

RÉPUBLIQUE ALGERIÈNNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE  
UNIVERSITÉ MOHAMED BOUDIAF - M'SILA

FACULTE : DE TECHNOLOGIE  
DÉPARTEMENT : GENIE  
ELECTRIQUE  
N° : .....



DOMAINE : SCIENCES ET TECHNOLOGIE  
FILIERE : COMMANDE ELECTRIQUE  
OPTION : AUTOMATIQUE ET SYSTEMES

**Mémoire présenté pour l'obtention**

**Du diplôme de Master**

**Par : DAHMANI Belkacem**

MAALMI Ameer

Intitulé

**Commande non-linéaire application aux véhicules  
électriques**

Encadré par :

Mr. MEKKI Hemza

Mr. DJERIOUI Ali

**Année universitaire : 2021 /2022**

## **Résumé :**

Ce travail est porte sur le véhicule électrique VE, qui se définit par une automobile propulsée par un moteur asynchrone. La première partie de ce mémoire était orienté à la modélisation dynamique longitudinale du véhicule électrique. En ont vu la deuxième partie concerne la modélisation de la machine asynchrone (MAS), cette actionneur était alimenté par un onduleur de tension contrôlé par la technique MLI. La troisième étape était destiné à la commande Vectorielle de la vitesse longitudinale du VE basée sur des régulateurs PI classiques pour commander le système, pour la commande non linéaire on a appliqué des techniques de commande robustes à savoir : le BACKSTEPPING.

Les résultats des simulations de contrôle longitudinal ont montré des bonnes performances et une robustesse en présence des variations paramétriques et des perturbations.

**Mots clés :** véhicule électrique, Moteur asynchrone, onduleur, Commande vectorielle, Commande par BACKSTEPPING.

## **Abstract :**

This work concerns the electric vehicle EV which is defined by an automobile propelled by an asynchronous motor. The first part of this thesis was oriented to the longitudinal dynamic modeling of the electric vehicle. The second part concerns the modeling of the asynchronous machine (MAS), this actuator was powered by a voltage inverter, controlled by the PWM technique. The third step was intended for the vector control of the longitudinal speed of the EV based on conventional PI regulators to control the system, for the nonlinear control we applied nonlinear control techniques we applied robust control techniques namely: BACKSTEPPING mode. The results of longitudinal control simulations showed good performance and robustness in the presence of parametric variations and disturbances.

**keywords:** electronic vehicle, asynchronous motor, inverter, vector control, BACKSTEPPING mode control robustness.

## Remercîment

Nos premiers mots de remerciement s'adressent à Allah tout puissant qui nous a inspiré de santé, volonté et patience pour achever ce travail. Nous tenons également à exprimer nos vifs remerciements nos encadreurs les docteurs Ali Djerioui et Hemza Mekki à l'université Mohamed Boudiaf de M'sila, pour avoir d'abord proposé ce thème et suivi le déroulement de ce mémoire et pour la confiance et l'intérêt qu'il m'a témoigné tout au long de la réalisation de ce travail Nous remercîe également tous les membres de jury d'avoir accepté d'examiner ce travail. Mes vifs remerciements s'adressent également à tous les membres de notre famille surtout nos chères mères et nos chers pères pour leur aide inconditionnelle et pour leur soutien précieux durant nos cinq années, ce qui leur fait valoir notre reconnaissance Nous remercîe aussi tous les enseignants du département génie électrique qu'ont contribué à nos études. Enfin, nous tiens à exprimer nos reconnaissances à tous nos amis et collègues pour le soutien moral.

# Dédicace

À nos familles  
À nos honorables parents  
À nos frères ennuyeux  
À nos amis, chacun en son nom  
À tous nos amis du milieu sportif

Merci

# Sommaire

## Chapitre I : Etats de l'art sur les véhicules électriques

I.1 Introduction .....	(2)
I.2 Historique .....	(2)
I.3 Définition d'un véhicule électrique .....	(4)
I.4 Types des véhicules électriques .....	(5)
I.4.1 véhicule électrique à batterie .....	(5)
I.4.2 La voiture à pile à combustible .....	(6)
I.4.3 Le véhicule hybride .....	(6)
I.4.3.1 Différentes architectures.....	(6)
I.4.3.1.1 Séries .....	(7)
I.4.3.1.2 Parallèle .....	(7)
I.4.3.1.3 Série-Parallèle, partage de puissance .....	(7)
I.4.3.1.4 Parallèle en série, sans partage de puissance .....	(8)
I.5 Chaîne de traction d'un VE .....	(8)
I.6 Générateur ou chargeur embarquée .....	(9)
I.6.1 Source d'énergie .....	(9)
I.6.1.1 Définition de la batterie .....	(9)
I.6.1.2 Comparaison entre les différentes batteries .....	(10)
I.6.2 Les super-condensateurs .....	(11)
I.7 Bloc Moteur Électrique .....	(11)
I.7.1 Le moteur électrique d'entraînement .....	(12)
I.7.2 Moteur à courant continu .....	(13)
I.7.3 Moteur asynchrone .....	(13)
I.7.4 Moteur synchrone .....	(13)
I.7.4.a A aimants permanents .....	(13)
I.7.4.b A réluctance variable .....	(13)
I.7.5 Avantages et inconvénients des moteurs électriques .....	(14)
I.8 Contrôle électronique .....	(14)
I.9 Convertisseur d'énergie électrique .....	(15)
I.10 Différentes configurations de véhicules électriques .....	(15)
I.10.1 Véhicule électrique monomoteur .....	(15)
I.10.2 Véhicule électrique multi-moteurs .....	(15)
I.11 Avantages et inconvénient des véhicules électriques .....	(16)
I.11.1 Avantages du VE.....	(16)
I.11.2 Inconvénients du VE .....	(17)
I.12 Chronologie de véhicule électrique avec quelques modèles .....	(17)
I.13 Caractéristiques des composants pour quelques véhicules électriques .....	(17)
I.14 Modélisation dynamique du véhicule .....	(18)
I.14.1 La force aérodynamique .....	(18)
I.14.2 La force de résistance au roulement .....	(19)
I.14.3 La force de la dynamique de la route .....	(19)
I.15.Partie de simulation .....	(20)

I.15.1 Les résultats de simulation .....	(20)
I.15.2 Interprétation de résultats .....	(21)
I.16.Conclusion .....	(22)

## Chapitre II : Modélisation et Simulation de la machine asynchrone

II.1 Introduction .....	(24)
II.2 La machine asynchrone .....	(25)
II.2.1 Définition .....	(25)
II.2.2 Constitution de la MAS à cage d'écurueil .....	(25)
II.2.2.1 LE STATOR.....	(25)
II.2.2.2 LE ROTOR.....	(26)
II.2.2.3 Les paliers .....	(26)
II.3 Modélisation de la machine asynchrone .....	(27)
II.3.1 Equations électriques.....	(27)
II.3.2. Equation magnétiques.....	(28)
II.3.3. Equations mécaniques.....	(29)
II.3.4. Transformation de PARK .....	(29)
II.3.5. Application de la transformation de PARK à la machine asynchrone.....	(30)
II.3.5.1 Équations électriques.....	(30)
II.3.5.2 Equations magnétiques.....	(30)
II.3.5.3 Equations mécanique.....	(30)
II.3.6 Définitions des différents référentiels.....	(30)
II.3.6.1 Référentiel fixé par rapport au stator ( $\alpha, \beta$ ).....	(31)
II.3.6.3 Référentiel fixé par rapport au rotor ( $x, y$ ).....	(31)
II.3.6.3 Référentiel fixé par rapport champ tournant ( $d, q$ ).....	(31)
II.3.7 MISE EN EQUATIONS D'ETATS .....	(32)
II.4 Simulation de la MAS.....	(32)
II.4.1.Résultats de simulation.....	(33)
II.4.2.Interprétation des résultats.....	(34)
II.5 Alimentation de la motorisation .....	(34)
II.5.1 Onduleurs (DC-AC, commandes des moteurs) .....	(34)
II.5.1.1. Principe de fonctionnement d'un onduleur de tension triphasé.....	(35)
II.5.1.2.Modélisation de l'onduleur de tension.....	(35)
II.5.1.3. Types de commandes de l'onduleur triphasé.....	(37)
II.5.1.4.Commande à Modulation de largeur d'impulsion (MLI).....	(37)
II.5.2 Simulation -Onduleur triphasé (MLI sinus-triangle).....	(38)
II.6.Partie Simulation.....	(39)
II.6.1 Résultats de simulation Onduleur –Machine asynchrone.....	(39)
II.6.2 Commentaires .....	(40)
II.7 Conclusion.....	(41)

## Chapitre III : Commande vectoriel de machine asynchrone

III.1 Introduction .....	(43)
III.2 Principe de la commande vectorielle à orientation du flux rotorique.....	(43)

III.2.1	Illustration vectorielle de la commande vectorielle à orientation du flux rotorique .....	(44)
III.2.2	Illustration de la commande vectorielle à flux rotorique orienté à travers l'étude du régime transitoir.....	(44)
III.3	Méthodes de commande par flux orienté .....	(46)
III.3.1	Commande vectorielle directe .....	(46)
III.3.2	commande vectorielle indirecte .....	(46)
III.4	Commande vectorielle indirect de la (MSAP) alimentée en tension .....	(47)
III.4.1	Contrôle en tension du flux rotorique ( $\phi_r$ ) .....	(48)
III.4.2	Contrôle en tension du couple ( $C_{em}$ ) .....	(48)
III.4.3	Bloc de défluxage .....	(49)
III.4.4	Bloc FOC ; Field Oriented Control .....	(50)
III.4.5	Bloc de découplage.....	(50)
III.5	Partie Régulation .....	(51)
III.5.1	Régulation de Courant .....	(51)
III.5.2	Régulation de vitesse .....	(52)
III.6	Partie simulation .....	(53)
III.6.1	Résultats de simulation .....	(53)
III.6.2	Interprétation des resultats.....	(54)
III.7	Conclusion .....	(55)

## Chapitre IV : Commande par Backstepping

IV.1	INTRODUCTION .....	(58)
IV.2	METHODES DE LYAPUNOV .....	(58)
IV.2.1	Première méthode de Lyapunov.....	(59)
IV.2.2	Deuxième méthode de Lyapunov .....	(59)
IV.2.3	Fonction candidate de Lyapunov .....	(59)
IV.2.4	stabilité de Lyapunov .....	(59)
IV.2.5	Théorème " LaSalle-Yoshizawa " .....	(60)
IV.2.6	Corollaire stabilité asymptotique .....	(61)
IV.2.7	Construction "universelle" de fonctions de commande de Lyapunov.....	(61)
IV.2.8	Control Lyapunov function (clf) .....	(61)
IV.3	Technique de commande par backstepping.....	(62)
IV.3.1	Algorithme de base.....	(63)
IV.3.2	Application du backstepping à la commande de la MAS.....	(66)
IV.3.2.1	Modèle le la MAS .....	(67)
IV.3.2.2	Structure générale de la commande .....	(69)
IV.4	Partie simulation .....	(70)
IV.4.1	Résultats de simulation.....	(70)
IV.4.2	Interprétation des résultats.....	(71)
IV.5	Testes de robustesses.....	(72)
IV.5.1	Teste à vide et en charge.....	(72)
IV.5.2	Teste par variation de vitesse .....	(73)
IV.5.3	Teste par variation de résistance rotorique .....	(74)
IV.5.4	Interprétation des résultats.....	(75)

IV.6 Résultats de simulation Commande Back+ modèle dynamique de la véhicule ...	(76)
IV.7 Conclusion.....	(77)

# Notation

$F_x$  : la force longitudinale,

$F_{aéro}$  : la force aérodynamique,

$F_r$  : la force de résistance au roulement,

$F_{pente}$  : la dynamique de la route,

$\rho$  : la masse volumique de l'air,

$A$  : la surface frontale du véhicule,

$C_d$  : coefficient de la trainée du véhicule,

$v$  : la vitesse du véhicule,

$\mu$  : Le coefficient de résistance au roulement,

$g$  : L'accélération de la gravité,

$m$  : La masse totale du véhicule,

$\beta$  : L'angle de la pente,

$P_m$  : la puissance mécanique,

$C$  : le couple du groupe motopropulseur,

$V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}$  : Les tensions appliquées aux trois phases statoriques,

$V_{ra}, V_{rb}, V_{rc}$  : Les tensions appliquées aux trois phases rotoriques,

$i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}$  : Les courants qui traversent les trois phases statoriques,

$i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}$  : Les courants qui traversent les trois phases rotoriques,

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

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

$R_s$  : Résistance d'une phase statorique,

$R_r$  : Résistance d'une phase rotorique,

$L_s$  : L'inductance propre d'une phase statorique,

$J$  : moment d'inertie du rotor,

$f$  : coefficient de frottement visqueux,

$C_{em}$  : couple électromagnétique,

$p$  : nombre de paires de pôles,

$X$  : peut-être une tension, un courant ou un flux,

$\theta$  : Angle entre l'axe a et l'axe d,

$L_s$  : Inductance cyclique propre statorique,

$L_r$  : Inductance cyclique propre rotorique,

$L_m$  : Inductance cyclique mutuelle entre stator et rotor,

$C_r$  : Couple résistant imposé par la charge mécanique,

$C_{em}, T_{em}$  : Couple électromagnétique,  
 $\Omega$  : Vitesse mécanique de rotation,  
 $T_s$  : Constante de temps statorique,  
 $T_r$  : Constante de temps rotorique,  
 $\sigma$  : Coefficient de dispersion,  
 $V_{an} et V_{bn} V_{cn}$ , des tensions simples,  
 $V_{ab} V_{bc} V_{ca}$  : Tension composée,  
 $\varphi$  : flux,  
 $\varphi_{sd}, \varphi_{sq}$  : flux statorique direct et quadratique,  
 $\varphi_{rd}, \varphi_{rq}$  : flux rotorique direct et quadratique,  
 $[P(\theta)]$  : est la matrice de transformation directe de Park,  $[P(\theta)]^{-1}$  : est la matrice de transformation inverse de Park,  
 $i_{sd}, i_{sq}$  : courants statoriques direct et quadratique,  
 $V_{sd}, V_{sq}$  : tensions statoriques direct et quadratique,  
 $M$  : L'inductance cyclique du stator,  
 $L_r$  : L'inductance cyclique du rotor,  
 $L_s$  : L'inductance cyclique du stator,  
 $K$  : est le gain statique du système.  
 $\omega_n$  : est la pulsation naturelle(en rad/s).  
: est le coefficient d'amortissement  
 $W$ : La vitesse angulaire,  
 $W$ : Pulsation statorique,  
 $W_r$ : vitesse angulaire rotorique,  
 $k_p$  : Facteur de proportionnalité,  
 $k_i$  : Facteur intégral,  
 $\Omega_n$ : Vitesse de rotation nominale,  
 $\varphi_{rnom}$  : Flux rotorique nominale,  
 $V(x)$  : fonction de lyapunov,  
 $e_{1,2,3,4}$ : les erreurs de regulation,  
 $\dot{e}_{1,2,3,4}$ : les dérivés des erreurs de regulation,  
 $u$  : le signal de commande,

# Listes des tableaux et figures :

## Chapitre I : Etat de l'art sur les véhicules électriques

Figure I.1 : Méthodes de recharge pour les taxis parisiens.....	(2)
Figure I.2 : Roadster Tesla.....	(3)
Figure I.3 : Nissan Leaf série 2010.....	(4)
Figure I.4 : TESLA MODEL 3 série 2021.....	(4)
Tableau : I.1 Comparaison de performances de différents types de véhicules entre 2010 et 2020 .....	(5)
Figure I.5 : Schéma interne d'une voiture électrique.....	(5)
Figure I.6 : Voiture à pile à combustible.....	(6)
Figure I.7 : Les différentes architectures hybrides existantes.....	(6)
Figure I.8 : architecture série.....	(7)
Figure I.9 : Exemple d'architecture parallèle à deux embrayages.....	(7)
Figure I.10 : Architecture à répartition de puissance.....	(8)
Figure I.11 : Une architecture série-parallèle simple.....	(8)
Figure I.12 : Chaîne de traction du véhicule électrique.....	(9)
Figure I.13 : Schéma fonctionnel de la batterie.....	(10)
Tableau 1.2 : Comparaison de différentes technologies de batteries de traction.....	(10)
Figure I.14 : Ordres de grandeur de cout, masse, volume et puissance pour la batterie.....	(10)
Figure I.15 : Schéma fonctionnel d'un super-condensateur.....	(11)
Figure I.16 : Ordres de grandeur de cout, masse, volume, puissance et rendement pour le groupe motopropulseur.....	(12)
Figure I.17 : Couple/Puissance-Vitesse requises pour VE.....	(12)
Le tableau I.3 : avantages et inconvénients des différents moteurs électriques.....	(14)
Figure I.18 : Exemples schématiques de motorisations mono-motrices.....	(15)
Figure I.19 : Exemples schématiques de motorisations multi-moteurs.....	(16)
Tableau I.4 : caractéristique des composants pour quelques VE.....	(17)
Figure I.20 : Schéma illustrant les différentes forces longitudinales agissant sur un véhicule en mouvement sur une route inclinée.....	(18)
Tableau I.5 : Caractéristiques du véhicule.....	(20)
Figure I.21 : représente le cycle de conduite européen pour l'optimisation de la conception d'un véhicule hybride et de son algorithme de contrôle.....	(20)
Figure I.22 : résultat de la modélisation dynamique d'un véhicule électrique.....	(20)
Figure I.23 : coulpe résistant du véhicule électrique.....	(21)

## Chapitre II : Modélisation et simulation de la machine asynchrone

Le tableau II.1 : différents moteurs par rapport aux critères demandés par l'automobile.....	(25)
Figure II.1 : Eléments de constitution d'une MAS à cage d'écureuil.....	(25)

Figure II.2 : Photo du stator d'une machine asynchrone.....	(26)
Figure II.3 : Cage d'écureuil et vue d'un rotor à cage d'écureuil.....	(26)
Figure II.4 : Schéma désignant les éléments constituant une machine asynchrone.....	(27)
Figure II .5 : Représentation du passage d'un système triphasé à celui biphasé.....	(29)
Figure II.6 : Représentation des repères possibles.....	(31)
Tableau II.2 : les paramètres de la machines asynchrones.....	(32)
Figure II.7 : Résultats de simulation de la MAS alimentée par un.....	(33)
Figure II.8 : Topologie d'un onduleur avec la commande.....	(35)
Figure II.9 : Schéma de simulation d'un onduleur de tension triphasé technique (MLI).....	(37)
Figure II.10 : les tensions de références et le signal de la porteuse.....	(38)
Figure II.11 : le signal de commutation Sa.....	(38)
Figure II.12 : les tensions de sorties de l'onduleur.....	(38)
Figure II.13 : Résultats de simulation Onduleur (MLI) + MAS.....	(39)

### **Chapitre III : Commande vectorielle de la machine asynchrone**

Figure III.1 : Orientation du flux rotorique dans le repère de Park.....	(44)
Figure III.2 : Schéma de la CFO avec annulation des effets de la machine inverse.....	(44)
Figure III.3 : Equivalence entre la commande d'une MCC et la commande vectorielle d'un MAS.....	(45)
Figure III.4 : Schéma-bloc de découplage par flux orienté.....	(47)
Figure III.5 : La structure de commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique d'une MAS alimentée en tension .....	(49)
Figure III.6 : Bloc de défluxage.....	(50)
Figure III.7 : Caractéristiques de la réponse d'un système de 2 <sup>ème</sup> ordre.....	(51)
Figure : III.8 : Boucle de courant après découplage.....	(51)
Figure III.9 : Boucle de régulation de vitesse.....	(52)
Figure III.10 : Résultats de simulation .....	(53,54,55)

### **Chapitre IV : Commande par Backstepping de la machine asynchrone**

Figure IV.1 : Schema illustrative de la notion de stabilité.....	(60)
Figure IV.2 Principe de la commande par backstepping de la machine asynchrone....	(70)
Figure IV.3 : Résultats de simulation commande par BACKSTEPPING d'une MAS ...	(71)
Figure IV.4 : résultats de simulation « commande vectorielle et par BACKSTEPPING» teste à vide et en charge.....	(72)
Figure IV.5 : résultats de simulation « commande vectorielle et par BACKSTEPPING» teste de variation de vitesse.....	(73)
Figure IV.6 : résultats de simulation « commande vectorielle et par BACKSTEPPING» teste par variation de résistance rotorique.....	(74)
Figure IV .7 : Résultats de simulation Commande.BACK +Modèle dynamique du véhicule.....	(76)

## Introduction générale

Electrical Vehicle Company à New York a produit des taxis électriques Electrobat en 1896 et a lancé son service de taxi à New York comme un moyen pour le citoyen moyen de bénéficier des avantages du transport sans avoir besoin de l'expertise pour entretenir les véhicules. Ils ont affirmé que la vente de véhicules individuels aux clients n'était pas pratique "parce qu'il leur serait impossible d'envoyer un ingénieur qualifié avec chaque voiture qu'ils vendaient, et le profane moyen ne connaît rien au commerce électrique". [A] Ils croyaient au véhicule électrique. Était trop compliqué et peu fiable pour les opérateurs profanes et a décidé de créer une société de services de transport plutôt qu'une société de vente d'automobiles [B]. Morris et Salom étaient minoritaires dans cette opinion. La plupart des gens de l'époque pensaient que les véhicules électriques étaient si faciles à conduire et à entretenir que même une femme ou un enfant pouvait en conduire un. Morris et Salom ont prouvé que le taxi électrique était une alternative compétitive très efficace à la cabine tirée par des chevaux.

L'industrie automobile est devenue l'une des industries les plus importantes au monde, non seulement au niveau économique, mais aussi en termes de recherche et développement. De plus en plus d'éléments technologiques sont introduits sur les véhicules pour améliorer la sécurité des passagers et des piétons. De plus, il y a un plus grand nombre de véhicules sur les routes, ce qui nous permet de nous déplacer rapidement et confortablement. Cependant, cela a entraîné une augmentation spectaculaire des niveaux de pollution de l'air dans les environnements urbains (c'est-à-dire des polluants tels que les PM, les oxydes d'azote (NO<sub>x</sub>), le CO, le dioxyde de soufre (SO<sub>2</sub>), etc.). En outre, et selon un rapport de l'Union européenne, le secteur des transports est responsable de près de 28 % des émissions totales de dioxyde de carbone (CO<sub>2</sub>), tandis que le transport routier est responsable de plus de 70 % des émissions du secteur des transports. Par conséquent, les autorités de la plupart des pays développés encouragent l'utilisation de véhicules électriques (VE) pour éviter la concentration de polluants atmosphériques, de CO<sub>2</sub>, ainsi que d'autres gaz à effet de serre. Plus spécifiquement, ils promeuvent une mobilité durable et efficace à travers différentes initiatives, principalement par des incitations fiscales, des aides à l'achat ou d'autres mesures spéciales, telles que la gratuité du stationnement public ou la libre utilisation des autoroutes. [C]

Un moteur de véhicule électrique fournit la puissance vitale à la propulsion du

véhicule, ce qui en fait le cœur des véhicules électriques. Le choix du moteur électrique pour un cadre de véhicule électrique (VE) est une avancée significative. [D]

Les moteurs AC à induction, qui contiennent une cage, sont très appréciés dans les entraînements à vitesse variable. Ils sont simples, robustes, peu coûteux et disponibles à toutes les puissances. Les progrès dans le domaine de l'électronique de puissance et de la microélectronique permettent l'application de moteurs à induction pour des entraînements à hautes performances, là où traditionnellement seuls des moteurs à courant continu étaient appliqués. Grâce à des méthodes de contrôle sophistiquées, Grâce à des méthodes de contrôle sophistiquées, les moteurs AC à induction offrent les mêmes capacités de contrôle que les moteurs DC à quatre quadrants hauts performance. [E]

L'objectif de ce mémoire est d'étudier une structure du véhicule électrique qui est la configuration série et essayer de trouver une loi de commande convenable pour commander le moteur de cette véhicule :

Le premier chapitre c'est un état de l'art sur les véhicules électriques ainsi que leurs classifications selon l'architecture et chaîne de traction, types de moteur de traction, types des batteries. Par la suite, il donnera un point de vue global la configuration hybride série avec les différentes technologies susceptibles d'être utilisées pour ce type de configuration, et fera la modélisation dynamique du VE afin de trouver le couples résistant engendré par les partie mécanique du véhicule.

Le deuxième chapitre sera une présentation différente qui présentera une étude détaillée (définition et modélisation mathématique de l'ensemble moteur et convertisseur) et aussi une simulation sous Matlab simulink pour chacun de ces membres.

Le troisième chapitre représente une étude détaillée avec la simulation sous Matlab Simulink de la commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique d'une MAS alimentée en tension.

Le quatrième chapitre se concentre davantage sur l'étude détaillée du contrôle de la machine par backstepping avec simulation sous Matlab -Simulink et dans la deuxième étape nous faisons quelques tests et comparaisons pour arriver aux résultats souhaités.

Chapitre I :

Etat de l'art  
sur les  
véhicules  
électriques

## I.1 Introduction :

Les inquiétudes croissantes concernant l'approvisionnement limité en combustibles fossiles motivent une activité intense dans la recherche de systèmes de propulsion alternatifs pour le transport routier. De plus, les pressions réglementaires pour réduire la pollution urbaine, les émissions de CO<sub>2</sub> et le bruit urbain ont fait des véhicules électriques rechargeables un choix très attractif comme alternative au moteur à combustion interne. Cependant, malgré les énormes avantages de ces véhicules, leur adoption et l'adoption a, jusqu'à présent, été décevante [1].

Les constructeurs automobiles et les décideurs politiques renforcent leur attention et leurs actions liées aux véhicules électriques (VE). Les technologies EV telles que les modèles entièrement électriques à batterie et hybrides rechargeables sont des options intéressantes pour aider à atteindre les objectifs environnementaux, sociétaux et de santé [2].

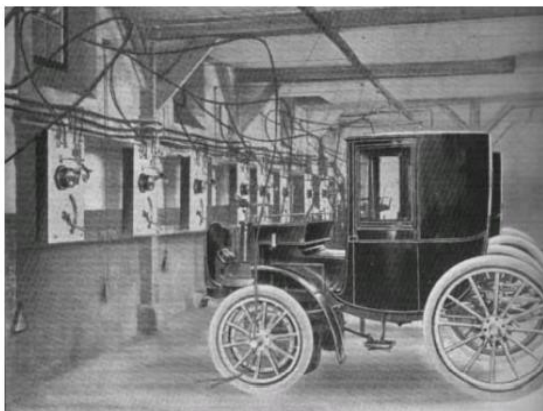
Après de nombreuses années de développement, les technologies EV deviennent matures. De nombreuses technologies avancées sont utilisées pour étendre l'autonomie et réduire les coûts [3].

Selon la tendance rapide et progressive des technologies relatives concernant en particulier, les moteurs électriques, leurs alimentations et leurs contrôles électroniques, le secteur des batteries et leur charge, les matériaux, le design, l'aérodynamisme et, enfin, la production et la distribution d'énergie, il est fort probable que les VE joueront un rôle très important dans les systèmes publics et privés de transport dans les années à venir [4].

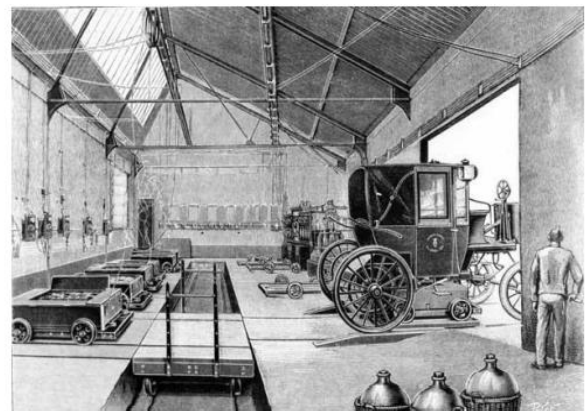
## I.2 Historique :

- 1832, Robert Anderson a inventé la 1er véhicule électrique. Et en 1838, il construit une voiture sur le même modèle. Elle était capable de marcher environ 6 km/h.
- Le Français "Gaston Planté" à inventer en 1859 une batterie rechargeable au plomb acide. Et en 1881, "Camille Faure" à améliorer cette batterie.
- 1891, l'américain "William Morrison" à réalise la première vraie voiture électrique.
- 1899, une Société Belge a construit la première auto électrique à dépasser les 100 km/h.
- Dès 1900, plus du tiers (>1/3) des voitures en circulation sont électriques, le reste étant des automobiles à essence et à vapeur.

❖ Le véhicule électrique a connu son essor au début du 19ème siècle avant même le véhicule à combustion interne [5]. A cette époque, la majorité des taxis parisiens étaient électriques et se rechargeaient via une infrastructure dédiée : bornes de recharge publiques ou station d'échanges de batteries (Figure 1.1). L'autonomie de ces véhicules était entre 50 et 80 km avec des vitesses de déplacement inférieures à 40 km/h.



a) Bornes de recharge



b) Station d'échange de batteries

Figure I.1 : Méthodes de recharge pour les taxis parisiens produits par Krieger, Paris-

1898 [5]

- 1912, l'industrie automobile a prospéré et le taux de fabrication automobile électrique a atteint son apogée (le MAX).
- 1920, certains facteurs conduiront à la détérioration de la voiture électrique. On peut citer sa faible autonomie, sa très faible vitesse, son manque de puissance, la disponibilité de l'huile, et un prix deux fois supérieur aux voitures à essence Ford.
- En 1966, le Congrès américain recommandait de construire des voitures électriques pour réduire la pollution atmosphérique [6].
- 1974, La Vanguard-Sebring CitiCar, Ce qui est très similaire à une voiture de golf électrique présentée au Symposium sur les véhicules électriques à Washington, DC, et peut parcourir 64 kilomètres à une vitesse de 48 kilomètres par heure.
- 1988, la société "GM Roger" a lancé des recherches pour développer une nouvelle voiture électrique EV1.
- 1990, La Californie vote pour Zero Emissions Vehicle (ZEV), un plan qui stipule que 2% des véhicules devraient avoir zéro émission polluante en 1998 (puis 10% d'entre eux d'ici 2003).
- En 1997, Toyota a lancé la Prius, la première voiture hybride à être produite en série. 18000 véhicules seront vendus au Japon la première année.
- De 1997 à 2000, de nombreux constructeurs lancent des modèles électriques hybrides : la G.M. EV1, Chevy S-10 EV, le Ford Ranger pickup EV, la Honda EV Plus, Nissan Altra EV, et le Toyota RAV4 EV.
- En 2002, G.M. et Daimler Chrysler poursuivent le California Air Resources Board (CARB) pour faire annuler la loi Zéro Emission Véhicule (ZEV) de 1990.
- En 2003, Kangoo Electrode "Renault" essaie de lancer sa voiture hybride, mais après 500 voitures la production est arrêtée.
- En 2003-2004, C'est la fin de l'EV1. General Motors récupère un à un tous les véhicules à détruire malgré de nombreux mouvements de protestation.
- En 2006, Chris Pine a sorti un documentaire intitulé Who Killed the Electric Car ? Ce qui prédit l'essor et la mort de la voiture électrique à la fin des années 90.
- En 2007, 100 000 véhicules électriques en circulation aux Etats-Unis [7].
- Le Roadster a été dévoilée au public le 19 juillet 2006, la production en série a débuté le 17 mars 2008 et s'est arrêtée en [2012](#), le Roadster Tesla (Figure I.1) [8].



Figure I.2 : Roadster Tesla.

- La Mitsubishi i-MiEV est commercialisée au Japon depuis le mois de juillet 2009 et distribuée en France depuis fin 2010. La voiture est également déclinée en deux modèles chez PSA: Peugeot iOn et Citroen C-Zero [9].
- En décembre 2010, La Nissan Leaf est une voiture électrique cinq-places, annoncée par Nissan en 2009. Elle est commercialisée au Japon et aux États-Unis depuis

décembre 2010 et est disponible dans l'ensemble de l'Europe et le Canada depuis fin 2011. Plus de 470 000 unités ont été vendues en dix années [10].



Figure I.3 : Nissan Leaf série 2010.

- Jusqu'en décembre 2019, la Nissan Leaf fut le véhicule tout-électrique ayant été le plus vendu dans le monde. La [Tesla Model 3](#) a depuis surpassé la Leaf [11].



Figure I.4 : TESLA MODEL 3 série 2021.

### I.3 Définition d'un véhicule électrique :

Un véhicule électrique est une automobile à carburant alternatif qui utilise des moteurs électriques et des contrôleurs de moteur pour la propulsion, au lieu de méthodes de propulsion plus courantes telles que le moteur à combustion interne (ICE) [12].il ont une batterie au lieu d'un réservoir d'essence et un moteur électrique au lieu d'un moteur à combustion interne [13]. Le **véhicule électrique** comprend un ou plusieurs moteurs électriques selon le système de transmission de puissance aux roues [14].

Tableau : I.1 Comparaison de performances de différents types de véhicules entre 2010 et 2020 [15].

Performances	Véhicule Essence	Véhicule Urbain	Véhicule Electrique	Véhicule Routier	Véhicule rechargeable
2010 : Consommation	4.8L/100km	4.2L/100km	0.2 kWh/100km	5.8L/100km	Mix
2010/Émission de CO <sub>2</sub> en circulation (g CO <sub>2</sub> /km)	100	115	0	155	78
2020 : Consommation	3.7L/100km	3.1L/100km	0.2 kWh/100km	4.7L/100km	Mix
2020/Émission de CO <sub>2</sub> en circulation (gCO <sub>2</sub> /km)	90	85	0	125	63

#### I.4 Types des véhicules électriques :

Il existe trois catégories de véhicules électriques :

- Véhicule électrique à batterie
- Véhicule électrique hybride
- Véhicule électrique à pile à combustible [16]

##### I.4.1 véhicule électrique à batterie :

Aussi appelé véhicule tout électrique ou 100% électrique (VEB). Il utilise pour unique énergie motrice l'électricité stockée dans des batteries rechargeables sur le secteur [17].

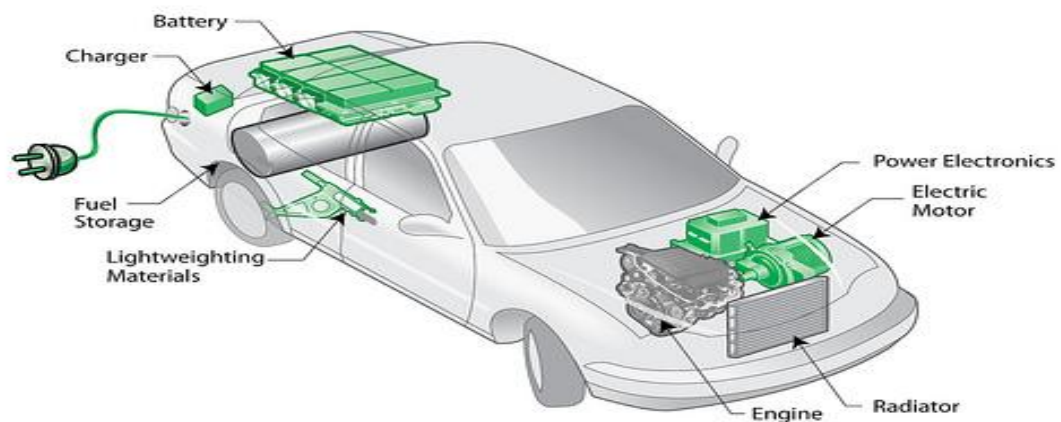


Figure I.5 : Schéma interne d'une voiture électrique

### I.4.2 La voiture à pile à combustible :

Elle est aussi appelée voiture à hydrogène car son moteur électrique est alimenté par une pile à combustible qui produit elle-même l'électricité, la source d'énergie est un carburant alternatif : l'hydrogène, cette figure présente la voiture à pile combustible [18].

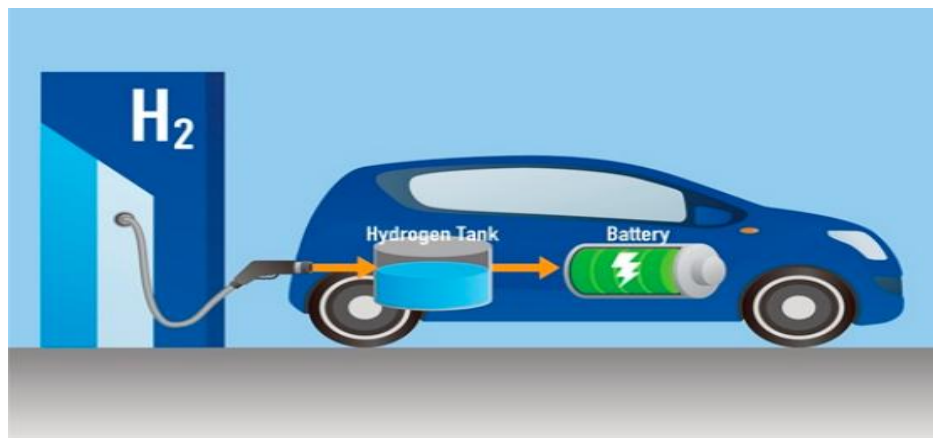


Figure I.6 : Voiture à pile à combustible.

### I.4.3 Le véhicule hybride :

Une voiture hybride rechargeable (en anglais : plugin hybrid) utilise les motorisations thermique et électrique. Par conséquent, il est équipé d'un moteur thermique (le plus courant est un moteur à essence), et d'au moins un moteur électrique et une batterie de traction qui peut stocker de l'énergie [18].

#### I.4.3.1 Différentes architectures

Les groupes motopropulseurs (P) HEV combinent un système de traction électrique à batterie avec un système de traction conventionnel basé sur un moteur. Les deux systèmes peuvent être connectés par différents moyens, ce qui donne lieu à diverses architectures de groupes motopropulseurs (P) HEV. Série, parallèle et série-parallèle (power-split et non-power-split) sont les principales catégories d'architectures hybrides existantes [19]. Des schémas simplifiés montrant la différence entre ces architectures sont présentés à la Figure I.6 :

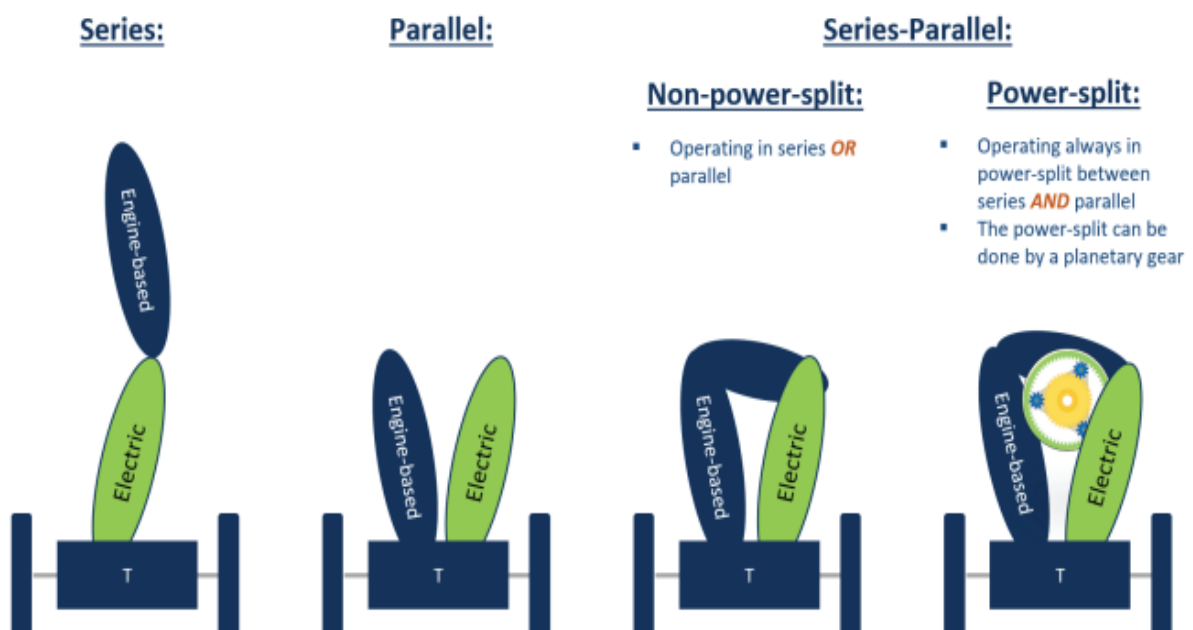


Figure I.7 : Les différentes architectures hybrides existantes.

#### I.4.3.1.1 Série :

Dans cette configuration, seulement le moteur électrique est raccordé à la transmission, le moteur thermique est pour le rôle d'intervenir quand la demande de puissance dépasse la capacité du moteur électrique, la figure (1.7) présente la configuration série [20].

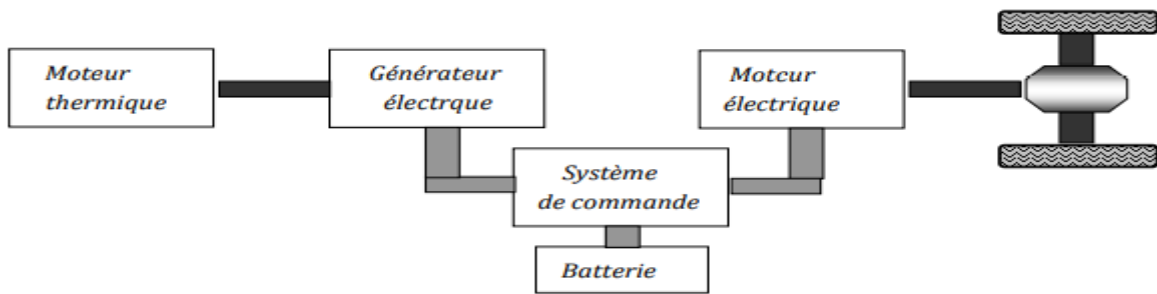


Figure I.8 : architecture série.

L'inconvénient principal de cette architecture est l'efficacité relativement faible du chemin d'énergie du moteur aux roues, causée par la disposition en cascade. Ce faible rendement de trajectoire va à l'encontre du bon rendement offert au moteur [21].

#### I.4.3.1.2 Parallèle :

Pour les architectures parallèles, le chemin de puissance est parallèle : la puissance apportée aux roues est égale à la somme des puissances fournies par chaque moteur. En pratique, il suffit de coupler mécaniquement une chaîne de traction conventionnelle thermique à une nouvelle chaîne de traction électrique. L'avantage principal de cette architecture est la simplicité de sa structure et de sa commande puisqu'elle ne présente qu'un seul moteur électrique. La figure I.8 représente, une architecture parallèle dotée de deux embrayages [22].

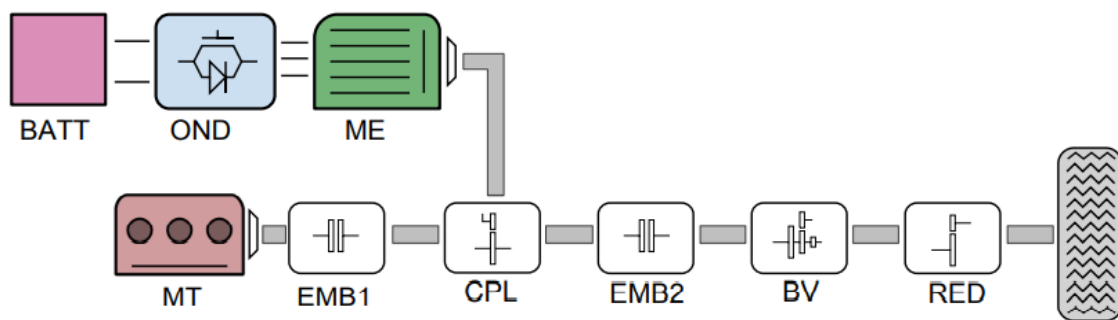


Figure I.9 : Exemple d'architecture parallèle à deux embrayages.

ME : moteur électrique, MT : moteur thermique, CPL : coupleur, RED : réducteur, BV : boîte de vitesses, EMB : embrayage, BATT : batteries, OND : onduleur

#### I.4.3.1.3 Série-Parallèle, partage de puissance :

Cette architecture fonctionne toujours dans une répartition de puissance entre les voies série et les voies parallèles. Cette répartition de puissance est réalisée par un train épicycloïdal (PG).

La Toyota Prius a été la première à adopter cette architecture dans le système hybride Toyota (THS) [23], (Figure I.9). Chevrolet Volt et Opel Ampera ont également adopté une architecture à répartition de puissance.

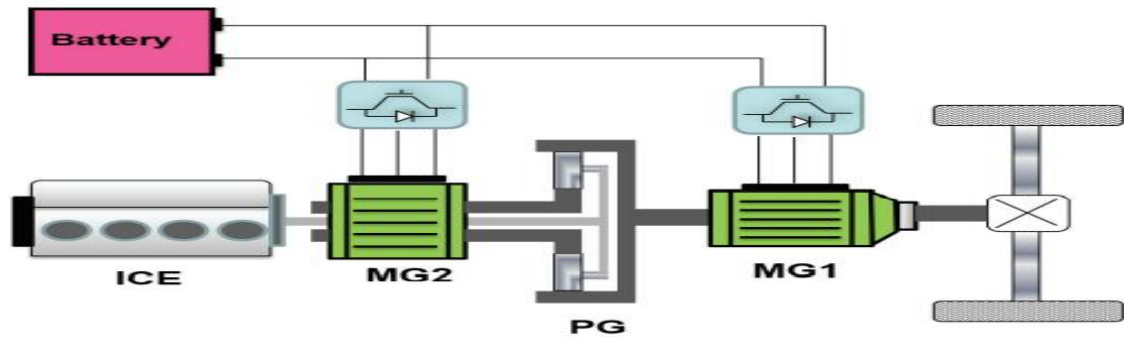


Figure I.10 : Architecture à répartition de puissance.

Moteur thermique (ICE) ; Machines électriques (MGs)

#### I.4.3.1.4 Parallèle en série, sans partage de puissance :

Cette architecture possède les composants lui permettant de fonctionner en mode série ou parallèle (Figure I.10). Contrairement au power-split, le groupe motopropulseur ne fonctionne pas en power-split entre séries et modes parallèles. Le passage entre les modes série et hybride se fait par des changements d'états des embrayages. Son avantage est la possibilité de fonctionner en mode parallèle pur, évitant les pertes du chemin série. De plus, il a une conception et un contrôle plus simples que le partage de puissance. Son inconvénient est que la vitesse DoF ( Depth of Field ) n'est disponible qu'en mode série. Il est alors plus difficile de faire fonctionner le système dans ses meilleures zones d'efficacité par rapport à la répartition de puissance. En fait, les exigences de vitesse et de couple du véhicule peuvent contraindre le groupe motopropulseur à fonctionner parfois en mode série même lorsqu'il a un rendement relativement faible [21].

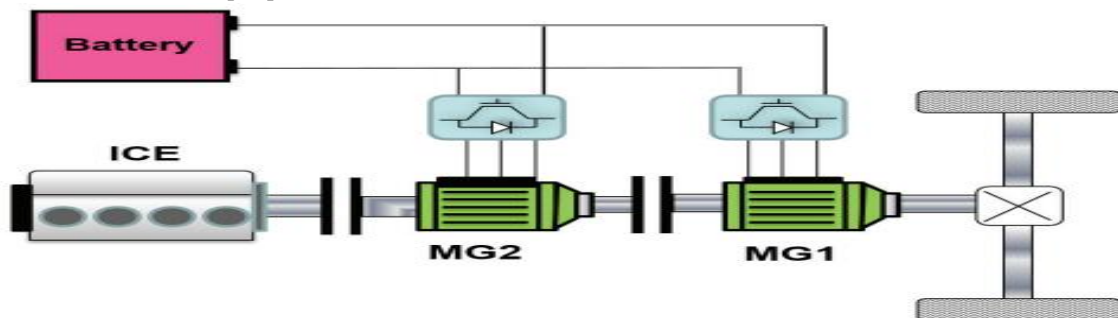


Figure I.11 : Une architecture série-parallèle simple

Il s'agit des quatre grandes catégories d'architectures hybrides existantes. Plusieurs variantes peuvent être créées dans chaque catégorie par l'ajout ou la suppression d'embrayages, d'engrenages ou de boîtes de vitesses, et par le changement d'emplacement des composants.

### I.5 Chaîne de traction d'un VE :

La chaîne de traction électrique est l'ensemble des éléments depuis la source d'énergie jusqu'à la transmission mécanique, qui assurent une puissance électromécanique capable de mouvoir le véhicule. Elle se compose généralement d'un chargeur embarqué, d'une ou de plusieurs sources, de convertisseur d'électronique de puissance, d'un ou plusieurs moteurs électriques et d'un contrôleur. On peut donc décrire la chaîne de traction du véhicule électrique par la Figure I.11 [24].

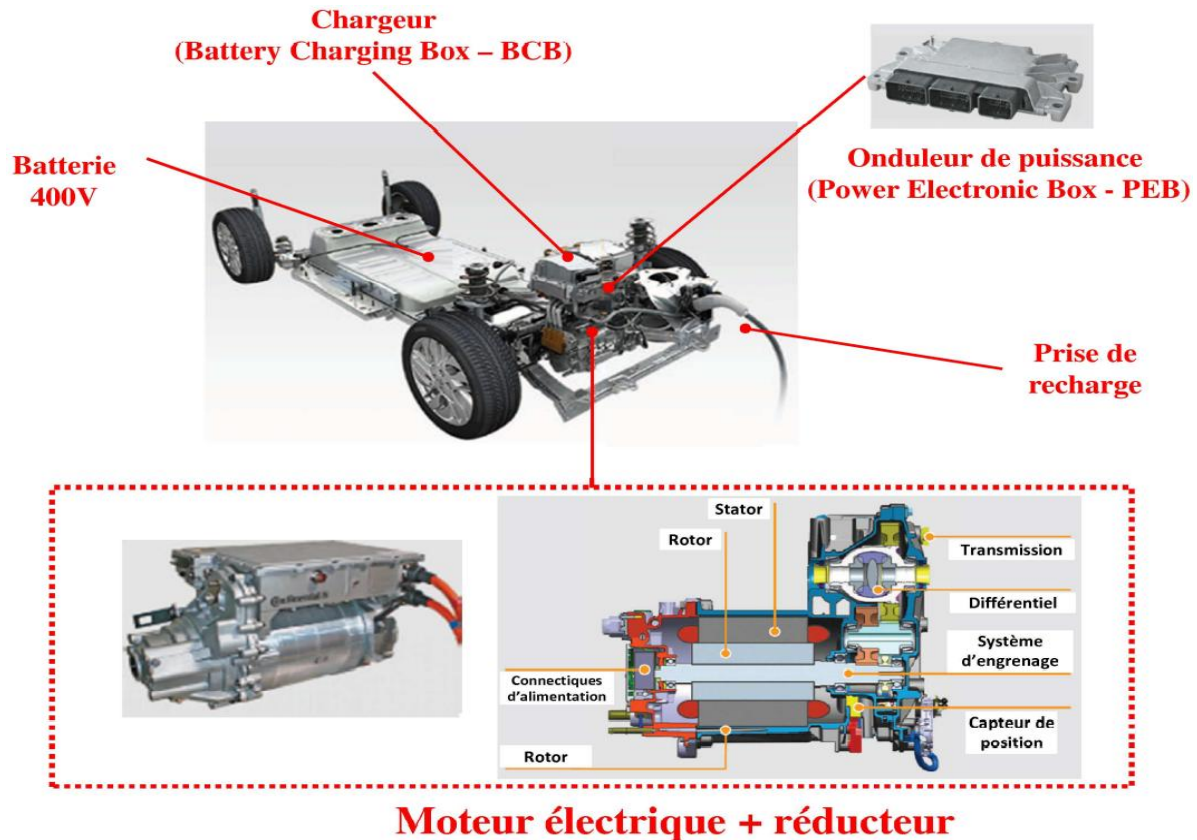


Figure I.12 : Chaîne de traction du véhicule électrique [25].

## I.6 Générateur ou chargeur embarquée :

Organe du système de traction assurant le stockage et l'adaptation de l'énergie. Il est composé d'un système de stockage (batteries, supercondensateurs) et d'un système d'adaptation (convertisseur et /ou transformateur) [26].

### I.6.1 Source d'énergie :

L'utilisation de l'électricité comme source d'énergies pour propulser un véhicule automobile est donc un véritable défi. Concernant le stockage embarqué de l'énergie électrique pour les VE, les accumulateurs électrochimiques offrent actuellement les meilleures performances en termes d'énergie massique ou volumique. Le stockage de l'énergie électrique est le problème majeur du véhicule électrique [27].

#### 1.6.1.1 Définition de la batterie :

Une batterie est un système qui stocke l'énergie électrique sous forme chimique. Elle fonctionne de manière réversible (en courant pas en tension), caractérisée par sa capacité et son énergie massique pour alimenter en permanence le véhicule. L'énergie chimique stockée dans chaque pile est convertie directement en énergie électrique lorsque les bornes de la batterie sont connectées à un consommateur électrique [28]. Pour les applications de transport électriques, la technologie utilisée actuellement est celle des batteries respectant les conditions suivantes :

- Une bonne puissance massique (rapport puissance/poids en W/kg) permettant de bonnes accélérations.
- Une bonne énergie massique (Wh/kg) synonyme d'une bonne autonomie.
- Une tension stable engendrant des performances régulières.
- Une durée de vie élevée, calculée en nombre de cycles de chargement/déchargement.
- Conduisant à une diminution du coût pour l'utilisateur.

- Entretien faible et recyclage facile [29].

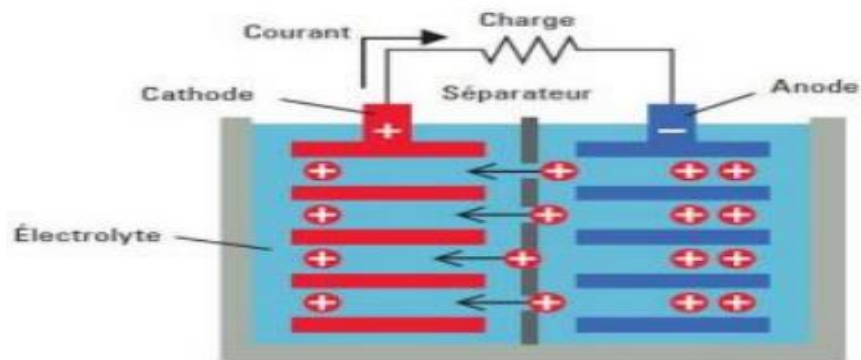


Figure I.13 : Schéma fonctionnel de la batterie [30].

I.6.1.2 Comparaison entre les différentes batteries :

	Plomb	NiCd	NiMH	I-lithium
Densité d'énergie [Wh/L]	75-120	80-150	220-330	220-330
Puissance massique [w/kg]	jusqu'à 700	-	jusqu'à 900	jusqu'à 1500
Nombres de cycles	400-600	2000	1500	500-1000
Autodécharge par mois	0.05	0.002	0.003	0.001
Avantages	Faible cout	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Fiabilité</li> <li>▪ performan ce à froid</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Très bonne densité énergétique</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Excellente énergie et puissance</li> </ul>
Inconvénients	Faible énergie	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Relativem ent basse énergie</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ danger quand la température est élevée</li> </ul>	-

Tableau 1.2 : Comparaison de différentes technologies de batteries de traction [31] [32] [33].

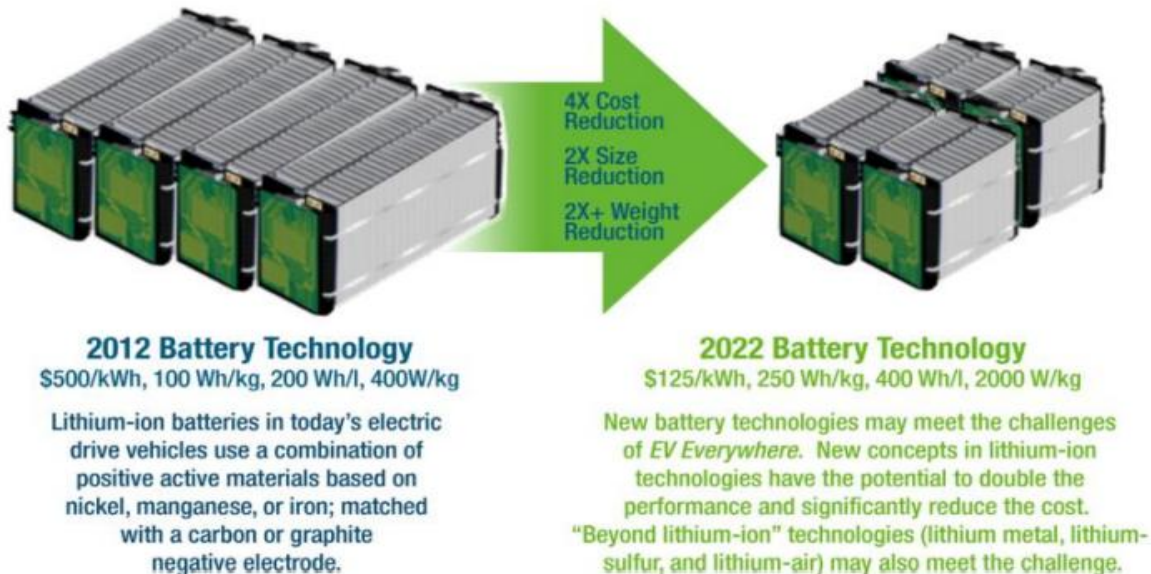


Figure I.14 : Ordres de grandeur de cout, masse, volume et puissance pour la batterie [34].

## I.6.2 Les super-condensateurs :

Sous l'impulsion des besoins du marché des véhicules électriques, il a été développé dans les années 1990 un nouveau type de condensateur à très haute énergie volumique : les condensateurs double couche ou super-condensateurs qui se caractérisent par une faible tension de service (environ 2,5 V) et une très forte capacité (plusieurs farads à quelques milliers de farads). Ils sont capables de fournir des courants élevés sur de petites durées (millisecondes, secondes, ou éventuellement minutes) [35]. Un super condensateur est un condensateur de technologie particulière permettant d'obtenir une densité de puissance et une densité d'énergie intermédiaire entre les batteries et les condensateurs électrolytiques classiques [36]. Ces composants permettent donc de stocker une quantité d'énergie intermédiaire entre ces deux modes de stockage, et de la restituer plus rapidement qu'une batterie [37]. Les super condensateurs stockent l'énergie sous forme électrostatique. Ils sont des systèmes de stockage d'énergie de faible densité d'énergie mais d'une densité de puissance importante. Par conséquent, ils sont utilisés dans les phases transitoires pour fournir les pics de puissance demandés, afin de réduire les sollicitations en courant, de diminuer la taille et d'augmenter la durée de vie de la source principale d'énergie [38].

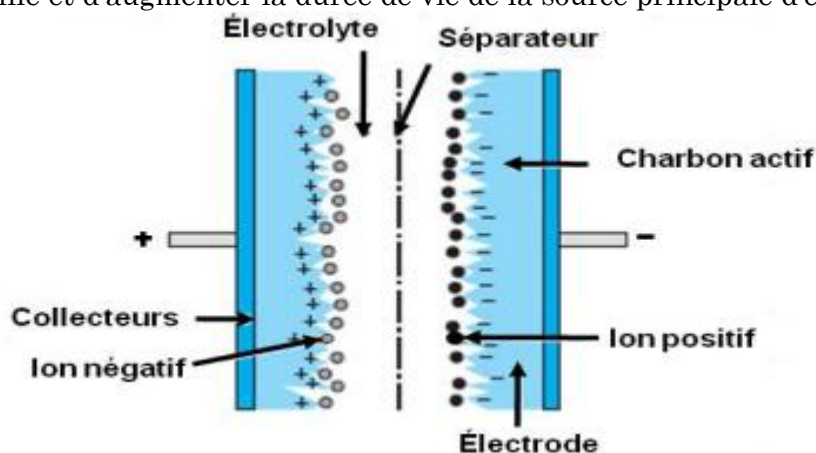


Figure I.15 : Schéma fonctionnel d'un super-condensateur [39].

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

Pour remédier aux problèmes de surdimensionnement des batteries dans les applications des véhicules électriques, les super condensateurs présentent des propriétés très intéressantes, la cinétique du transfert de charge est plus rapide que dans le cas des batteries. Leur durée de vie est de l'ordre de quelques centaines de milliers de cycles de charge/décharge [40].

## 1.7 Bloc Moteur Électrique :

Les différentes technologies de machines électriques dans le domaine automobile sont les machines asynchrones, les machines synchrones à aimants permanents ou les machines synchrones à réluctance variable. Les machines à courant continu sont devenues obsolètes pour cette application avec les progrès de la commande des machines [41]. Selon le type de propulsion, il peut y avoir un ou plusieurs moteurs. De plus, différents types de moteurs peuvent être utilisés pour la propulsion, en fonction de plusieurs paramètres et contraintes du type de propulsion (véhicules lourds ou légers, faible puissance ou forte puissance...etc.) [42]. Mais le développement technologique a contribué à l'amélioration des voitures électriques dans les aspects techniques à l'extrême.



Figure I.16 : Ordres de grandeur de cout, masse, volume, puissance et rendement pour le groupe motopropulseur [34].

### I.7.1 Le moteur électrique d'entrainement :

Les performances globales d'un véhicule électrique dépendent du type de moteur d'entrainement employé. Le véhicule électrique, dès que le conducteur relâche l'accélérateur, les roues motrices renvoient progressivement l'énergie cinétique du véhicule au moteur électrique, qui devient alors une génératrice et recharge les batteries. De manière spécifique, le choix 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 cote du VE (couple élevé).
- ✓ Obtenir une vitesse maximale.
- ✓ Stratégie de pilotage optimisant continuellement la consommation d'énergie.

Ces quelques caractéristiques typiques requises pour les machines utilisées dans les systèmes de propulsion électrique, sont bien illustrées sur la figure I.16 exhibant l'évolution du couple/puissance-vitesse [43].

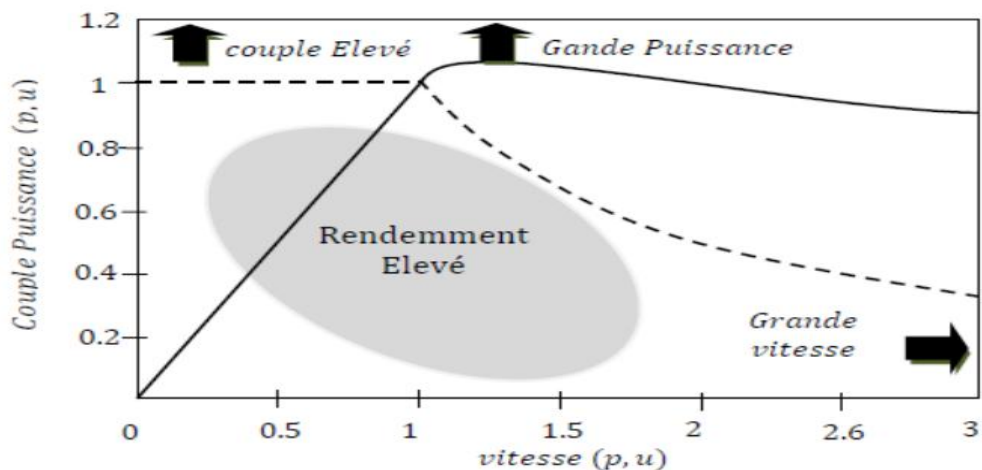


Figure I.17 : Couple/Puissance-Vitesse requises pour VE.

### I.7.2 Moteur à courant continu :

Le moteur à courant continu est un bon choix pour les véhicules électriques car le courant de la batterie est également direct. Historiquement, les entraînements utilisant des moteurs à courant continu ont été employés bien en avant dans les véhicules électriques parce qu'ils offrent un contrôle de vitesse simple. De plus, ce type de moteur dispose d'excellentes caractéristiques pour la propulsion électrique (courbe du couple très favorable à faible vitesse). En revanche, leur fabrication est onéreuse et nécessite l'entretien du système balais-collecteur. Leur vitesse est limitée et ayant une faible puissance massique avoisinant en général, les 0,3 à 0,5 kW/kg ; alors que celle des moteurs à essence est de l'ordre de 0,75 à 1,1 kW/kg. Ce qui les rend moins fiables et non appropriés dans ce domaine d'application [44].

### I.7.3 Moteur asynchrone :

Le moteur asynchrone est formé d'un stator et d'un rotor :

- **Stator** : la partie fixe du moteur. Il comporte trois bobinages (ou enroulements) qui peuvent être couplés en étoile (Y) ou en triangle ( $\Delta$ ) selon le réseau d'alimentation.
- **Rotor** : la partie tournante du moteur. Cylindrique, il porte soit un bobinage (d'ordinaire triphasé comme le stator) accessible par trois bagues et trois balais, soit une cage d'écurie non accessible, à base de barres conductrices en aluminium. Dans les deux cas, le circuit rotorique est mis en court-circuit (par des anneaux ou un rhéostat) [45].

La machine asynchrone, du part sa simplicité de fabrication et d'entretien est actuellement la machine la plus répandue dans le secteur industriel et présente de bien meilleures performances que les autres types de machines. Par ailleurs, ces machines possèdent un couple massique, un rendement et un facteur de puissance plus faible que les machines à aimants [46].

### I.7.4 Moteur synchrone :

Bien que plus délicats à piloter, plus coûteux et peut-être le moins puissant, il devrait être choisi dans les voitures électriques et hybrides [46]. La machine synchrone offre le meilleur rendement en mode générateur et moteur. Le moteur synchrone 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 [47].

Dans cette catégorie, on trouve plusieurs sortes de configurations dont nous citons deux types les plus fréquents :

#### I.7.4.a A aimants permanents :

Ce moteur 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. C'est aussi le moteur la plus populaire pour l'entraînement des véhicules électriques [48].

#### I.7.4.b A réluctance variable :

Le moteur synchrone à réluctance variable gagne l'intérêt des constructeurs car c'est un moteur solide, facile à contrôler, sans balais donc sans usure ou entretien, et pouvant avoir de bonnes performances en termes de couple maximum, de rendement et de facteur de puissance [49]. 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. Le rotor est construit de manière à ce que le rapport entre l'inductance dans l'axe direct et l'axe en

quadrature ( $Ld/Lq$ ) soit le plus important possible. La plage de fonctionnement en vitesse à puissance constante est directement liée à ce rapport. Il en est de même pour le facteur de puissance (plus ce rapport est élevé plus le facteur de puissance est grand). L'obtention d'un rapport ( $Ld/Lq$ ) élevé induit des contraintes au niveau de la fabrication, qui se répercutent négativement sur le coût [50].

Chacun de ces moteurs a des avantages et des inconvénients, mais ce sont essentiellement les notions de coût et de difficulté de la commande qui s'affrontent.

### I.7.5 Avantages et inconvénients des moteurs électriques :

Le tableau I.3 représente les avantages et les inconvénients des différents moteurs électriques [33].

	Avantages	Inconvénients
<b>Moteur à courant continu à excitation séparée</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Commande par un seul hacheur de puissance sur l'induit et un hacheur de faible puissance pour la commande du courant d'excitation.</li> <li>▪ Défuxage facile.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Prix du moteur élevé.</li> <li>▪ Le procédé de fabrication est difficile à automatiser.</li> <li>▪ Puissance massique relativement faible.</li> </ul>
<b>Moteurs à courant continu à aimant permanent</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Commande avec un seul hacheur.</li> <li>▪ Freinage relativement simple à mettre en œuvre. ^</li> <li>▪ Excellent rendement.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Prix élevé.</li> <li>▪ Défuxage difficile.</li> </ul>
<b>Moteurs asynchrones</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Puissance massique élevée.</li> <li>▪ Rendement acceptable.</li> <li>▪ Moteur robuste.</li> <li>▪ Défuxage automatique.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Electronique relativement chère.</li> <li>▪ Tension d'alimentation élevée</li> <li>▪ pour faciliter la fabrication du moteur.</li> </ul>
<b>Moteurs synchrones</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Alimentation simple et moins chère.</li> <li>▪ Défuxage facile.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Technologie peu courante.</li> <li>▪ Fragilité du système bagues balais.</li> </ul>

### I.8 Contrôle électronique :

La traction électrique pour les véhicules électriques est réalisée par un élément contrôlant l'énergie transférée de la batterie vers le moteur. Celui-ci permet une optimisation au niveau de la batterie et du moteur et de faire en permanence un autodiagnostic. Il gère tous les ordres du conducteur en fonction des capacités de la voiture électrique. C'est la raison pour laquelle il reçoit une quantité d'informations telles que la température, la vitesse de rotation, et les courants électriques. Cela lui permet, d'une part, d'effectuer un bilan sur l'état du véhicule, et d'autre part, d'ajuster les différentes commandes appliquées au moteur électrique afin de gérer au mieux la consommation d'énergie [51].

## I.9 Convertisseur d'énergie électrique :

L'électronique de puissance est utilisée pour convertir l'énergie électrique et gérer le flux d'énergie dans le véhicule. Suivant l'utilisation de machine à courant continu ou à courant alternatif, les convertisseurs d'énergie devront être différents. La nature de la source d'énergie est de type continu [52]. De ce fait on pourra trouver à bord des véhicules :

- Des convertisseurs de courant alternatif en courant continu (AC-DC), on l'appelle redresseurs.
- Des convertisseurs de courant continu en courant continu (DC-DC), on l'appelle hacheurs.
- Des convertisseurs de courant continu en courant alternatif (DC-AC), on l'appelle onduleurs.

## I.10 Différentes configurations de véhicules électriques :

### I.10.1 Véhicule électrique monomoteur :

Les véhicules électriques monomoteurs n'ont qu'une seule chaîne de traction. La figure 1.18.

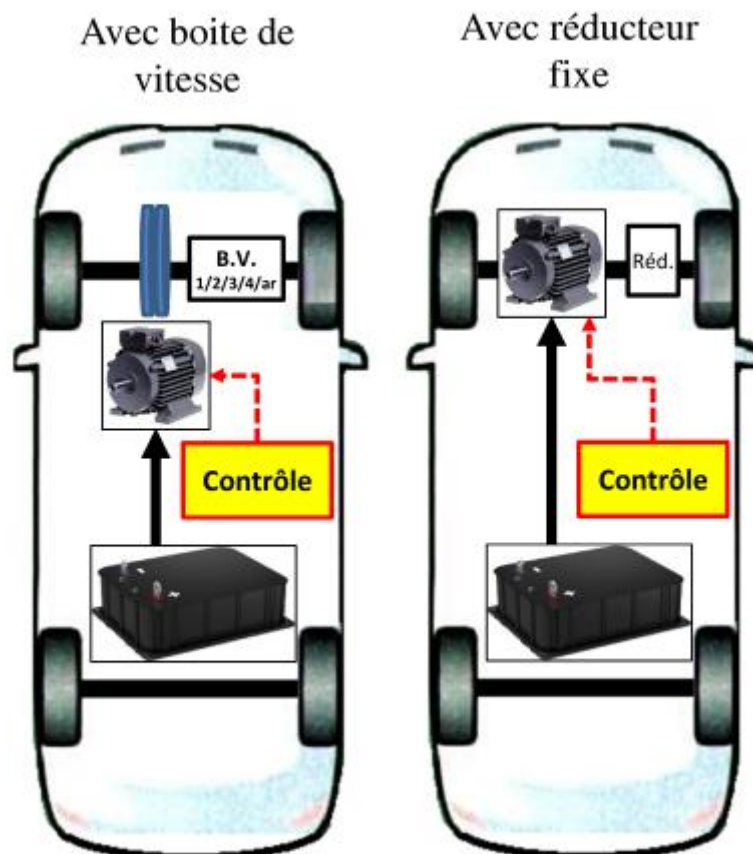


Figure I.18 : Exemples schématiques de motorisations mono-motrices.

### 1.10.2 Véhicule électrique multi-moteurs :

Les véhicules électriques multi moteurs ont plusieurs chaînes de traction indépendante. Il semble a priori intéressantes et peuvent rouler de manière autonome. Les roues éliminent les composants mécaniques tels que les boîtes de vitesses, les embrayages et les différentiels mécaniques [53] [54].

Nous pouvons donc réaliser des véhicules à deux roues motrices ou encore à quatre roues motrices avec la figure I.18 :

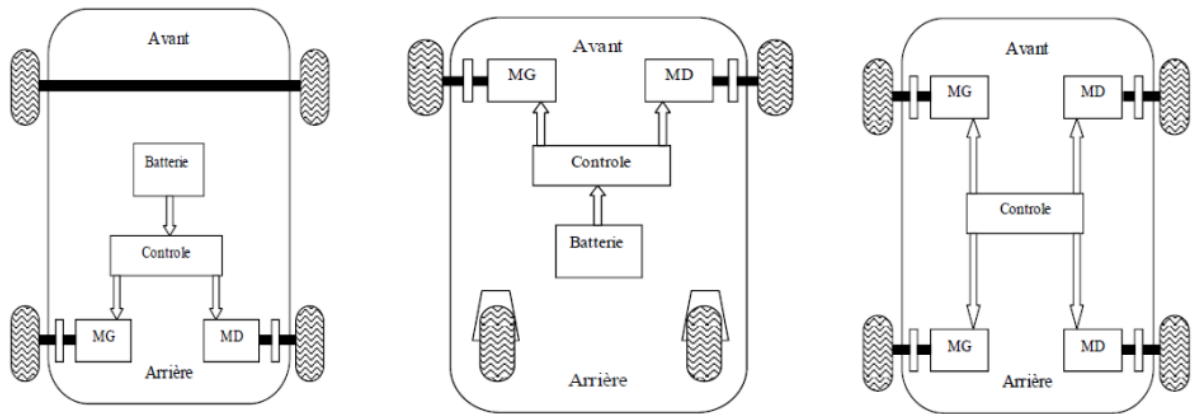


Figure I.19 : Exemples schématiques de motorisations multi-moteurs [55].

## I.11 Avantages et inconvénient des véhicules électriques :

### I.11.1 Avantages du VE :

Les véhicules électriques présentent plusieurs avantages qui permettront à terme de faire la distinction entre les véhicules électriques, les véhicules thermiques et les caractéristiques de VE :

- ❖ Le principal avantage est qu'il ne repose pas sur le pétrole.
- ❖ Même en hiver, le départ est toujours un quart de tour (Le démarrage est très rapide).
- ❖ Le rendement des moteurs électriques est 3 fois supérieur à celle des moteurs thermique.
- ❖ Possibilité de parcourir plusieurs kilomètres.
- ❖ Chargement de la batterie pendant la phase de décélération.
- ❖ Aucune consommation au ralenti [56].
- ❖ L'agrément de conduite
  - Le moteur ne cale jamais (absence d'embrayage)
  - Le moteur est parfaitement silencieux [43].
- ❖ Le coût de recharge est inférieur au coût du carburant

On estime que le coût moyen du kWh est de 0,25 €. Pour parcourir 100 kilomètres, un moteur électrique consomme environ 10 kWh, soit un montant de 2,5 €. Pour la même distance, un véhicule essence consommera 5 litres. Sur la base d'un coût au litre de 1,5 €, cela représente un total de 7,5 €. En moyenne, le coût de recharge d'un véhicule électrique est donc trois fois moins cher que le coût lié à l'achat de carburant.

- ❖ Les dépenses d'entretien sont réduites

Un moteur thermique comporte beaucoup plus de pièces qu'un moteur électrique. Moins complexe, celui-ci nécessite d'autant moins d'entretien qu'il n'a pas besoin d'être vidangé, par exemple. Les frais d'entretien d'un véhicule électrique sont donc nettement moins élevés que ceux d'un véhicule essence ou diesel [57].

### I.11.2 Inconvénients du VE :

- ❖ L'autonomie limitée.
- ❖ Le prix à l'achat.
- ❖ Le manque d'infrastructure de recharge.
- ❖ Le coût des batteries.
- ❖ L'impact des batteries sur l'environnement (production, recyclages...etc.).
- ❖ L'absence de bruit qui peut surprendre les autres usagers de la rue.
- ❖ L'augmentation probable du prix de l'électricité.
- ❖ L'offre encore réduite de véhicules [58].

### I.12 Chronologie de véhicule électrique avec quelques modèles :

Tous les principaux fabricants des véhicules produisent des VE, dont beaucoup sont Disponibles pour la vente ou à la location publique. Nombreux prototypes tels que GM EV1, Ford Think City, Toyota RAV4, Nissan Hypermini et Peugeot 106 E, sont jusqu'à Récemment disponibles [45].

Ces VE utilisent des moteurs à induction ,à courant ou des moteurs synchrones à aimants permanents ainsi que des batteries au plomb Le tableau suivant ainsi que présentent les composants principaux de Traction ainsi que quelque caractéristique pour des exemples de VE [51].

### I.13 Caractéristiques des composants pour quelques véhicules électriques :

Type	Moteur	Batterie	Autonomie Consommation
<b>Clio Electrique</b>	MCC, 21.7 kW maximum, Ventilé, 16kW permanents	NiCd, 114 C. 11.4 kWh	90 km urbains, 95 km/h maximum
<b>Peugeot 106 Electric</b>	MCC excitation séparée, Ventilé, 20 kW maximum, 11kW permanents, 6700 tr/min maximum	NiCd, 120 V 12 kWh	80km urbains 90 km/h maximum
<b>BMW EI</b>	Synchrone AP , 32 kW, 150 N .m , 8000 tr/min maximum	NaNiCl, 180 V 21.6 kWh	160 km 120 km/h maximum
<b>General Motors EVI</b>	Asynchrone à cage, Refroidià l'eau,100 kW à 6500 tr/min, 60 kW à13000 tr/min (vitesse maximum)	Pb-acide, 16.8 kWh	110 km urbains 140 km route
<b>Honda EV plus</b>	Synchrone PA, 275 N.m à 1700 tr/min, 49 kW continus De 1700 à 8700 tr/min	NiMH, 288 V	160 km à 80% De profondeur De décharge
<b>Chevrolet S10 Pickup</b>	Asynchrone à cage, 85 Kw	Pb-acide,321 V, 16.2 kWh	60 km urbains, 95 km route
<b>Citroën Berlingo</b>	MCC, 28 Kw	NiCd, 162 V ,25 kWh	280 km urbains

Tableau I.4 : caractéristique des composants pour quelques VE [59].

### I.14 Modélisation dynamique du véhicule :

Dans le but d'étudier la commande du véhicule, il est nécessaire de disposer d'un modèle qui rend compte de la dynamique du véhicule à partir des efforts de traction développés par ses actionneurs et des forces de résistance au déplacement. Ainsi, cette section a pour objectif ; la modélisation de la dynamique du véhicule. Ce dernier est un système intrinsèquement non linéaire de par sa cinématique et ses caractéristiques dynamiques comme les éventuels glissements sur la chaussée, les fluctuations d'adhérence sur la route, le comportement des pneus ou encore l'inertie inhérente à tout système mécanique. Tous ces phénomènes sont complexes et difficiles à appréhender. La commande d'un tel système est donc un problème qui, pour être résolu de façon satisfaisante, doit prendre ces non-linéarités en considération. Dans un premier temps, nous décrivons les différentes contraintes dynamiques sur le véhicule qui détermine les limites à ne pas dépasser. Ces contraintes ont donc une influence sur les trajectoires autorisées pour le véhicule [60].

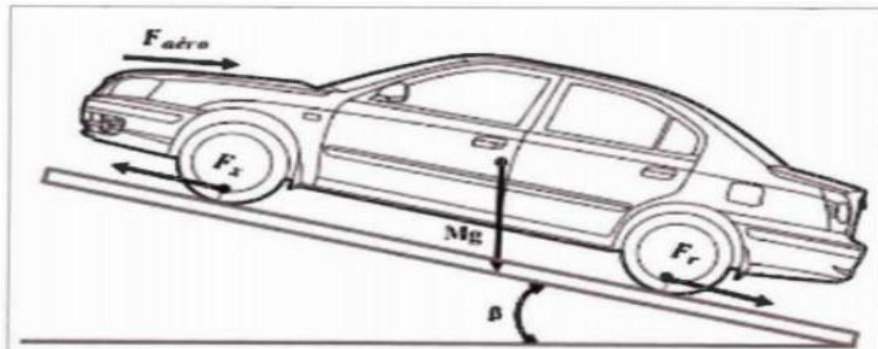


Figure I.20 : Schéma illustrant les différentes forces longitudinales agissant sur un véhicule en mouvement sur une route inclinée [61].

Ce modèle représente les aspects mécaniques du véhicule électrique, tels qu'exprimés dans l'équation (I.1) [62]

$$\sum \mathbf{F} = \mathbf{F}_x - \mathbf{F}_{\text{aéro}} - \mathbf{F}_r - \mathbf{F}_{\text{pente}} \quad (\text{I.1})$$

Avec

$\mathbf{F}_x$  : La force longitudinale,

$\mathbf{F}_{\text{aéro}}$  : La force aérodynamique

$\mathbf{F}_r$  : La force de résistance au roulement

$\mathbf{F}_{\text{pente}}$  : La dynamique de la route

Les différents composants de ces forces seront détaillés dans les paragraphes suivants ;

#### I.14.1 La force aérodynamique :

La force aérodynamique est la force exercée par l'air selon l'axe du mouvement sur le véhicule. Elle est proportionnelle à la masse volumique de l'air ( $\rho$ ) exprimée en  $\text{kg}/\text{m}^3$ , à la surface frontale du véhicule ( $A$ ) exprimée en  $\text{m}^2$ , au coefficient de la traînée du véhicule ( $C_d$ ) et au carré de la vitesse du véhicule  $v$  (voir l'équation (I.1)). La masse volumique dépend de la pression et de la température atmosphérique.

$$\mathbf{F}_{\text{aéro}} = \frac{1}{2} \rho A C_d v^2 \quad (\text{I.2})$$

### I.14.2 La force de résistance au roulement :

La force de résistance au roulement est la résistance du véhicule, due au contact des roues avec la chaussée. Elle peut varier en fonction de plusieurs paramètres : la vitesse du véhicule, la pression des roues, l'état et le type de la chaussée (sèche, humide, sablée, etc.). Dans le cas simplifié du modèle, la force de résistance au roulement s'écrit comme suit dans l'équation : [63]

$$\mathbf{F}_r = \mu m g \cos(\beta) \quad (\text{I.3})$$

Avec :

$\mu$ : Le coefficient de résistance au roulement,

$g$ : L'accélération de la gravité exprimée en ( $m/s^2$ ),

$m$ : La masse totale du véhicule exprimée en (kg),

$\beta$ : L'angle de la pente exprimée en (rad),

### I.14.3 La force de la dynamique de la route :

La force de la dynamique de la route est la force de gravité obtenue quand le véhicule circule sur une route non horizontale [64] :

$$\mathbf{F}_{\text{pente}} = m g \sin(\beta) \quad (\text{I.4})$$

$$\mathbf{F}_{\text{rés}} = \mathbf{F}_{\text{pente}} + \mathbf{F}_{\text{aéro}} + \mathbf{F}_r \quad (\text{I.5})$$

En appliquant le principe fondamental de la dynamique longitudinale d'un véhicule en mouvement (comme dans la Figure (7)), on obtient les équations suivantes :

$$m\dot{V} = F_x - F_{\text{rés}} \quad (\text{I.6})$$

$$m\dot{V} = F_x - \frac{1}{2} \rho A C_d V^2 - \mu m g \cos(\beta) - m g \sin(\beta) \quad (\text{I.7})$$

$$P_m(k) = m\dot{V} V + \left[ \frac{1}{2} \rho A C_d V^2 \right] V + [\mu m g \cos(\beta)] V + [m g \sin(\beta)] V \quad (\text{I.8})$$

Admettant que le couple moteur est totalement transmis aux roues, le modèle longitudinal du véhicule est défini par l'équation (I.7) et la puissance mécanique correspondante est traduite par l'équation (I.8) à l'instant  $t$  :

$$P_m = F_x V \quad (\text{I.9})$$

La relation entre le couple au niveau des roues, qui provient du groupe motopropulseur et de la force motrice du pneumatique, est donnée par :

$$C = F_x \frac{R_{\text{roue}}}{i} \quad (\text{I.10})$$

$C$  : le couple du groupe motopropulseur exprimée en (N.m).

$i$  : rapport de transmission.

I.15.1 Partie de simulation :

I.15.1 Les résultats de simulation :

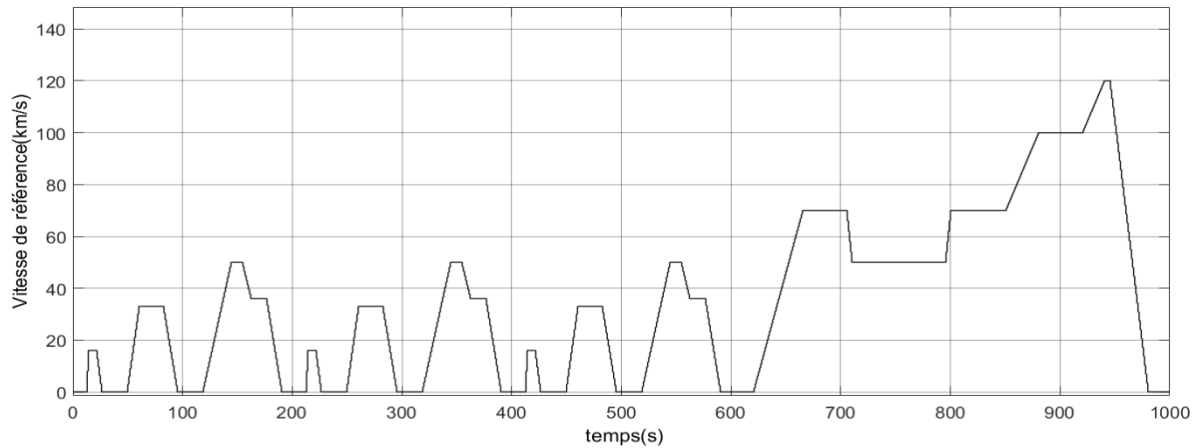


Figure I.21 : représente le cycle de conduite européen pour l'optimisation de la conception d'un véhicule hybride et de son algorithme de contrôle.

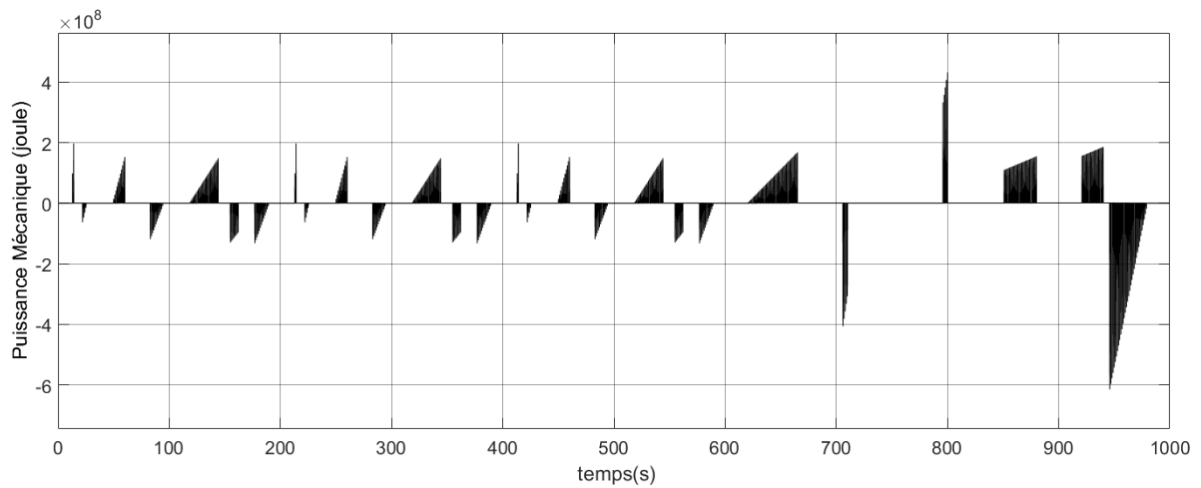


Figure I.22 : résultat de la modélisation dynamique d'un véhicule électrique.

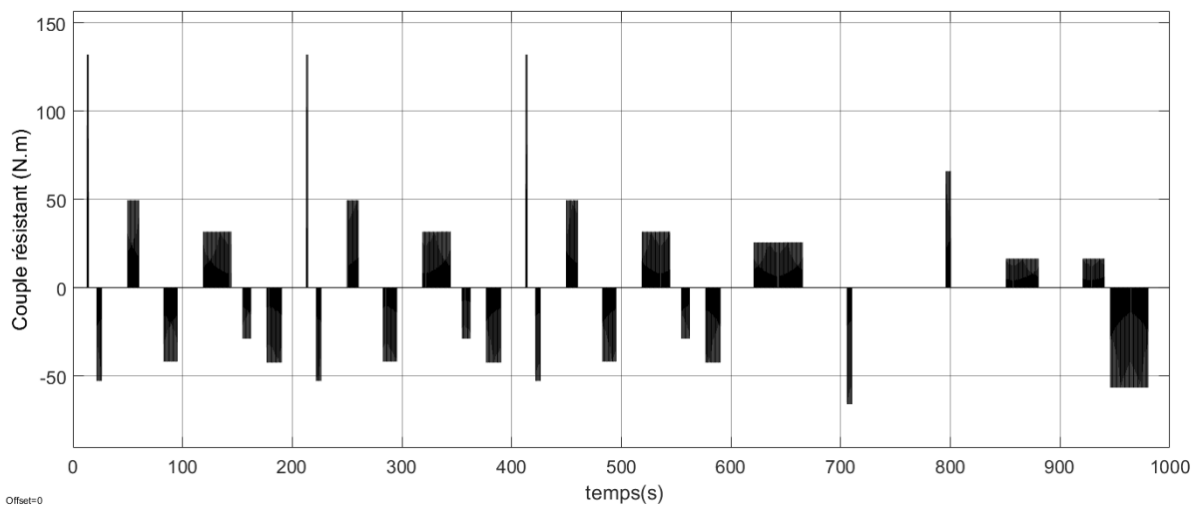


Figure I.23 : couple résistant du véhicule électrique.

Paramètre	Valeur
Coefficient de frottement aérodynamique $C_d$	0,25
Coefficient de résistance des roues au roulement $\mu$	0,015
Masse du châssis du véhicule m	1540 kg
Surface frontale A	1.8 m <sup>2</sup>
Rayon de roue de voiture R	0.3 m
la masse volumique de l'air ( $\rho$ )	0,23 kg/m <sup>3</sup>

Tableau I.5 Caractéristiques du véhicule [65].

### I.15.2 Interprétation des résultats :

Pour la figure I.21 ce cycle de conduite représente Le cycle ECE15 et son extension extra-urbaine EUDC L'ensemble appelé NEDC est actuellement utilisée en Europe et dans certains pays (Pologne, Russie, Turquie, Arabie Saoudite, Chine, Hong Kong, Inde, Singapour, etc.). Le cycle urbain a été construit à partir de mesures de cinématiques de véhicules circulant à Paris, en 1962. Les rapports de boîte de vitesse sont imposés aux paliers de vitesse.

Pour la figure I.22 elle représente la puissance de véhicule en fonction de son paramètres mécanique et d'après l'étude mécanique on constate que le paramètre le plus influant à la puissance est la masse de la machine m (kg).

On remarque que la puissance oscille en générale entre 2 et  $-2 \times 10^7$  W avec des augmentation instantané de 4 et  $6 \times 10^7$  W due au variation instantané de vitesse.

Par rapport à la figure I.23, elle représente le couple résistant de notre modèle du véhicule avec notre paramètre. En réalité le couple résistant engendré par cette véhicule est plus grand (en méga N.m et un peu plus inférieure à la puissance de véhicule), Mais dû au développement technologique et spécialement avec le domaine mécanique les scientifique peuvent développer des techniques et des diapositives qui peut réduire le couple résistant pour que la machine électrique puisse se déplacer et propulser la voiture, dans ce cas c'est la constante mécanique qui est responsable de cette fonction.

On remarque que le couple résistant oscille en générale entre 50 et -50 Nm avec des chutes de couple aller jusqu'à 130 Nm, On note aussi que ce couple représente l'image de la puissance de la véhicule.

## **I.16.Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons présenté un état de l'art sur les véhicules électriques. Nous avons fourni un bref historique .Puis, nous avons classé les VEs selon leurs types en insistant sur les différentes technologies disponibles. Ensuite, nous avons présenté la chaîne de traction et abordé ses différents organes de base (motorisation, Générateur ou chargeur embarquée, contrôle électronique, convertisseur d'énergie électrique), et nous avons cités les avantages et les inconvénients des VEs en fonction de la technologie actuelle. Finalement, on a fait la modélisation dynamique de la VE avec la simulation.

Les fruits de chapitre sont en générale tout les idées qui sont expliqué les véhicules électriques en plus sa modélisation qui nous a donné la puissance et le couple résistant en fonction du cycle de conduite européen (utilisé pour l'optimisation des véhicules électriques).

Le chapitre suivant parlera en détail du moteur asynchrone et de son efficacité, nous devons donc prendre en compte le couple résistant que nous avons atteint dans cette étude et essayer de trouver le moteur approprié pouvant supporter ce couple dans le régime permanent.

Chapitre II :

Modélisation  
et simulation  
de la  
machine  
asynchrone

II.1 Introduction :

L'utilisation des machines asynchrones dans la variation de vitesse est très ancienne. Cependant elles ont été longtemps écartées sur le plan industriel au profit des machines à courant continu et des machines synchrones. Grâce à l'évolution des microprocesseurs, la complexité de contrôle des machines à induction n'est plus un obstacle à son utilisation dans la variation de vitesse.

La machine asynchrone a longtemps été fortement concurrencée par la machine synchrone dans les domaines de forte puissance, jusqu'à l'avènement de l'électronique de puissance [66].

Actuellement ce type de machines associé à des commandes complexes commence à être répandu sur le marché, vu leur robustesse et leur faible coût de fabrication.

De plus les recherches sur la commande vectorielle, avec et sans capteur, occupent une part de plus en plus importante des publications [67].

De nombreuses méthodes de commande des processus utilisent le principe du retour d'état (commande optimale, découplage, placement de pôles, . . .). Comme dans la plupart des cas, les seules grandeurs accessibles du système sont les variables d'entrée et de sortie, il est nécessaire, à partir de ces informations, de reconstruire l'état du modèle choisi pour élaborer la commande. Un reconstituteur d'état ou estimateur est un algorithme prélevant les entrées et les sorties du processus réel et délivrant une estimation de l'état de ce processus [68].

Le tableau II.1 présente les différents moteurs par rapport aux critères importants demandés par l'automobile [69].

	Machine à courant continu	Machine synchrone Bobinée	Machine à aimants	Machine à réluctance	Machine Asynchrone
Compacité	-	+	++	+	-
Pertes à basse vitesse	-	+	++	+	-
Pertes à haute vitesse	+	++	-	++	++
Acoustique	+	+	+	-	+
Fiabilité	-	+	++	++	++
Maturité industrielle pour la traction automobile	++	+	++	-	+
Simplicité de fabrication	-	-	+	++	++
Coût	-	+	-	++	++

*“Pour notre étude on a choisit le moteur asynchrone. Du fait de sa simplicité de construction, d'utilisation et d'entretien, de sa robustesse et sont faible coût d'achat de fabrication”.*

## II.2 La machine asynchrone :

### II.2.1 Définition :

Une machine asynchrone est une machine à courant alternatif dont la vitesse du rotor et la vitesse du champ magnétique tournant ne sont pas égales. Le rotor est toujours en retard par rapport à la vitesse du champ statorique. La machine asynchrone est dite machine à induction car l'énergie transférée du stator au rotor ou inversement se fait par induction électromagnétique [70]. Une machine à induction est une machine asynchrone dont le circuit magnétique est associé à deux, ou plus de deux, circuits électriques se déplaçant l'un par rapport à l'autre et dans lequel l'énergie est transférée de la partie fixe à la partie mobile, ou inversement, par induction électromagnétique. Cependant, la seule machine asynchrone qui ait une importance pratique est la machine à induction [71].

### II.2.2 Constitution de la MAS à cage d'écureuil :

Généralement les machines tournantes sans tout constituées d'une partie fixe et d'une partie tournante. Les machines asynchrones triphasées à cage peuvent décomposer, du point de vue mécanique, en trois parties distinctes :

- Le stator : partie fixe de la machine où est connectée l'alimentation électrique
- Le rotor : partie tournant qui permet de mettre en rotation la charge mécanique.
- Les paliers : partie mécanique qui permet la mise en rotation de l'arbre de moteur [72].

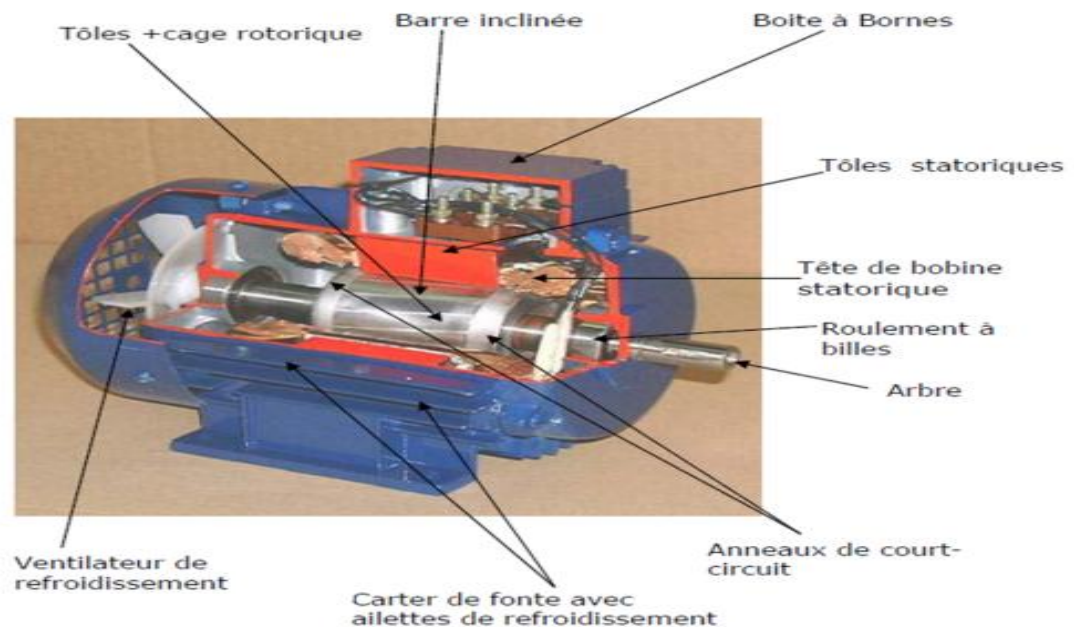


Figure II.1 : Eléments de constitution d'une MAS à cage d'écureuil.

#### II.2.2.1 LE STATOR :

Le stator de la machine asynchrone est constitué de tôles d'acier dans lesquelles sont placés les bobinages statoriques (Figure II.2). Ces tôles sont pour les petites machines, découpées en une seule pièce alors qu'elles sont pour les machines de puissance plus importante, découpées par sections. Elles sont habituellement recouvertes de vernis pour limiter l'effet des courants de Foucault. Au final, elles sont assemblées les unes aux autres à l'aide de boulons ou de soudures pour former le circuit magnétique statorique [66].

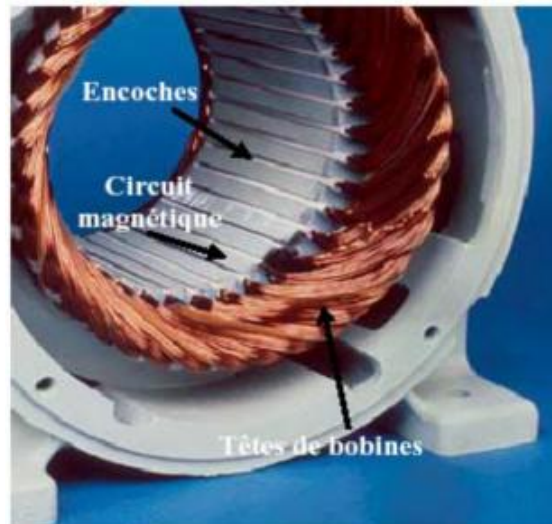


Figure II.2 : Photo du stator d'une machine asynchrone.

### II.2.2.2 LE ROTOR :

Le circuit magnétique du rotor est constitué d'un assemblage de tôles ferromagnétiques rainurées. Dans les petits moteurs, les tôles sont découpées dans une seule pièce et assemblées sur un arbre. Dans les plus gros moteurs, chaque lamination est constituée de plusieurs sections montées sur un noyau. On trouve deux types de rotor : bobiné ou à cage d'écureuil.

La grande majorité des moteurs sont à cages. Dans chaque encoche rotorique est placée une barre (Figure II.3). Ces barres sont en cuivre pour les moteurs de forte puissance, et en alliage d'aluminium pour les machines de faible et moyenne puissance. Elles sont réunies à chaque extrémité du rotor par des anneaux réalisant le court-circuit. L'enroulement rotorique ainsi réalisé n'est pas accessible à partir du stator [73].



Figure II.3 : Cage d'écureuil et vue d'un rotor à cage d'écureuil.

### II.2.2.3 Les paliers :

Les paliers, qui permettent de supporter et de mettre en rotation l'arbre rotorique, sont constitués de flasques et de roulements à billes insérés à chaud sur l'arbre. Les flasques, moulés en fonte, sont fixés sur le carter statorique grâce à des boulons ou des tiges de serrage [74],

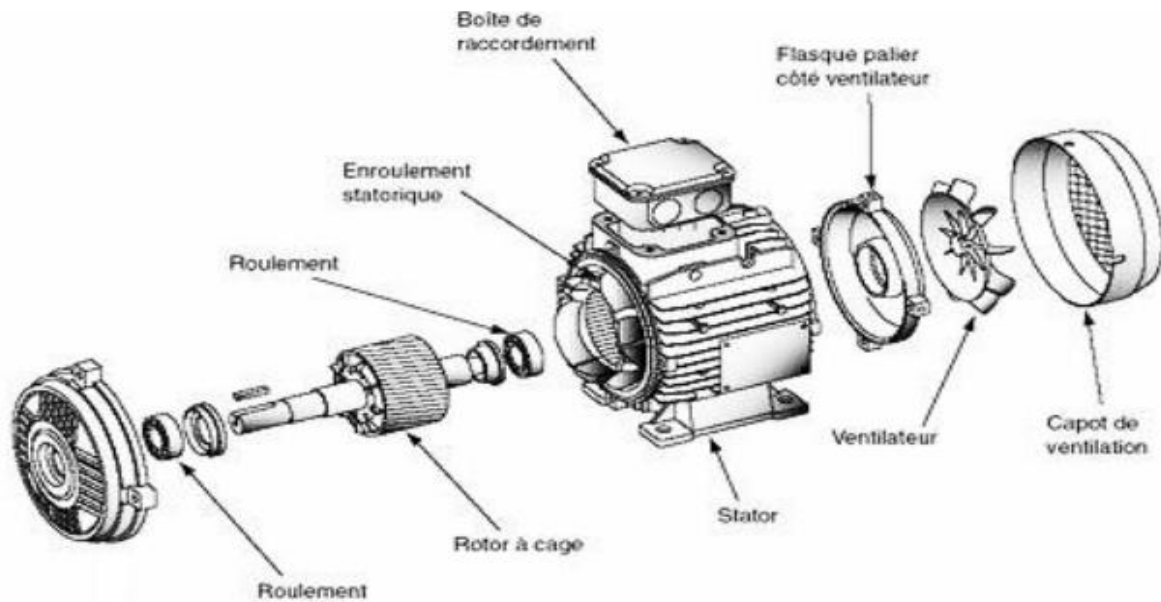


Figure II.4 : Schéma désignant les éléments constituant une machine asynchrone.

### II.3 Modélisation de la machine asynchrone :

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

- Les équations électriques ;
- Les équations magnétiques ;
- Les équations mécaniques ;

**II.3.1 Equations électriques :** Les équations de tension des trois phases statoriques et des trois phases rotoriques sont : [70]

Pour le stator

$$\begin{aligned}
 V_{sa} &= R_s i_{sa} + \frac{d}{dt} \varphi_{sa} \\
 V_{sb} &= R_s i_{sb} + \frac{d}{dt} \varphi_{sb} \rightarrow \\
 V_{sc} &= R_s i_{sc} + \frac{d}{dt} \varphi_{sc}
 \end{aligned}
 \rightarrow
 \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix}$$

$$[V_{sabc}] = R_s [i_{sabc}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{sabc}] \tag{II.1}$$

Pour le rotor

$$\begin{aligned}
 V_{ra} &= R_r i_{ra} + \frac{d}{dt} \varphi_{ra} \\
 V_{rb} &= R_r i_{rb} + \frac{d}{dt} \varphi_{rb} \rightarrow \\
 V_{rc} &= R_r i_{rc} + \frac{d}{dt} \varphi_{rc}
 \end{aligned}
 \rightarrow
 \begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$[V_{rabc}] = R_r [i_{rabc}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{rabc}] = 0 \tag{II.2}$$

$V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}$  : Les tensions appliquées aux trois phases statoriques.

$V_{ra}, V_{rb}, V_{rc}$  : Les tensions appliquées aux trois phases rotoriques.

$i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}$  : Les courants qui traversent les trois phases statoriques.

$i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}$  : Les courants qui traversent les trois phases rotoriques.

$\Phi_{sa}, \Phi_{sb}, \Phi_{sc}$ : Les flux totaux à travers ces enroulements.

$\Phi_{ra}, \Phi_{rb}, \Phi_{rc}$ : Les flux totaux à travers ces enroulements.

$R_s$  : Résistance d'une phase statorique.

$R_r$  : Résistance d'une phase rotorique.

### II.3.2. Equation magnétiques :

Les relations entre les flux et les courants s'écrivent sous forme matricielle comme suit :

[75]

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \\ \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{sa} & M_s & M_s & M_1 & M_3 & M_2 \\ M_s & I_{sb} & M_s & M_2 & M_1 & M_3 \\ M_s & M_s & I_{sc} & M_3 & M_2 & M_1 \\ M_1 & M_2 & M_3 & I_{ra} & M_r & M_r \\ M_3 & M_1 & M_2 & M_r & I_{rb} & M_r \\ M_2 & M_3 & M_1 & M_r & M_r & I_{rc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \rightarrow \begin{bmatrix} \Phi_s \\ \Phi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_{sr} \\ M_{rs} & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sabc} \\ i_{rabc} \end{bmatrix}$$

(II.3)

Pour l'écriture condensée, on met :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} I_{sa} & M_s & M_s \\ M_s & I_{sb} & M_s \\ M_s & M_s & I_{sc} \end{bmatrix} ; [M_{sr}] = [M_{rs}]^t = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} ;$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} I_{ra} & M_r & M_r \\ M_r & I_{rb} & M_r \\ M_r & M_r & I_{rc} \end{bmatrix} ; \begin{matrix} M_1 = M_{sr} \cos(\theta) \\ M_2 = M_{sr} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ M_3 = M_{sr} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \end{matrix} ;$$

- $I_s$  : L'inductance propre d'une phase statorique.
- $I_r$  : L'inductance propre d'une phase rotorique.
- $M_s$  : L'inductance mutuelle entre phase statorique.
- $M_r$  : L'inductance mutuelle entre phase rotorique.

On remplace (II.3) dans les équations (II.1) et (II.2) :

$$[V_{sabc}] = R_s [i_{sabc}] + \frac{d}{dt} [L_s i_{sabc} + M_{sr} i_{rabc}] \quad (II.4)$$

$$[V_{rabc}] = R_r [i_{rabc}] + \frac{d}{dt} [L_r i_{rabc} + M_{rs} i_{sabc}] \quad (II.5)$$

### II.3.3 Equations mécaniques :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f\Omega \tag{II.6}$$

$$C_{em} = P[i_{sabc}]^t \frac{d}{d\theta} ([M_{sr}][i_{sabc}]) \tag{II.7}$$

Les équations précédentes sont difficiles à résoudre puisque :

- L'ordre du système est élevé ;
- La matrice d'inductance est en fonction du temps.

Pour réduire l'ordre du système et fait rendre les équations indépendantes du temps en introduit la transformation de Park [76].

### II.3.4 Transformation de PARK :

La transformation de Park a pour but de traiter une large gamme de machines de façon unifiée en le ramenant à un modèle unique, cette conversion est appelée souvent transformation des axes, cette transformation représente la projection des trois phases des enroulement (a,b,c) de la machine sur un repère à deux enroulement biphasé orthogonal (d,q,o), les enroulements équivalents du point de vue électrique et magnétique. En plus des simplifications considérées dans la modélisation, La machine est supposée électriquement et magnétiquement équilibrée [77].

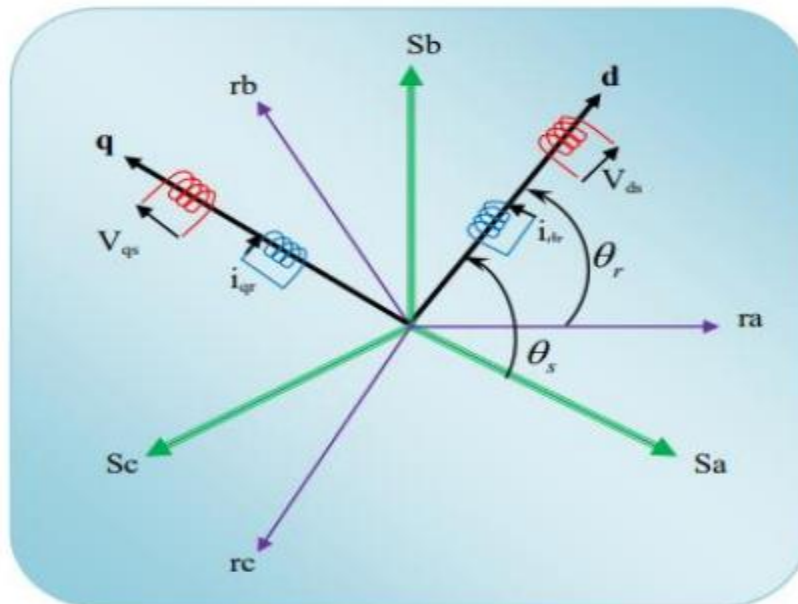


Figure II .5 : Représentation du passage d'un système triphasé à celui biphasé [70]  
 Dans la théorie de Park, on utilise la transformation unique pour les courants, tensions et flux.

$$[X_d X_q X_o]^t = [P(\theta)]^{-1} [X_a X_b X_c]^t \tag{II.8}$$

X : peut-être une tension, un courant ou un flux.

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

### II.3.5 Application de la transformation de PARK à la machine asynchrone :

#### II.3.5.1 Équations électriques :

Dans le repère de Park (d, q) la MAS tourne à la vitesse angulaire  $\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$  ,

les équations (II.1) et (II.2) s'écrivent [68] :

Dans le stator	Dans le rotor
$\begin{aligned} V_{ds} &= R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_s \phi_{qs} \\ V_{qs} &= R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_s \phi_{ds} \end{aligned} \quad (II.9)$	$\begin{aligned} V_{dr} &= R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega) \phi_{qr} = 0 \\ V_{qr} &= R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega) \phi_{dr} = 0 \end{aligned} \quad (II.10)$

#### II.3.5.2 Equations magnétiques :

Dans le stator	Dans le rotor
$\begin{aligned} \phi_{ds} &= L_s i_{sd} + M i_{dr} \\ \phi_{qs} &= L_s i_{sq} + M i_{qr} \end{aligned} \quad (II.11)$	$\begin{aligned} \phi_{dr} &= L_r i_{rd} + M i_{ds} \\ \phi_{qr} &= L_r i_{rq} + M i_{qs} \end{aligned} \quad (II.12)$

Avec :  $L_s = l_s - M_s L_r = L_r - M_r$ ,  $M = \frac{2}{3} M_0$

- $L_s$  : Inductance cyclique propre statorique.
- $L_r$  : Inductance cyclique propre rotorique.
- $M$  : Inductance cyclique mutuelle entre stator et rotor.

#### II.2.5.3. Equations mécanique :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f\Omega_r \quad (II.13)$$

$$C_{em} = \frac{2}{3} PM (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds}) \quad , \quad W_r = P\Omega_r \quad (II.14)$$

$J$  : moment d'inertie du rotor.

$f$  : coefficient de frottement visqueux

$C_{em}$  : couple électromagnétique.

$P$  : nombre de pair de pôle.

### II.3.6 Définitions des différents référentiels :

L'isotropie du moteur asynchrone permet une grande souplesse dans la composition des équations de la machine selon deux axes à l'aide des composantes de Park, cela nécessite l'utilisation d'un repère qui permet de simplifier au maximum les expressions analytiques. Il existe différentes possibilités pour le choix du repère d'axes, se ramène pratiquement à trois référentiels (systèmes biphasés) orthogonaux : [76]

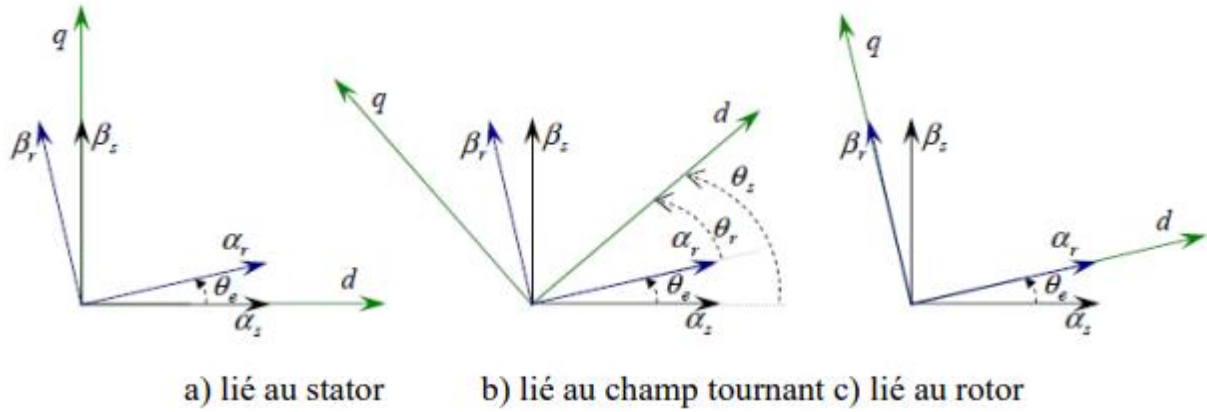


Figure II.6 : Représentation des repères possibles.

### II.3.6.1 Référentiel fixé par rapport au stator (α, β) :

Il se traduit par les conditions :  $W_r = -W$  car :  $W_s = 0$

Et on remplaçant l'indice «u» par «α» et «v» par «β», on obtient :

Les équations de système prennent la forme :

Dans le stator	Dans le rotor
$V_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \frac{d\varphi_{s\alpha}}{dt}$	$V_{r\alpha} = R_r i_{r\alpha} + \frac{d\varphi_{r\alpha}}{dt} + w\varphi_{r\beta} = 0$
$V_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \frac{d\varphi_{s\beta}}{dt}$ (II.15)	$V_{r\beta} = R_r i_{r\beta} + \frac{d\varphi_{r\beta}}{dt} - w\varphi_{r\alpha} = 0$ (II.16)

C'est le repère le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées, il possède des tensions et des courants réelles et peut être utilisé pour étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines à courant alternatif.

### II.3.6.3 Référentiel fixé par rapport au rotor (x, y) :

Il se traduit par les conditions :  $W_r = W_s - W = 0 \rightarrow W_s = W$

Dans le stator	Dans le rotor
$V_{sx} = R_s i_{sx} + \frac{d\varphi_{sx}}{dt} - w\varphi_{ys}$	$V_{rx} = R_r i_{rx} + \frac{d\varphi_{rx}}{dt} = 0$
$V_{sy} = R_s i_{sy} + \frac{d\varphi_{sy}}{dt} + w\varphi_{xs}$ (II.17)	$V_{ry} = R_r i_{ry} + \frac{d\varphi_{ry}}{dt} = 0$ (II.18)

### II.3.6.3 Référentiel fixé par rapport champ tournant (d, q) :

Il se traduit par les conditions :  $W_s = \frac{d\theta_s}{dt}$  ;  $W = \frac{d\theta}{dt}$  ;  $W_r = \frac{d\theta_r}{dt} = W_s - W$

Dans le stator	Dans le rotor
$V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} + w_s\varphi_{sq}$	$V_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} + w_r\varphi_{rq} = 0$
$V_{sq} = R_s i_{qs} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} - w_s\varphi_{sd}$ (II.19)	$V_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} - w_r\varphi_{rd} = 0$ (II.20)

Ce référentiel est le seul qui n'introduit pas de simplification dans la formulation des équations. Il fait correspondre des grandeurs continues aux grandeurs sinusoïdales en régime permanent, c'est la raison pour lequel ce référentiel est utilisé en commande.

### II.3.7 MISE EN EQUATIONS D'ETATS :

La machine asynchrone utilisée, est décrite par un système d'équations différentielles non linéaires, l'alimentation en tension de la MAS permet de choisir comme variables de commande, les tensions statoriques  $V_{s\alpha}, V_{s\beta}$ . Les variables d'états choisis les courants et les flux statoriques ( $\Phi_{s\alpha}, \Phi_{s\beta}, i_{s\alpha}, i_{s\beta}$ ). Le modèle de la machine asynchrone alimenté en tension pour un référentiel lié au champ tournant est donné par l'équation d'état : [70]

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][U] \tag{II.21}$$

Avec :  $[X]=[\Phi_{s\alpha} \ \Phi_{s\beta} \ i_{s\alpha} \ i_{s\beta}]^t$  et  $[U] = [V_{s\alpha} \ V_{s\beta}]$  (II.22)

$$[A] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma} \left( \frac{1}{T_s} - \frac{1-\sigma}{T_r} \right) & 0 & \frac{M}{L_s L_r T_r \sigma} & \frac{W_r}{L_s L_r \sigma} \\ 0 & \frac{1}{\sigma} \left( \frac{1}{T_s} - \frac{1-\sigma}{T_r} \right) & -\frac{W_r}{L_s L_r \sigma} & \frac{M}{L_s L_r T_r \sigma} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & \frac{1}{T_r} & -W_r \\ 0 & \frac{M}{T_r} & W_r & \frac{1}{T_r} \end{bmatrix};$$

$$[B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix};$$

### II.4 Simulation de la MAS :

Paramètres	Valeurs
Puissance nominale, Fréquence	37kW, 50Hz
Tension nominale	400/230 V
Courant nominale	64/111 A
Vitesse nominale	2960 trs/min
Resistance rotorique (R r)	65.8 mΩ
Resistance statorique (R s)	85.1 mΩ
Inductance rotorique (Lr)	29.1 mΩ
Inductance statorique (Ls)	31.4 mH
Inductance mutuelle (Lm)	29.1 mH
Moment d'inertie (J)	0.23 kg. m <sup>2</sup>
nombre de paires de pôles (p)	1

Tableau II.2 : les paramètres de la machines asynchrones.

II.4.1 Résultats de simulation :

On a appliqué le couple résistant nominale  $C_{rn} = 119 \text{ Nm}$  à l'instant  $t = 5 \text{ s}$  :

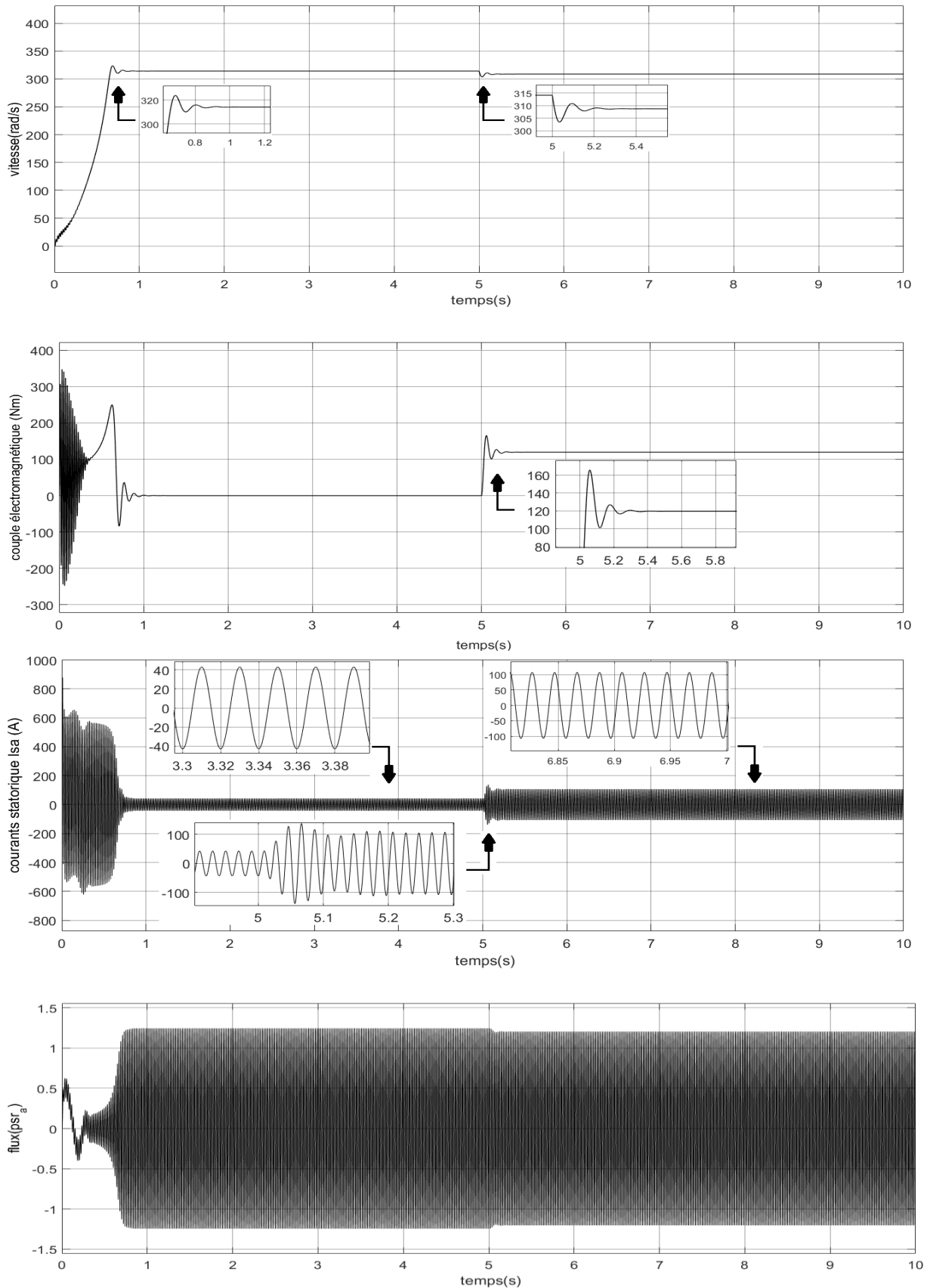


Figure II.7 : Résultats de simulation de la MAS alimentée par un réseau tri- équilibré.

## II.4.2 Interprétation des résultats :

Les courbes de la Fig. II.3 représentent les résultats de simulation du modèle de la machine asynchrone dans le référentiel (a, b) lié au champ tournant alimentée par un réseau triphasé équilibré. Pour un démarrage à vide ( $C_r=0$ ) (de 0 à 5 s) et pour un démarrage en charge ( $C_{rn}=119 \text{ N.m}$ ) (de 5 à 10s).

La vitesse en régime permanent se stabilise à ( $100\pi = 314.15 \text{ rad/sec}$ ) puisque le moteur possède 1 paire de pôles. Au démarrage à vide, le couple est fortement pulsatoire. Il atteint une valeur maximale d'ordre trois fois de couple nominal ( $C_{em}=3 \times C_n$ ) avec ( $C_n=119 \text{ Nm}$ ). Ceci explique le bruit engendré par la partie mécanique et après la disparition du régime transitoire, il tend vers zéro. Il y a un fort appel de courant certes bref, mais important au démarrage, égal à 5 fois environ le courant nominal ( $I_{sa}=5 \times I_n$ ) avec ( $I_n=111 \text{ A}$ ). Dans le régime permanent à vide le courant donc il reste correspondre au comportement inductif du moteur à vide.

En deuxième étape, à l'instant ( $t=5 \text{ s}$ ) une perturbation du couple ( $C_{rn}=119 \text{ N.m}$ ) est appliquée à l'arbre du moteur. Les résultats de simulation sont regroupés dans la figure (II.3) :

On constate que cette introduction a provoqué une diminution de la vitesse de rotation (qui se traduit par le glissement) de 3000 tr/min jusqu'à 2950 tr/min (de 314 rad/sec jusqu'à 308 rad/sec). L'allure de la courbe de la vitesse est similaire à celle d'un système du premier ordre. Pour le courant, il y'a une augmentation après l'application du couple de charge.

Au démarrage à vide de la MAS le courant au début est perturbé entre 500A et -500A ( $5 \times I_n$ ) cinq fois le courant nominal et stabilisé entre 40A et -40A donc ce courant à vide est excellent pour notre machine parcequ'il appartient au  $(\frac{1}{3} \div \frac{2}{3}) I_n$  avec  $I_n=111 \text{ A}$ , lorsqu'on a appliqué le couple résistant nominale le courant statorique de la machine atteint le courant nominal  $I_n=111 \text{ A}$ .

Le courant statorique évolué selon la charge appliquée à l'arbre de la machine. Lors de l'application de la charge nominale on remarque que on a obtient le courant nominal  $I_n$ , le couple électromagnétique rejoint sa valeur de référence pour compenser cette sollicitation avec une réponse quasiment instantanée et stabilise dans la valeur de couple de charge nominale  $C_{rn}=119 \text{ Nm}$ .

## II.5 Alimentation de la motorisation :

Dans une chaîne de traction électrique, le Bus-DC doit alimenter le moteur de traction et les auxiliaires, pour cela, il est évident d'utiliser un onduleur ou hacheur pour alimenter le moteur de traction suivant le choix de la motorisation, et assurer aussi l'alimentation des auxiliaires [78].

### II.5.1 Onduleurs (DC-AC, commandes des moteurs) :

L'onduleur est un convertisseur qui transforme l'énergie électrique à courant continu en énergie électrique à courant alternatif et qui permet de réaliser la commande du couple des moteurs et le réglage de la vitesse du véhicule tant en mode traction qu'en mode freinage. Donc l'onduleur doit être réversible en courant. En général le moteur de traction alternatif est triphasé, ceci implique que la structure d'onduleur doit être composée de six interrupteurs bidirectionnels constitués par l'association d'un semi-conducteur avec une diode montée en antiparallèle. L'ouverture et la fermeture des interrupteurs doit être assurées par l'utilisation d'une loi de commande fiable qui peut être du type MLI (Modulation de largeur d'impulsion), commande par hystérésis,

commande matriciel, commande vectoriel.....etc [78].

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 [79].

La Figure .II.1 montre la structure de la topologie de l’onduleur

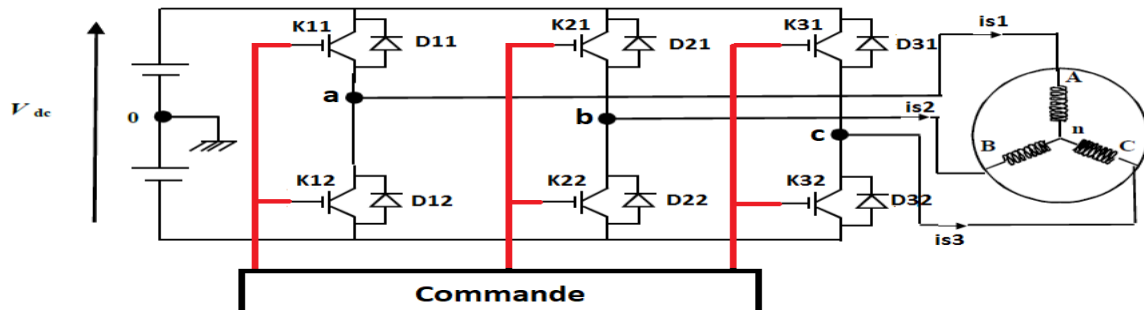


Figure II.8 : Topologie d’un onduleur avec la commande

### II.5.1.1 Principe de fonctionnement d’un onduleur de tension triphasé :

L’onduleur peut être utilisé à fréquence fixe, par exemple alimenter un système alternatif à partir d’une batterie, ou à fréquence variable (MLI) pour la variation de vitesse des machines électriques. L'onduleur qui est connecté à la machine, est constitué de trois bras formés des interrupteurs électroniques ( $K_{11}$ et $K_{12}$ ,  $K_{21}$ et $K_{22}$ ,  $K_{31}$ et $K_{32}$ ) choisis essentiellement selon la puissance et la fréquence de travail, chaque bras compte deux composants de puissance complémentaires munis de diode montée en antiparallèle. (Figure II.4) Les diodes de roue libres ( $D_{11}$ et $D_{12}$ ,  $D_{21}$ et $D_{22}$ ,  $D_{31}$ et $D_{32}$ ) assurent la continuité du courant dans la MAS une fois les interrupteurs sont ouverts. À noter qu’un temps de retard doit exister pratiquement entre les interrupteurs haut et bas d’un même bras afin d’éviter le court-circuit de la source continu. Les interrupteurs ( $K_{11}$ et $K_{12}$ ), ( $K_{21}$ et $K_{22}$ ), ( $K_{31}$ et $K_{32}$ ), doivent être commandés de manière complémentaire pour assurer la continuité des courants alternatifs dans la charge d'une part et d'éviter le court-circuit de la source d'autre part. Le schéma structurel d'un tel convertisseur statique alimentant le stator du MAS est illustré par la figure (II.4). [80]

### II.5.1.2 Modélisation de l’onduleur de tension triphasé :

On considère un fonctionnement idéalisé :

#### Interrupteurs parfaits :

- ✚ La commutation des interrupteurs est instantanée (temps de fermeture et ouverture nul) et sans pertes. Enfin, la chute de tension dans les interrupteurs est considérée nulle en conduction.

#### Sources parfaites :

- ✚ La tension aux bornes du dipôle continu est constante et ne varie pas avec la puissance échangée.

L’objectif de la modélisation est de trouver une relation entre les grandeurs de commande et les grandeurs électriques de la partie alternative et continue de l’onduleur. Ainsi, comme les grandeurs de commande agissent sur les interrupteurs commandables. Les ordres de commande de l'onduleur sont transmis aux trois bras par l'intermédiaire des signaux de commande  $S_a, S_b, S_c$ . L'onduleur est modélisé en associant à chaque bras une fonction logique ( $S_i, i=a,b,c$ ) qui détermine sont états de conduction : [81]

$$S_a = \begin{cases} 1 & \text{si } K_{11} \text{ fermé et } K_{12} \text{ ouvert} \\ 0 & \text{si } K_{11} \text{ ouvert et } K_{12} \text{ fermé} \end{cases}$$

$$S_b = \begin{cases} 1 & \text{si } K_{21} \text{ fermé et } K_{22} \text{ ouvert} \\ 0 & \text{si } K_{21} \text{ ouvert et } K_{22} \text{ fermé} \end{cases}$$

$$S_c = \begin{cases} 1 & \text{si } K_{31} \text{ fermé et } K_{32} \text{ ouvert} \\ 0 & \text{si } K_{31} \text{ ouvert et } K_{32} \text{ fermé} \end{cases}$$

Dans ces conditions on peut écrire les tensions de phase en fonction des signaux de commande  $S_i$  : [82]

$$V_{(a,b,c)o} = S_{a,b,c} V_{dc} - \frac{V_{dc}}{2} = \begin{cases} \frac{V_{dc}}{2} & \text{si } S_i = 1 \\ -\frac{V_{dc}}{2} & \text{si } S_i = 0 \end{cases} \quad (\text{II.23})$$

Soit 'n' le point neutre du côté alternatif (MAS), alors les trois tensions composées  $V_{ab}$ ,  $V_{bc}$  et  $V_{ca}$  sont définies par les relations suivantes :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{an} - V_{bn} \\ V_{bc} = V_{bn} - V_{cn} \\ V_{ca} = V_{cn} - V_{an} \end{cases} \quad (\text{II.24})$$

La charge constituée par la machine est équilibrée ( $V_{cn} + V_{bn} + V_{an} = 0$ ), on aura donc :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{1}{3} (V_{ab} - V_{ca}) \\ V_{bn} = \frac{1}{3} (V_{bc} - V_{ab}) \\ V_{cn} = \frac{1}{3} (V_{ca} - V_{bc}) \end{cases} \quad (\text{II.25})$$

En faisant apparaître le point "o", les tensions entre phases peuvent aussi s'écrire :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ao} - V_{bo} \\ V_{bc} = V_{bo} - V_{co} \\ V_{ca} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \quad (\text{II.26})$$

En remplaçant (II.25) dans (II.24) on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3} V_{ao} - \frac{1}{3} V_{bo} - \frac{1}{3} V_{co} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3} V_{ao} + \frac{2}{3} V_{bo} - \frac{1}{3} V_{co} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3} V_{ao} - \frac{1}{3} V_{bo} + \frac{2}{3} V_{co} \end{cases} \quad (\text{II.27})$$

On obtient aussi :

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

On peut déduire le potentiel entre les points **n** et **o** :

$$V_{no} = \frac{1}{3} (V_{an} + V_{bn} + V_{cn}) \tag{II.29}$$

L'utilisation de l'expression (II.23) permet d'établir les équations instantanées des tensions simples en fonction des grandeurs de commande :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \frac{V_{dc}}{2} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} K_{1j} \\ K_{2j} \\ K_{3j} \end{bmatrix} \text{ avec } j=1,2 \tag{II.30}$$

Avec :  $V_{an}$ ,  $V_{bn}$  et  $V_{cn}$  sont les tensions de sortie de cet onduleur, par conséquent l'onduleur est modélisé par la matrice du transfert  $[T]$  donnée par :

$$[T] = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix}$$

### II.5.1.3 Types de commandes de l'onduleur triphasé

On distingue les stratégies de commande suivante :

- ✓ Commande à Modulation de largeur d'impulsion (MLI).
- ✓ Commande plein onde.
- ✓ Commande décalée.

### II.5.1.4 Commande à Modulation de largeur d'impulsion (MLI)

La modulation de largeur d'impulsions consiste à adopter une fréquence de commutation supérieure à la fréquence des grandeurs de sortie et à former une succession de créneaux de largeurs convenables. La MLI utilise le principe d'intersection entre un signal de référence de fréquence appelé modulante, et un signal triangulaire de haut fréquence appelé la porteuse, afin de déterminer les instants de commutation, figure (II.7). [83]

La M.L.I sinus - triangle est réalisée par comparaison d'une onde modulante basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. [83]

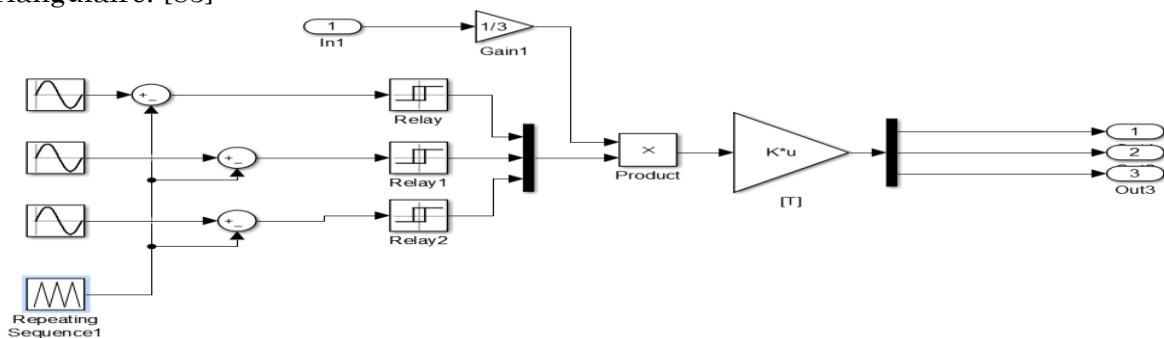


Figure II.9 : Schéma de simulation d'un onduleur de tension triphasé commandé par la technique MLI sinus-triangle.

II.5.2 Simulation -Onduleur triphasé (MLI sinus-triangle) :

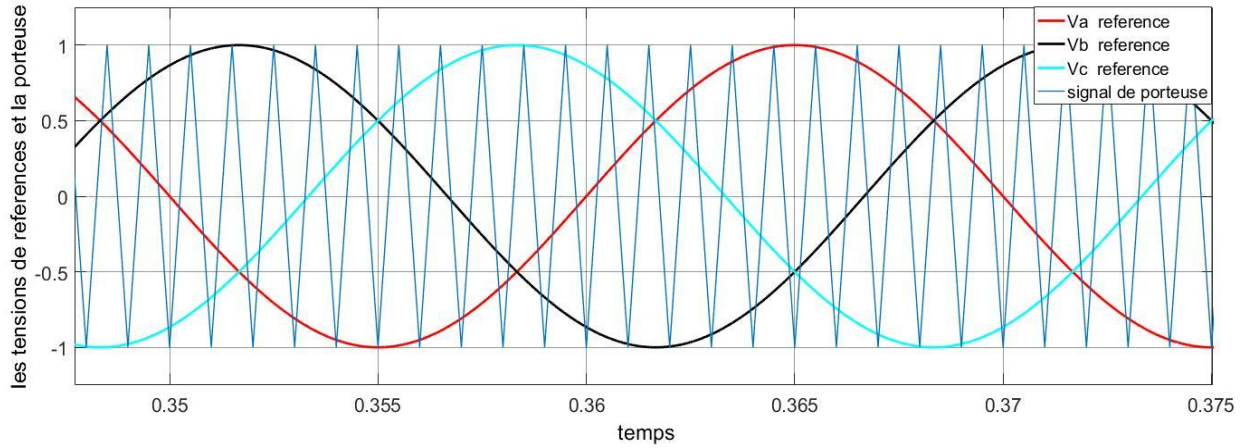


Figure II.10 : les tensions de références et le signal de la porteuse.

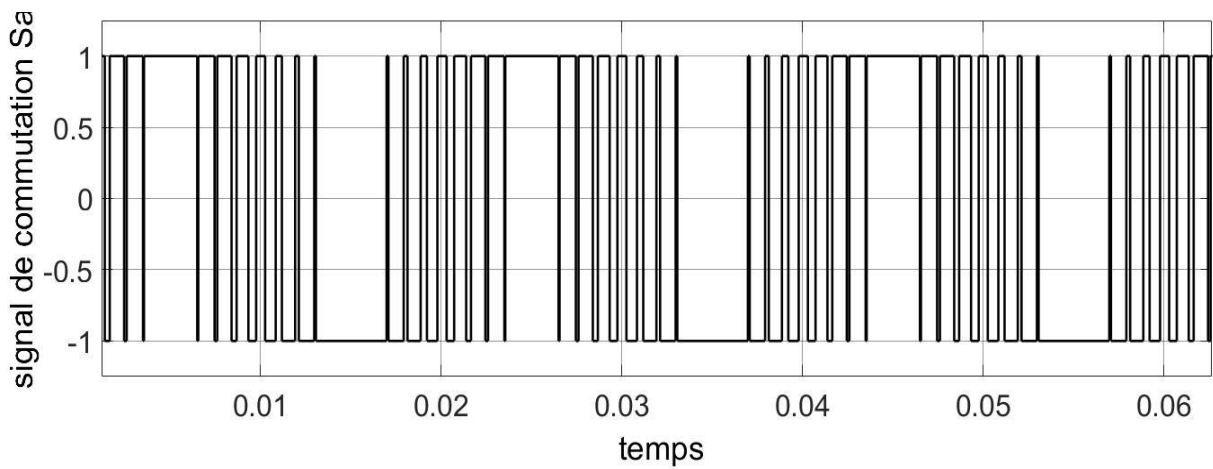


Figure II.11 : le signal de commutation Sa.

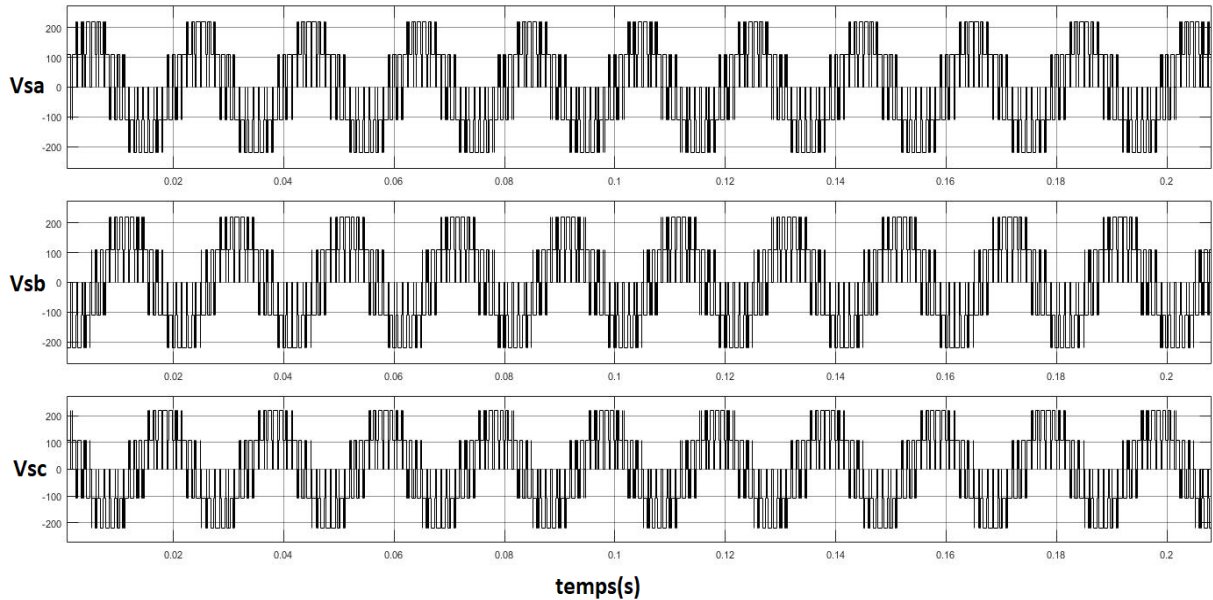


Figure II.12 : les tensions de sorties de l'onduleur.

II.6 Partie Simulation :

II.6.1 Simulation onduleur –Machine asynchrone :

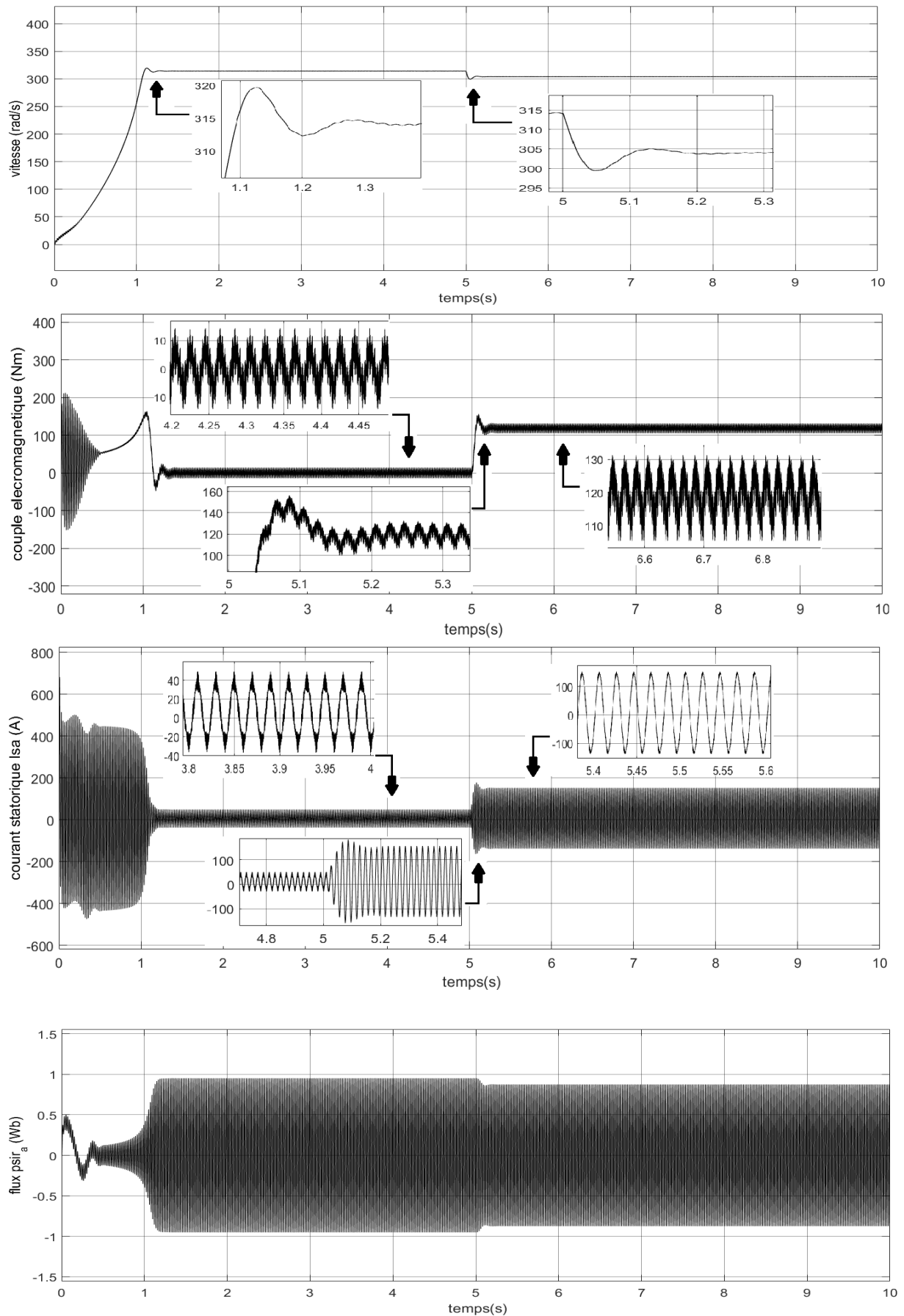


Figure II.13 : Résultats de simulation Onduleur (MLI) + MAS

## II.6.2 Commentaires :

Notez que la simulation d'onduleur (PWM) + MAS alimentée par une source à courant continue a approximativement les mêmes résultats qu'une machine asynchrone alimentée par un réseau triphasé équilibré. Pour un démarrage à vide ( $C_r=0$ ) (de 0 à 5 s) et pour un démarrage en charge ( $C_{rn}=119 \text{ N.m}$ ) (de 5 à 10s).

Mais, on voit que les courbes de couple et de courants sont un peu plus perturbées, le couple de la machine dans les phases permanent oscille au niveau de zéro entre +10 et -0 Nm jusqu'à l'instant  $t=5\text{s}$ , il va augmenter pour poursuivre la valeur de couple résistant nominale ( $C_{rn}=119\text{Nm}$ ) et continué d'osciller entre +130 et 110 Nm.

Quant à la vitesse de rotation, la MAS atteint la vitesse de consigne 314.159 (rad/s) en 1.2s, mais par rapport à la premier essaye (figure II.3) la MAS atteint la même vitesse en 0.8s. Donc, une différence de 0.4 s.

Lorsque on a appliqué un couple résistant ( $C_{rn}=119\text{Nm}$ ) à l'instant 5s la vitesse diminue jusqu'à 305 rad/s, mais par rapport à la premier essaye (figure II.3) la vitesse diminue à la valeur de vitesse nominale 308 rad/s .Donc une différence de 3 rad/s pour atteindre la vitesse nominale.

Au démarrage à vide de la MAS le courant au début est perturbé entre 450A et -450A ( $4xI_n$ ) quatre fois le courant nominale et stabilisé entre 45A et -38A donc ce courant à vide est bien pour notre machine parce qu'il appartient au  $(\frac{1}{3} \div \frac{2}{3}) I_n$ , lorsqu'on a appliqué le couple résistant nominale le courant statorique de la machine à asseye d'atteindre le courant nominale 111A.

Pour l'association onduleur-MAS on remarque la présence des pulsations, des réponses lentes et imprécises dans la réponse du couple, de la vitesse et des courants statoriques. On peut dire que ces changements sont liés aux harmoniques de courant injecté par l'onduleur.

## II.7 CONCLUSION :

On a présenté dans ce chapitre, le modèle de la machine asynchrone triphasé alimentée en tension et le modèle de Park (biphasée) équivalent. Ensuite, on a étudié la modélisation de la machine asynchrone associée à un onduleur de tension commandé en tension par la méthode PWM sinus-triangle et on a fait la comparaison de résultats de simulation de la même machine asynchrone alimenté par un réseau triphasé équilibré et avec celle fournie par un onduleur PWM.

Les résultats obtenus montrent la validité de notre modèle, mettent en évidence des non linéarités. Pour obtenir de grandes performances dynamiques de la machine en boucle fermée, on adopte la commande vectorielle à flux orienté qui sera détaillée dans le chapitre suivant.

Chapitre III :

# Commande vectorielle de la machine asynchrone

### III.1 Introduction :

La commande vectorielle a été introduite il y a longtemps, certaines polémiques donnent la paternité de cette théorie à Blondel. Les premiers développements théoriques de la méthode du flux orienté ont été réalisés au début des années 70 par Blaschke et ses applications effectives ont vu le jour grâce à Léonard dix ans plus tard [84]. Cependant, elle n'a pu être implantée et utilisée réellement qu'avec les avancés en micro-électronique. En effet, elle nécessite des calculs de transformé de Park, évaluation de fonctions trigonométriques, des intégrations, des régulations. Ce qui ne pouvait pas se faire en pure analogique.

Une bonne commande des machines à courant alternatif à vitesse variable est assurée si nous garantissons un bon découplage entre ses grandeurs électromagnétiques. Ceci est réalisé par orientation de ces derniers dans un repère (d,q) tournant à la vitesse de rotation du champ tournant. Si cela est réalisé, nous pouvons rapprocher son comportement de celle d'un moteur à courant continu à excitation indépendante où nous retrouvons un découplage naturel entre le courant d'excitation qui crée le flux et le courant d'induit fournissant le couple électromagnétique nécessaire pour la faire tourner [85],[86].

Par rapport à la machine à courant continu, la machine asynchrone est plus robuste, peu encombrante, nécessite peu d'entretien et n'a pas de problèmes d'usure des balais et d'étincelles quand son rotor est à cage. La machine asynchrone à rotor à cage d'écureuil est même utilisable en milieu explosif. Vu les nombreux avantages liés à l'utilisation de la machine asynchrone par rapport aux machines à courant continu, en industrie, les machines asynchrones tendent à remplacer les machines à courant continu. Cependant, un problème de commande de la machine asynchrone se pose vu qu'elle est fortement non linéaire par rapport à la machine à courant continu en excitation séparée. Pour parer à ce problème, il a été introduit la notion de commande vectorielle de la machine asynchrone afin de pouvoir contrôler indépendamment le flux et le couple de la machine. Ceci amène donc la machine asynchrone à se comporter comme une machine à courant continu à excitation séparée dont la commande est linéaire (couple proportionnel au courant induit  $T_{em} = k\phi I_a$  avec  $\phi = L_a I_a$ ) [87].

### III.2 Principe de la commande vectorielle à orientation du flux rotorique :

Toute grandeur vectorielle est caractérisée par son module et son argument (phase) qui sont des scalaires. Le principe du contrôle vectoriel d'une grandeur repose sur une commande basée sur la connaissance quasi instantanée de cette grandeur en module et en phase [88][89].

En ce qui concerne la commande vectorielle de la machine asynchrone, elle repose sur la transformation des variables électriques de la machine vers un référentiel qui tourne avec le vecteur du flux et faire le commander en module et en phase. Le choix du vecteur flux à orienter peut porter indépendamment sur le vecteur *flux statorique*, *flux d'entrefer* ou *flux rotorique*. La commande vectorielle à flux rotorique orienté est celle qui donne une équation d'état linéaire et donc facile à contrôler. La commande vectorielle indirecte à orientation du flux rotorique s'impose ici étant donné que le flux dans la machine ne sera pas directement mesuré dans la machine [90][91].

Afin d'obtenir un contrôle analogue à celui de la machine à courant continu à excitation séparée,  $I_{dr}$  est analogue au courant d'excitation, tandis que le courant  $I_{qr}$  est analogue au courant d'induit. Par conséquent, les deux composantes  $I_{dr}$  et  $I_{qr}$  sont mutuellement découplées [92].

### III.2.1 Illustration vectorielle de la commande vectorielle à orientation du flux rotorique :

Une transformation de Clark ou de Park convenablement appliquée à la machine, donne :

- Deux axes  $\alpha_s$  et  $\beta_s$  fixes par rapport au stator, pour les grandeurs statoriques ;
- Deux axes  $\alpha_r$  et  $\beta_r$  fixes par rapport au rotor, pour les grandeurs rotoriques ;
- Deux axes d et q fixes par rapport au champ tournant, pour les grandeurs fictives relatives au champ tournant.

Pour chacune de ces paires d'axes, les deux axes sont en quadrature (figure III.1). L'orientation du flux rotorique revient à pivoter les axes  $\alpha_r$  et  $\beta_r$  de  $\theta_r$  pour qu'ils coïncident avec les axes d et q du référentiel fixe lié au champ tournant. Il faut dans ce cas que l'axe  $\alpha_r$  coïncide avec l'axe  $a_r$  et l'axe  $\alpha_s$  avec l'axe  $a_s$  des enroulements fixes. En d'autres termes, cela revient à annuler la composante d'axe q du flux, figure (3.1) [88][89][91][93][94].

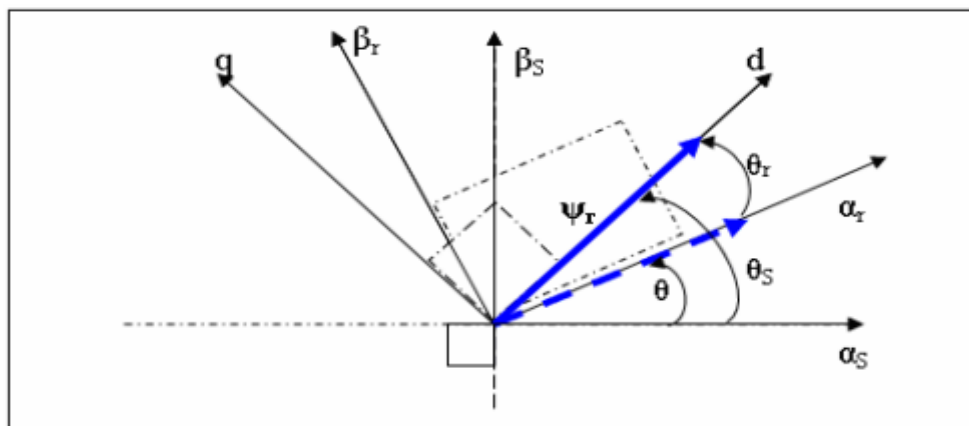


Figure III.1 : Orientation du flux rotorique dans le repère de Park

### III.2.2 Illustration de la commande vectorielle à flux rotorique orienté à travers l'étude du régime transitoire :

Le régime transitoire de la machine montre que, quelque soit le type d'orientation du flux choisi, le couple électromagnétique de la machine asynchrone peut se mettre sous la forme d'une différence de couple produit par deux machines à courant continu en excitation séparée tournant en sens inverse l'une par rapport à l'autre ((III.2) et figure.III.2).[87]

$$(\varphi_{dr}, \varphi_{qr}) = (\varphi_{dr}, 0) \tag{III.1}$$

$$C_{em} = K(\varphi_{dr}i_{qs} - \varphi_{qr}i_{ds}) = K\varphi_{dr}i_{qs} \tag{III.2}$$

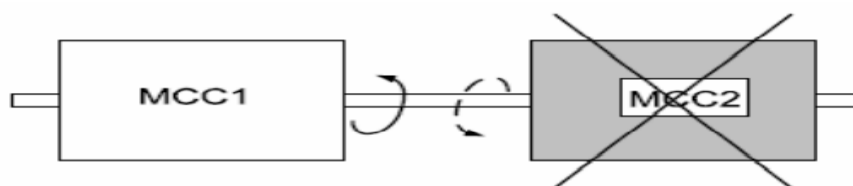


Figure III.2 : Schéma de la CFO avec annulation des effets de la machine inverse

L'orientation du flux revient donc à annuler l'effet de la machine en inversion de sorte que l'expression du couple électromagnétique résultant soit de la forme de celle d'une machine à courant continu en excitation séparée (III.3) [87]

$$C_{em} = K\varphi I_a = K\varphi_{dr} i_{qs} \tag{III.3}$$

Dans notre cas le flux rotorique est orienté sur l'axe «d» d'une référence solide au champ tournant de vitesse ( $\omega_s$ ), donc on peut remarquer les propriétés suivantes [85] :

- La composante transversale du flux rotorique est nulle ( $\varphi_{rq} = 0$ ).
- L'axe«d» est aligné systématiquement sur le vecteur du flux rotorique ( $\overline{\varphi_r} = \varphi_{rd}$ ).
- La composante longitudinale du courant rotorique est nulle si le flux rotorique est maintenu constant ( $\varphi_r = \text{cst} \rightarrow i_{rd} = 0$ )

Le modèle vectoriel de la machine asynchrone est décrit par les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\varphi}_s}{dt} + W_s \bar{\varphi}_s \\ V_r = R_r \bar{i}_r + \frac{d\bar{\varphi}_r}{dt} + W_r \bar{\varphi}_r = 0 \end{cases} \tag{III.4}$$

$$\begin{cases} \bar{\varphi}_s = L_s \bar{i}_s + M \bar{i}_r \\ \bar{\varphi}_r = L_r \bar{i}_r + M \bar{i}_s \end{cases} \tag{III.5}$$

Avec :  $\bar{X} = X_d + jX_q$  ( $\bar{X}$  : représente soit les flux, les courants ou bien les tensions).

$$\begin{cases} \varphi_{rd} = L_r i_{rd} + M i_{sd} = M i_{sd} ; i_{rd} = 0 \\ \varphi_{rq} = L_r i_{rq} + M i_{sq} = 0 \rightarrow i_{rq} = -\frac{M}{L_r} i_{sq} \end{cases} \tag{III.6}$$

On remplace le système (III.6) dans la formule de couple électromagnétique on aura :

$$C_{em} = \frac{pM}{L_r} \varphi_r i_{sq} = \frac{pM}{L_r} (M i_{sd}) i_{sq} = \frac{pM^2}{L_r} i_{sd} i_{sq} = K_2 i_{sd} i_{sq} \tag{III.7}$$

Avec :  $K_2 = \frac{pM^2}{L_r}$

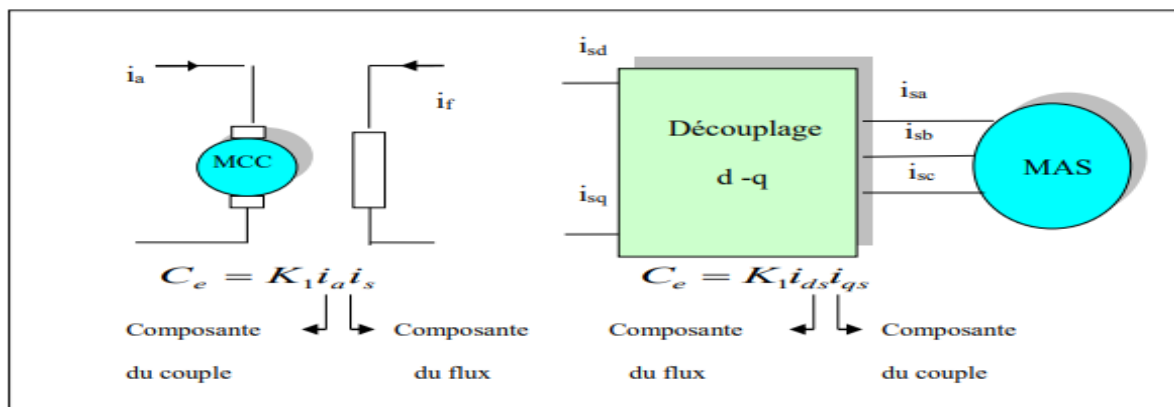


Figure III.3 : Equivalence entre la commande d'une MCC et la commande vectorielle d'un MAS

### III.3 Méthodes de commande par flux orienté :

La commande par orientation du flux rotorique nécessite une bonne connaissance de la position du flux à orienter à tout instant et de le faire coïncider avec l'axe direct  $d$  pour garantir un découplage correct entre le flux et le couple quelque soit le point de fonctionnement. Il existe deux approches pour la détermination de la phase du flux rotorique [95], [96] :

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

#### III.3.1 Commande vectorielle directe :

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa position et celui-ci, doit être vérifiée quelque soit le régime transitoire effectué .Il faut donc procéder à une série de mesure aux bornes du système [97].

La mesure directe permet de connaître exactement la position du flux .Ce mode de contrôle garantit un découplage correct entre le flux et le couple, quelque soit le point de fonctionnement .Toute fois il nécessite l'utilisation d'un capteur de flux, ce qui augmente de considérablement le coût de sa fabrication et rend plus fragile son utilisation. L'application de cette méthode impose plusieurs inconvénients de natures différentes :

1. Le non fiabilité de la mesure du 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.
2. Le coût de production élevé (capteurs+filtre) [98].

#### III.3.2 commande vectorielle indirecte :

Cette méthode n'utilise pas l'amplitude du flux de 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 .cette dernière peut être développée par deux groupes principaux :

- Le vecteur du flux rotorique est obtenu indirectement à partir des courants et des tensions statoriques mesurées.
- Dans le deuxième groupe, le vecteur de flux rotorique est estimé à partir de la mesure des courants statoriques et de la vitesse du rotor, en se basant sur les équations du circuit rotorique du moteur asynchrone dans un système de référence tournant en synchronisme avec le vecteur de flux rotorique.

L'inconvénient majeur de cette méthode est la sensibilité de l'estimation envers la variation des paramètres de la machine dûe à la saturation magnétique et la variation de température, surtout la constante de temps rotorique  $T_r$  .En plus, c'est qu'elle utilise un circuit de commande considérablement compliqué [98].

### III.4 Commande vectorielle indirect de la (MAS) alimentée en tension :

Pour montrer que le flux et le couple peuvent être contrôlés par action sur les tensions on doit tenir compte des tensions statoriques. En effet, les équations des tensions statoriques d'une MAS commandée par orientation du flux rotorique ( $\varphi_{rq} = 0 ; \varphi_{rd} = \varphi_r$ ) sont : [99]

$$V_{sd} = R_s i_{sd} + \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\varphi_r}{dt} - \sigma L_s W_s i_{sq} \quad (III.8)$$

$$V_{sq} = R_s i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \frac{M}{L_r} \omega_s \varphi_r + \sigma L_s W_s i_{sd} \quad (III.9)$$

Si on admet que le flux varie très lentement par rapport aux courants statoriques, l'équation précédente se simplifie à :

$$V_{sd} = R_s i_{sd} + \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} - \sigma L_s W_s i_{sq} \quad (III.10)$$

$$V_{sq} = R_s i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \frac{M}{L_r} \omega_s \varphi_r + \sigma L_s W_s i_{sd} \quad (III.11)$$

Après passage par une transformation de Laplace nous obtenons le système d'équations (III.31) suivant :

$$V_{sd} = (R_s + S\sigma L_s) i_{sd} - \sigma L_s W_s i_{sq} \quad (III.12)$$

$$V_{sq} = (R_s + S\sigma L_s) i_{sq} + W_s \frac{M}{L_r} \varphi_r + \sigma L_s W_s i_{sd} \quad (III.13)$$

$$\varphi_r = M i_{sd} \quad (III.14)$$

$$C_{em} = \frac{pM}{L_r} \varphi_r i_{sq} \quad (III.15)$$

$$W_r = \frac{M}{L_r \varphi_r} i_{sq} \quad \text{avec : } W_r = W_s - pW \quad (III.16)$$

Avec : **S** est l'opérateur de Laplace.

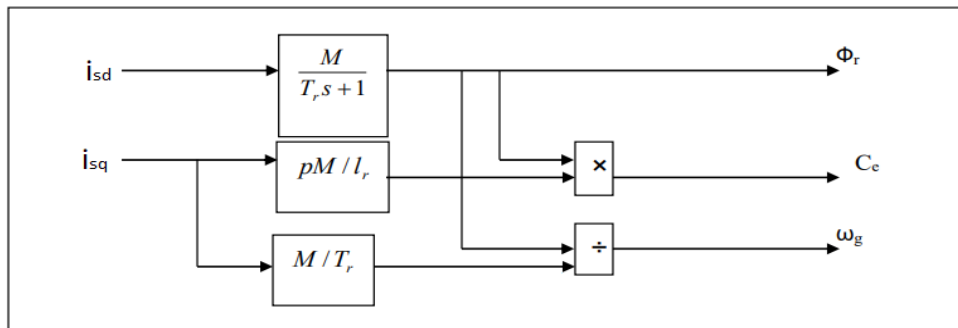


Figure III.4 : Schéma-bloc de découplage par flux orienté

L'angle de Park  $\theta_s$  est calculé à partir de la pulsation statorique, elle-même reconstituée à l'aide de la vitesse de la machine et de la pulsation rotorique  $\omega_r$  est donné par la formule suivante :

$$\theta_s = \int \left( p\Omega + \frac{i_{sq}^*}{T_r i_{sd}^*} \dot{\theta}_s \right) dt \quad \text{où } i_{sd}^* = \frac{\varphi_r^*}{M} \quad (\text{III.17})$$

Où (\*) : indice indique la consigne de la grandeur.

Les équations (III.14) et (III.15) mettant respectivement en évidence le courant producteur du flux  $i_{sd}$ , et le courant producteur du couple  $i_{sq}$ . Cela offre la possibilité de contrôler la machine asynchrone en découplant comme dans la machine à courant continu [100].

### III.4.1 Contrôle en tension du flux rotorique ( $\varphi_r$ ) : [99]

D'après l'équation suivante :

$$\varphi_r = M i_{sd}$$

Le flux  $\varphi_r$  est contrôlé par le courant  $i_{sd}$ .

Et d'après l'équation suivante :

$$i_{sd} = \frac{V_{sd} - e_{sd}}{R_s + \sigma L_s S} = \frac{U_{sd}}{R_s + \sigma L_s S} \quad (\text{III.18})$$

Avec :

$$U_{sd} = V_{sd} - e_{sd} \quad (\text{III.19})$$

$$e_{sd} = -\sigma L_s W_s i_{sq} : \text{ Terme de découplage.}$$

Le courant  $i_{sd}$  est contrôlé par la tension  $U_{sd}$ .  
Ce qui nous donne :

$$\frac{\varphi_r}{M} = \frac{U_{sd}}{R_s + \sigma L_s S} \Rightarrow \varphi_r = \frac{M}{R_s + \sigma L_s S} U_{sd} \quad (\text{III.20})$$

Selon cette équation, le flux  $\varphi_r$  est contrôlé par la tension  $U_{sd}$  qui est en fonction de la tension  $V_{sd}$ .

Résultat : Le contrôle du flux rotorique nécessite le contrôle de la tension  $V_{sd}$ . Cette dernière est contrôlée par régulation du courant  $i_{sq}$ .

### III.4.2 Contrôle en tension du couple ( $C_{em}$ ) : [99]

En examinant l'équation suivante :

$$C_e = \frac{pM}{L_r} \varphi_r i_{sq}$$

Si le flux rotorique est contrôlé de manière à être maintenu à une valeur donnée, le couple devient proportionnel à la composante en quadrature du courant statorique  $i_{sq}$ .

D'un autre côté, nous avons :

$$(R_s + \sigma L_s S) i_{sq} = V_{sq} - e_{sq} \quad (\text{III.21})$$

Avec :

$$\mathbf{e}_{sq} = \frac{M}{L_s} \mathbf{W}_s \boldsymbol{\varphi}_r + \sigma L_s \mathbf{W}_s \mathbf{S} \mathbf{i}_{sd} : \text{ Terme de découplage.}$$

Sachant que  $\boldsymbol{\varphi}_r = \mathbf{i}_{sd}$ , le terme  $\mathbf{e}_{sq}$  devient :

$$\mathbf{e}_{sq} = \left( \frac{M^2}{L_s} + \sigma L_s S \right) \mathbf{W}_s \mathbf{i}_{sd} = L_s \mathbf{W}_s \mathbf{i}_{sd} \tag{III.22}$$

Le courant  $\mathbf{i}_{sq}$  est exprimé par :

$$\mathbf{i}_{sq} = \frac{V_{sq} - \mathbf{e}_{sq}}{R_s + \sigma L_s S} = \frac{U_{sq}}{R_s + \sigma L_s S} \tag{III.23}$$

Cette équation ne renseigne que le courant  $\mathbf{i}_{sq}$  peut être contrôlé par la tension  $\mathbf{U}_{sq}$ . D'où le couple électromagnétique :

$$\mathbf{C}_{em} = \frac{pM}{L_r} \boldsymbol{\varphi}_r \frac{U_{sq}}{R_s + \sigma L_s S} \tag{III.24}$$

Selon cette équation, le couple  $\mathbf{C}_{em}$  est contrôlé par la tension  $\mathbf{U}_{sq}$  qui est en fonction de  $V_{sq}$ .

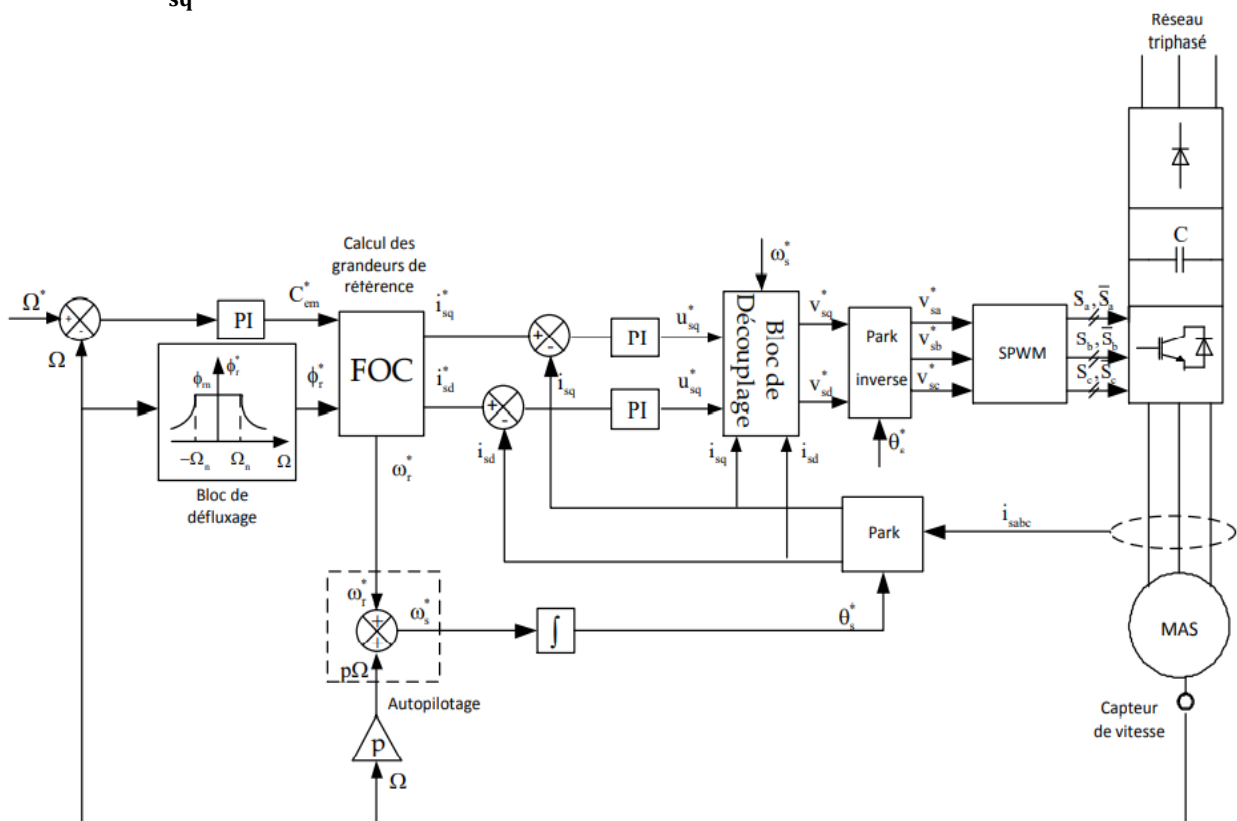


Figure III.5 : La structure de commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique d'une MAS alimentée en tension

### III.4.3 Bloc de défluxage :

Plusieurs applications, plus particulièrement la traction électrique, exigent un fonctionnement en survitesse à puissance constante. Or, pour assurer un tel fonctionnement, dans le cas d'un entraînement à vitesse variable utilisant un moteur asynchrone, une tension élevée à l'entrée est requise. Pour contourner cette sur demande

en tension, on réduit le flux de référence aux vitesses élevées. De plus, pour optimiser la demande du courant de magnétisation de la machine à induction, il est nécessaire de défluxer de manière à offrir à la machine le flux dont elle a besoin pour produire son couple maximal sans aucune violation des contraintes thermique imposées sur la machine et sur les composants de puissances du convertisseur [101].

L'objectif de ce bloc est le calcul du flux de référence. Ce flux est maintenu à sa valeur nominale pour des vitesses inférieures à la vitesse nominale. Pour un fonctionnement avec des vitesses supérieures à la vitesse nominale, le flux de référence doit être réduit inversement proportionnel à la vitesse. Ce qui conduit à un défluxage de la machine et une réduction du couple que l'on peut imposer en survitesses [99].

L'expression du flux de référence est donc :

$$\Phi_r^* = \begin{cases} \Phi_{rn} & \text{si } |\Omega| < \Omega_n \\ \frac{\Phi_{rn} * \Omega_n}{\Omega} & \text{si } |\Omega| > \Omega_n \end{cases} \quad (III.25)$$

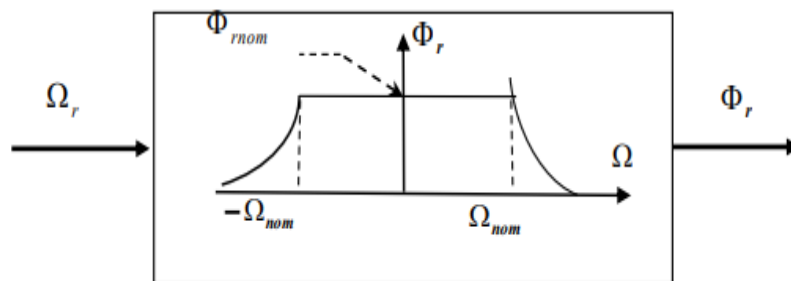


Figure III.6 : Bloc de défluxage

#### III.4.4 Bloc FOC ; Field Oriented Control :

L'objectif de ce bloc est le calcul des courants et de la pulsation rotorique de référence en fonction des valeurs souhaitées du flux et du couple. Les grandeurs de références  $i_{sd}^*$ ,  $i_{sq}^*$ ,  $\omega_r^*$  sont obtenues par inversion directe du modèle en courant à  $\varphi_{rq}=0$  selon la relation suivante : [99]

$$\text{FOC:} \begin{cases} i_{sd}^* = \frac{\Phi_r^*}{M} \\ i_{sq}^* = \frac{L_r}{pM\Phi_r^*} \\ \omega_r^* = \frac{M}{T_r\Phi_r^*} i_{sq}^* \end{cases} \quad (III.26)$$

#### III.4.5 Bloc de découplage

Le bloc de découplage sert à ajouter les termes de couplage à la sortie des régulateurs pour obtenir les tensions de références nécessaires pour le réglage. Ces tensions sont données par : [99]

$$\begin{aligned} V_{sd}^* &= U_{sd}^* + e_{sd}^* \\ V_{sq}^* &= U_{sq}^* + e_{sq}^* \end{aligned} \quad (III.27)$$

Différentes techniques existent découplage utilisant un régulateur, parmi de ces techniques le découplage par compensation [102].

Cette compensation permet à la fois de découpler et linéariser le système.

### III.5 Partie Régulation :

L'objectif de la commande, en général, est d'avoir un système de hautes performances. Plusieurs critères de performance peuvent être définis [103], [104], [105]; à savoir :

- Précision en poursuite.
- Précision en régulation :
  - Temps de montée.
  - Temps de réponse.
  - Dépassement.
  - Stabilité.
- Robustesse vis-à-vis des perturbations (charge, moment d'inertie)
- Sensibilité à la variation de paramètres

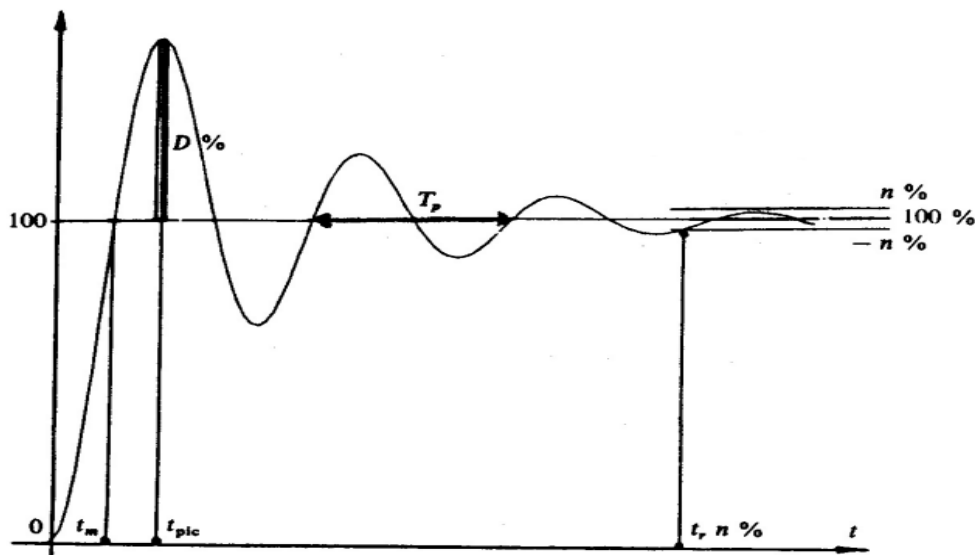


Figure III.7 : Caractéristiques de la réponse d'un système de 2<sup>ème</sup> ordre.

A partir de ce point, des différentes techniques de commandes sont utilisées afin de remplir le cahier de charge de la commande, techniques classiques ou avancées. L'une des techniques classiques consiste à utiliser les régulateurs type proportionnel et intégral PI dont les coefficients sont calculés à partir des paramètres de la machine à commander [106].

#### III.5.1 Régulation de Courant :

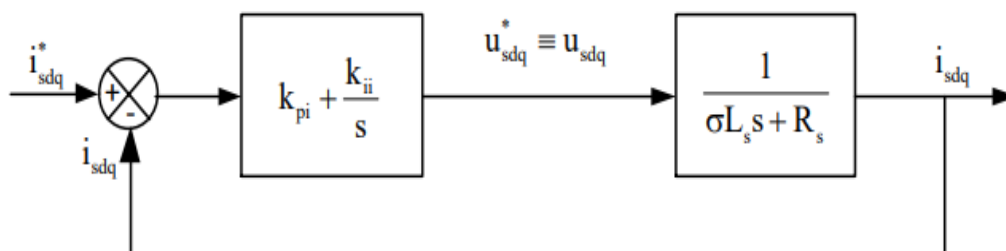


Figure : III.8 : Boucle de courant après découplage.

Après compensation, on obtient un schéma de réglage identique pour les deux axes (d) et (q). Le schéma de réglage des courants direct et en quadrature à l'aide de régulateurs PI est représenté sur la figure ci-dessous.

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$\begin{aligned} G_i^{BF}(s) &= \frac{i_{sdq}(s)}{i_{sdq}^*(s)} = \frac{\frac{Sk_{pi}+k_{ii}}{S(\sigma L_s S+R_s)}}{1+\frac{Sk_{pi}+k_{ii}}{S(\sigma L_s S+R_s)}} = \frac{Sk_{pi}+k_{ii}}{S(\sigma L_s S+R_s)+Sk_{pi}+k_{ii}} \\ &= \frac{\frac{k_{pi}}{\sigma L_s}S + \frac{k_{ii}}{\sigma L_s}}{S^2 + \frac{k_{pi}+R_s}{\sigma L_s}S + \frac{k_{ii}}{\sigma L_s}} \end{aligned} \quad (III.28)$$

En identifiant le dénominateur de  $G_i^{BF}(s)$  avec celui d'un système de la forme canonique suivante :

$$G_i^{BF}(s) = \frac{k\omega_{ni}}{s^2 + 2\xi_i\omega_{ni}s + \omega_{ni}^2} \quad (III.29)$$

On trouve :

$$\begin{cases} \frac{k_{ii}}{\sigma L_s} = \omega_{ni}^2 \\ \frac{k_{pi}+R_s}{\sigma L_s} = 2\xi_i\omega_{ni} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} k_{ii} = \sigma L_s \omega_{ni}^2 \\ k_{pi} = 2\xi_i\omega_{ni}\sigma L_s - R_s \end{cases} \quad (III.30)$$

**III.5.2 Régulation de vitesse :** En utilisant un régulateur PI, le schéma de régulation de la vitesse est celui donné par la figure ci-dessous

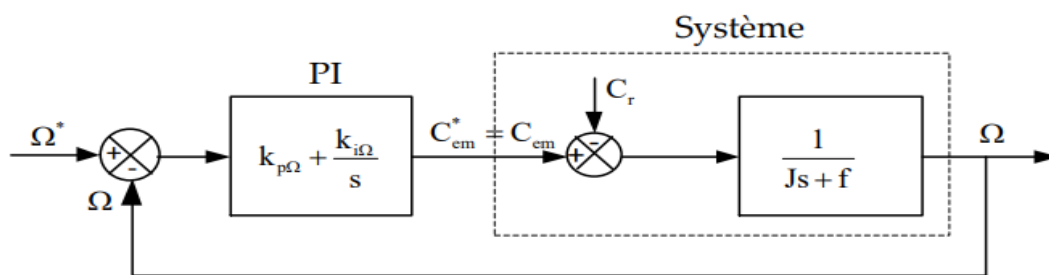


Figure III.9 : Boucle de régulation de vitesse.

Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence capable de maintenir la vitesse correspondante.

L'équation mécanique est :

$$\begin{aligned} J \frac{d\Omega}{dt} &= C_{em} - f\Omega - C_r \\ \Rightarrow J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega &= C_{em} - C_r \\ \Rightarrow (JS + f)\Omega(s) &= C_{em}(s) - C_r(s) \quad (\text{Transformation de Laplace}) \end{aligned}$$

Ce qui en résulte la fonction de transfert suivante :

$$\mathbf{G}_\Omega(\mathbf{s}) = \frac{\Omega(\mathbf{s})}{\mathbf{C}_{em}(\mathbf{s}) - \mathbf{C}_r(\mathbf{s})} = \frac{1}{\mathbf{J}\mathbf{s} + \mathbf{f}} \quad (\text{III.31})$$

Calcul de la fonction de transfert en boucle fermée

La vitesse  $\Omega$  s'écrit :

$$\Omega = \frac{1}{\mathbf{J}\mathbf{s} + \mathbf{f}} \left\{ \left( \mathbf{k}_{p\Omega} + \frac{\mathbf{k}_{i\Omega}}{\mathbf{s}} \right) (\Omega^* - \Omega) - \mathbf{C}_r \right\} \quad (\text{III.32})$$

Avec :

$$\mathbf{C}_{em} = \left( \mathbf{k}_{p\Omega} + \frac{\mathbf{k}_{i\Omega}}{\mathbf{s}} \right) (\Omega^* - \Omega)$$

Alors :

$$\Omega = \frac{\mathbf{k}_{p\Omega}\mathbf{s} + \mathbf{k}_{i\Omega}}{\mathbf{J}\mathbf{s}^2 + (\mathbf{k}_{p\Omega} + \mathbf{f})\mathbf{s} + \mathbf{k}_{i\Omega}} \Omega^* - \frac{\mathbf{s}}{\mathbf{J}\mathbf{s}^2 + (\mathbf{k}_{p\Omega} + \mathbf{f})\mathbf{s} + \mathbf{k}_{i\Omega}} \mathbf{C}_r \quad (\text{III.33})$$

En négligeant la perturbation  $\mathbf{C}_r$ , la fonction de transfert en boucle fermée devient :

$$\mathbf{G}_\Omega(\mathbf{s}) = \frac{\Omega(\mathbf{s})}{\Omega^*(\mathbf{s})} = \frac{\mathbf{k}_{p\Omega}\mathbf{s} + \mathbf{k}_{i\Omega}}{\mathbf{J}\mathbf{s}^2 + (\mathbf{k}_{p\Omega} + \mathbf{f})\mathbf{s} + \mathbf{k}_{i\Omega}} = \frac{\frac{\mathbf{k}_{p\Omega}\mathbf{s}}{\mathbf{J}} + \frac{\mathbf{k}_{i\Omega}}{\mathbf{J}}}{\mathbf{s}^2 + \frac{(\mathbf{k}_{p\Omega} + \mathbf{f})}{\mathbf{J}}\mathbf{s} + \frac{\mathbf{k}_{i\Omega}}{\mathbf{J}}} \quad (\text{III.34})$$

En identifiant le dénominateur de  $\mathbf{G}_\Omega^{\text{BF}}(\mathbf{s})$  avec celui d'un système de la forme canonique suivante :

$$\mathbf{G}_\Omega^{\text{BF}}(\mathbf{s}) = \frac{\mathbf{k}\omega_{n\Omega}}{\mathbf{s}^2 + 2\xi_\Omega\omega_{n\Omega}\mathbf{s} + \omega_{n\Omega}^2} \quad (\text{III.35})$$

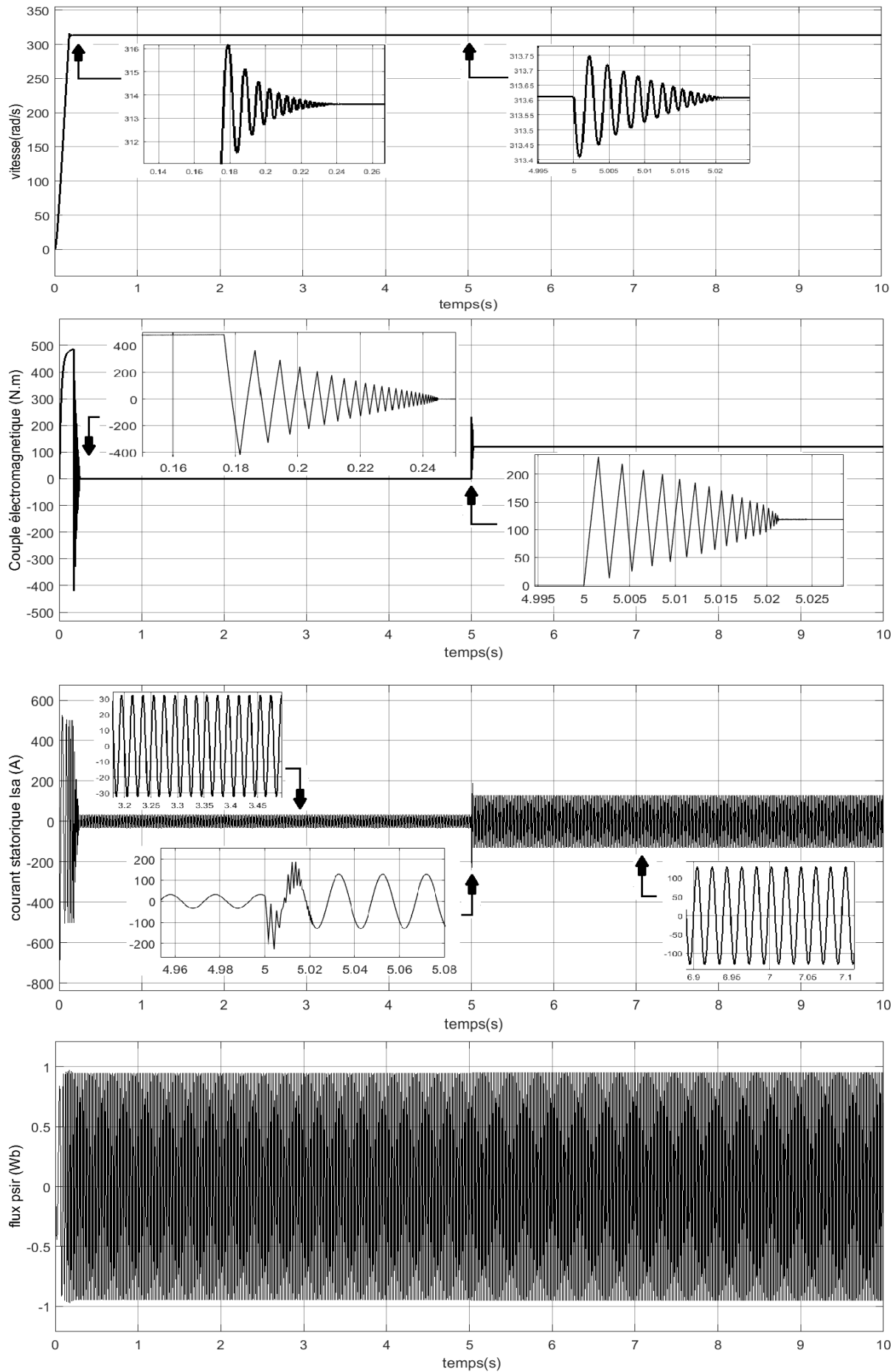
On trouve :

$$\begin{cases} \frac{\mathbf{k}_{i\Omega}}{\mathbf{J}} = \omega_{ni}^2 \\ \frac{\mathbf{k}_{p\Omega} + \mathbf{f}}{\mathbf{J}} = 2\xi_\Omega\omega_{n\Omega} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \mathbf{k}_{i\Omega} = \mathbf{J}\omega_{ni}^2 \\ \mathbf{k}_{p\Omega} = 2\mathbf{J}\xi_\Omega\omega_{n\Omega} - \mathbf{f} \end{cases} \quad \text{avec : } \mathbf{f} = 0$$

(III.36)

III.6 Partie simulation :

III.6.1 Résultats de simulation :



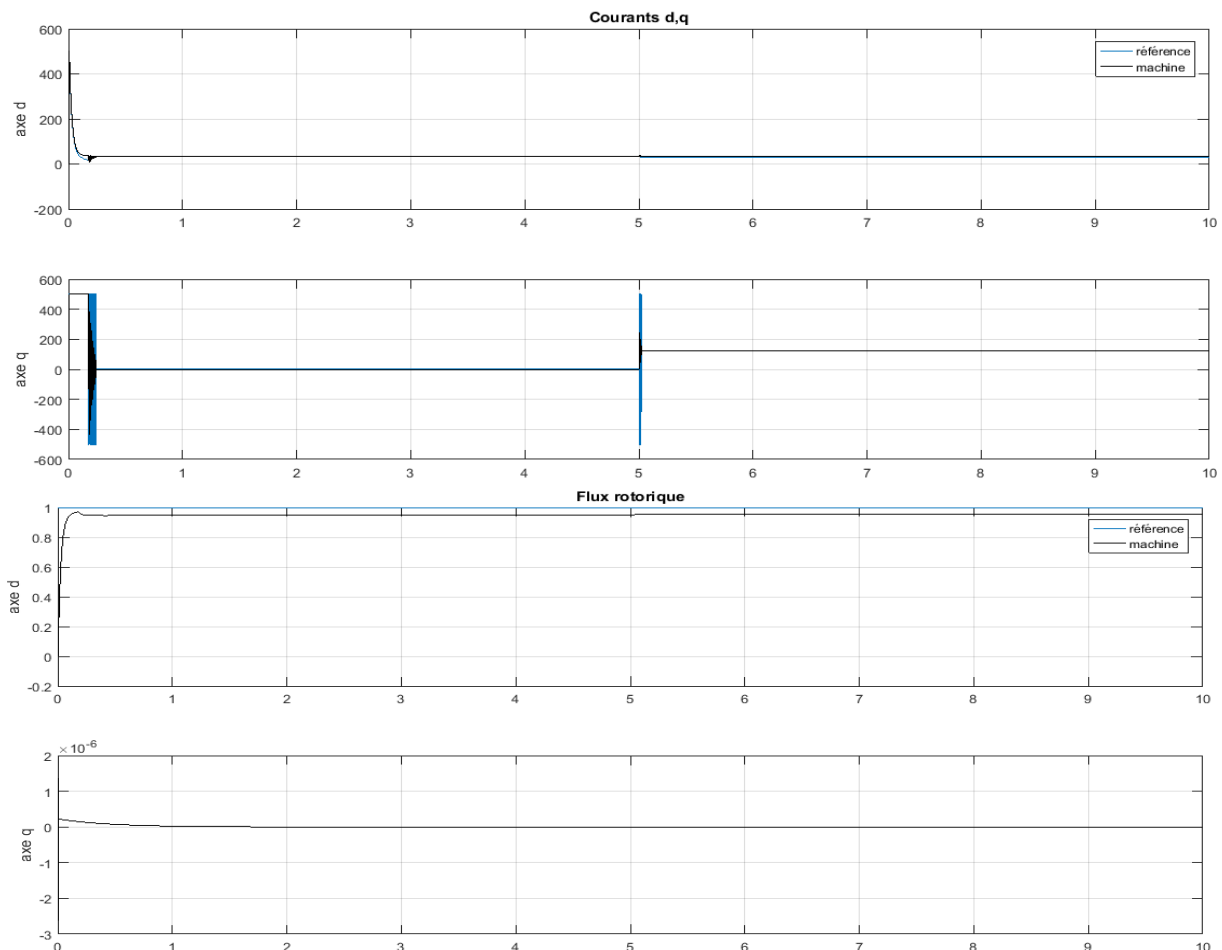


Figure III.10 : Résultats de simulation « commande vectoriel indirect en tension d'une MAS »

### III.6.2 Interprétation des résultats :

Les courbes de la Fig. III.6 représentent les résultats de simulation du modèle de la machine asynchrone lié au champ tournant commandée par la technique « commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique d'une MAS alimentée en tension ». Pour un démarrage à vide ( $C_r=0$ ) (de 0 à 5 s) et pour un démarrage en charge nominale ( $C_r=C_{rn}=119$ ) (de 5 à 10sec). Notez que la simulation (commande vectoriel + MAS) alimentée par une source à courant continu a approximativement les mêmes résultats qu'une machine asynchrone alimentée par un réseau triphasé équilibrée.

On voit que les courbes de courants présentent des oscillations d'amplitude maximales d'où un fort appelle de courants environ 500A au régime transitoire qui se stabilise au bout d'un temps de 0.3s a une valeur de 33A, à  $t=5s$   $C_{rn}=119Nm$  on remarque une augmentation instantané de la valeur maximale du courants statoriques qui se stabilisent en régime permanent à 120A. Concernant le flux rotorique, notez que les perturbations transitoire a atteint 1 Wb puis s'installe dans le régime permanent à partir de 0.2s dans les valeurs (-0.9, +0.9) (Wb), à  $t=5s$   $C_{rn}=119Nm$  on remarque une tres petit augmentation du flux rotorique ensuite il va stabiliser dans la valeur de référence due au commande vectoriel (surcircuit fermé).

Le couple de la machine présente au début une sérié d'oscillation d'amplitude élevée, atteint une valeur maximale de 400Nm et qui s'amortisse au cours de l'accélération du moteur et se stabilise à une valeur nulle ( $3.5 \times 10^{-7}$ ) (marche à vide). À l'instant d'application du couple nominale on note que le couple électromagnétique vient

d'équilibré au couple résistant nominale 119 Nm.

Quant à la vitesse de rotation, En régime transitoire la vitesse atteint une valeur maximale de 316rad/s. En régime permanent, La MAS atteint la vitesse exacte de consigne 314 (rad/s) en 0.25s en marche à vide. À l'instant d'application du couple on note une diminution de vitesse mais due au commande vectoriel (boucle fermé) il revient instantanément au consigne avec une erreur de 0.003.

On remarque bien pour les flux et les courants directs et quadratiques sont compatibles avec les hypothèses de la techniques de commande vectoriel donc on a assurée la validité de notre travail.

### III.7 Conclusion

Dans ce chapitre on a étudiée et modélisé la commande vectorielle de la machine asynchrone. La méthode d'orientation de flux rotorique qui a été développée c'est la méthode indirecte alimenté en tension. Cette méthode nous a permis de maintenir parfaitement le découplage entre le couple et le flux, et rendre la machine asynchrone similaire à une machine à courant continu, rendant ainsi la commande de vitesse facile.

Cette technique de commande possède un inconvénient majeur, car le comportement de la machine et de sa commande vectorielle est dégradé lors la variation des paramètres liés à la température, à la fréquence et à la saturation. Dans ce contexte et afin de pallier ce problème, on propose dans le chapitre suivant une technique de commande occupant une importante place parmi les commandes robustes, connues par son adaptation aux changements paramétriques et par sa stabilité qui se traduit par la commande backstepping.

Chapitre IV :

Commande  
par  
Backstepping  
De la  
machine  
asynchrone

## IV.1 INTRODUCTION :

Le contrôle des systèmes non linéaires a attiré une attention considérable et, par conséquent, diverses méthodes de contrôle ont été étudiées pour les systèmes non linéaires. Les outils développés dans ce secteur sont appliqués à l'étape de la conception et à l'exécution des unités de commande dans les systèmes non linéaires. Comparativement aux anciens outils, actuellement ces derniers sont devenus plus structurés et mieux développés [107].

Des méthodes de contrôle utilisant la fonction de Lyapunov ont été proposées pour les systèmes non linéaires [108–111]. La linéarisation entrée-sortie et la linéarisation par rétroaction ont été proposées pour transformer les systèmes non linéaires en forme normale et pour contrôler les systèmes non linéaires [112, 113].

Des techniques de commande par modes glissants ont été développées pour les systèmes non linéaires en raison des propriétés de découplage et d'invariance [114,115]. Des algorithmes de contrôle basés sur la théorie des perturbations singulières ont été développés pour les systèmes non linéaires impliquant des dynamiques rapides et lentes [116, 117].

La méthode de backstepping est l'une des avancées majeures pour le contrôle des systèmes non linéaires. Cette méthode est une procédure récursive utilisant une fonction de Lyapunov et une approche de conception systématique pour des formes particulières du système non linéaire (la forme de feedback stricte ou la forme normale ou les deux) [118]. Il peut garantir la stabilité globale et l'amélioration des performances de suivi et de transitoire.

Ce chapitre présente, dans un premier temps, une brève introduction sur les notions théoriques de fonction de Lyapunov et de la stabilité des systèmes non linéaires qu'il comporte les bases nécessaires à la compréhension des subtilités de la théorie du backstepping et, dans un deuxième temps, il introduit la synthèse d'une commande par backstepping dédiée au machine asynchrone (MAS) basée sur le principe de l'orientation du flux rotoriques.

## IV.2 METHODES DE LYAPUNOV :

Les faibles non-linéarités dans un système à commander sont, la plupart du temps, traitées comme des perturbations affectant un modèle linéaire du système. Toutes les théories, qui ont été développées depuis plusieurs années et qui sont bien connues des systèmes linéaires sont utilisées. Malheureusement, ces non-linéarités ne peuvent pas toujours être mises de côté et il faut alors utiliser d'autres méthodes [119].

Il y a deux approches possibles pour la commande d'un système non linéaire. La première vise à linéariser le système à commander, afin de profiter des techniques des modèles linéaires. Cette linéarisation est réalisée, moyennant des approximations ou des transformations géométriques dans l'espace de phase. Le système linéarisé est ensuite traité avec la théorie des systèmes linéaires.

La deuxième approche consiste à trouver une Fonction de Commande de Lyapunov (fcl) garantissant certaines performances pour le système en boucle fermée. De telles fonctions peuvent être très difficiles à trouver pour un système non linéaire d'ordre élevé. C'est là qu'entre en jeu la technique du backstepping qui permet de réduire cette complexité. Toutefois, avant d'introduire le backstepping, les deux méthodes d'analyse des systèmes non linéaires, fournies par Lyapunov, vont être brièvement décrites. Une attention particulière sera portée sur la deuxième méthode de Lyapunov qui fournit un outil très puissant pour tester et trouver des conditions suffisantes à la stabilité des

systèmes dynamiques, sans avoir à résoudre explicitement les équations différentielles les décrivant [120].

### IV.2.1 Première méthode de Lyapunov

Le théorème de stabilité locale de Lyapunov, connu sous le nom de première méthode, permet de se prononcer sur la linéarisation d'une dynamique autour d'un point d'équilibre. Cette méthode apporte une validité théorique à la technique de linéarisation. Elle mentionne que si le système linéarisé est asymptotiquement stable, alors il y a stabilité asymptotique. Dans le cas où le système linéarisé est instable, il y a instabilité. Par contre si celui-ci est stable sans pour autant l'être asymptotiquement, alors il est impossible de se prononcer sur la stabilité. Ce théorème est d'une importance limitée, car il ne permet d'étudier que la stabilité d'un point singulier (stabilité locale) et ne donne aucune information sur le domaine de stabilité (stabilité globale). De plus, dû aux approximations du premier degré (linéarisation), il n'est pas possible de tenir compte de tous les types de phénomènes non-linéaires (organe avec zone morte, ...) [121].

### IV.2.2 Deuxième méthode de Lyapunov :

Cette méthode est basée sur le concept d'énergie dans un système. Pour un système physique, l'énergie est une fonction définie positive de son état. Dans un système conservatif, l'énergie reste constante ; pour un système dissipatif, elle décroît. Pour ces deux cas, le système est stable. Si l'énergie croît, le système est instable [119]. L'idée de cette méthode est d'analyser la stabilité du système, sans avoir à résoudre explicitement les équations différentielles non linéaires le régissant. Il suffit simplement d'étudier les variations (signe de la dérivée) de l'énergie (ou une fonction qui lui est équivalente) le long de la trajectoire du système (figures 3.3). Les théorèmes suivants, qui permettent de se prononcer sur la stabilité (ou instabilité) d'un système, sont fournis par Lyapunov (1966) [121].

### IV.2.3 Fonction candidate de Lyapunov :

Le candidat de Lyapunov est une fonction  $V(\mathbf{x})$  qui possède deux propriétés essentielles :

- ❖ La première est la qualité d'extremum au point d'équilibre, à savoir s'il s'agit d'un maximum ou d'un minimum. Le point d'équilibre a tendance à être stable si cet extremum est un minimum. Afin de forcer la présence d'un minimum au point d'équilibre, la fonction sera contrainte à être positive pour toute valeur différente de l'origine. Elle ne pourra s'annuler qu'à l'origine.
- ❖ La deuxième particularité de la fonction candidate de Lyapunov est que : lors de la présence d'un système stable, elle a tendance à diminuer ou d'être conservée lors de l'évolution du système. En conséquence, on exigera en plus du candidat de Lyapunov que la dérivée de celui-ci soit négative : [122]

$$\dot{V}(\mathbf{x}) = \frac{dV(\mathbf{x})}{dt} \mathbf{f}(\mathbf{s}) < 0 \quad (\text{IV.1})$$

La condition de base sur un système commandé est qu'il doit converger vers un état que nous déterminons. Formalisons cette condition en termes de propriétés de l'équilibre désiré.

### IV.2.4 stabilité de Lyapunov :

Considérons le système invariable suivant :

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}) \quad (\text{IV.2})$$

Commençons à l'état initial  $\mathbf{x}(0)$ . Supposons que  $\mathbf{x}_e$  est un point d'équilibre du système,

$\mathbf{f}(\mathbf{x}_e) = \mathbf{0}$ . Nous disons que le point d'équilibre est :

✓ Stable, si pour chaque  $\epsilon > 0$  existe  $\delta(\epsilon) > 0$ , tel que :

$$\|\mathbf{x}(0) - \mathbf{x}_e\| < \delta \Rightarrow \|\mathbf{x}(t) - \mathbf{x}_e\| < \epsilon \text{ pour tout } t \geq 0$$

✓ Asymptotiquement stable, s'il est stable et en plus il existe  $r > 0$  tels que :

$$\|\mathbf{x}(0) - \mathbf{x}_e\| < r \Rightarrow \mathbf{x}(t) \rightarrow \mathbf{x}_e \text{ Lorsque } t \rightarrow \infty$$

✓ Globalement asymptotiquement stable (GAS), s'il est asymptotiquement stable pour tous les états initiaux.

Une fonction scalaire  $V(\mathbf{x})$  est :

- ✓ définie positive si  $V(\mathbf{0}) = 0$  et  $V(\mathbf{x}) > 0, \mathbf{x} \neq \mathbf{0}$ .
- ✓ définie semi-positive si  $V(\mathbf{0}) = 0$  et  $V(\mathbf{x}) \geq 0, \mathbf{x} \neq \mathbf{0}$ .
- ✓ définie semi-négative si  $-V(\mathbf{x})$  est définie semi-positive.
- ✓ radialement illimité si  $V(\mathbf{x}) \rightarrow \infty$  Comme  $\|\mathbf{x}\| \rightarrow \infty$  [107].

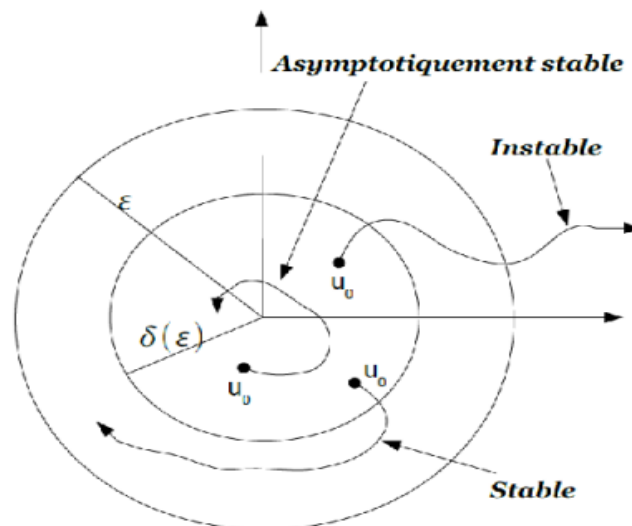


Figure IV.1 : Schema illustrative de la notion de stabilité

Le théorème principal pour prouver la stabilité sera établi par la suite.

#### IV.2.5 Théorème “ LaSalle-Yoshizawa ” :

Posons que  $\mathbf{x} = \mathbf{0}$  est un point d'équilibre pour (IV.2),  $V(\mathbf{0}) = 0$  et  $V(\mathbf{x})$  est une fonction scalaire continue et différentiable en  $\mathbf{x}$  définie tel que :

- ✓  $V(\mathbf{x})$  est définie positive.
- ✓  $V(\mathbf{x})$  est radialement illimité.
- ✓  $\dot{V}(\mathbf{x}) = \mathbf{V}(\mathbf{x})_x \mathbf{f}(\mathbf{x}) \leq -W(\mathbf{x})$

Si  $W(\mathbf{x})$  est définie semi-positive alors toutes les solutions de (4.1) sont stables. De plus, si  $W(\mathbf{x})$  est définie positive avec le point d'équilibre  $\mathbf{x} = \mathbf{0}$  alors ce point d'équilibre est GAS. Preuve : Pour montrer la stabilité quand  $\dot{V}(\mathbf{x})$  est seulement définie semi-

négative, le corollaire de LaSalle est utilisé Kristic [123].

#### IV.2.6 Corollaire stabilité asymptotique :

Posons que  $\mathbf{x} = \mathbf{0}$  est un point d'équilibre pour (IV.2),  $\mathbf{V}(\mathbf{0}) = \mathbf{0}$  et  $\mathbf{V}(\mathbf{x})$  est une fonction scalaire continue et différentiable en  $\mathbf{x}$  définie tel que :

- ✓  $\mathbf{V}(\mathbf{x})$  est définie positive
- ✓  $\mathbf{V}(\mathbf{x})$  est radialement illimité.
- ✓  $\mathbf{V}(\mathbf{x})$  est définie semi-négative.

Posons que  $\mathbf{E} = \{\mathbf{x}: \dot{\mathbf{V}}(\mathbf{x}) = \mathbf{0}\}$  et qu'aucune autre solution que  $\mathbf{x} \equiv \mathbf{0}$  ne peut rester pour toujours dans  $\mathbf{E}$  alors  $\mathbf{x} = \mathbf{0}$  est GAS. Notons que ces résultats sont non constructifs, dans le sens qu'ils ne donnent aucun indice de la façon de trouver un  $\mathbf{V}(\mathbf{x})$  satisfaisant toutes les conditions nécessaires pour conclure la GAS. Toutefois nous nous rapporterons à une fonction  $\mathbf{V}(\mathbf{x})$  satisfaisant les conditions spécifiées dans **le théorème 1** comme la fonction de Lyapunov pour le système Kristic, [123].

#### IV.2.7 Construction "universelle" de fonctions de commande de Lyapunov :

Considérons maintenant le système suivant avec une commande d'entrée  $\mathbf{u}$  :

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}, \mathbf{u}) \quad (\text{IV.3})$$

Les résultats de l'équation de la stabilité définie dans la section précédente sont corrects, si nous trouvons une loi de commande définie par :

$$\mathbf{u} = \mathbf{k}(\mathbf{x}) \quad (\text{IV.4})$$

Afin que le système :

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}, \mathbf{k}(\mathbf{x})) \quad (\text{IV.5})$$

Possède une origine  $\mathbf{x} = \mathbf{0}$  stable. Un changement approprié de coordonnées permet de ramener tout état désiré à l'origine. Une approche servant à trouver  $\mathbf{k}(\mathbf{x})$  est de construire une fonction définie positive et radialement illimitée  $\mathbf{V}(\mathbf{x})$  et de choisir  $\mathbf{k}(\mathbf{x})$  tel que :

$$\dot{\mathbf{V}}(\mathbf{x}) = \mathbf{V}(\mathbf{x})_{\mathbf{x}} \mathbf{f}(\mathbf{x}, \mathbf{k}(\mathbf{x})) = -\mathbf{W}(\mathbf{x}) \quad (\text{IV.6})$$

Où  $\mathbf{W}(\mathbf{x})$  est défini positive. La stabilisation de la boucle fermée suit **le théorème 1**. Pour que cette approche réussisse,  $\mathbf{V}$  et  $\mathbf{W}$  doivent avoir été soigneusement choisies, sinon (IV.6) ne serait pas soluble [107]. Ceci motive la définition suivante.

#### IV.2.8 Control Lyapunov function (clf) :

##### Définition :

$\mathbf{V}(\mathbf{x})$  est une fonction définie positive et radialement illimitée. Cette fonction est appelée fonction de contrôle de Lyapunov "clf" pour (4.2) à condition que pour tout  $\mathbf{x}$  différent de zéro ( $\mathbf{x} \neq \mathbf{0}$ ),

$$\dot{\mathbf{V}} = \mathbf{V}(\mathbf{x})_{\mathbf{x}} \mathbf{f}(\mathbf{x}, \mathbf{u}) < 0$$

(IV.7)

À une clf pour un système correspond une loi globalement stabilisante de commande (GS). Ceci signifie que pour chaque loi, une clf correspondante peut être trouvée, et vice versa. Ceci est connu comme le théorème d'Artstein [124]. Si une clf est connue, un choix particulier du  $k(x)$  est donné par l'expression proposée par Sontag [125]. Ainsi, pour

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{g}(\mathbf{x})\mathbf{u} \quad (\text{IV.8})$$

Nous pouvons choisir :

$$\mathbf{u} = \mathbf{k}(\mathbf{x}) = -\frac{\mathbf{a} + \sqrt{\mathbf{a}^2 + \mathbf{b}^2}}{\mathbf{b}} \quad (\text{IV.9})$$

Si  $\mathbf{a} = \mathbf{V}(\mathbf{x})_x \mathbf{f}(\mathbf{x})$  et  $\mathbf{b} = \mathbf{V}(\mathbf{x})_x \mathbf{g}(\mathbf{x})$ , alors la dérivée de la fonction Lyapunov devient :

$$\dot{\mathbf{V}} = \mathbf{V}(\mathbf{x})_x (\mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{g}(\mathbf{x})\mathbf{u}) = \mathbf{a} + \mathbf{b} \left( -\frac{\mathbf{a} + \sqrt{\mathbf{a}^2 + \mathbf{b}^2}}{\mathbf{b}} \right) = -\sqrt{\mathbf{a}^2 + \mathbf{b}^2} \quad (\text{IV.10})$$

Cette approche est liée à la théorie élaborée par Primbs [126] où  $\mathbf{u}$  est choisi pour réduire au minimum l'effort de commande nécessaire pour satisfaire  $\mathbf{V}$  donc :

$$\dot{\mathbf{V}} \leq -\mathbf{W}(\mathbf{x}) \quad (\text{IV.11})$$

Pour  $\mathbf{W}$  la minimisation est obtenue par le temps. L'utilisation d'une contrainte d'inégalité plutôt que celle d'égalité est prévue. Celle-ci permet de tirer un bénéfice des propriétés inhérentes de la stabilité du système.

$$\dot{\mathbf{V}}|_{\mathbf{u}=0} = \mathbf{V}(\mathbf{x})_x \mathbf{f}(\mathbf{x}) < -\mathbf{W}(\mathbf{x}) \quad (\text{IV.12})$$

### IV.3 Technique de commande par backstepping :

La technique de la commande par backstepping a été développée par Kanellakopoulos en 1991 [127]. Cette technique offre une méthode systématique pour effectuer la conception d'un contrôleur pour les systèmes non linéaires. L'idée fondamentale consiste à calculer une loi de commande afin de garantir pour une certaine fonction de Lyapunov, définie positive et que sa dérivée soit toujours négative [128]. La méthode consiste à fragmenter le système en un ensemble de sous-systèmes imbriqués d'ordre décroissant, [129].

Le calcul de la fonction de Lyapunov s'effectue, ensuite, récursivement en partant de l'intérieur de la boucle. A chaque étape, l'ordre du système est augmenté et la partie non stabilisée lors de l'étape précédente est traitée. À la dernière étape, la loi de commande est trouvée. Celle-ci permet de garantir, en tout temps, la stabilité globale du système compensé tout en travaillant en poursuite et en régulation.

Contrairement à la plupart des autres méthodes, le backstepping n'a aucune contrainte au niveau du type de non linéarité. Cependant, le système doit se présenter sous la forme dite paramétrique pure. Les équations d'un tel système sont données par :

$$\dot{\mathbf{x}}_1 = \mathcal{A}_1(\mathbf{x}_1)^T \boldsymbol{\zeta} + \mathcal{C}_1(\mathbf{x}_1)\mathbf{x}_2$$

$$\begin{aligned}
\dot{x}_2 &= \mathcal{A}_2(x_1, x_2)^T \zeta + \mathcal{C}_2(x_1, x_2)x_3 \\
&\vdots \\
\dot{x}_{n-1} &= \mathcal{A}_{n-1}(x_1, x_2, \dots, x_{n-1})^T \zeta + \mathcal{C}_{n-1}(x_1, x_2, \dots, x_{n-1})x_n \\
\dot{x}_n &= \mathcal{A}_n(x_1, x_2, \dots, x_n)^T \zeta + \mathcal{C}_n(x_1, x_2, \dots, x_n)u \\
y &= x_1
\end{aligned} \tag{IV.13}$$

Où  $\zeta$  est un vecteur de paramètres constants,  $\mathcal{A}_i$  et  $\mathcal{C}_i$  sont des fonctions non linéaires connues.  $\mathcal{A}_i(\mathbf{0}) = \mathbf{0}$  et  $\mathcal{C}_n(x) \neq \mathbf{0} \forall x \in \mathbb{R}^n$ .

### Remarque

(Simplification) Pour toutes les méthodes qui seront présentées, la procédure de design restera la même, pour les systèmes d'ordre  $n \geq 3$ . Afin de simplifier les expressions, les systèmes utilisés seront d'ordre 3. Les résultats généraux (ordre  $n$ ) seront toutefois donnés. Il faut noter que le nombre des étapes, nécessaires à la construction de la commande, de la fcl et éventuellement de la loi d'adaptation, est égal à l'ordre du système [7, 15, 21].

#### IV.3.1 Algorithme de base

Afin d'illustrer le principe de la méthode du backstepping, on considère le cas des systèmes non linéaires de la forme [22] :

$$\dot{x}_1 = \mathcal{A}_1(x_1)^T \zeta + \mathcal{C}_1(x_1)x_2 \tag{IV.14}$$

$$\dot{x}_2 = \mathcal{A}_2(x_1, x_2)^T \zeta + \mathcal{C}_2(x_1, x_2)x_3 \tag{IV.15}$$

$$\dot{x}_3 = \mathcal{A}_3(x_1, x_2, x_3)^T \zeta + \mathcal{C}_3(x_1, x_2, x_3)u \tag{IV.16}$$

Le vecteur des paramètres est supposé connu  $\zeta$ . On désire faire suivre à la sortie  $y = x_1$  le signal de référence  $y_r, \dot{y}_r, \ddot{y}_r$  et  $\ddot{y}_r$  sont supposées connues et uniformément bornées. Le système étant du troisième ordre, le design s'effectue en trois étapes.

#### Étape 1

On considère d'abord l'équation (IV.14), où la variable d'état  $x_2$  est traitée comme une commande (fictive !) et l'on définit la première valeur désirée  $x_1^d = \alpha_0 = y_r$

Ce qui conduit à l'erreur de régulation suivante :

$$e_1 = x_1 - x_1^d = x_1 - \alpha_0 \tag{IV.17}$$

Ainsi sa dérivée est :

$$\begin{aligned}
\dot{e}_1 &= \dot{x}_1 - \dot{\alpha}_0 \\
&= \mathcal{A}_1(x_1)^T \zeta + \mathcal{C}_1(x_1)x_2 - \dot{\alpha}_0
\end{aligned} \tag{IV.18}$$

Pour un tel système, on construit d'abord la fonction de Lyapunov  $V_1$  sous une forme quadratique :

$$V_1 = \frac{1}{2} e_1^2 \quad (IV.19)$$

Sa dérivée temporelle est :

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= e_1 \dot{e}_1 \\ &= e_1 [\mathcal{A}_1(x_1)^T \zeta + \mathcal{C}_1(x_1) x_2 - \dot{\alpha}_0] \end{aligned} \quad (IV.20)$$

Un choix judicieux de  $x_2$  rendrait  $V_1$  négative et assurerait la stabilité pour la dynamique de (IV.18) Pour cela, prenons :  $x_2 = \alpha_1$  telle que :

$$\mathcal{A}_1(x_1)^T \zeta + \mathcal{C}_1(x_1) x_2 - \dot{\alpha}_0 = -k_1 e_1 \quad (IV.21)$$

Où  $k_1 > 0$  est une constante de conception.

Ainsi, la loi de commande pour le système (IV.18) sera donnée par :

$$\alpha_1 = \frac{1}{c_1(x_1)} (-k_1 e_1 - \mathcal{A}_1(x_1)^T \zeta + \dot{\alpha}_0) \quad (IV.22)$$

Ce qui implique :

$$\dot{V}_1 = -k_1 e_1^2 \leq 0 \quad (IV.23)$$

### Etape 2 :

Maintenant, la nouvelle référence désirée sera la variable de commande pour le sous système précédent (IV.18).

$$x_2^d = \alpha_1 \quad (IV.24)$$

D'où l'erreur de régulation :

$$e_2 = x_2 - \alpha_1 \quad (IV.25)$$

Sa dérivée est :

$$\begin{aligned} \dot{e}_2 &= \dot{x}_2 - \dot{\alpha}_1 \\ &= \mathcal{A}_2(x_1, x_2)^T \zeta + \mathcal{C}_2(x_1, x_2) x_3 - \dot{\alpha}_1 \end{aligned} \quad (IV.26)$$

Pour le système (IV.26), la fonction de Lyapunov étendue est :

$$\begin{aligned} V_2 &= V_1 + \frac{1}{2} e_2^2 \\ &= \frac{1}{2} (e_1^2 + e_2^2) \end{aligned} \quad (IV.27)$$

Dont la dérivée est :

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= e_1 \dot{e}_1 + e_2 \dot{e}_2 \quad / \quad x_2 = e_2 + \alpha_1 \\ &= e_1 [\mathcal{A}_1^T \zeta + \mathcal{C}_1 x_2 - \dot{\alpha}_0] + e_2 [\mathcal{A}_2^T \zeta + \mathcal{C}_2 x_3 - \dot{\alpha}_1] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= \mathbf{e}_1[\mathcal{A}_1^T \zeta + \mathbf{C}_1(\mathbf{e}_2 + \alpha_1) - \dot{\alpha}_0] + \mathbf{e}_2[\mathcal{A}_2^T \zeta + \mathbf{C}_2 x_3 - \dot{\alpha}_1] \\
&= \mathbf{e}_1[\mathcal{A}_1^T \zeta + \mathbf{C}_1(\alpha_1) - \dot{\alpha}_0] + \mathbf{e}_2[\mathcal{A}_2^T \zeta + \mathbf{C}_2 x_3 - \dot{\alpha}_1] + \mathbf{e}_1 \mathbf{C}_1 \mathbf{e}_2 \\
&= -\mathbf{k}_1 \mathbf{e}_1^2 + \mathbf{e}_2[\mathcal{A}_2^T \zeta + \mathbf{C}_2 x_3 - \dot{\alpha}_1 + \mathbf{e}_1 \mathbf{C}_1]
\end{aligned} \tag{IV.28}$$

Le choix de  $x_3$  qui stabilisera la dynamique du système (IV.25) et rendra  $V_2$  négative est  $x_3 = \alpha_2$  telle que :

$$\mathcal{A}_2^T \zeta + \mathbf{C}_2 x_3 - \dot{\alpha}_1 + \mathbf{e}_1 \mathbf{C}_1 = -\mathbf{k}_2 \mathbf{e}_2 \tag{IV.29}$$

Où  $\mathbf{k}_2 > 0$  est une constante de conception

Ainsi, la loi de commande pour le système (IV.26) sera donnée par :

$$\alpha_2 = \frac{1}{\mathbf{c}_2} (-\mathbf{k}_2 \mathbf{e}_2 - \mathcal{A}_2^T \zeta + \dot{\alpha}_1 - \mathbf{e}_1 \mathbf{C}_1) \tag{IV.30}$$

Avec :

$$\alpha_1 = \frac{\mathbf{c}_1 (-\mathbf{k}_1 \dot{\mathbf{e}}_1 - \mathcal{A}_1^T \zeta + \ddot{\alpha}_0) - \dot{\mathbf{C}}_1 (-\mathbf{k}_1 \mathbf{e}_1 - \mathcal{A}_1^T \zeta + \dot{\alpha}_0)}{\mathbf{c}_1^2} \tag{IV.31}$$

Un tel choix implique :

$$\dot{V}_2 = -\mathbf{k}_1 \mathbf{e}_1^2 - \mathbf{k}_2 \mathbf{e}_2^2 \leq 0 \tag{IV.33}$$

### Etape 3 :

Maintenant, la nouvelle référence désirée sera la variable de commande pour le sous système précédent (IV.18).

$$x_3^d = \alpha_2 \tag{IV.34}$$

D'où l'erreur de régulation :

$$\mathbf{e}_3 = x_3 - \alpha_2 \tag{IV.35}$$

Sa dérivée est :

$$\begin{aligned}
\dot{\mathbf{e}}_3 &= \dot{x}_3 - \dot{\alpha}_2 \\
&= \mathcal{A}_3(x_1, x_2, x_3)^T \zeta + \mathbf{C}_3(x_1, x_2, x_3) \mathbf{u} - \dot{\alpha}_2
\end{aligned} \tag{IV.36}$$

Pour le système (IV.25), la fonction de Lyapunov étendue est :

$$\begin{aligned}
V_3 &= V_2 + \frac{1}{2} \mathbf{e}_3^2 \\
&= V_1 + \frac{1}{2} (\mathbf{e}_2^2 + \mathbf{e}_3^2)
\end{aligned} \tag{IV.37}$$

Dont la dérivée est :

$$\dot{V}_3 = \dot{V}_2 + \mathbf{e}_3 \dot{\mathbf{e}}_3$$

$$\begin{aligned}
&= -k_1 e_1^2 + e_2 \left[ \mathcal{A}_2^T \zeta + \mathcal{C}_2 \overset{(e_3 + \alpha_2)}{\widetilde{x}_3} - \dot{\alpha}_1 + e_1 \mathcal{C}_1 \right] + e_3 [\mathcal{A}_3^T \zeta + \mathcal{C}_3 u \\
&\quad - \dot{\alpha}_2] \\
&= -k_1 e_1^2 + e_2 [\mathcal{A}_2^T \zeta + \mathcal{C}_2 \alpha_2 - \dot{\alpha}_1 + e_1 \mathcal{C}_1] + e_3 [\mathcal{A}_3^T \zeta + \mathcal{C}_3 u - \dot{\alpha}_2] \\
&\quad + e_2 \mathcal{C}_2 e_3 \\
&= -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 + e_3 (\mathcal{A}_3^T \zeta + \mathcal{C}_3 u - \dot{\alpha}_2) + e_2 \mathcal{C}_2 e_3 \\
&= -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 + e_3 (\mathcal{A}_3^T \zeta + \mathcal{C}_3 u - \dot{\alpha}_2 + e_2 \mathcal{C}_2) \tag{IV.38}
\end{aligned}$$

À présent, on est en présence de la vraie commande (qui, contrairement à  $x_2$  et  $x_3$ , peut être instantanément forcée à prendre n'importe quelle valeur désirée-physiquement réalisable). Un bon choix de celle-ci est donné par :

$$\mathcal{A}_3^T \zeta + \mathcal{C}_3 u - \dot{\alpha}_2 + e_2 \mathcal{C}_2 = -k_3 e_3 \tag{IV.39}$$

Où  $k_2 > 0$  est une constante de conception

$$u = \frac{1}{e_3} [-k_3 e_3 - \mathcal{A}_3^T \zeta + \dot{\alpha}_2 - e_2 \mathcal{C}_2] \tag{IV.40}$$

Avec :

$$\dot{\alpha}_2 = \frac{\mathcal{C}_2 (-k_2 \dot{e}_2 - \mathcal{A}_2^T \zeta + \dot{\alpha}_1 - \dot{e}_1 \mathcal{C}_1 - e_1 \dot{\mathcal{C}}_1) - \dot{\mathcal{C}}_2 (-k_2 e_2 - \mathcal{A}_2^T \zeta + \dot{\alpha}_1 - e_1 \mathcal{C}_1)}{e_2^2} \tag{IV.41}$$

Un tel choix implique :

$$\dot{V}_2 = -k_1 e_1 - k_2 e_2 - k_3 e_3 \leq 0 \tag{IV.42}$$

### Remarque :

Les paramètres de design  $k_i$  ( $i = 1, 2, \dots, n$ ), sont directement liés à la position de pôles de la boucle fermée. Leur choix permet de faire un placement des pôles, fixant ainsi la dynamique en régulation de cette boucle.

### IV.3.2 Application du backstepping à la commande de la MAS :

Les recherches sur le développement des techniques de contrôle de la MAS se sont multipliées ces dernières décennies, il existe actuellement plusieurs techniques présentes dans la littérature comme le contrôle scalaire, le contrôle vectoriel, le DTC, les contrôles non linéaires comme le Backstepping et le contrôle par mode glissant.

L'application de la technique Backstepping à la commande du MAS a l'avantage d'être robuste vis-à-vis des variations paramétriques de la machine ainsi que d'un bon suivi de référence.

L'association de la technique du Backstepping à la commande vectorielle donne au contrôle de la machine à induction des qualités de robustesse intéressantes, et consolide encore la robustesse du Backstepping. [130], [131], [132].

## IV.3.2.1 Modèle de la MAS :

Après l'application de la commande vectoriel à flux rotorique orienté à la machine asynchrone, un modèle simple de la machine asynchrone a été réalisé qui permettait un contrôle indépendant du flux et du couple.

Le modèle de la machine asynchrone dans le repère (d-q) est donné par [24] :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = a_1 x_1 + \dot{\theta}_s x_2 + a_2 x_3 + b u_1 \\ \dot{x}_2 = -\dot{\theta}_s x_1 + a_1 x_2 + a_3 x_3 x_4 + b u_2 \\ \dot{x}_3 = a_4 x_3 + a_5 x_1 \\ \dot{x}_4 = a_6 x_2 x_3 + a_7 x_4 + d C_r \end{cases} \quad (IV.42)$$

Avec :

$$x = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4]^T = [i_{sd} \ i_{sq} \ \varphi_d \ \omega_r]^T ; \ \varphi_d = \varphi_{rd} ; \ \dot{\theta}_s = \frac{d\theta_s}{dt} = W_r + a_7 \cdot \frac{x_2}{x_3}$$

Les coefficients  $a_i$ ,  $b$  et  $d$  du modèle s'expriment en fonction des paramètres mécaniques et électriques de la MAS comme suit :

$$\begin{aligned} a_1 &= -\left( \frac{1}{T_s \sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r \sigma} \right) = -\frac{L_r^2 R_s + L_m^2 R_r}{L_r (L_r L_s - L_m^2)} ; \ a_2 = \frac{1-\sigma}{T_r L_m \sigma} = \frac{L_m R_r}{L_r (L_r L_s - L_m^2)} ; \\ a_3 &= -n_p \frac{1-\sigma}{L_m \sigma} = \frac{L_m}{L_r L_s - L_m^2} ; \ a_4 = -\frac{1}{T_r} = -\frac{R_r}{L_r} ; \ a_5 = a_8 = \frac{L_m}{T_r} = \frac{L_m R_r}{L_r} ; \\ a_6 &= \frac{n_p L_m}{J L_r} ; \ a_7 = -\frac{f}{J} ; \ b = \frac{1}{\sigma L_s} = \frac{L_r}{L_r L_s - L_m^2} ; \ d = -\frac{1}{J} \end{aligned}$$

## Étape 1

Cette première étape consiste à identifier les erreurs  $e_1$  et  $e_2$  qui représentent respectivement l'erreur entre la vitesse électrique réel  $W_r$  et la vitesse électrique de référence  $\omega_r^d$  ainsi que le module du flux rotorique  $\varphi_d$  et celui de référence  $\varphi_r^d$ .

$$\begin{aligned} e_1 &= x_4^d - x_4 \\ e_2 &= x_3^d - x_3 \end{aligned} \quad (IV.43)$$

La dérivée de l'erreur est donnée par :

$$\begin{aligned} \dot{e}_1 &= \dot{x}_4^d - \dot{x}_4 = \dot{x}_4^d - a_{14} x_2 x_3 - a_{15} x_4 - d C_r \\ \dot{e}_2 &= \dot{x}_3^d - \dot{x}_3 = \dot{x}_3^d - a_8 x_3 - a_{10} x_1 \end{aligned} \quad (IV.44)$$

La première fonction de Lyapunov est définie par :

$$V_1 = \frac{1}{2} (e_1^2 + e_2^2) \quad (IV.45)$$

On choisie les fonctions stabilisantes comme suit :

$$\begin{aligned} x_2^d &= \frac{1}{a_{14} x_3} (k_1 e_1 + \dot{x}_4^d - a_{15} x_4 - d C_r) \\ x_1^d &= \frac{1}{a_{10}} (k_2 e_2 + \dot{x}_3^d - a_8 x_3) \end{aligned} \quad (IV.46)$$

$$\text{Ou } x_3 = \sqrt{\varphi_{r\alpha}^2 + \varphi_{r\beta}^2} > 0$$

Alors la dynamique des erreurs est donnée par :

$$\dot{e}_1 = -k_1 e_1 ; \dot{e}_2 = -k_2 e_2 \quad (\text{IV.47})$$

La dérivée de la fonction de Lyapunov par rapport au temps est :

$$\dot{V}_1 = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 \leq 0 \quad (\text{IV.48})$$

Avec ;  $k_1 > 0$  et  $k_2 > 0$

## Etape 2

Dans cette étape, on définit deux nouvelles erreurs des composantes du courant statorique données par :

$$e_3 = x_2^d - x_2 = \frac{1}{a_{14}x_3} (k_1 e_1 + \dot{x}_4^d - a_{15}x_4 - dC_r) - x_2 \quad (\text{IV.49})$$

$$e_4 = x_1^d - x_1 = \frac{1}{a_{10}} (k_2 e_2 + \dot{x}_3^d - a_8 x_3) - x_1 \quad (\text{IV.50})$$

La dérivée de (V.49) et (V.50) nous donne :

$$\dot{e}_3 = \dot{x}_2^d - \dot{x}_2 = \dot{x}_2^d - f_2(x) - bu_2 \quad (\text{IV.51})$$

$$\dot{e}_4 = \dot{x}_1^d - \dot{x}_1 = \dot{x}_1^d - f_1(x) - bu_1 \quad (\text{IV.52})$$

Alors l'équation (V.44) sera de la forme :

$$\dot{e}_1 = -k_1 e_1 + a_{14} e_3 \quad (\text{IV.53})$$

$$\dot{e}_2 = -k_2 e_2 + a_{10} e_4 \quad (\text{IV.54})$$

Où :  $f_2(x) = -\dot{\theta}_s x_1 + a_1 x_2 + a_4 x_3 x_4$  ;  $f_1(x) = a_1 x_1 + \dot{\theta}_s x_2 + a_2 x_3$  ;

Pour définir les lois de commande, on adopte une nouvelle fonction de Lyapunov décrite par l'expression suivante :

$$V_2 = \frac{1}{2} (e_1^2 + e_2^2 + e_3^2 + e_4^2) \quad (\text{IV.55})$$

Ainsi la dérivée de la fonction de Lyapunov finale est :

$$\dot{V}_2 = e_1 \dot{e}_1 + e_2 \dot{e}_2 + e_3 \dot{e}_3 + e_4 \dot{e}_4 \quad (\text{IV.56})$$

Sa dérivée est donnée par :

$$\dot{V}_2 = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 - k_3 e_3^2 - k_4 e_4^2 + e_3 (k_3 e_3 + \dot{x}_2^d - f_2(x) - bu_2) + e_4 (k_4 e_4 + \dot{x}_1^d - f_1(x) - bu_1) \quad (\text{IV.57})$$

Où :  $k_3 > 0$  ;  $k_4 > 0$

On choisie la commande comme suit :

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_1 &= V_{sd} = \frac{1}{b}(k_4 e_4 + \dot{x}_1^d - f_1(x)) \\ \mathbf{u}_2 &= V_{sq} = \frac{1}{b}(k_3 e_3 + \dot{x}_2^d - f_2(x)) \end{aligned} \tag{IV.58}$$

La dérivée de l'erreur  $e_3$  et  $e_4$  sera comme suit :

$$\dot{e}_3 = -k_3 e_3 - a_{14} x_3 e_1 \tag{IV.59}$$

$$\dot{e}_4 = -a_{10} e_2 - k_4 e_4 \tag{IV.60}$$

Donc à partir de l'équation (V.53,54) et (V.59,60) on peut écrire :

$$\dot{\zeta} = A \zeta \tag{IV.61}$$

Avec :

$$A = \begin{bmatrix} -k_1 & 0 & a_{14} & 0 \\ 0 & -k_2 & 0 & a_{10} \\ -a_{14} x_3 & 0 & -k_3 & 0 \\ 0 & -a_{10} & 0 & -k_4 \end{bmatrix} \text{ Et } \zeta = \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ e_3 \\ e_4 \end{bmatrix}$$

### IV.3.2.2 Structure générale de la commande :

La figure (III.4) représente le principe de la commande par backstepping de la machine asynchrone. La première étape de la commande par backstepping consiste à générer les courants de référence  $(i_{sd})_{ref}$  et  $(i_{sq})_{ref}$ , représente la commande fictive. L'erreur entre ces références et le

s grandeurs réelles des courants résulte de nouvelles erreurs  $e_3$  et  $e_4$ . Enfin on adapte la loi de commande  $V_{sd}$  et  $V_{sq}$  à partir de l'équation (IV.58) pour assurer la stabilité de la machine.

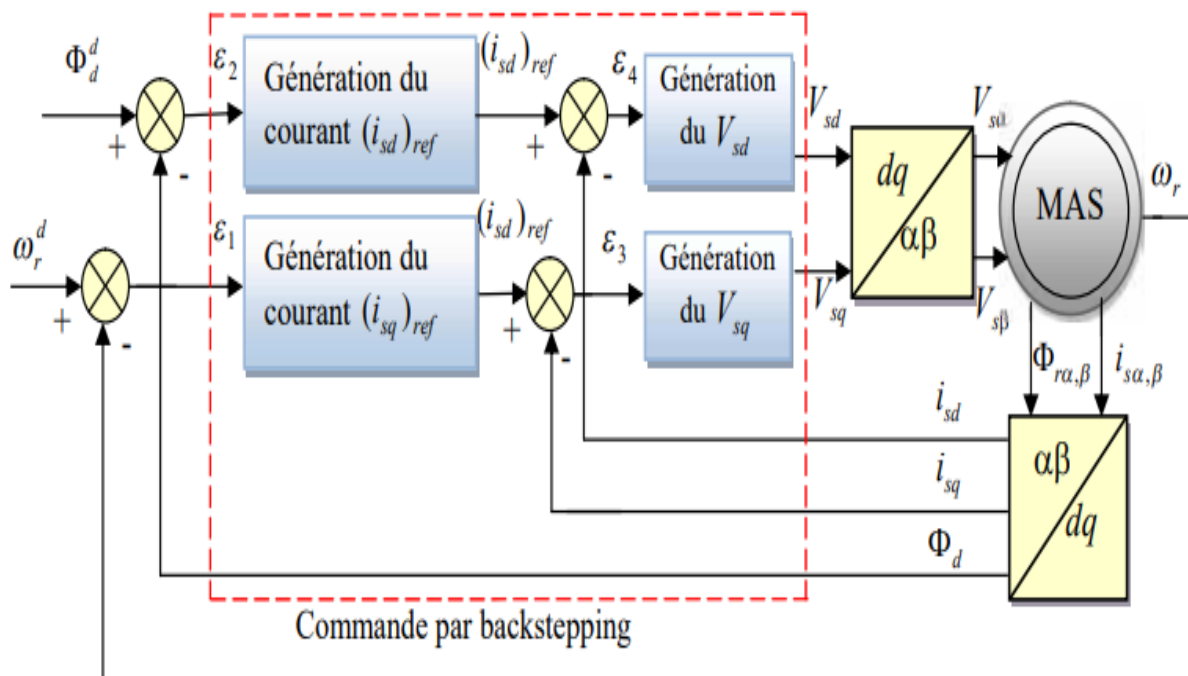


Figure IV.2 Principe de la commande par backstepping de la machine asynchrone.

IV.4 Partie simulation :

IV.4.1 Résultats de simulation :

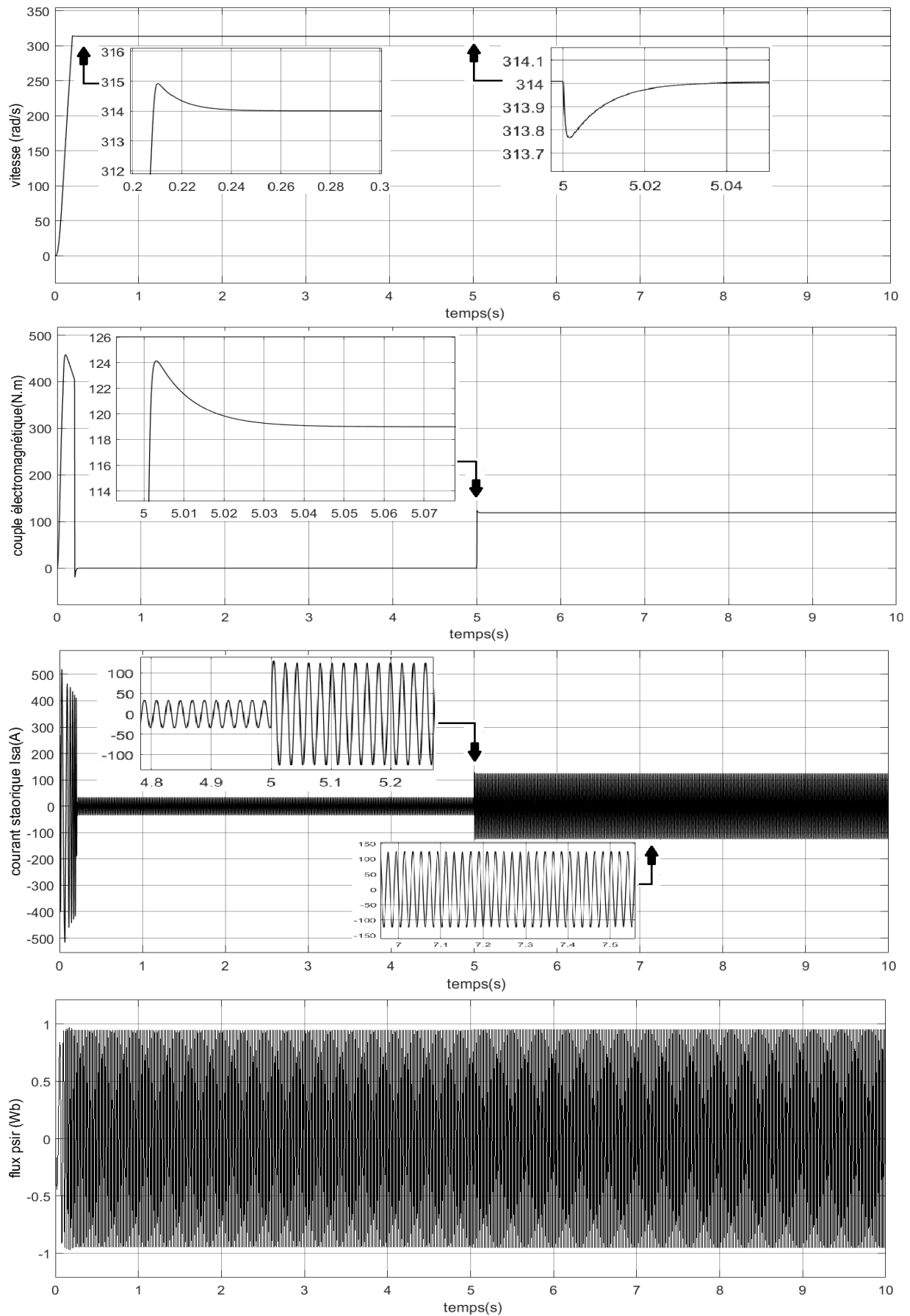


Figure IV.3 : Résultats de simulation « commande par BACKSTEPPING d'une MAS »

## IV.4 .2 Interprétation des résultats :

Les courbes de la Fig. IV.3 représentent les résultats de simulation du modèle de la machine asynchrone lié au champ tournant commandée par la technique « commande par BACKSTEPPING ». Pour un démarrage à vide ( $Cr=0$ ) (de 0 à 5 s) et pour un démarrage en charge nominale ( $Cr=Crn=119$  N.m) (de 5 à 10sec).

On voit que les courbes de courants présentent des oscillations d'amplitude maximales d'où un fort appelle de courants environ 500A au régime transitoire qui se stabilise au bout d'un temps de 0.3s a une valeur de 33A, à  $t=5s$   $Crn=119$  N.m on remarque une augmentation instantané de la valeur maximale du courants statoriques qui se stabilisent en régime permanent à 120A. Concernant le flux rotorique, notez que les perturbations transitoire a atteint 1 Wb puis s'installe dans le régime permanent à partir de 0.2s dans les valeurs (-0.9, +0.9) (Wb), à  $t=5s$   $Crn=119$  N.m on remarque une tres petite augmentation du flux rotorique ensuite il va stabiliser dans la valeur de référence due au commande par BACKSTEPPING (surcuit fermé).

Le couple de la machine présente au début une sérié d'oscillation d'amplitude élevée, atteint une valeur maximale de 450 N.m et qui s'amortisse au cours de l'accélération du moteur et se stabilise à une valeur nulle ( $3.5 \times 10^{-7}$ ) (marche à vide). À l'instant d'application du couple nominale on note que le couple électromagnétique vient d'équilibré au couple résistant nominale 119 N.m.

Quant à la vitesse de rotation, En régime transitoire la vitesse atteint une valeur maximale de 315 rad/s. En régime permanent, La MAS atteint la vitesse exacte de consigne 314 (rad/s) en 0.24s en marche à vide. À l'instant d'application du couple on note une diminution de vitesse mais due au commande par BACKSTEPPING il revient instantanément au consigne avec une erreur de 0.01.

IV.5 Testes de robustesses (Bachstepping et la commande vectoriel) :

IV.5.1 Teste à vide et en charge :

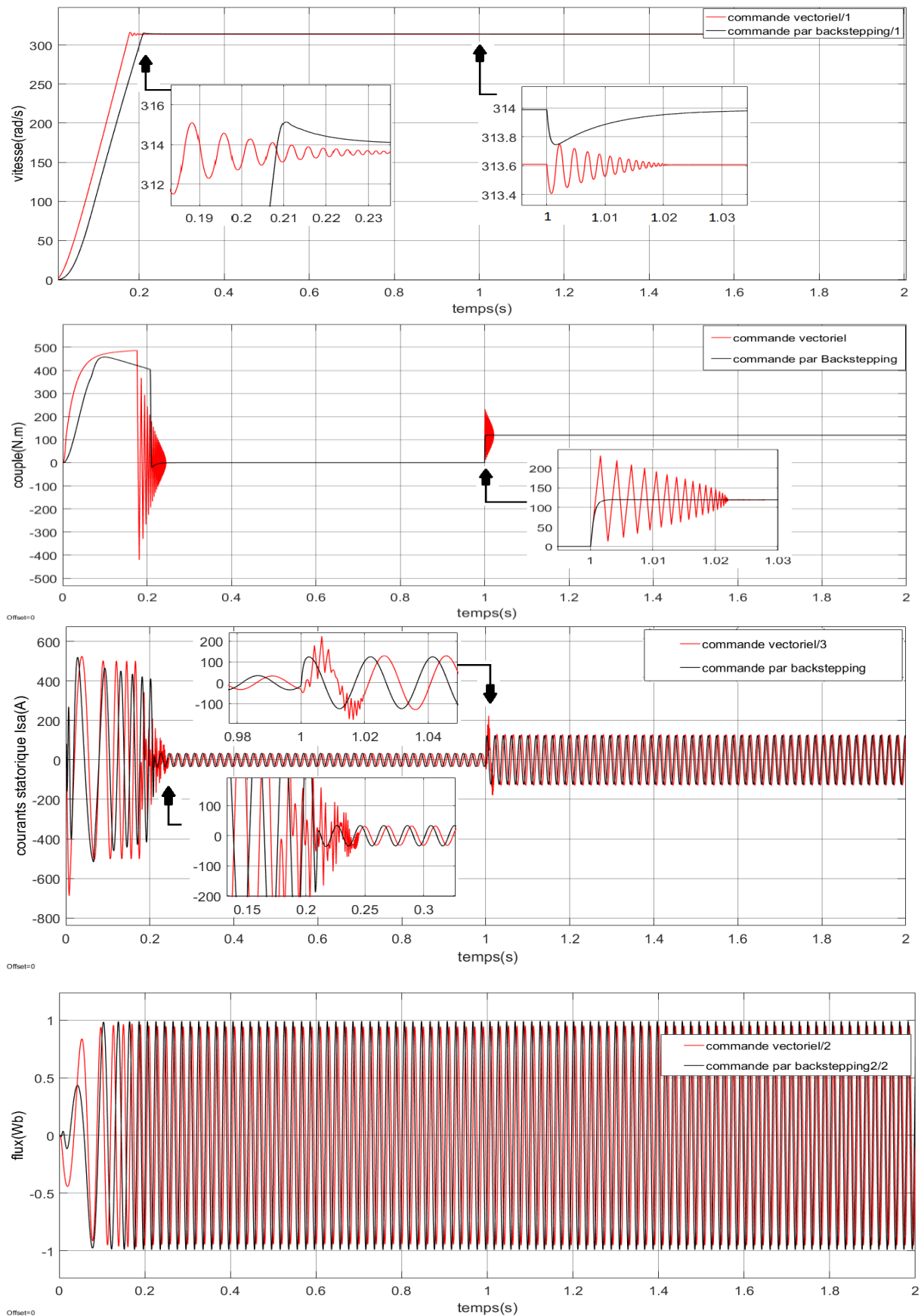


Figure IV.4 : résultats de simulation « commande vectorielle et par BACKSTEPPING» teste à vide et en charge.

IV.5.2 Teste par variation de vitesse :

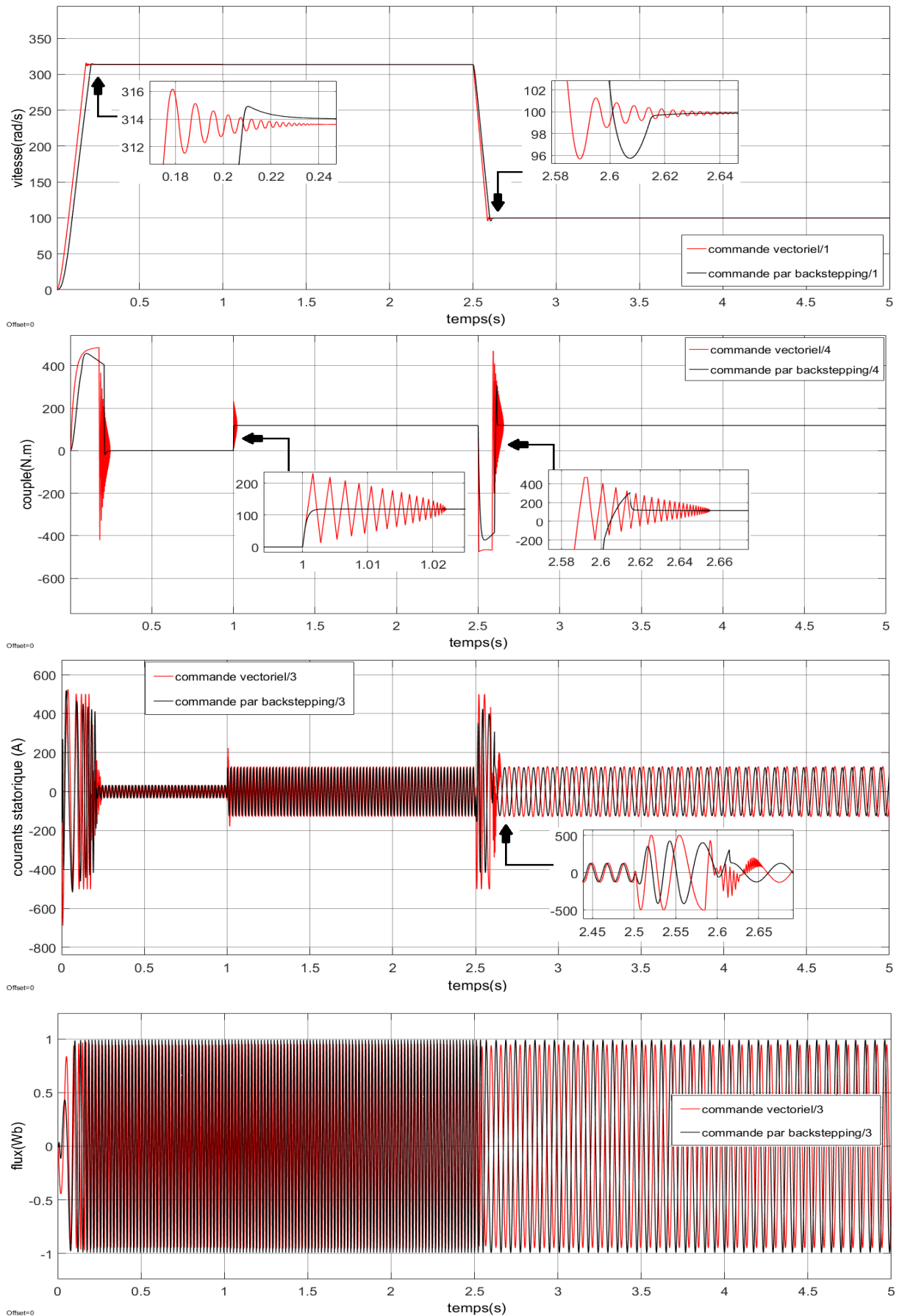


Figure IV.5 : résultats de simulation « commande vectorielle et par BACKSTEPPING» teste de variation de vitesse.

IV.5.3 Teste par variation de résistance rotorique :

(100xRr) En charge et à l'instant t=5s :

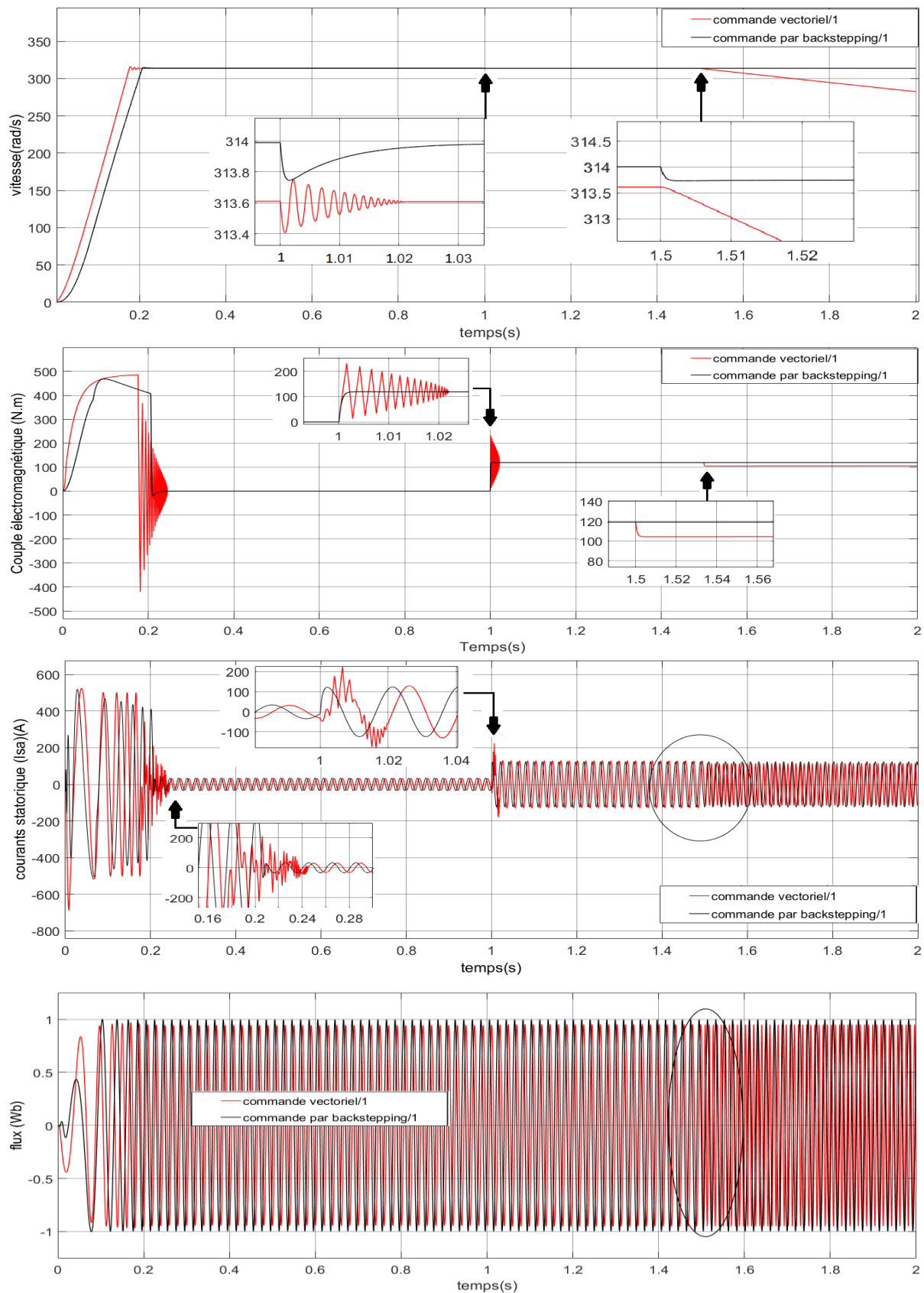


Figure IV.6 : résultats de simulation « commande vectorielle et par BACKSTEPPING » teste par variation de résistance rotorique.

#### IV.5.4 Interprétation des résultats :

- La réponse de la commande vectorielle est plus vite que la commande par BACKSTEPPING, mais la deuxième est moins perturbée.
- La réponse de la commande par BACKSTEPPING est plus précisée que la commande vectorielle.
- La réponse de la commande par BACKSTEPPING est stable par rapport à la commande vectorielle.
- La réponse de la commande par BACKSTEPPING lors des variations des charges est totalement impeccable par rapport à la commande vectorielle.
- La réponse de la commande par BACKSTEPPING lors des variations des paramètres est robuste par rapport à la commande vectorielle.

### IV.6 Résultats de simulation Commande Back+ modèle dynamique du véhicule :

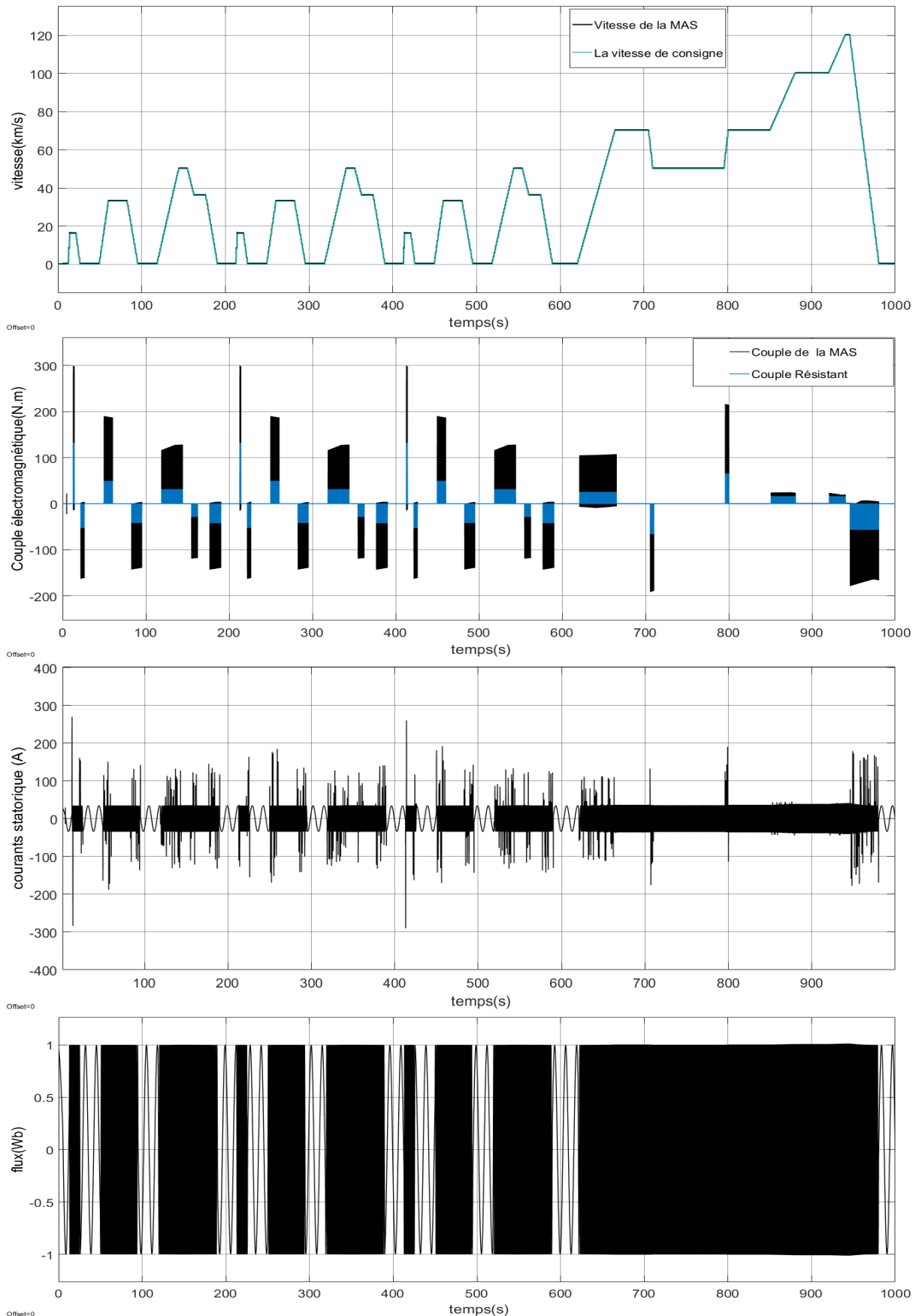


Figure IV .7 : simulation Commande.BACK +Modèle dynamique du véhicule

## IV.7 Conclusion

Ce chapitre introduit quelques concepts théoriques de stabilité des systèmes non-linéaires, ces concepts de base sont nécessaires pour comprendre les subtilités du contrôle de backstepping basé sur la théorie de Lyapunov, et dans un second temps, il introduit la synthèse du contrôle de backstepping. Pour un système académique (avec un exemple de base). Ensuite, l'application de cette stratégie de commande aux machines asynchrones (MAS) basée sur le principe de guidage du flux rotorique fait l'objet de la dernière partie.

Enfin, on a fait les tests de robustesses et faire comparer les deux méthodes de commandes (la commande vectoriel indirect en tension et la commande par BACKSTEPPING) .Après, on a injecté les résultats de premier chapitre (vitesse et couple résistant) avec la commande par BACKSTEPPING et la MAS. Donc, on a finalisé notre étude.

## Conclusion générale

Pour réduire l'émission de monoxyde de Carbone par les véhicules classiques (VE), les gouvernements dans le monde ont investies dans l'exploitation des véhicules électriques.

La première étude était en première lieu un état de l'art sur les véhicules électriques. Donc, On a discuté tout les composants électrique (moteurs, convertisseurs), chimique (tout types des batteries), mécaniques (types de traction et motorisation)...etc.

En deuxième lieu, la recherche d'un modèle mécanique d'un tel véhicule avec ses propres paramètres et fait la modélisation dynamique pour un but de trouver la vitesse de consigne (cycle de conduite internationale) afin de trouver la réaction mécanique (le couple résistant) de l'automobile électrique.

Le deuxième chapitre sert à expliqué en détaille la machine asynchrone à cage d'écureuil. On a fait la modélisation mathématique liée au champ tournant. La simulation directe de la machine asynchrone représente brièvement une réponse nominale. La deuxième simulation de l'ensemble onduleur, en plus du dispositif asynchrone, nous a montré un retard dans la réponse et certaines vibrations capables d'affecter négativement le travail du moteur, nous avons donc eu recours à des commandes, qui sont en réalité des variateurs de vitesses avancés.

La commande vectorielle est l'une des commandes les plus couramment utilisées dans les variateurs de vitesse d'usines. Avec notre étude, nous avons choisi la commande vectorielle indirect alimenté en tension.

- ✓ indirect : Pas d'estimateur de flux et ni de capteur de vitesse qui coûtent vraiment cher.
- ✓ alimenté en tension : Dans ce cas, la machine est alimentée par un onduleur de tension contrôlé en tension par - une PWM sinusoïdale (SPWM). Cette technique nécessite quatre régulateurs PIs , donc une réponse typique en stabilité en rapidité et en précision par rapport au autres commandes vectorielles.

On a fait la modélisation mathématique, en expliquant tous les blocs liés à la commande avec des méthodes de calcul des gains en détail. Enfin les résultats de simulation sous MATLAB-simulink sont tous dans le troisième chapitre.

L'essence de notre étude au IV<sup>ème</sup> chapitre est le contrôle par BACKSTEPPING du la machine asynchrone à cage d'écureuil. La première partie traite globalement la commande par backstepping. De la fonction de Lyapunov au principe de stabilité puis à

L'algorithme de base de la commande. Et, bien sûr, la simulation de la commande sous MATLAB-simulink.

La deuxième partie est une série de tests dans lesquels nous essayons de montrer les points forts de la commande par BACKSTEPPING par rapport à la commande vectorielle, et les principaux résultats ont été la durabilité et la précision, sous l'action de nombreux facteurs externes, notamment la température élevée.

Finalement, Après la validation de la commande par BACKSTEPPING, on a injectés les résultats de la première chapitre (le couple résistant et la vitesse de conduite) dans le système (MAS + Commande par Backstepping), les résultats étaient typiques et la machine a suivi la consigne de vitesse à tout moment. On note aussi que les valeurs du couple, des courants et des flux étaient raisonnables et logiques.

Le contrôleur de backstepping utilise récursivement les fonctions de Lyapunov dans chaque niveau d'intégrateur pour annuler les termes non linéaires, ce qui assure la stabilité asymptotique. Grâce à des simulations numériques et à une application à un système de véhicule, il a été observé que la méthode proposée conduisait à la convergence de la sortie vers la trajectoire de sortie souhaitée sous les perturbations décrites.

## Bibliographie

- [A] : The Horseless Carriage 1:11 (September 1896), p. 18.
- [B] : Kirsch, David A. "The Electric Car and the Burden of History: Studies in Automotive Systems Rivalry in America 1890–1996." *Business & Economic History* 26:2 (Winter 1997), pp. 304–310.
- [C] : European Commission. *Transport in Figures'—Statistical Pocketbook*. 2011. Available online: [https://ec.europa.eu/transport/facts-fundings/statistics/pocketbook-2011\\_en/](https://ec.europa.eu/transport/facts-fundings/statistics/pocketbook-2011_en/) (accessed on 21 February 2021).
- [D] : Pooja N.Bhatta , Hemant Mehar , Manish Sahajwani. International Conference on "Recent Advances in Interdisciplinary Trends in Engineering & Applications" «Electrical Motors for Electric Vehicle – A Comparative Study» 2018-19, y, Institute of Engineering and Science, Electrical and Electronics Engineering Department, Indore(M.P.) - 452010, India
- [E] : Jaroslav Lepka, Petr Stekl. (2004) « 3-Phase AC Induction Motor Vector Control Using a 56F80x, 56F8100 or 56F8300 Device, Design of Motor Control Application», Freescale Semiconductor , AN1930 Rev. 2, 2/2005.
- [1] : Crisostomi, E., Shorten, R., Stüdl, S., & Wirth, F. (2017). *Electric and Plug-in Hybrid Vehicle Networks* (1st ed.). CRC Press. Retrieved from <https://www.perlego.com/book/1516075/electric-and-plugin-hybrid-vehicle-networks-pdf> (Original work published 2017).
- [2] : International Energy Agency Website: [www.iea.org](http://www.iea.org)
- [3] : C. C. Chan fellow IEEE (2002)."the state of the Art of Electric and Hybrid Vehicles" (Hong Kong academy of engineering sciences).
- [4] : Nouh, A. (2008). Contribution au développement d'un simulateur pour les véhicules électriques routiers (Doctoral dissertation, Besançon).
- [5] : P. Griset and D. Larroque, L'odyssée du transport électrique. Cliomédia, 2006.
- [6] Kefif, S., & BARSALI, O. Réalisation de la motorisation d'un véhicule électrique (Doctoral dissertation).
- [7] : Benoudjit, D. (2010). Contribution a l'optimisation et à la commande d'un système de propulsion pour véhicule électrique (Doctoral dissertation, Batna, Université El Hadj Lakhdar. Faculté des sciences).
- [8] : «[This is the last Tesla Roadster](#)», sur [autoblog.com](http://autoblog.com), 16 décembre 2011 (consulté le 12 novembre 2015)
- [9] : <https://www.automobile-propre.com/voitures/mitsubishi-i-miev/>
- [10] : Mark Kane, «[Nissan Electric Car Sales May Already Exceed 500,000](#)» sur [insideevs.com](http://insideevs.com), 8 mai 2020 (consulté le 27 novembre 2020)
- [11] : Maximilian Holland, «[Tesla Passes 1 Million EV Milestone & Model 3 Becomes All Time Best Seller](#)» sur [cleantechnica.com](http://cleantechnica.com), 10 mars 2020 (consulté le 27 novembre 2020).
- [12] : <https://electricvehiclesnews.com/Definition/description.htm>

- [13] : <https://www.epa.gov/greenvehicles/explaining-electric-plug-hybrid-electric-vehicles>
- [14] : <https://www.largus.fr/dictionnaire/vehicule/vehicule-electrique-9874408.html>.
- [15] : A. Neffati. Stratégies de gestion de l'énergie électrique d'un système multi-source : décision floue optimisée pour véhicule électrique hybride. Thèse de doctorat, Université Toulouse III, Paul Sabatier, 2013.
- [16] : <https://www.caa.ca/electric-vehicles/types-of-electric-vehicles/#bev>.
- [17] : Z. HASSAINE et al., "Commande latérale d'un véhicule électrique," Ph.D. dissertation.
- [18] : "Conception d'une borne de recharge intelligente solaire pour les véhicules électrique" Master's thesis, ECOLE SUPERIEURE EN SCIENCES APPLIQUEES --T L E M C E N--, 12/07/2021
- [19] : E. Vinot, R. Trigui, Y. Cheng, C. Espanet, A. Bouscayrol, and V. Reinbold, "Improvement of an EVT-based HEV using dynamic programming," IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 63, no. 1, pp. 40–50, 2014.
- [20] : A. Florescu, "Gestion optimisée des flux énergétiques dans le véhicule électrique," Université de Grenoble, 2012.
- [21] : Bilal Kabalan. Systematic methodology for generation and design of hybrid vehicle powertrains. Electric power. Université de Lyon, 2020. English. HAL <https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-02863337>
- [22] : Vincent REINBOLD. Méthodologie de dimensionnement d'un moteur électrique pour véhicules hybrides : Optimisation conjointe des composants et de la gestion d'énergie. Thèse de doctorat, UNIVERSITÉ DE GRENOBLE, 13 Octobre 2014.
- [23] : S. Washino, T. Saito, and Y. Jia, "New 3 Mode Hybrid System Concept," 24th Aachen Colloq. Automob. Engine Technol. 2015, pp. 1123–1139, 2015.
- [24] : Aziz Raisemche. Commande tolérante aux défauts d'une chaîne de traction d'un véhicule électrique. Automatique / Robotique. Université Paris Sud - Paris XI, 2014. Français. ffNNT : 2014PA112342ff. fftel-01127131
- [25] : Vignaud and H. Fennel, ( Efficient electric powertrain with externally excited synchronous machine without rare earth magnets using the example of the Renault system solution,) Vienna Motor Symposium, Vienna, Austria, April 2012. [myrenaultzoe.com/Docs/2012wienvortraguv.pdf](http://myrenaultzoe.com/Docs/2012wienvortraguv.pdf)
- [26] : G. Nouredine et Hammadi rachid, Étude comparative entre influence des différents paramètres physiques et la performance du véhicule électrique modélisation et simulation, Mostaganem : Université Abdelhamid Ibn Badis Mostaganem, 2018/2019.
- [27] : R. Mkahl, "Contribution à la modélisation, au dimensionnement et à la gestion des flux énergétiques d'un système de recharge de véhicules électriques : étude de l'interconnexion avec le réseau électrique," Ph.D. dissertation, BelfortMontbéliard, 2015.
- [28] : Z. HASSAINE et al., "Commande latérale d'un véhicule électrique," Ph.D. dissertation

- [29] : Pu Shi and Yiwen Zhao. Application of unscented kalman filter in the soc estimation of li-ion battery for autonomous mobile robot. International Conference on Information Acquisition, 2006.
- [30] : Rania MKAHL Contribution à la modélisation, au dimensionnement et à la gestion des flux énergétiques d'un système de recharge de véhicules électriques : étude de l'interconnexion avec le réseau électrique, thèse de doctorat, UNIVERSITÉ DE TECHNOLOGIE DE BELFORT-MONTBÉLIARD, 2015.
- [31] : A. Boucherit, "Conception d'un convertisseur de puissance pour véhicules électriques multi-sources" Ph.D. dissertation, Université de Technologie de BelfortMontbéliard, 2011.
- [32] : A. Sivert, F. Betin, B. Vacossin, A. Yazidi, and H. Caron, "Stratégie de choix entre différentes technologies de batteries lithium (durée de vie, fiabilité...)," in Symposium de Génie Electrique, 2018.
- [33] : R. Mkahl, "Contribution à la modélisation, au dimensionnement et à la gestion des flux énergétiques d'un système de recharge de véhicules électriques: étude de l'interconnexion avec le réseau électrique" Ph.D. dissertation, BelfortMontbéliard, 2015.
- [34] : D. T. Danielson, S. Chu, and D. Sandalow, EV everywhere, grand challenge blueprint. In Electric Vehicle Symposium and Exhibition (EVS27), 2013.
- [35] : R. Kötz, M. Carlen, Principles and applications of electrochemical capacitors, *Electrochimica Acta*, 45, pp. 2483–2498, 2000.
- [36] : Phatiphat THOINTHONG, "CONCEPTION D'UNE SOURCE HYBRIDE UTILISANT UNE PILE A COMBUSTIBLE ET DES SUPERCONDENSATEURS », Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Lorraine, 9 décembre 2005.
- [37] : Jean-Claude Lassègues, Techniques de l'Ingénieur : Supercondensateurs, 2001 – Ref : D 3 334
- [38] : S. Butterbach, Stockage d'énergie électrique par association de batteries au plomb et de supercondensateurs pour véhicule lourd, Thèse de doctorat, Université de technologie de Compiègne, septembre 2012.
- [39] : H. Gualous and R. Gullay. Applications des supercondensateurs. Technique de l'ingénieur, 2007.
- [40] : W. Lajnef, Modélisation des supercondensateurs et évaluation de leur vieillissement en cyclage actif à forts niveaux de courant pour des applications véhicules électriques et hybrides, Thèse de doctorat, L'université Bordeaux 1, Décembre 2006.
- [41] : Gwenaëlle Souffran. Dimensionnement de la chaîne de traction d'un véhicule électrique hybride basé sur une modélisation stochastique de ses profils de mission. Energie électrique. Université de Nantes, 2012. Français. fftel-00782511f
- [42] : Z. HASSAINE et al., Commande latérale d'un véhicule électrique, Ph.D. dissertation.
- [43] : B.KHETTAB S.DJARI MOHAMMED A.CHABANI, Système de gestion de l'énergie entre la batterie et le supercondensateur dans un véhicule électrique, Mémoire de Magister, Université Echahid Hamma Lakhdar d'El Oued.

- [44] : D. Benoudjit, Contribution à l'optimisation et à la commande d'un système de propulsion pour véhicule électrique, Mémoire de magister, Université de Batna, Thèse de doctorat, Janvier 2010.
- [45] : A. Daanoune, Contribution à l'Etude et à l'Optimisation d'une Machine Synchrone à Double Excitation pour Véhicules Hybrides, Thèse de doctorat, Université de Grenoble, Décembre 2012.
- [46] : MARIF Ismail & ABDAT Hichem. La commande en vitesse d'un véhicule électrique, Mémoire de Master, Université de Tlemcen, 2019.
- [47] : V. Mester, Conception optimale systématique des composants des chaînes de traction électrique, Thèse doctorat, Ecole centrale de Lille, Mai 2007
- [48] : 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 coûts associés, Thèse doctorat, Supélec, Septembre 2011.
- [49] : H. Benariba, Contribution à la commande d'un véhicule électrique, Thèse de doctorat, Université Abou Bekr Belkaïd Tlemcen, Décembre 2018.
- [50] : G. Henni, Modélisation et Commande d'un véhicule électrique hybride, Mémoire de Magister, Université Hassiba Ben Bouali de Chlef,
- [51] : A. S. O. WEDDOU, Commande DTC d'un groupe motopropulseur synchrone pour une application de traction électrique, Saida: Mémoire de fin d'étude Centre Universitaire Dr. Moulay Tahar Saida, 2008.
- [52] : G. Nouredine et Hammadi rachid, Étude comparative entre influence des différents paramètres physiques et la performance du véhicule électrique modélisation et simulation, Mostaganem : Université Abdelhamid Ibn Badis Mostaganem, 2018/2019.
- [53] : B. Multon and L. Hirsinger, "Problème de la motorisation d'un véhicule électrique, 1ère partie, La Revue 3 E. I, pp. pp"53, 1995.
- [54] : P. Chapoulie, "Modélisation systémique pour la conception de véhicules électriques multi-sources : application aux véhicules équipés de générateurs photovoltaïques ou de supercondensateurs," Ph.D. dissertation, Toulouse, INPT, 1999.
- [56] : A. Nouh, "Contribution au développement d'un simulateur pour les véhicules électriques routiers," Ph.D. dissertation, Besançon, 2008.
- [57] : <https://www.renault.fr/vivre-en-electrique/avantages.html>
- [58] : Ipsos ; Avere France ; Mobivia Groupe STATISTA 2021 , <https://fr.statista.com/statistiques/616710/opinion-francais-inconvenients-voitures-electriques/>
- [59] : Westbrook, M. H., & Westbrook, M. (2001). The Electric Car: Development and future of battery, hybrid and fuel-cell cars (No. 38). Iet
- [60] : Benariba, H. (2019). Contribution à la commande d'un véhicule électrique (Doctoral dissertation).

- [61] : N. Ouasli, R. B. Mehrez, and L. E. Amraoui, "Parameter estimation of one wheel vehicle using nonlinear observer," in Electrical Sciences and Technologies In Maghreb (CI STEM), 2014 International Conference on, 2014, pp. 1-8.
- [62] : Benariba, H. (2019). Contribution à la commande d'un véhicule électrique (Doctoral dissertation).
- [63] : A. Sciarretta and L. Guzzella, "Control of hybrid electric vehicles," IEEE Control Systems, vol. 27, pp. 60-70, 2007.
- [64] : Trigui, O. (2017). Méthode de gestion énergétique d'un véhicule électrique basée sur l'estimation en ligne de la masse et de coefficient de résistance au roulement (Doctoral dissertation, Université du Québec à Trois-Rivières).
- [65] : Gwenaëlle Souffran. Dimensionnement de la chaîne de traction d'un véhicule électrique hybride basé sur une modélisation stochastique de ses profils de mission. Energie électrique. Université de Nantes, 2012. Français. fftel-00782511f
- [66] : Mouad Oubidar. Sedik Bendaoud. « Machine synchrone/asynchrone ». Projet de fin d'étude en ingénierie dans le cadre du programme en génie électromécanique 30 avril 2010 Université du Québec.
- [67] : Morand, F. (2005). Techniques d'observation sans capteur de vitesse en vue de la commande des machines asynchrones. Nd'ordre, 5.
- [68] : Garcia Soto, G. (1998). Etude et mise en oeuvre d'estimateurs et d'observateurs robustes de flux et de vitesse pour une machine a induction a cage commandee vectoriellement (Doctoral dissertation, Paris 11)
- [69] : <https://www.avery-france.org/les-moteurs-de-vehicules-electriques/>
- [70] : Djagham, S. (2012). Commande par la logique floue appliquee a la machine asynchrone (Doctoral dissertation, Université Mohamed Boudiaf-M'Sila).
- [71] : Pierre mayé « aide mémoire électrotechnique », livre.
- [72] : Jean-Claude Trigeassou, Diagnostic des machines électriques, P26
- [73] : Radouane Bousseksou « modélisation analytique des machines asynchrone application au diagnostic » thèse de magister en électrotechnique, 2007 Université Mentouri Constantine.
- [74] : Rafik MERAD, Outils de diagnostic appliques a la machine asynchrone triphasée a cage d'écuruil, mémoire magistère, 2006.
- [75] : Jérôme Bernard, « Véhicules hybrides à pile à combustible : dimensionnement et stratégies de commande », thèse de doctorat, l'université de valenciennes et du hainautcambresis, 03 décembre 2007.
- [76] : Cherif Bilal Djamal Eddine (2020). Modelisation Moteur Asynchrone. Projet de licence Université de M'sila
- [77] : Yamina, Z. (2010). Commande par mode glissant des courants statoriques de la machine asynchrone. Electrotechnique, Universite Ferhat Abbas de Setif

- [78] : Ahmed Boucherit. Conception d'un convertisseur de puissance pour véhicules électriques multisources. Autre [cond-mat.other]. Université de Technologie de Belfort-Montbéliard, 2011. Français.
- [79] : J.-M. Park, "Evolution of power semiconductor devices," TU WIEN, 2004. [Online]. Available: <http://www.iue.tuwien.ac.at/phd/park/node14.html>. [Accessed: 27-Jan-2015].
- [80] : S.MECHERI <réalisation d'un onduleur de tension monophasé contrôle par une carte ARDUINO>, mémoire de master, université de constantine1, 2014
- [81] : N.MESBAHI << étude comparative de la commande vectorielle directe et indirecte d'une machine asynchrone>>, mémoire de magister, université Badji Mokhtar ,annaba ,2007
- [82] : S.REZGUI << commande de machine électrique en environnement Matlab/Simulink et Temps Réel>>, mémoire de magister, université mentouri de constantine, 2009
- [83] : L.DJAGHDALI <modélisation de l'ensemble MAS-convertisseur statique>, université de biskra, 2012
- [84] : G. Grellet, G. Clerc, Actionneurs Electriques, Principe – Modèles – Commande, Collection Electrotechnique, Éditions Eyrolles, Paris, 1997.
- [85] : Georges Salloum, « contribution a la commande robuste de la machine asynchrone a double alimentation », thèse de doctorat, Institut polytechnique de Toulouse, 2007.
- [86] : AKKARI NADIA, « contribution à l'amélioration de la robustesse de la commande d'une machine asynchrone a double alimentation » thèse de doctorat, Université de Batna, 2010.
- [87] : M. MOUSSA ZERBO, « IDENTIFICATION DES PARAMÈTRES ET COMMANDE VECTORIELLE ADAPTATIVE À ORIENTATION DU FLUX ROTORIQUE DE LA MACHINE ASYNCHRONE À CAGE » THÈSE DE DOCTORAT PRÉSENTÉE À L'UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À TROIS-RIVIÈRES, Janvier 2008
- [88] : Peter Vas, Sensorless Vector and Direct Torque Control, Oxford university press, 1998.
- [89] : Moussa ZERBO, Contribution à la commande de la machine asynchrone alimentée en courant \_ Étude et réalisation, Thèse de DESA, EMI, Rabat, Mars 2001.
- [90] : J. P. Caron & J. P.Hautier, Modélisation et commande de la machine asynchrone, éditions Technip, 1995
- [91] I. Boldea & S.A. Nasar, Electric Machines Dynamics and Control, CRC Press, 1993.
- [92] : AKKARI NADIA, « contribution à l'amélioration de la robustesse de la commande d'une machine asynchrone a double alimentation » thèse de doctorat, Université de Batna, 2010.
- [93] : Ned Mohan, Advanced Electric Drives, - Analysis, Control and Modeling using Simulink', MNPERE, Minneapolis, USA, 2001.

- [94] : Ned Mohan, Electric Drives - Analysis, An integrative approach', MNPERE, Minneapolis, USA, 2003.
- [95] : M. O. MAHMOUDI, « Sur la Commande de la MAS Alimentée en Tension. Etude de l'Étage d'Alimentation de la MAS : Commande par Mode de Glissement avec Orientation du Champ », Thèse de Doctorat d'état en Génie Électrique, ENP, 1999.
- [96] : P. VAS. « Vector Control of AC Machines », Claredon Press Oxford. 1990
- [97] : Bakhouche Fatiha(2014) .Réglage par mode glissant d'une machine asynchrone. Mémoire d'ingénieur, Université Mohamed Boudiaf-M'Sila
- [98] : Tark, B. (2003). Commande vectorielle de la machine asynchrone par régulateur RST. Mémoire d'ingénieur, université de Batna.
- [99] : Barkat Said : « technique de commande électrique, chapitre 4 : Commande vectorielle de la machine asynchrone - Vector Control of Induction Machine», livre, Université Mohamed Boudiaf-M'Sila.
- [100] : Siham, D. (2004). 'Commande vectorielle de la MAS et introduction aux convertisseurs matriciels. Mémoire d'ingénieur université de Batna.
- [101] : Tarbouchi Mohamed," Commande par linéarisation exacte d'une machine asynchrone,régime défluxé". Thèse présentée pour l'obtention du grade de (P.H.D) à l'université de Laval . Québec,1997
- [102] : BaziSmail, " Commande vectorielle d'une machine asynchrone alimentée en tension,mémoire ingénieur d'état", Université de Batna,1995.
- [103] : MezianSalima ," Commandes adaptative et prédictive de la machine asynchrone ", Thèse de doctorat ,Mentouri de Costantine 2009.
- [104] : Michael A. Johnson & Mohammad H.Moradi, PID Control New Identification andDesign Methods, Springer-Verlag London Limited,2005.
- [105] : Katsuhiko Ogata, Modern Control Engineering, Prentice Hall, Upper Saddle River, NewJersy,1997.
- [106] : M ,BaziSmail," Contribution à la commande robuste d'une machine asynchrone par technique PSO ", Thèse de magister , université de Batna, 2009
- [107] : FAHED ESHBAIR «MODÉLISATION ET COMMANDE D'UN SYSTÈME MULTI-MOTEUR PAR LA TECHNIQUE DE COMMANDE BACKSTEPPING», UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À TROIS-RIVIÈRES, AOÛT 2005
- [108] : R. A. Freeman and J. A. Primbs, "Control Lyapunov new ideas from an functions: old source," in Proceedings of the 35th IEEE Conference on Decision and Control, pp. 3926–3931, December 1996.
- [109] : X. Huang, W. Lin, and B. Yang, "Global fnite-time stabilization of a class of uncertain nonlinear systems," Automatica, vol. 41, no. 5, pp. 881–888, 2005.
- [110] : W. M. Haddad and V. Chellaboina, Nonlinear Dynamical Systems and Control. A Lyapunov-Based Approach, Princeton University Press, Princeton, NJ, USA, 2008.

- [111] : W. Kim, D. Shin, and C. C. Chung, "Te Lyapunov-based controller with a passive nonlinear observer to improve position tracking performance of microstepping in permanent magnet stepper motors," *Automatica*, vol. 48, no. 12, pp. 3064–3074, 2012.
- [112] : A. Isidori, *Nonlinear Control Systems: An Introduction*, Springer, Berlin, Germany, 2nd edition, 1989.
- [113] : C. Xia, Q. Geng, X. Gu, T. Shi, and Z. Song, "Input, output feedback linearization and speed control of a surface permanentmagnet synchronous wind generator with the boost-chopper converter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 9, pp. 3489–3500, 2012
- [114] : V. Utkin, J. Guldner, and J. Shi, *Sliding Mode Control in Electromechanical Systems*, Taylor & Franci, Philadelphia, PA, USA, 1999.
- [115] : C. Guan and S. Pan, "Adaptive sliding mode control of electrohydraulic system with nonlinear unknown parameters," *Control Engineering Practice*, vol. 16, no. 11, pp. 1275–1284, 2008.
- [116] : H. Khalil, *Nonlinear Systems*, Prentice-Hall, Upper Saddle River, NJ, USA, 3rd edition, 2002.
- [117] : W. Kim, D. Shin, Y. Lee, and C. C. Chung, "Simplified torque modulated microstepping for position control of permanent magnet stepper motors," *Mechatronics*, vol. 35, pp. 162–172, 2016.
- [118] : M. Krstic, I. Kanellakopoulos, and P. Kokotovic', ' Nonlinear and Adaptive Control Design, Wiley, New York, NY, USA, 1995.
- [119] : J. J .E. Slotine, W. Li, "Applied nonlinear control", Prentice-Hall, USA, 1991.
- [11] : L.N. Paquin, 'Application du backstepping à une colonne de flottation'. Mémoire M.Sc, Faculté des études supérieures de l'université Laval, Canada, Juillet 2000.
- [12] : A. Benaskeur, 'Systèmes non linéaires, Technical Report', No. 97-1 1, GR4II31, Université Laval. 1997.
- [122] : Dif Newel «Commande par Backstepping d'une machine asynchrone sans capteur de vitesse», Mémoire de fin d'études ; Master Spécialité : Génie Electrique, UNIVERSITE LARBI BEN M'HIDI – OUM EL BOUAGHI, 05 Juin 2016.
- [123] : M. Kristic, 1. Kanellakopoulos, P. V. Kokotovic. (1995), *Nonlinear and Adaptive Control Design*, John Wiley & Sons.
- [124] : Zvi Artstein, "Stabilization with relaxed con trois". *Nonlinear Analysis, Theory, Methods & Applications*, IEEE Vol. 7(11), no. 11, pp. 1163-1173. 1983.
- [125] : Eduardo D. Sontag. "A 'universal' construction of Artstein's theorem on nonlinear stabilization". *Systems & Control Letters*, 13:117-123, 1989.
- [126] : A Primbs. Randy A "Control Lyapunov functions: New ideasfrom an old source", In *Proceedings of the 35th Conference on Decision and Control*, pages 3926-3931, December 1996.

- [127] : I. Kanellakopoulos, P. V. Kokotovic, and A. S. Morse, "Systematic design of adaptive controllers for feedback linearizable systems," IEEE Trans Autom Control, Vol. 36, No. 11, pp. 1241-1253, 1991.
- [128] : A. R. Benaskeur, "Aspects de l'application du backstepping adaptatif à la commande décentralisée des systèmes non linéaires," Thèse de Doctorat, Université du Laval, 2000.
- [129] : LOUIS- NICOLAS PAQIUN 2000. "Application du backstepping a une colonne de flottation". Mémoire pour l'obtention du grade de maîtres sciences (MSc.), Département de Mines et Métallurgie, Université de LAVAL, juillet 2000.
- [130] : A.Mansouri, M.Chenafa, A.Bouhenna and E.Etien, "Powerful nonlinear observer associated with field-oriented control of an induction motor", Int.J.Appl.Math.Comput.Sci, 2004, Vol.14, No2, 209-220.
- [131] : S.Chaouch, A.Harizi, H.Serrai and M.S.Nait Said, "Lyapunov and backstepping control design of induction motor system", Fourth international multi-conference on systems, signals and devices SSD07, Hammamet, Tunis, March 2007.
- [132] : S.Chaouch and M-S.Nait-Saïd, " Backstepping control design for position and speed tracking of DC motors " Asian journal of information technology, Medwell journals, 2006.



