

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

UNIVERSITE AMAR TELIDJI DE LAGHOUAT



FACULTE DE TECHNOLOGIE

Département d'Electrotechnique

Mémoire

En vue de l'obtention du diplôme de **MASTER** en Electromécanique

Option : **Electromécanique**

Présenté par

Boumegouas Mohamed Elkabir Bilal

Daghecha AbdelKarim

THEME

**Commande D'un Moteur Asynchrone Pour Un
Chaine de Traction d'un Véhicule électrique**

Devant le jury :

Mr. Lakhdar Mokrani	Pr	UATL	Président
Mr. Nouar Allal	M.A.A	UATL	Examineur
Mr. Boutoubat Mohamed	M.C.A	UATL	Examineur
Mr. Bendjedia Bachir	M.C.B	UATL	Encadreur

Promotion de Juin 2019

DEDICACE

*Je dédie cet humble travail
A mon très cher père*

*Aucune dédicace ne saurait exprimer l'amour,
L'estime, le dévouement et le respect que j'ai toujours eu
Pour vous.*

A ma très chère mère

*Affable, honorable, aimable, Je te dédie ce travail en témoignage de
mon profond amour. Puisse Dieu, le tout puissant, te préserver et
t'accorder santé, longue vie et bonheur.*

A mes grands-parents MAHMOUD et LAMRIA

A mes grands-parents ABBAS et HALIMA

*A ma très chère sœur et son mari et son garçon
MOHA*

A mes très chers frères BACHIR et ALI

A tous les membres de ma famille, petits et grands

A mes chères Amis

*Sans oublier ceux qui m'ont aidé pour que ce projet soit possible
je dis MERCI*

BOUMEGOUS BILAL, MED.

DEDICACE

Je dédie ce modeste travail

A ma mère avec toute mon affection.

A mon père avec toute ma reconnaissance.

A mes grands-parents que dieu les garde.

A mes frères surtout Abdallah, avec toute ma reconnaissance.

A ma famille.

A tous mes amis, Bilal, Djelloul, Oussama, Abdelmalek

Veillez, tous, accepter mes hautes salutations et Considérations.

Que Dieu puisse vous protégé.

DEGHCHA Abdelkarim.

Remerciement

« Ne remercie pas Allah celui qui ne remercie pas les gens »

Prophète MOHAMED

Merci, nos plus vifs remerciements vont à toutes les personnes ayant contribué au bon déroulement et à l'aboutissement de ce mémoire, tant sur le plan professionnel que sur le plan personnel.

En premier lieu, nous remercierons Dieu le tout puissant de nous avoir donnés le courage, la volonté, la patience et la santé durant toutes ces années et que grâce à lui ce travail a pu être réalisé.

*Remerciements et profonde gratitude à notre encadreur **MR. Bendjedia Bachir**, pour avoir dirigé ce travail. Ses grandes qualités pédagogiques et humaines, sans oublier tous ses encouragements, ses observations, ses critiques et ses précieux conseils nous ont permis de mener à bien ce présent travail. Qu'Allah le récompense.*

*C'est avec joie que nous remercierons les membres du jury, dont la renommée et la qualité scientifique honore grandement ce travail : Monsieur **Mokrani Lakhdar**, qui a bien accepté de présider le Jury de ce mémoire, **Mr. Nouar Allal** et **Mr. Mokrani Mohamed**, pour nous avoir fait l'honneur d'être examinateurs de ce travail.*

*Il nous sera impossible, enfin, de ne pas remercier **Mr. Bouchetata Nadir** enseignant chercheur à USTO-MB et **Mr. Ammar Abdelkarim** enseignant à l'université de Biskra qui ont contribué à notre travail. Sans oublier **Mr. Guibaj Mossadek** et **Abdelmalek Chaknane** et les membres du laboratoire de recherche de LACOSERE de l'université de Laghouat, et à tous les enseignants des départements d'électrotechnique et d'électronique.*

Les Abréviations

VE	Véhicule Electrique
CDT	Chaine De Traction
CVE	Chaine de Traction du Véhicule Electrique
VTE	Véhicule Tout Electrique
PAC	Pile A Combustible
HVE	Véhicule Hybride
VHS	Véhicule Hybride Série
VHP	Véhicule Hybride Parallèle
VHC	Véhicule Hybride Combiné
MCC	Moteur a Courant Continue
MSAP	Moteur Synchrone à Aimant Permanant
MSRB	Moteur Synchrone à Rotor Bobiné
MAS	Moteur Asynchrone
MRV	Moteur à Reluctance Variable
BV	Boite de Vitesse
MOSFET	Metal Oxide Semi-conductor Field Effect Transistor
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
MLI	Modulation de Largeurs d'Impulsion
NPC	Neutral Point Clamped
CHB	Cascaded H Bridge
FC	Flying Capacitor
DC	Courant Continu
AC	Courant Alternatif
S_a, S_b, S_c	Axes des trois phases statoriques
$R_a R_b R_c$	Axes des trois phases rotoriques
$V_{sa} V_{sb} V_{sc}$	Tensions d'alimentation des phases statoriques

$V_{ra}V_{rb}r_{sc}$	Tensions aux bornes des phases rotoriques
θ	Angle électrique du rotor par rapport au stator
θ_s	Angle du stator entre (Sa) et (d)
θ_r	Angle du rotor entre (Ra) et (d)
Ω	Vitesse de rotation mécanique du rotor [rad/s]
ω	Vitesse de rotation électrique du rotor [rad/s]
ω_s	Pulsation statorique
ω_r	Pulsation rotorique
C_e	Le couple électromagnétique de la machine
C_r	Couple résistant à l'arbre de la Machine
J	Moment d'inertie
f	Coefficient de frottement visqueux
σ	Coefficient de dispersion total
T_s	Constante de temps statorique
T_r	Constante de temps rotorique
R_t	Résistance totale ramenée au stator
Φ_{sabc}	Flux statoriques triphasés
Φ_{rabc}	Flux rotoriques triphasés
Φ_{dq_s}	Flux dans le plan biphasés statoriques (Park)
Φ_{dq_r}	Flux dans le plan biphasés rotoriques (Park)
$\Phi_{\alpha\beta_s}$	Flux dans le plan biphasés statoriques (Concordia)
$\Phi_{\alpha\beta_r}$	Flux dans le plan biphasés rotoriques (Concordia)
I_{sabc}	Courants des phases statoriques
I_{rabc}	Courants des phases rotoriques
I_{dq}	Courants de ligne biphasés (Park)
$I_{\alpha\beta}$	Courants de ligne biphasés (Concordia)
L_m	Inductance mutuelle magnétique
L_s	Inductance cyclique statorique
L_r	Inductance cyclique rotorique

dq	Axe directe et quadrature de Park
$\alpha\beta$	Axes $\alpha\beta$ du repère Concordia
L_{dq}	Inductances d'axes direct et quadrature
$L_{\alpha\beta}$	Inductances d'axes $\alpha\beta$
L_{ms}	Inductance mutuelle entre deux phases du stator
L_{mr}	Inductances mutuelles entre deux phases du rotor.
L_{msr}	Inductance mutuelle entre le stator et le rotor
f	Fréquence de réseau
f_r	Fréquence de la référence
f_p	Fréquence de la porteuse
$[T_{32}]^T$	la matrice transposée de Concordia
$[P(\theta)]$	La matrice de Park modifiée
P_{em}	La puissance d'échange d'énergie Electromagnétique
P_e	La puissance électrique instantanée
P_j	La Puissance dissipée en pertes joules
P_{mec}	La puissance mécanique
PI	Proportionnelle et Intégrale
IP	Intégrale Proportionnelle
PD	Proportionnelle et Dérivateur
PID	Proportionnelle et Intégrale et Dérivateur
K	Gain de régulateur
Ki	Gain de régulateur Intégrale
Kp	Gain de régulateur Proportionnelle
Kd	Gain de régulateur dérivateur
S	Opérateur dérivé de LAPLACE
FTBO	Fonction de Transfert en Boucle Ouverte
FTBF	Fonction de Transfert en Boucle Fermée
ζ	Coefficient d'amortissement
D%	Dépassement

ω_n	Pulsation du système
τ	Constant de temps
NEDC	New European Driving Cycle
UDC	Urban Driving Cycle
EUDC	Extra Urban Driving Cycle
FTP	Federal Test Procedure
EPA	Environmental Protection Agency
K	Gain de réducteur
C_{roue}	Couple dans la Roue
C_m	Couple moteur
Ω_{roue}	Vitesse dans la roue
Ω_m	Vitesse dans le moteur
R₁, R₂	Nombre des dents
P_{ve}	Puissance de véhicule

Table de matières

Introduction générale	1
CHAPITRE I : Etat de l'art sur les chaines de tractions des véhicules électriques	4
I.1 Introduction.....	5
I.2 Contexte de l'automobile.....	5
I.3 Définition et historique.....	7
I.3.1 Définition	7
I.3.2 Historique.....	9
I.4 La chaine de Traction de Véhicule Electrique	10
I.4.1 Description de la chaine de traction.....	11
I.4.2 Le système de transmission mécanique des véhicules électriques.....	12
I.4.3 Différentes architectures de chaine de traction.....	12
I.5 Classification des véhicules électriques	16
I.5.1 Véhicule Tout Electrique	16
I.5.2 Véhicule hybride.....	17
I.5.3 Avantage des véhicules tout électriques	19
I.6 Motorisation des véhicules tout électriques.....	20
I.7 Classification des moteurs	22
I.7.1 Moteur à courant continu.....	22
I.7.2 Moteur synchrone.....	23
I.7.3 Moteur à réactance variable.....	24
I.7.4 Moteur asynchrone.....	24
I.7.5 Critères de choix du motopropulseur.....	25
I.7.6 Choix de motorisation.....	26
I.8 L'électronique de puissance dans un véhicule électrique.....	27
I.8.1 Onduleur de tension triphasé à deux niveaux.....	28
I.8.2 Onduleurs à multi-niveaux.....	29
I.8.3 Choix de convertisseur.....	31
I.9 Conclusion	32
CHAPITRE II: Modélisation et simulation des différents composants de la chaine de traction	33
II.1 Introduction	34
II.2 Modélisation de la machine asynchrone.....	34

II.2.1 Description de la machine asynchrone.....	34
II.2.2 Mise en équation de la machine asynchrone dans le repère triphasé.....	36
II.2.3 Description de la transformation de Concordia.....	39
II.2.3.1 Modélisation de la machine asynchrone dans le repère de Concordia.....	40
II.2.3.2 Lien entre Park et Concordia.....	41
II.3 Description de la transformation de Park.....	41
II.3.1 Modélisation de la machine asynchrone dans le repère de Park.....	43
II.3.2 Choix de l'orientation du repère de Park.....	44
II.3.3 Expression du couple électromagnétique et la puissance.....	46
II.4 Modèle d'état de la machine asynchrone.....	47
II.4.1 Equation d'état de la machine asynchrone dans le repère de Concordia.....	47
II.5 Simulation de la machine asynchrone à cage.....	49
II.5.1 Résultats de simulation.....	50
II.6 Modélisation de l'onduleur à deux niveaux	52
II.6.1 Représentation de la structure d'onduleur de tension	52
II.6.2 Equations d'état d'onduleur	53
II.6.3 Onduleur de Tension à Modulation de Largeur d'Impulsions	54
II.6.4 Choix de type MLI	57
II.7 Simulation de l'association Convertisseur Machine	57
II.7.1 Résultats de simulation.....	58
II.7.2 Analyse FFT.....	60
II.8 Conclusion	62
Chapitre III : Commande vectorielle de la MAS	63
III.1 Introduction	64
III.2 Théorie de la commande vectorielle de la MAS.....	64
III.2.1 Principe de la commande par orientation du flux.....	65
a. Commande vectorielle par orientation du flux de statorique	66
b. Commande vectorielle par orientation du flux magnétisation.....	67
c. Commande vectorielle par orientation du flux rotorique.....	68
III.2.2 Comparaison des trois méthodes d'orientation du flux.....	68
III.3 Régulateurs utilisés dans la commande vectorielle	69

III.3.1 Synthèse des régulateurs PI et IP.....	69
III.3.1.1 Structure de la commande PI.....	69
III.3.1.2 Structure de commande IP.....	70
III.4 Technique de commande.....	72
III.4.1 Commande vectorielle directe.....	72
III.4.2 Commande vectorielle indirecte.....	72
III.4.3 Classification des méthodes de commande vectorielle.....	73
III.5 Commande Vectorielle directe du moteur asynchrone à cage.....	74
III.5.1 Couplage.....	74
III.5.2 Découplage.....	75
III.5.3 Calcul de Φ , θ et C.....	77
III.5.4 Bloc de défluxage	78
III.5.5 Description du système global.....	79
III.6. Détermination des coefficients des régulateurs.....	79
III.6.1 Calcul des régulateurs	80
III.7 Simulation de la commande vectorielle.....	80
III.7.1 Etude comparative entre régulateurs PI et IP on terme de performances.....	83
III.8 Conclusion.....	88
Chapitre IV : Application à un véhicule électrique avec des cycles de conduits.....	89
IV.1 Introduction.....	90
IV.1.2 Présentation de la structure du véhicule électrique étudié.....	90
IV.2 Cahier de charge.....	91
IV.2.1 Cycle de conduite.....	91
IV.2.1.1 Au niveau d'Europe.....	91
IV.2.1.2 Au niveau d'Etats-Unis.....	92
IV.2.2 Modèle dynamique.....	95
IV.2.3 Bilan des efforts appliqués au véhicule.....	95
IV.2.4 Transmission et réducteur mécanique.....	97
IV.3 Simulation du modèle dynamique du véhicule	98
IV.3.1 Cycle NEDC (Extra-Urbain).....	100
IV.3.1 Résultats de simulation	102
IV.3.2 Interprétation des résultats.....	104
IV.3.2 Cycle ARTEMIS.....	105

IV.3.2.1 Résultats de simulation	104
IV.3.2.2 Interprétation des résultats.....	109
IV.4 Conclusion.....	110
Conclusion générale	112
Bibliographie	114
Annexe	119

Liste des Figures

Figure. I.1: Mauvaise qualité de l'air dans certaines agglomérations chinoise.....	6
Figure. I.2: Architecture d'une chaîne de traction électrique Renault Twizy.....	8
Figure. I.3 : Composants qui peuvent faire partie d'une chaîne de traction.....	10
Figure I.4: Schéma de fonctionnement d'un système de traction électrique.....	11
Figure I.5: Différentes architectures de chaînes de traction tout électrique.....	12
Figure I.6: La motorisation mono moteur avec boite vitesse.....	13
Figure I.7: La motorisation monomoteur avec réducteur	13
Figure.1.8: Exemples de roue englobant un moteur-roue :	
a) Roue active de MICHELIN ; b) Roue motrice nouvelle génération BRIDGESTONE.....	14
Figure. I.9: Architecture du véhicule tout électrique (VTE).....	16
Figure I.10: Principe de fonctionnement de la pile à combustible.....	17
Figure I.11 : Architecture du véhicule hybride série (VHS)	18
Figure I.12 : Architecture du véhicule hybride parallèle (VHP).....	18
Figure I.13 : Architecture du véhicule combiné (VHC).....	19
Figure I.14 : Ensemble intégré moteur/réducteur/différentiel.....	21
Figure I.15 : Classification de motorisation électrique pour l'application VE.....	22
Figure I.16 : Différentes topologies des machines pour (VE): (a) MCC, (b) MAS (c) MRV,(d) MSAP.....	22
Figure I.17 : Caractéristique Effort/Vitesse.....	26
Figure I.18 : Caractéristique Couple/Vitesse pour différente types de moteurs.....	26
Figure I. 19 : Plages de fonctionnement des différents interrupteurs utilisables....	27
Figure I-20 : Schéma de l'onduleur de tension.....	28
Figure I-21 : Tension de sortie entre phase pour un onduleur de tension triphase.....	28
Figure I-22 : Signaux de sortie d'un onduleur multi niveaux (a) 3 (b) 5 (c) 7 Niveaux	29
Figure I-23 : Bras d'onduleur multi niveaux : (a) NPC (b) FC (c) CHB.....	30

Figure II.1 : Coupe d'une machine asynchrone triphasée symétrique.....	35
Figure II.2 : Modèle d'une machine asynchrone triphasée.....	36
Figure II.3 : Représentation de système triphasé dans le plan de Concordia.....	39
Figure II.4 : Représentation de système biphasé dans le plane de Park.....	42
Figure II.5 : Modèle de la machine asynchrone.....	47
Figure II. 6 : Schéma bloc du modèle de la MAS dans le repère d, q.....	49
Figure II.7 : Résultats de simulation du modèle de la MAS sans onduleur démarrage à vide, et application d'un couple résistant ($C_r=150N.m$) à $t=3s$	51
Figure II.8 : Schéma d'un bras de l'onduleur de tension.....	53
Figure II. 9 : Schéma équivalent d'un onduleur à deux niveaux.....	53
Figure II. 10 : MLI sinus-triangle.....	55
Figure II. 11 : Allure de la tension de sortie (V_a).....	56
Figure II. 12 : Principe de MLI à hystérésis.....	57
Figure II. 13 : Schéma bloc de la machine asynchrone à l'association d'un onduleur à deux niveaux.....	58
Figure II.14 : Résultats de simulation après l'utilisation d'un onduleur à deux niveaux.....	59
Figure III.1 : Commande d'une MCC et commande vectorielle d'une machine à induction.....	65
Figure III.2 : Principe de la commande par orientation du flux.....	65
Figure III. 3 : Orientation du flux statorique sur l'axe d.....	66
Figure III. 4 : Orientation du flux de magnétisation sur l'axe d.....	67
Figure III. 5 : orientation du flux rotorique sur l'axe d.....	68
Figure III.6 : Schéma de commande utilisant la structure PI.....	70
Figure III.7 : Schéma de commande utilisant la structure IP.....	71
Figure III.8 : Classification des méthodes de commande par orientation de flux..	73
Figure III.9 : Description des couplages.....	74
Figure III.10 : Commande découplée – Expressions de I_{ds} et I_{qs}	76
Figure III.11 : Commande découplée – Expressions de Φ_r et C_e	76
Figure III.12 : Reconstitution des tension V_{ds} et V_{qs}	76
Figure III.13 : Représentation des blocs d'estimation.....	78

Figure III.14: Profil du flux rotorique de défluxage.....	78
Figure III.15 : Schéma global de la commande vectorielle de la MAS.....	79
Figure III.16 : Résultats de simulation de la commande vectorielle :	
a)-Vitesse mécanique et b)- Couple électromagnétique.....	81
Figure III.17 : Résultats de simulation de la commande vectorielle :	
a) Courants statoriques (I_d , I_q) PI, IP , b) Courants, b) statoriques (I_a , I_b , I_c) de IP, c) Courants statoriques (I_a , I_b , I_c) de PI, d) flux rotorique en utilisant les deux régulateurs.....	82
Figure III.18: Résultats de simulation de la commande vectorielle Lors du fonctionnement à inversion de vitesse.....	84
Figure III.19: Résultats de simulation de la commande vectorielle Lors augmenté résistance rotorique de 40% à $t=5s$	85
Figure III.20: Résultats de simulation de la commande vectorielle Lors augmenté moment d'inertie J de 200%.....	86
Fig III. 21 : Résultats de simulation de la commande vectorielle lors augmentation du moment d'inertie $J*0.5$	87
Figure VI.1: Schéma simplifié de structure générale du véhicule étudié.....	90
Figure VI. 2 : Cycle de conduite NEDC.....	92
Figure VI. 3 : Cycle de conduite FTP.....	93
Figure VI. 4 : véhicule électrique Blue car.....	95
Figure VI. 5 : Forces appliquées sur un véhicule électrique.....	96
Figure VI. 6 : Le mécanisme du réducteur.....	98
Figure VI. 7 : Schéma bloc du modèle dynamique du VE.....	99
Figure IV .8 : puissance demandée par le véhicule avec le cycle Urbain.....	99
Figure IV .9 : puissance demandée par le véhicule avec le cycle Extra Urbain.....	100
Figure VI.10 : Résultat de la simulation des consignes de vitesse et de couple (-a- V_{ref} -b- C_r).....	101
Figure VI.11 : Consignes de vitesse et du couple résistant appliquées au moteur avec le cycle extra-urbain de NEDC.....	102
Figure. VI.12 : Schéma globale de l'application de cycle Extra Urbain sur la Commande.....	103

Figure VI.13 : Résultats de simulation de la commande vectorielle avec deux régulateurs PI et IP avec le cycle Extra Urbain de NEDC.....	103
Figure VI.14 : Résultats de simulation de puissance moteur et puissance véhicule avec cycle Extra-Urbain.....	104
Fig. IV.15 : Partie du Cycle ARTEMIS (500s à 1200s).....	105
Figure VI.16 : Consignes de vitesse, couple résistant et puissance avec le cycle ARTEMIS	106
Figure VI.17 : Consignes de vitesse et du couple résistant appliquées au moteur avec le cycle ARTEMIS.....	107
Figure VI.18 : Résultats de simulation de la commande vectorielle avec deux régulateurs PI et IP avec le cycle ARTEMIS.....	108
Fig.IV.19 : Résultats de simulation de puissance moteur et puissance véhicule avec le cycle ARTEMIS.....	109

Liste des tableaux

Tableau I-1 : Avantage et inconvénient de la motorisation multi-motrice avec réducteur.....	15
Tableau I-2 : Avantage et inconvénient de la motorisation multi-motrice sans réducteur..	15
Tableau I-3 : Synthèse des diverses architectures des véhicules électriques.....	20
Tableau I.4 : Avantages et Inconvénients et le type de véhicule qui utilise la MCC	23
Tableau I.5 : Avantages et Inconvénients et le type de véhicule qui utilise la MS	24
Tableau I.6 : Avantages et Inconvénients et le type de véhicule qui utilise la MRV	24
Tableau I.7 : Avantages et Inconvénients et le type de véhicule qui utilise la MAS	25
Tableau I. 8 : Avantages et inconvénients de différentes structures d'onduleurs utilisés pour les véhicules électriques.....	31
Tableau II.1 : Les résultats de THD et l'ondulation du couple de chaque valeur de l'indice m et le coefficient r	61
Tableau III. 1 : Les différents types des régulateurs.	69
Tableau III. 2 : Les différentes actions sur les régulateurs.....	80
Tableau III. 3 : Les paramètres des régulateurs.....	80
Tableau VI. 1 : Le temps, la distance et la vitesse maximale de quelque cycle de conduites normalisé	94
Tableau VI. 2 : Paramètres du véhicule électrique urbain de type Blue car.....	95

INTRODUCTION GENERALE

Introduction Générale

Les enjeux énergétiques et environnementaux font aujourd'hui partie des préoccupations majeures au niveau international. L'accroissement de la population mondiale ainsi que l'activité industrielle des pays développés et des puissances économiques émergentes ont entraîné une explosion des besoins en énergie [1]. Le monde de demain sera encore très différent et plus exigeant de celui d'aujourd'hui suite aux avancées technologiques qui seront également imposées par des mesures contraignantes provenant de la forte industrialisation des deux siècles passés principalement dans le domaine du transport routier [2].

Le secteur des transports est soumis à des problématiques environnementales fortes, de plus en plus étudiées et quantifiées, notamment ses impacts sur la qualité de l'air et le réchauffement climatique, avec des conséquences sociétales et géopolitiques non négligeables [3]. Dans ce contexte, la recherche de nouvelle technologie pour remplacer la voiture à propulsion thermique constitue un véritable enjeu industriel. La propulsion électrique offre une solution sans émission à l'usage, avec l'opportunité d'être alimentée par une énergie électrique qui devient renouvelable et permet une production locale. Ce véhicule électrique, solution « idéale », est pourtant présent depuis les débuts de l'automobile.

Le véhicule électrique n'est pas une idée nouvelle. Du XIXème à la fin du XXème siècle, divers modèles ont été expérimentés et ont tenté de rivaliser avec les véhicules thermiques [4]. Permettant aux constructeurs de véhicules de pouvoir répondre aux exigences demandées par les utilisateurs des véhicules (performances et consommation du carburant) et les lois de protection de l'atmosphère (réduction des émissions de polluants). Le système de propulsion électrique est le cœur du véhicule électrique. Il est constitué d'un actionneur électrique, un dispositif de transmission, et des roues. L'entraînement, qui est l'ensemble du moteur électrique et des convertisseurs statiques associé à une commande électronique, est le noyau du système de propulsion dans le véhicule électrique [2].

Un véhicule électrique est un véhicule dont la propulsion est assurée par un moteur fonctionnant exclusivement à l'énergie électrique. Autrement dit, la force motrice est transmise aux roues par un ou plusieurs moteurs électriques selon la solution de transmission retenue [5], les avantages que présente le véhicule électrique sont déduits de celles des moteurs électriques insérés dans les roues. La technologie de base résulte en une unité légère, compacte et d'une haute efficacité énergétique. Les convertisseurs de puissance peuvent être installés soit à l'intérieur ou à l'extérieur de la roue. La présence de plusieurs moteurs dans le véhicule, nécessite un système de commande synchronisant leurs vitesses lors du roulement

Introduction Générale

appelé différentiel électronique. Ce système permet d'une part de contrôler avec une haute précision et indépendamment le couple appliqué à chaque roue. Le contrôle du véhicule électrique s'effectue par la commande de sa chaîne de traction qui se traduit à son tour par la commande de ces moteurs-roues [2].

La chaîne de traction qui propulse ces véhicules est un levier majeur d'amélioration, aussi bien au niveau du coût que de la commande. Dans le cadre de ce travail de recherche, nous allons concentrer à faire une étude sur la chaîne de traction électrique et la commande de l'actionneur électromécanique. Pour présenter ce travail, on a organisé ce mémoire en quatre chapitres :

Le premier chapitre est consacré à l'étude des systèmes à propulsion électrique, nous présentons les différentes configurations d'un véhicule électrique et l'évolution des véhicules électriques depuis leurs apparitions, leurs configurations ainsi que leurs constitutions. Puis nous discutons les principaux organes de la chaîne de traction pour choisir à la fin une configuration de propulsion du véhicule électrique qui sera adoptée pour le reste de l'étude.

Le deuxième chapitre a pour objectif de modéliser et de simuler les éléments de la chaîne de traction électrique, convertisseur-moteur. Le chapitre se divise en deux parties principales. Dans la première partie, on va s'intéresser par présenter le moteur asynchrone et modéliser son comportement et sa simulation. La deuxième partie sera consacrée pour la modélisation et la simulation l'association de convertisseur-moteur avec les résultats de simulation.

Le troisième chapitre présente la commande vectorielle du moteur asynchrone. Cette commande sera testée en utilisant deux régulateurs de vitesse différents (PI et IP). Les performances de chaque technique seront évaluées selon une étude comparative vis-à-vis différents tests à savoir l'inversion du sens de rotation, variation paramétriques et robustesse.

Dans le dernier chapitre, nous présentons le modèle dynamique du véhicule électrique considéré. Ce modèle est utilisé pour la validation des deux stratégies de régulation sur la chaîne de traction. Pour cela, nous utilisons un cycle de conduite pour obtenir des consignes de vitesse et de couple de charge d'un véhicule réel. Les deux stratégies de régulation sont considérées aux mêmes conditions pour être comparées en termes de performances dynamiques et statiques pour une application véhicule électrique.

**CHAPITRE I: ETAT DE L'ART SUR
LES ARCHITECTURES DES
CHAINES DE TRACTION DES
VEHICULES ELECTRIQUES**

Chapitre I : Etat de l'art sur les architectures des chaînes de traction des véhicules électriques

I.1 Introduction

Au début du 20^{ème} siècle la voiture à essence connaît un succès important. Les voitures électriques de cette époque avaient une faible autonomie, et les batteries ne permettaient pas au moteur de délivrer autant de puissance qu'un moteur thermique [4]. Ainsi que les problèmes environnementaux et de consommation d'énergie. C'est pourquoi, un moyen de transport propre indépendant des ressources fossiles et non émetteur de gaz à effet de serre (**CO₂**, **CH₄**, **N₂O**, **SF₆**) est d'un enjeu mondial.

Les véhicules électriques (VE) constituent actuellement une alternative possible aux véhicules conventionnels, permettant aux constructeurs des véhicules de pouvoir répondre aux exigences demandées par les utilisateurs des véhicules (performances et consommation du carburant) et les lois de protection de l'atmosphère (réduction des émissions de polluants) [6].

Le problème actuel des concepteurs de véhicule électrique est le choix de meilleures conceptions et l'architecture optimisée d'après la demande quelle soit pour la course nécessite de vitesse ou bien urbain nécessite de consommation moindre d'énergie.

Dans ce chapitre, on essayera de présenter une généralité sur les véhicules électriques. On commence par un bref état d'art de la traction électrique et discussions les principaux composants de la chaîne de traction, comme nous présentons les différentes topologies des véhicules électriques et les spécificités de leurs différentes fonctionnalités. Ensuite on présentera une analyse sur la motorisation électrique et les convertisseurs statiques afin de déterminer la configuration la plus avantageuse, l'objet de cette étude et de faire une description générale sur les différentes architectures de la chaîne de traction électrique.

I.2 Contexte de l'automobile

Dans un contexte de forte urbanisation, l'impact environnemental des véhicules utilisés pour répondre au besoin de transport individuel ou collectif est un enjeu sociétal important. Pour cela, le secteur de transport est soumis à des problématiques environnementales fortes, de plus en plus étudiées et quantifiées, notamment ses impacts sur la qualité de l'air et le réchauffement climatique, avec des conséquences sociétales et géopolitiques non négligeables. Dans ce contexte, la propulsion électrique offre une solution sans émission à l'usage, avec l'opportunité d'être alimentée par une énergie électrique qui devient renouvelable et permet une production locale. Ce véhicule électrique, solution « idéale », est

Chapitre I : Etat de l'art sur les architectures des chaînes de traction des véhicules électriques

pourtant présent depuis les débuts de l'automobile. Toutefois, il souffre des limites principalement liées à l'autonomie et au coût de fabrication, et continue de plus en plus proche du véhicule à combustion dont le durcissement des normes antipollution engendre des coûts d'achat et d'entretien supplémentaires [3].

Le véhicule électrique est sur le point d'amener des bouleversements importants - si ce n'est déjà fait - dans l'industrie du matériel de transport terrestre. Le moteur à combustion interne est appelé à céder une large place au moteur électrique moins polluant et plus efficace, de façon à alléger la pollution en milieu urbain et à diminuer la dépendance vis à vis du pétrole importé. La combinaison des programmes incitatifs des gouvernements en Amérique du Nord, en Europe et au Japon, et l'évolution rapide du développement technologique indiquent que cette percée est amorcée [7]. La communauté scientifique mondiale, au travers des travaux du GIEC « Le Groupe d'experts intergouvernemental sur l'évolution du climat (ou IPCC en anglais) », a sensibilisé au fait que les émissions de gaz à effet de serre imputables aux activités humaines sont la cause principale d'une augmentation de la température moyenne du globe. L'accord de Paris (conclu à l'issue de la COP21 en décembre 2015) fixe pour objectif de limiter à 2°C au maximum le réchauffement global par rapport aux températures de l'ère préindustrielle. Et aussi, dans le cadre de la vingt-deuxième session de la Conférence des Parties (COP22) qui s'est déroulée à Marrakech en novembre 2016, la prise de conscience des dangers du dérèglement climatique a permis de définir des objectifs ambitieux comme la décision symbolique de ne pas dépasser la barre des 1,5 degrés de hausse de température et l'obligation de transparence des états sur tout ce qui concerne leurs décisions sur ce sujet. Le secteur des transports est à l'origine de 27% des émissions mondiales de CO₂. figure (I.1) représente l'impact du réchauffement de notre planète [8].



a) Janvier 2013, record de pollution à Pékin, Chine © M.TAMURA / AP / SIPA



b) Avril 2014 : vente d'air « des montagnes » à Zhengzhou, Chine

Fig. I.1 : Mauvaise qualité de l'air dans certaines agglomérations chinoises [3].

Chapitre I : Etat de l'art sur les architectures des chaines de traction des véhicules électriques

Selon le GIEC, il faudrait réduire les émissions mondiales de gaz à effet de serre de 40% à 70% d'ici à 2050 (par rapport au niveau de 2010) et d'atteindre une économie quasiment neutre en carbone durant la deuxième partie du XXI^e siècle pour espérer atteindre cet objectif [3][8].

I.3 Définition et historique

Véhicule électrique est un véhicule dont la propulsion est assurée par un moteur fonctionnant exclusivement à l'énergie électrique. Autrement dit, la force motrice est transmise aux roues par un ou plusieurs moteurs électriques selon la solution de transmission retenue [4].

Compte tenu des progrès scientifiques et technologiques accomplis dans le domaine de l'électronique de puissance, les systèmes de gestion de l'énergie, etc. Beaucoup d'idées et de nouvelles conceptions [9][10]. Le concept d'un véhicule électrique n'est pas nouveau. La première voiture électrique fut construite en 1839 et le cap de 100 km/h dépassé en 1899. Mais avec l'avènement du démarreur autonome, le moteur à pistons balaie les véhicules électriques et les véhicules à vapeur par la même occasion. Il faut attendre jusqu'en 1973 au moment où le choc pétrolier et la flambée du prix du carburant ravivent l'intérêt pour les véhicules électriques. Actuellement, les chaines de traction des Véhicules Electriques (VE) sont plus simples que ceux des véhicules thermiques. Elles sont composées d'un moteur électrique qui assure la propulsion et un accumulateur rechargeable utilisé comme source d'énergie primaire [8].

Le système de propulsion électrique figure (I.2) est l'organe principal du véhicule électrique, ce dernier est propulsé électriquement par des moteurs et comporte un système de transmission formé par un ou plusieurs moteurs électriques entraînant un nombre des roues motrices.

Chapitre I : Etat de l'art sur les architectures des chaînes de traction des véhicules électriques

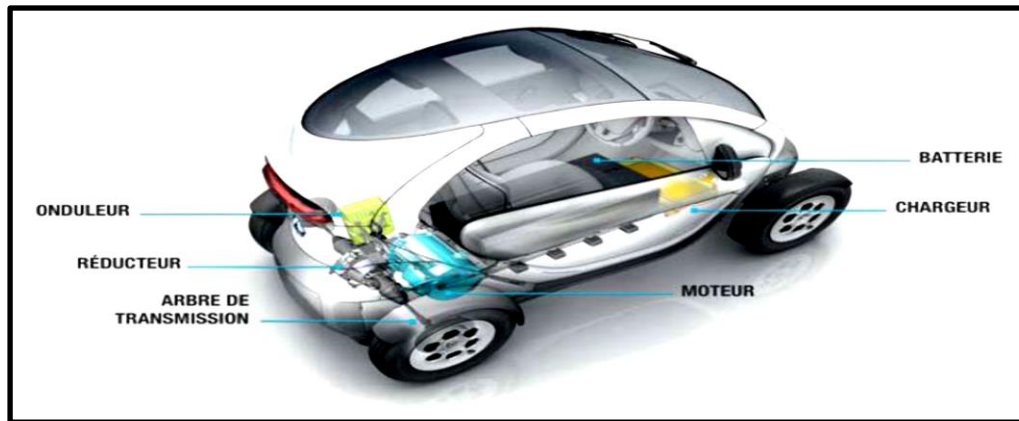


Fig. I.2 : Architecture d'une chaîne de traction électrique Renault Twizy [3].

Comme illustré sur la figure (I.2), ce système est constitué de trois principaux éléments :

a- Moteur électrique

Le moteur électrique est l'élément indispensable du véhicule électrique, il doit être robuste, fiable et pratiquement sans entretien, ce qui est plus indiqué pour le moteur à induction. Selon le type de propulsion, il peut y avoir un ou plusieurs moteurs, et cela dépend de plusieurs paramètres et contraintes du type de propulsion (véhicule lourd ou léger, faible ou grande puissance, etc.) [11].

b- Bloc de commande et de contrôle

Le bloc de commande et de contrôle " Contrôleur " est le cerveau du système de propulsion son rôle est de capter les informations d'état du système (vitesse de rotation, courants, etc.) de les traiter et d'agir en conséquence pour la génération des signaux de commande, appliqués au moteur électrique afin de gérer au mieux la consommation d'énergie [12][13].

c- L'électronique de puissance

La chaîne de traction assure la transmission mécanique du mouvement, ainsi que le moteur de traction qui peut-être un moteur à courant alternatif ou continu. Entre les deux, un système d'adaptation gère l'énergie entre les sources et les charges. Ce système est un convertisseur d'électronique de puissance qui doit conditionner et gérer l'énergie via un Bus DC. Ce dernier peut être fixe ou variable suivant le cahier de charge et le mode de fonctionnement du système.

Chapitre I : Etat de l'art sur les architectures des chaines de traction des véhicules électriques

3.2 Historiques

- (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).
- 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**). L'auto était pilotée par le belge Camille Jenatzy, et munie de pneus Michelin.
- 1966, le congrès américain recommande la construction de véhicules électriques pour réduire la pollution de l'air.
- 1990, l'Etat de la Californie vote le Zéro Emission Véhicule (ZEV), un plan qui prévoit que **2%** des véhicules devront avoir zéro émission polluante en **1998**
- Entre **1996** et **1998** GM va produire **1117** EV1, dont **800** d'entre elles en location avec un contrat de **3** ans.
- En mars **2009**, Vincent Bolloré annonce la sortie pour **2010** en location mensuelle à **330** euros de la Pini farina Blue Car.
- En Décembre **2010**, Nissan Leaf, introduit au Japon et aux États-Unis.
- **2014**: Tesla annonce des plans pour construire une batterie "gigafactory" afin de s'assurer qu'elle dispose suffisamment de batteries pour ses véhicules actuels et à venir.
- En février **2017**, Consumer Reports a désigné Tesla comme la première marque automobile aux États-Unis et la classe au 8ème rang parmi les constructeurs automobiles mondiaux.
- En **2019** Audi ouvre un nouveau chapitre de son histoire avec la nouvelle Audi e-tron. Plus qu'un véhicule 100% électrique, la nouvelle **Audi e-tron** incarne une vision avant-gardiste de la mobilité : plus performante, plus connectée, plus agile, plus intelligente. Première dans l'histoire automobile.

Chapitre I : Etat de l'art sur les architectures des chaînes de traction des véhicules électriques

I.4 La chaîne de traction du véhicule électrique

Le génie électrique investit de plus en plus l'automobile. Une mutation dans ce domaine est en train de s'accélérer grâce aux contraintes réglementaires environnementales et les lois du marché lié au confort des usagers. Dans ce contexte, la terminologie ci-dessous sera adoptée [14].

- a. **Système de traction** : Ensemble des organes traversés par le flux d'énergie, et qui assurent à un véhicule sa capacité de mouvement. Il est composé d'une chaîne de traction et d'un générateur d'énergie embarquée.
- b. **Chaîne de traction** : Organe du système de traction assurant la transmission mécanique du mouvement. Elle est composée des roues, du différentiel, de la transmission ou boîte de vitesse (BV) et d'un moteur convertissant l'énergie sortante du générateur embarqué en énergie mécanique.
- c. **Source d'énergie embarquée** : Organe du système de traction assurant le stockage et l'adaptation de l'énergie. Il est composé d'un système de stockage et d'un système d'adaptation (convertisseur et/ou transformateur).
- d. **Différentiel** : est un système mécanique qui a pour fonction de distribuer une vitesse de rotation par répartition de l'effort cinématique, de façon adaptative, immédiate et automatique, aux besoins d'un ensemble mécanique.
- e. **Réducteur** : est un système d'engrenage dont le rapport de transmission est inférieur à 1, pour augmenter le couple moteur d'une rotation.

La figure (I.3) présente les symboles des composants qui seront utilisés pour expliciter le principe des différentes chaînes de traction présentées [15].

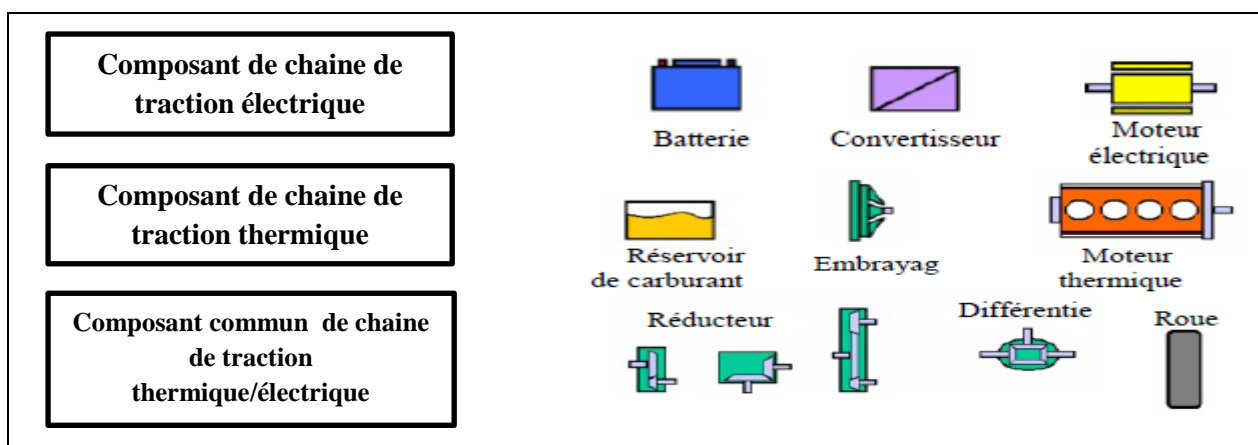


Fig. I.3 : Composants qui peuvent faire partie d'une chaîne de traction [15].

Chapitre I : Etat de l'art sur les architectures des chaînes de traction des véhicules électriques

I.4.1 Description de la chaîne de traction

La chaîne de traction d'un véhicule tout électrique peut être décomposée en éléments décrits dans la figure (I.3). Il s'agit, si l'on part du réseau d'alimentation alternatif, du chargeur de batteries, de la batterie électrochimique de la source embarquée d'énergie électrique, de l'ensemble convertisseur statique du moteur électrique et le contrôle, et enfin, de la transmission mécanique dont la fonction est d'adapter la caractéristique mécanique de la charge à celle du moteur [5][16]. Pour l'analyse de la consommation totale, il faut aussi prendre en compte les auxiliaires comme le système de refroidissement (air ou eau) du moteur et de son convertisseur électronique [17].

Les performances globales d'un VE dépendent amplement des différents éléments qui le constituent et qu'on peut les présenter en deux sous-systèmes regroupant une source d'énergie électrique embarquée et un groupe motopropulseur qui intègre le moteur électrique et le convertisseur de puissance avec sa commande. L'ensemble doit posséder les caractéristiques de fonctionnement suivantes [2] :

- Couple élevé à basse vitesse et suffisant à haute vitesse.
- Faible ondulation de couple (ne pas dépasser $\pm 2\%$).
- Récupération de l'énergie au freinage.
- Faisabilité industrielle et faible coût.

La figure (I.4) représente le schéma de fonctionnement d'une chaîne de traction électrique.

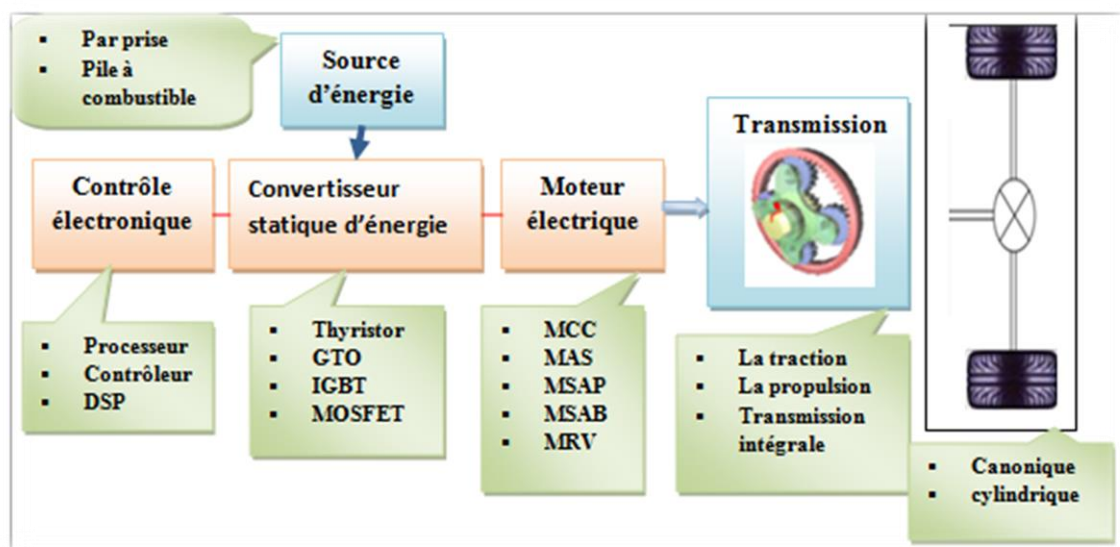


Fig. I. 4 : Schéma de fonctionnement d'un système de traction électrique [2].

Chapitre I : Etat de l'art sur les architectures des chaînes de traction des véhicules électriques

1.4.2 Le système de transmission mécanique des véhicules électriques

Le système de transmission d'un véhicule électrique comprend l'ensemble des mécanismes situés entre le moteur et les roues motrices, le réducteur et le différentiel. Son objectif est de relier la source d'énergie, le ou les moteurs électriques, aux roues motrices du véhicule afin d'adapter la vitesse et le couple du moteur aux exigences fonctionnelles du véhicule. L'intérêt du 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 d'avoir un moteur plus compact. Le différentiel permet d'adapter la vitesse des roues en virage. Les différents modes de transmission sont :

- La traction : Seul les deux roues avant sont motrices.
- La propulsion : Seul les deux roues arrière sont motrices.
- Transmission intégrale : Toutes les roues sont motrices.

1.4.3 Différents architecture de chaîne de traction

Le véhicule tout électrique peut être motorisé de différentes façons selon le degré de simplification mécanique de la chaîne de motorisation. Cette dernière peut être constituée, dans la version la plus simple, d'un moteur unique associé à une boîte à vitesse mécanique ou à un réducteur de rapport et un différentiel mécanique pour l'entraînement des roues arrière c'est la configuration monomoteur, figure (1.5.a). Tandis que dans la version la plus avancée, deux ou quatre moteurs sont répartis ou intégrés dans les roues pour leur entraînement direct, c'est la configuration multi moteur, figure (1.5 -b-c) [2][18].

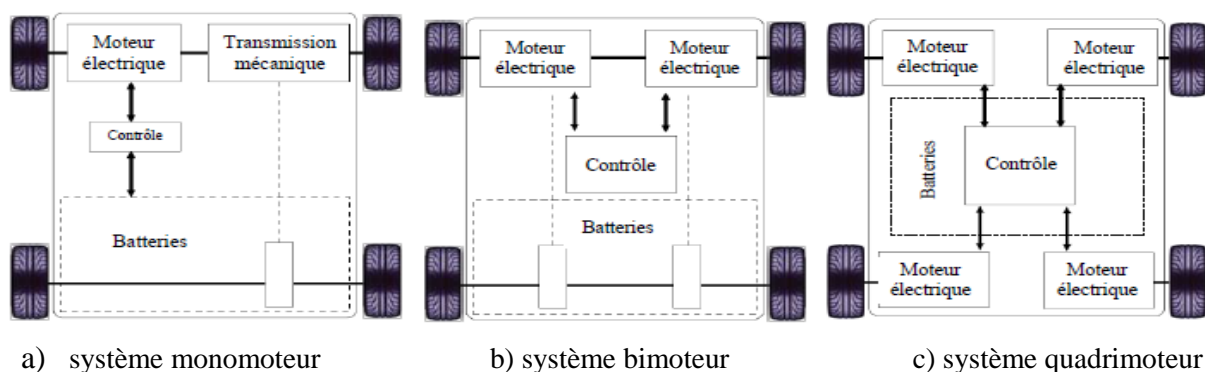


Fig. I.5 : Différentes architectures de chaînes de traction tout électrique [2].

a- Motorisation monomoteur

Pour cette architecture on peut envisager deux solutions de la transmission mécanique :

Chapitre I : Etat de l'art sur les architectures des chaines de traction des véhicules électriques

- Première solution

C'est l'association du moteur à une boîte de vitesse mécanique, l'avantage essentiel de cette solution est de permettre l'utilisation d'un moteur à plus faible couple, donc plus léger pour une vitesse maximale donnée. Mais il reste certain inconvénient dans l'utilisation de cette solution, comme les creux de couple et la nécessité d'un embrayage avec sa commande (pièces d'usure) ainsi que pas de contrôle indépendant de chaque roue.

La figure (I.6) représente la motorisation monomoteur avec boîte vitesse [19].

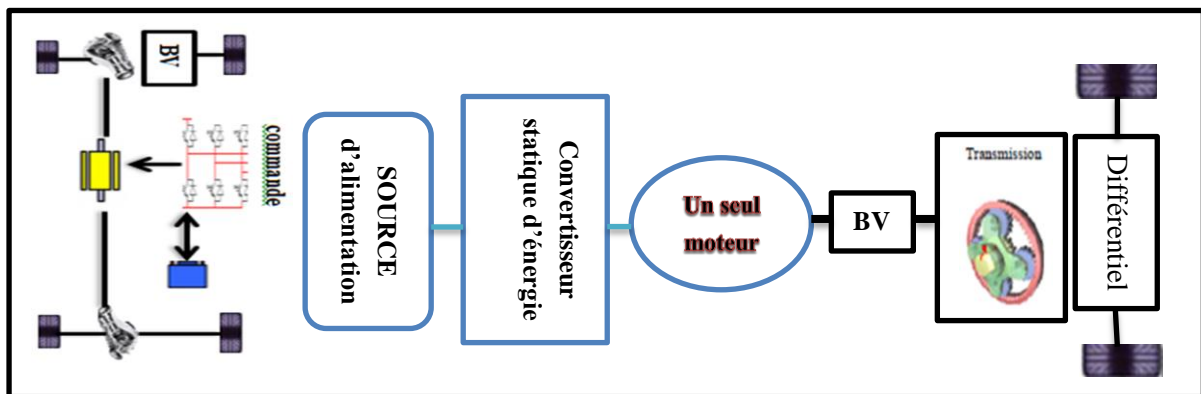


Fig. I. 6 : La motorisation monomoteur avec boîte vitesse.

- Deuxième solution

C'est l'association du moteur à un réducteur à rapport fixe qui permet d'avoir un couple maximal supérieur à celui produit par la solution précédente. L'avantage de cette solution est que le cout est réduit, simplicité de la technologie ainsi que la facilité de maintenance. Par contre, il comporte aussi des inconvénients comme encombrement de la fonction motrice, rendement, bruit et fiabilité de la transmission. Et aussi même inconvénient avec la 1ère solution, pas de contrôle indépendant de chaque roue [2] [19].

Figure (I.7) représente la motorisation mono moteur avec réducteur [19].

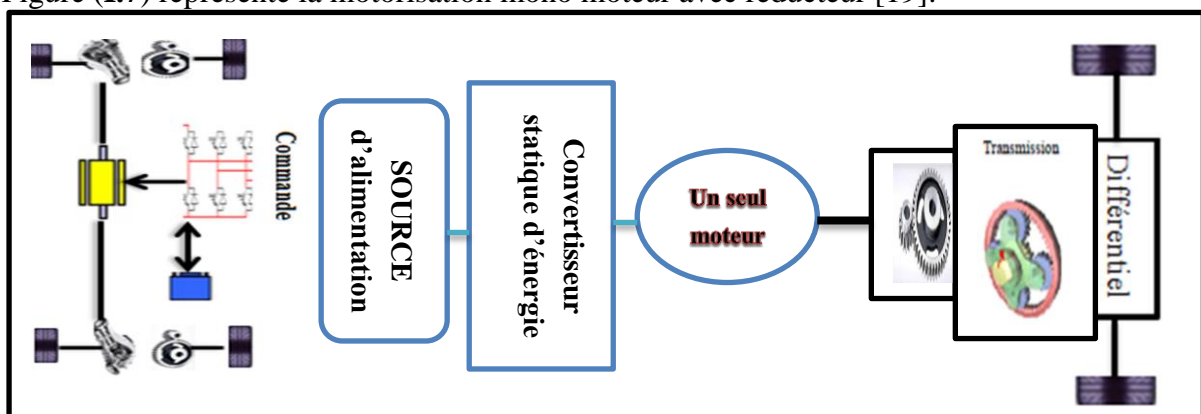


Fig. I. 7 : La motorisation monomoteur avec réducteur.

Chapitre I : Etat de l'art sur les architectures des chaînes de traction des véhicules électriques

b- Motorisation Multi-Moteur [2]

Il semble à priori intéressant de motoriser indépendamment les roues pour supprimer les organes de transmission mécanique comme le différentiel, nécessaires dans les deux solutions précédentes. Cela constitue encore un pas, après la suppression de la boîte de vitesse et de l'embrayage, vers la simplification de la chaîne de transmission mécanique. On peut ainsi réaliser des solutions à deux roues motrices soit à l'avant, soit à l'arrière ou encore des solutions à 4 roues motrices.

La figure (I.8), montre un exemple de moteur intégré à la roue, le frein à tambour et à commande hydraulique se trouve à l'intérieur du stator du moteur, il n'est rien précisé au sujet du refroidissement du moteur et de son échauffement supplémentaire lors du freinage dissipatif [20].

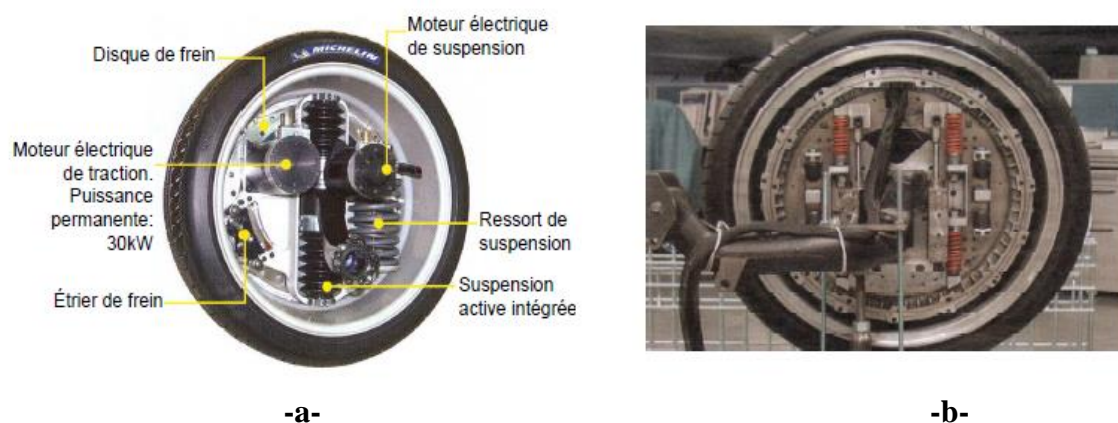


Fig. 1.8 : Exemples de roue englobant un moteur-roue : a) Roue active de MICHELIN ; b) Roue motrice nouvelle génération BRIDGESTONE [15].

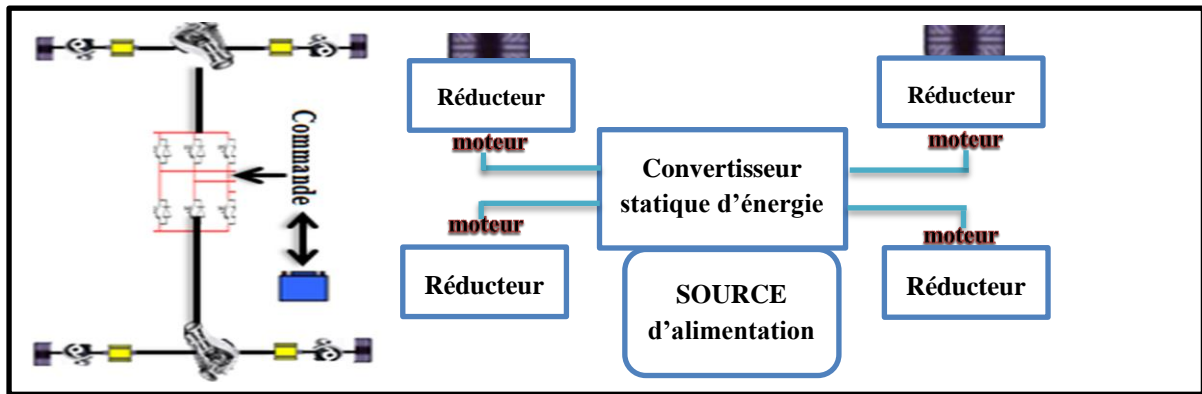
La chaîne de traction dans ce cas est simplifiée en utilisant un moteur (avec réducteur ou moteur-roue) pour chaque roue motrice. Ainsi le différentiel classique est remplacé par un différentiel électrique réalisé par un contrôle indépendant de chaque moteur. Pour ce cas, deux configurations sont possibles : avec réducteur ou à entraînement directe.

Les tableaux (I.1-I.2) représente la motorisation multi-motrice avec/sans réducteur ainsi leurs avantages et inconvénients [19].

- **Première solution**

On peut donc réaliser des véhicules avec réducteur (soit deux ou quatre) par roue motrice.

Chapitre I : Etat de l'art sur les architectures des chaines de traction des véhicules électriques



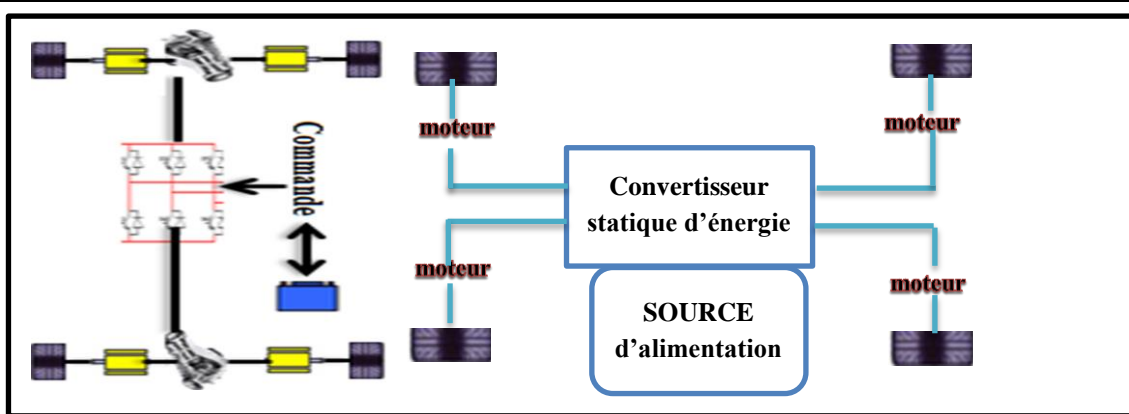
La motorisation multi-motrice avec réducteur

Avantage	Inconvénient
<ul style="list-style-type: none"> - Contrôle indépendant des roues. - Utilisation possible d'un réducteur de façon simple. 	<ul style="list-style-type: none"> - Architecture véhicule en rupture. C.-à-d. cette architecture n'est plus utilisée. - Rendement du réducteur réduit le rendement totales de véhicule. - Encombrement local.

Tableau I-1 : Avantage et inconvénient de la motorisation multi-motrice avec réducteur.

- **Deuxième solution**

On peut donc réaliser des véhicules sans réducteur par roue motrice.



La motorisation multi-motrice sans réducteur

Avantage	Inconvénient
<ul style="list-style-type: none"> - Contrôle indépendant des roues. - Grande compacité de la fonction motrice. - Rendement optimal de la « transmission ». 	<ul style="list-style-type: none"> - Difficultés d'intégration de moteur/roue n'est pas facile. - Contraintes importantes sur le moteur (surtout en l'absence de réducteur).

Chapitre I : Etat de l'art sur les architectures des chaînes de traction des véhicules électriques

Tableau I-2 : Avantage et inconvénient de la motorisation multi-motrice sans réducteur.

I.5 Classification des véhicules électriques

Les véhicules électriques font partie de la famille des véhicules électrifiés qui désigne l'ensemble des véhicules hybrides, hybrides rechargeables et électriques. A l'intérieur de ces familles, plusieurs sous-catégories peuvent exister.

I.5.1 Véhicule Tout Electrique (VTE)

Le développement de véhicule électrique, comme on l'a déjà dit précédemment, est fortement lié au développement de son alimentation en énergie : les batteries. Les batteries dont l'énergie massique est relativement faible sont de plus très lourdes et très coûteuses.

La figure (I.9) représente l'architecture du véhicule tout électrique

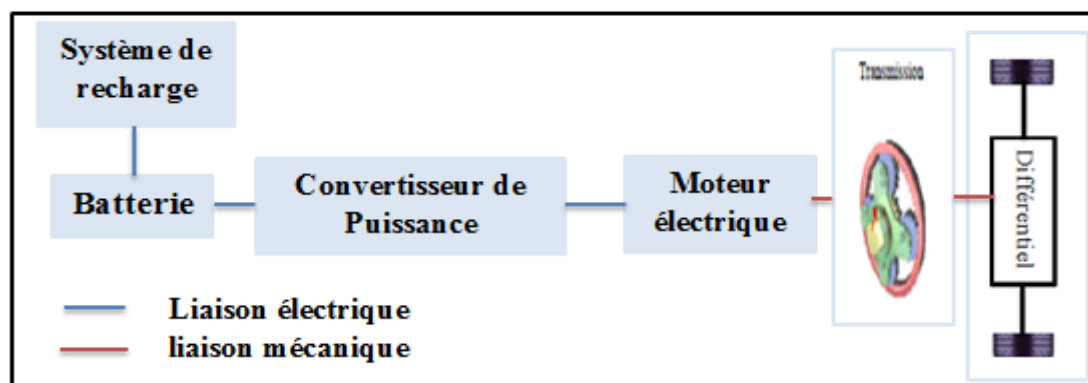


Fig. I.9 : Architecture du véhicule tout électrique (VTE) [2].

Selon la source d'énergie utilisée pour alimenter ces véhicules, on distingue essentiellement deux types de véhicules électriques : voitures électriques à batteries rechargeables par prise de courant et voitures électriques à alimentation par pile à combustible.

a- Véhicules électriques à batteries rechargeables par prise de courant

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

Chapitre I : Etat de l'art sur les architectures des chaînes de traction des véhicules électriques

b- Véhicules électriques à alimentation par pile à combustible

Le principe de fonctionnement de la pile à combustible figure (I.10) repose sur la production d'énergie par réaction entre de l'hydrogène et de l'oxygène. Cette réaction produit, en fait, de l'électricité, l'eau et de la chaleur selon l'équation suivante [21]:

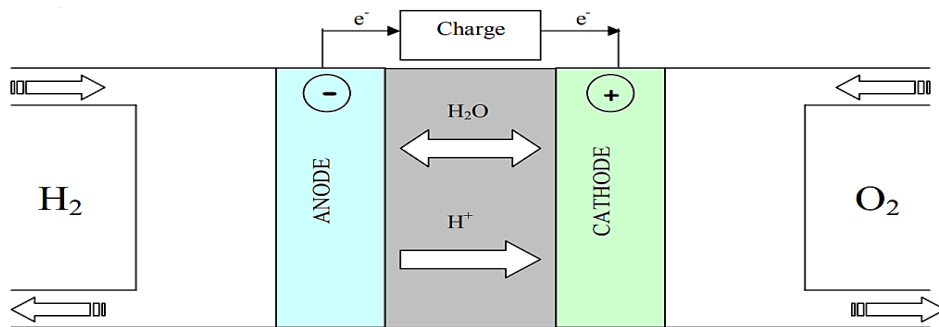
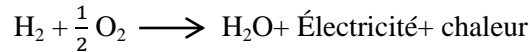


Fig. I.10 : Principe de fonctionnement de la pile à combustible [22].

Toute la difficulté est de fournir les composés nécessaires à la réaction. Pour l'oxygène, il suffit de le puiser dans l'air ambiant. C'est la production d'hydrogène qui pose problème. Il existe, en fait, deux solutions :

- l'hydrogène est stocké à bord du véhicule ;
- l'hydrogène nécessaire à la réaction est produit directement à bord du véhicule, via un reformeur, à partir d'essence ou de méthanol.

Donc, la principale différence entre une pile à combustible (PAC) et une batterie provient du fait qu'une pile à combustible fonctionne tant qu'elle est alimentée en combustible et en carburant, et ne nécessite pas de recharge électrique.

I.5.2 Le véhicule hybride

Le véhicule hybride est composé de deux systèmes de traction : les modèles actuels associent un moteur thermique classique (essence ou diesel) avec un moteur électrique muni d'une batterie. Cette même technologie se développe inversement où le moteur thermique permet de recharger les batteries du moteur électrique : on parlera d'hybride rechargeable (plug in hybrid) [11].

La méthode générale de fonctionnement consiste à faire fonctionner soit le moteur électrique, soit le moteur thermique, soit les deux en même temps selon les modèles. Lorsque

Chapitre I : Etat de l'art sur les architectures des chaînes de traction des véhicules électriques

le véhicule est immobile, les deux moteurs sont à l'arrêt. Au démarrage, c'est le moteur électrique qui assure la mise en mouvement de la voiture, jusqu'à des vitesses plus élevées (entre 25 et 50 km/h aujourd'hui). Lorsque plus de sollicitation et/ou de puissance sont demandées par le conducteur, le moteur thermique prend le relais.

En cas de forte accélération, la mise en marche des deux moteurs permet d'avoir plus de couple, et une montée en régime moteur équivalente à un moteur de même puissance, voire supérieure. En phase de décélération et de freinage, l'énergie cinétique est récupérée pour recharger les batteries.

D'une manière générale on distingue deux principaux types de systèmes d'entraînement hybride : série et parallèle. Ces systèmes diffèrent dans leur façon d'intégrer le fonctionnement des deux unités de production d'énergie [1].

a- Véhicule Hybride Série (VHS)

La technologie série sépare complètement la production d'énergie et son utilisation pour l'entraînement des roues. La propulsion dans ce type de véhicule peut être vue comme étant un véhicule électrique assisté par un moteur thermique qui entraîne une génératrice pour produire de l'énergie afin d'assurer l'autonomie du véhicule. L'énergie générée par la génératrice peut charger la batterie ou alimenter directement le moteur électrique afin de propulser le véhicule [11] [23], voir le figure (I.11).

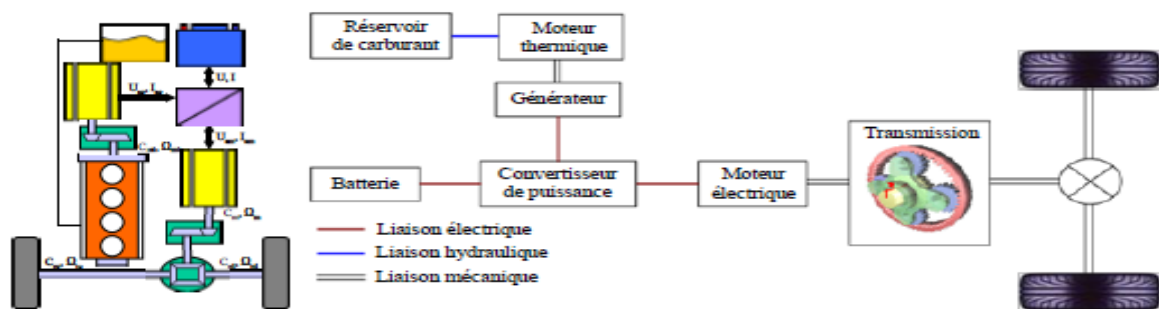


Fig. I.11 : Architecture du véhicule hybride série (VHS) [2].

b- Véhicule Hybride Parallèle (VHP)

L'hybride parallèle ou dual est caractérisé par deux motorisations, l'une thermique (essence, diesel, GPL) et l'autre électrique placées en parallèle et liées mécaniquement afin que chacun puisse propulser le véhicule indépendamment ou simultanément [2]. Le moteur thermique est utilisé à haute vitesse et le système électrique est utilisé comme appoint pour les accélérations, la récupération et éventuellement sur les côtes et au démarrage [1].

Chapitre I : Etat de l'art sur les architectures des chaînes de traction des véhicules électriques

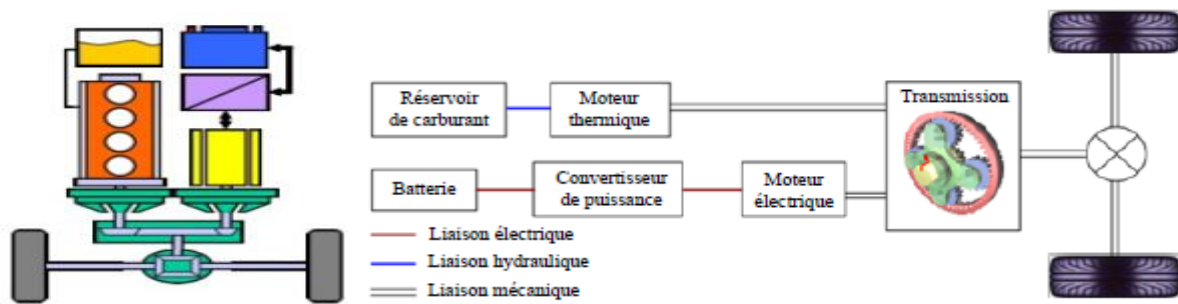


Fig. I.12 : Architecture du Véhicule Hybride Parallèle (VHP) [2].

c- Véhicule Hybride Combiné (VHC) [1][2]

A partir des deux topologies citées précédemment, d'autres architectures ont été réalisées. La combinaison la plus simple est l'hybride série/parallèle (VHC), appelé aussi hybride parallèle à dérivation de puissance. Elle rassemble les deux configurations le VHS et le VHP en incorporant leurs avantages. Le VHC intègre un moteur thermique, un alternateur et un moteur électrique. L'alternateur entraîné par le moteur thermique, permet la recharge des batteries, figure (I.13) représente l'architecture de ce type de véhicule.

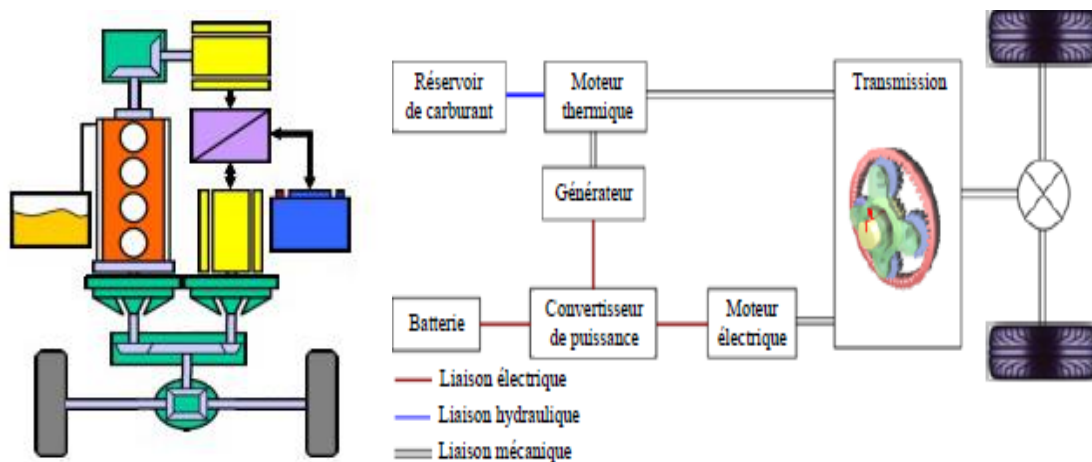


Fig. I.13 : Architecture du véhicule combiné (VHC) [2].

I.5.3 Avantage des Véhicules Tout Electriques

Le principal avantage de la propulsion purement électrique en comparaison avec ce que nous avons présenté est que le VTE ne dégage pas de gaz polluants lors de son utilisation et que l'énergie à bord du véhicule est stockée dans des batteries. Le véhicule électrique est « propre » au niveau de l'utilisateur final, c'est-à-dire qu'il n'émet pas de gaz polluants localement. Par contre, le recyclage des batteries usagées et la production de l'électricité pour la recharge doivent être pris en compte. Dans le cas le plus défavorable, l'énergie électrique est produite à partir de carburant fossile libérant du CO₂ dans l'atmosphère. Au vue de cette analyse, le véhicule tout électrique reste comme étant la solution la plus convenable pour les

Chapitre I : Etat de l'art sur les architectures des chaînes de traction des véhicules électriques

enjeux de notre société qui vise principalement les contextes et les aspects environnementaux [23].

Donc on peut alors présenter un tableau qui permet d'avoir les différentes solutions de transmission mécaniques dans une chaîne de traction tout électrique ainsi que les différents organes qui la compose.

Tableau I-3 : Synthèse des diverses architectures des véhicules électriques [2].

Configuration du véhicule	Avantage	Inconvénient
Hybride Série (VHS)	<ul style="list-style-type: none"> - Autonomie - Puissance comparable au véhicule thermique - Batterie largement sous-dimensionnée - Fonctionnement en mode zéro émission - 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 de traction (confort d'utilisation) - Gestion relativement facile 	<ul style="list-style-type: none"> - Système de motorisation important - Masse élevée - Coût élevé - Faible rendement énergétique de la chaîne cinématique globale (zone extra-urbaine) - Utilisation de 3 machines dont un (la machine électrique de traction) est au moins de forte puissance (encombrement maximal) - Mode tout thermique impossible.
Hybride Parallèle (VHP)	<ul style="list-style-type: none"> - Autonomie et performance - Taux d'émission zéro en mode électrique - Moins polluant - Bon rendement énergétique - Utilisation d'une seule machine électrique - Mode tout thermique et tout électrique 	<ul style="list-style-type: none"> - Encombrement élevé du système de motorisation - Coût et masse élevés - Fonctionnement du moteur thermique plus accru : dynamiques mauvaises
Hybride Combiné (VHC)	<ul style="list-style-type: none"> - Autonomie élevée - Le plus commercialisé - Comparable aux ICE véhicule - Moins polluant - Bon rendement énergétique - Très bonne répartition de l'énergie - Souplesse du véhicule : tous les modes sont autorisés - Pas de rupture de couple à la roue. 	<ul style="list-style-type: none"> - Complexité de la gestion de l'énergie - Complexité d'agencement entre ses composants - Coût et masse élevés - Gestion très délicate - Couplage très complexe
Tout électrique (VTE)	<ul style="list-style-type: none"> - Zéro émission - Silencieux - Confort d'utilisation - Dépendances d'entretiens réduites à 40% - Occasions de pannes sont 3 fois moins nombreuses 	<ul style="list-style-type: none"> - Problème d'autonomie - Utilisation urbaine - Coût élevé
VE par pile à combustible	<ul style="list-style-type: none"> - Zéro émission - Silencieux - Fiabilité et durée de vie - Combinaison avec batterie 	<ul style="list-style-type: none"> - La sécurité - Les limites du procédé - Nécessite une source d'Hydrogène.

I.6 Motorisation des véhicules tout électriques

La motorisation est assurée par le cœur du véhicule électrique : le groupe motopropulseur. Cet organe intègre trois éléments essentiels : le moteur électrique, le

Chapitre I : Etat de l'art sur les architectures des chaînes de traction des véhicules électriques

convertisseur de puissance et la commande. Le moteur électrique est utilisé pour convertir l'énergie électrique en énergie mécanique pour propulser le véhicule ou inversement pour permettre la récupération d'énergie pendant les phases des décélérations [23]. Le convertisseur assure le transfert de puissance entre la source et le moteur. La commande fournit les différents signaux au convertisseur de puissance et des références à poursuivre en couple ou en vitesse.

Les performances globales d'un VTE dépendent amplement du type de moteur d'entraînement employé. En général, ces moteurs sont accouplés aux roues via une transmission à rapport fixe. Dans d'autres cas, cette transmission peut se faire via une boîte manuelle classique ou encore une boîte automatique à variation continue (CVT). Le groupe motopropulseur est en général assez compact figure (I.14) et ne nécessite que très peu d'entretien. De plus, son fonctionnement étant rotatif, il ne génère que très peu de vibrations et presque pas de bruit.

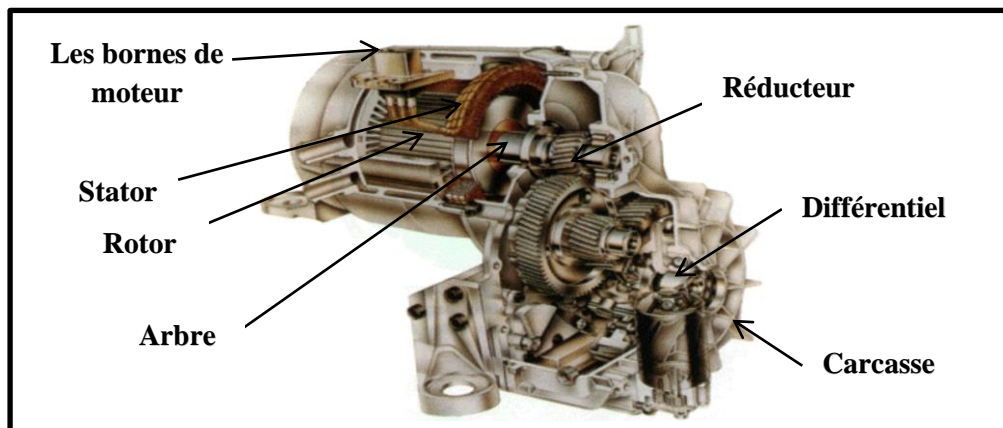


Fig. I.14 : Ensemble intégré moteur/réducteur/différentiel [2].

Le choix du moteur électrique de propulsion et de sa transmission de puissance est déterminé au départ par les caractéristiques de fonctionnement suivantes :

- Assurer un démarrage en côte du véhicule (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).
- Haute fiabilité et robustesse pour l'environnement véhiculaire.
- Faible bruit acoustique
- Prix raisonnable.

Chapitre I : Etat de l'art sur les architectures des chaines de traction des véhicules électriques

La figure (I.15) représente la classification possible de motorisation électrique pour l'application d'un véhicule électrique.

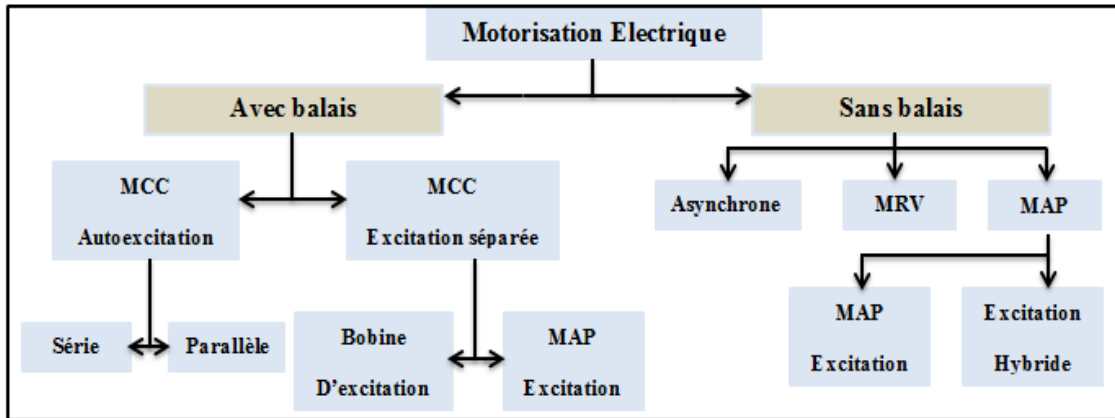


Fig. I.15 : Classification de motorisation électrique pour l'application VE.

I.7 Classification des moteurs

Les fabricants de véhicules électriques emploient habituellement différents types de moteurs d'entraînements en tant qu'élément indispensable dans la chaîne de leur système de propulsion. Il existe principalement deux types de motorisations électriques destinés au véhicule électrique, la motorisation avec balais (Brushed) et la motorisation sans balais (Brushless). La figure (1.16) résume respectivement ses deux familles de technologies [24].

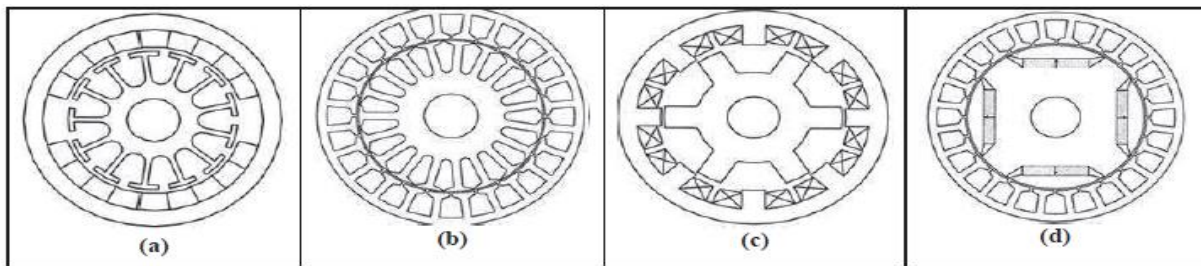


Fig. I.16 : Différentes topologies des machines pour (VE): (a)MCC,(b) M asynchrone,(c)MRV,(d)

MAP

Alors on peut donc conclure que les fournisseurs de la VE vocalisent leur choix de type de moteur en deux grand familles, ce sont :

- Moteur à courant continu « MCC »
- Moteur à courant alternative.

I.7.1 Le moteur à courant continu

Les moteurs à courant continu sont des appareils qui transforment l'énergie qu'ils reçoivent en énergie mécanique. La supériorité de ces moteurs réside dans le fait qu'ils se prêtent facilement à un contrôle souple, continu et presque instantané de leur vitesse. Elle est

Chapitre I : Etat de l'art sur les architectures des chaines de traction des véhicules électriques

classique et peu chère (en tenant compte de l'électronique) car elle bénéficie d'une production importante. Mais ses performances sont limitées [24].

Ce moteur consiste plusieurs types qu'on peut classer selon la nature de source et la technologie de la connexion entre inducteur-induit, ces celles-ci :

- **MCC à excitation séparée**

C'est le premier qui a été implanté dans les véhicules électriques, en raison de sa fiabilité d'adaptation. Le champ magnétique est généré par des électroaimants. Les enroulements sont connectés en série avec l'armature : un même courant électrique les traverse.

- **MCC à excitation parallèle.**
- **MCC à excitation série.**
- **MCC à a aimant permanent.**

Avantage	Inconvénient	Type de Véhicule
<ul style="list-style-type: none"> -Il bénéficie d'une grande maturité industrielle. -Commande est très simple, tout comme son alimentation. -Un cout faible -Haut performance dynamique 	<ul style="list-style-type: none"> - Une inertie importante et est limitée en vitesse maximale, du fait du frottement des balais et du rotor bobiné. -Nécessite entretien régulier. -Puissance massique faible. -Dangereuse en milieu explosif. 	<p>MCC AUTOMOTIVE Eden</p> 

Tableau I.4 : Avantages et Inconvénients et Type de véhicule utilisé la MCC.

I.7.2 Le moteur Synchrone

Le moteur synchrone offre le meilleur rendement en mode générateur et moteur. Il se compose, comme le moteur asynchrone, d'un stator et d'un rotor séparés par un entrefer. La seule différence se situe au niveau de la conception du rotor [15].

On cité ici deux catégorie ou bien deux configurations qui ce sont :

- **MS à aimant permanant**

Il offre des meilleures performances en termes de rendement, de couple et de puissance massique. De plus, il demande peu de maintenance et il est relativement facile à commander. Cependant le coût de production, dépendant essentiellement de la qualité des aimants, est parmi les plus élevés [25].

Chapitre I : Etat de l'art sur les architectures des chaînes de traction des véhicules électriques

- **MS à rotor bobiné**

Les masses polaires du rotor sont des électro-aimants alimentés en courant continu par l'intermédiaire de deux contacts tournants (système de bagues et balais). La valeur de l'induction peut alors varier par action sur le courant d'excitation. Cette structure offre un domaine d'exploitation plus étendu que celui des machines à aimants permanents, mais elle offre aussi la possibilité d'adaptation des lois de commande permettant l'optimisation du rendement.



Avantage	Inconvénient	Type de Véhicule
<ul style="list-style-type: none"> -Les meilleures performances en couple et en dynamique. -Rendement élevé. -Freinage dynamique relativement facile. -Puissance massique élevée. -L'inertie du rotor est très faible. 	<ul style="list-style-type: none"> -Cout élevé relativement à la qualité des aimants. -Démagnétise des aimants aux hautes températures. -Risque de décrochage. -Electronique de commande assez compliquée 	<p>MS à rotor bobiné : Renault Congo express ZE</p>  <p>MSAP : Nissan leaf</p> 

Tableau I.5 : Avantages et Inconvénients et Type de véhicule utilisé la MS

I.7.3 Le moteur à réactance variable

Le rotor de ce type de moteur ne contient ni aimants, ni bobinage d'excitation. Le couple est créé seulement grâce à l'effet réluctance. Le stator est semblable à celui de la majorité des machines à courant alternatif. Construits comme un moteur asynchrone, mais avec un rapport puissance/poids très important, ils en demeurent néanmoins bruyants (ondulations du couple).


Avantage	Inconvénient	Type de Véhicule
<ul style="list-style-type: none"> - Puissance massique élevée. - Une large gamme de vitesses est possible. 	<ul style="list-style-type: none"> - Mauvais facteur de puissance. - Prix de l'électronique de puissance élevé. - Entretien périodique et couteux. 	<p>MRV : Chloride Lucas</p> 

Tableau I.6 : Avantages et Inconvénients et Type de véhicule utilisé la MRV.

Chapitre I : Etat de l'art sur les architectures des chaines de traction des véhicules électriques

I.7.4 Le moteur Asynchrone

Le moteur asynchrone est la solution envisagée par de nombreux constructeurs. On peut distinguer deux types : les moteurs à bagues et à cage d'écureuil. Il est robuste, fiable, normalisé, économique, Assez bon marché, de construction simple et peu encombrant. Il a une puissance massique assez élevée, ce qui conduit à un bon rendement pour la chaîne de traction, il supporte des surcharges pouvant aller jusqu'à 5 ou 7 fois le couple nominal. Le MAS est le candidat le plus adapté pour propulser les véhicules électrique (VE) et hybride (HEV) [14] [24].

La machine asynchrone bénéficie des progrès technologiques de sa commande de puissance qui lui permettent une excellente dynamique d'accélération et des vitesses de rotation élevées, ainsi que des bonnes performances dynamiques de commander le couple peuvent être réalisées par la commande vectorielle ou bien par la commande directe du couple.


Avantage	Inconvénient	Type de véhicule
<ul style="list-style-type: none"> -Moteur Robuste -Fiable -Rendement acceptable -Cout moins chère -Puissance massique élevée -Très bonne performance à puissance et vitesse maximale. 	<ul style="list-style-type: none"> -Le couple maximal est assez faible. -Courant très important de démarrage -Démarrage brutal. - Tension d'alimentation élevée. 	<p>MAS : Tesla Model S</p>  <p>Skoda Perun HE</p> 

Tableau I.7 : Avantages et Inconvénients et Type de véhicule utilisé la MAS

I.7.5 Critères de choix du motopropulseur

Les constructeurs d'automobiles exigent, pour la chaîne de traction, un moteur électrique capable de délivrer sa puissance maximale sur une large plage de vitesse. Donc le choix de moteur est une étape essentielle dans la conception globale de système ainsi que des performances désiré doivent être prises en considération. Ces caractéristiques sont l'efficacité, le coût, la fiabilité, la puissance, et la contrôlabilité. Autrement, le véhicule électrique doit développer un effort à ses jantes supérieur aux efforts résistants présentés par le véhicule pour

Chapitre I : Etat de l'art sur les architectures des chaînes de traction des véhicules électriques

qu'il puisse démarrer et accélérer. Ces performances sont représentées sur une courbe figure (I.17) que l'on appelle la caractéristique Effort/Vitesse.

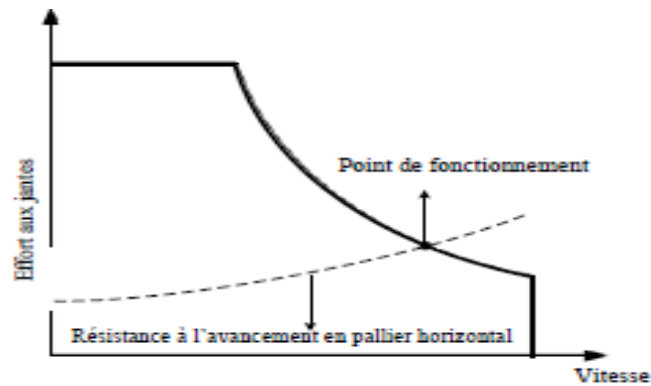


Fig. I.17 : Caractéristique Effort/Vitesse.

A partir de la caractéristique effort/vitesse nous déduisons celle qui se décline sur les moteurs de traction à savoir la caractéristique couple/vitesse de la figure (I.18). Cette dernière présente la forme normalisée du couple résistant dans le domaine du transport électrique.

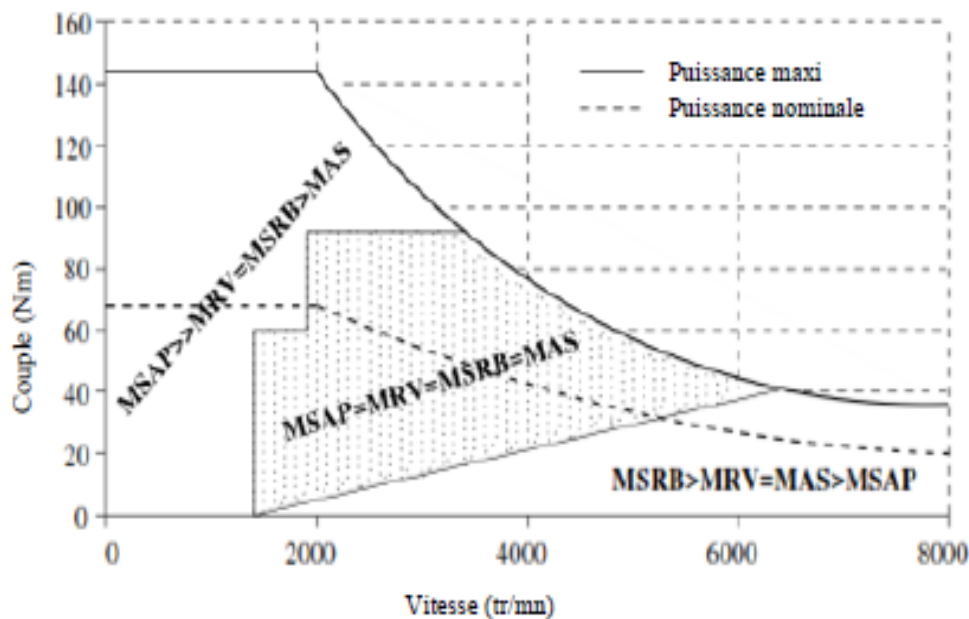


Fig. I.18 : Caractéristique Couple/Vitesse pour différents types de moteurs [26].

I.7.6 Choix de Motorisation

D'après les tableaux (I.4, I.5, I.6, I.7) précédents donnant les paramètres et les critères de choix des différents motopropulseurs, on constate que le type du moteur le plus convenable et le plus rentable pour la véhicule électrique est le moteur à courant alternatif, De cette catégorie, on peut conclure que la solution est MAS. Dans cette étude, on s'intéresse au moteur asynchrone à cage d'écureuil, car c'est le plus favorisé en termes de critères

Chapitre I : Etat de l'art sur les architectures des chaines de traction des véhicules électriques

technologiques (tel que le moteur robuste et Fiable), en plus il a une puissance massique plus élevé.

I.8 L'électronique de puissance dans un véhicule électrique

Dans la plupart des véhicules électriques, on trouve confronté à la compatibilité des sources d'énergie à courant continu et à courant alternatif. Ce problème de compatibilité sous-entend la présence à bord des véhicules électriques des convertisseurs électroniques dont le rôle est de lever les incompatibilités de fonctionnement.

Deux grandes familles de transistors sont utilisées aujourd'hui pour l'électronique de puissance des véhicules : MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor ou transistor à effet de champ à grille isolée) et IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor ou transistor bipolaire à grille isolée). Les onduleurs (DC/AC) constitués découpent un signal continu pour le rendre alternatif à des fréquences entre 5 et 20 kHz dans l'automobile. Ce découpage est généralement réalisé par une méthode de MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion). Avec une tension batterie d'environ 50 V, et une puissance de 13 kW, l'onduleur du Twizy est à base de MOSFET, avec une fréquence de découpage de 16 kHz. Ces transistors sont également utilisés pour le hacheur (DC/DC) qui alimente le réseau auxiliaire 14 V et le chargeur du véhicule. Sur le Twizy, l'ensemble est refroidi par convection naturelle au travers de dissipateurs thermiques. La figure (I.19) présente un aperçu des différentes technologies utilisées pour les convertisseurs de puissance en fonction de la fréquence de découpage et de la puissance [3].

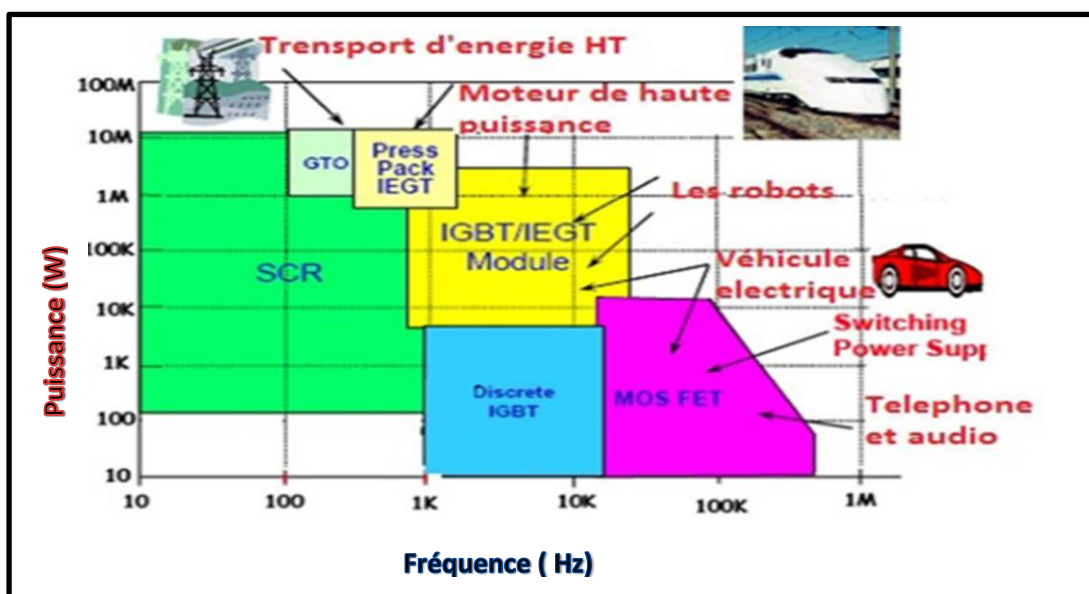


Fig. I. 19 : Plages de fonctionnement des différents interrupteurs utilisables [27].

Chapitre I : Etat de l'art sur les architectures des chaines de traction des véhicules électriques

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

I.8.1 Onduleur de tension triphasé à deux niveaux

L'onduleur de tension étant la structure de puissance la plus répandue et son principe de fonctionnement bien connu. Le schéma de la structure de puissance est représenté sur la figure (I-20). L'onduleur est alimenté par une source de tension continue qui est la batterie du véhicule. Le côté alternatif est réalisé à l'aide de trois bras d'onduleur qui sont connectés sur les trois phases du moteur.

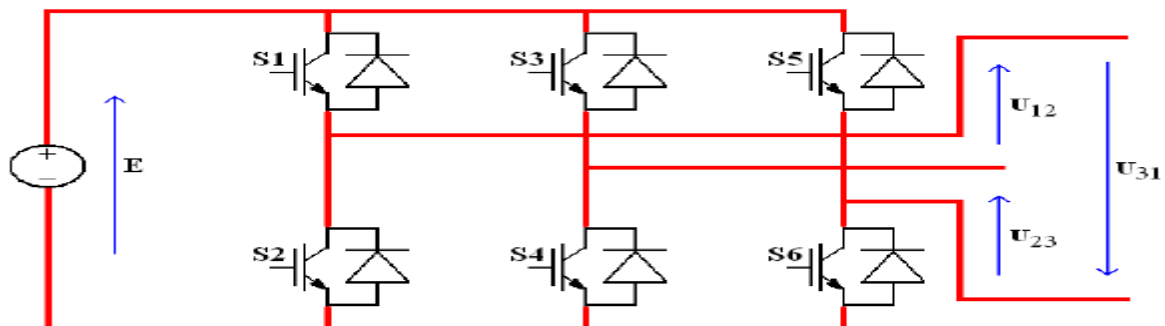


Fig. I.20 : Schéma onduleur de tension.

Le principe de commande est basé sur des techniques de Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI). Plusieurs techniques MLI existent dans la littérature, la plus connue est sans doute la MLI sinus-triangle. Le but est de comparer une modulante basse fréquence (le plus souvent sinusoïdale) avec une porteuse haute fréquence (le plus souvent triangulaire) qui représente la fréquence de découpage des interrupteurs de puissance. Elle produit des formes d'ondes découpées à la sortie de l'onduleur, la figure (I-21) représente la tension de sortie que l'on peut trouver entre deux phases de l'onduleur pour une période de basse fréquence.

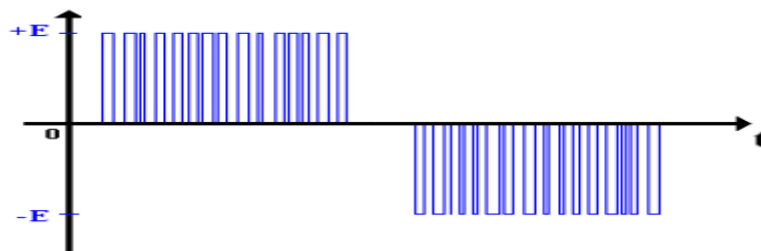


Fig. I.21 : Tension de sortie entre phase pour un onduleur de tension triphasé

Chapitre I : Etat de l'art sur les architectures des chaines de traction des véhicules électriques

La tension de sortie prend alors 3 niveaux de sortie (+E, 0 et -E avec E la valeur de la tension d'alimentation de l'onduleur). Ces tensions produisent des harmoniques, créent des courants de palier dans les roulements du moteur et dégradent les isolants de celui-ci [28] [29] [30] [31].

I.8.2 Onduleurs multi-niveaux [32]

Les structures multi niveaux sont des convertisseurs de puissance apparus au cours des deux dernières décennies [33] [34], elles suscitent un certain intérêt dans le domaine de la recherche et du développement. Ce type de convertisseur a été conçu pour deux raisons :

- Ces structures sont basées sur une association en série d'interrupteurs de puissance, ils permettent donc de tenir des tensions de bus continues au-delà des tenues en tension des composants de puissance.

- Par ailleurs, ces convertisseurs produisent des ondes alternatives ayant une meilleure définition et se rapprochant au maximum d'une sinusoïde (voir figure I.22), avec un contenu harmonique plus faible que l'onduleur de tension classique, permettant ainsi de réduire les éléments de filtrage si l'application doit en disposer.

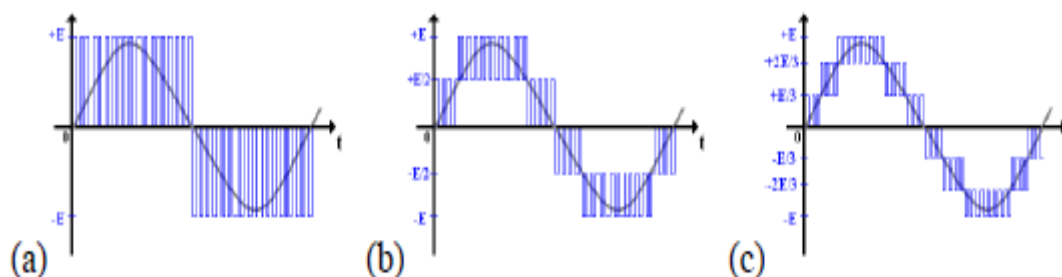


Fig. I.22 : Signaux de sortie d'un onduleur multi niveaux (a) 3 (b) 5 (c) 7 Niveaux

Concernant la structure de ces convertisseurs, les topologies existantes sont nombreuses et variées. On peut trouver différentes topologies de convertisseurs multi niveaux qui mettent en œuvre des associations d'interrupteurs de différentes façons. En général on retrouve trois structures de conversion qui reviennent le plus souvent :

- Les structures à neutre clampé à diodes le plus souvent nommées NPC de l'acronyme anglais Neutral Point Clamped [34] [35].
- Les structures à capacités flottantes nommées FC de l'acronyme Flying Capacitor [36] [37].
- Les convertisseurs en cascade nommés CHB de l'acronyme Cascaded HBridge [38].

Chapitre I : Etat de l'art sur les architectures des chaines de traction des véhicules électriques

Les différentes topologies sont présentées dans la figure (I.23) sur laquelle il est possible de voir l'agencement des interrupteurs de la structure pour un bras d'onduleur.

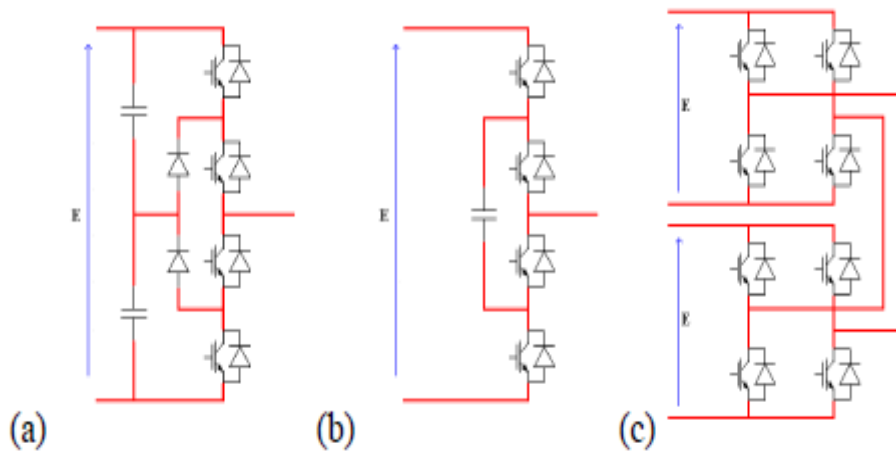


Fig. I.23 : Bras d'onduleur multi niveaux : (a) NPC (b) FC (c) CHB

Les topologies multi niveaux résultent de la mise en série de composants. C'est ainsi qu'il a été possible d'obtenir plusieurs niveaux de tension à la sortie des convertisseurs, réduisant par la même occasion le dV lors des commutations. L'intérêt majeur de la structure est de diminuer la tenue en tension des composants, cette tenue en tension est divisée par le nombre de composants mis en série. Chaque structure utilise une association particulière de ces composants. Les structures NPC et FC utilisent des diviseurs capacitifs pour maintenir les composants à des tensions inférieures à la tension d'alimentation. Tandis que pour les onduleurs en cascade, cette réduction de la tenue en tension des composants est réalisée avec des sources isolées.

Chapitre I : Etat de l'art sur les architectures des chaines de traction des véhicules électriques

Tableau I. 8 : Avantages et inconvénients de différentes structures d'onduleurs utilisés pour les véhicules électriques [39]

Les différents onduleurs		Avantages	Inconvénients
Onduleur de tension triphasé a deux niveaux		<ul style="list-style-type: none"> - Moins chère. - Moins léger. - Simple de modulation et sa commande. 	<ul style="list-style-type: none"> -Les tensions de sortie produisent les harmoniques. -Créent des courants de palier dans les roulements du moteur et dégradent les isolants.
Onduleurs à multi niveau	Onduleur de tension clampé par le neutre (NPC)	Cette topologie exige des diodes de bouclage à vitesse de commutation élevée qui doivent être capable de supporter le courant de la pleine charge. <ul style="list-style-type: none"> - limiter les contraintes en tension subies par les interrupteurs de puissance. - l'amplitude des harmoniques est moins élevée qu'a deux niveaux. 	<ul style="list-style-type: none"> - Besoin de diodes de haute tension pour bloquer les tensions inverses. - augmentation des niveaux il nécessite d'augmentation nombre de diodes. GTO et condensateurs donc plus lourd.
	Onduleur de tension à cellules imbriquées	<ul style="list-style-type: none"> - Le concept peut être facilement appliqué à d'autres types de convertisseurs. 	<ul style="list-style-type: none"> - augmentation de courant qui circule quand augmente nombre de niveaux. - augmentation de niveaux il nécessite d'augmentation nombre des condensateurs et de GTO.
	onduleur de tension en cascade (pont H)	facilite la maintenance. <ul style="list-style-type: none"> - Facilite d'augmenter le nombre de niveaux dans le système 	<ul style="list-style-type: none"> - Complications de. - Chaque niveau demande une source.

I.8.3 Choix de Convertisseur

Pour notre application, nous pouvons alimenter le moteur par un onduleur de tension triphasé à deux niveaux d'après cette synthèse. Le contrôle des courants s'effectue au moyen de régulateurs qui assurent le suivi d'une référence à fréquence et amplitude variables.

Chapitre I : Etat de l'art sur les architectures des chaines de traction des véhicules électriques

I.9 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté l'état de l'art sur les véhicules électriques. En commençant par un bref historique sur les véhicules électriques et une description sommaire sur leurs différentes topologies. Ainsi leurs systèmes de motorisation. Ensuite, nous avons donné une description globale sur les différentes architectures des motorisations dans une chaîne de traction électrique.

Après une étude détaillée, nous adaptons une chaîne de traction pour notre étude qui consiste à un onduleur à deux niveaux, un moteur asynchrone à cage et une traction de type mono moteur avec réducteur. Ce choix est basé sur la considération du poids, le cout et le couple massique ainsi que le rendement du système globale.

Le Chapitre suivant sera consacré à la modélisation et la simulation des différents éléments qui constitue notre chaîne de traction choisie.

**CHAPITRE II: MODELISATION
ET SIMULATION DES
DIFFERENTS COMPOSANTS DE
LA CHAINE DE TRACTION**

Chapitre. II : Modélisation et simulation des différents composants de la chaîne de traction

II.1 Introduction

La modélisation de la machine électrique est une phase primordiale de son développement. Les progrès de l'informatique et du génie des logiciels permettent de réaliser des modélisations performantes et d'envisager l'optimisation des machines électriques.

Ainsi la modélisation permet de guider les développements par une quantification des phénomènes. En outre elle est d'un apport précieux en permettant d'une part de restituer une image de ce que l'on peut observer expérimentalement et d'autre part de prévoir des comportements de la machine plus variés que ceux de l'observation expérimentale.

Après le choix de la configuration et la puissance de motorisation nous devons étudier dans ce chapitre, la modélisation et la simulation d'une machine asynchrone triphasée associée à un onduleur à deux niveaux.

II.2 La modélisation de la machine asynchrone

On premier pas on va description notre machine.

II.2.1 Description de la machine asynchrone

Parmi tous les types de machines à courant alternatif, la machine à induction particulièrement le type à cage d'écureuil est la plus utilisée dans l'industrie. Ces machines sont économiques, robustes, et fiables, et sont disponibles dans une gamme de faible puissance à des puissances élevées.

La machine asynchrone triphasée est composée d'un stator fixe et d'un rotor mobile autour de l'axe de symétrie de la machine, figure (II.1). Les six enroulements de la machine asynchrone triphasée dans l'espace électrique sont représentés par la figure (II.2). Trois enroulements identiques (**as**, **bs**, **cs**) à p paires de pôles sont logés dans des encoches régulièrement réparties sur la face interne du stator ; leurs axes sont distants entre eux d'un angle électrique égal à $\frac{2\pi}{3}$ [40].

Les tensions des phases du stator sont obtenues soit par un réseau triphasé de tension sinusoïdale à fréquence et amplitude constantes, soit par un onduleur de tension ou de courant à fréquence et amplitude réglables. La structure électrique du rotor est réalisée par :

Chapitre. II : Modélisation et simulation des différents composants de la chaîne de traction

✓ Une cage conductrice intégrée aux tôles ferromagnétiques (rotor à cage). Il sera admis que la deuxième structure est électriquement équivalente à la première [41].

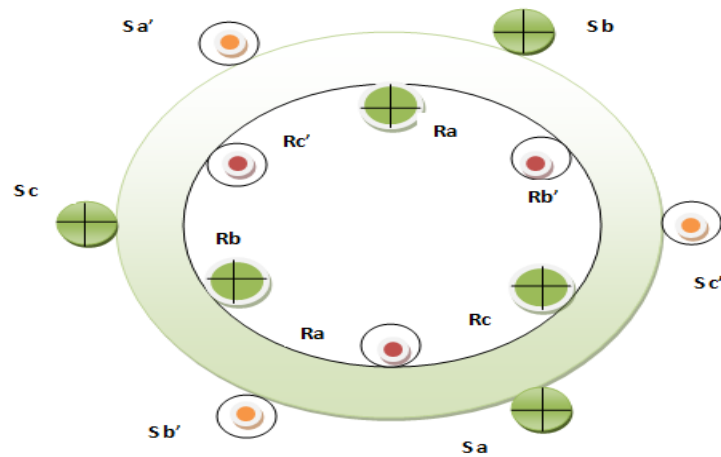


Fig. II.1: Coupe d'une machine asynchrone triphasée symétrique [42].

Alors dans le but de faciliter leur résolution, on a recours à une modélisation dite «transformation de **Concordia** et aussi la transformation de **Park**», ces transformations consistent à transformer le système triphasé en système à deux axes orthogonaux. L'élaboration d'une telle modélisation est indispensable pour l'étude du régime de contrôle du flux, du couple, et aussi la régulation de la tension et la vitesse [42].

Dans ce chapitre nous nous intéresserons à la modélisation de la machine asynchrone par:

- La mise en équation de la machine asynchrone à partir d'hypothèses simplificatrices ;
- La simplification de ces équations par l'introduction de la transformation de Concordia et Park ;
- La mise sous forme d'équation d'état.

a. Représentation de la machine asynchrone

La figure (II.2) montre le modèle de la machine asynchrone triphasé

Chapitre. II : Modélisation et simulation des différents composants de la chaîne de traction

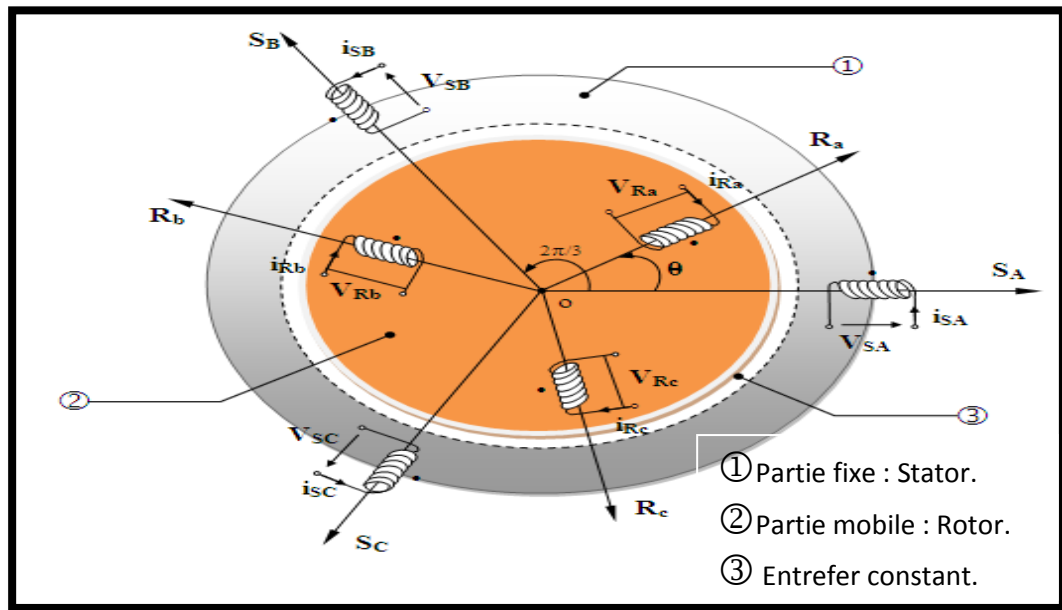


Fig. II.2: Modèle d'une machine asynchrone triphasée [43].

• Hypothèses simplificatrices

Elle est basée sur de nombreuses hypothèses, parmi ces dernières nous citons [43].

- Le système est supposant équilibrer,
- Entrefer parfaitement lisse,
- Pertes fer négligeables,
- Saturation dans le circuit magnétique négligeable,
- La parfaite symétrie de la machine,
- La répartition spatiale sinusoïdale des différents champs magnétiques le long de l'entrefer.

II.2.2 Mise en équation de la machine asynchrone dans le repère triphasé

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

- Les équations électriques.
- Les équations magnétiques.
- Les équations mécaniques.

Chapitre. II : Modélisation et simulation des différents composants de la chaîne de traction

a) Equations électriques

Les équations électriques du stator et du rotor d'une machine asynchrone triphasé sont comme suivant:

$$\begin{cases} [V_{abcs}] = [R_s][I_{abcs}] + \frac{d\Phi_{abcs}}{dt} \\ [V_{abcr}] = [R_r][I_{abcr}] + \frac{d\Phi_{abcr}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.01})$$

Avec:

$$[V_{sabc}] = \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} ; [V_{rabc}] = \begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} ; [i_{sabc}] = \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} ; [i_{rabc}] = \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} ; [\Phi_s] = \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.02})$$

Nous pouvons à présent écrire le système matriciel électrique suivant dans le repère triphasé (abc) :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \\ V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \\ \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.03})$$

V_{sa}, V_{sb}, V_{sc} : Tensions d'alimentation des phases statoriques ;

V_{ra}, V_{rb}, V_{rc} : Tensions aux bornes des phases rotoriques égales à zéro (les trois phases en court-circuits) ;

R_s, R_r : Sont des résistances, respectivement d'une phase statorique et rotorique ;

I_{sa}, I_{sb}, I_{sc} : Les courants des phases statoriques ;

I_{ra}, I_{rb}, I_{rc} : Les courants des phases rotoriques ;

$\Phi_{sa}, \Phi_{sb}, \Phi_{sc}$: Les flux statoriques ;

$\Phi_{ra}, \Phi_{rb}, \Phi_{rc}$: Les flux rotoriques.

Chapitre. II : Modélisation et simulation des différents composants de la chaîne de traction

b) Équations magnétiques

Maintenant, nous devons exprimer les grandeurs magnétiques au stator et au rotor, toujours dans le repère a, b, c :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \\ \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & l_{ms} & l_{ms} & l_{m1} & l_{m3} & l_{m2} \\ l_{ms} & l_s & l_{ms} & l_{m2} & l_{m1} & l_{m3} \\ l_{ms} & l_{ms} & l_s & l_{m3} & l_{m2} & l_{m1} \\ l_{m1} & l_{m3} & l_{m2} & l_r & l_{mr} & l_{mr} \\ l_{m2} & l_{m1} & l_{m3} & l_{mr} & l_r & l_{mr} \\ l_{m3} & l_{m2} & l_{m1} & l_{mr} & l_{mr} & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.04})$$

Pour l'écriture condensée, on met :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & l_{ms} & l_{ms} \\ l_{ms} & l_s & l_{ms} \\ l_{ms} & l_{ms} & l_s \end{bmatrix} \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & l_{mr} & l_{mr} \\ l_{mr} & l_r & l_{mr} \\ l_{mr} & l_{mr} & l_r \end{bmatrix} \quad (\text{II.05})$$

On aura alors :

$$[L_{msr}] = [L_{mrs}]^t = L_{msr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{II.06})$$

Où l_s (l_r) est l'inductance propre d'une phase statorique (rotorique), l_{ms} , l_{mr} sont l'inductances mutuelles entre deux phases statoriques et rotoriques et l_{msr} est le maximum de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique.

l_{msr} : C'est une inductance mutuelle maximale entre le stator et le rotor [44].

On aura finalement :

$$\begin{cases} [V_{abcs}] = [R_s][I_{abcs}] + \frac{d}{dt} \cdot ([L_{ss}] \cdot [I_{abcs}] + [L_{msr}] \cdot [I_{abcr}]) \\ [V_{abcr}] = [R_r][I_{abcr}] + \frac{d}{dt} \cdot ([L_{rr}] \cdot [I_{abcr}] + [L_{mrs}] \cdot [I_{abcs}]) \end{cases} \quad (\text{II.07})$$

Chapitre. II : Modélisation et simulation des différents composants de la chaîne de traction

c) Equations mécaniques de la machine asynchrone

Pour avoir un modèle complet de la machine, il est nécessaire d'introduire les paramètres mécaniques (couple, vitesse...). L'expression décrivant la dynamique de la partie mobile de la machine est exprimée par l'équation du mouvement suivante [43] :

$$J \cdot \frac{d\Omega}{dt} = C_e + C_r + f_{\Omega} \quad (\text{II.08})$$

II.2.3 Description de la transformation de Concordia

La transformation de Concordia est constituée également d'une transformation triphasée-diphasée mais dans un repère fixe sans rotation. Elle transforme le système d'équation de repère **abc** vers le repère **$\alpha\beta$** .

Par conséquent, si on considère un champ magnétique tournant triphasé il sera réduit à deux phases. En effet, la transformation de Concordia illustrée sur la figure (II.3), permet d'obtenir un système de trois enroulements. Deux situées dans le même plan (**α,β**) et une troisième perpendiculaire à ce plan, c'est la composante homopolaire, elle caractérise l'équilibre du système, dont l'expression s'écrit[45] :

$$X_0 = \frac{1}{\sqrt{3}}(X_a + X_b + X_c) \quad (\text{II.09})$$

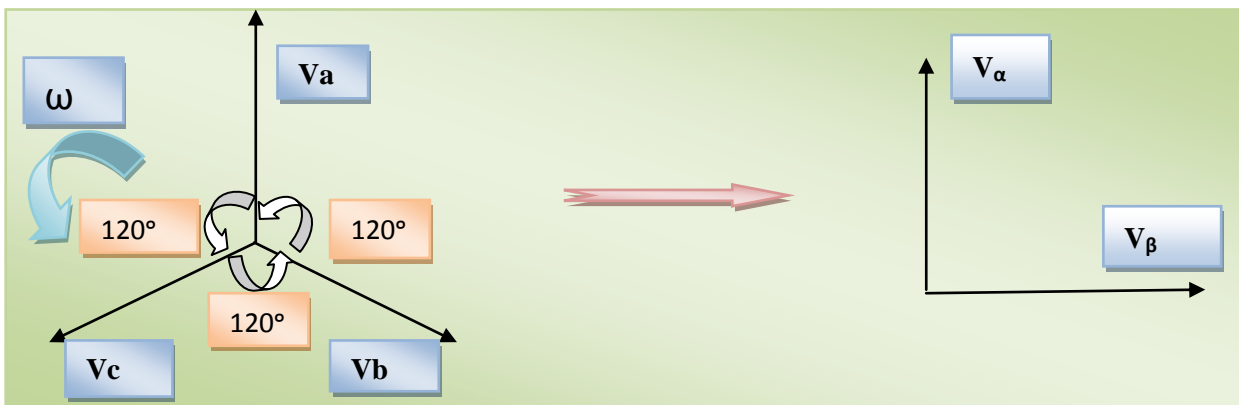


Fig. II.3: Représentation de système triphasé dans le plan de Concordia [45].

La composante homopolaire est nulle lorsque le système est équilibré. Le passage de système triphasé **abc** au diphasé **$\alpha\beta$** est défini par :

Chapitre. II : Modélisation et simulation des différents composants de la chaîne de traction

$$[T_{32}]^T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.10})$$

II.2.3.1 Modélisation de la machine asynchrone dans le repère de Concordia

La mise des équations de modèle Concordia, on commence par :

- **Equations électriques dans le modèle de Concordia**

Les grandeurs électriques (tension, courant, flux) statoriques et rotoriques de la machine biphasée, (au stator et au rotor) ainsi obtenue sont données par les relations suivantes :

$$[X_{\alpha\beta o}] = [T_{32}]^T \cdot [X_{abc}] \quad (\text{II.11})$$

La variable X désigne soit la tension, le courant ou le flux [49] [9].

Alors on a :

$$\begin{cases} [T_{32}]^T \cdot [V_{abcs}] = [V_{\alpha\beta s}] = \left[[R_s][I_{abcs}] + \frac{d[\Phi_{abcs}]}{dt} \right] \cdot [T_{32}]^T \\ [T_{32}]^T \cdot [V_{abcr}] = [V_{\alpha\beta r}] = \left[[R_r][I_{abcr}] + \frac{d[\Phi_{abcr}]}{dt} \right] \cdot [T_{32}]^T \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

On aura finalement :

$$\begin{cases} V_{\alpha\beta s} = [R_s][I_{\alpha\beta s}] + \frac{d[\Phi_{\alpha\beta s}]}{dt} \\ V_{\alpha\beta r} = [R_r][I_{\alpha\beta r}] + \frac{d[\Phi_{\alpha\beta r}]}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

Ainsi que pour l'écriture des flux en fonction des courants. L'intérêt pour les flux, c'est que les matrices (3x3) des inductances vont être réduites à des matrices 2x2. On a alors l'apparition des inductances cycliques :

- ✓ $l_s = l_s - l_{ms}$
- ✓ $l_r = l_r - l_{mr}$
- ✓ $l_m = \frac{3}{2} \cdot l_{msr}$

Avec :

$$\begin{pmatrix} [\Phi_{\alpha\beta s}] \\ [\Phi_{\alpha\beta r}] \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \begin{pmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{pmatrix} \begin{pmatrix} L_m \cdot P(\theta) \end{pmatrix} \\ \begin{pmatrix} L_m \cdot P(-\theta) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{pmatrix} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} [I_{\alpha\beta s}] \\ [I_{\alpha\beta r}] \end{pmatrix} \quad (\text{II.14})$$

Chapitre. II : Modélisation et simulation des différents composants de la chaîne de traction

Avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{\alpha s} = L_s I_{\alpha s} + L_m \cos(\theta) I_{\alpha r} - L_m \sin(\theta) I_{\beta r} \\ \Phi_{\beta s} = L_s I_{\beta s} + L_m \sin(\theta) I_{\alpha r} + L_m \cos(\theta) I_{\beta r} \\ \Phi_{\alpha r} = L_r I_{\alpha r} + L_m \cos(\theta) I_{\alpha s} + L_m \sin(\theta) I_{\beta s} \\ \Phi_{\beta r} = L_r I_{\beta r} - L_m \sin(\theta) I_{\alpha s} + L_m \cos(\theta) I_{\beta s} \end{array} \right. \quad (\text{II.15})$$

Où la matrice $P(\theta)$ est la matrice de rotation :

$$P(\theta) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{II.16})$$

Après la transformation de Concordia, On obtient le système d'équations différentielles par rapport aux axes ' α, β ' comme suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{\alpha s} = R_s I_{\alpha s} + \frac{d\Phi_{\alpha s}}{dt} \\ V_{\beta s} = R_s I_{\beta s} + \frac{d\Phi_{\beta s}}{dt} \\ V_{\alpha r} = R_r I_{\alpha r} + \frac{d\Phi_{\alpha r}}{dt} \\ V_{\beta r} = R_r I_{\beta r} + \frac{d\Phi_{\beta r}}{dt} \end{array} \right. \quad (\text{II.17})$$

II.2.3.2 Lien entre Park et Concordia

Le passage direct de la transformation de Concordia fixe à la transformation de Park dans le repère tournant se fait à l'aide de l'expression suivant :

$$[\mathbf{Xdq}] = P(-\theta) [\mathbf{X}\alpha\beta] \quad (\text{II.18})$$

Où la matrice de rotation est :

$$P(-\theta) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{II.19})$$

II.3 Description de la transformation de Park

Le modèle de la machine asynchrone le plus utilisé est basé sur la théorie unifiée des machines électriques, cette théorie est basée sur la transformation de Park et qui permet d'obtenir un système équivalent formé de deux enroulements orthogonaux qui sont situés dans le même plan que les enroulements (**abc**) avec cette

Chapitre. II : Modélisation et simulation des différents composants de la chaîne de traction

transformation, nous pouvons passer d'une représentation dans le repère triphasé (**abc**) à une représentation dans un repère cartésien d'axes (**d,q**) [45].

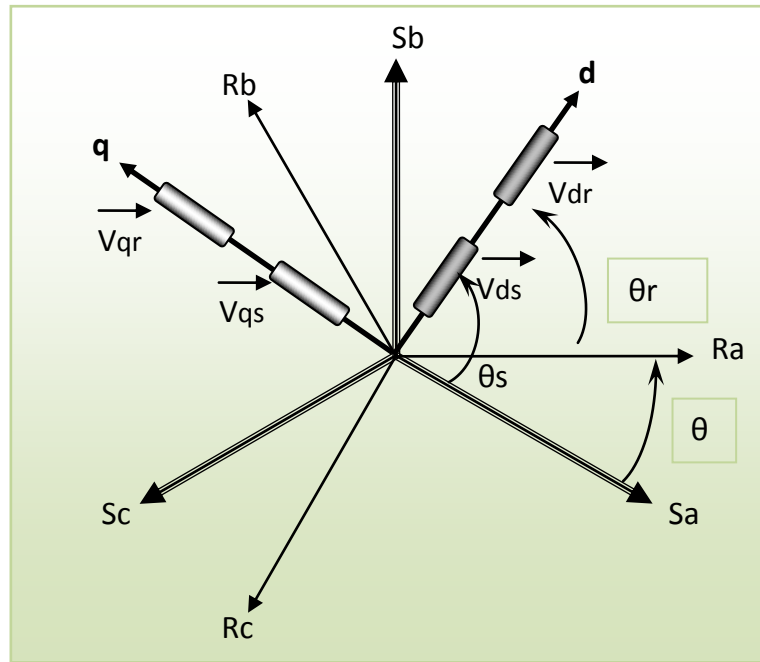


Fig. II. 4 : Représentation de système biphasé de MAS dans le plan de Park [45].

L'équation qui traduit le passage du système triphasé au système biphasé (**d, q**) est donnée par :

$$[X_{dqo}] = [P(\theta_p)][X_{abc}] \quad \text{(II.20)}$$

Avec :

$$P(\theta_p) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_p) & \cos(\theta_p - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_p + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta_p & -\sin(\theta_p - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_p + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad \text{(II.21)}$$

Où :

- ✓ $[P(\theta_p)]$: La matrice de Park modifié ;
- ✓ θ_p : Angle de Park ;
- ✓ X : Représente les valeurs du courant, tension ou flux ;
- ✓ X_d, X_q : représentent les composantes longitudinale et transversale des variables statoriques et rotoriques.

Chapitre. II : Modélisation et simulation des différents composants de la chaîne de traction

II.3.1 Modélisation de la machine asynchrone dans le repère de Park

La mise des équations de modèle Park, On commence :

- **Equations électriques et magnétiques dans le repère de Park**

Les grandeurs électriques (tension, courant, flux) statoriques et rotoriques de la machine biphasée, (au stator et au rotor) ainsi obtenue sont données par les relations suivantes :

$$\begin{bmatrix} X_{sd} \\ X_{sq} \\ X_{s0} \end{bmatrix} = P(\theta_s) \begin{bmatrix} X_{sa} \\ X_{sb} \\ X_{sc} \end{bmatrix}; \quad \begin{bmatrix} X_{rd} \\ X_{rq} \\ X_{r0} \end{bmatrix} = P(\theta_r) \begin{bmatrix} X_{ra} \\ X_{rb} \\ X_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.22})$$

La variable X désigne soit la tension, le courant ou le flux. P(θ_r) est obtenue à partir de P(θ_s) en remplaçant l'indice 's' par 'r' [45][47].

Après ce lien on a la transformation de Park, On obtient le système d'équations différentielles par rapport aux axes '**d,q**' tournant avec la vitesse ω_s comme suivant [46] [48] :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \Phi_{qs} \omega_s \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \Phi_{ds} \omega_s \\ V_{dr} = 0 = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - \Phi_{qr} (\omega_s - \omega) \\ V_{qr} = 0 = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + \Phi_{dr} (\omega_s - \omega) \end{array} \right. \quad (\text{II.23})$$

- L'expression de flux :

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{ds} = L_s I_{ds} + L_m I_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s I_{qs} + L_m I_{qr} \\ \Phi_{dr} = L_r I_{dr} + L_m I_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r I_{qr} + L_m I_{qs} \end{array} \right. \quad (\text{II.24})$$

A partir du système d'équations (II.24), on peut développer les flux statoriques en fonction des flux rotoriques, et des courants statoriques on les remplace dans (II.23), on obtient les équations magnétiques de la MAS dans le repère d'axes (**d, q**).

Chapitre. II : Modélisation et simulation des différents composants de la chaîne de traction

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = \frac{1}{1+T_{r,s}} \cdot (L_m \cdot I_{sd} - T_r \omega_r \Phi_{rq}) \\ \Phi_{qr} = \frac{1}{1+T_{r,s}} \cdot (L_m \cdot I_{sq} - T_r \omega_r \Phi_{rd}) \end{cases} \quad (\text{II.25})$$

Avec:

T_r : Constant de temps rotorique

II.3.2 Choix de l'orientation du repère de Park

Pour la modélisation de la MAS en vue de la simulation de son fonctionnement, uniquement trois (03) référentiels sont utilisés :

- Référentiel lié au stator pour les axes, avec $\omega_s=0$.
- Référentiel lié au rotor pour les axes, avec $\omega_s=\omega$.
- Référentiel lié au champ tournant pour les axes, avec $\omega_{gl}=\omega_r$.

Le choix du référentiel dépend essentiellement de la nature du problème à étudier :

Le référentiel immobile par rapport au stator est choisi de préférence en vue d'étudier les variations importantes de la vitesse de rotation, associées ou non à des variations de la fréquence d'alimentation.

Le référentiel lié au rotor est considéré comme intéressant dans les problèmes de régimes transitoires où la vitesse de rotation est considérée constante.

Le référentiel immobile par rapport au champ tournant est le seul qui n'introduit pas de simplifications dans la formulation des équations régissant le fonctionnement électrique de la machine [45][46].

- **Les équations de la MAS dans le référentiel lié au stator**

C'est le référentiel le mieux adopté pour travailler avec les grandeurs instantanées, il est traduit par la condition suivante :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s = 0 \quad \Rightarrow \quad \frac{d\theta_r}{dt} = (\omega_s - \omega) = -\omega \quad (\text{II.26})$$

En remplaçant par l'équation (II.26), dans les équations (II.23), alors les équations électriques s'écrivent :

Chapitre. II : Modélisation et simulation des différents composants de la chaîne de traction

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} \\ V_{dr} = 0 = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} + \Phi_{qr} \cdot \omega \\ V_{qr} = 0 = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} - \Phi_{dr} \cdot \omega \end{array} \right. \quad (\text{II.27})$$

Ce référentiel est choisi lorsque l'on désire étudier des variations simultanées de la fréquence d'alimentation et de la vitesse de rotation [45] [47].

- **Équations de la MAS dans le référentiel lié au rotor**

La position des axes (**d,q**) par rapport aux axes statoriques et rotoriques est la suivante : $\omega_r = (\omega_s - \omega)$ et $\frac{d\theta_r}{dt} = 0$, $\omega_s = \omega$ (II.28)

En remplaçant par l'équation (II.28), dans l'équation (II.23), alors les équations électriques s'écrivent :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \Phi_{qs} \omega \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \Phi_{ds} \omega \\ V_{dr} = 0 = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} \\ V_{qr} = 0 = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} \end{array} \right. \quad (\text{II.29})$$

Ce référentiel est intéressant dans les problèmes où la vitesse de rotation est considérée comme constante, par exemple pour l'étude des contraintes résultantes d'un court-circuit [43][49].

- **Les équations de la MAS dans le référentiel lié au champ tournant**

Dans ce cas on trouve :

$$\omega_r = (\omega_s - \omega) \Rightarrow \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r = \omega_{gl} = \omega_s - \omega \quad (\text{II.30})$$

En remplaçant par l'équation (II.30) dans l'équation (II.23), donc les équations électriques s'écrivent :

Chapitre. II : Modélisation et simulation des différents composants de la chaîne de traction

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \Phi_{qs} \omega_s \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \Phi_{ds} \omega_s \\ V_{dr} = 0 = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - \Phi_{qr} (\omega_s - \omega) \\ V_{qr} = 0 = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + \Phi_{dr} (\omega_s - \omega) \end{array} \right. \quad (\text{II.31})$$

Ce référentiel est le seul qui n'introduit pas des simplifications dans la formulation d'équations (II.23), Il est cependant particulièrement avantageux dans les problèmes où la fréquence d'alimentation est constante, ce qui simplifie considérablement la conduite des calculs [43][49].

II.3 Expressions du couple électromagnétique et la puissance

Nous avons exprimé les équations de la machine, mais il reste également le couple électromagnétique. Ce dernier peut être obtenu à l'aide d'un bilan de puissance. La puissance électrique instantanée fournie aux enroulements statoriques et rotoriques en fonction des grandeurs d'axes (**d-q**) est donnée par l'expression suivante:

$$\checkmark \quad P_e = V_{ds} I_{ds} + V_{qs} I_{qs} + V_{dr} I_{dr} + V_{qr} I_{qr} \quad (\text{II.32})$$

Elle se décompose en trois termes :

- Puissance dissipée en pertes joules:

$$\checkmark \quad P_j = R_s \cdot (I_{ds}^2 + I_{qs}^2) + R_r \cdot (I_{dr}^2 + I_{qr}^2) \quad (\text{II.33})$$

- La variation d'énergie magnétique emmagasinée

$$\checkmark \quad P_{emm} = I_{ds} \frac{d\Phi_{ds}}{dt} + I_{qs} \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + I_{dr} \frac{d\Phi_{dr}}{dt} + I_{qr} \frac{d\Phi_{qr}}{dt}$$

$$(\text{II.34})$$

- Puissance électromagnétique:

$$\checkmark \quad P_{em} = \omega (I_{dr} \cdot \Phi_{qr} - I_{qr} \cdot \Phi_{dr}) \quad (\text{II.35})$$

Or la puissance électromagnétique est reliée au couple électromagnétique par l'expression suivante :

$$C_e = \frac{P_{mec}}{\Omega} = p \frac{P_{mec}}{\omega} \quad \text{telque: } \Omega = \frac{\omega}{p} \quad (\text{II.36})$$

Chapitre. II : Modélisation et simulation des différents composants de la chaîne de traction

En tenant compte des expressions (II.32), (II.34) et (II.36), nous pouvons avoir plusieurs expressions scalaires du couple électromagnétique toutes égales :

$$\left\{ \begin{array}{l} C_e = p(I_{dr} \cdot \Phi_{qr} - I_{qr} \cdot \Phi_{dr}) \\ C_e = p(I_{qr} \cdot \Phi_{ds} - I_{dr} \cdot \Phi_{qs}) \\ C_e = pL_m(I_{qs} \cdot I_{dr} - I_{ds} \cdot \Phi_{qr}) \\ C_e = p \frac{L_m}{L_r} (I_{qs} \cdot \Phi_{dr} - I_{ds} \cdot \Phi_{qr}) \end{array} \right. \quad \text{(II.37)}$$

Dans notre étude, on considère que l'expression du couple est :

$$C_e = p \frac{L_m}{L_r} (I_{qs} \cdot \Phi_{dr} - I_{ds} \cdot \Phi_{qr}) \quad \text{(II.38)}$$

II.4 Modèle d'état de la machine asynchrone

On va présenter les variables de la machine asynchrone sous forme d'état.

- **Modèle de la machine asynchrone**

Pour une machine asynchrone alimentée en tension, si on considère le courant statorique i_s et le flux rotorique Φ_r comme variables d'état, et la pulsation ω_s et les tensions $V_{s\alpha}, V_{s\beta}$, comme grandeur de commande et le couple C_r comme une perturbation, on aura le schéma bloc dans la figure (II.15) suivant :

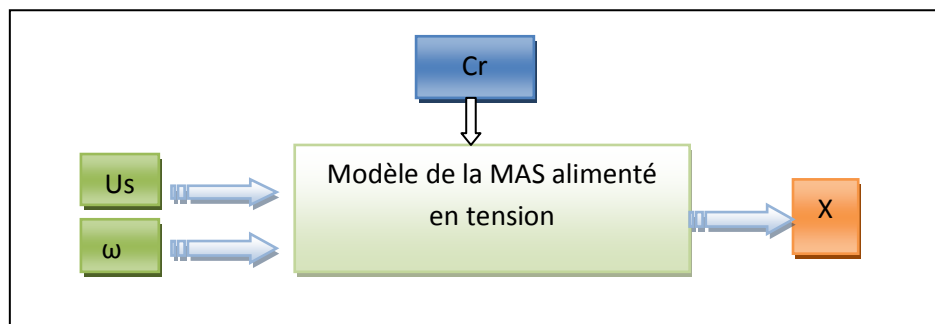


Fig.II.5: Modèle de la machine asynchrone [50].

II.4.1 Equation d'état de la machine asynchrone dans le repère de Concordia

A travers le référentiel lié au stator on a la forme générale de l'équation d'état de la machine asynchrone comme suivante :

$$\frac{dx}{dt} = [A] \cdot [X] + [B] \cdot [V] \quad \text{(II.39)}$$

Chapitre. II : Modélisation et simulation des différents composants de la chaîne de traction

$$\begin{cases} [X] = [I_{s\alpha} I_{s\beta} \Phi_{s\alpha} \Phi_{s\beta}] \\ [V] = [V_{s\alpha} V_{s\beta}] \end{cases} \quad (\text{II.40})$$

Tel que:

- ✓ **X** : vecteur d'état.
- ✓ **V** : vecteur de commande.
- ✓ **A** : matrice fondamentale qui caractérise le système.
- ✓ **B** : matrice d'application de la commande [49].

En manipulant les systèmes d'équations (II.23), dans le référentielle lié au stator, et après arrangement le système dans le repère de Concordia, on a la forme suivant :

$$\begin{cases} V_{\alpha s} = L_s \cdot \frac{dI_{\alpha s}}{dt} + \left(R_s + \frac{L_m}{L_r} \cdot R_r \right) \cdot I_{\alpha s} - \frac{L_m}{L_r} \cdot R_r \cdot \Phi_{\alpha r} - \frac{L_m}{L_r} \cdot \omega \cdot \Phi_{\beta r} \\ V_{\beta s} = L_s \cdot \frac{dI_{\beta s}}{dt} + \left(R_s + \frac{L_m}{L_r} \cdot R_r \right) \cdot I_{\beta s} - \frac{L_m}{L_r} \cdot \omega \cdot \Phi_{\alpha r} - \frac{L_m}{L_r} \cdot \Phi_{\beta r} \\ T_r \cdot \frac{d\Phi_{\alpha r}}{dt} + \Phi_{\alpha r} = L_m \cdot I_{\alpha s} - \omega \Phi_{\beta r} \\ T_r \cdot \frac{d\Phi_{\beta r}}{dt} + \Phi_{\beta r} = L_m \cdot I_{\beta s} + \omega \Phi_{\alpha r} \\ C_e = p \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot (\Phi_{\alpha r} \cdot I_{\beta s} - \Phi_{\beta r} \cdot I_{\alpha s}) \end{cases} \quad (\text{II.41})$$

Après l'équation (II.39) et (II.40) on peut mettre notre système sous forme matricielle comme suivant :

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_t}{\sigma L_s} & 0 & \left(\frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r}\right) & \left(\frac{L_m}{\sigma L_s L_r}\right) \omega_R \\ 0 & -\left(\frac{R_t}{\sigma L_s}\right) & -\left(\frac{L_m}{\sigma L_s L_r}\right) \omega_R & \left(\frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r}\right) \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega_R \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & \omega_R & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.42})$$

Avec :

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$$

$$T_r = \frac{L_r}{R_r}$$

Chapitre. II : Modélisation et simulation des différents composants de la chaîne de traction

$$R_t = R_S + \frac{L_m^2}{L_R T_R}$$

On décompose la matrice **A** sous la forme suivante :

$$[A] = [A1] + \omega_R [A2] \quad (\text{II.43})$$

Alors on trouve :

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_t}{\sigma_{L_S}} & 0 & \left(\frac{L_m}{\sigma_{L_S L_R T_R}}\right) & 0 \\ 0 & -\left(\frac{R_t}{\sigma_{L_S}}\right) & 0 & \left(\frac{L_m}{\sigma_{L_S L_R T_R}}\right) \\ \frac{L_m}{T_R} & 0 & -\frac{1}{T_R} & 0 \\ 0 & \frac{L_m}{T_R} & 0 & -\frac{1}{T_R} \end{bmatrix} + \omega_R \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \left(\frac{L_m}{\sigma_{L_S L_R}}\right) \\ 0 & 0 & -\left(\frac{L_m}{\sigma_{L_S L_R}}\right) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.44})$$

Donc:

$$A1 = \begin{bmatrix} -\frac{R_t}{\sigma_{L_S}} & 0 & \left(\frac{L_m}{\sigma_{L_S L_R T_R}}\right) & 0 \\ 0 & -\left(\frac{R_t}{\sigma_{L_S}}\right) & 0 & \left(\frac{L_m}{\sigma_{L_S L_R T_R}}\right) \\ \frac{L_m}{T_R} & 0 & -\frac{1}{T_R} & 0 \\ 0 & \frac{L_m}{T_R} & 0 & -\frac{1}{T_R} \end{bmatrix}; A2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \left(\frac{L_m}{\sigma_{L_S L_R}}\right) \\ 0 & 0 & -\left(\frac{L_m}{\sigma_{L_S L_R}}\right) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.45})$$

II.5 Simulation de la MAS

Pour vérifier le modèle mathématique de la machine, nous allons tester les programmes numériquement dans l'environnement MATLAB/Simulink. Les paramètres de la machine utilisée dans les simulations, sont récapitulés dans l'annexe **A1** placé à la fin de ce mémoire.

- **Schéma block**

Figure (II.16) montre schéma bloc de la MAS dans le repère $\alpha\beta$, sans onduleur.

Chapitre. II : Modélisation et simulation des différents composants de la chaîne de traction

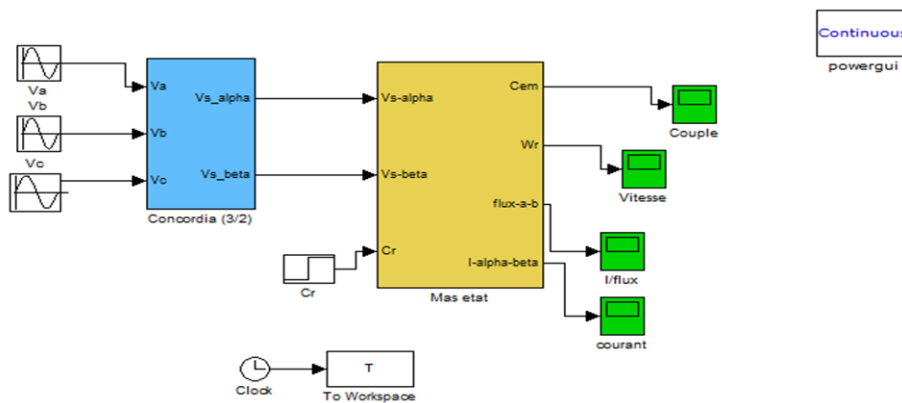
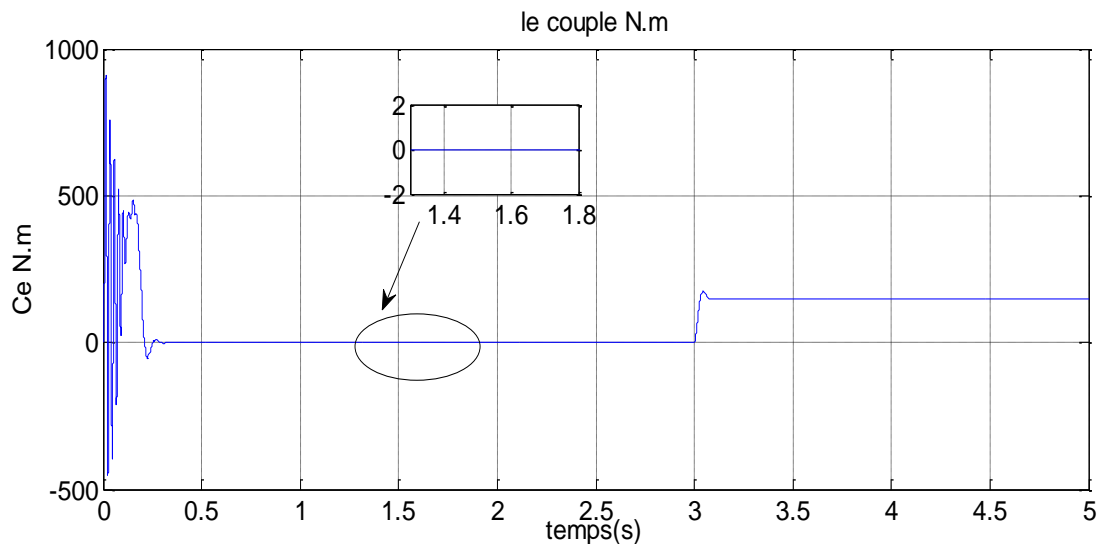


Fig.II.6 : Schéma bloc du modèle de la MAS dans le repère $\alpha\beta$.

II.5.1 Résultat de simulation

La figure (II.7) représente la réponse de la MAS alimentée par une tension simple triphasée sinusoïdale à une fréquence fixe de 50Hz et avec une variation au niveau de la charge qui sera appliquée sur le système à l'instant $t=3s$ à une valeur de $Cr=150N.m$.



Chapitre. II : Modélisation et simulation des différents composants de la chaîne de traction

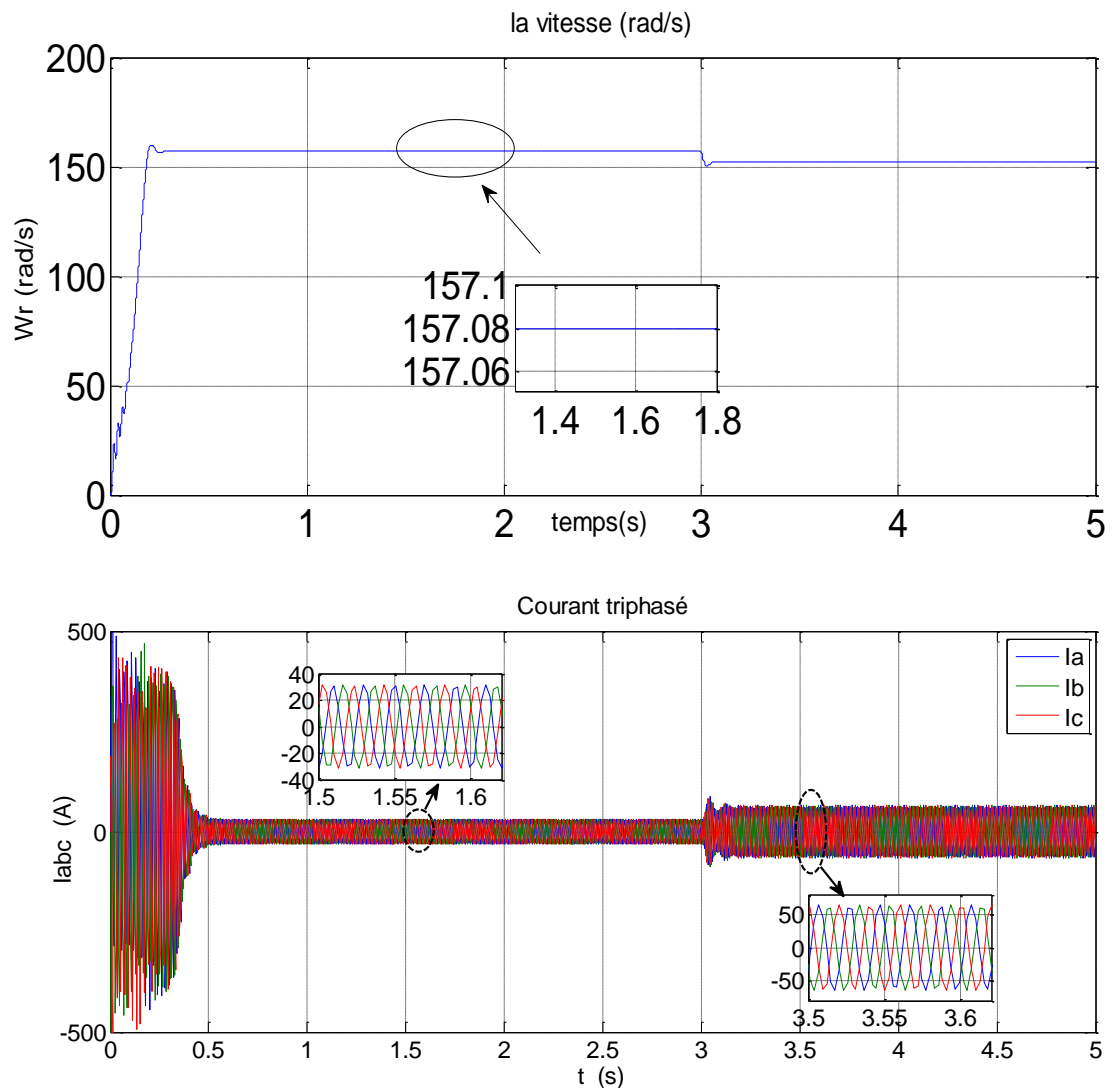


Fig.II.7 : Les résultats de la simulation du modèle de la MAS sans onduleur.

- **Interprétation des résultats**

- Par rapport au couple électromagnétique :

Présente au premier instant de démarrage, des battements importants suivis d'un nombre d'oscillation. Lors de l'application de la charge $C_r=150N.m$, à l'instant de $t=3s$ le couple électromagnétique rejoint sa valeur de référence pour compenser cette sollicitation avec une réponse quasiment instantanée. Il se stabilise à la valeur du couple résistant nominale en régime permanent.

- Par rapport la vitesse de rotation :

Pendant le régime transitoire au niveau de démarrage du moteur, nous remarquons des oscillations de durée 0,01s, et atteint sa valeur nominale de 157.4 rad/s dans une période très court. Après l'application du couple de charge nominal

Chapitre. II : Modélisation et simulation des différents composants de la chaîne de traction

($C_r=150\text{N.m}$) et exactement à l'instant de $t=3\text{s}$, on remarque dans cette insertion qu'il y a une variation dans les différentes réponses pendant cette perturbation (oscillation de la vitesse de rotation, la vitesse est diminuée à une valeur de 154.9 rad/s), puis se stabilise en régime permanent.

- Par rapport aux courants triphasés I_{abc} :

Toute machine alimentée depuis le réseau triphasé, impose la forme et l'amplitude de la tension d'entrée ce qui est traduit par l'allure du courant. Lors de démarrage, un fort appel des courants apparaît et qui sont nécessaires à développer un couple, ces courants sont très importants et enfin ils se stabilisent et donner une forme sinusoïdale d'amplitude constante.

Remarque :

Dans cette simulation on remarque que si on alimente notre moteur directement par le réseau on ne peut pas contrôler la vitesse donc nous avons besoin d'un variateur de vitesse. Dans notre étude, on utilise un onduleur à deux niveaux qui sera alimenté par une source continue, et à travers ça on considère que la source d'alimentation est une batterie qui s'appelle le bus continu (V_{dc}).

II.6 Modélisation de l'onduleur à deux niveaux

La modélisation de l'onduleur de tension permet de donner une vue mathématique de leur principe de fonctionnement, c'est-à-dire grâce à cette vue on peut comprendre mieux leur fonctionnement [51].

La grande importance de ce modèle mathématique c'est la simulation numérique de l'onduleur, et l'association onduleur-moteur, par ce que la simulation numérique faite par logiciel exécuté par un ordinateur, donc on a besoin d'un modèle mathématique.

Pour simplifier l'étude, on suppose que [52]:

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

Chapitre. II : Modélisation et simulation des différents composants de la chaîne de traction

II.6.1 Représentation de la structure d'onduleur de tension

L'onduleur de tension est constitué de trois bras de commutation à transistors ou à thyristors. Chaque bras composé de deux cellules comportant chacune une diode et un transistor ou un thyristor. Tous ces éléments sont considérés comme des interrupteurs idéaux [51].

En mode commandable, le bras est un commutateur à deux positions qui permet d'obtenir à la sortie deux niveaux de tension. Un bras de l'onduleur est représenté par la figure (II.8) suivant :

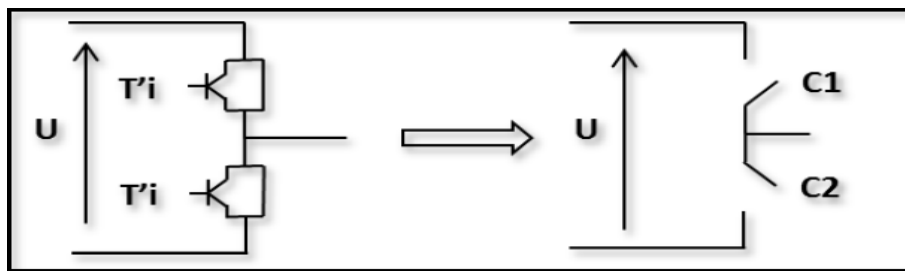


Fig. II.8 : Schéma d'un bras de l'onduleur de tension [39].

Schéma équivalent de l'onduleur est représenté par la figure (II.9) suivante.

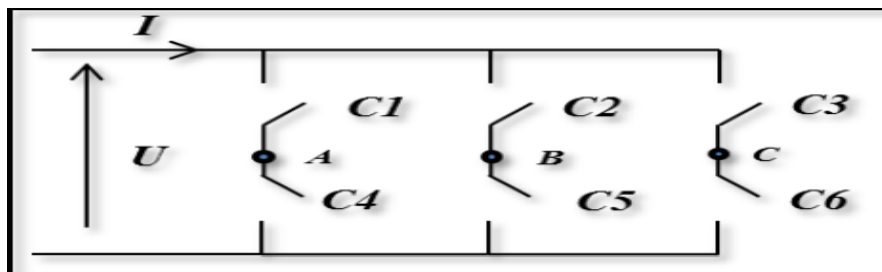


Fig. II.9 : Schéma équivalent de l'onduleur à deux niveaux [39].

II.6.2 Equations d'état d'onduleur

L'onduleur est modélisé en associant à chaque bras une fonction logique C_i ($i=1, 2, 3, 4, 5, 6$).

$$C_i = \begin{cases} +1 & \text{si } T_i \text{ est fermé, } T'_i \text{ est ouvert.} \\ 0 & \text{si } T_i \text{ est ouvert, } T'_i \text{ est fermé.} \end{cases}$$

Alors il devient :

Chapitre. II : Modélisation et simulation des différents composants de la chaîne de traction

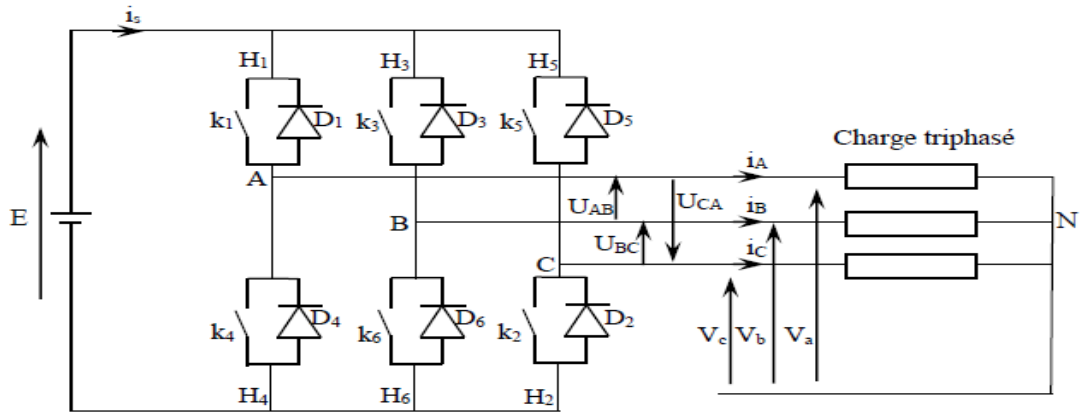


Fig. II.10 : Schéma électrique d'un onduleur triphasé.

$$\left\{ \begin{array}{l} V_A = \frac{U}{2}(C1 - C4) = = \frac{U}{2}(2C1 - 1) \\ V_B = \frac{U}{2}(C2 - C5) = = \frac{U}{2}(2C2 - 1) \\ V_C = \frac{U}{2}(C3 - C6) = = \frac{U}{2}(2C3 - 1) \end{array} \right. \quad \text{(II.46)}$$

On a aussi :

$$\left\{ \begin{array}{l} U_{AB} = V_A - V_B = U(C1 - C2) \\ U_{BC} = V_B - V_C = U(C2 - C3) \\ U_{CA} = V_C - V_A = U(C3 - C1) \end{array} \right. \quad \text{(II.47)}$$

Où:

$$\left\{ \begin{array}{l} V_A = \frac{U_{AB} - U_{AC}}{3} \\ V_B = \frac{-2U_{AB} - U_{CA}}{3} \\ V_C = \frac{U_{AB} + 2U_{CA}}{3} \end{array} \right. \quad \text{(II.48)}$$

Dans l'hypothèse on a les tensions V'_A , V'_B , V'_C forment un system de tension triphasée équilibrée alors :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_A = \frac{U}{3}(2C1 - C2 - C3) \\ V_B = \frac{U}{3}(2C2 - C1 - C3) \\ V_C = \frac{U}{3}(2C3 - C1 - C2) \end{array} \right. \quad \text{(II.49)}$$

Chapitre. II : Modélisation et simulation des différents composants de la chaîne de traction

Alors on trouve sous forme matricielle:

$$\begin{pmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{pmatrix} = \frac{U}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} C1 \\ C2 \\ C3 \end{pmatrix} \quad (\text{II. 50})$$

II.6.3 Onduleur de Tension à Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI)

Plusieurs types de **MLI** se présentent pratiquement, dont on peut citer [52]:

- ✓ Les modulations sinus-triangle effectuant la comparaison d'un signal de référence sinusoïdal à une porteuse en général triangulaire.
- ✓ Les modulations pré calculées pour lesquelles les angles de commutation sont calculés hors ligne pour annuler certaines composantes du spectre de la tension, et donner une certaine onde fondamentale.
- ✓ Les modulations post calculés appelées encore **MLI** régulières symétriques ou **MLI** vectorielles dans lesquelles les angles de commutation sont calculés en ligne.

a- Modulation de Largeur d'Impulsions Sinus-Triangle

La **MLI** permet de former à la sortie d'un onduleur chaque alternance de la tension à l'aide d'une succession de créneaux rectangulaires, dont la largeur varie suivant une loi de commande qui a pour but de [53] :

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

Le réglage est effectué par les durées d'ouverture et de fermeture des interrupteurs et par les séquences de fonctionnement. La loi de modulation est une comparaison entre une tension de référence sinusoïdale **Vref (t)** et une onde triangulaire appelée porteuse d'une fréquence **f**.

L'indice de modulation **m**, égal au rapport de la fréquence de la modulation (porteuse) sur la fréquence de la référence (modulante) : $\mathbf{m} = \frac{f_p}{f_r}$ avec $\mathbf{m} > 1$

fr: fréquence de la référence. **fp**: fréquence de la porteuse.

Le coefficient de réglage en tension **r**, $\mathbf{r} = \frac{A_r}{A_p}$; avec $\mathbf{0} < \mathbf{r} < \mathbf{1}$

Chapitre. II : Modélisation et simulation des différents composants de la chaîne de traction

A_r : Amplitude de la référence. A_p : Amplitude de la porteuse.

La figure (II.10) présente la simulation de MLI, et la figure (II.11) présente l'allure de la tension de sortie V_a .

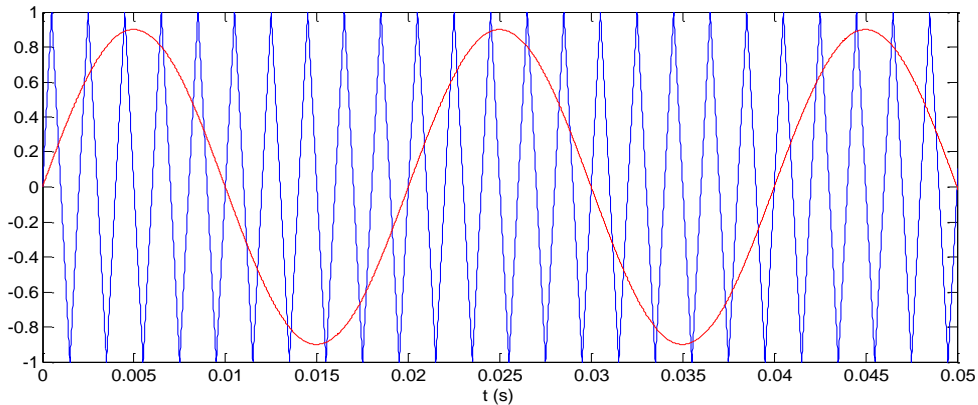


Fig. II.10 : MLI sinus-triangle, avec $r=0.9$, $m=10$.

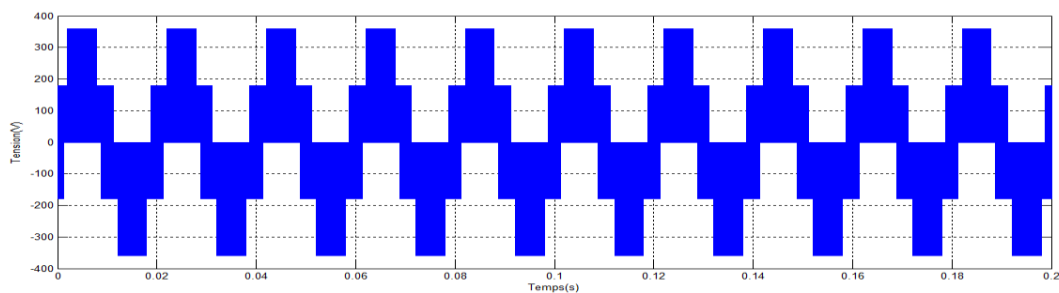


Fig. II.11: L'allure de la tension simple de sortie (V_a).

b- Modulation de Largeur d'Impulsions vectorielle

Cette technique de MLI suit les principes suivants :

- ✓ Le signal de référence est échantillonné à intervalles réguliers T (MLI régulière).
- ✓ Pour chaque phase, réalisation d'une impulsion de largeur T centrée sur la période (MLI symétrique) dont la valeur moyenne est égale à la valeur de la tension de référence à l'instant d'échantillonnage.

Tous les interrupteurs d'un même demi-point ont un état identique au centre et aux deux extrémités de la période (pour une MLI discontinue, l'état d'un des interrupteurs de chaque demi-point reste constant ce qui diminue les pertes de commutations mais augmente les harmoniques).

Chapitre. II : Modélisation et simulation des différents composants de la chaîne de traction

Cette modulation est conduite en synchronisme sur les trois phases. Elle est appelée MLI vectorielle [51].

c- Commande par MLI à hystérésis

Le principe de contrôle des courants par MLI à hystérésis consiste à maintenir chacun des courants générés dans une bande enveloppant les courants de référence. Si le courant généré dépasse la bande l'ordre de commutation change, de manière à garder ce courant à l'intérieur de la bande.

Pour une commande par MLI à hystérésis à bande fixe, la fréquence de commutation dépend essentiellement de la dérivée du courant de référence. La fréquence dépend de la valeur de l'inductance de découplage et de la chute de tension à ses bornes, et influe sur le comportement dynamique du filtre. On ne peut pas maîtriser correctement la fréquence de commutation car cette fréquence variable rend le dimensionnement du filtre à la sortie difficile [39].

La figure (II.12) représente le principe de la MLI à hystérésis.

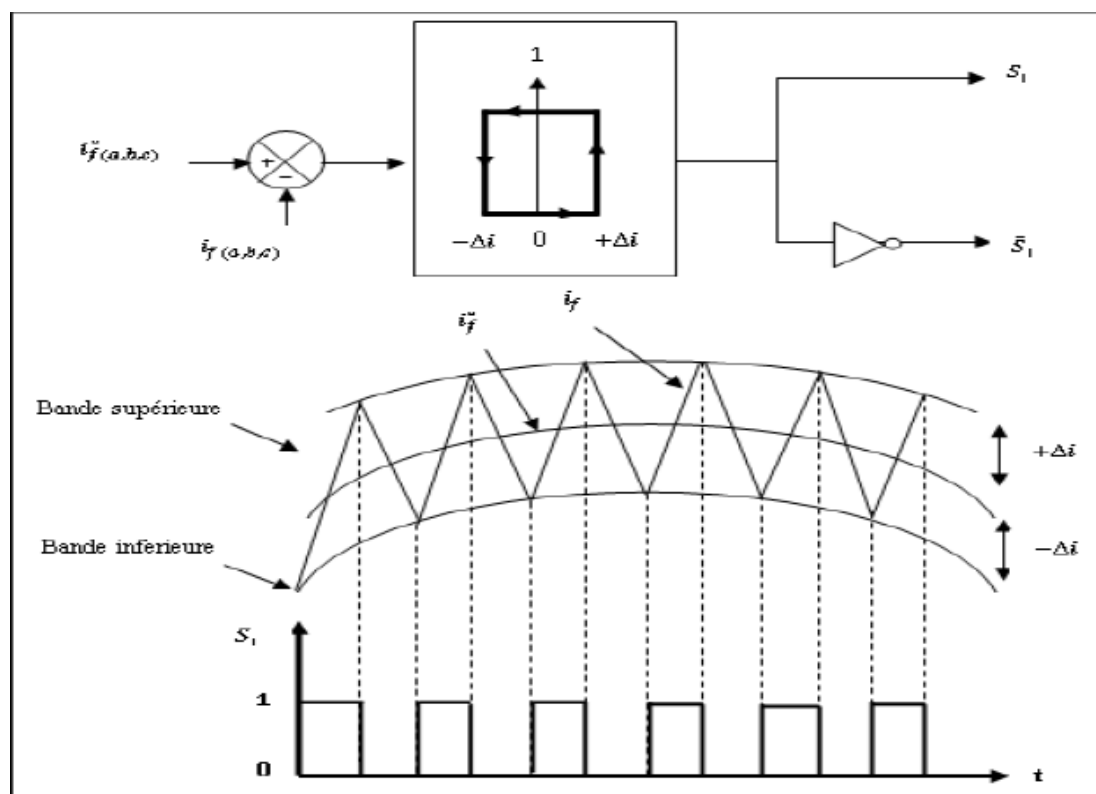


Fig. II.12: Principe de MLI à hystérésis [39].

Chapitre. II : Modélisation et simulation des différents composants de la chaîne de traction

II.6.4 Le Choix de type MLI

Après ces types de MLI qu'on a déjà cités et à travers notre étude on a opté le type de MLI sinus triangulaire à cause de la simplicité d'implémentation de cette MLI.

Quand on compare ces résultats de notre étude (MAS alimentée par un onduleur) avec ceux obtenus sans onduleur (MAS alimentée par le réseau), on constate qu'ils sont presque similaires, mais on note que l'association de l'onduleur engendre des ondulations [39].

II.7 Simulation de l'association Convertisseur/ Machine

Après la simulation de cette machine, Nous allons tester la simulation de notre modèle de la machine avec l'association d'un onduleur à deux niveaux et aussi dans l'environnement MATLAB/Simulink. Les paramètres de la machine utilisée dans la simulation avec les paramètres de MLI, sont récapitulés dans l'annexe A1.

- **Schéma block**

Figure (II.13) montre schéma bloc de la MAS dans le repère $\alpha\beta$. Avec onduleur

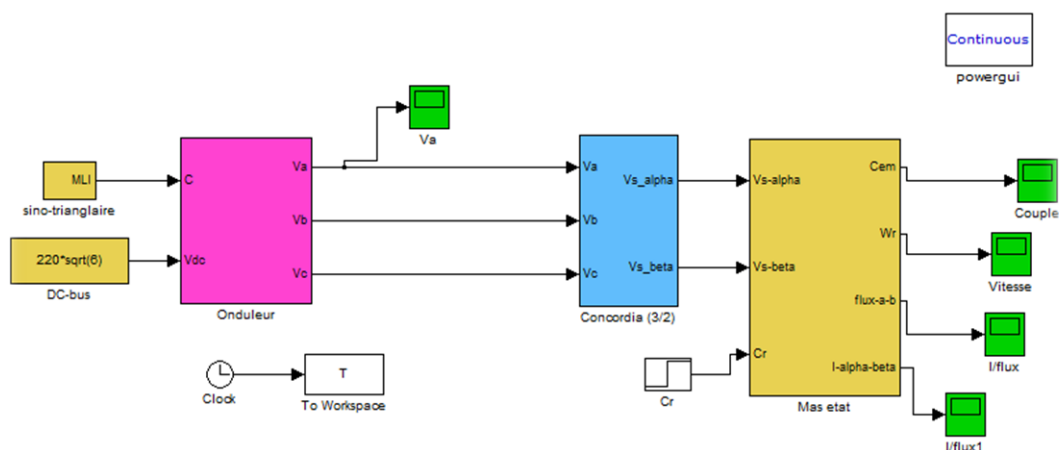


Fig. II.13: Schéma bloc du modèle de simulation de l'association convertisseur-machine asynchrone.

II.7.1 Résultats de simulation

Chapitre. II : Modélisation et simulation des différents composants de la chaîne de traction

La figure (II.14) représente la réponse de la MAS associée avec un onduleur à deux niveau, et l'apparait de couple charge à $t=3s$ avec à une valeur de $C_r=150 \text{ N.m}$

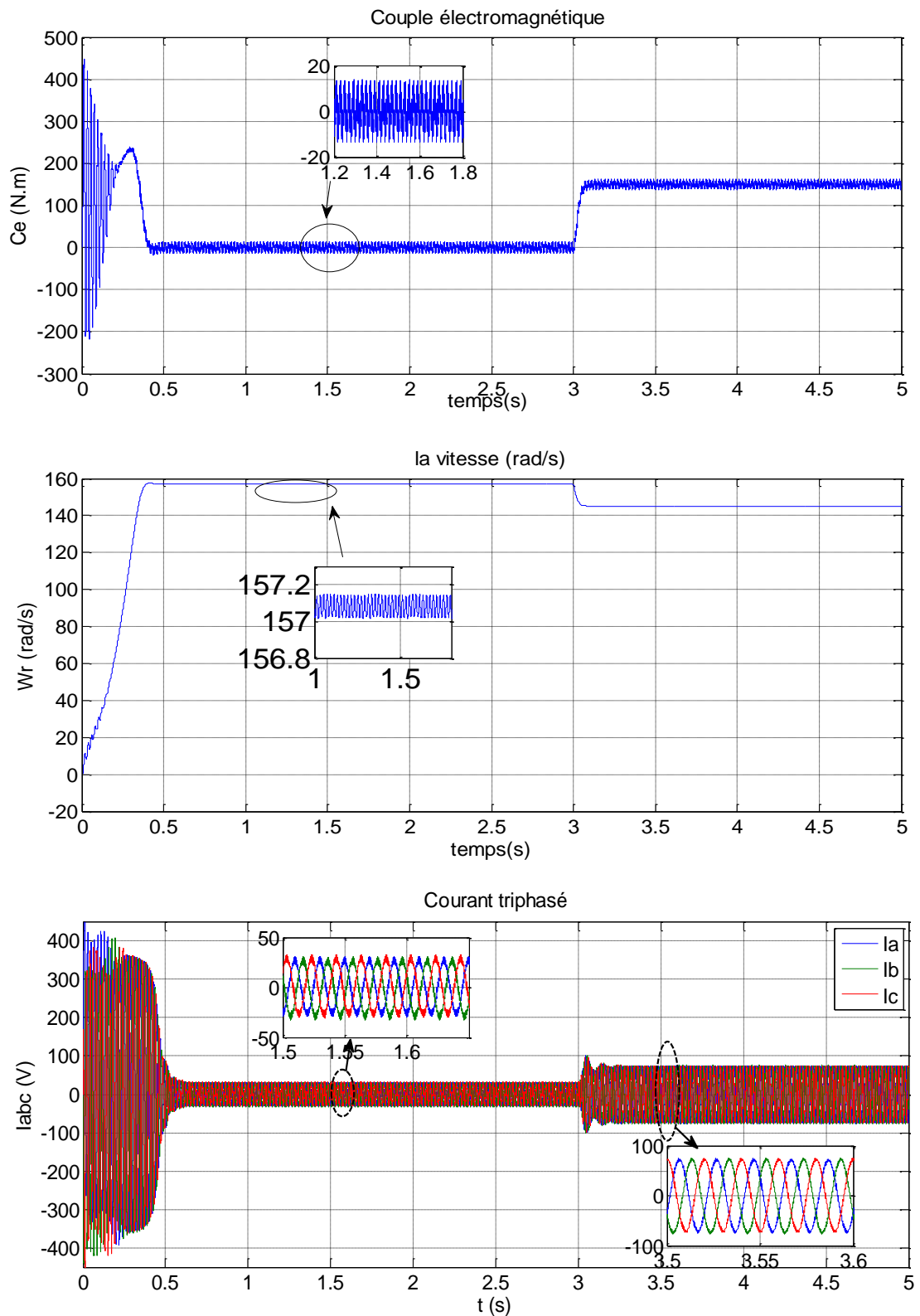


Fig. II.14 : les résultats de simulation après l'utilisation d'un onduleur à deux niveaux.

Chapitre. II : Modélisation et simulation des différents composants de la chaîne de traction

- **Interprétation des résultats de simulation**

On constate que presque les mêmes interprétations précédemment citées dans le cas de d'alimentation aux réseaux. Nous avons fait un zoom dans le régime permanent comme montre la figure (II.14), on à remarquer qu'il 'y a des ondulations sur l'allure de la vitesse, le couple et les courants I_{abc} , à cause des harmoniques existant des tensions de l'onduleur.

On peut réduire ces ondulations en variant la fréquence de commutation des interrupteurs, ce qui permet de minimiser le spectre d'harmoniques surtout ce qui concerne la forme d'onde du courant.

II.7.2 Analyse FFT

Les charges non linéaires provoquent une distorsion des courants et donc des tensions sinusoïdales, ce qui peut entraîner un mauvais fonctionnement des dispositifs raccordés au réseau. Ces distorsions sont appelées les harmoniques d'où, l'intérêt d'éliminer ou de minimiser ces harmoniques [54].

Le tableau suivant contient les valeurs de THD (Total Harmonic Distorsion) de la tension et le courant, et aussi l'ondulation de couple, nous avons augmenté chaque fois la valeur de l'indice de modulation « m », lorsque $m=9, 12 ; 15 ; 18$, les expressions qui nous aides à calculer le THD et O_{nce} le sont récapitulés dans l'annexe A1.

- **Tableau de testes**

		THD		
r	m	Va	la	O_{nce}
0.8	9	92.80	82.67	27
0.8	12	91.51	56.97	23
0.8	15	91.46	45.33	18
0.8	18	91.38	38.03	16
0.8	30	80.01	23.10	14
0.8	50	79.1	13.33	13.1
0.8	80	78.89	9.41	12.2
0.8	100	78.14	8.17	10

Chapitre. II : Modélisation et simulation des différents composants de la chaîne de traction

THD				
r	m	Va	Ia	O_{nce}
0.9	9	81.35	18.50	46
0.9	12	79.53	18.66	40
0.9	15	78.84	18.73	35
0.9	18	78.81	18.91	32
0.9	30	66.23	16.8	17.3
0.9	50	64.2	16.01	14
0.9	80	63.1	14.3	12.5
0.9	100	61.12	12.1	9

Tableau 1.II : les résultats de THD et l'ondulation du couple de chaque valeur de l'indice **m** et le coefficient **r**.

- **Interprétation des résultats**

On remarque après les tests précédents que les harmoniques dus à la manipulation de l'indice de modulation **m** et aussi le coefficient **r**. le taux d'harmonique varie vers des petites valeurs avec l'augmentation de la valeur d'indice de modulation « m », et aussi Dans le cas d'augmenter le coefficient **r**=0.8 et **r**=0.9.

Et on constate à travers ces résultats que pour réduire les harmoniques nous devons augmenter l'indice de modulation **m**, ça veut dire ce coefficient nous aide à filtrer les signales (tension, courant) du système. Par contre on remarque aussi que nous pouvons diminuer le THD a par le coefficient **r**, si on augment ce coefficient on trouvera le THD des signales moins que le cas de r petit.

D'autre part, nous avons vu aussi qu'à la variation de l'indice de modulation **m** et aussi le coefficient **r** effectuant directement au couple. Alors on conclure que la qualité d'énergie qui produise de l'onduleur a un effet sur le comportement du système, ça veut dire il y a une relation entre le signale électrique et les grandeurs physiques de sorties.

Les résultats de simulation de THD et la tension de chaque valeur de l'indice m est récapitulé dans l'annexe **A2**.

Chapitre. II : Modélisation et simulation des différents composants de la chaîne de traction

La commande par MLI permet de varier la fréquence des tensions d'alimentation qui agit directement sur la vitesse, cette variation aide nous pour varier la vitesse de rotation du MAS, mais dans l'allure du couple et de la vitesse il y a des ondulations qui perturbent notre système, alors il faut éliminer ces ondulations et diminuer les pics (dépassement) et jouer le maximum pour diminuer le temps de réponse, alors nous avons besoin d'une boucle de régulation pour contrôler notre système et pour éviter toutes perturbations de la vitesse et du couple.

II.8 Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté en détail la modélisation du Moteur asynchrone à cage. Le modèle mathématique de la MAS est obtenu dans les repères de Concordia et Park à l'aide des hypothèses simplificatrices pour avoir des équations considérées simplifiées. Ainsi que on a la modélisation de l'onduleur à deux niveaux et sa commande MLI ont été présentés. Une simulation sous MATLAB nous a permis de valider le modèle de MAS utilisé dans notre étude.

Par la suite. On a présenté aussi l'analyse de FFT pour les paramètres de notre convertisseur (l'onduleur à deux niveaux) et aussi leur impact au système.

D'après les résultats de simulation on constate que notre étude sur la chaîne de traction a besoin d'amélioration en termes de performances dynamique et statiques. Et pour cela, on va aborder une commande, qui sera nous assurer la bonne réponse de la machine, alors dans le chapitre suivant nous allons traiter cette commande.

**CHAPITRE III: COMMANDE
VECTORIELLE D'UN MOTEUR
ASYNCHRONE A CAGE**

III.1 Introduction

La difficulté majeure rencontrée dans la commande de la machine asynchrone réside dans le fait que le couple et le flux sont des variables fortement couplées et que toute action sur l'un d'eux se répercute sur l'autre. Par contre dans la machine à courant continu à excitation séparée, ces deux variables sont naturellement découplées, ce qui explique la relative simplicité de la commande de cette machine [55].

Les techniques de la commande vectorielle appelées aussi commande à orientation du flux ont pour but d'assurer un découplage acceptable dans les moteurs à courant alternatif de façon à ce que leur flux et leur couple soient commandés indépendamment. Ces techniques tirent leur idée de base du modèle "**dq**" du moteur asynchrone dans le repère synchrone et de la façon dont les moteurs à courant continu à excitation séparée sont commandés. Différentes méthodes de commande de la machine asynchrone ont été proposées dans la littérature. Cependant, la commande par orientation de flux, qui assure un découplage entre les variables de commande, reste la plus utilisée, vu les performances dynamiques élevées qu'elle offre pour une large gamme d'applications.

Dans ce chapitre, nous présentons en premier lieu une étude théorique concernant la commande vectorielle par introduisons le principe de la commande et différents méthodes de cette commande. Par la suite, on considère deux types de régulateurs. Une commande à base d'un régulateur de vitesse de type PI et l'autre à base de régulateur IP. Finalement. En avoir une comparaison entre les deux régulateurs à chaque côté de leur performances et leur robustesse.

III.2 Théorie de la commande vectorielle de la MAS

Il est aujourd'hui possible d'obtenir des machines asynchrones aussi performantes que des machines à courant continu. La machine à courant continu à excitation indépendante offre comme principal avantage d'être facilement commandable, le couple et le flux sont découplés et contrôlables indépendamment. Le flux est contrôlé de l'inducteur et le couple est contrôlé par le courant d'induit. Cependant, pour la machine asynchrone, l'expression du couple électromagnétique et complexe, elle ne ressemble pas à celle d'une machine à courant continu ou le découplage entre le réglage du flux et celui de couple est naturel. On se retrouve donc confronté à une difficulté supplémentaire pour contrôler ce couple. La commande vectorielle vient de régler ce problème de découplage entre le réglage du flux et celui du couple [56], voir la figure (III.1).

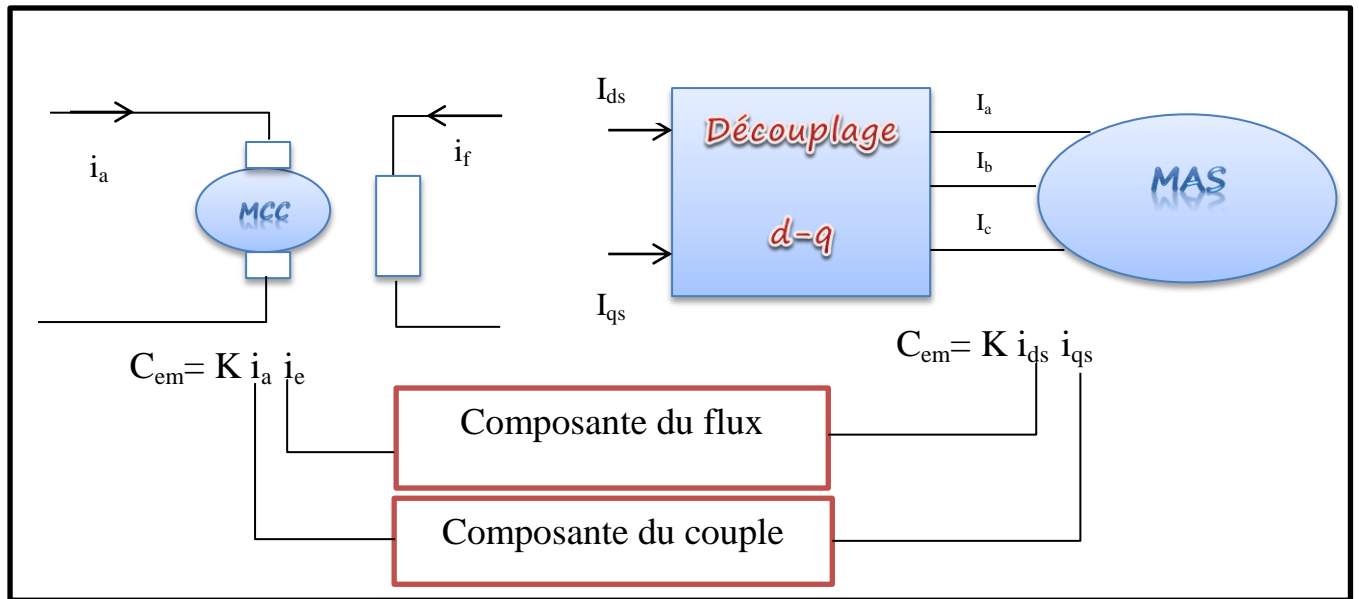


Fig. III.1 : Analogie de la commande d'une MCC et la commande vectorielle d'une machine à induction.

2.1 Principe de la commande par orientation du flux

Le principe de ce type de contrôle est d'aboutir à un modèle simple de la machine asynchrone qui rend compte de la commande séparée de la grandeur flux ϕ et la grandeur de courant I , générateur de couple. Il s'agira donc de retrouver la quadrature entre I et ϕ , naturellement découplés pour une machine à courant continu (courant d'excitation-producteur de flux, et courant d'induit- producteur de couple). La difficulté va résider justement dans le fait que pour une machine à induction, il est difficile de distinguer le courant producteur du couple et du courant producteur de flux, fortement couplés. La méthode du flux orienté consiste à choisir un système d'axes ' dq ', repère tournant biphasé orienté sur le flux ϕ (de rotor, de stator ou de magnétisation) et un type de commande qui permet de découpler le couple et le flux. Pour simplifier la commande, il est nécessaire de faire un choix judicieux de référentiel. On se place donc dans un référentiel dq lié au champ tournant tel que l'axe d coïncide avec la direction désiré du flux (figure III.2) [56].

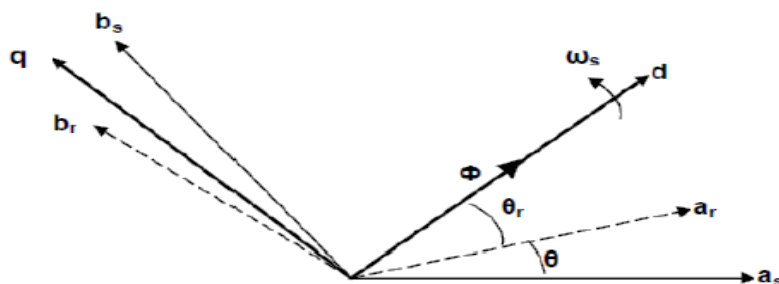


Fig. III.2 : Principe de la commande par orientation du flux.

Chapitre III : Commande vectorielle d'un MAS

Il existe trois types de commande vectorielle à flux orienté selon la nature du flux qui est représenté dans la **Figure (III.2)** :

- Commande vectorielle à flux rotorique orienté. Se réalise en imposant :
 $\Phi_{dr} = \Phi_r$ et $\Phi_{qr} = 0$
- Commande vectorielle à flux statorique orienté. Se réalise en imposant :
 $\Phi_{ds} = \Phi_s$ et $\Phi_{qs} = 0$
- Commande vectorielle à flux d'entrefer orienté. Se réalise en imposant :
 $\Phi_{dm} = \Phi_m$ et $\Phi_{qm} = 0$

On va donner le principe de chaque type de commande et vérifier le degré de découplage entre le flux et le couple.

a- Commande vectorielle par orientation du flux statorique

Nous avons vu que le couple en régime transitoire quelconque s'exprime dans le repère d'axes (d, q) comme un produit croisé des courants ou des flux. Reprenons l'expression du couple électromagnétique donné par la relation (II.38) :

$$C_e = P \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot (\Phi_{dr} \cdot I_{qs} - \Phi_{qr} \cdot I_{ds}) \quad (\text{III.1})$$

On s'aperçoit que si l'on élimine le deuxième produit ($\Phi_{qr} \cdot I_{ds}$), alors le couple ressemblerait fortement à celui d'une machine à courant continu. Pour se faire, il suffit d'orienter le repère (**dq**) de manière à annuler la composante de flux en quadrature, c'est-à-dire, de choisir convenablement l'angle de rotation de Park de sorte que le flux statorique soit entièrement porté sur l'axe direct (**d**) et donc d'avoir : $\Phi_{qs} = 0$. Ainsi $\Phi_s = \Phi_{ds}$ uniquement [57], la figure (III.3) montre le principe de l'orientation du flux statorique.

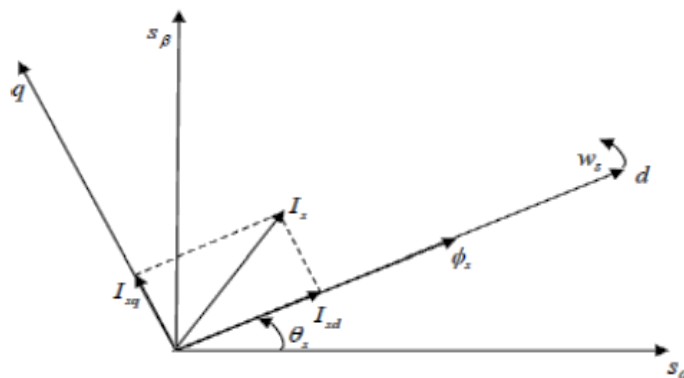


Fig. III. 3 : Orientation du flux statorique sur l'axe d.

Chapitre III : Commande vectorielle d'un MAS

Le couple électromagnétique a pour expression :

$$C_e = P \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot \Phi_{dr} \cdot I_{qs} \quad (\text{III.2})$$

Le couple est donc le produit du flux par la composante du courant statorique en quadrature avec le flux. Et comme $\Phi_s = \Phi_{ds} = C^{st}$, s'implique le couple contrôlé par I_{qs} .

En utilisant la première équation rotorique de système (II.25), et avec les équations magnétiques (ou du flux statorique et rotorique), on obtient :

$$T_r \cdot \frac{d\Phi_s}{dt} + \Phi_s = L_m \cdot I_{ds} - \omega_r T_r I_{qs} \quad (\text{III.3})$$

Le flux statorique ne dépend pas seulement de la composante du courant statorique dans l'axe **d** mais d'un terme contenant la composante dans l'axe **q**. Donc ce choix de référentiel ne permet pas un découplage naturel entre les deux axes.

b- Commande vectorielle par orientation du flux de magnétisation

Le repère est choisi de manière que l'axe **d** soit confondu avec le flux de magnétisation (ou de l'entrefer) et l'orientation du flux de magnétisation est représentée par la figure (III.4) suivante :

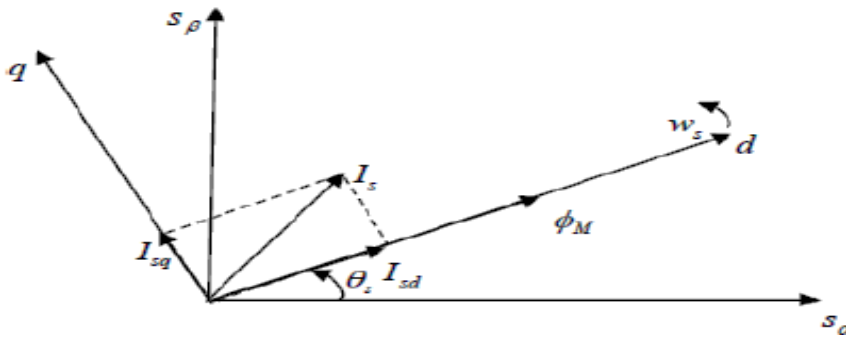


Fig. III. 4 : Orientation du flux de magnétisation sur l'axe d.

Le couple électromagnétique s'exprime selon la relation :

$$C_e = P \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot I_{qs} \Phi_m \quad (\text{III.4})$$

A partir de la première équation rotorique (II.25), et les équations de flux de magnétisation, on définit la relation entre le flux et les courants statoriques :

$$T_r \cdot \frac{d\Phi_m}{dt} + \Phi_m = L_m \cdot I_{ds} - \omega_r T_r I_{qs} \quad (\text{III.5})$$

Chapitre III : Commande vectorielle d'un MAS

Le flux dépend, comme pour le premier cas, des deux composantes du courant statorique et ainsi, il n'y a pas de découplage naturel entre le flux et les variables selon l'axe q.

c- Commande vectorielle par orientation du flux rotorique

Ce choix est représenté par la figure (III.5) suivante :

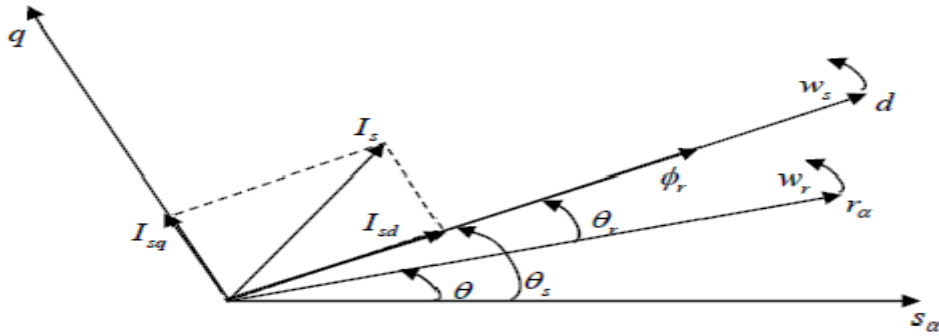


Fig. III. 5 : Orientation du flux rotorique sur l'axe d.

Le couple s'écrit alors :

$$C_e = P \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot I_{qs} \Phi_r \quad (\text{III.6})$$

Avec la première équation rotorique de système (II.25), on obtient :

$$\Phi_r = \frac{L_m}{1 + S \cdot T_r} \cdot I_{ds} \quad (\text{III.7})$$

Donc il convient de régler le couple en agissant sur la composante I_{qs} du courant statorique et on régule le flux en agissant sur la composante I_{ds} . On a alors deux variables d'action comme dans le cas d'une machine à courant continu.

2.2 Comparaison des trois méthodes d'orientation du flux

On remarque que dans les trois cas, le couple est proportionnel au produit du flux par la composante du courant statorique en quadrature avec le flux. Ainsi dans un fonctionnement à flux constant, cette composante est l'image du couple.

Seul le choix de l'orientation du flux rotorique permet un découplage naturel caractérisé par une indépendance du flux par rapport à la composante du courant statorique en quadrature avec le flux.

Chapitre III : Commande vectorielle d'un MAS

III.3 Les régulateurs utilisés dans la commande vectorielle

Dans le système asservi, il y a beaucoup des régulateurs qui peuvent être utilisé pour faire le réglage d'un signal. On a intéressé sur les quatre types plus connu sont P, PI, PD, PID, chaque un de cette dernier un travail spécifique et caractéristique préférer, le tableau ci-dessus représente les différents types des régulateurs :

Régulateur	Définitions	Avantage et inconvénient
P	Le correcteur à action proportionnelle, est le correcteur le plus simple, puisque défini par un simple gain K .	Il ne permet pas de réaliser de bonnes performances en termes de précision statique et dynamique et en rejet de perturbation. Un faible gain K donne généralement un système stable, mais une erreur de position importante. Par contre, une grande valeur de K , donne une meilleure erreur de position mais des mauvaises performances en transitoire : plus K augmente, plus on tend vers l'instabilité.
PI	Le correcteur à actions proportionnelle et intégrale (PI) est défini par deux gains K_p et K_i .	L'introduction d'un correcteur PI permet d'améliorer la précision et de rejeter les perturbations de type échelon. Par contre, ce type de correcteur possède certaines limitations sur l'amélioration de la rapidité et peut même introduire une instabilité du système en boucle fermée.
PD	Le correcteur à actions proportionnelle et dérivateur (PD) est défini par deux gains K_p et K_d .	Le correcteur PD permet donc d'agir sur le transitoire du système de classe un. Le rejet de perturbation impose d'augmenter K , ce qui rend le système aperiodique.
PID	Le correcteur à actions proportionnelle et intégrale et dérivateur (PID) est défini par trois gains K_p et K_i , K_d .	L'introduction d'un correcteur PID permet de réunir les différents avantages de chaque action, toutefois, son réglage, donc le poids_ à donner à chaque action, est plutôt délicat.

Tableau III. 1 : Les différents types des régulateurs.

On considère dans notre étude le régulateur **PI** pour des raisons de simplicité, facilité d'utilisation et ces performances acceptables. On utilise deux régulateur **PI** pour les boucles des courants I_{ds} et I_{qs} . Pour la boucle de vitesse on considère deux différents type de régulateur le premier est un régulateur **PI**, et le deuxième est un régulateur **IP**.

3.1 Synthèse des régulateurs PI et IP

Dans cette partie, on va démontrer les structures des régulateurs **PI** et **IP**.

3.1.1 Structure de la commande PI

Chaque boucle de régulation est dotée d'un régulateur proportionnel intégral **PI** classique, présenté sur la figure (III.6), il comporte une action proportionnelle qui sert à régler la rapidité avec laquelle la régulation doit avoir lieu et une action intégrale qui sert à éliminer l'erreur statique entre la grandeur régulée et son propre consigne.

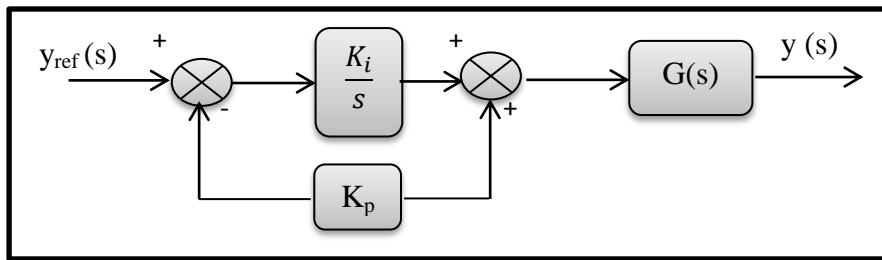


Fig. III.6 : Schéma de commande utilisant la structure PI.

Soit $G(s)$ un système de premier ordre peut être donné par une des fonctions suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} G(s) = \frac{G_1}{s + \tau_1} \\ G(s) = \frac{G_0}{s + \tau_s} \end{array} \right. \quad \text{(III.8)}$$

On considère deux méthodes pour déterminer les paramètres K_p et K_i du régulateurs **PI** :

- ✓ la méthode de placement des pôles
- ✓ la méthode de compensation des pôles.

Les gains de régulateur PI sont donnés comme suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} K_p = \frac{1}{G_0 \tau_{bf}} \\ K_i = \frac{\tau}{G_0 \tau_{bf}} \end{array} \right. \quad \text{(III.9)}$$

Note : Pour plus de détails, voir l'annexe A3.

3.2.1 Structure de commande IP [57]

La commande des machines électriques à l'aide des régulateurs **PI** dimensionnés par les méthodes de compensation des pôles ou de placement des pôles, présente les inconvénients suivants :

- ✓ La méthode de placement des pôles permet d'imposer n'importe quelle dynamique à la boucle fermée, néanmoins elle présente l'inconvénient d'introduire un zéro (non contrôlable) qui peut modifier la dynamique imposée.
- ✓ La méthode de compensation des pôles permet de remédier à ce problème, mais elle ne permet d'imposer qu'une dynamique du premier ordre, de plus le

Chapitre III : Commande vectorielle d'un MAS

comportement de la régulation vis-à-vis du couple résistant est médiocre, car la dynamique du rejet du couple résistant n'est pas imposée par le régulateur. La structure de commande **IP** permet de remédier à ces inconvénients.

La structure du régulateur Intégral Proportionnelle **IP** est schématisée par la figure (III.7), est une association d'une boucle interne munie du régulateur proportionnel et d'une boucle externe commandée par un régulateur intégrateur.

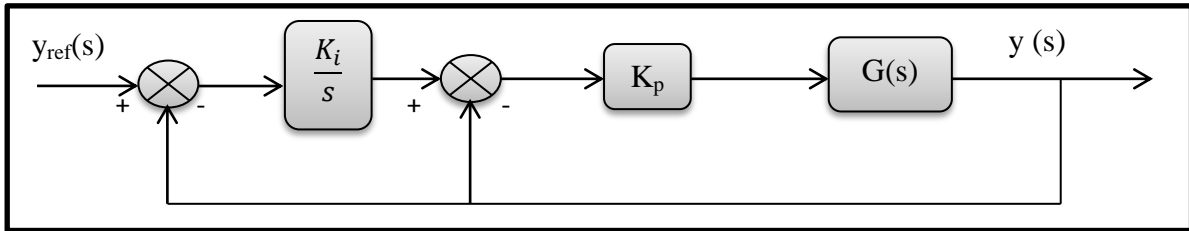


Fig. III.7 : Schéma de commande utilisant la structure IP.

Lorsque $G(s)$ est du premier ordre, la fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$F(s) = \frac{\frac{K_p K_i G_0}{s}}{s^2 + \left(\frac{1 + K_p G_0}{\tau}\right)s + \frac{K_p K_i G_0}{\tau}} \quad (\text{III.10})$$

L'application de la méthode de placement des pôles permet de calculer des paramètres K_p et K_i . La fonction de transfert en boucle fermée, peut être mise sous la forme de celle d'un modèle de second ordre standard de l'équation IV.4 récapitulé dans annexe A3 on trouve.

$$\begin{cases} \frac{1 + K_p G_0}{\tau} = 2 \zeta \omega_n \\ \frac{K_p K_i G_0}{\tau} = \omega_n^2 \end{cases} \quad (\text{III.11})$$

Les coefficients du régulateur sont alors calculés par les relations :

$$\begin{cases} K_p = \frac{2\zeta\omega_n \tau - 1}{G_0} \\ K_i = \frac{\omega_n^2}{2\zeta\omega_n \tau - 1} \end{cases} \quad (\text{III.12})$$

Avec :

ζ : Facteur d'amortissement

ω_n : Pulsation propre

τ : Constante de temps

III.4 Techniques de commande

La commande par flux orienté est une technique associée au système d'entraînement formé par une MAS alimentée par un convertisseur statique. La commande de la MAS nécessite une connaissance de la position exacte du flux à orienter à tout instant et la faire coïncider avec l'axe direct \mathbf{d} tournant à la vitesse du champ tournant [58].

4.1 Commande vectorielle directe

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module de flux et de sa position. Pour cela deux procédés sont utilisés:

- La mesure de flux dans l'entrefer de la machine à l'aide d'un capteur.
- L'estimation du flux à l'aide des méthodes mathématique

L'application de cette méthode impose plusieurs inconvénients de natures différentes :

- La non fiabilité de la mesure de flux.
- Problème de filtrage du signal mesuré.
- Précision médiocre de la mesure qui varie en fonction de la température (Échauffement de la machine) et de la saturation.
- Le coût de production élevé (capteur + filtre) [56].

4.2 Commande vectorielle indirecte

Cette méthode n'utilise pas l'amplitude du flux du rotor mais seulement sa position elle n'exige pas l'utilisation d'un capteur de flux rotorique mais nécessite l'utilisation d'un capteur ou un estimateur de position (vitesse) du rotor. L'inconvénient majeur de cette méthode est la sensibilité de l'estimation envers la variation des paramètres de la machine due à la saturation magnétique et la variation de la température, surtout la constante de temps rotorique T_r [56].

4.3 Classification des méthodes de commande vectorielle

La commande à flux orienté appliquée aux moteurs électriques est utilisée pour obtenir le mode de fonctionnement recherché en positionnant d'une manière optimale les vecteurs

Chapitre III : Commande vectorielle d'un MAS

courants et les vecteurs flux résultants. De nombreuses variantes de ce principe de commande ont été présentées dans la littérature, que l'on peut classifier :

Suivant la source d'énergie

- Commande en tension (Voltage Source Inverter) ;
- Commande en courant (Current Controlled Inverter).

Suivant les opérations désirées pour le flux

- Commande vectorielle de flux rotorique ;
- Commande vectorielle de flux statorique ;
- Commande vectorielle de flux d'entrefer (ou de flux magnétisant).

Suivant la détermination de la position du flux

- Directe par mesure ou observation du vecteur de flux (module, phase) ;
- Indirecte par contrôle de la fréquence de glissement.

Alors on peut tracer un organigramme qui nous permet de classer les différentes méthodes de la commande vectorielle. Nous récapitulons ces méthodes dans la figure (III.8) suivante :

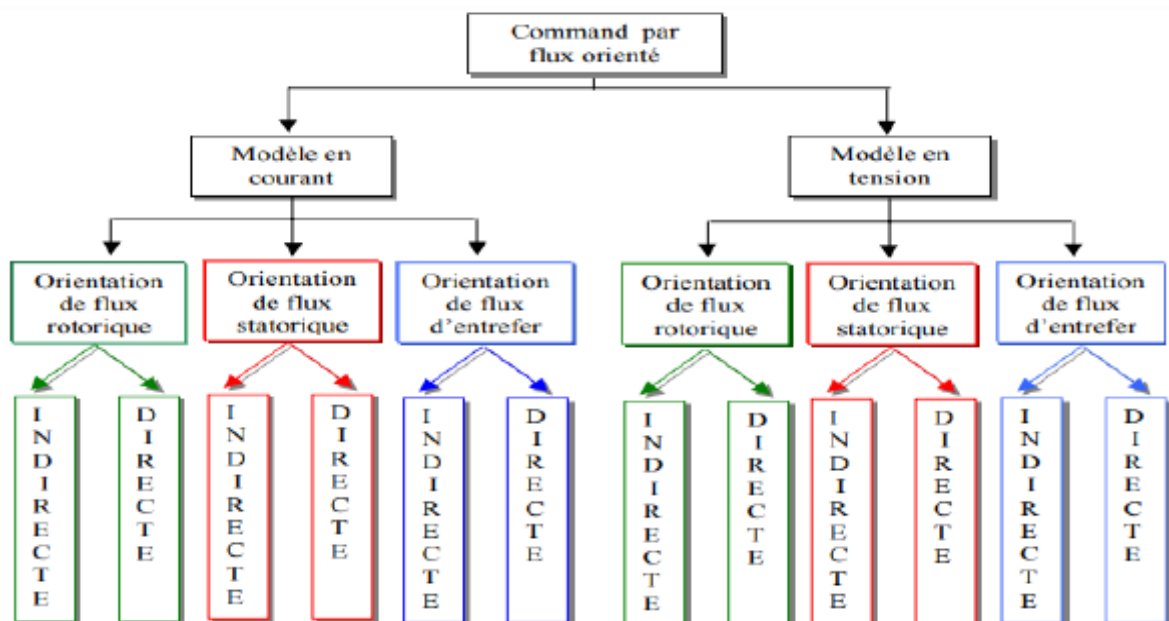


Fig. III.8 : Classification des méthodes de commande par orientation de flux.

Chapitre III : Commande vectorielle d'un MAS

III.5 Commande Vectorielle directe du moteur asynchrone à cage

Les lois de commande sont obtenues en injectant les conditions de la commande vectorielle par l'orientation de flux rotorique dans les équations d'état de la machine représentée dans le repère lié au champ tournant, donner comme suivant [] :

$$\left\{ \begin{array}{l}
 V_{ds} = \sigma L_s \cdot \frac{dI_{ds}}{dt} + \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} \cdot R_r \right) \cdot I_{ds} + \sigma L_s \cdot \omega_s \cdot I_{qs} - \frac{L_m}{L_r} \cdot R_r \cdot \Phi_{dr} \\
 V_{qs} = \sigma L_s \cdot \frac{dI_{qs}}{dt} + \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} \cdot R_r \right) \cdot I_{qs} - \sigma L_s \cdot \omega_s \cdot I_{ds} - \frac{L_m}{L_r} \cdot R_r \cdot \Phi_{dr} \\
 T_r \cdot \frac{d\Phi_{dr}}{dt} + \Phi_{dr} = L_m \cdot I_{ds} \\
 \frac{L_m}{T_r} I_{qs} = (\omega_s - \omega) \Phi_{dr} \\
 C_e = P \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot (\Phi_{dr} \cdot I_{qs} - \Phi_{qr} \cdot I_{ds})
 \end{array} \right. \quad \text{(III.13)}$$

On ne peut pas de faire un contrôle car il y a un couplage entre des composants de flux avec le couple dans l'expression de tension. Pour cela il nécessite une solution, toutes d'abord on a défini le problème.

5.1 Couplage

Le couplage est un problème dans la commande des machines asynchrone ou synchrone, pour commander le couple ou bien la vitesse il faut agir sur une composante qui le spécifie. Cette dernière n'est pas facile à cause que le couple obtenu a une relation couplée avec les deux composants I_{ds} et I_{qs} , la même pour le flux, comme indique la figure (III. 9)

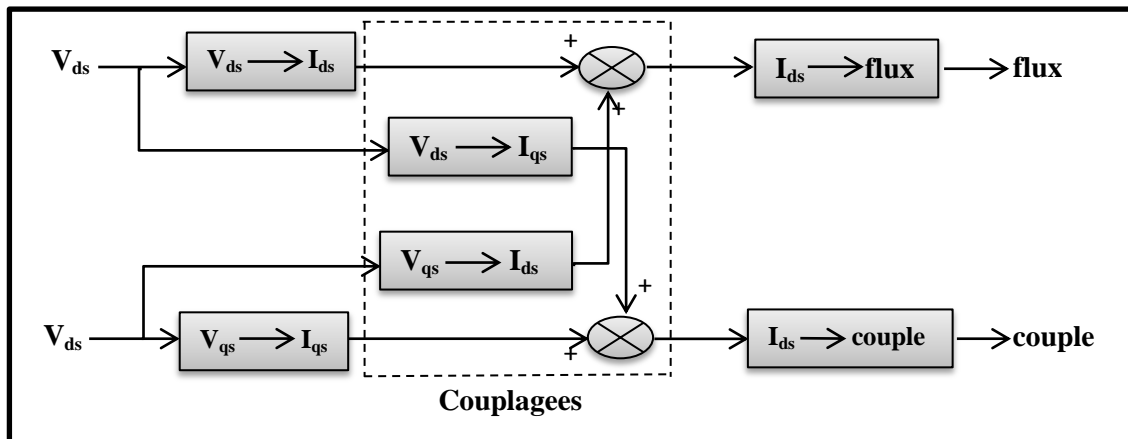


Fig. III.9 : Description des couplages.

A partir du système d'équation (III.13), ces expressions peuvent être exploitées telles quelles pour réaliser la commande vectorielle à flux orienté des machines asynchrones

Chapitre III : Commande vectorielle d'un MAS

alimentées en tension, mais V_{ds} et V_{qs} influencent à la fois sur I_{ds} et I_{qs} , donc sur le flux et le couple. Il est donc nécessaire de réaliser un découplage.

5.2 Découplage

L'objectif est, dans la mesure du possible, de limiter l'effet d'une entrée à une seule sortie. Nous pouvons alors modéliser le processus sous la forme d'un ensemble de systèmes mono variables évoluant en parallèle. Les commandes sont alors non interactives.

Il y a différentes techniques existantes, mais nous consacrons par :

- Découplage par compensation.

Nous présenterons par ce type de découplage pour des raisons de simplicité de mise en œuvre [56].

5.2.1 Découplage par compensation

La compensation a pour but de découpler les axes d et q. Ce découplage permet d'écrire les équations de la machine et de la partie régulation d'une manière simple et ainsi de calculer aisément les coefficients des régulateurs. Les équations statoriques comprennent, en effet, des termes qui font intervenir des courants de l'autre axe.

Le principe revient à définir deux nouvelles variables de commande V_{ds1} et V_{qs1} telles que V_{ds1} n'agit que sur I_{ds} et V_{qs1} n'agit que sur I_{qs} . Définissons ces deux nouvelles variables de commande V_{ds1} et V_{qs1} :

$$\begin{cases} V_{ds} = V_{ds1} + e_{ds} \\ V_{qs} = V_{qs1} + e_{qs} \end{cases} \quad \text{(III.14)}$$

Où :

$$\begin{cases} e_{ds} = \sigma \cdot L_s \cdot \omega_s \cdot I_{qs} - \frac{Lm \cdot R_r}{Lr^2} \Phi_r \\ e_{qs} = -\sigma \cdot L_s \cdot \omega_s \cdot I_{ds} - \frac{Lm}{Lr} \omega_s \cdot \Phi_r + \frac{Lm^2}{Tr \cdot Lr} \cdot I_{qs} \end{cases} \quad \text{(III.15)}$$

Nous avons donc un nouveau système :

$$\begin{cases} V_{ds1} = \sigma \cdot L_s \cdot \frac{dI_{ds}}{dt} + (R_s + \frac{Lm^2}{Lr^2} \cdot R_r) \cdot I_{ds} \\ V_{qs1} = \sigma \cdot L_s \cdot \frac{dI_{qs}}{dt} + (R_s + \frac{Lm^2}{Lr^2} \cdot R_r) \cdot I_{qs} \end{cases} \quad \text{(III.16)}$$

Chapitre III : Commande vectorielle d'un MAS

Les actions sur les axes d et q sont donc découplées, figure (III.10) illustrée cette processus.

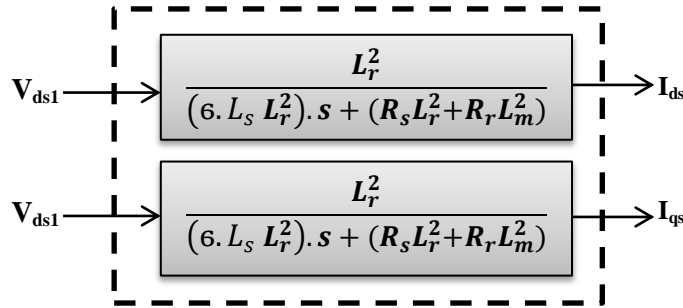


Fig III.10 : Commande découplée – Expressions de Ids et Iqs.

En faisant apparaître de manière explicite le flux et le couple, nous obtenons la figure (III.11)

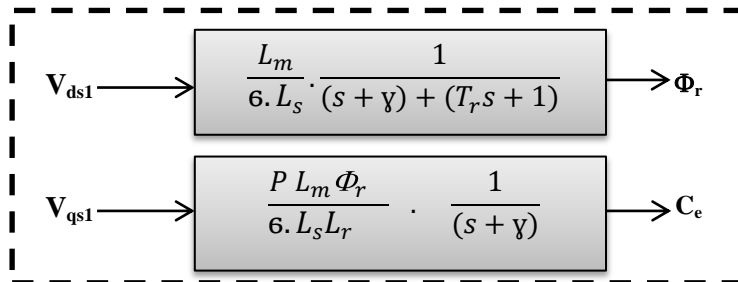


Fig III.11 : Commande découplée – Expressions de Φr, et Ce.

Avec :

$$\gamma = \frac{1}{6 \cdot L_s} + \frac{1 - \sigma}{6 \cdot T_r} \tag{III.17}$$

Les tensions V_{ds} et V_{qs} sont reconstituées à partir des tensions V_{ds1} et V_{qs1} comme suit :

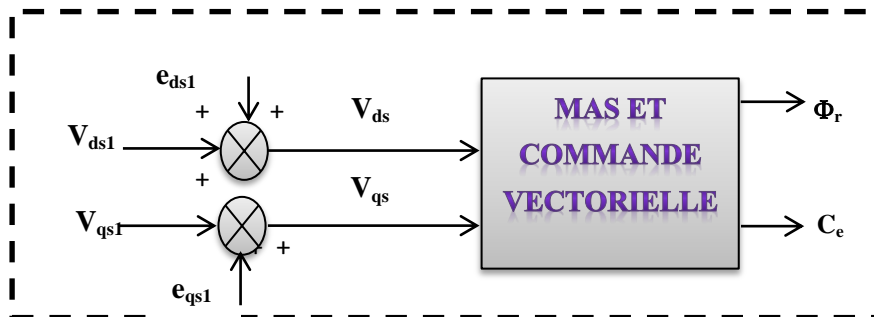


Fig III. 12 : Reconstitution des tensions V_{ds} et V_{qs} .

5.3 Calcul de Φ_r , θ_s et C_e

Les grandeurs de sortie utilisées pour l'élaboration de la commande sont souvent difficilement accessibles pour des raisons techniques (c'est le cas du flux) ou pour des problèmes de coût.

a- Calcul de Φ_r

Le flux peut être reconstitué par des estimateurs utilisés en boucle ouverte. Ces estimateurs reposent sur l'utilisation du modèle de Park de la MAS. Ils sont obtenus par une résolution directe des équations associées à ce modèle. Le système d'équations (III.13) permet d'estimer le flux Φ_r :

$$\Phi_{r_est} = \frac{Lm}{1+S.T_r} \cdot I_{ds} \quad (\text{III.18})$$

b- Calcul de θ_s

La pulsation statorique s'écrit d'après l'équation (III.13):

$$\omega_s = P.\Omega + \frac{Lm}{Lr} \cdot \frac{I_{qs}}{\Phi_{r_est}} \quad (\text{III.19})$$

Cette équation n'est pas exploitable telle quelle, puisque Φ_r est nul au démarrage du moteur. Nous ajoutons donc un terme ξ au dénominateur. L'équation (III.19) devient :

$$\omega_s = P.\Omega + \frac{Lm}{Lr} \cdot \frac{I_{qs}}{\Phi_{r_est} + \xi} \quad (\text{III.20})$$

Nous avons alors :

$$\theta_s = \frac{1}{S} \omega_s \quad (\text{III.21})$$

c- Calcul de C_e

De même, à partir de (III.13), nous pouvons estimer C_e :

$$C_{e_est} = P \cdot \frac{Lm}{Lr} \cdot I_{qs} \Phi_r \quad (\text{III.22})$$

La figure (III.13) illustre les blocs d'estimation du flux rotorique, du couple, et de la phase du flux rotorique utilisés pour la commande vectorielle directe de la MAS.

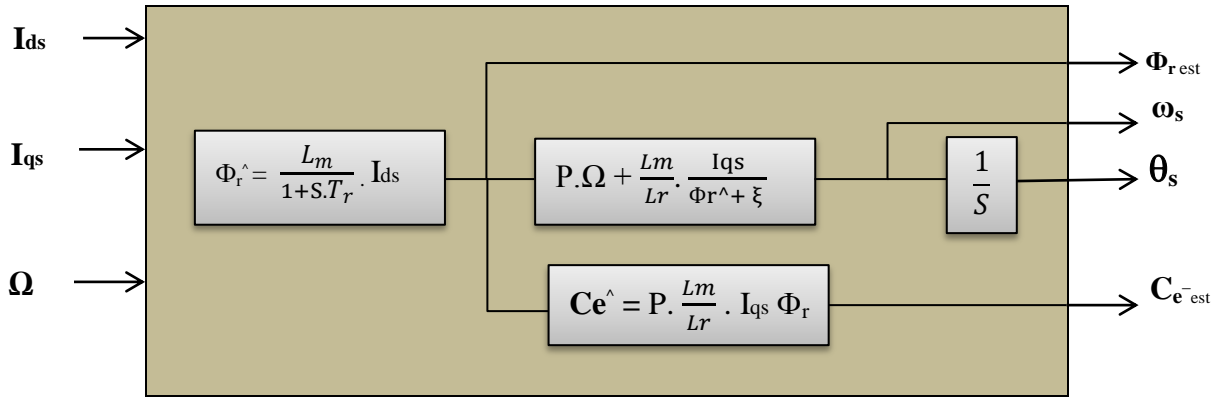


Fig. III.13 : Représentation des blocs d'estimation.

5.4 Bloc de défluxage

Lors des tests en variation de survitesse, on a donc utilisé le bloc de défluxage qui donne un flux constant pour des vitesses inférieure à la vitesse nominale, et décroît pour les vitesses supérieures à cette vitesse.

La fonction de défluxage qui impose la consigne de flux Φ_r suit le profil de la figure (III.14)

$$\Phi_{r_ref} = \begin{cases} \Phi_r = \Phi_{r_nom} & \text{Si } |\Omega| \leq \Omega_{m_nom} & \text{mode normal} \\ \Phi_r = \Phi_{r_nom} \cdot \frac{|\Omega|}{\Omega_{m_nom}} & \text{Si } |\Omega| > \Omega_{m_nom} & \text{mode défluxage} \end{cases} \quad \text{(III.23)}$$

Avec :

Φ_{r_nom} : Flux rotorique nominal.

Ω_{m_nom} : Vitesse rotorique nominal.

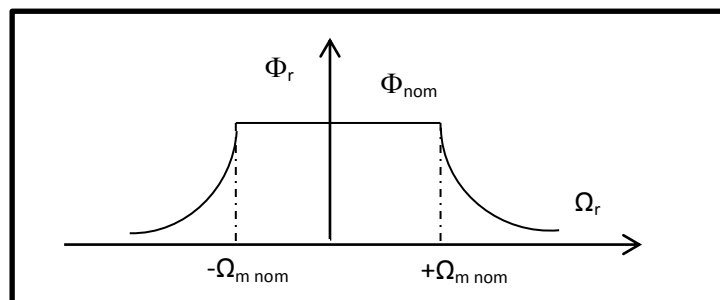


Fig. III.14 : Profil du flux rotorique de défluxage.

Le flux de référence est obtenu à partir d'un bloc de défluxage, permettant un fonctionnement à couple constant si la vitesse est inférieure à la vitesse nominale d'une part, et d'autre part ce bloc permette en outre d'affaiblir le flux inversement proportionnel à la

Chapitre III : Commande vectorielle d'un MAS

vitesse pour des fonctionnements à puissances constantes lorsque la vitesse excédée de la vitesse nominale, c'est le cas des fonctionnements hyper-synchrones [59].

5.5 Description du système global

La figure (III.15) représente le schéma global de la commande vectorielle en vitesse ou en position d'une machine asynchrone à cage d'écureuil dans le repère (d,q) . Le système est muni d'une boucle de régulation de vitesse, et deux boucles de régulations de courants. La référence du courant direct $I_{ds\text{ ref}}$ est obtenue à partir du bloc de défluxage. Ce dernier est basé sur la vitesse mécanique de moteur. La sortie du régulateur de vitesse donnée $C_{em\text{ ref}}$ constitue la consigne de courant $I_{qs\text{ ref}}$. Les références des courants $I_{ds\text{ ref}}$ et $I_{qs\text{ ref}}$ sont comparées séparément avec les courants réels de la machine I_d et I_q .

Les erreurs sont appliquées à l'entrée des régulateurs classiques de type **PI**, les sorties de la régulation des courants $I_{ds\text{ ref}}$ et $I_{qs\text{ ref}}$, passe par un bloc de découplage génère les tensions de références $V_{d\text{ref}}$, $V_{q\text{ref}}$. Ces derniers passage par une bloc de transformation inverse de Park le repère (d,q) vers repère (a,b,c) , servent de références de tensions ($V_{a\text{ref}}, V_{b\text{ref}}, V_{c\text{ref}}$) pour la commande de l'onduleur à MLI.

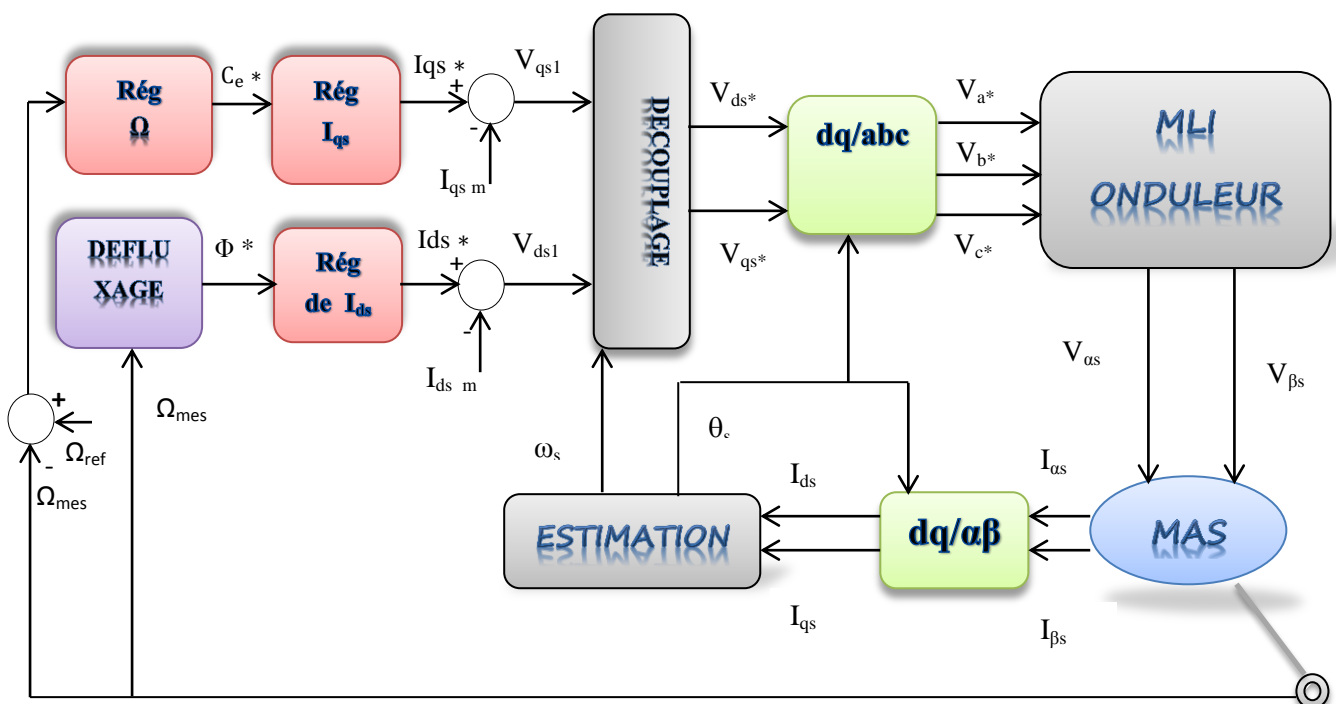


Fig. III. 15 Schéma global de la commande vectorielle de la MAS.

III.6 Déterminations des coefficients des régulateurs

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

Chapitre III : Commande vectorielle d'un MAS

simples et faciles à mettre en œuvre. Le tableau ci-dessus représente l'action de régulateurs dans la boucle.

Régulateurs	Actions
Action Proportionnelle (K_p) est grande.	- La correction est rapide. Le risque de dépassement et d'oscillations dans la sortie s'accroît.
Action Proportionnelle (K_p) est petite.	- La correction est lente, il y a moins de risque d'oscillations.
Action Intégrateur (K_i).	- L'action intégrale régît lentement à la variation de l'erreur et assure un rattrapage progressif de la consigne. - Tant que l'erreur positive (ou négative) subsiste, l'action $U(t)$ augmente (ou diminue) jusqu'à ce que l'erreur s'annule.

Tableau III. 2 : Les différentes actions sur les régulateurs [39].

6.1 Calcule des régulateurs

Les méthodes de calculs les paramètres de régulateurs courants et vitesse, **voir l'annexe**

A4. Les paramètres des régulateurs sont résumé dans le tableau suivant :

	Courant Id	Courant Iq	Vitesse ω_r
Régulateur PI	$K_p = 0.3450$ $K_i = 9.8413 \cdot 10^3$	$K_p = 0.3450$ $K_i = 9.8413 \cdot 10^3$	$K_{\Omega i} = 8.34$ $K_{\Omega p} = 3.48$
Régulateur IP	//	//	$K_{\Omega i} = 493.9719$ $K_{\Omega p} = 27.0106$

Tableau III. 3 : Les paramètres des régulateurs.

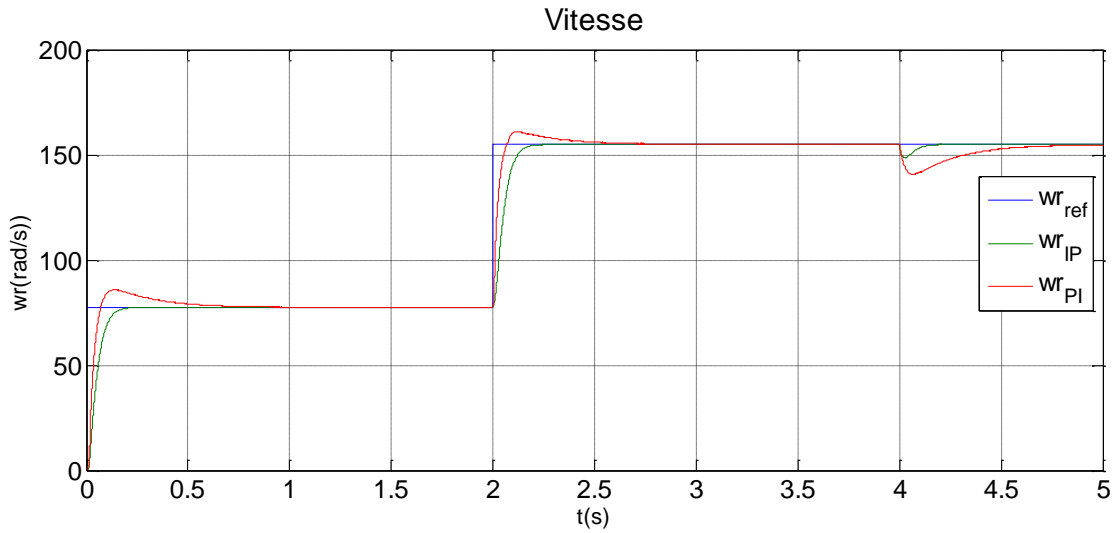
III.7 Simulation de la commande vectorielle

Nous allons tester les performances de la commande vectorielle sous matlab/simulink. Avec temps de Simulation $T=10^{-5}$ s.

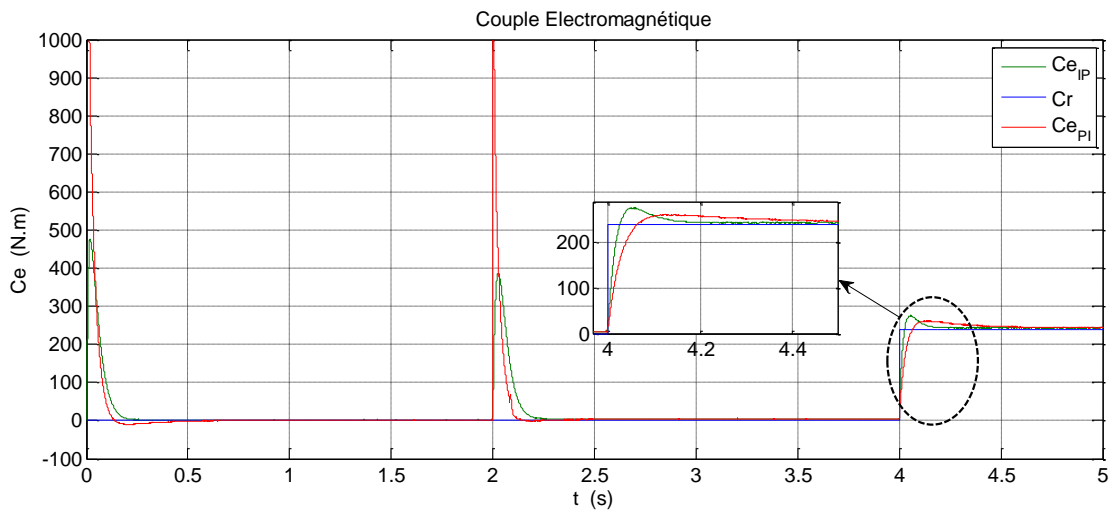
Note : Pour les paramètres de simulation, voir l'annexe A1.

a- Résultats de simulation

Les figures (III.16) et (III.17) représentent les résultats de la simulation de la commande vectorielle au fonctionnement nominal où on applique un couple résistant de **238.8 N.m** à l'instant $t=4$ s et la vitesse de référence vaut **77.45 rad/s** dans l'intervalle [0s 2s] et **154.9 rad/s** dans l'intervalle [2s 5s]. Les résultats de simulation en terme de couple, vitesse et les courants (d,q) ainsi que les courants (Ia,Ib,Ic) sont résumés dans les figures ci-dessous.



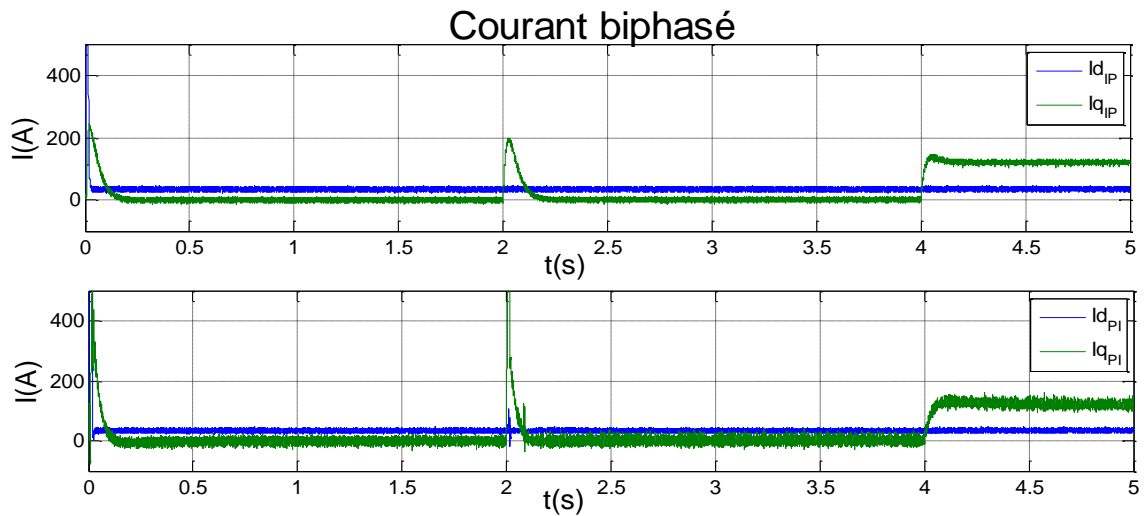
a- Vitesse mécanique avec changement la vitesse de référence à t=2s.



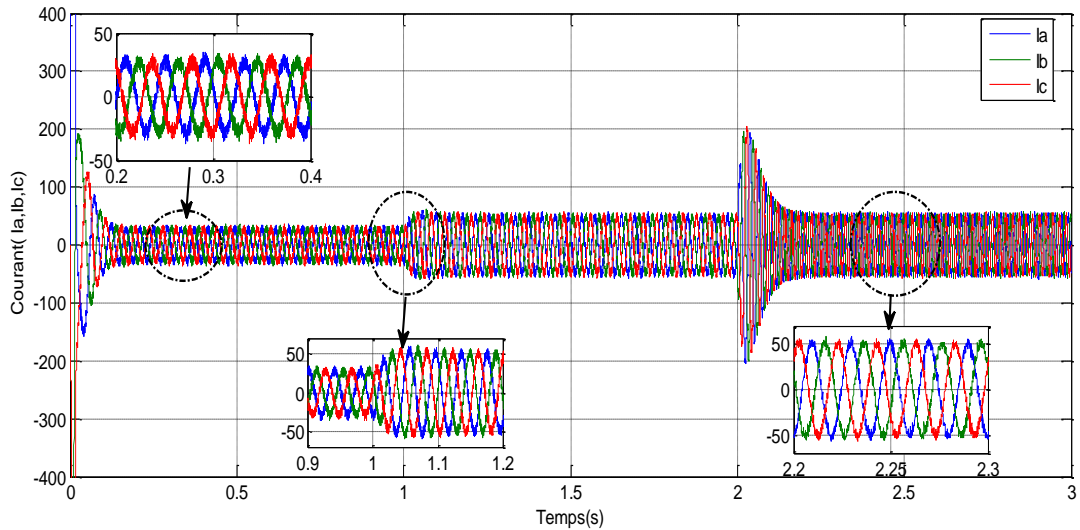
b- Couple électromagnétique avec changement la vitesse de référence à t=2s, et l'introduction de couple charge à t=4s.

Fig. III. 16 : Résultats de simulation de la commande vectorielle :

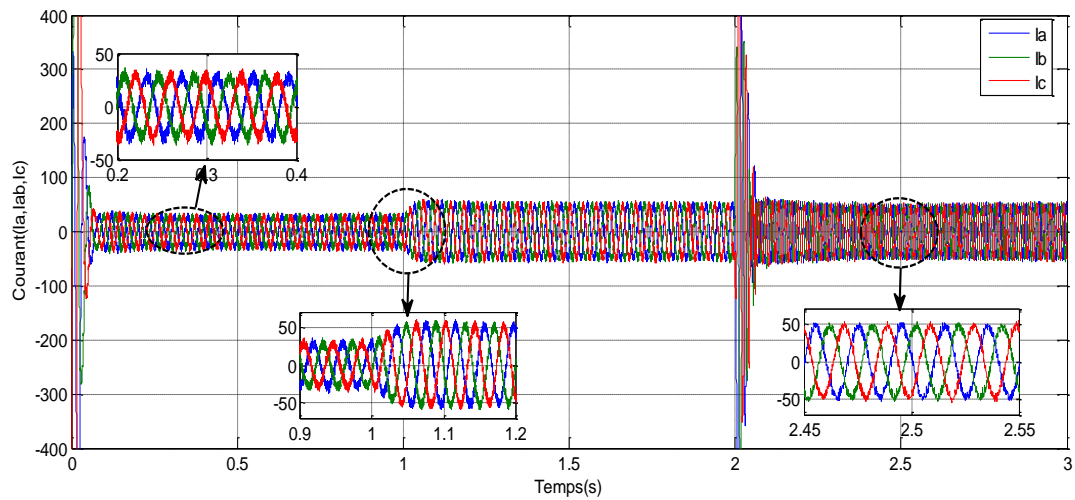
a) Vitesse mécanique et b) Couple électromagnétique.



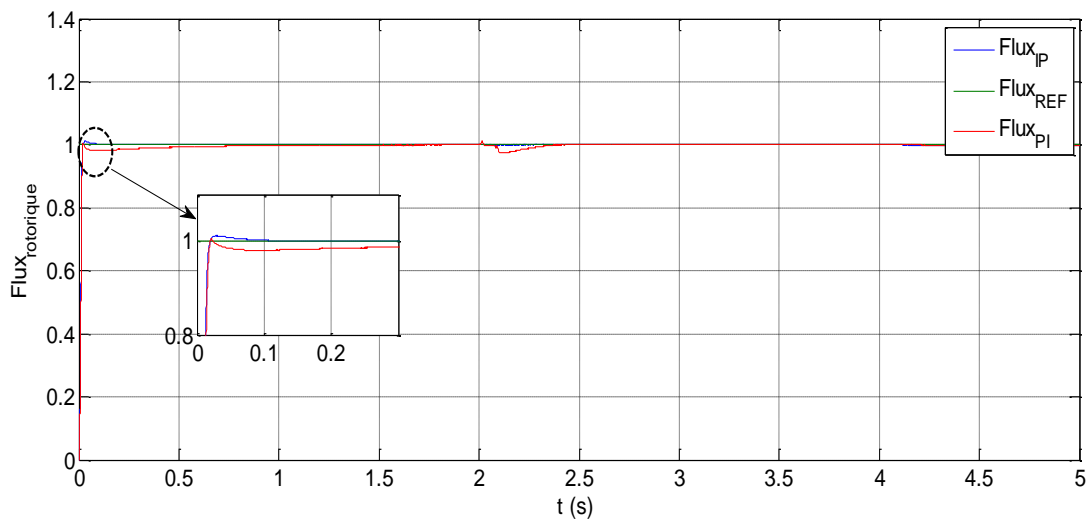
a)- courant I_d , I_q en utilisant régulateurs de vitesse PI et IP



b)- courant I_a, I_b, I_c en utilisant le régulateur IP.



c)- courant I_a, I_b, I_c en utilisant le régulateur PI.



d) Flux rotorique en utilisant les deux régulateurs.

Fig. III. 17 Résultats de simulation de la commande vectorielle.

Chapitre III : Commande vectorielle d'un MAS

Il est clair que la vitesse de rotation suit bien sa référence en utilisant les deux régulateurs de vitesse. Elles entent au démarrage pendant le régime transitoire qui dure environ **0.5s**. Durant cette période, on remarque que la réponse du régulateur **IP** est plus rapide que celle en utilisant le régulateur **PI**, ce dernier impose un dépassement de **10.3%**.

A l'instant **t=4s**, on applique une charge **Cr=238.8 N.m**. On voit que le régulateur **IP** rejette la perturbation plus rapide que le régulateur **PI** (Figure **III.16**).

Dans le cas de régulateur **IP** le couple possède un pic de démarrage moins important à celui en utilisant le régulateur comme indique la figure (**III.16.b**). Après la phase de démarrage, le couple tend vers la valeur 0 N.m puisque le moteur est à vide. A l'instant **t=2s**, en variant la vitesse de référence (Figure **III.16.b**) ; on remarque la rapidité de la réponse en utilisant le régulateur **PI** par rapport à celle en utilisant **PI** dans le changement de point de fonctionnement. Par contre, le régulateur **IP** montre un bon rejet de perturbation lorsqu'il s'agit d'une variation de la charge à l'instant **t=4s**.

Ces résultats montent le découplage entre couple moteur et flux rotorique traduit par la réponse de courant I_{ds} , I_{qs} statorique. Les mêmes remarques avec les deux paragraphes précédents sur les allures des courants. On voit le régulateur **IP** assure un bon rejet de perturbations.

Ainsi qu'à l'instant **t=2s** pour la variation de vitesse, on remarque que les courants répondent par l'augmentation de leurs valeurs à cause de la demande d'énergie par le moteur comme il est illustré dans la figure (**III.17**).

A travers la figure (**III.17**), on voit qu'il y a apparition un deuxième régime transitoire selon les courants ainsi le couple, à conséquence de la variation du point de fonctionnement du moteur de (**77.54 rad/s**) à (**154.9 rad/s**). On remarque que le régulateur **PI** surgir un pic très important (presque 2fois) que le régulateur **IP**, mais il tend vers les valeurs nominales rapidement que le régulateur **IP**.

7.1 Etude comparative entre régulateurs PI et IP en termes performances

Afin de montrer les résultats obtenus par simulation de la commande vectorielle directe en tension. Nous avons simulé le système dans différents cas de fonctionnement tels que la variation de vitesse et la variation paramétrique en l'occurrence la résistance rotorique et moment d'inertie.

Chapitre III : Commande vectorielle d'un MAS

- Test d'inversion de vitesse

Au début de ce test la vitesse vaut la valeur nominale (**154.9 rad/s**), à l'instant **t=1s** on fait l'inversion du sens de rotation de la machine de (**-154.9 rad/s**) jusqu'à l'instant **t=3s**, où on rétablit la vitesse à sa valeur nominale. Les résultats de simulation obtenus pour la variation de la vitesse sont présentés dans la figure (III.18).

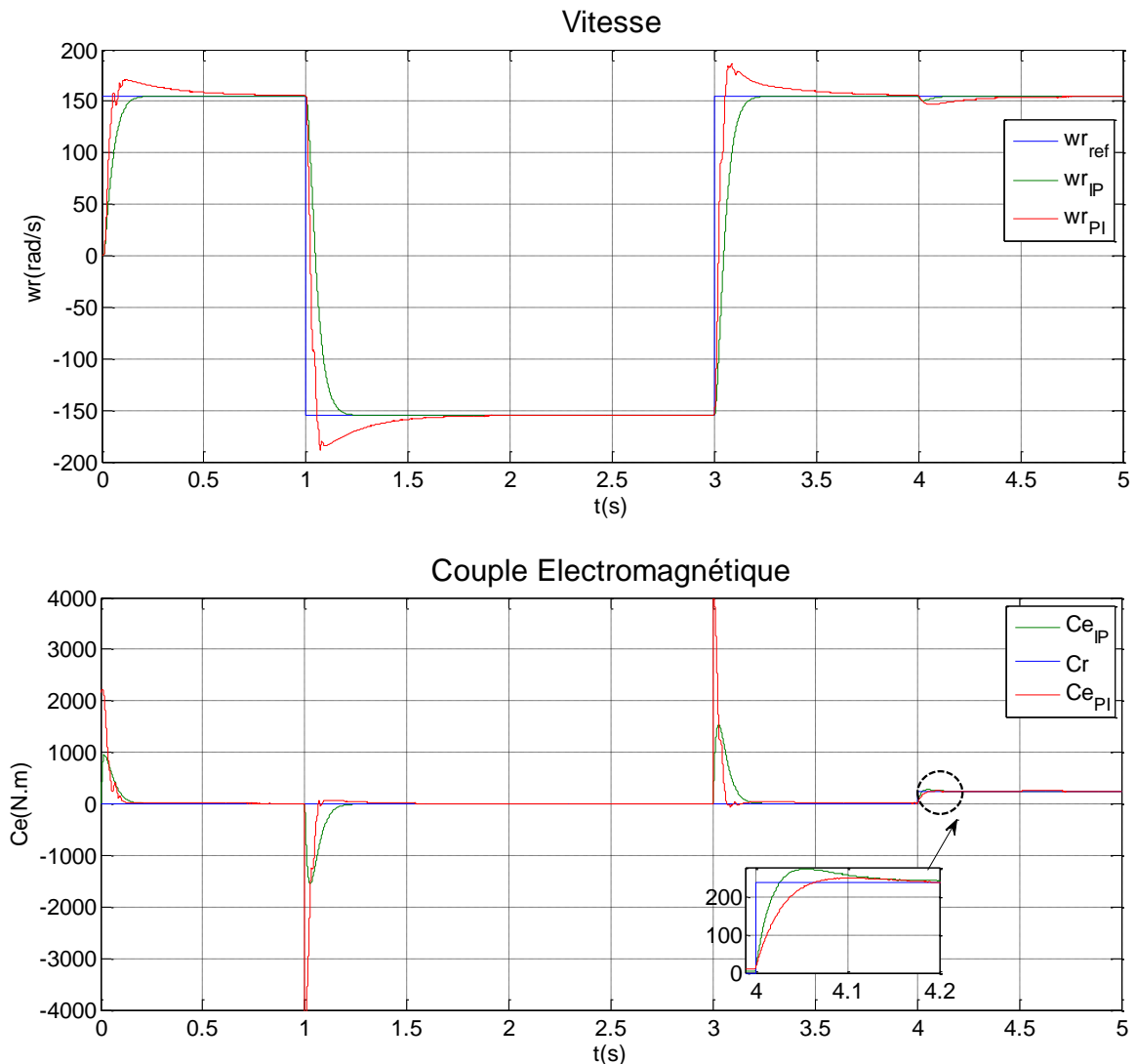


Fig. III. 18 : Résultats de simulation de la commande vectorielle lors de l'inversion du sens de rotation.

Dans ce test, le système répond positivement à l'inversion du sens, la vitesse suit sa nouvelle référence et cette inversion du sens de rotation influence sur le couple développé qui subit un dépassement pas assez important lors du passage de mode. Le régulateur **PI** rejette totalement les dépassements lors du passage de mode plus rapide que le régulateur **IP**, avec une erreur statique nulle dans les deux régulateurs. D'autre part, ce régulateur rejette la

Chapitre III : Commande vectorielle d'un MAS

perturbation plus rapide que le régulateur **PI** ce qui montre la robustesse de la commande envers l'inversion du sens de rotation.

Test de robustesse

- **Augmentation de la résistance rotorique (40%)**

Ce test est caractérisé par une augmentation de la résistance rotorique de **40%** de sa valeur nominale à l'instant **3.5s**. Les résultats de ce test sont regroupés dans la figure **(III.19)**.

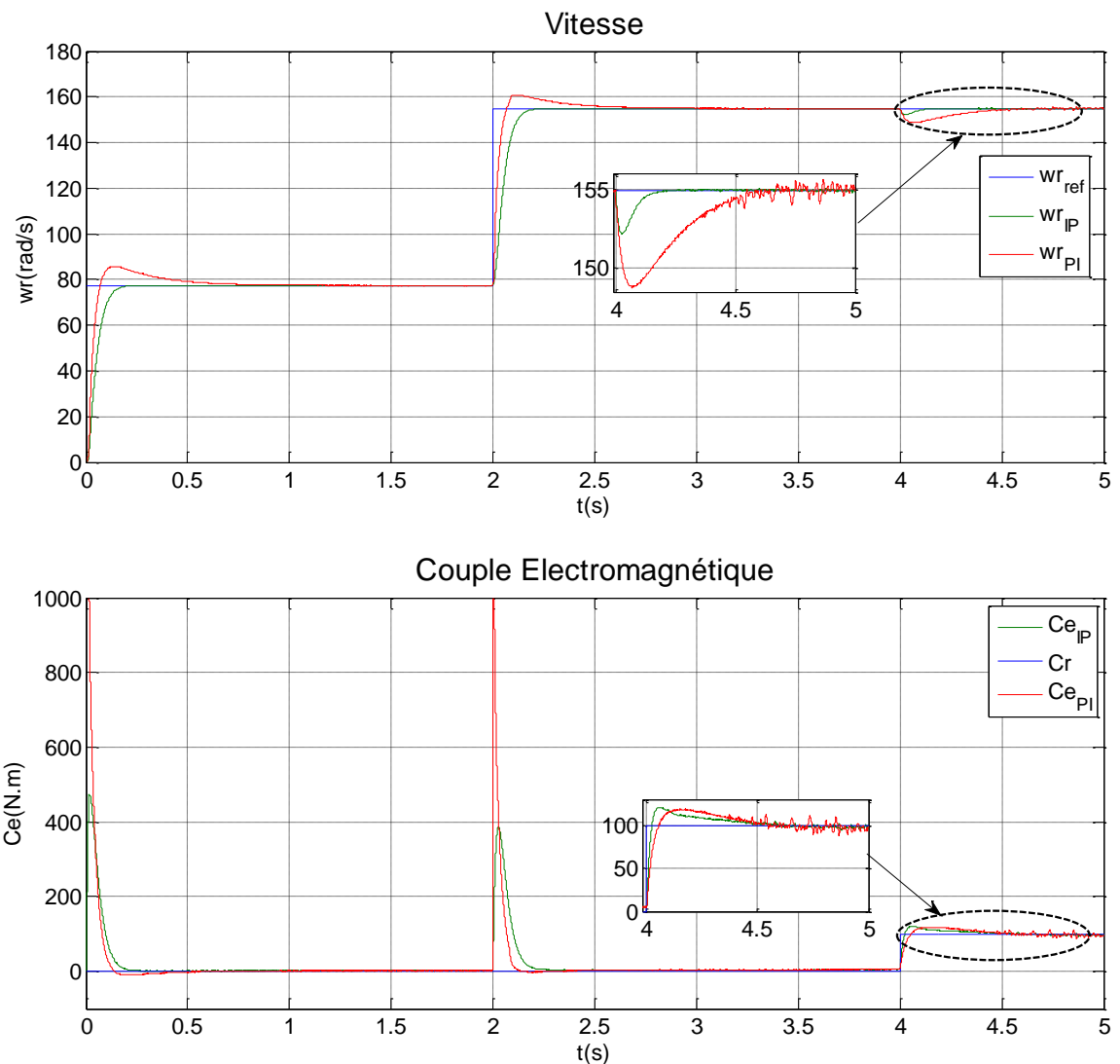


Fig. III. 19 : Résultats de simulation de la commande vectorielle lors de l'augmentation de la résistance rotorique de 40% à t=3.5s.

On remarque que la variation de la résistance rotorique influence sur la vitesse et le couple. Cela est traduit par des fluctuations au moment de la variation de la résistance rotorique puis ils reprennent leurs régimes nominaux avec de faibles ondulations.

Chapitre III : Commande vectorielle d'un MAS

- **Augmentation du moment d'inertie**

Ce test est caractérisé par deux cas. Le premier cas est consisté à l'augmentation du moment d'inertie J par 150%. Les résultats de ce test sont regroupés dans la figure (III.20).

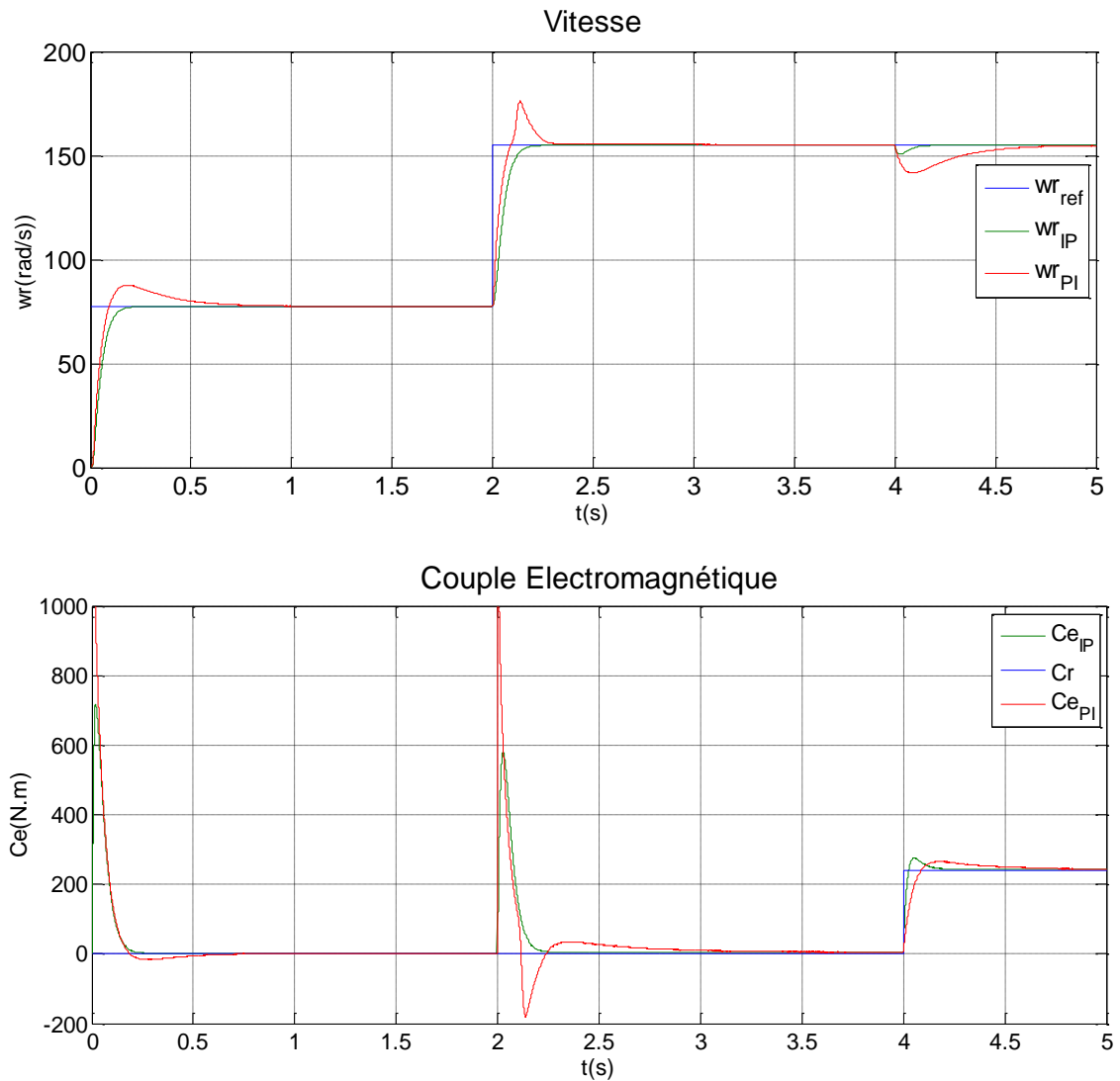


Fig. III. 20 : Résultats de simulation de la commande vectorielle lors d'augmentation du moment d'inertie J de 150%

Et le deuxième cas est consisté à diminution du moment d'inertie J par 50%. Les résultats de ce test sont regroupés dans la figure (III.21).

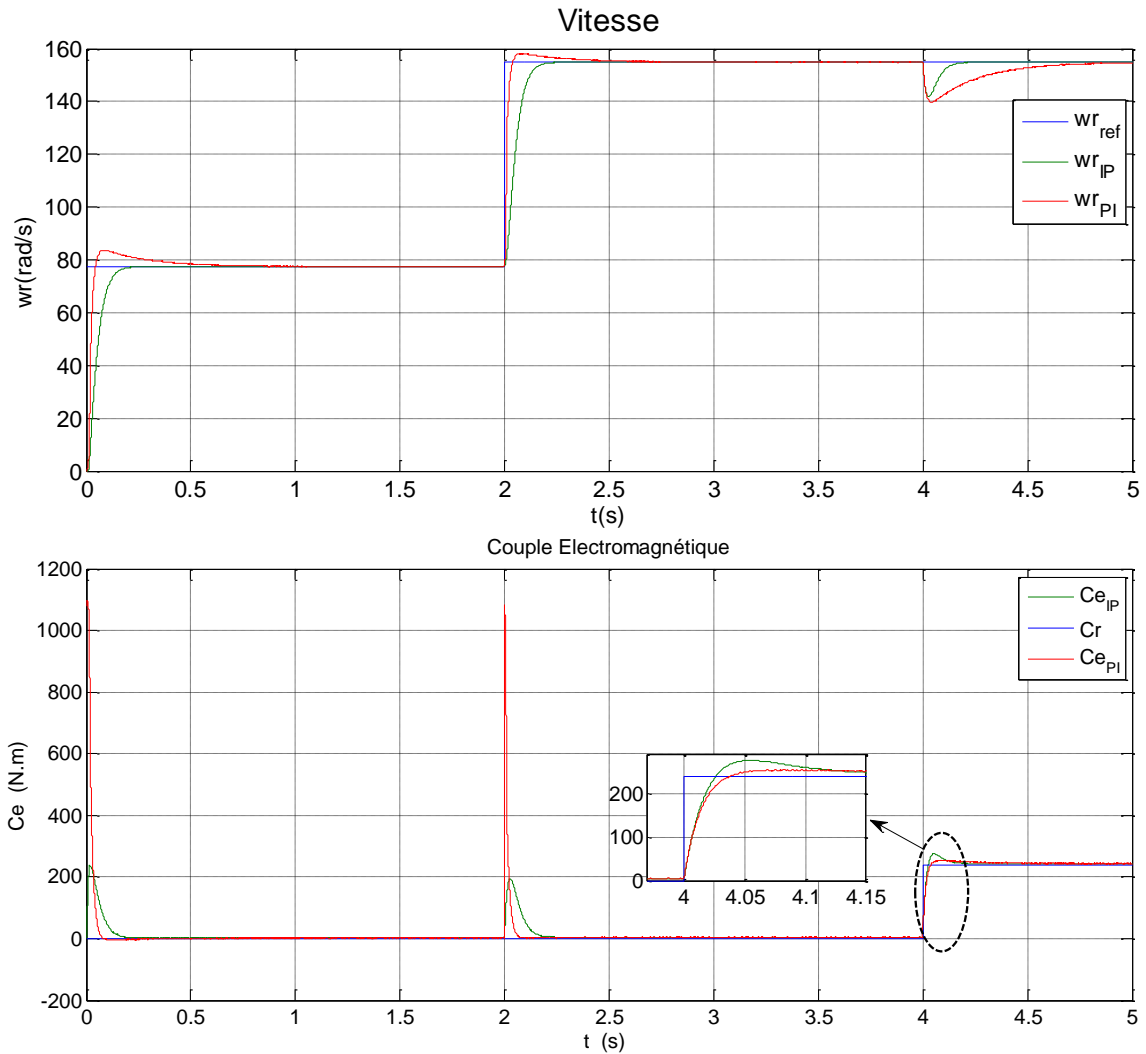


Fig. III. 21 : Résultats de simulation de la commande vectorielle lors augmentation du moment d'inertie J de 50%

D'après la figure (III.20-III.21), on remarque que la variation du moment d'inertie influence directement les réponses de vitesse et de couple, on terme de régulateur **PI** la variation de moment d'inertie influence sur les deux modes soit le régime transitoire ou statique. Par contre, dans le cas du régulateur **IP** seulement le régime statique est affecté.

En terme de régime transitoire, on note que l'augmentation ou la diminution de J influent sur la réponse en utilisant le régulateur **PI**, par l'augmentation ou bien la réduction des dépassements, par contre dans le cas du régulateur **IP** la réponse est quasiment insensible à cette variation.

En terme de perturbation, il est clair que la commande en utilisant les deux régulateurs est affectée par l'augmentation ou diminution du moment d'inertie.

Chapitre III : Commande vectorielle d'un MAS

Il est clair que le contrôle vectoriel de la machine à induction offre des performances de contrôle semblables à celles de la machine à courant continu à excitation séparée à condition que la constante de temps rotorique soit précisément connue. L'utilisation des régulateurs **PI** classique apporte des performances acceptables. Le remplacement du régulateur de vitesse par un régulateur **IP** améliore les performances du moteur.

III.8 Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté en premier lieu une étude théorique concernant la commande vectorielle par orientation du flux rotorique de la MAS. Cette commande a permis de commander la machine asynchrone de façon semblable à celle de machine à courant continu dans laquelle le flux et le couple électromagnétique soit commandés indépendamment.

Avec cette orientation du flux, nous avons obtenu un modèle découplé de la machine asynchrone et nous avons utilisé deux différents types de réglage de vitesse. Le premier est basé sur régulateur proportionnel intégrateur **PI** et le deuxième est basé sur l'utilisation d'un régulateur **IP**. Par la suite, on a présenté une étude comparative entre les performances des deux régulateurs.

Les résultats de simulation que nous avons présentée montrent clairement la réalisation du découplage et la robustesse de la commande pour différents modes de fonctionnement (Changement de vitesse, variation de résistance rotorique, variation de moment d'inertie, introduction de couple résistant).

Les résultats de simulation obtenus montrent que la réponse d'un régulateur **IP** est nettement rapide que celle en utilisant le correcteur **PI**. Le rejet de perturbation avec un régulateur **IP** est toutefois meilleur.

Pour confirmer les résultats obtenus dans ce chapitre en termes de régulation et robustesse et performances dynamiques, nous allons introduire un couple charge et le modèle dynamique d'un véhicule électrique avec des cycles de conduite pour tester les performances de la motorisation. Ce dernier fera l'objet du chapitre qui suit.

**CHAPITRE IV: APPLICATION A UN
VEHICULE ELECTRIQUE AVEC
UN CYCLE DE CONDUITE**

Chapitre IV : Application à un véhicule électrique avec un cycle de conduite

IV.1 Introduction

Pour faire un test de performance lorsque le véhicule est en train d'accélérer ou de décélérer dans des conditions de route, nous allons considérer des régimes d'accélération et de décélération avec un profil de route réel. Cela se réalisera en appliquant comme consigne de vitesse et de couple résistant, des profils normalisés issu d'un cycle de conduite réel et un modèle dynamique.

Dans ce chapitre, les deux approches seront considérées, la modélisation du modèle dynamique du véhicule électrique pour effectuer la simulation des comportements, à partir du cahier des charges qui contient des informations créés par les concepteurs d'automobiles et des associations de l'environnement, que la modélisation d'un véhicule électrique est liées à les forces agir sur la surface de véhicule. Par la suite nous générés les consignes de cycle de conduite pour commencer les tests de performances de la commande vectorielle à base deux régulateur différents, on va discuter en détail les résultats obtenue qui permet nous d'évaluer les performances du véhicules dynamique et statique.

IV.1.2 Présentation de la structure du véhicule électrique étudié

En termes d'architecture, En choisi la solution monomoteur avec réducteur. Nous avons donc retenu comme système d'étude un véhicule électrique (VE) à entraînement direct constitué : d'un châssis, un moteur asynchrone à cage couplé sur les deux roues avant, le moteur est commandé par un onduleur de tension à deux niveaux. Il s'agit d'adapter la vitesse de rotation et le couple de moteur à l'exigence fonctionnelle du véhicule, c'est-à-dire le couple résistant.

D'autre part, la structure présentée dans la figure (VI.1) :

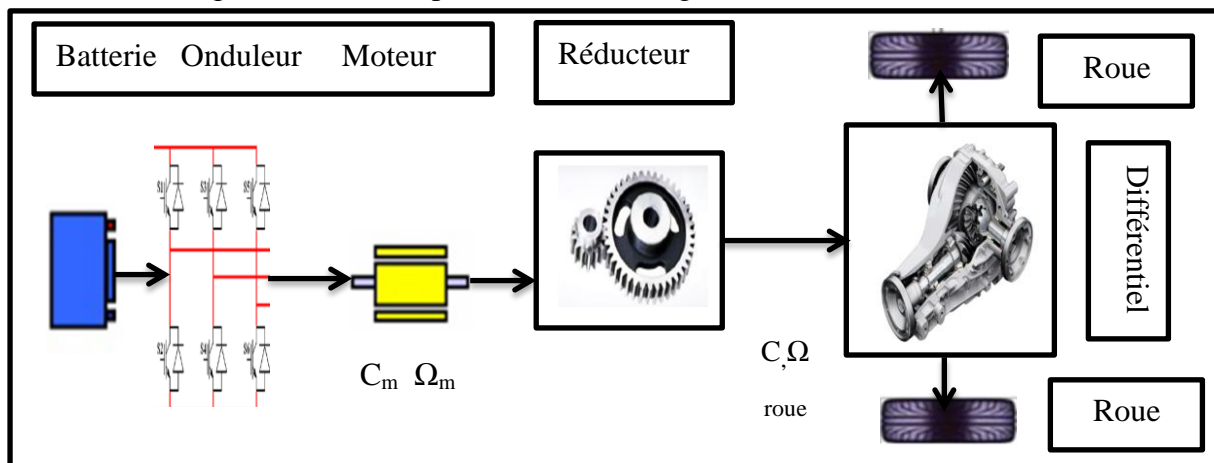


Fig. IV.1 : Schéma simplifié de structure générale du véhicule étudié.

Chapitre IV : Application à un véhicule électrique avec un cycle de conduite

IV.2 Cahier de charge

Le cahier des charges doit être clairement défini à priori car une application automobile est tellement complexe en termes de performances et de contraintes avec des impacts plus ou moins restrictifs. Le cahier des charges définit directement les profils de puissance et énergie nécessaires à travers un modèle dynamique du véhicule. Le travail présenté dans ce mémoire est basé sur une étude comparative. Pour cela, on a mis en place un cahier des charges à respecter. Pour cela, on doit présenter les caractéristiques du véhicule électrique que l'on souhaite alimenter par la source électrique et d'autres éléments du cahier de charges tels que le cycle de conduite, les caractéristiques des éléments de la chaîne de traction [8].

IV.2.1 Cycle de conduite

Un cycle de conduite représente généralement un ensemble de points de vitesse du véhicule en fonction du temps. Cette ensemble de points obtenue à partir un trajet partant, d'un point **A** et allant à un point **B**. De manière générale, Il est utilisé pour évaluer la consommation de carburant et les émissions de polluants d'un véhicule de manière normalisée, afin de pouvoir comparer différents véhicules (VE, VTH ...). Le cycle de conduite est effectué sur un dynamomètre à châssis, où les émissions d'échappement des véhicules sont collectées et analysées pour évaluer les taux d'émission. Dans le domaine des véhicules industriels, le cycle de conduite n'est pas effectué sur un banc à rouleaux, mais sur un banc moteur et est évalué via une série de points de couple moteur et vitesse de moteur au lieu de points de vitesse véhicule.

L'objectif principal de ces cycles est la description des conditions d'utilisation des véhicules dans leur diversité: en particulier, on ne cherche pas à décrire l'ensemble des conditions en un seul cycle moyen, mais par un ensemble de cycles spécifiques routiers et autoroutiers, etc.). Ces dernières années, plusieurs cycles normalisés ont été proposés pour représenter les conditions de fonctionnement typiques tel que:

IV.2.1.1 Au niveau d'Europe

Le cycle le plus utilisé est le Nouveau Cycle Européen de Conduite **NEDC** (New **European Driving Cycle**) présenté sur la Figure (IV.2). A été utilisé pour les essais de réception **UE** de type des émissions et de la consommation de carburant des véhicules,

Chapitre IV : Application à un véhicule électrique avec un cycle de conduite

effectué sur un dynamomètre à châssis. Le cycle complet comprend quatre segments de l'UDC (**Urban Driving Cycle**) (figure IV.2) répétés sans interruption, suivis d'un segment d'EUDC (**Extra Urban Driving Cycle**) (figure VI.2) [60].

Le test complet commence par quatre répétitions du cycle **ECE** (figure IV.2). Il a été conçu pour représenter les conditions de conduite en ville, par exemple à Paris ou à Rome. Il se caractérise par une faible vitesse du véhicule, une faible charge du moteur et une faible température des gaz d'échappement. Le segment **EUDC** (**cycle de conduite extra-urbain**) a été ajouté après le quatrième cycle **ECE** pour prendre en compte des modes de conduite plus agressifs et à grande vitesse. La vitesse maximale du cycle **EUDC** est de 120 km / h. Un cycle alternatif **EUDC** pour les véhicules à faible puissance a également été défini avec une vitesse maximale limitée à 90 km / h, figure (IV.2).

Le NEDC est utilisé comme cycle de référence pour l'homologation des véhicules jusqu'à la norme Euro6 en Europe et dans certains autres pays du monde.

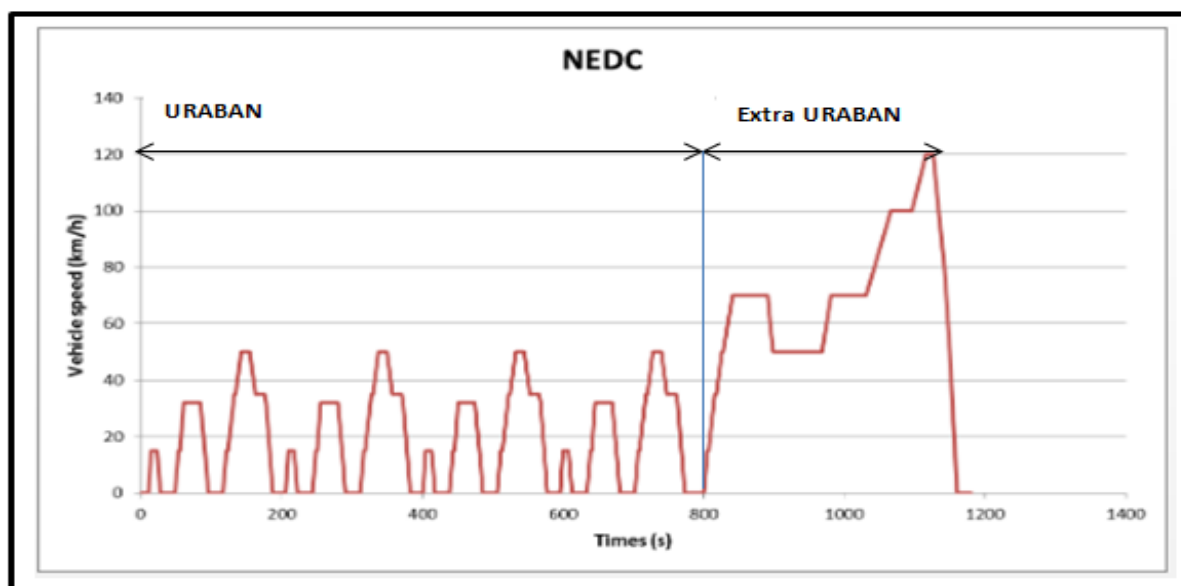


Fig. IV. 2 : Cycle de conduite NEDC.

IV.2.1.2. Au niveau d'Etats-Unis

Le cycle plus commun est Le cycle **FTP-75** (pour Federal Test Procedure) a été créé par l'EPA (**Environmental Protection Agency**) pour représenter un cycle urbain avec une grande partie de la conduite a été utilisé pour la certification des émissions et les tests d'économie de carburant des véhicules légers aux États-Unis. Le cycle **FTP-75** est dérivé

Chapitre IV : Application à un véhicule électrique avec un cycle de conduite

du **FTP-72**. En ajoutant une troisième phase de 505s, identique à la première phase du **FTP-72** mais avec un démarrage à chaud. La troisième phase commence après 10 minutes d'arrêt du moteur. Ainsi, tout le cycle **FTP-75** comprend les segments Phase transitoire de démarrage à froid (0-505s) Phase stabilisée (506-1372s) Bain chaud (min 540s, max 660s), Phase transitoire de démarrage à chaud (1372-1877s) [61].

Comme indique dans la figure (**IV.3**) suivant, La vitesse étant exprimée en km/h sachant qu'on a fait la conversion suivante (1miles = 1,6km).

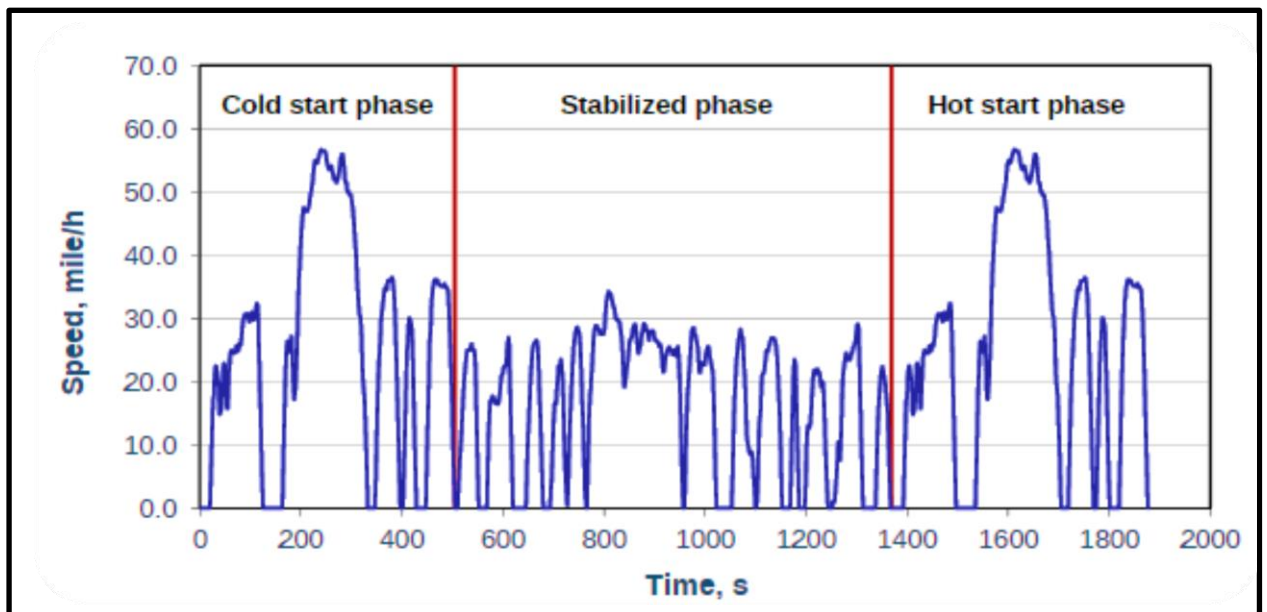


Fig. IV. 3 : Cycle de conduite FTP.

Il existe aussi plusieurs types de cycles de conduite, on peut classer les cycles de conduite comme suivant, les cycles modaux comme la norme européenne **NEDC** ou le mode **japonais 10-15** et les cycles transitoires comme le cycle **FTP-75** ou Artémis. La principale différence est que les cycles modaux sont une compilation des périodes d'accélération directe et des vitesses constantes et ne sont pas représentatifs du comportement réel du conducteur, alors que les cycles transitoires impliquent de nombreuses variations de vitesse, typiques des conditions de conduite sur route.

Il existe plusieurs cycles des conduites, on résumé quelque cycle dans le tableau suivant (**IV.1**) qui montrés les différents cycles avec ces caractéristiques.

Chapitre IV : Application à un véhicule électrique avec un cycle de conduite

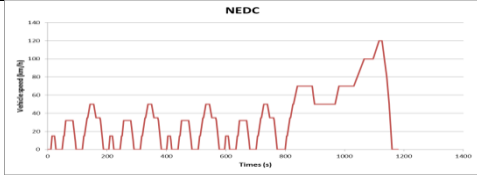
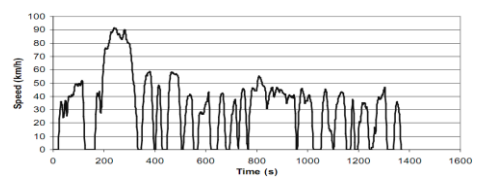
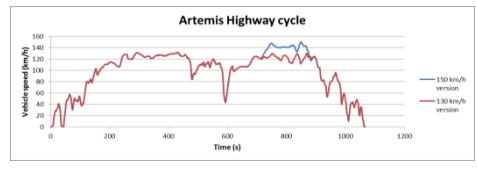
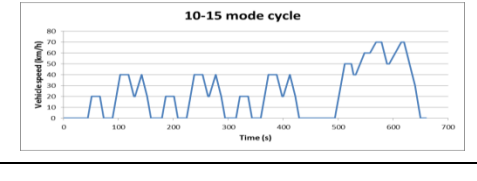
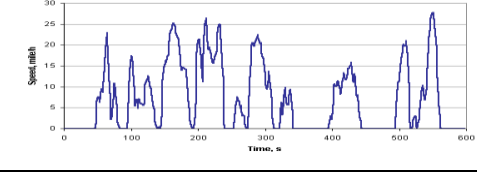
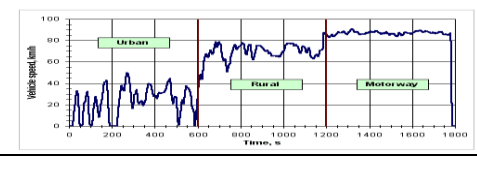
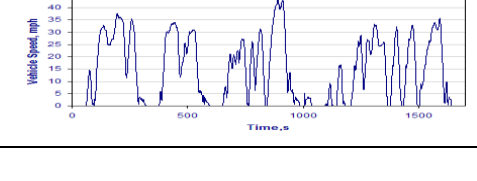
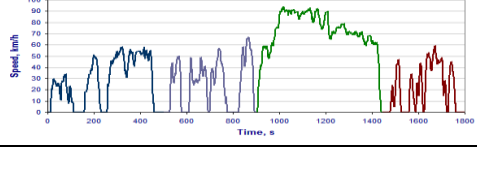
Driving Cycle	Caractéristique		
New Eroppean Driving Cycle (NEDC)	Européen		Temps : 1180 s Distance : 11023 m Vitesse Max: 120.09 km/h
Federal Test Procedure (FTP)	Américain		Temps : 1369 s Distance : 11996.85 m Vitesse Max: 91.15 km/h
ARTIMIS Driving Cycle	Européen		Temps : 3143 s Distance : 51695.46m Vitesse Max: 150.37 km/h
Le cycle de mode 10-15	Japonais		Temps : 135 s Distance : 663.43 m Vitesse Max: 40.09km/h
EPA New York Cycle(NYCC)	Américain		Temps : 598 s Distance : 1902.76 m Vitesse max: 44.45km/h
Europeen transient cycle(ETC)	Européen		Temps : 1800s Distance : 29493.59 m Vitesse max: 90.8 km/h
City Suburban Cycle(CSC)	Américain		Temps : 1700s Distance : 10751.94m Vitesse max: 70.26 km/h
Petrol CUEDC cycle	Australien		Temps : 1797 s Distance : 19440m Vitesse max: 92 km/h

Tableau IV. 1 : Le temps, la distance et la vitesse maximale de quelque cycle de conduites normalisé [62] [63] [64].

Chapitre IV : Application à un véhicule électrique avec un cycle de conduite

2.2 Modèle dynamique

Le véhicule considéré dans notre travail est de type urbain c'est le véhicule Blue car, comme illustré sur la figure (IV.3), et les paramètres de cette voiture sont résumé dans le tableau (VI.2).



Fig. IV. 4 : Véhicule électrique Blue car [65].

Paramètres du VE	Valeur	Unité
Masse du véhicule (MVE)	820	kg
Force dus à la gravité (g)	9.81	m/s ²
Rayon d'une roue (r)	0.33	M
Masse volumique de l'air (ρ)	1.2	kg/m ³
Surface frontal(S)	2.75	m ²
Coefficient de pénétration dans l'air (Cx)	0.3	/
Coefficient de résistance au roulement à l'état dynamique (C0)	1.6e-6	/
Coefficient de résistance au roulement à l'Etat statique (C1)	0.008	/
Pente de la route (α)	2.5%	/

Tableau IV. 2 : Paramètres du véhicule électrique urbain de type Blue car.

2.3 Bilan des efforts appliqués au véhicule

Il existe des forces résistantes s'opposant à l'avancement du véhicule. La figure (IV.5), montre les forces résistantes qui agissent sur le véhicule. Les forces appliquées sur le véhicule se composent de :

Chapitre IV : Application à un véhicule électrique avec un cycle de conduite

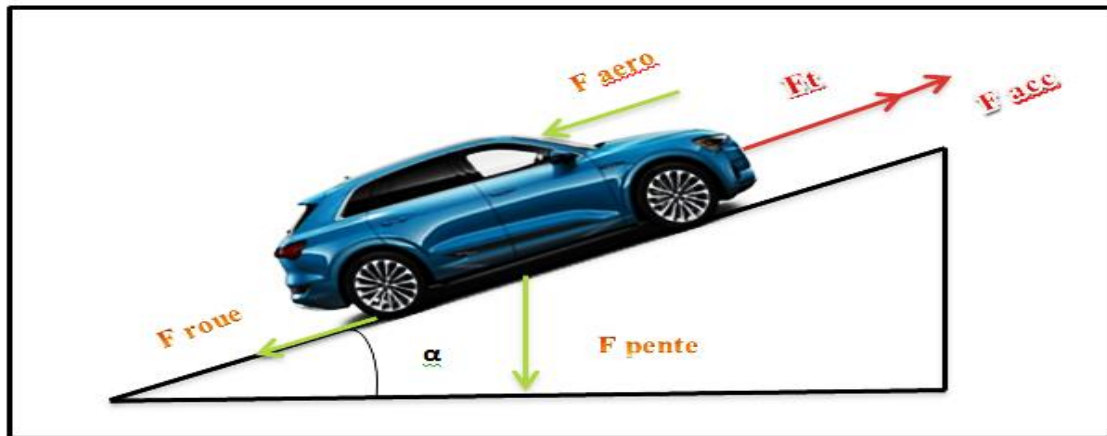


Fig. IV. 5 : Forces appliquées sur un véhicule électrique.

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

$$P_{VE} = C_T \Omega_{roue} \quad (\text{IV. 1})$$

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

$$\begin{cases} C_T = F_T \cdot r \\ \Omega_{roue} = \frac{V_{VE}}{r} \end{cases} \quad (\text{IV. 2})$$

Avec : r le rayon de la roue.

On obtient finalement :

$$P_{VE} = F_T V_{VE} \quad (\text{IV. 3})$$

L'effort total nécessaire pour vaincre la résistance à l'avancement et accélérer le véhicule représente la somme de quatre forces : la force de frottement (force de la roue), la force due à la pente, la force de résistance aérodynamique et la force due à l'accélération, La force totale s'écrit alors sous la forme suivante :

$$F_T = F_{roue} + F_{pente} + F_{aero} + F_{acc} \quad (\text{IV. 4})$$

a)- Force de roulement

La force de résistance au roulement F_{roue} est liée à la masse du véhicule M_{VE} , à l'accélération gravitationnelle g et à un coefficient de résistance au roulement dynamique et statique:

Chapitre IV : Application à un véhicule électrique avec un cycle de conduite

$$F_{roue} = M_{VE} \cdot g \cdot (C_0 + C_1) \cdot V_{VE}^2 \quad (IV.5)$$

b)- Force due au profil de la route

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

$$F_{pente} = M_{VE} \cdot g \cdot \sin \alpha \quad (IV.6)$$

c)- Force de résistance aérodynamique

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

$$F_{aero} = 0.5 \cdot \rho \cdot C_x \cdot V_{VE}^2 \quad (IV.7)$$

d)- Force due à l'accélération

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

$$F_{acc} = M_{VE} \cdot r \cdot \frac{d\Omega_{roue}}{dt} \quad (IV.8)$$

En final, on groupé toutes les forces comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} F_{roue} = M_{VE} \cdot g \cdot (C_0 + C_1) \cdot V_{VE}^2 \\ F_{pente} = M_{VE} \cdot g \cdot \sin \alpha \\ F_{aero} = 0.5 \cdot \rho \cdot C_x \cdot V_{VE}^2 \\ F_{acc} = M_{VE} \cdot r \cdot \frac{d\Omega_{roue}}{dt} \end{array} \right. \quad (IV.9)$$

Chapitre IV : Application à un véhicule électrique avec un cycle de conduite

2.4 Transmission et réducteur mécanique

La transmission mécanique relie les moteurs électriques aux roues motrices. Il s'agit d'adapter la vitesse et le couple du moteur aux exigences fonctionnelles du véhicule. Et le réducteur est un élément très important permettant souvent une économie conséquente sur la masse du moteur dont les dimensions sont déterminées principalement par le couple à fournir. Voir la figure (IV.6).

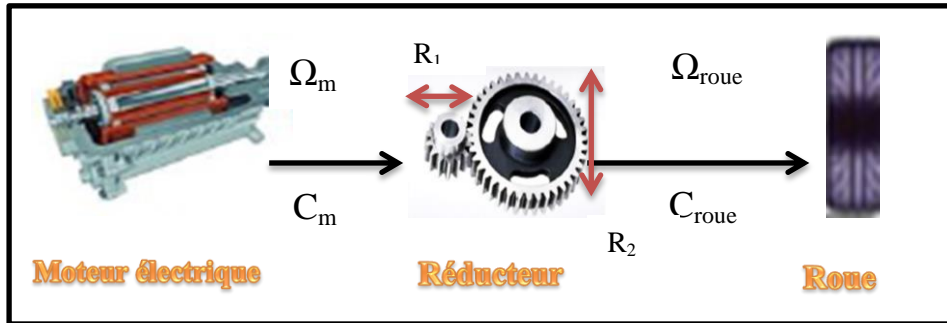


Fig. IV. 6 : Le mécanisme du réducteur.

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

$$\begin{cases} C_{roue} = k C_m \\ \Omega_{roue} = \frac{1}{k} \Omega_m \end{cases} \quad (IV. 10)$$

Tell que :

$$k = \frac{C_{roue}}{C_m} = \frac{R_2}{R_1} \quad (IV. 11)$$

Avec :

C_{roue} : couple dans la roue; C_m : couple moteur ; Ω_{roue} : vitesse dans la roue ; Ω_m : vitesse de la moteur ; R_1 et R_2 : nombre des dents.

VI.3 Simulation du modèle dynamique du véhicule

Dans cette partie, on souhaite simuler le modèle dynamique du véhicule pour déterminer le couple de charge (C_r) à base du profil de vitesse (**NEDC**), ensuite on va l'appliquer comme **un couple résistant** au moteur de traction. On a fait le choix du profil

Chapitre IV : Application à un véhicule électrique avec un cycle de conduite

européen en raison de ses caractéristiques (accélération vitesse constante et freinage) et comme notre véhicule sera utilisée comme un véhicule urbain et extra-urbain.

- **Simulation du modèle dynamique**

D'après les équations des forces (IV.9) et de puissance que nous montrons précédemment, on a extraire le schéma bloc de modèle comme montre la figure (IV.7).

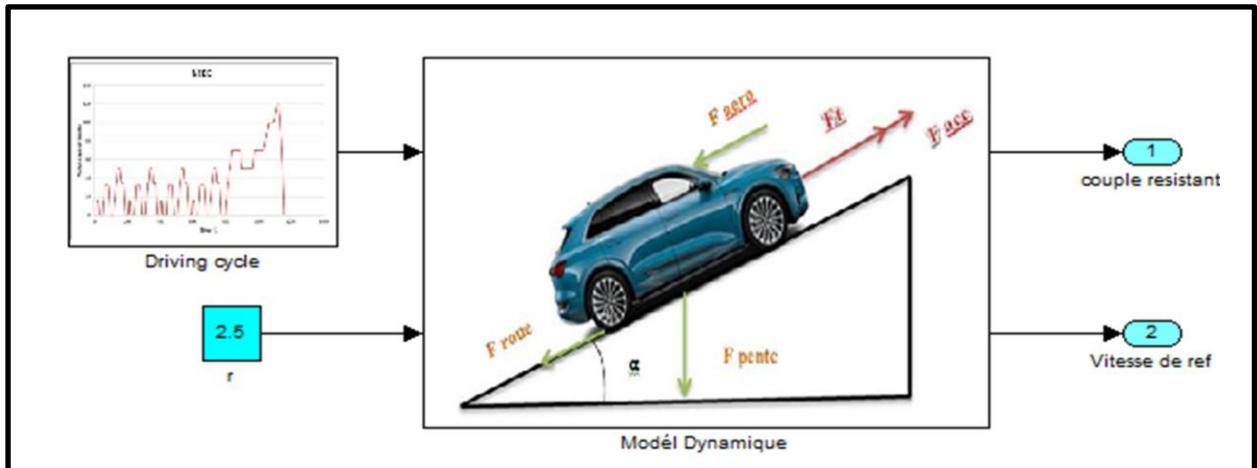


Fig. IV. 7 : Schéma bloc du modèle dynamique du VE.

b- Validation du modèle dynamique du véhicule avec le cycle NEDC

Comme on a défini le cycle NEDC, il constitué deux partie : Urbain et Extra Urbain. Les deux parties ont été testées pour vérifier le cycle qui correspond aux caractéristiques intrinsèques du moteur (puissance et couple maximal).

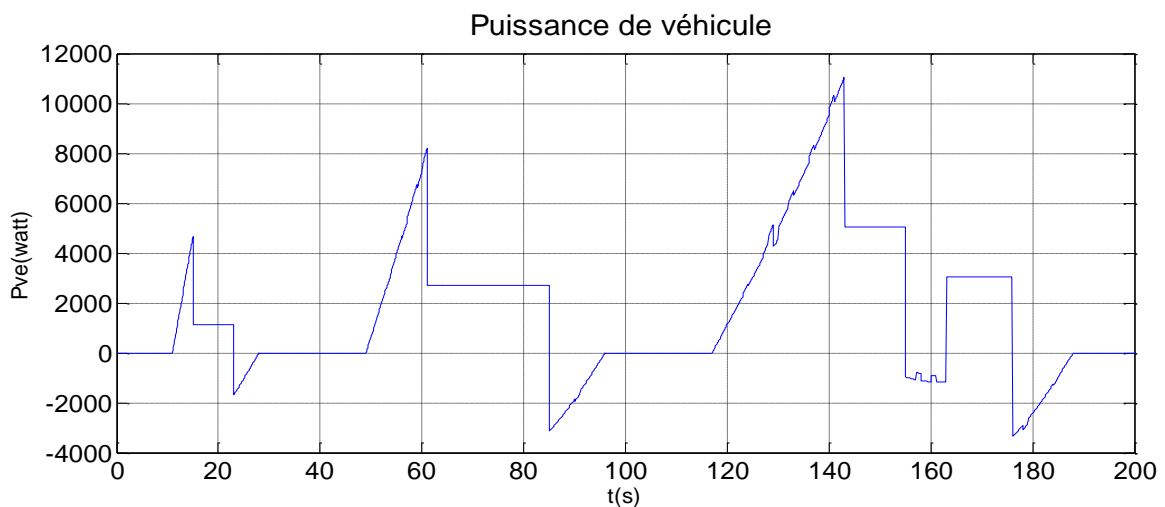


Fig. IV.8 : Puissance demandée par le véhicule avec le cycle Urbain.

Chapitre IV : Application à un véhicule électrique avec un cycle de conduite

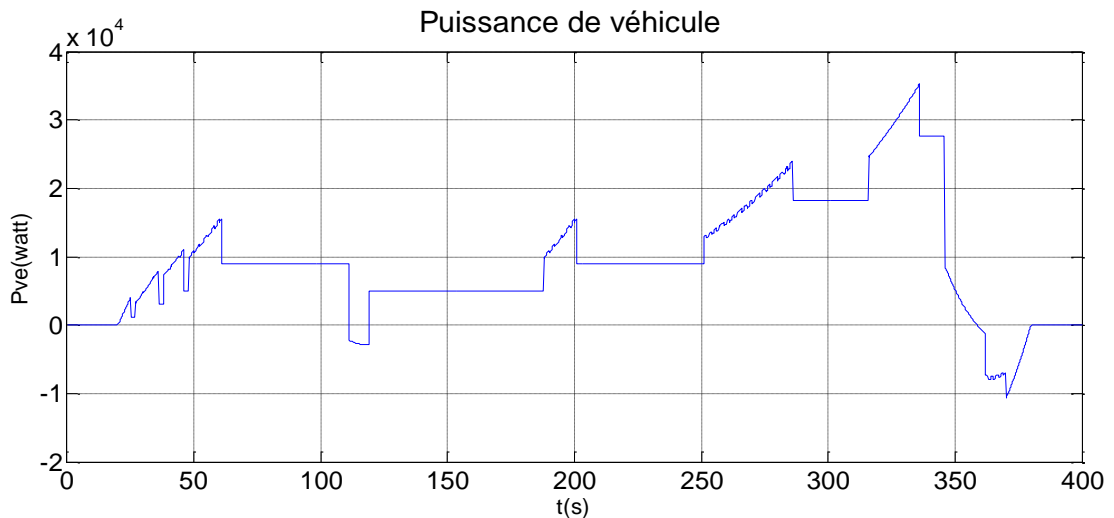


Fig. IV.9 : Puissance demandée par le véhicule avec le cycle Extra-Urbain.

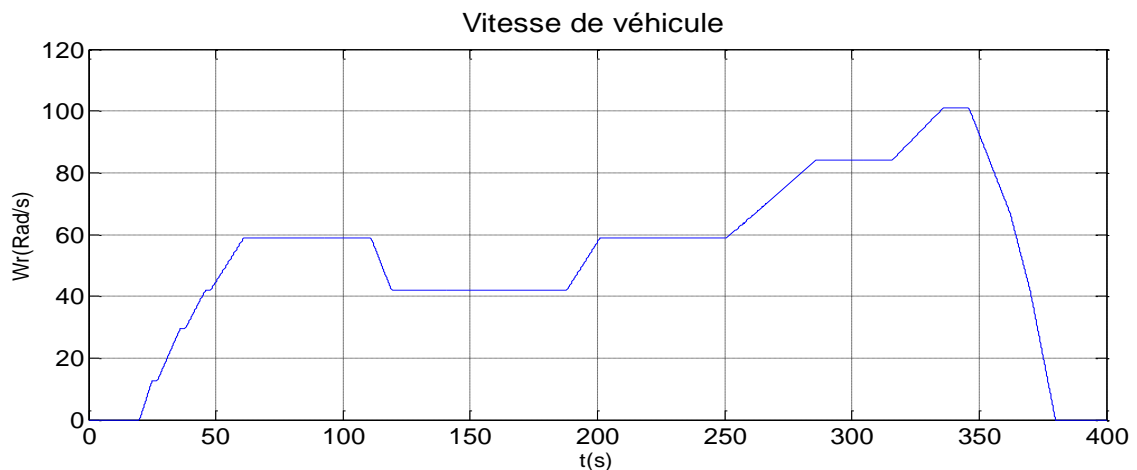
On remarque que le véhicule avec le cycle urbain a besoin d'une puissance maximal de $P_{ve}=11$ kW comme indique dans figure (IV.8). Par contre, en utilisant le cycle extra urbain le véhicule a besoin d'une puissance maximal de $P_{ve}= 35.3$ kW, qui est quasiment proche de la puissance de notre moteur $P_m=37$ kW comme illustre la figure (IV.9). Alors on considère le cycle d'Extra-urbain dans la partie suivante.

c- Résultat de simulation

Dans ce qui suit en présent les résultats de simulation avec l'utilisation de cycle Extra-Urbain.

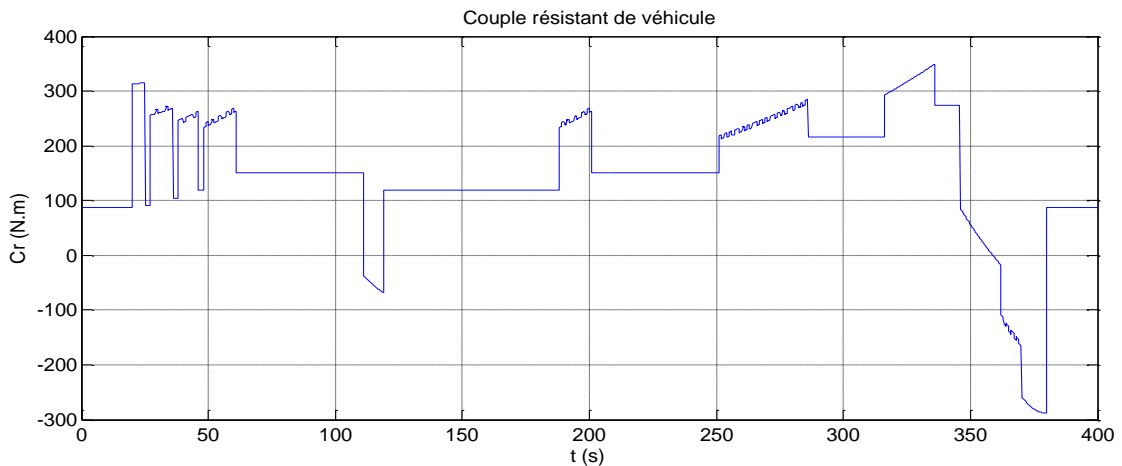
3.1 Cycle EXTRA URBAIN

La figure (IV.9) montré la vitesse de référence et le couple roue, à partir les caractéristiques mécaniques et aérodynamiques du véhicule.



-a-

Chapitre IV : Application à un véhicule électrique avec un cycle de conduite



-b-

Fig. IV. 10 : Résultat de la simulation des consignes de vitesse et de couple (-a- Vref -b- Cr)

A partir de la figure (IV.10), on remarque que le couple maximal $C_{r_{max}} = 348.8 \text{ N.m}$ est supérieur au couple nominal du moteur (238.8 N.m). Contrairement, la vitesse maximal $\Omega_{roue} = 120 \text{ rad/s}$ est inférieur à la vitesse de nominal du moteur (154.9 rad/s). Alors il faut impliquer un réducteur de couple qui permet d'accoupler le moteur aux roues. Cette solution est illustrée dans la figure (IV.6).

1/- à partir la relation (IV.11) : on a

$$K = \frac{C_{roue}}{C_m} = \frac{348.8}{238.8} = 1.46$$

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

$$\left\{ \begin{array}{l} (\text{km/h}) = \frac{1}{3.6} (\text{m/s}) \\ (\text{m/s}) \frac{1}{r} = (\text{rad/s}) \end{array} \right.$$

d- Résultats de la simulation avec consigne de vitesse et de couple

La figure (IV.11) représente les consignes de couple résistants et de la vitesse mécanique à appliquer au moteur du véhicule électrique. Ces consignes nous permet de tester les performances de la commande présentée dans le chapitre précédent

Chapitre IV : Application à un véhicule électrique avec un cycle de conduite

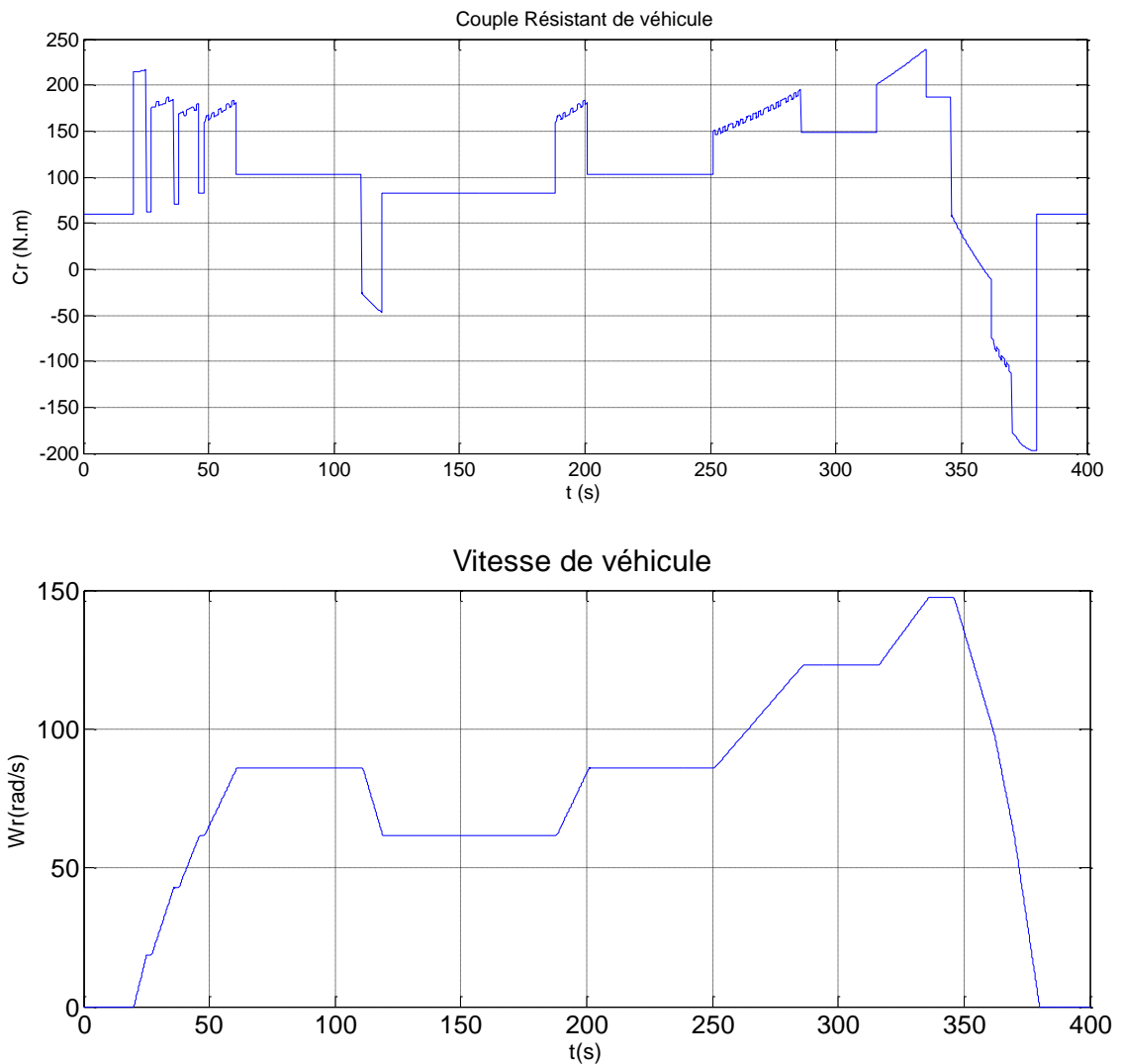


Fig. IV.11 : Consignes de vitesse et du couple résistant appliquées au moteur avec le cycle extra-urbain de NEDC.

- **Résultats de simulation**

La figure (IV.12) illustre les résultats de simulation de l'application des consignes réelles à la commande vectorielle en utilisant les deux régulateurs **PI** et **IP**.

Notes : Rouge : la consigne ; Blue : réponses du régulateur **IP** ; Vert : Les réponses du régulateur **PI**.

Chapitre IV : Application à un véhicule électrique avec un cycle de conduite

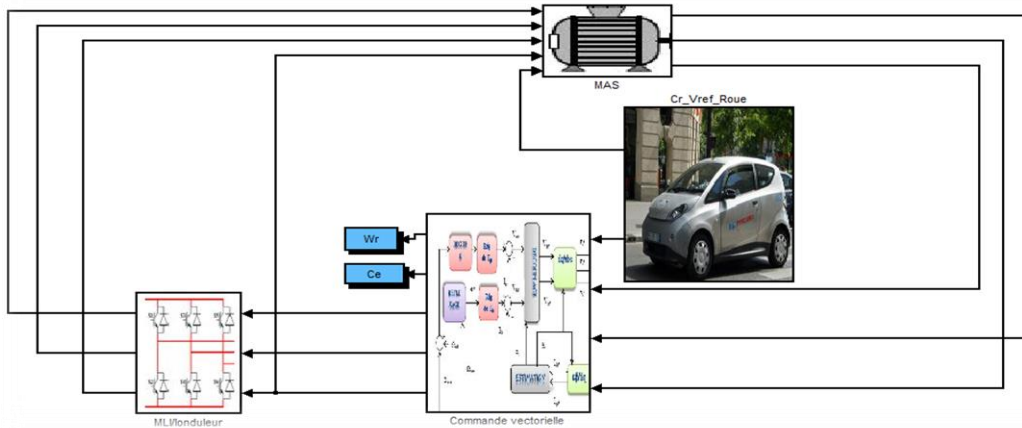


Fig.IV.12 : Schéma global de l'application de cycle Extra Urbain sur la commande.

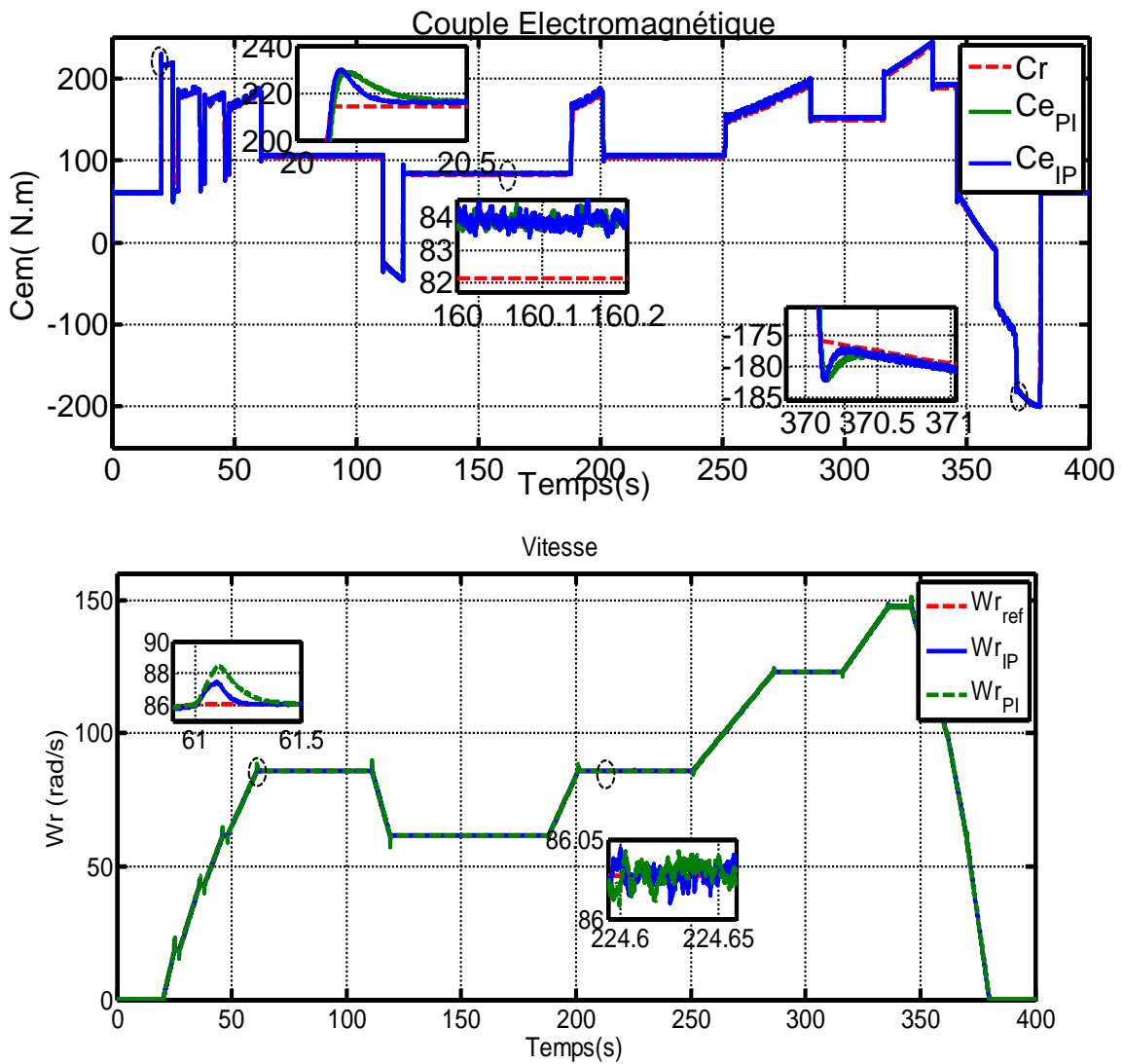


Fig. IV.13 : Résultats de simulation de la commande vectorielle avec deux régulateurs PI et IP avec le cycle Extra-urbain de NEDC

Chapitre IV : Application à un véhicule électrique avec un cycle de conduite

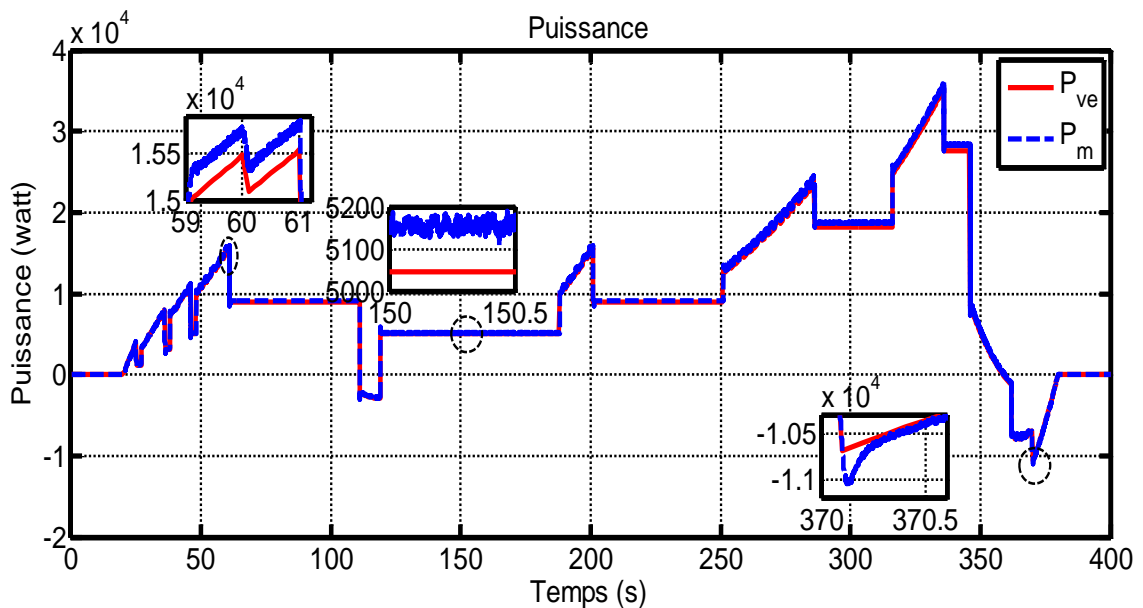


Fig. IV.14 : Résultats de simulation de puissance moteur et puissance véhicule avec cycle Extra-Urbain.

e- Interprétation des résultats

D'après ces figures, On remarque que les grandeurs développées par le moteur (couple et vitesse) suivent bien les consignes des commandes issues du cycle de conduite. En utilise deux type de régulation de commande.

Initialement, comme présenté dans la figure (IV.14) dans le cas du régulateur **PI** on note qu'il a y une erreur considérable dans les phases d'accélération et décélération qui peut limiter les performances dynamique du véhicule. Ce type de régulateur assure un temps de repense acceptable, mais dans les cas de variations de charges-le rejet de cette perturbation est assuré avec un dépassement de **5%**. Cela peut influencer directement sur le confort du véhicule.

Comme montre la figure (IV.14), on peut clairement remarquer dans le cas d'utilisation du régulateur **IP** que les dépassements sur la réponse de la vitesse sont moins importants par rapport à l'utilisation du régulateur **PI**. D'autre part, en terme de couple les dépassements sont quasiment semblable en utilisant les deux régulateurs dans les phases d'accélération et de décélération. Dans le cas d'utilisation du régulateur **IP**, le rejet de perturbation toutefois est meilleur que l'utilisation du régulateur **PI** ou le dépassement vaut **4.7%**.

Cette technique de commande a amélioré considérablement les performances dynamiques de la chaine de traction en termes d'ondulation de couple et de rejet de

Chapitre IV : Application à un véhicule électrique avec un cycle de conduite

perturbations. Cela permet d'améliorer le rendement de la chaîne de traction et de récupérer au maximum l'énergie dans les phases de freinage.

En terme de puissance, à partir de la figure (IV.14) on peut remarquer que la puissance fournie par la moteur suit bien la puissance demandée par le véhicule électrique. Dans les modes d'accélération et décélération, nous constatons que les erreurs dynamiques sont faibles (0.81%).

Après ces tests, il est clair que le cycle NEDC est un cycle qui n'est pas sévère, il ne représente pas des conditions réelles de conduite. En effet, les accélérations sont très faibles, il y a beaucoup de plateaux à vitesse constante et beaucoup de phases de ralenti. Cela rend impossible le fait d'obtenir les valeurs certifiées lorsque le conducteur se trouve dans des conditions réelles de conduite. Pour ces raisons, un remplacement du cycle NEDC par un autre cycle plus sévère est envisageable. Les constructeurs automobiles utilisent le cycle ARTEMIS pour mieux représenter les conditions réelles de conduite et pour évaluer les performances réelles de leurs véhicules.

3.2 Cycle ARTEMIS

Le cycle ARTEMIS est un cycle plus sévère que le cycle NEDC. Pour cela nous avons choisi ce cycle car il permet de tester les approches proposées d'une manière plus fiable.

On prend une partie de ce cycle pour réaliser ce test

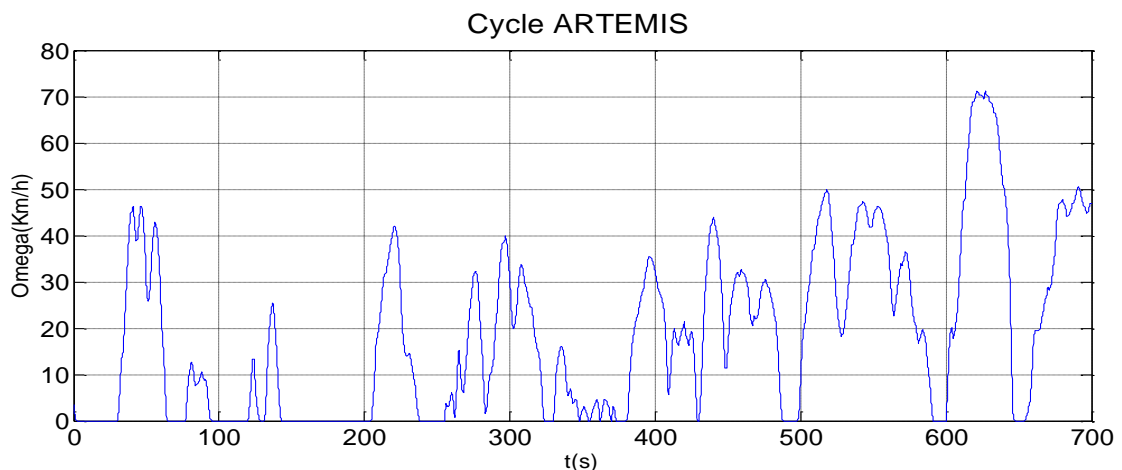


Fig. IV.15 : Partie du Cycle ARTEMIS (500s à 1200s).

Les consignes de vitesse de référence et couple roue obtenues sont illustrées dans la figure suivant :

Chapitre IV : Application à un véhicule électrique avec un cycle de conduite

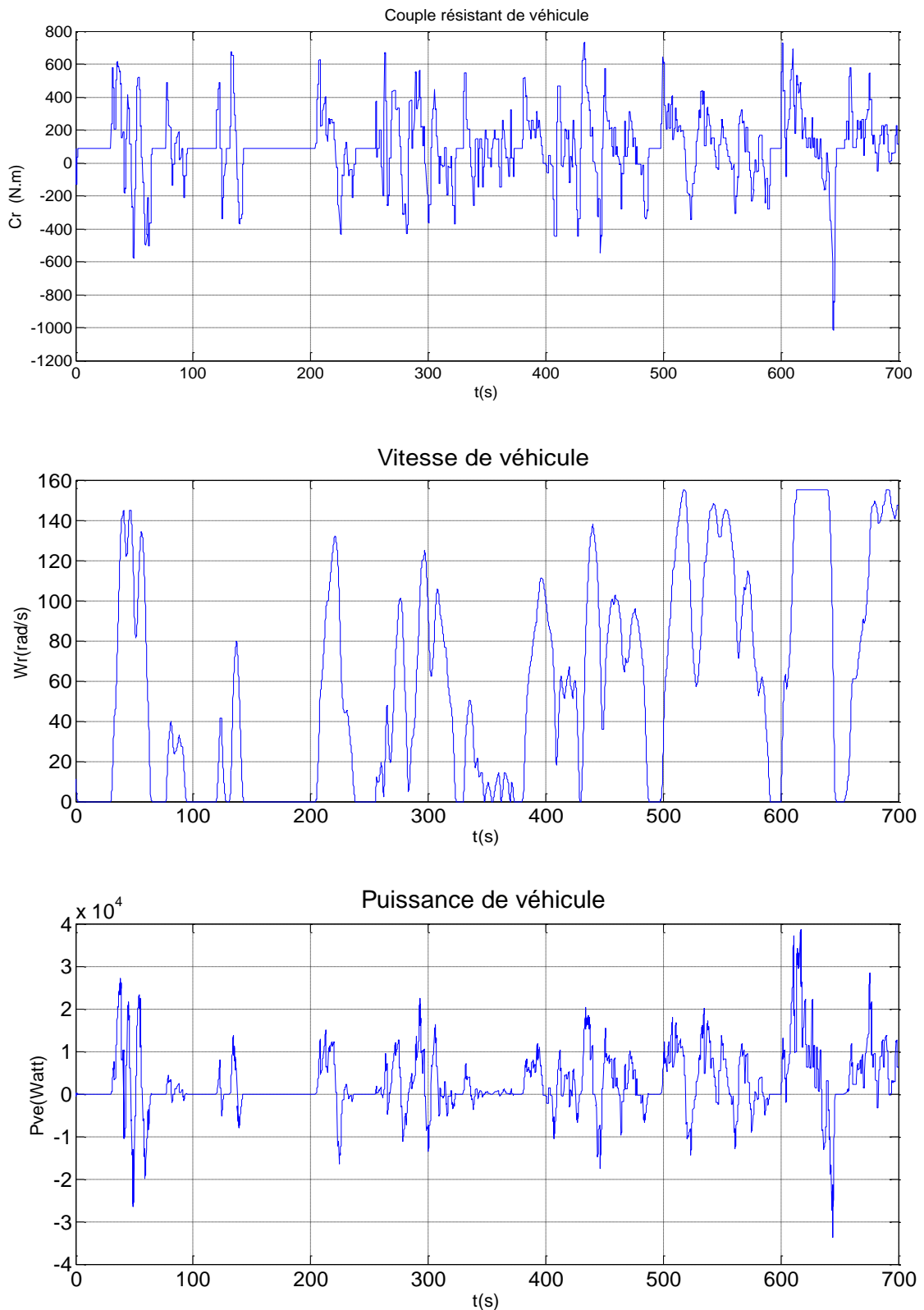


Fig.IV.16 : Consignes de vitesse, couple résistant et puissance du véhicule avec le cycle ARTEMIS

On remarque que la puissance maximale demandée par le véhicule correspond à la puissance nominale du moteur comme indique la figure (IV.16). Par contre, il est nécessaire

Chapitre IV : Application à un véhicule électrique avec un cycle de conduite

d'adapter un réducteur pour l'ajustement du couple moteur au couple de roue ainsi que la vitesse. A partir les équations (IV.10, IV.11), on a :

$$k = \frac{C_{roue}}{C_m} = \frac{1060}{238.8} = 4.43$$

Donc on adopte cette valeur de k dans le modèle dynamique de véhicule, on obtient les résultats qui sont présenté dans la figure (IV.15). Ces consignes seront considérées comme vitesse de référence et couple résistant pour tester les performances de la commande dans des conditions plus sévère que le premier cycle.

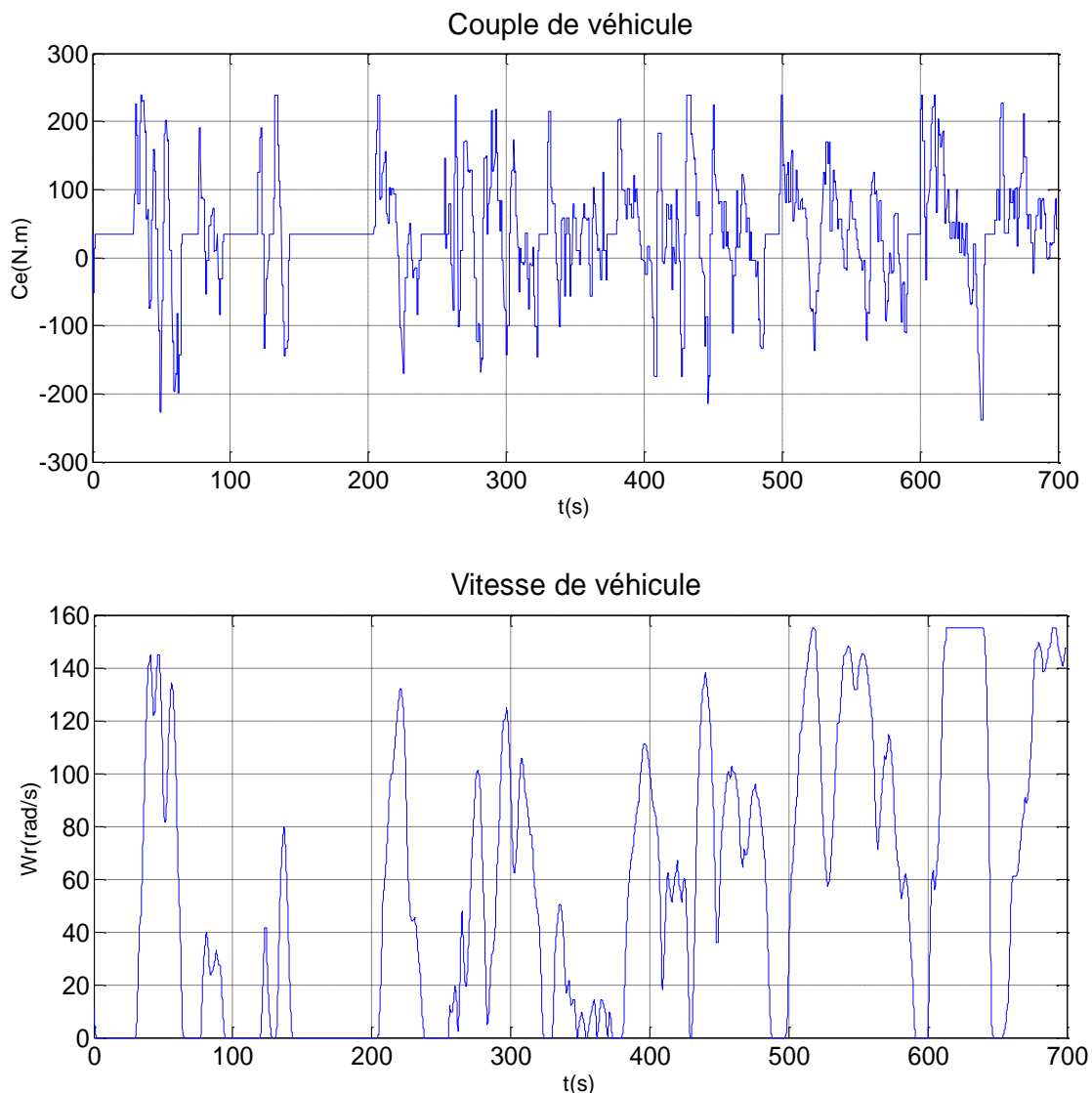


Fig.IV.17 : Consignes de vitesse et du couple résistant appliquées au moteur avec le cycle ARTEMIS.

Chapitre IV : Application à un véhicule électrique avec un cycle de conduite

- Résultats de simulation

Les consignes de la vitesse de référence et le couple résistant du cycle ARTEMIS sont appliquées avec la commande vectorielle, comme elle illustré dans la figure suivant :

Notes : Rouge : la consigne ; Blue : les réponses du régulateur IP ; Vert : les réponses du régulateur P

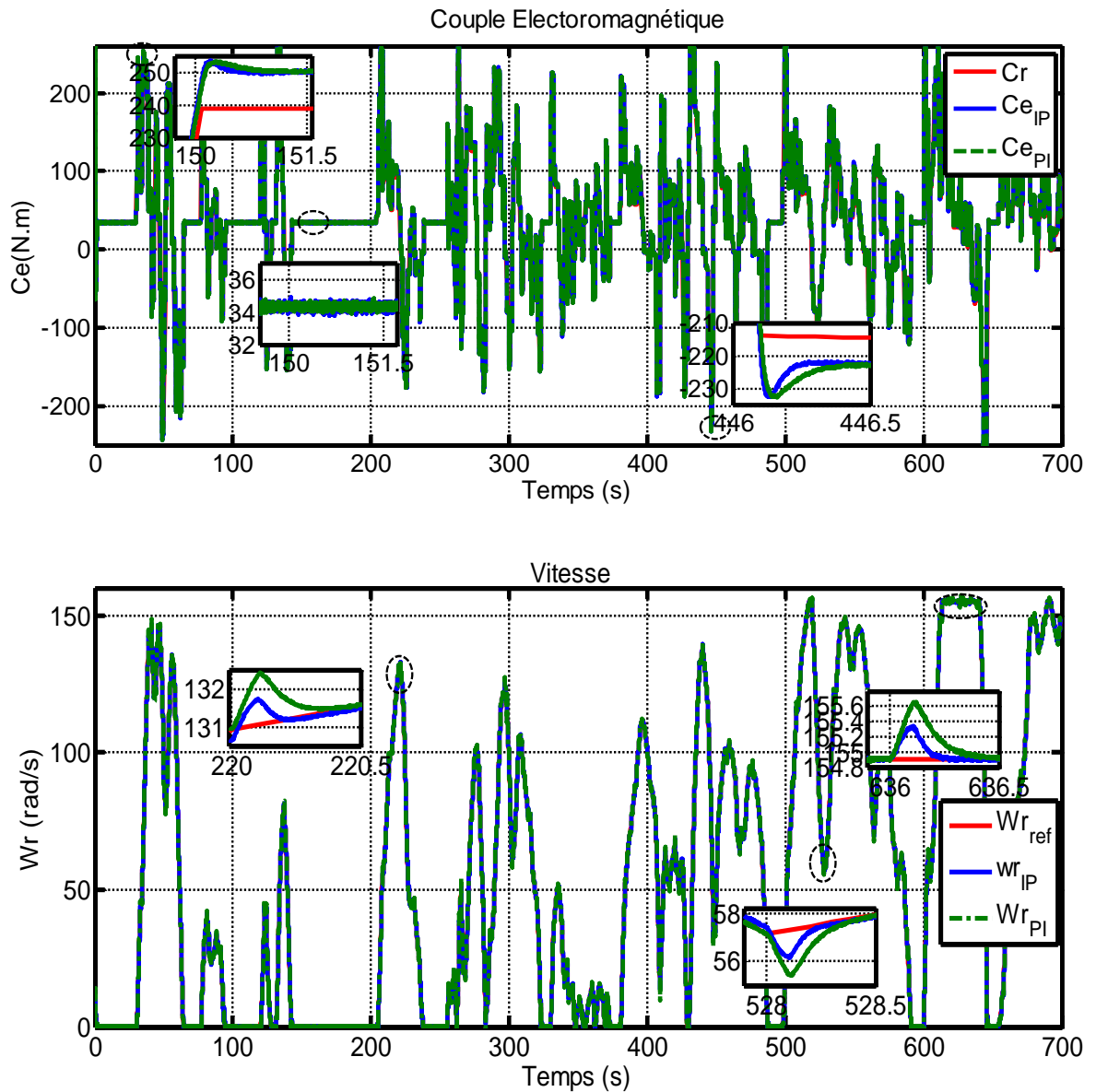


Fig.IV.18 : Résultats de simulation la commande vectorielle avec deux régulateurs PI et IP avec le cycle ARTEMIS.

Chapitre IV : Application à un véhicule électrique avec un cycle de conduite

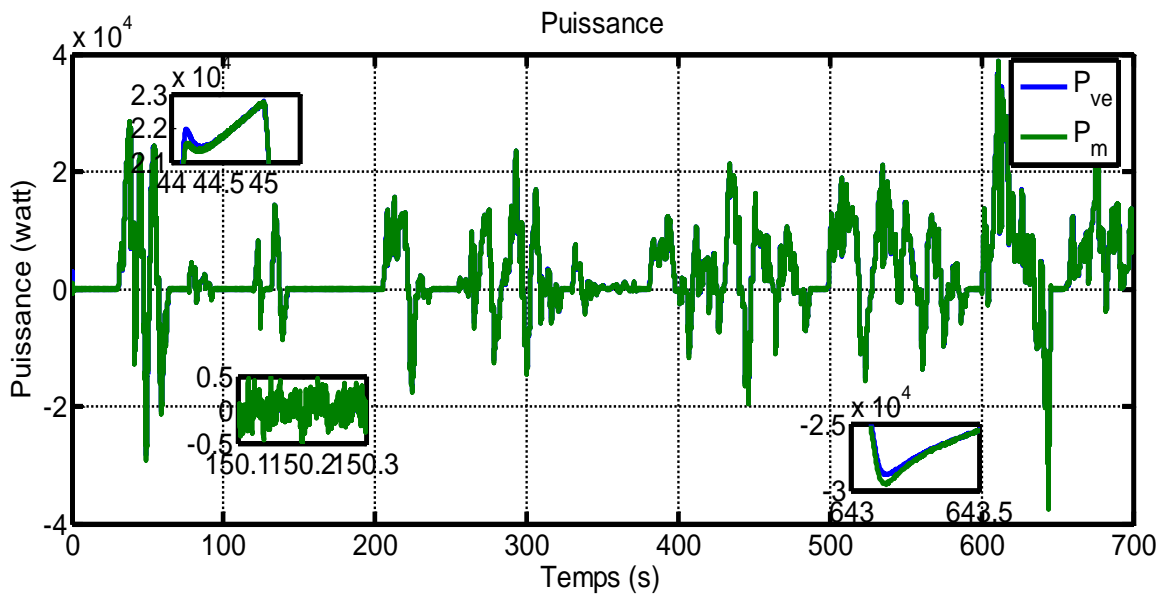


Fig.IV.19 : Résultats de simulation de puissance moteur et puissance véhicule avec le cycle ARTEMIS.

- **Interprétation des résultats**

D'après ces figures, on remarque que les grandeurs fournies par le moteur à savoir la vitesse et le couple suivent bien et positivement leur consigne de référence. Cela est assuré par l'utilisation des deux types de régulateurs **PI** et **IP**.

Elle est claire que le cycle ARTEMIS nous permet de tester notre commande précisément avec des accélérations et décélérations sévères. D'après la figure (IV.17), en termes de couple on remarque que les deux régulateurs permettent de suivre les consignes de référence. Pour les deux régulateurs, on remarque dans les modes d'accélération et décélération que le dépassement de couple ne dépasse pas **6%**. Cela n'influence pas fortement sur le confort du véhicule. Les erreurs statiques du couple peuvent être interprétées par la présence des frottements mécaniques.

En termes de vitesse, nous constatons que les deux réponses des deux régulateurs ont bien suivi leurs références. On note qu'il y a des dépassements moins considérables dans le cas de l'utilisation du régulateur **IP** dans le mode d'accélération et décélération. Ce régime est rejeté rapidement en réduisant les dépassements et éliminant l'erreur statique. Contrairement au régulateur **PI**, il surgit des dépassements considérables par rapport à l'**IP**, et le rejet de ces dépassements est assuré lourdement. Ce dernier influe les performances dynamique et statique du véhicule.

En terme de Puissance, à partir la figure (VI.17) on peut remarquer que la puissance fournit par la moteur suit bien la puissance demandée par le véhicule électrique. Dans les

Chapitre IV : Application à un véhicule électrique avec un cycle de conduite

modes d'accélération et décélération nous constatons que les dépassements sont faibles (presque de **100 watt** vaut **0.28%**)

Ces résultats confirment que les performances dynamiques et statiques du véhicule ainsi que le confort sont améliorés en utilisant le régulateur **IP** malgré que le régulateur **PI** assure des performances acceptables.

VI.4 Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté une étude détaillée concernant l'application de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique de la MAS à base de deux régulateurs **PI** et **IP** sur notre chaîne de traction d'un véhicule réel de type Blue Car.

Au début, le cahier de charge de cette application a été défini pour compléter notre étude. Ce dernier est représenté par un cycle de conduite normalisé basé sur la vitesse du véhicule pendant un temps bien déterminé ; et un modèle dynamique du véhicule étudié. Ces deux derniers nous permettent de déterminer les consignes de vitesse mécanique et couple de charge à appliquer au moteur.

Par la suite, nous avons appliqué la commande vectorielle avec les deux régulateurs vu dans le chapitre précédent, pour faire un test de performances sur un véhicule réel. Nous avons utilisé deux cycles différents, le premier pour un test des émissions en utilisant le cycle NEDC, et l'autre pour test réel de performances dans des conditions sévère en utilisant le cycle ARTEMIS.

Les résultats de simulation obtenus ont prouvé que le régulateur **IP** assure les performances dynamique et statique de véhicules dans tous les conditions contrairement à régulateur **PI** qui surgir des dépassements qui influer sur le confort de voiture.

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

Dans ce travail, on s'est intéressé à l'amélioration des performances d'une chaîne de traction pour un véhicule tout électrique. Cette chaîne est construite par un moteur asynchrone triphasé à cage d'écurie et un onduleur à deux niveaux supposé alimenter par une batterie. Pour la partie mécanique un réducteur de vitesse a été adopté pour l'adoption des grandeurs mécaniques développées par le moteur à ceux demandés au niveau des roues. Pour la commande de cette chaîne de traction la commande vectorielle a été appliquée est testée en utilisant deux régulateurs de vitesse différents:

- ❖ **Le régulateur PI**
- ❖ **Le régulateur IP**

Les résultats de simulation que nous avons présentés montrent clairement la réalisation du découplage et la robustesse de la commande pour différents modes de fonctionnement. Ces tests montrent que la réponse du régulateur **PI** est nettement rapide que celle en utilisant le régulateur **IP**. Le rejet de perturbation avec un régulateur **IP** est toutefois meilleur.

L'étude comparative entre les deux régulateurs **IP** et **PI** a permis de montrer l'aptitude du premier régulateur en termes de robustesse et de performances dynamiques.

Par la suite, l'application de cette technique de commande pour un véhicule électrique en appliquant des cycles de conduite réels a été présentée.

A travers les résultats de simulation obtenus, il a été confirmé que le régulateur **IP** assure des bonnes performances dynamiques et statiques dans toutes les conditions par rapport au régulateur **PI** surtout en termes de robustesse. La rapidité du rejet de perturbation est considérée aussi comme un avantage du régulateur **IP**, contrairement au régulateur **PI** qui sera surgir des dépassements influencent directement sur le confort de la voiture.

Comme perspectives à notre travail, nous recommandons la poursuite des travaux suivants :

- ✓ Validation pratique de la commande vectorielle
- ✓ Amélioration des organes de transmissions mécaniques
- ✓ Réalisation d'une plateforme expérimentale d'un véhicule électrique

BIBLIOGRAPHIE

BIBLIOGRAPHIE

- [1] H. Benariba, "Contribution à la commande d'un véhicule électrique", Thèse de doctorat université de Tlemcen 2018.
- [2] N. Bouchetata, "Contribution à la commande d'un véhicule électrique à quatre roues motrices," These doctorat, Université Mohamed Boudiaf, Oran, 2017.
- [3] P. Caillard, "Conception par optimisation d'une chaîne de traction électrique et de son contrôle par modélisation multi-physique", Thèse Doctorat, l'école centrale Lille, Novembre 2015.
- [4] A. Boucha, "Réalisation et commande d'un véhicule électrique par dSpace embarqué," Mémoire du magister, Université Mohamed Boudiaf, Oran, 2015.
- [5] B. Gasbaoui, "Analyse et Commande Directe du Couple d'un Véhicule Electrique à deux Roues Motrices", Thèse Doctorat Université de Béchar, 2012.
- [6] F. Khoucha, A. Khoudiri, M. Benbouzid, A. Kheloui, Commande DTC d'une propulsion moteur asynchrone/onduleur multi niveaux asymétrique pour un véhicule électrique, Européen Journal of Electrical Engineering 14, 2-3 (2011) 237-254.
- [7] B. Perron, "Documents de référence sur les véhicules électriques et hybrides," Rapport de Centre d'expérimentation des véhicules électriques du Québec, Québec Canada, 2002.
- [8] B. Bendjedia, "Gestion et optimisation d'énergie électrique dans les systèmes multisources," Thèse doctorat, Université Houari Boumediene, Alger, 2017.
- [9] C.C Chan, "An Overview of Electric vehicle technology", Proceedings of the IEEE, Vol. 81, N9, pp.1201-1213, September 1993.
- [10] C.C Chan, "The state of the Art of Electric, Hybrid and Fuel Cell Vehicles", Proceedings of the IEEE, Invited paper, Vol.95 N4, pp.704-718, April 2007
- [11] D. Benoudjit, "Contribution à l'optimisation et à la commande D'un système de propulsion Pour véhicule électrique", Thèse Doctorat, Université de Batna, Janvier 2010.
- [12] R. Mosdale, "Transport Electrique Routier-Batteries pour Véhicules Electriques", Techniques de l'Ingénieur, Traité Génie Electrique, D5665, 02/2003.

BIBLIOGRAPHIE

[13] P. Bastiani, ‘‘Stratégies de commande Minimisant les pertes d’un Ensemble Convertisseur-Machine Alternative : Application à la Traction Electrique’’, Thèse de Doctorat en Génie Electrique, INSA Lyon, février 2001.

[14] A. Nouh, ‘‘Contribution au développement d’un simulateur pour les véhicules électriques routiers ‘’, Thèse de doctorat, Université de Technologie de Belfort-Montbéliard 2008.

[15] V. Mester ‘‘ Conception Optimale Systémique des Composants des Chaînes de Traction Electrique’’. Thèse de doctorat, Ecole Centrale de Lille– Mai 2007.

[16] M. Kant ‘‘La voiture électrique’’ Technique de l’ingénieur ; D5 560.

[17] K. Hartani, ‘‘Commande de roues motrices d’un véhicule électrique’’, Mémoire de Magister USTO .Octobre 2003.

[18] B. Multon, L. Hirsinger, ‘‘Problème De La Motorisation D'un Véhicule Electrique’’, école normale supérieure de Cachan, d1375Revue 3E.I n°5 mars 96 pp.55-64.

[19] R. Bernard, ‘‘Le moteur roue électrique dans les transports terrestres Moteurs électriques intégrés dans les roues - Agenda,’’ pp. 1–30, Concordat GENELEC, Paris, 26 & 27 janvier 2011

[20] P. G. Calcaire, ‘‘ACTU AUTOMOBILE Concasseur à cône Concasseur Mobile Avancée.’’ [Online]. Available: <http://www.actu-automobile.com/2014/10/22/michelin-abandonne-le-developpement-des-roues-motorisees/>. [Accessed: 02-Mar-2018].

[21] A. Payman, ‘‘Contribution à la gestion de l’énergie dans les systèmes hybrides Multi-sources Multi charges, Thèse de doctorat, L’institut National Polytechnique de Lorraine, 2009.

[22] S. Jemeï. Modélisation d’une Pile à Combustible de type PEM par Réseaux de Neurones. Energie électrique, Thèse doctorat, Université de Technologie de Belfort-MontBeliard, Octobre 2004.

[23] A. Florescu ‘‘ Gestion optimisée des flux énergétiques dans le véhicule électrique’’. Thèse de Doctorat, Université de Grenoble, France, 19 Novembre 2012.

BIBLIOGRAPHIE

[24] A. Bouchrit, "Conception d'un convertisseur de puissance pour les véhicules électriques," These doctorat, Université de Technologie de Belfort -Montbéliard, 2011.

[25] N. Janiaud, Modélisation du système de puissance du véhicule électrique en régime transitoire en vue de l'optimisation de l'autonomie des performances et des couts associés, Thèse doctorat, Supélec, Septembre 2011

[26] Z. Q. Zhu, D. Howe, "Electrical Machines and Drives for Electric, Hybrid and Fuel Cell Vehicles". Proceeding of the IEEE, Vol. 95, N°4, pp. 746-763, April 2007.

[27] H. Brighenet, S. Halaimia, "Etude et analyse de la commande des onduleurs Multi-niveaux par MLI sinusoïdale", Mémoire de master, LARBI TEBSSI, TEBESSA, 2016.

[28] A. Boglietti, P. Ferraris, M. Lazzari, and M. Pastorelli, " Influence of the inverter characteristics on the ironlosses in PWM inverter-fed induction motors ", IEEE Trans. Ind. Appl., Sep./Oct. 1996, vol. 32, no. 5, pp. 1190–1194.

[29] S.Bell and J.Sung « Will yourmotorinsulation survive a new adjustablefrequency drive? » IEEE Tans. Ind. Applicat., Sept./ Oct.1997, Vol. 33, pp. 1307-1311.

[30] J. Erdman, R. Kerkman, D. Schlegel, and G. Skibinski, « Effect of PWM inverters on AC motorbearingcurrent and shaft voltages », IEEE tans. Ind. Applcat. , Mar/Apr. 1996, vol. 32, pp. 250-259.

[31] J. Lee, Y. Kim, H. Nam, K.-H. Ha, J. Hong, and D. Hwang, "Loss distribution of three-phase induction motorfed by pulse-width-modulated inverter ", IEEE Trans. Magn., Mar. 2004, vol. 40, no. 2, pp. 762–765.

[32] B. Sarrain, "Optimisation d'une chaîne de traction pour véhicule électrique ", Thèse de doctorat de l'université de GRENOBLE 2012.

[33] K. Corzine and Y. Familiant, " A new cascadedmultilevel H-bridge drive ", IEE Transactions on Power Electronics, 2002, vol. 17, pp. 125-131.

[34] F. Z. Peng, J.S.Lai, J.W. McKeever, and J. VanCoeverting, « Multilevel voltage sourceinverterwithseparate DC sources forStatic Var generation », IEEE Transactions on Industry Applications, 1996, vol. 32, pp. 1130-1138.

BIBLIOGRAPHIE

[35] Jih-Scheng Lai and Fang Zheng Peng, « multilevelconverter, a new breed of power converter » (May/june 1996).

[36] T.A. Meynard,H. Foch « Dispositif de conversion d'énergie électrique à semi-conducteur », Brevet d'invention française 91 09582, européen, japonais, USA et Canada 92 00652, 1991 et 1992.

[37] T. Meynard, " Multicellconverters: basic concepts and industry applications", IEEE Transaction Industry Electronics, Oct. 2002, vol.49, n°5, pp. 955-964.

[38] W. Mac Murray, "Fastresponsestepped-waveswitching power converter circuit", Brevet international no.35581212, 25 mai 1971.

[39] L. Baadj, A. Ibrahimibrahimi, "Etude d'une chaine de traction d'un véhicule électrique", Mémoire du Master, université de Laghouat, Juin 2018

[40] J.P. Caron, J.P. Hautier, "Modélisation et Commande de MAS", Edition Technique, 1995.

[41] A.Aoufi " Utilisation d'observateurs à modes glissants pour le contrôle direct de Couple et le contrôle vectorielle d'une machine asynchrone à cage" Mémoire de Magister en Électrotechnique Université de Biskra 2011

[42] Mamadou Lamine Doumbia et Abdoulaye Traoré "Modélisation et Simulation d'une machine asynchrone à cage à l'aide du logiciel MATLAB/SIMULINK", 2002.

[43] R.Abdessemed & M.Kadjoudj, « Modélisation des machines électriques » presses de L'université de BATNA ,1997.

[44] O.Benouda, "Applications des techniques de l'intelligence artificielle(LF-RN) pour contrôle direct du couple d'une MAS alimenté par des onduleurs multi-niveaux", Mémoire magister en électrotechnique, Université des Sciences et de la Technologie d' Oran 2013

[45] K. Amor, "Contribution à la Commande Vectorielle sans Capteur Mécanique des Machines Synchrones à Aimants Permanents (MSAP)," Thèse doctorat, Université Aix Marseille, 2012.

BIBLIOGRAPHIE

[46] D.Djedid et H.Hicham ‘’ Etude et modélisation du moteur asynchrone à Double cage’’ mémoire master académique université kasdi merbah Ouargla 2016

[47] Mohand-Améziane Ouhrouche, ‘’Contributions à l’étude et à l’application industrielle de la machine asynchrone’’, thèse de doctorat, promotion **1998**, université de Montréal Canada.

[48] Benbrahim Amel, « Modélisation, simulation et identification de la machine asynchrone à double cage », thèse d’ingénieur en électrotechnique, option commande, promotion **2005**, université de BATNA.

[49] D.Taibi, ‘’Contrôle du moteur à induction sans capteur de vitesse et de position’’, Mémoire de magister en électrotechnique, option commande, promotion **2009**, université de BATNA.

[50] S.Khassam, ‘’Commande par mode glissement de la machine asynchrone’’, Mémoire Master en Electrotechnique, Commande Des Systèmes Industriels Promotion: 2010/2011 Université de Batna Faculté de Technologie Département de Génie Electrique

[51] A. Tahri and M. Hadj Mhamed, ‘’Amélioration de l’alimentation du moteur asynchrone par l’utilisation de l’onduleur MLI,’’ Mémoire d’ingénieur, Université Mohamed Bouguerra , Boumerdes, 2007.

[52] A. Djellikhet, S. Haouchi, ‘’Commande d’un Moteur Synchrone à Aimant Permanent Par une DTC à SVM Jury,’’ Mémoire de master, Université Amar Thelidji, Laghouat, 2016

[53] A. Abid, ‘’Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents MSAP,’’ Mémoire de master, Université Mohamed Khider, Biskra, 2016.

[54] K.Ameur, ‘’Contribution to the Study of a Standalone Photovoltaic System with a New Tracking Control of the Global MPP’’, Thèse de doctorat, Université Amar Thelidji , laghouat, 2018

[55] H.Benderradji, ‘’Commande vectorielle de la machine à induction avec observateur de flux’’, Mémoire du diplôme d’ingénieur d’état L’université de M’SILA, Juin 2005.

BIBLIOGRAPHIE

[56] S.Chaouch, ‘‘Conception d’un observateur par mode glissant d’une machine induction’’, Mémoire du diplôme d’ingénieur d’état, Université de M’SILA 2007.

[57] G.Boukerche, ‘‘Etude et Synthèse d’un Contrôleur PI et Application’’, Mémoire de Master Université Badji Mokhrat Annaba, juin 2017.

[58] M. Mahmoudi, ‘‘Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone’’, Mémoire du diplôme d’Ingénieur d’Etat Ecole Nationale Polytechnique. JUIN 2007.

[59] F.Nadjif ,Y.Yousfi, ‘‘Commande vectorielle de la machine à induction avec observateur de flux’’, Mémoire d’ingénieur, université de Mohamed Boudiaf M’sila,2005.

[60] https://www.dieselnet.com/standards/cycles/ece_eudc.php, 15.Mai.2019

[61] <https://www.dieselnet.com/standards/cycles/ftp75.php>, 15.Mai.2019

[62] <https://www.dieselnet.com/standards/cycles/index.php> 18.Mai.2019

[63] <http://www.car-engineer.com/the-different-driving-cycles/> 18.Mai.2019

[64] <https://www.nrel.gov/transportation/drive-cycle-tool/> 18.Mai.2019

[65] <https://www.capital.fr/entreprises-marches/joli-succes-pour-la-vente-des-anciennes-autolib-1315300>, 20.Mai.2019

ANNEXES

ANNEXES

Annexe A1

Les Paramètres de la machine asynchrone triphasée :

Paramètres	Valeurs
Rs	0.0851(Ω)
Rr	0.0658(Ω)
Lm	0.0921(H)
Ls	0.0314(H)
Lr	0.0291(H)
Ts	0.368(s)
Tr	0.442(s)
P	2
J	0.37
<i>p_m</i>	37 (kw)
Φ_{ref}	1 (wb)
<i>C_{e nominale}</i>	238.8 (N.m)
V_{dc}	220*sqrt(6)

Analyse de FFT :

Calcul de l'ondulation :

L'expression d'ondulation :

$$O_n = \frac{V_{\max} - V_{\min}}{V_{\max}}$$

Calcul de THD :

L'expression de THD (Total Harmonic Distorsion):

$$\text{THD} = \frac{\sqrt{H_2^2 + H_3^2 + \dots}}{F_1}$$

ANNEXES

Batteries

Blue Car utilisé le type de batterie **LMP** (LITHIUM METAL POLYMERE), la batterie dotée d'une capacité de 30 kWh, minimum offrant une autonomie de 250 KM. Les batteries LMP, se distinguent par leur forte densité énergétique et leur sécurité d'utilisation. Ce sont des batteries sèches (tout solide), ce qui leur confère de nombreux avantages.

- Une densité d'énergie important
- Insensible aux variations de température offrant une sécurité d'utilisation
- Une performance et fiabilité prouvées sur le terrain grâce à l'expérience auto lib
- Une durée de vie supérieure à plusieurs milliers de cycle de charge
- Un procédé industriel continu, automatisé et économique
- Batterie recyclables

Le fiche technique de la batterie de Blue Car

Principales caractéristiques :

Volume : 300L

Masse : 300 kg

Caractéristiques électriques :

Energie < 30 kWh

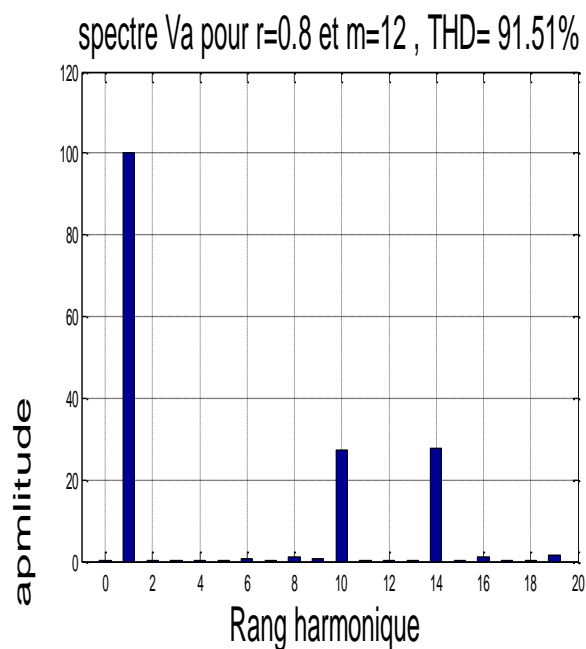
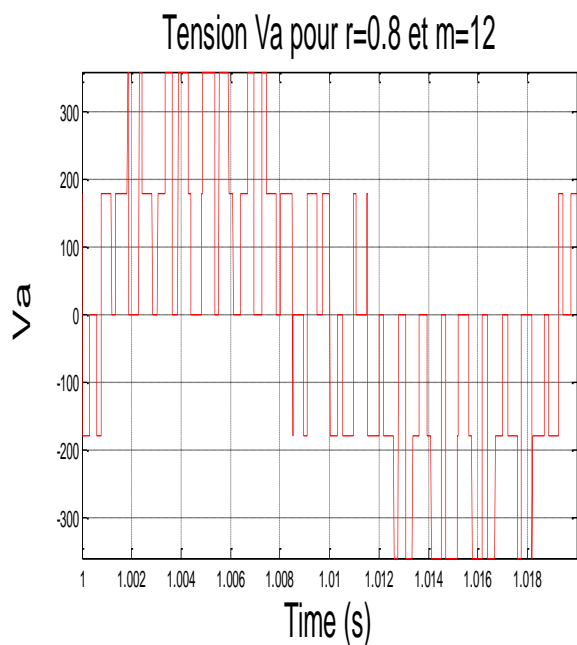
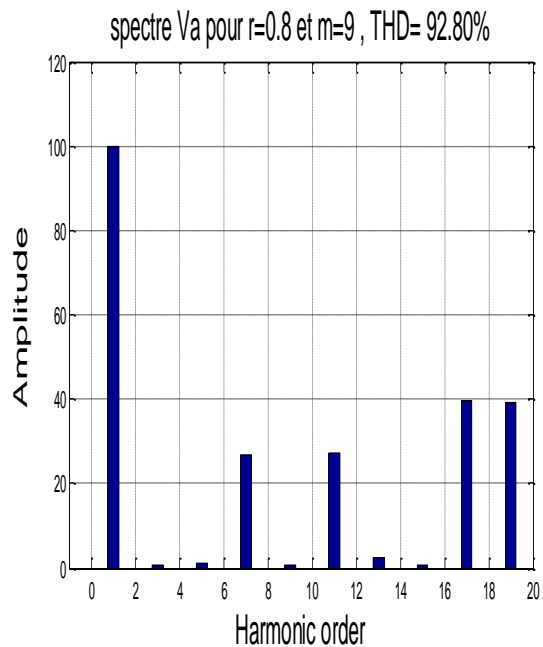
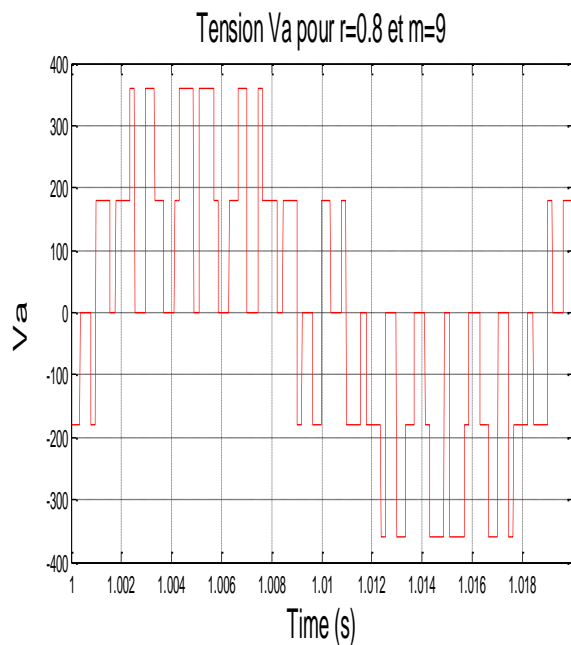
Puissance Maximale 50 kW

Tension nominale 410 V

Caractéristiques Thermiques

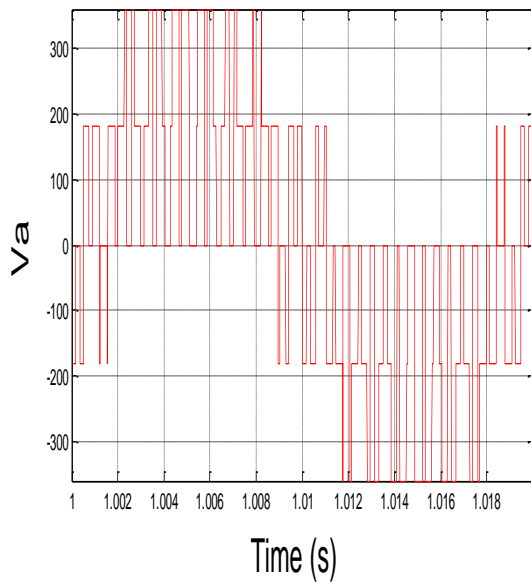
Température de fonctionnement : -20°C à + 60°C

Annexe A2

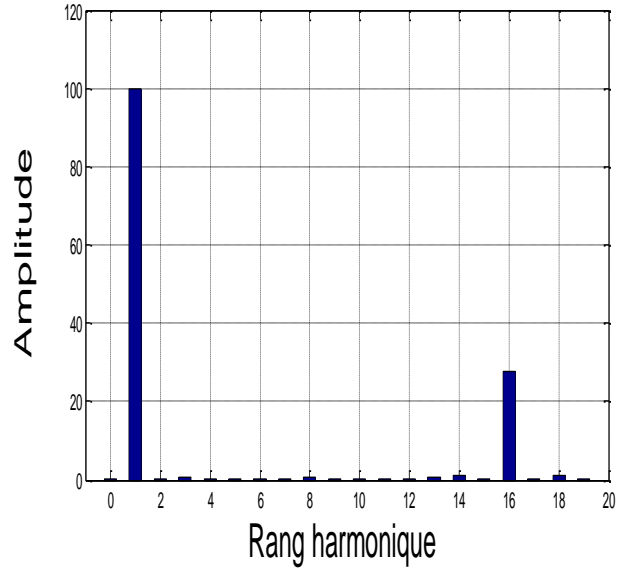


ANNEXES

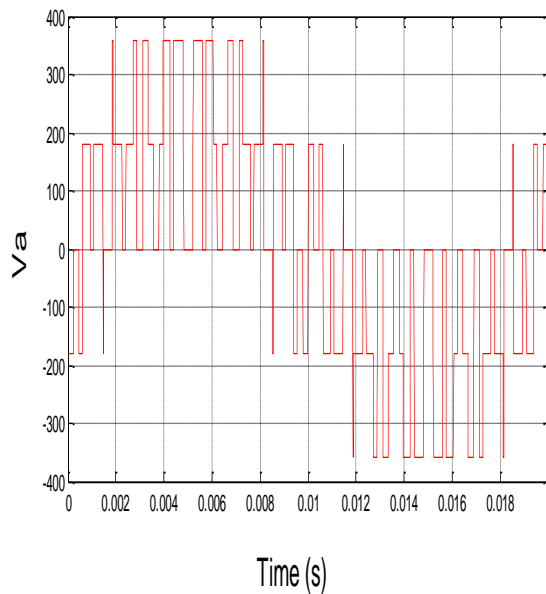
Tension V_a pour $r=0.8$ et $m=18$



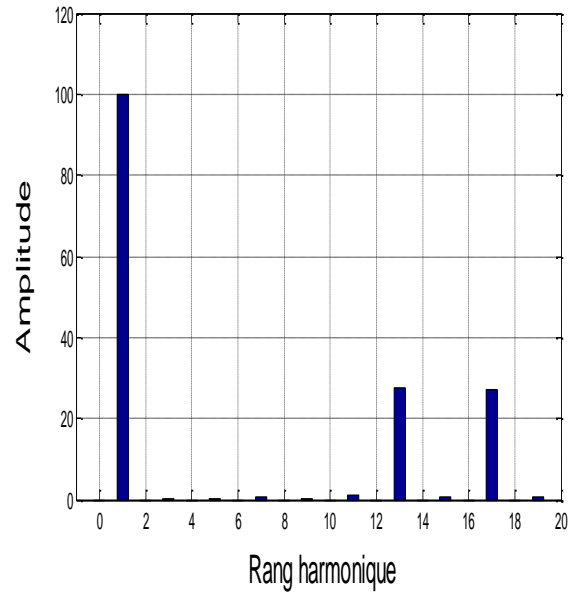
spectre V_a pour $r=0.8$ et $m=18$, THD= 91.38%



Tension V_a pour $r=0.8$ et $m=15$

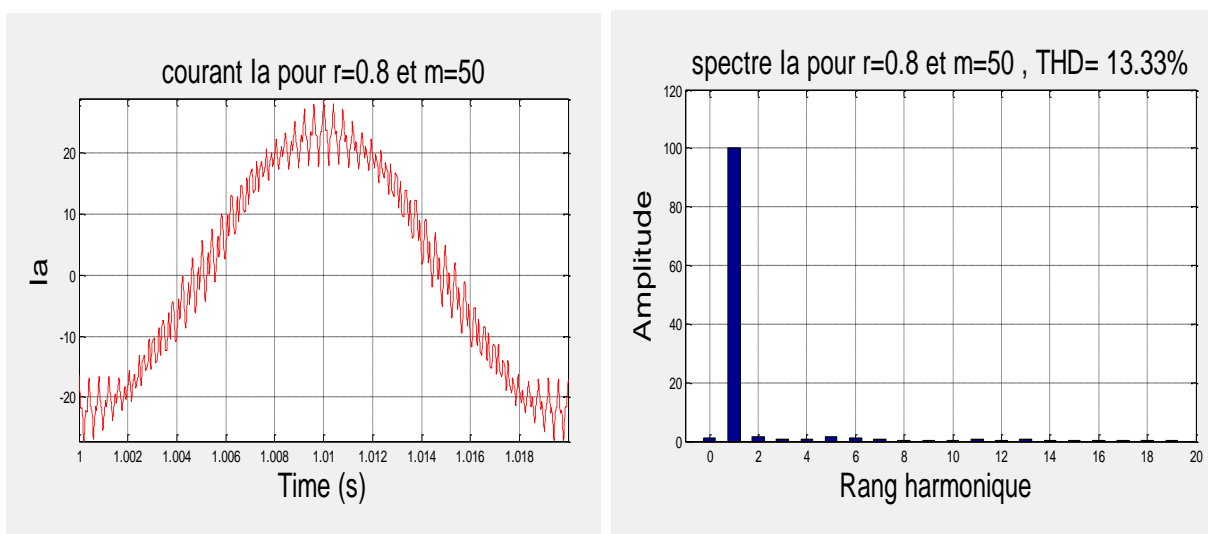
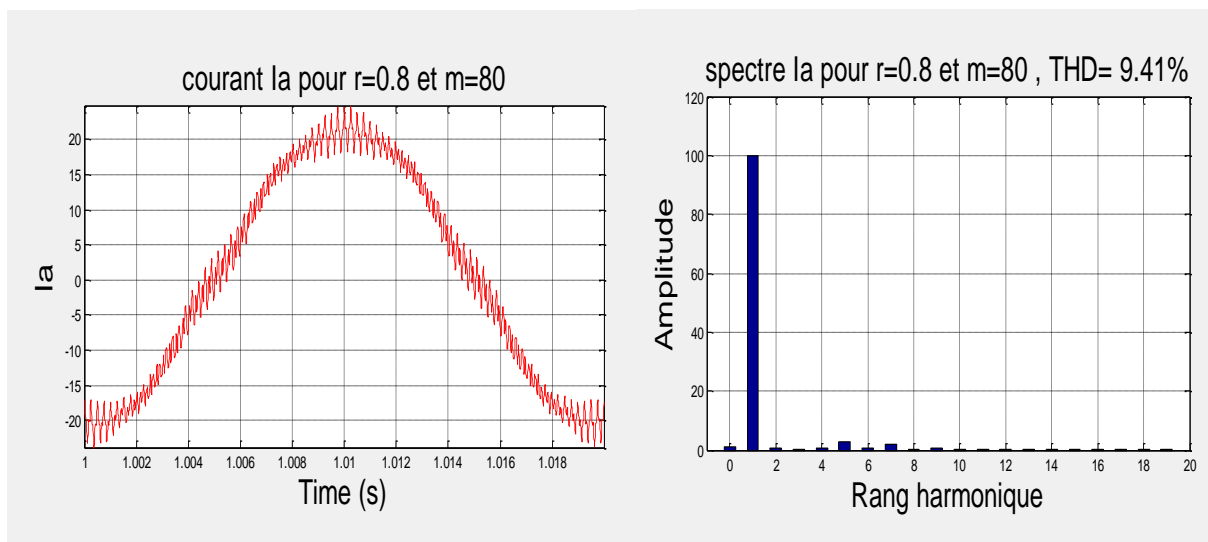
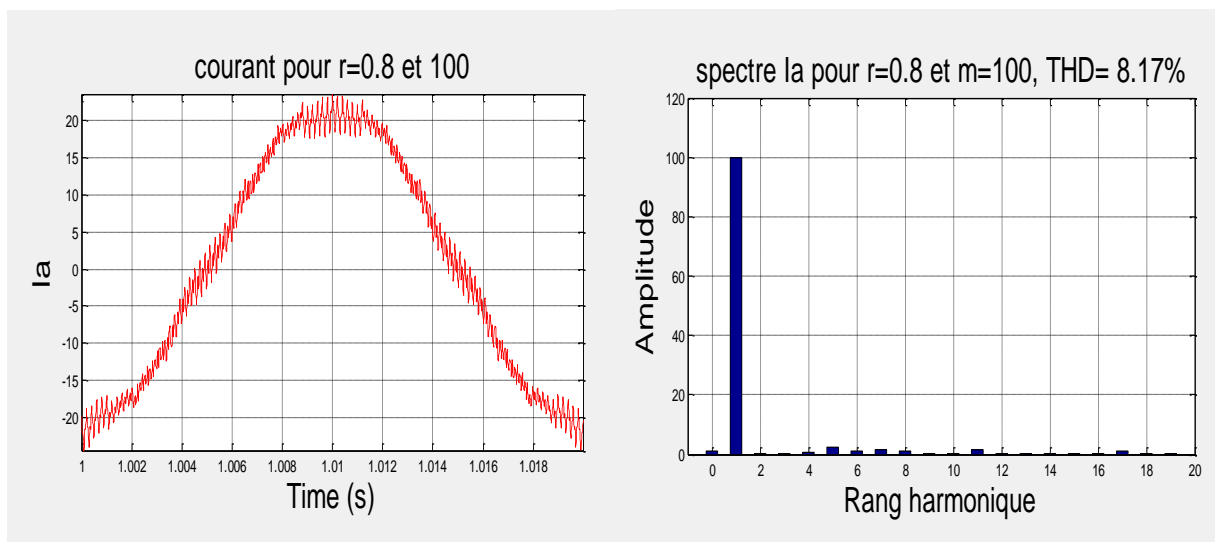


spectre V_a pour $r=0.8$ et $m=15$, THD=91.46

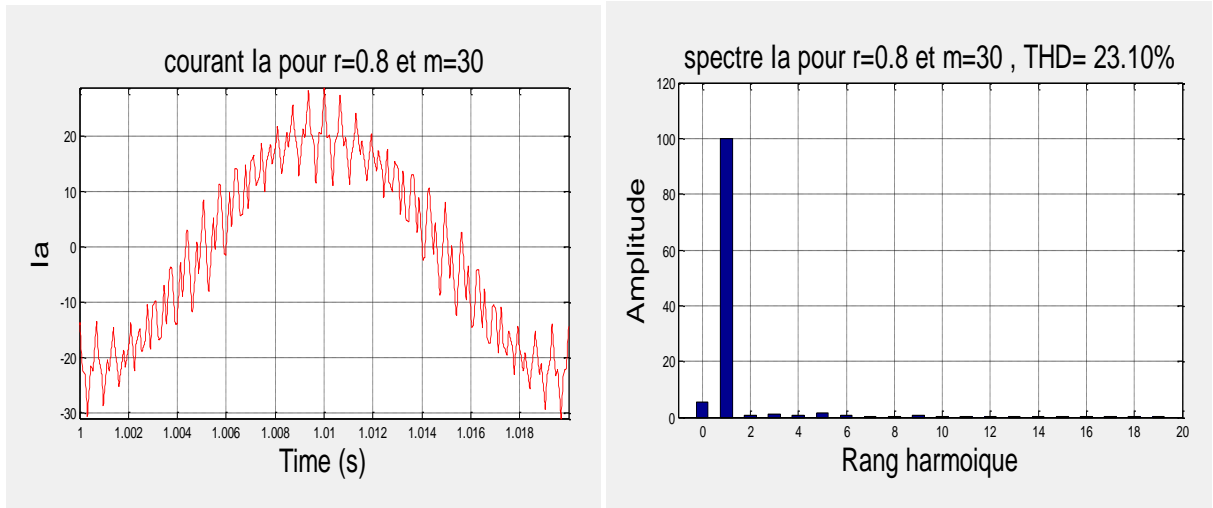


Les résultats des tensions et THD pour toutes les valeurs de l'indice de modulation m .

ANNEXES



ANNEXES



Les résultats des courants et THD pour toutes les valeurs de l'indice de modulation m .

Annexe A3

- **Méthode de placement des pôles :**

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$FTBF(s) = \frac{G_0 K_p s + G_0 K_i}{s^2 + \tau_1 + G_{01} K_p s + G_1 K_i}$$

Le calcul des paramètres K_p et K_i par la méthode de placement des pôles.

La fonction de transfert en boucle fermée, peut être mise sous la forme de celle d'un modèle de second ordre standard de l'équation suivante :

$$H(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta \omega_n s + \omega_n^2}$$

A partir de l'équation caractéristique, on impose les pôles du système en boucle fermée de sorte que le système soit sous-amorti ($0.7 < \varepsilon < 1$), Les pôles de $H(s)$ sont : **(l'équation IV.4)**

$$\begin{cases} S_1 = \omega_n(-\varepsilon + j\sqrt{1 - \varepsilon^2}) = -\frac{1}{\tau_p} + j \omega_\alpha \\ S_1 = \omega_n(-\varepsilon - j\sqrt{1 - \varepsilon^2}) = -\frac{1}{\tau_p} - j \omega_\alpha \end{cases}$$

Ou :

$$\tau_p = \frac{1}{\omega_n} \text{ et } \omega_\alpha = \omega_n(\sqrt{1 - \varepsilon^2})$$

La réponse transitoire est alors donnée par l'oscillation de pseudo-période $\frac{2\pi}{\omega_\alpha}$ amortie par une exponentielle de constante de temps.

$$\begin{cases} 1 + K_p G_1 = 2\varepsilon \omega_n \\ K_i G_1 = \omega_n^2 \end{cases}$$

Les paramètres du régulateur sont alors donnés par :

ANNEXES

$$\begin{cases} \mathbf{K}_p = \frac{2\varepsilon\omega_n\tau-1}{G_1} \\ \mathbf{K}_i = \frac{\omega_n^2}{G_1} \end{cases}$$

- **Méthode de compensation des pôles :**

L'apport d'un zéro par le régulateur PI dans la fonction de transfert en boucle fermée peut modifier le régime transitoire du système. Pour remédier à ce problème, la méthode de compensation des pôles est plus adaptée pour le calcul des paramètres \mathbf{K}_p et \mathbf{K}_i . Elle consiste à imposer le zéro du régulateur égal à un pôle de la fonction de transfert du système à commander et une constante du temps τ_{bf} répondant aux objectifs fixés.

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$FTBF(s) = \frac{G_0 K_i + \left(\frac{K_i}{K_p} s + 1\right)}{(\tau s + 1) + (s + (K_p s + K_i)) \frac{G_0}{\tau s + s}}$$

D'où :

$$\begin{cases} \left(\frac{K_p}{K_i} s + 1\right) = (\tau s + 1) \implies \tau = \frac{K_p}{K_i} \\ F(s) = \frac{G_0 K_i}{s + G_0 K_i} \implies \tau_{bf} = \frac{1}{G_0 K_i} \end{cases}$$

Les paramètres du régulateur sont alors donnés par :

$$\begin{cases} \mathbf{K}_p = \frac{1}{G_0 \tau_{bf}} \\ \mathbf{K}_i = \frac{\tau}{G_0 \tau_{bf}} \end{cases}$$

ANNEXES

Annexe A4

- Régulateurs de courant :

Le découplage proposé par (III.15) et (III.16) permet d'écrire:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{I_{sd}}{V_{sd1}} = \frac{1}{R_t + \sigma L_s} \\ \frac{I_{sq}}{V_{sq1}} = \frac{1}{R_t + \sigma L_s} \end{array} \right.$$

Nous souhaitons d'obtenir, en boucle fermée, une réponse de type 1er ordre. Soit un régulateur proportionnel intégral de fonction de transfert :

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

Nous pouvons représenter le système en boucle fermée par la figure suivant :

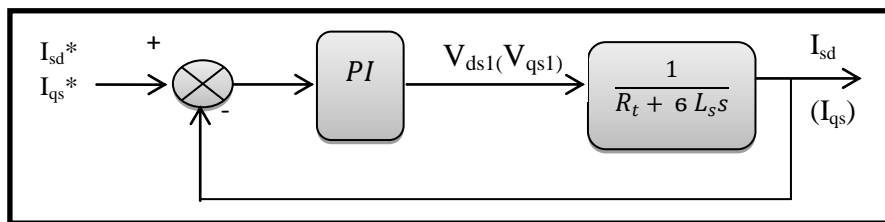


Figure : Régulation des courants en boucle fermée.

La fonction de transfert en BO sera :

$$BO_c(s) = \frac{K_i}{R_t s} \left(\frac{K_p}{K_i} s + 1 \right) \frac{1}{1 + \frac{\sigma L_s s}{R_t}}$$

Par compensation de pôle ce qui traduit par la condition:

$$\frac{K_p}{K_i} = \frac{\sigma L_s}{R_t}$$

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit maintenant :

$$BO_c(s) = \frac{K_i}{R_t}$$

En boucle fermée la fonction de transfert s'écrit :

$$BF_c(s) = \frac{1}{1 + \tau_i s}$$

ANNEXES

Avec :

$$\tau = \frac{R_t}{K_i}$$

En combinant les deux équations (III.) et (III.), Les coefficients des régulateurs des composantes du courant seront donnés par:

$$\begin{cases} K_p = \frac{6 L_s}{\tau_i} \\ K_i = \frac{R_t}{\tau_i} \end{cases}$$

On connut que la constante de temps τ_i et reliée au temps de réponse par la relation suivant :

$$t_{rep} = 3 \times \tau_i$$

En remplacer dans les expressions de K_p et K_i , On obtient :

$$\begin{cases} K_p = \frac{3 \times 6 L_s}{t_{rep}} \\ K_i = \frac{3 \times R_t}{t_{rep}} \end{cases}$$

Un meilleur choix de la temps de réponse t_{rep} nous permet d'avoir les valeurs des coefficients des régulateurs. Pour $t_{rep} = 0.20s$, ces coefficients seront :

$$\begin{cases} K_p = 0.3450 \\ K_i = 9.8413e+003 \end{cases}$$

- **Régulateurs de Vitesse :**

- a) Régulateur PI :

Le régulateur de vitesse se calcul à partir de l'équation mécanique de la machine (III.13), il a en entrée la différence entre la vitesse de référence et la vitesse mesurée et en sortie le courant de référence I_{ds} , qui est l'image du couple électromagnétique. La fonction de transfert de la vitesse est donnée par :

ANNEXES

$$FT_{\Omega} = \frac{1}{Js + F}$$

Le régulateur qu'on utilise est donc de type PI dont le schéma de régulation est donné en figure suivant :

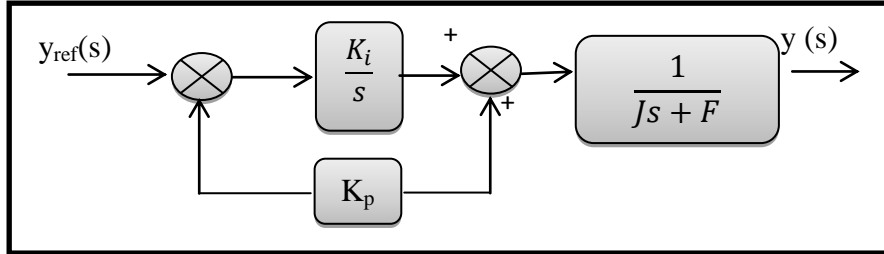


Figure : Régulation de vitesse en boucle fermée.

La fonction de transfert en boucle fermée est alors :

$$FTBF_{\Omega} = \frac{\Omega}{\Omega^*} = \frac{(K_p + \frac{K_i}{s})(\frac{1}{Js + F})}{1 + (K_p + \frac{K_i}{s})(\frac{1}{Js + F})} = \frac{1 + \frac{K_p}{K_i}s}{1 + (\frac{K_p}{K_i} + \frac{F}{K_i})s + (\frac{J}{K_i})s^2}$$

La fonction de transfert en boucle fermée de la vitesse est une fonction du second ordre de dénominateur de la forme :

$$1 + \frac{2\zeta}{\omega_0}s + \frac{1}{\omega_0^2}s^2$$

Par identification on trouve :

$$\begin{cases} \frac{1}{\omega_0^2} = \frac{J}{K_i} \\ \frac{2\zeta}{\omega_0} = \frac{K_p}{K_i} + \frac{F}{K_i} \end{cases}$$

Pour un coefficient d'amortissement ζ de 1, nous avons $\omega_n t_{rep3} \approx 4.75$, t_{rep3} représentant le temps de réponse en vitesse du système, le tableau suivant explique la relation entre $\omega_n t_{rep3}$ et ζ

ζ	$\omega_n t_{rep3}(5\%)$
0.4	7.7
0.5	5.3
0.6	5.2
0.7	0.3
1	4.75

Tableau : relation entre $\omega_n t_{rep3}$ et ζ

ANNEXES

On obtient :

$$\begin{cases} K_p = 3.48 \\ K_i = 8.34 \end{cases}$$

b) Régulateur IP :

La chaîne de régulation de vitesse par un régulateur IP peut être représentée par le schéma fonctionnel de la figure suivant :

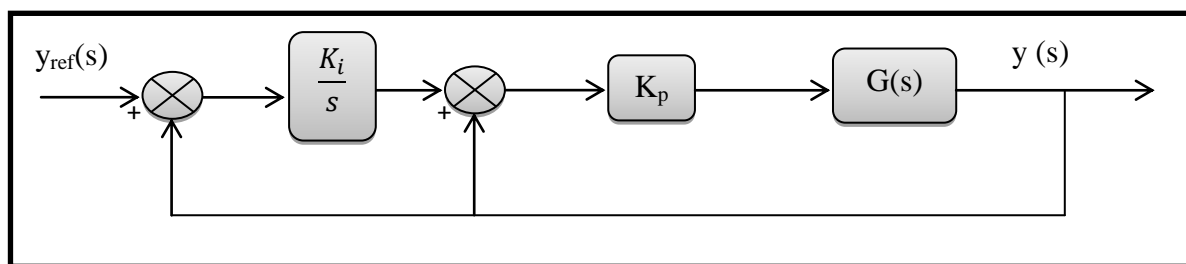


Figure: Schéma fonctionnel de régulation de la vitesse.

La fonction de transfert de régulation de la vitesse en boucle fermée est donnée par l'équation suivante:

$$\begin{cases} \text{BF}_\Omega (s) = \frac{K_{\Omega i} K_{\Omega p}}{js^2 + (K_{\Omega p} + F)s + K_{\Omega i} K_{\Omega p}} \\ \text{BF}_\Omega (s) = \frac{\frac{K_{\Omega i} K_{\Omega p}}{J}}{s^2 + \frac{F + K_{\Omega p}}{J}s + \frac{K_{\Omega i} K_{\Omega p}}{J}} \end{cases}$$

Par identification de l'équation caractéristique ; avec celle de la forme générale d'un système du 2nd ordre: $s^2 + 2\varepsilon\omega_n s + \omega_n^2$, on trouve :

$$\begin{cases} K_{\Omega i} = \omega_n^2 \cdot J \\ K_{\Omega p} = 2\varepsilon\omega_n J - F \\ K_{\Omega i} = 493.9719 \\ K_{\Omega p} = 27.0106 \end{cases}$$

Résumé

Dans, ce travail, on s'intéresse à étudier les performances dynamiques d'une chaîne de traction pour un véhicule tout électrique. Le premier pas dans ces études a été consacré au choix des différents composants de la chaîne de traction à connaître l'actionneur (MAS) et le convertisseur statique (onduleur). Par la suite, nous avons présenté la modélisation des éléments qu'elle contient. La deuxième partie a été consacrée aussi pour une étude comparative entre deux régulateurs PI et IP qui seront utilisés dans la commande vectorielle en termes de robustesse et de performances dynamiques. Finalement, le modèle dynamique d'un véhicule réel (Blue car de France) a été appliqué avec le cycle de conduite NEDC (extra urbain), ainsi que le cycle ARTEMIS pour tester les performances de la commande vectorielle. Ces tests ont confirmés l'efficacité de la commande vectorielle en assurant de bonnes performances dynamiques. Néanmoins, l'utilisation du régulateur IP a l'avantage d'assurer un bon rejet de perturbations externes.

Mots Clés: Chaîne de traction, Commande Vectorielle, IP, PI, MAS, Véhicule Electrique.

Abstract

In this work, we were interested to studying the performance of the propulsion system of an electric vehicle. The first step was dedicated to the choice of the various components of the traction chain namely the motor and the static converter (inverter). And then, we presented the modeling of the chain of traction elements. The second step was dedicated to a comparative study between two regulators IP and PI in terms of robustness and dynamic performances. Finally, the use of the dynamic model of a real car (Blue car) with the NEDC (Extra-Urban), driving cycle, and ARTEMIS driving cycle allowed us to test the performance of the vector control (IFOC). These tests confirmed the effectiveness of vector control by ensuring good dynamic performance. Nevertheless, the use of the IP regulator has the advantage of ensuring a good rejection of external disturbances.

Keywords: Propulsion System, IP, PI, IFOC, Asynchronous, Electric cars.

الملخص

في عملنا هذا، نهتم بدراسة للأداء المقدم من طرف سلسلة جر السيارة الكهربائية، في البداية نتطرق إلى عملية اختيار التصميم و العناصر المكونة لسلسلة الجر لا سيما المموج ثلاثي الطور و المحرك اللامتزامن ثلاثي الطور. يليه عملية نمذجة و محاكاة سلسلة الجر المختارة، ومن جهة أخرى قمنا بدراسة مقارنة بين منظمين IP و PI من ناحية الأداء و التحكم، و في الأخير قمنا بتطبيق نموذجنا الديناميكي الحقيقي لسيارة بنوعين من دورة القيادة النموذجية هما NEDC (Extra-Urbain) et ARTEMIS. أكدت هذه الاختبارات فعالية التحكم الشعاعي من خلال ضمان أداء ديناميكي جيد. و مع ذلك، فإن استعمال منظم IP له ميزة ضمان الرفض الجيد للاضطرابات الخارجية.

الكلمات المفتاحية: التحكم الشعاعي، المحرك اللامتزامن، سلسلة الجر، السيارة الكهربائية.