

**REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE**

*Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique*

*Université Mouloud MAMMERRI de Tizi-Ouzou*



*Faculté de Génie Electrique et d'Informatique*



*Département d'Electrotechnique*

# MEMOIRE

*En vue de l'Obtention du Diplôme*

**Master académique**

**Spécialité : *Entrainement Electrique***

## Thème

***Introduction à La Commande En  
Vitesse D'un Véhicule Electrique  
Entrainé Par Un Moteur Asynchrone***

**Proposé et dirigé par :**

**Pro: M<sup>r</sup> S.H. OULD OUALI**

**Co-Pro: M<sup>r</sup> A. BOUHEDDA**

**Etudié par :**

**M<sup>r</sup>: HASSAINE *Si Mohamed***

**Promotion 2013**

## Remerciements

*Au terme de ce travail, je tiens à exprimer ma profonde gratitude à mon promoteur, Mr S.H. OULDOUALI pour son encadrement et sur tout les conseils qu'il a su me prodiguer tout au long de ce mémoire.*

*J'exprime également ma profonde reconnaissance à Mr f. HOCINI et*

*Mr al. BOUHEDDA pour leur conseils, et leur discussions qui ont enrichi ma culture en électrotechnique.*

*Je tiens à remercier vivement aussi toute personne ayant contribué de près ou de loin à la réussite de ce travail.*

*Je remercie également les membres de jury qui m'ont fait l'honneur de juger mon travail.*

*Je remercie également tous les professeurs de département d'électro-technique de L'UMMTO, pour leurs aides et leurs conseils.*

## Dédicaces

*Nous tenons profondément à remercier dieu de nous avoir éclairci les chemins du savoir et ceux de la vie.*

*Je dédie ce modeste travail*

*A toi qui m'a donnée la vie, toi qui ma donné chaque jour une raison de vivre, à toi la lumière de ma vie, toi chère mère je te dédie ce travail.*

*A toi qui es a mes yeux l'idéal de tous les hommes, toi qui m'a toujours soutenu, encouragé pour arriver à ce que je suis aujourd'hui, à toi cher père je te dédie le fruit de tous tes sacrifices.*

*A mes frères et sœurs*

*A la mémoire de mes grands parents*

*A la mémoire de notre cher frère, et amie si- achène*

*A toute la famille*

*A tous mes amis sans exception*

---

# Sommaire

<b>Introduction Générale</b> .....	1
<b>HISTORIQUE</b> .....	4
<b>Chapitre I : généralité sur les véhicules électriques</b>	
I.1) INTRODUCTION.....	7
I.2. DEFINITION. ....	7
I.2.1. Le Bloc Moteur Electrique .....	8
I.2.2. Le Bloc de Commande et de Contrôle .....	8
I.2.3. Le Bloc de Puissance.....	8
I.3. Technologies émergentes .....	8
I.3.1. Véhicules Electriques à Batterie .....	8
I.3.2. Véhicules Hybrides .....	9
I.3.2.a. Véhicule Hybride Série.....	9
I.3.2.b. Véhicule Hybride Parallèle.....	10
I.3.2.c. Véhicule Hybride combiné.....	11
I.4. Solution de transmission mécanique dans une chaîne de traction tout électrique .....	12
I.4.1. Solution avec boîte de vitesse mécanique .....	13
I.4.2. Solution avec réducteur mécanique à rapport fixe.....	13
I.4.3. Solutions multi-moteurs .....	14
I.5. La chaîne de traction électrique .....	16
I.5.1. Le moteur électrique d'entraînement .....	16
Le moteur synchrone aimant permanent (MSAP) .....	17
Le moteur asynchrone à cage .....	17
le moteur à reluctance variable(MRV) .....	17
I.5.2. La source d'énergie.....	19
I.5.2.1. Les différentes technologies de batteries envisageables.....	20
Batteries Plomb-acide.....	20
Batteries Alcalines.....	20
Batteries Lithium.....	21
I.5.2.2. Pile à combustible .....	22
I.5.3. le super condensateur .....	23

I.5.4) Les convertisseurs statiques .....	23
I.5.4.1. Les redresseurs (AC-DC) .....	23
I.5.4.2. Les hacheurs (DC-DC) .....	23
I.5.4.3. Les onduleurs (DC-AC) .....	24
I.6. Le freinage récupératif .....	24
I.7 . La puissance nécessaire pour tracter le véhicule .....	25
I.7.1) Bilan des efforts appliqués au véhicule.....	25
CONCLUSION.....	28

## **Chapitre II : Modélisation de l'ensemble convertisseur- machine asynchrone**

II. Introduction .....	29
II.1. modélisation de la machine asynchrone .....	29
II.1.1. Fonctionnement.....	29
II.1.1.1. Le glissement .....	30
II.1.1.2. Hypothèses simplificatrices.....	31
II.1.2. Modélisation triphasée .....	31
II.1.2.1. Equations électriques .....	32
II.1.2.2. Equations magnétiques.....	34
II.1.2.3. Equations mécaniques.....	35
II.1.3. modèle de Park de la machine asynchrone.....	35
II.1.3.1. Transformation de Park .....	36
II.1.3.2. Transformation de Concordia.....	38
II.1.3.3. lien entre Park et Concordia .....	39
II.1.4. application aux équations des tensions .....	39
II.1.5. application aux équations des flux .....	40
II.1.6. choix de référentiel .....	41
II.1.6.1. référentiel lié au stator .....	42
II.1.6.2. référentiel lié au rotor .....	42
II.1.6.3. référentiel lié au champ tournant.....	43
II.1.7. Mise en équation d'état de modèle de la machine asynchrone .....	43
II.1.7. Expressions de couple électromagnétique.....	44

---

II.1.8. simulation numérique de la machine asynchrone .....	46
II.1.8.a. Les résultats de simulation .....	46
II.1.8.b. Interprétation.....	48
II .2. Les convertisseurs de puissance.....	50
II .2.1. Description .....	50
II.2.2. Modélisation.....	50
II.2. stratégie de commande en courant .....	52
II.2.3.1. présentation de la technique d’hystérésis .....	52
II.2.3.2. Choix de la bande d’hystérésis .....	54
II.2.4. Les résultats de simulation de l’ensemble convertisseur-machine asynchrone .....	54
II.2.5. Interprétation .....	56
Conclusion .....	57
 <b>Chapitre III : Commande en vitesse du véhicule électrique</b>	
III. INTRODUCTION .....	58
III.1. principe de la commande vectorielle .....	58
III.2. Description.....	59
III.3.modèle du flux orienté.....	60
III.4. Méthodes de control par flux orienté de la machine asynchrone.....	60
III.4.1. Méthode directe .....	62
III.4.2. Méthode indirecte.....	63
III.5. Structure d’une alimentation par orientation du flux .....	63
III.6. commande vectorielle indirecte par orientation de flux rotorique.....	63
III.6.1. commande, à l’aide des régulateurs PI .....	65
Interprétation .....	67
III.6.2. commande, à l’aide des régulateurs IP.....	68
Interprétation .....	69
III.7) application sur le véhicule électrique .....	69
Interprétation .....	70
CONCLUSION .....	71
 <b>Conclusion générale</b> .....	72

## **LISTE DES SYMBOLES ET ABREVIATIONS**

$S, r$	indice relative au stator et au rotor.
$\varphi_{dr}, \varphi_{qr}$	Les deux composantes du flux rotoriques dans le plan diphasé $(d, q)$ .
$V_{ds}, V_{qs}$	Composantes du vecteur tension statoriques dans le référentiel $(d, q)$ .
$V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}$	Composantes de vectrice tension statoriques dans le référentiel du stator.
$I_{sa}, I_{sb}, I_{sc}$	Composantes du vecteurs courant statoriques dans le référentiel du stator.
$I_{sd}, I_{sq}$	Composantes du vecteur courant statoriques dans le référentiel $(d, q)$ .
$\omega_s$	Pulsation statoriques.
$\omega_r$	Vitesse électrique du rotor.
$R_s, R_r$	Résistance du stator (rotor).
$T_r$	Constante de temps rotoriques $T_r = L_r / R_r$ .
$T_s$	Constante de temps statoriques $T_s = L_s / R_s$ .
$p$	Nombre de paires de pôles.
$M_{sr}$	Inductance mutuelle maximum entre stator et rotor.
$M_s$	Inductance mutuelle entre deux phases statoriques.
$M_r$	Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques.
$l_s, l_r$	Inductance propre d'une phase de la machine.
$L_s = l_s - M_s$	Inductance cyclique statorique.
$L_r = l_r - M_r$	Inductance cyclique rotorique.
$L_m = \frac{3}{2} M_{sr}$	Inductance cyclique mutuelle entre stator et rotor
$\theta_s$	Angle électrique statorique.
$\Omega$	Vitesse mécanique du rotor.

$C_{em}$	Couple électromagnétique.
$C_r$	Couple résistant.
$J$	Inertie mécanique.
$K_f$	Coefficient de frottement visqueux.
$F_{aéro}$	Force aérodynamique.
$m_v$	La masse de véhicule.
$P_v$	Le poids du véhicule.
$C_{rr}$	Le coefficient de résistance au roulement .
$F_t$	La force de traction.
$P_m$	La puissance mécanique nécessaire à l'avancement du véhicule.
$v_{véh}$	Est la vitesse du véhicule.
$\alpha$	Angle de la pente.
$F_t :$	Force total de traction du véhicule ;
$F_{ro} :$	Force de résistance au roulement ;
$F_{sf} :$	Force de frottement pneu-route ;
$F_{aéro} :$	Force aérodynamique ;
$F_{cr} :$	Force de montée ou de descente ;
$C_{rr} :$	Coefficient de résistance de roulement du pneu ( $0,015 < \mu < 0,3$ ) ;
$m_v :$	Masse du véhicule ;
$g :$	Accélération gravitationnelle ;
$K_a :$	Coefficient de charge
$\rho_{air}$	La masse volumique de l'air.
$C_{px}$	Le coefficient de pénétration dans l'air ( $0,2 < C_w < 0,4$ ).
$S_f$	La surface frontale du véhicule.
$v_{vent} :$	La vitesse du vent ;
$K_m :$	Coefficient d'inertie de rotation ( $1,08 < k_m < 1,1$ ) ;
$a :$	Accélération du véhicule.

$J$ :	Inertie totale (rotor et charge).
$K_f$ :	Coefficient du frottement.
$C_r$ :	Couple résistant.
$i$ :	Rapport de transmission.
$\eta_t$ :	Rendement de transmission ;
$R_{rou}$ :	Rayon de la roue ;
$J_v$ :	Moment d'inertie de l'arbre ;
$J_{rou}$ :	Moment d'inertie de la roue ;
$\lambda$ :	Glissement de la roue.



# **Introduction générale**

### INTRODUCTION GENERALE :

Dans le contexte énergétique actuel (pénurie et pollution des énergies fossiles), l'automobile occupe l'univers quotidien de notre société. En effet, les pollutions sonores et par gaz à effet de serre ainsi qu'une consommation de carburant en constante augmentation, impliquent de plus en plus cet objet de consommation au cœur des débats autour de l'énergie.

Il reste en effet, le mode de transport le plus consommateur d'énergie rapporté à la tonne de produit et/ou de passager transporté par kilomètre. De ce fait, les émissions de CO<sub>2</sub> augmentent toujours plus. Les transports sont en effet la cause d'environ 30% des émissions de gaz à effet de serre et de la majeure partie de la pollution urbaine, que celle-ci soit atmosphérique (particules, oxydes d'azote, hydrocarbures) ou sonores. [1]

Ces problèmes d'environnement ont fait prendre conscience aux chercheurs et constructeurs automobiles de la nécessité de concevoir de nouveaux moyens de transports individuels intégrant de nouveaux types de motorisation propres et économiques en énergie. On introduit de plus en plus le concept de véhicule électrique (VE). Le devenir de l'automobile dans les prochaines années est donc un sujet de recherche d'actualité. Ces dernières années, ce sont la recherche d'une meilleure qualité de vie, les contraintes environnementales et économiques ainsi que l'économie de l'énergie qui constituent les facteurs essentiels de l'intérêt que suscite le développement du véhicule électrique. La réussite dans ce domaine proviendra d'un subtil mélange entre une vision scientifique de haut niveau et une maîtrise de la technologie.

Il a de plus l'avantage d'être excellent: il est le seul véhicule motorisé à "zéro émission" et silencieux. Mais il se heurte à un problème de taille lié à ses faibles capacités de stockage d'énergie limitant son autonomie. En outre, l'analyse économique de la chaîne aboutissant au véhicule électrique souligne les nettes infériorités de celui-ci comparé au véhicule thermique (le coût pratique du véhicule électrique est de 2 à 3 fois plus élevé que celui de son homologue thermique). Le coût élevé des batteries et la construction en petites séries freinent encore la compétitivité au niveau des prix du véhicule électrique. Rien ne semble pouvoir lever à moyen terme de telles limitations, dues pour l'essentiel à l'impossibilité de stocker de l'énergie électrique de manière commode, massive et peu coûteuse.[2]

Beaucoup d'idées et de nouvelles conceptions ont été d'ores et déjà proposées. Les voies de progrès mettent en exergue les procédés à base d'électricité à savoir : les véhicules électriques, hybrides et à pile à combustible.

Quel que soit la solution retenue, étant donné que la source d'énergie étant limitée, il est à prévoir que la gestion de l'énergie électrique destinée à la propulsion, depuis les sources primaires fixes jusqu'aux roues du véhicule, restera une difficulté majeure, et l'économie de cette énergie le souci primordial. Malgré les plus faibles kilométrages, l'usage privilégié des véhicules électriques en milieu urbain nécessite donc des réflexions et des recherches sur la gestion de l'énergie nécessaire.

Ainsi, toute idée qui va dans le sens d'optimiser l'encombrement des systèmes de propulsion, de rendre leur commande aussi robuste contre différentes sortes de perturbations, d'assurer une continuité de service en toute sécurité, d'améliorer le rendement des ensembles machines-convertisseurs et de bien gérer le flux d'énergie est de toute évidence une contribution non négligeable...[3].

### **Objectif :**

Dans ce contexte, et en vue de satisfaire les éléments qui font une idée directrice sur la recherche de solutions innovantes et économiques dans la technologie du véhicule électrique, nous présenterons un modèle de la machine asynchrone destinée à la propulsion d'un véhicule électrique. En vue de découpler ce modèle, une commande vectorielle indirecte avec orientation du flux rotorique est appliquée. Nous présenterons une stratégie simple et efficace de génération de trajectoire de flux de référence optimal pour maximiser le couple de moteur du point de vue commande et optimisation énergétique visant à augmenter son autonomie. Ce qui répond, en général, à la problématique plus c'est simple, plus c'est léger moins cela consomme de l'énergie.

### **Structure de mémoire :**

Ce mémoire se présente de la façon suivante :

Dans le premier chapitre, après avoir présenté les différentes architectures de véhicules électriques ainsi que les différentes technologies disponibles, un modèle de véhicule en termes de forces résistantes est présenté.

Le second chapitre est consacré à la présentation et à la modélisation de l'association machine asynchrone convertisseur statique :

- Dans la première partie, nous allons présenter la modélisation de la machine asynchrone alimentée directement du réseau. Ainsi que le principe de la

transformation de PARK, et l'application de cette transformation à la machine, ce modèle sera testé par simulation, et évalué à travers les différents résultats.

- La deuxième partie sera consacrée à la modélisation du convertisseur de statique en termes de l'onduleur de tension, commandé en courant par la technique d'hystérésis. L'association machine-convertisseur sera simulée pour voir les impacts de ce convertisseur sur la machine.

Le troisième chapitre sera consacré à la commande vectorielle par orientation de flux rotoriques, on utilisant deux types de régulateur classique : un régulateur PI et un régulateur IP.

En finale, on terminera ce mémoire par une conclusion générale qui résume les résultats obtenus et expose quelque perspectives de recherche futures.

### HISTORIQUE :

Avant les années 1830, les moyens de transport utilisaient seulement la puissance de la vapeur, parce que les lois de l'induction électromagnétique, et par conséquent, des moteurs électriques et des générateurs, venaient juste d'être découvertes. Faraday a démontré le principe du moteur électrique en 1820 par une barre de fer portant un courant électrique et un aimant. En 1831 il a découvert les lois de l'induction électromagnétique qui ont permis le développement et la démonstration des moteurs électriques et des générateurs essentiels pour le transport électrique.

L'évolution de l'industrie automobile entre 1830 et 1900 peut se résumer aux dates clés suivantes (Tab. 1.1):[4]

**Tab. 1.1 – Historique**

1830	transport à puissance de la vapeur
1831	loi de Faraday, ensuite l'invention de moteur à courant continu MCC
1834	voiture électrique à batteries non rechargeables
1859	développement d'un accumulateur de plomb
1885	véhicules à moteur à essence
1900	4200 automobiles se sont vendues dont 40% à puissance de vapeur, 38% à puissance électrique et 22% à moteur à essence

A la fin du 19<sup>ème</sup> siècle, plusieurs automobiles électriques alimentées par des accumulateurs électrochimiques, furent réalisées et testées en pensant à leur industrialisation.

A cette époque où les moteurs thermiques étaient loin du stade actuel, il semblait que la propulsion électrique avait ses chances, grâce aux performances honorables atteintes par les prototypes qui furent réalisés. Ainsi, la fameuse Jamais Contente roula à 105 km/h en 1899, et en 1901, un trajet de 307 km sans recharge fut parcouru.



**Fig. 1.1 – La Jamais Contente**

En 1901, compte tenu de ces performances, le plus bel avenir semble être promis au véhicule électrique. Ainsi, on imagine installer des postes de charge là où l'on pourrait, pendant la nuit, recharger la batterie d'accumulateurs épuisée par une journée d'utilisation ou changer une batterie vide par une autre pleine. Cependant dès 1907, les journaux affirment que le véhicule électrique est en déperdition ; bien qu'il ne présente pas d'inconvénient de démarrage et qu'il soit propre, il reste une voiture de ville ou de luxe, très facile à conduire, par exemple pour la promenade. Les facteurs qui ont menés à la disparition des VE, après sa période courte de succès, étaient :

1. l'invention d'un démarreur en 1911 qui a facilité le démarrage des véhicules à gaz,
2. le prix de revient très élevé des VE,
3. l'accès limité à l'électricité et au rechargement des batteries dans les secteurs ruraux, tandis que l'essence pourrait être vendue dans ces secteurs ;
4. la faiblesse de l'autonomie des accumulateurs (batteries) ;
5. Enfin, le modèle T de Ford en 1909 donne le départ à la popularité des véhicules fonctionnant à l'essence, matière supérieure comme source autonome d'énergie, et à leur emprise durable sur le marché.

Comme on le voit sur le tableau (Tab. 1.2), les ventes déclinent pour cesser pratiquement en 1918. En effet, différents progrès ont favorisé le développement des voitures à essence. On en cite une autonomie supérieure, un ravitaillement pratique, une amélioration des routes facilitant les randonnées hors des villes, et surtout, l'apparition dès 1912, d'un système associé de démarreur électrique et d'éclairage proposé par la Dayton Engineering Laboratories Company (DELCO). Aux Etats-Unis, en 1921, on ne compte plus que 18200 véhicules électriques sur 9 millions de véhicules. Dix ans plus tard, les VE ne figurent plus dans les statistiques.

**Tab. 1.2 – Evolution des trois filières de traction aux Etats-Unis [1]**

	<b>Electrique</b>	<b>Essence</b>	<b>Vapeur</b>
1899	1575	936	1681
1904	1495	18699	1568
1909	3826	120393	2374
1914	4669	564385	-
1924	391	3185490	-

Dans les années 1970, les VE ont recommencé à révolutionner de nouveau le domaine de l'automobile, à cause du danger environnemental provoqué par les émissions d'ICEV (Internal Combustion Engine Vehicles). Les fabricants principaux d'ICEV, comme General Motors (GM) et Ford sont devenus impliqués dans la recherche et le développement de VE.

Dans cette période, le scénario semblait tourner en faveur des VE, à mesure que les prix d'essence ont considérablement augmenté en raison d'une crise énergétique. En 1975.

Du début des années 80 à la fin des années 90, d'importantes réalisations furent développées dans le domaine des interrupteurs à semi-conducteurs, de haute puissance et haute fréquence. A ceci, s'ajoute la révolution du microprocesseur qui a permis d'améliorer les convertisseurs de puissance servant à augmenter l'efficacité des moteurs électriques.

Cependant à partir de 2000 la voiture électrique va recourir à nouveau. En 2003 en France, Renault fait une tentative avec la sortie de sa voiture hybride Kangoo Elect'road mais abandonnera la production après environ 500 véhicules.

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 106E, sont jusqu'à récemment disponibles. Ces VE utilisent des moteurs à induction, à courant continu ou des moteurs synchrones à aimants permanents ainsi que des batteries au plomb.[5]



**CHAPITRE I**

Généralités sur les véhicules électriques

### I.1) Introduction

Ce chapitre a pour objectif de donner quelques généralités et définitions utilisées par la communauté scientifique travaillant sur ce vaste domaine qui est la voiture électrique. Il commence par une définition et présentation de l'état de l'art de la traction électrique (le choix du type de configuration, le choix du moteur et de la source d'énergie). Nous donnerons aussi le modèle du véhicule en termes de forces résistantes d'automobile.

### I.2) Définition:

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

Compte tenu des progrès scientifiques et technologiques accomplis dans le domaine de l'électronique de puissance, les systèmes de gestion de l'énergie, etc. beaucoup d'idées et de nouvelles conceptions sont explorées pour développer ce mode de propulsion. Toutes ces Explorations sont liées à une problématique commune : la production, le transport, le stockage et l'utilisation de l'électricité.

Le système de propulsion électrique (figure 1.2) est l'organe principal du véhicule électrique, ce dernier est propulsé électriquement par des moteurs et comporte un système de transmission formé par un ou plusieurs moteurs électriques entraînant deux roues motrices.[6]

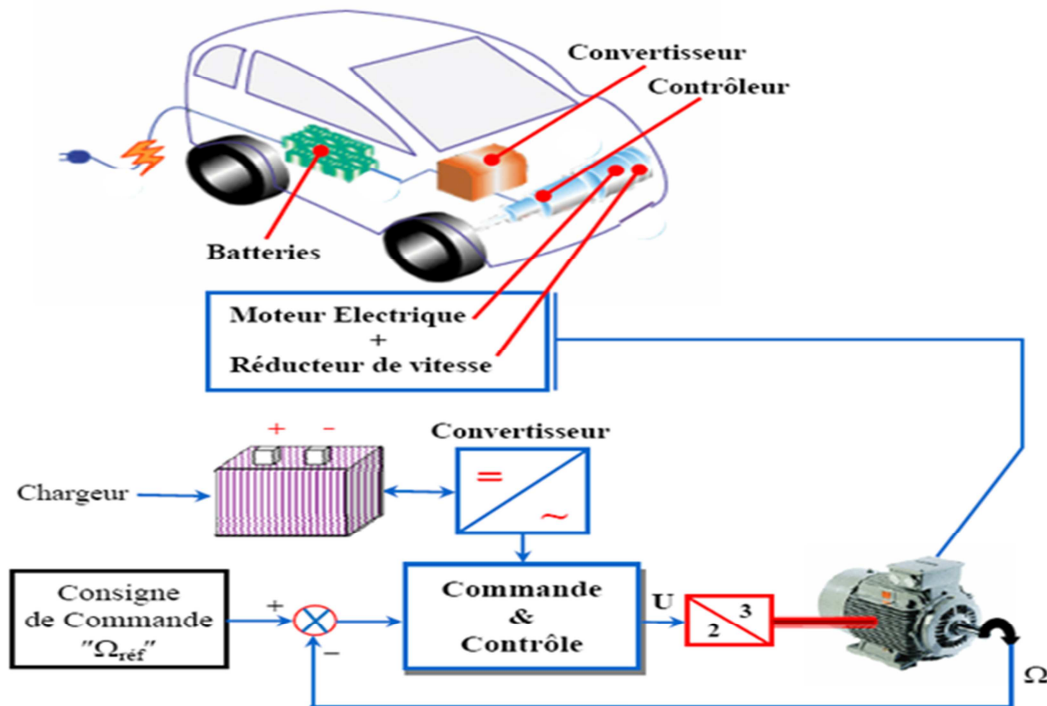


Figure 1.2: Synoptique d'un Système de Propulsion

Comme illustré sur la (figure 1.2), ce système est constitué de trois principaux blocs :

### **I.2.1) Le Bloc Moteur Electrique**

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

### **I.2.2) Le Bloc de Commande et de Contrôle**

Le bloc de commande et de contrôle "Contrôleur" est le cerveau du système de propulsion, son rôle est de capter les informations d'état du système (vitesse de rotation, courants, etc.) de les traiter et d'agir en conséquence pour la génération des signaux de commande, appliquées au moteur électrique afin de gérer au mieux la consommation d'énergie. [2]

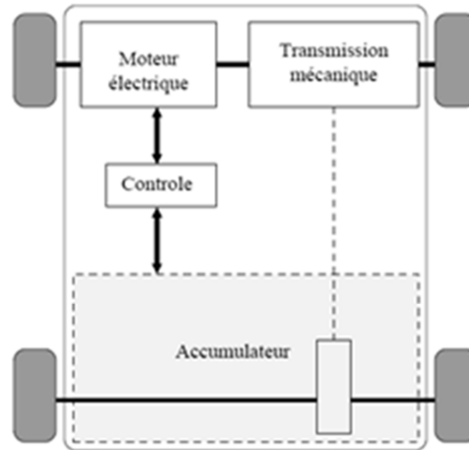
### **I.2.3) Le Bloc de Puissance**

Une autre vision sur les systèmes électroniques a émergé, cela est dû à l'évolution des Semi-conducteurs. En effet, les convertisseurs de puissance permettent maintenant d'élargir le champ d'application des machines électriques. Un convertisseur de puissance est un dispositif de puissances qui assure la liaison entre la source "batteries" et la machine à commander en modulant l'énergie disponible pour le besoin.

## **I.3) Technologies émergentes**

### **I.3.1) Véhicules Electriques à Batterie**

Un véhicule électrique à batterie utilise exclusivement l'énergie emmagasinée dans un bloc-batterie du véhicule, rechargé à partir d'un réseau électrique local, qui la fournit, ensuite aux moteurs électriques servant à propulser le véhicule. L'autonomie des véhicules électriques à batterie dépend du type de batterie qui y est installé.



**Figure.1.3 :** Véhicule électrique à batterie

### I.3.2) Véhicules hybrides :

Un système hybride est par définition composé de deux sources d'énergie différentes pour se mouvoir. L'utilisation d'un véhicule hybride qui combine une motorisation électrique et une motorisation thermique, apparaît comme une solution intermédiaire et une alternative intéressante.

Ces combinaisons, bien choisies, peuvent rendre les véhicules hybrides jusqu'à deux fois plus efficaces et, assurent une autonomie comparable aux véhicules conventionnels.

L'adjonction d'un moteur électrique et d'une puissante batterie permet d'optimiser le fonctionnement du moteur thermique ou de le remplacer momentanément et donc de réduire la consommation et les émissions (en site urbain, le moteur thermique est à l'arrêt "zéro pollution", il est utilisé à des vitesses plus élevées et peut être assisté par le moteur électrique pour les fortes accélérations). D'une manière générale on distingue trois principaux types de systèmes d'entraînement hybride :

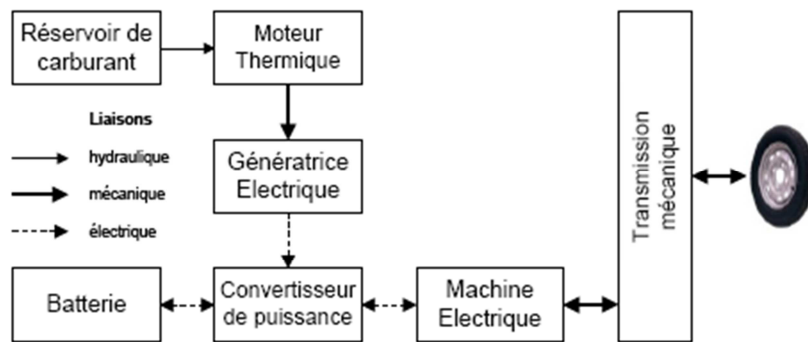
- a - Hybride série.
- b- Hybride parallèle.
- c- Le combiné (série-parallèle)

Ces systèmes diffèrent dans leur façon d'intégrer le fonctionnement des deux unités de production d'énergie. [3]

#### I.3.2.a) Véhicule hybride série :

La technologie série sépare complètement la production d'énergie et son utilisation pour l'entraînement des roues. Le véhicule est propulsé entièrement par le moteur électrique (figure 1.4) et le moteur thermique sert à fournir l'énergie électrique. Cette énergie est emmagasinée ou directement utilisée pour entraîner un ou plusieurs moteurs électriques qui fournissent la puissance nécessaire pour propulser le véhicule. Il n'y a aucun lien mécanique entre les deux moteurs.

Parmi les avantages du véhicule hybride série on cite son autonomie et sa puissance disponible comparable à un véhicule thermique. De plus, cette configuration offre la possibilité d'une gestion globale de l'énergie présente dans le système (thermique et électrique). Enfin, la batterie, largement sous-dimensionnée par rapport au véhicule tout électrique, devient non limitative d'un point de vue énergétique mais aussi permet le mode de fonctionnement à zéro émission. L'inconvénient majeur de cette configuration est l'importance du système de motorisation de même que pour le véhicule hybride parallèle, avec les mêmes conséquences d'augmentation de la masse, du coût et la diminution de la place disponible [3],[4].

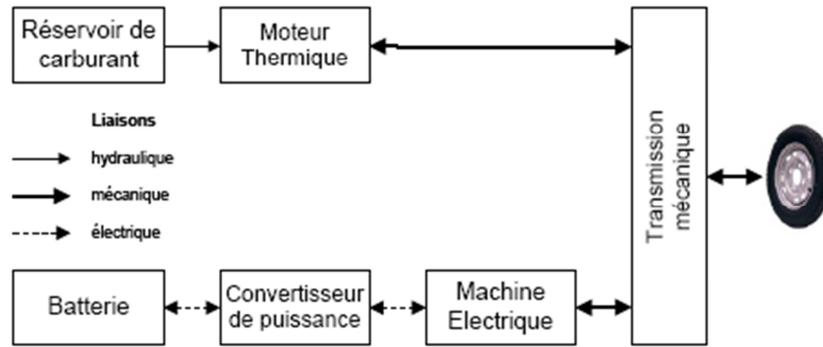


**Figure.1.4 : Véhicule Hybride Série**

### I.3.2.b) Véhicule hybride parallèle :

Dans cette configuration, le véhicule est équipé d'une double propulsion thermique et électrique (figure 1.5). Les atouts du système parallèle résident dans le fait que l'on peut combiner ou superposer, à bon escient, les deux entraînements, la propulsion est électrique et/ou thermique. Le moteur thermique est utilisé à haute vitesse et le système électrique est utilisé comme appoint pour les accélérations, la récupération et éventuellement sur les côtes et au démarrage.

Le véhicule hybride parallèle a beaucoup d'avantages, parmi lesquels on cite ses performances et son autonomie qui sont comparables à celles d'un véhicule thermique mais surtout son taux d'émission zéro en mode électrique. Toutefois, il présente des inconvénients majeurs à savoir d'une part le poids et l'encombrement élevé, de son système de motorisation et d'autre part, la redondance de fonctionnalités entre ses deux moteurs.

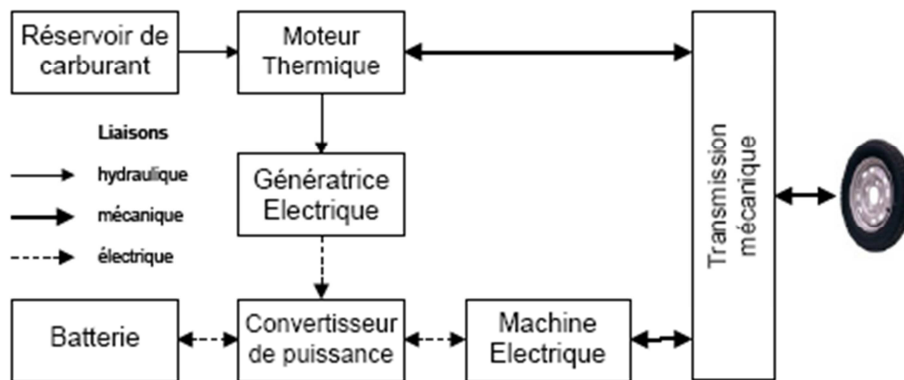


**Figure.1.5 : Véhicule Hybride Parallèle**

**I.3.2.c) Véhicule hybride combiné:**

L'architecture combinée, appelée aussi hybride à dérivation de puissance, permet de combiner les avantages des structures série et parallèle. Cette structure présente un lien mécanique de plus entre le moteur thermique et la transmission par rapport à l'hybride série et une génératrice électrique est ajoutée entre le moteur thermique et le convertisseur de puissance par rapport à l'architecture parallèle comme le montre la (figure 1.6). Les puissances sont donc combinées en deux nœuds : l'un électrique et l'autre mécanique.

En 1998, Toyota produit, sur ce principe, le premier véhicule hybride (Prius) équipé d'un moteur thermique qui est accouplé à un générateur électrique à aimants associé à une batterie d'accumulateur Ni-MH, il est également accouplé à un moteur électrique d'une puissance crête de 33 kW. [3],



**Figure.1.6 : Véhicule Hybride combiné**

Une confrontation des différentes configurations est présentée dans le tableau (Tab. 1.3).

Configuration	Avantages	Inconvénients
Hybride Série	<ul style="list-style-type: none"> <li>◆ bon rendement énergétique en mode tout électrique en zone urbaine</li> <li>◆ gestion relativement facile</li> <li>◆ très bon contrôle du moteur thermique</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>◆ faible rendement énergétique de la chaîne globale en zone extra-urbaine</li> <li>◆ utilisation de trois machines dont une (au moins) de forte puissance</li> <li>◆ mode tout thermique impossible</li> </ul>
Hybride Parallèle	<ul style="list-style-type: none"> <li>◆ bon rendement énergétique</li> <li>◆ mode tout électrique et tout thermique possible</li> <li>◆ utilisation d'une seule machine électrique de puissance plus faible que pour l'architecture série</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>◆ gestion délicate</li> <li>◆ fonctionnement du moteur thermique pas toujours optimal</li> <li>◆ couplage mécanique et implantation des composants complexes</li> </ul>
Hybride combiné	<ul style="list-style-type: none"> <li>◆ bon rendement énergétique</li> <li>◆ tout les modes sont possibles (thermique, électrique, série, parallèle, ou combiné)</li> <li>◆ très bonne répartition de l'énergie</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>◆ gestion très délicat</li> <li>◆ couplage mécanique et implantation des composants très complexe</li> <li>◆ Utilisation de trois machines</li> <li>◆ coût élevés</li> </ul>

**Tab (1.3) :** Résumé des avantages et inconvénients des diverses architectures

#### **I.4) Solution de transmission mécanique dans une chaîne de traction tout électrique**

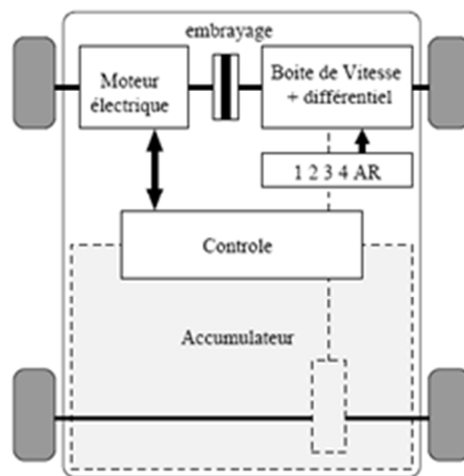
L'objet de la transmission de puissance mécanique est de relier la source d'énergie, le ou les moteurs électriques, aux roues motrices du véhicule ; il s'agit d'adapter la vitesse et le couple du moteur aux exigences fonctionnelles du véhicule.

Nous pouvons envisager plusieurs possibilités d'associations d'éléments nécessaires à la transmission de la puissance qui sont le réducteur mécanique, la boîte de vitesses (BV) et éventuellement le différentiel. Le choix du réducteur est intimement lié, au type de véhicule et au choix du moteur qui a un volume et une masse principalement fonctions de son couple. Pour réduire la masse embarquée et le coût de la motorisation, on préfère généralement associer le moteur à un réducteur mécanique.

Cela permet de réduire le couple que doit fournir le moteur en augmentant sa vitesse de rotation. Il doit être parfaitement adapté aux exigences fonctionnelles du véhicule.

#### I.4.1) Solution avec boîte de vitesse mécanique

L'avantage essentiel de cette solution est de permettre l'utilisation d'un moteur à plus faible couple, donc plus léger, pour une vitesse maximale donnée. Remarquons qu'entre deux changements de vitesse (petite plage), si le moteur possède une capacité de fonctionnement à puissance maximale constante, cela peut permettre également la suppression des fluctuations de puissance. La figure (Figure 1.7) montre cette solution.

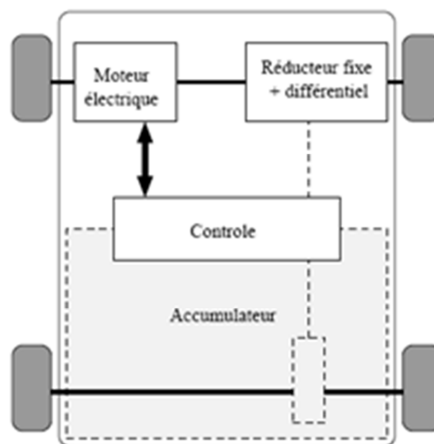


**Figure. 1.7 :** Solution monomoteur avec boîte de vitesse

#### I.4.2) Solution avec réducteur mécanique à rapport fixe

Le couple maximal que doit délivrer un tel moteur associé à un réducteur de rapport fixe est supérieur à celui que devrait produire un moteur associé à une boîte de vitesses.

Cette solution est illustrée sur la figure (Figure 1.8).



**Figure 1.8 :** Solution monomoteur avec réducteur fixe

En effet, les rapports courts aux basses vitesses permettent d'accroître le couple aux roues. Le couple est une grandeur très dimensionnelle et l'absence de boîte de vitesses se paie par un moteur plus lourd, plus encombrant et plus coûteux. Malgré tout, c'est la solution qui est quasi universellement retenue.

### I.4.3) Solutions multi-moteurs :

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

Lorsque les moteurs sont sur les roues directrices, une très grande sécurité de contrôle est requise, ils ne doivent en aucun cas se bloquer lors d'une défaillance. Les moteurs peuvent être associés à un réducteur fixe (il n'est plus possible ici d'avoir une boîte de vitesses) pour accroître le couple massique (Figure 1.9-a) ; ils peuvent également entraîner directement la roue dans laquelle ils sont alors intégrés (Figure 1.9-b). Dans ce cas, il est nécessaire d'avoir recours à des moteurs à très fort couple massique et généralement à rotor extérieur.

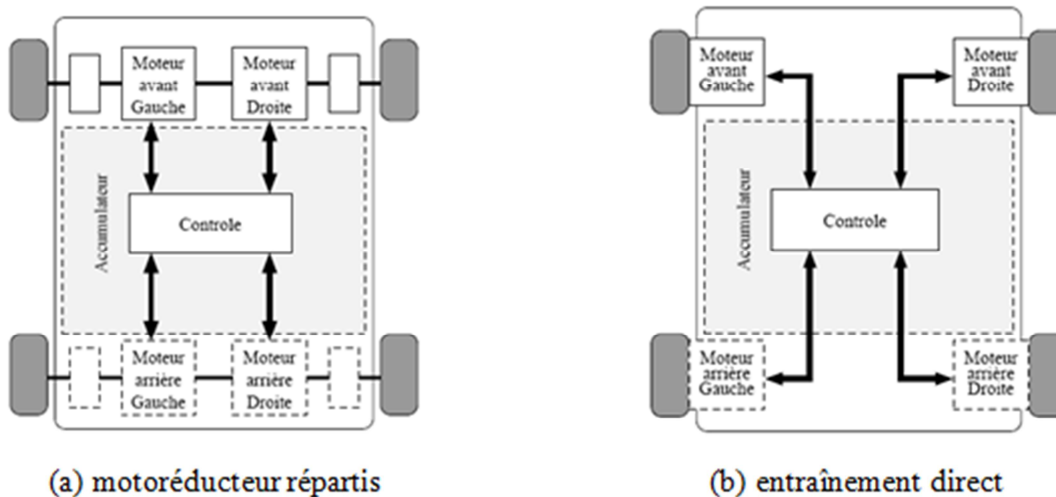


Figure 1.9 : Motorisation Multi-moteurs

Le moteur-roue intègre un moteur électrique et d'autres composants dans une configuration compacte qui peut s'insérer dans une roue de dimensions ordinaires. Les convertisseurs de puissance peuvent être installés soit à l'intérieur soit à l'extérieur de la roue. Il est montré sur la (Figure 1.10) à quoi ressemble ce type du moteur. Ce système permet d'une part de contrôler avec haute précision et indépendamment le couple appliqué à chaque roue et d'autre part de maximiser la capacité du freinage régénérateur. L'utilisation de ce type de moteur sur des roues directrices, permet la suppression de toutes les parties mécaniques liées à la transmission (différentiel, boîte de vitesse, embrayage, etc..), de commander indépendamment les roues et en même temps, de libérer de l'espace dans le véhicule, notamment utilisable par les batteries.[1]

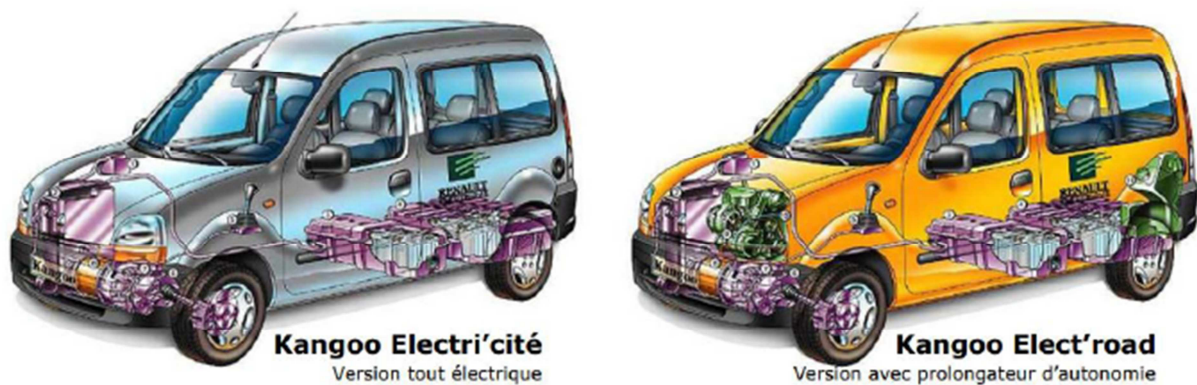


**Figure 1.10 : Moteur Roue**

Cette grande liberté permet un contrôle indépendant du couple ce qui peut améliorer la sécurité de transport. Les inconvénients de ce type de moteur sont la difficulté d'intégrer un réducteur. Ainsi, l'introduction d'un moteur à fort couple dans la roue peut avoir tendance à déstabiliser le véhicule. Enfin, il se pose aussi le problème du freinage, d'une part il faut intégrer au moteur roue le disque de frein et d'autre part il faut tenir compte des échauffements supplémentaires dus à la dissipation d'énergie calorifique lors des phases de freinage.

Un exemple de voiture commercialisée en France depuis 2003, ayant un système ressemblant fort à la configuration série est la Renault Kangoo Elect'Road, présentée sur la (figure 1.11). En effet, la configuration série (la Kangoo Elect'Road) provient d'une évolution de la Kangoo Electri'cité, véhicule entièrement électrique.

Ainsi, équipé d'un générateur électrique qui autorise le rechargement des batteries en roulant et permet d'augmenter l'autonomie de 90 à 180 Km à partir d'un cycle européen urbain. [7]



**Figure 1.11** : Renault Kangoo Electri'Cité et Elect'Road

### I.5) La chaîne de traction électrique

La chaîne de traction électrique est l'organe principal du véhicule électrique.

#### I.5.1) Le moteur électrique d'entraînement :

Le moteur électrique est l'élément indispensable du véhicule électrique. Les fabricants des VE emploient habituellement différents types de moteurs d'entraînements en tant qu'élément indispensable dans la chaîne de traction. Ceux-ci peuvent être de divers types tels que :

Compagnie	Modèle du VE	Moteur
Fiat	Fiat Panda Electra	M.C.C. à excitation Série
Fiat	Fiat Seicento	Moteur à Induction
Honda	Honda EV plus	MSAP
Mazda	Mazda Bongo	M.C.C. à excitation Shunt
Nissan	Nissan Altra	MSAP
Toyota	Toyota RAV 4	MSAP
General	GM EV1	Moteur à Induction
Ford	Ford Think City	Moteur à Induction

**Tab1.4** : Différents Modèles des Véhicules Electriques

Le moteur à courant continu (MCC), à induction (MAS), synchrone à aimant permanent (MSAP), à reluctance variable (MRV) etc. Certains des modèles du VE utilisés par différentes compagnies sont énumérés ci-dessous (Tab 1.4), avec le type du moteur utilisé.[8]

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

- **Le moteur synchrone aimant permanent (MSAP):** offre la plus grande efficacité des trois moteurs, sur toute la gamme de vitesses et les densités de puissance les plus élevées, ce qui se traduit par un encombrement plus réduit.

Par contre, des inconvénients sont aussi à considérer dans l'emploi de ce genre de machine. Tout d'abord, les aimants sont construits avec des éléments de terres rares dont l'acquisition pose des problèmes économiques, politiques et écologiques. En plus, les aimants réduisent la fiabilité du moteur par les effets de démagnétisation que peuvent apparaître dans le cas d'une utilisation en dehors des limites prévues.

L'échauffement se produit surtout dans le rotor (dans les aimants); ainsi la diffusion de la chaleur est plus difficile à faire. Un dernier inconvénient pour ce type de moteur est lié au cycle de fonctionnement du véhicule, et plus exactement aux phases de fonctionnement à vide.

L'excitation du moteur doit être maintenue même dans ces périodes, entraînant des pertes supplémentaires dans les parties ferromagnétiques.

- **Le moteur asynchrone à cage :** offre un couple et un rendement comparables aux moteurs à aimants permanents, surtout dans la gamme des hautes vitesses.

L'avantage principal de ce type de moteur par rapport aux moteurs synchrones est l'absence des aimants et la construction simple. La gamme des vitesses à puissance constante est très large et donc le moteur est bien adapté pour des applications de traction. L'avantage majeur du moteur asynchrone est représenté par son prix très réduit, suite à son degré d'intégration dans le marché. Toutefois, le grand nombre des spires dans le bobinage et la présence de la cage rotorique augmentent les pertes Joules et la masse totale du moteur.

Aussi, l'échauffement de ce type de moteur est important. Dans la gamme des basses vitesses.

- Par comparaison, **le moteur à reluctance variable(MRV)** à une construction très simple. Cela se traduit par une fiabilité élevée, un prix de construction réduit (52% par rapport au prix du moteur asynchrone et seulement 30% par rapport au moteur synchrone à aimants permanents) et un poids réduit (85% du poids du moteur à aimants et 73% du poids du moteur asynchrone). La localisation de l'échauffement dans le stator plutôt que dans le rotor facilite l'évacuation de la chaleur et élimine la nécessité des systèmes de refroidissement supplémentaires.

Néanmoins, la densité de puissance et l'efficacité du moteur, qui sont inférieures, doivent être attentivement adressées depuis la phase de conception. Finalement, les ondulations de couple et les effets acoustiques du moteur sont des inconvénients spécifiques de la MRV.

Le coût de la partie d'alimentation est relativement élevé par rapport aux autres solutions. L'onduleur normalement utilisé (en demi-pont asymétrique) n'est pas disponible sous une forme industrielle ce qu'entraîne une augmentation du prix du système de traction. [9]

Les avantages et les inconvénients de ces trois solutions de traction électrique sont résumés dans le Tableau 1.5 [9]

Critère	Moteur	Moteur à courant continu	Moteur asynchrone	Moteur synchrone à aimants	MRVCE
Performances énergétiques		2	4	5	4
Poids		2	3	4	5
Coût (moteur)		5	4	3	5
Fiabilité		2	4	3	5
Densité de puissance		1	4	5	3
Partie alimentation		4	5	3	2
<b>Total</b>		<b>16</b>	<b>24</b>	<b>23</b>	<b>24</b>

**Tab 1.5 :** Comparaison des différents Moteurs

Notre choix est porté sur un moteur à induction pour un véhicule urbain. D'une part, cette machine est la plus utilisée dans les applications industrielles où la variation de vitesse, une haute précision de régulation et de hautes performances en couple sont requises. D'autre part, c'est parce qu'il bénéficie de la plus grande expérience en matière de moteurs électrique, il est souvent retenue pour la motorisation des automobiles électriques est commence à être utilisée dans les chariots à manutention.

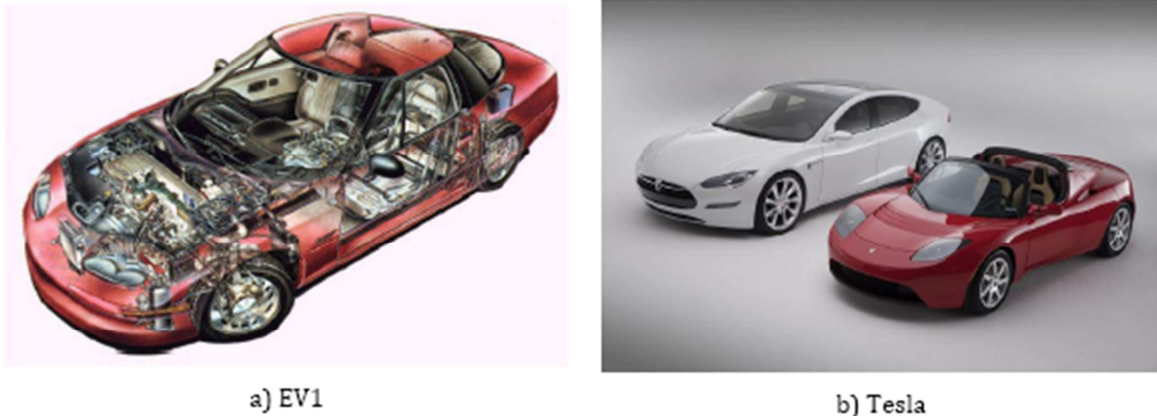


Figure 1.12 : Voitures électriques avec moteur asynchrone

### I.5.2) La source d'énergie

Le stockage de l'énergie électrique est le problème majeur du véhicule électrique. Dans cette partie, nous présenterons de manière succincte deux voies technologiques possibles : les batteries et les piles à combustible. Ces éléments permettant de stocker de l'énergie doivent remplir les conditions suivantes : [10]

- Une bonne puissance massique (rapport puissance/poids en W/kg) permettant de bonnes accélérations.
- Une bonne énergie massique (en Wh/kg) étant synonyme d'une bonne autonomie.
- Une durée de vie ( $DV_{bat}$ ) : définit le nombre de batterie utilisée durant la vie du véhicule. Deux types de durées de vie sont à considérer :

1. **La durée de vie calendaire** : capacité de la batterie à résister aux dégradations dues à l'usage et au temps. Elle dépend de la fréquence d'utilisation, et en moindre mesure, de la température et de l'humidité. Elle est donnée en année.

2. **La durée de vie cyclique** est le nombre de charges / décharges que la batterie peut supporter. Elle est liée à la profondeur de décharge imposée à celle-ci.

La durée de vie calendaire est une donnée figée, alors que la durée de vie cyclique dépend de la fréquence de recharge du véhicule et donc de l'usage de son propriétaire.

La durée de vie de la batterie ( $DV_{batieter}$ ) est égale au minimum entre ces deux durées de vie :

$$DV_{batieter} = \min(DV_{calendair}, DV_{cyclique})$$

- Disposer d'un faible entretien et constituer d'éléments facilement recyclables.
- Le temps de recharge (en h) : il dépend du type de recharge mise en ouvre (charge normale ou charge rapide)

- La sécurité: un système électronique doit permettre la gestion de la batterie (température, vitesse de charge /décharge, etc ...) pour éviter tout dysfonctionnement pouvant impacter la sécurité.
- Le cout: Les couts des batteries de VE équipées des chimies les plus performantes sont aujourd'hui importants. Les constructeurs comptent sur une augmentation des volumes de production pour en diminuer les coûts.

### **I.5.2.1) Les différentes technologies de batteries envisageables :**

Plusieurs chimies de batterie sont aujourd'hui envisagées pour les VE, chacune ayant des caractéristiques propres. Ces technologies diffèrent dans leur mode de production, d'élimination, mais aussi en termes de performance lors de la phase d'utilisation :

#### **➤ Batteries Plomb-acide**

La technologie Plomb-acide est la technologie de batterie la plus ancienne. Elle est largement utilisée dans le monde industriel, en particulier pour les chariots élévateurs type Fenwick, Cette technologie présente deux avantages importants : son coût relativement faible et son recyclage aisé. Elle a en contrepartie une densité énergétique faible (environ 30Wh/kg), qui implique une masse de batterie importante pour obtenir une autonomie acceptable pour un véhicule. Enfin, sa durée de vie est courte, elle est toutefois être envisagée pour de petits véhicules limités à de faibles vitesses et à usage exclusivement urbain.

#### **➤ Batteries Alcalines**

Les batteries Alcalines comprennent les batteries Nickel-Cadmium, Ni-Métal-Hydrure, etc. Ces technologies sont chères, mais équipent la plupart des véhicules roulant aujourd'hui.

##### **- Nickel-Cadmium :**

Cette technologie a des nombreux avantages : elle est robuste et présente des performances (densité énergétique et densité de puissance) correctes, et une filière de recyclage déjà existante. Elle demeure toutefois une technologie très onéreuse, et son rendement est sensible aux variations de température.

##### **-Nickel-Métal Hydrure :**

La technologie Nickel-Métal Hydrure a des performances comparables à celle du Nickel-Cadmium. La différence tient aux alliages particuliers qui sont utilisés à la place du cadmium son désavantage est la limitation en densité énergétique et en densité de puissance. Il s'agit d'une

technologie mature et éprouvée industriellement et les améliorations possibles sont faibles. On n'espère plus baisser les coûts en augmentant la production.

### ➤ Batteries Lithium

Du fait de sa densité énergétique importante, de l'absence d'effet mémoire et de leur faible autodécharge, cette technologie de batterie est présentée comme la solution pour les VE du futur. On la retrouve dans de nombreux prototypes qui annoncent les plus fortes autonomies. Elle se décline en deux technologies principales :

⇒ le Lithium-ion, qui équipera les véhicules Renault, Micro-car, Peugeot, etc. Il en existe une grande variété : Lithium manganèse, Lithium fer phosphate, etc.

⇒ le Lithium polymère qui équipera la Blue-car développée par Bolloré.

Ces batteries de véhicules ne sont pas encore vraiment produites en série et de nombreuses optimisations sont à apporter quant à la durée de vie, la sécurité, les coûts de production, etc.

Il existe de nombreuses autres chimies de batteries dont les performances sont différentes. De plus, du fait de leur caractère prospectif, il y a peu de retour d'expérience sur les batteries les plus prometteuses (Lithium-ion), et des incertitudes demeurent quant à leur durée de vie dans le véhicule et leur sécurité.

Différentes chimies de batteries seront considérées dans ces travaux, dont les performances diffèrent : le plomb-acide, le nickel-métal-hydrure, et le lithium-ion. Le choix a également été fonction de l'importance des données recueillies pour chaque technologie identifiée.

Le tableau ci-dessous présente quelques chiffres permettant de situer les différentes technologies de batteries :

Technologie	Energie massique (Wh/kg)	Puissance massique (W/kg)	Nombre de cycles	Rendement (%)	Coût estimé (euros / kWh)
Plomb	35-50	150-400	500-1000	80	64-95
Nickel-cadium	30-50	100-150	1000-2000	75	250-350
Nickel-hydrure de metal	60-80	200-300	1000-2000	70	200-350
Lithium-ion	80-200	200-300	1000	> 95	500-1500

**Tab 1.6 :** Technologies des batteries

### I.5.2.2) Pile à combustible :

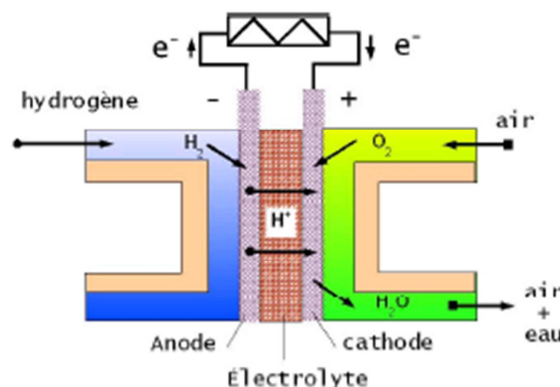
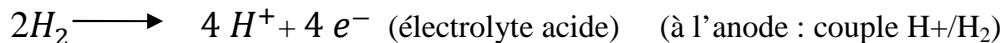
Une pile à combustible est un générateur qui convertit directement l'énergie interne d'un combustible (hydrogène, méthanol, etc.) en énergie électrique, en utilisant un procédé électrochimique contrôlé. Le principe de fonctionnement d'une pile à combustible se résume dans une combustion électrochimique, contrôlée d'hydrogène et d'oxygène, avec production simultanée d'électricité, d'eau et de chaleur à évacuer selon une réaction chimique globale universellement connue.

Une cellule élémentaire est constituée de 3 éléments:[11], [12]

1. deux électrodes,
2. un électrolyte.

Les deux électrodes sont séparées par l'électrolyte. A l'anode, on amène le combustible (le plus souvent de l'hydrogène, parfois du méthanol). La cathode est alimentée en oxygène (ou plus simplement en air, enrichi ou non en oxygène)

Le fonctionnement global d'une pile à combustible est décrit sur la figure 1.13 .une réaction d'oxydoréduction (en présence de platine) fait réagir l'hydrogène et l'oxygène pour produire de l'électricité, de l'eau et de la chaleur selon les équations chimiques suivantes :



**Figure 1.13 :** Principe de fonctionnement d'une pile à combustible

### **I.5.3) le super condensateur :**

Il Présente une énergie massique plus faible que celle de la batterie mais une densité de puissance plus importante, ainsi cette source d'énergie est plus réactive aux demandes de fortes puissance mais ne permet pas d'accumuler beaucoup d'énergie, son nombre de cycles de charge/décharge est très élevé comparé à celui d'une batterie.

Il délivrera la puissance instantanée nécessaire aux fortes accélérations, quand les batteries seront lentes à répondre. [3]

### **I.5.4) Les convertisseurs statiques :**

#### **I.5.4.1) Les redresseurs (AC-DC) :**

Dans un véhicule électrique, les redresseurs sont utilisés pour transformer l'énergie électrique à courant alternatif fournie, soit par le réseau de distribution général, soit par un alternateur placé à bord du véhicule et accouplé à un moteur thermique ; en énergie électrique à courant continu qui peut être stockée dans une batterie d'accumulateurs électrochimiques et/ou dans le super condensateur .

#### **I.5.4.2) Les hacheurs (DC-DC) :**

Un hacheur est un convertisseur de courant qui permet d'obtenir à partir d'une source de tension à courant continu de valeur sensiblement constante, des tensions et des courants contrôlés, réglables, différents des valeurs d'entrée et adaptés aux besoins nécessaires à l'alimentation de divers récepteurs (moteurs, batteries, etc.). Dans un véhicule électrique, les hacheurs ont deux usages essentiels :

- ✓ Ils sont indispensables dans l'alimentation des moteurs de propulsion quand ceux-ci sont des moteurs à courant continu ;
- ✓ Ils sont nécessaires pour adapter la tension de la batterie principale à celle des auxiliaires électroniques utilisés (capteurs, régulateurs, etc.).

En effet, on ne peut envisager le branchement brutal d'un moteur à courant continu sur une source d'énergie à tension fixe (batterie d'accumulateur par exemple) pour les raisons suivantes :

- Aucun réglage du couple moteur ni de la vitesse du moteur ne serait possible ;
- Le régime transitoire à la mise sous tension directe du moteur serait destructif tant du point de vue électrique (surintensité) que mécanique (sur couple) ;

L'utilisation d'un hacheur permet en effet de maintenir le courant moteur à la valeur souhaitée tout en assurant le réglage progressif et sans perte notable de la tension du moteur. Il permet également de régler le couple et la vitesse du moteur et donc du véhicule en traction mais aussi en freinage électrique.

### I.5.4.3) Les onduleurs (DC-AC)

Dans les véhicules électriques équipés d'un moteur à courant alternatif, il est nécessaire d'interposer entre la source d'énergie et le (ou les) moteur(s) de traction un dispositif de conversion appelé onduleur, 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. La conversion DC-AC peut être réalisée de multiples manières. Mais l'usage, les particularités des véhicules routiers et la rationalisation des solutions industrielles ont conduit à privilégier une structure d'onduleur à six interrupteurs bidirectionnels constitués par l'association d'un IGBT et d'une diode montés en antiparallèle et commandés selon une loi du type MLI (Modulation de Largeurs d'Impulsion, en anglais (PMW)). Ce type de montage permet d'associer une source de tension (de type batterie) et un récepteur de type source de courant (moteur asynchrone, moteur synchrone bobiné, à aimant permanent ou à réluctance variable). La méthode de commande par MLI présente deux avantages importants:

- ✓ Elle repousse vers les fréquences élevées les harmoniques de la tension de sortie ce qui facilite le filtrage de cette tension ;
- ✓ Elle permet de faire varier le fondamental de la tension de sortie. [13]

### I.6) Le freinage récupératif :

Une des caractéristiques spécifiques aux VE, qui devrait participer à l'amélioration de son bilan énergétique.

Les moteurs électriques ont la particularité d'être réversibles en puissance. Il est donc possible de convertir une part de l'énergie cinétique du véhicule en énergie électrique et, en freinant ou en descendant, recharger ainsi les batteries.

Deux modes de freinage récupératif sont possibles :

- Un mode « **frein moteur** », qui se déclenche quand le conducteur lève le pied de l'accélérateur, et qui opère pendant les phases de ralentissement. Pour gagner en autonomie significativement avec ce moyen, il faudra adopter une conduite anticipative.
- Un mode « **frein auxiliaire** » qui se déclenche, en même temps que les freins mécaniques, lorsque le conducteur appuie sur la pédale de frein. Ce mode de freinage nécessite un appareillage électro-hydraulique, comparable à un système ABS, qui assure le dosage entre les freins mécanique et électrique.

La fraction d'énergie récupérable est difficile à estimer, le chiffre le plus souvent avancé est 20% en condition urbaine, dans des phases transitoires de non-accélération ou de freinage, et se

réduit rapidement avec la fluidité des conditions de circulation. Le VE serait donc plus avantageux pour une utilisation urbaine. [10]

### I.7) La puissance nécessaire pour tracter le véhicule :

Le modèle dynamique du véhicule doit permettre de calculer la puissance nécessaire pour tracter le véhicule en fonction de ses caractéristiques, de sa vitesse et de son accélération. Les forces extérieures appliquées au véhicule sont illustré par la (figure 1.14).

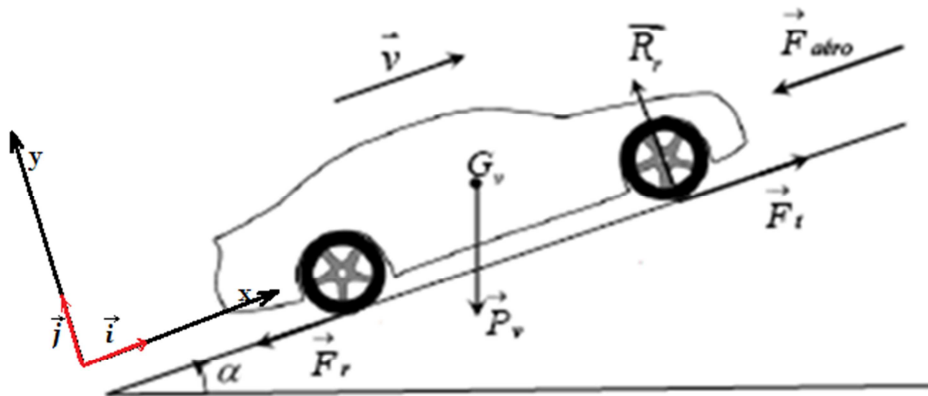


Figure 1.14 : Les forces sur le véhicule

#### I.7.1) Bilan des efforts appliqués au véhicule :

Afin de calculer la puissance nécessaire à l'avancement du véhicule, on applique le principe fondamental de la dynamique (P.F.D.) :

$$m_v \frac{d\vec{v}}{dt} = \sum \overrightarrow{F_{ext}} \quad (I.1)$$

$$m_v \frac{d\vec{v}}{dt} = \overrightarrow{F_{aéro}} + \overrightarrow{P_v} + \overrightarrow{F_{roul}} + \overrightarrow{F_t} + \overrightarrow{R_r} \quad (I.2)$$

$F_{aéro}$  : est la force de résistance aérodynamique, proportionnelle à la masse volumique de l'air  $\rho_{air} = 1.23 \text{ kg/m}^3$  bien qu'il dépende de l'altitude et de la température, au carré de la vitesse relative (compte tenu du vent) par rapport à l'air, à la surface frontale du véhicule  $S_f$ , et à son coefficient de pénétration dans l'air qui prend des valeur  $C_{px} \in [0.25-0.5]$  selon les formes de carrosserie, son expression est donnée par la relation suivante :

$$F_{aéro} = \frac{1}{2} \rho_{air} S_f C_{px} (v_{véh} - v_{vent})^2 \quad (I.3)$$

$F_{roul}$ : est la force de résistance au roulement liée au coefficient de roulement des roues. Pratiquement, avec des pneumatiques modernes à très faible résistance au roulement, le coefficient de résistance au roulement ( $C_{rr}$ ) vaut 0.01 (environ 0.015 pour des pneus classique). Ce coefficient dépend de la largeur des pneus et du revêtement routier. Si les pneus avant sont différents des pneus arrière, ou simplement si leurs pressions de gonflage sont différentes, l'effort de résistance au roulement vaut :

$$F_{roul} = [C_{rr-av}m_{av} + C_{rr-ar}m_{ar}]g \approx P_v C_{rr\_moy} \quad (I.4)$$

Où :

$$P_v = gm_v$$

Et :  $m_{av}$  et  $m_{ar}$  sont respectivement les masses portées par les roues avant et arrière.[1] ,[5]

D'où :

$$F_{roul} = P_v C_{rr\_moy} \quad (I.5)$$

D'après la (figure 1.14) on peut voir que la composante de la force de traction  $\vec{F}_t$  suivant y est nulle. On calcule alors  $|F_t|$ : en projetant  $F_t$  sur l'axe x (avec  $\vec{i}$  son vecteur unitaire)

$$m_v \frac{dv}{dt} \vec{i} = \left( -\frac{1}{2} \rho_{air} S_f C_{px} (v_{véh} - v_{vent})^2 - m_v g \sin \alpha - m_v g C_{rr\_moy} + F_t \right) \vec{i} \quad (I.6)$$

Donc, l'expression de la force de traction mécanique  $F_t$  est :

$$F_t = m_v \frac{dv}{dt} + \frac{1}{2} \rho_{air} S_f C_{px} (v_{véh} - v_{vent})^2 + m_v g \sin \alpha + m_v g C_{rr\_moy} \quad (I.7)$$

Avec :

$v_{véh}$  : Est la vitesse du véhicule

$m_v$  : La masse de véhicule.

La puissance mécanique nécessaire à l'avancement du véhicule est égale au produit de la force de traction et de sa vitesse :

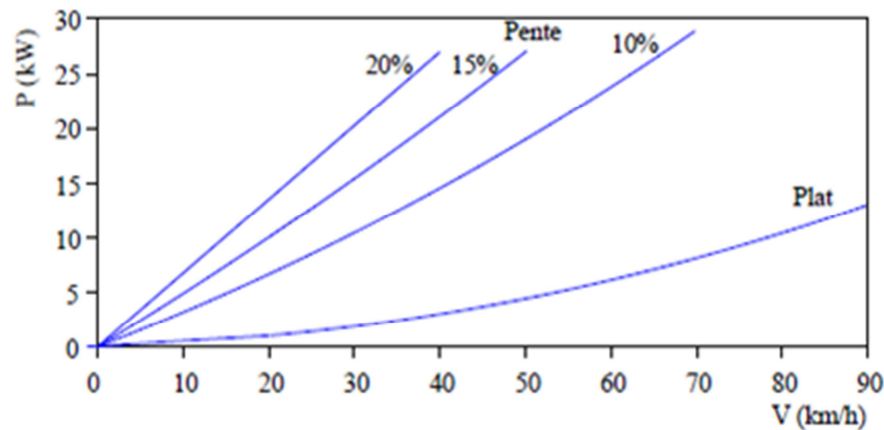
$$P_m = F_t v_{\text{véh}} \quad (\text{I.8})$$

Donc, d'après (I.6) et (I.7), l'expression de la puissance de traction du véhicule est :

$$P_m = v_{\text{véh}} \left( m_v \frac{dv}{dt} + \frac{1}{2} \rho_{\text{air}} S_f C_{px} (v_{\text{véhic}} - v_{\text{vent}})^2 + m_v g \sin \alpha + m_v g C_{rr\_moy} \right) \quad (\text{I.9})$$

La figure (1.15) montre l'évolution de la puissance requise en fonction de la vitesse stabilisée, pour l'entraînement d'un véhicule urbain (masse en charge de 1150kg)

$C_{roul} = 150 \times 10^{-4}$ ,  $S = 2.5\text{m}^2$ ,  $C_{px} = 0.32$ ) en palier et en pente à p%.



**Figure. 1.15 :** Puissance requise aux roues pour une voiture urbaine à vitesse stabilisée

Le tableau (Tab. 1.7) résume les ordres de grandeur de la puissance maximale nécessaire pour les différentes catégories de véhicules. [1]

Type de véhicule	Puissance maximale
Bicyclette assistée	100 à 400 W
Scooter	2 kW
Motocyclette sportive	14 à 25 kW
Voiturette	8 kW
Voiture urbaine	20 à 40 kW
Voiture routière	50 à 70 kW
Véhicule utilitaire urbain	40 kW
Bus urbain	160 kW

**Tab. 1.7 :** Puissance maximale nécessaire pour divers véhicules

Le couple résistant  $C_r$  à la roue est lié à l'effort résistant par la relation :

$$C_r = R_{roue} \cdot F_t \quad (\text{I.10})$$

Où  $R_{roue}$  est le rayon de la roue.

La vitesse angulaire  $\Omega_r$  (rad/s) est liée à la vitesse du véhicule  $v_{véh}$  (m/s) par la relation :

$$\Omega_r = \frac{v_{véh}}{R_{roue}} \quad (\text{I.11})$$

## CONCLUSION

Dans cette première partie, Nous avons donné des définitions et généralités sur la traction électrique afin de choisir la configuration et la puissance nécessaire pour un véhicule urbain ; le modèle choisi tient en compte les différentes contraintes rencontrées par un véhicule réel.

Les ordres de grandeur des puissances maximales données dans le tableau (Tab 1.6) permettent de constater qu'il est possible de réaliser une motorisation électrique sur de nombreux véhicules. Si des accélérations importantes sont souhaitées, il faut bien entendu accroître la puissance, sachant que la puissance maximale est une contrainte importante de conception, à la fois pour les batteries et pour le (ou les) moteur(s) et son (leurs) alimentation(s) électrique(s). L'objet de la transmission de puissance mécanique est de relier la source d'énergie, le ou les moteurs électriques, aux roues motrices du véhicule, il s'agit d'adapter la vitesse de rotation et le couple  $C_{em}$  du moteur aux exigences fonctionnelles du véhicule, c'est-à-dire le couple résistant à la roue.



## **CHAPITRE II**

Modélisation de l'ensemble convertisseur- machine  
asynchrone

## II.1) Introduction :

Dans notre étude le processus à contrôler est constitué d'une machine asynchrone triphasée et de son alimentation par un onduleur.

La machine asynchrone, par sa construction, fait l'objet d'un intérêt accru dans le domaine de l'industrie et occupe une large plage d'applications au détriment des machines synchrones et à courant continu. Elle présente un système dynamique non linéaire. Par conséquent, sa commande nécessite la disponibilité d'un modèle représentant fidèlement son comportement au niveau de ses modes électriques, électromagnétiques et mécanique.

La progression technologique de la microélectronique et l'électronique de puissance a rendu possible l'implémentation des commandes performantes de cette machine faisant d'elle un concurrent redoutable dans les secteurs de la vitesse variable et le contrôle rapide du couple [14].

L'objectif de ce chapitre est de présenter mathématiquement, une modélisation de la machine asynchrone sous forme de différents modèles d'état selon le choix de repère, le vecteur d'état et les entrées-sorties possibles du moteur.

La modélisation est l'interprétation mathématique d'un phénomène physique. Dans la machine asynchrone, les phénomènes électromagnétiques sont généralement très complexes, leurs formulations mathématiques sont difficiles. Pour modéliser ce type de machines, on utilise les outils informatiques simplificateurs représentés par la transformation de PARK, CLARK et CONCORDIA ... [15].

## II.2) modélisation de la machine asynchrone :

### II.2.1) Fonctionnement :

Comme les enroulements statoriques sont alimentés par un système de tensions triphasées équilibrées et de pulsation électrique  $\omega_s = 2\pi f_s$  il se trouve parcourus par un système de courant triphasé équilibrés et de même pulsation  $\omega_s$ . Chaque courant crée donc une f.m.m pulsante et l'ensemble des trois courants créent une f.m.m statorique tournante  $\vec{E}_s$ , donc un champ tournant statorique à (p) pôles à la pulsation mécanique  $\Omega_s = \frac{\omega_s}{p}$ , appelée la pulsation de synchronisme.

Le rotor de la machine qui est en court-circuit sera le siège d'un système de courants induits, triphasés équilibrés de pulsation électrique  $\omega_r = 2\pi f_r$ . Ces courants vont créer à leurs tours une

f.m.m rotorique tournante  $\vec{E}_r$ , donc un champ et un flux rotorique tournant à la pulsation mécanique  $\Omega_r = \frac{\omega_r}{p}$ .

Donc on peut définir:

$\Omega_s$ : Pulsation mécanique de la f.m.m statorique par rapport au stator.

$\Omega_r$ : Pulsation mécanique de la f.m.m rotorique par rapport au rotor.

$\Omega$ : Pulsation mécanique de rotation de rotor par rapport au stator.

Avec:

$$\Omega_r = \Omega_s - \Omega \quad (\text{II.1})$$

Ainsi; Les f.m.m statoriques et rotoriques tournent à la même pulsation, et l'interaction entre les deux champs  $\Rightarrow$  naissance du couple électromagnétique de la machine [16].

### II.2.1.1) Le glissement :

L'importance de la machine asynchrone vient du fait que cette machine développe un couple pour des vitesses de rotation différentes de la vitesse de synchronisme, donc la machine ne tourne jamais à la vitesse de synchronisme. La notion de glissement  $g$  est introduite comme étant l'écart relatif entre la vitesse réelle de la machine et sa vitesse de synchronisme, le glissement est donné par :

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s} = \frac{\omega_s - \omega}{\omega_s} \quad (\text{II.2})$$

Donc on écrit :

$$\begin{cases} \omega_r = \omega_s - \omega \\ g\omega_s = \omega_s - \omega \end{cases} \Rightarrow \omega_r = g\omega_s \Rightarrow 2\pi f_r = g2\pi f_s \quad (\text{II.3})$$

$$\Rightarrow f_r = g f_s \quad (\text{II.4})$$

$f_s$ : Fréquence des courants statoriques.

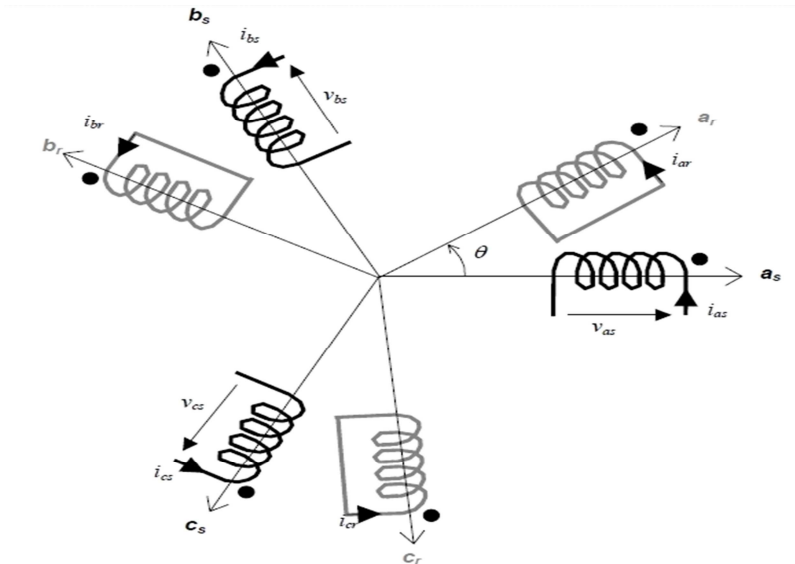
$f_r$  : Fréquence des courants rotoriques.

**II.2.1.2) Hypothèses simplificatrices :**

- Le circuit magnétique est non saturé, il est parfaitement feuilleté au stator et au rotor, seuls les conducteurs sont parcourus par des courants (les courants de Foucault sont négligés).
- La densité de courant est uniforme dans la section des conducteurs (l'effet de peau est négligé).
- La F.m.m créée par chaque phase du stator et du rotor est à distribution spatiale (le long de l'entrefer) sinusoïdale (On ne considère que le premier harmonique). Les inductances propres sont par conséquent constantes et les inductances mutuelles sont des fonctions sinusoïdales des angles que font les axes magnétiques.
- Entrefer constant et l'effet des encoches négligeable.
- Les variations des résistances  $R_s$  et  $R_r$  en fonction de la température sont très lentes à l'échelle des autres grandeurs

**II.2.2) Modélisation triphasée :**

Au niveau de la méthode de modélisation mathématique, nous considérons une machine à une paire de pôles, le passage à plusieurs paires de pôles se traduit par une simple division des angles par ce nombre de paires de pôles, on parle alors d'angle électrique. Le stator sera composé de trois bobines identiques ( $a_s, b_s, c_s$ ) réparties au stator, alimentées en triphasé alternatif en courant ou en tension. Les bobines sont déphasées de  $\frac{2\pi}{3}$  radians électriques, comme il est présenté sur la figure (2.1), la phase « a » sera prise comme référence angulaire. Le rotor sera considéré comme équivalent à trois bobines identiques ( $a_r, b_r, c_r$ ) court-circuitées sur elles mêmes également régulièrement déphasées de radians électriques



**Figure 2.1.1** : Représentation schématique de la machine à induction

Où :

$\theta$ : représente l'angle entre une phase statorique et celle rotorique.

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

- Les équations électriques
- Les équations magnétiques
- L'équation mécanique

### II.2.2.1) Equations électriques :

Les enroulements de stator sont décrits par les équations suivantes:

$$\begin{cases} V_{as} = R_s I_{as} + \frac{d\varphi_{as}}{dt} \\ V_{bs} = R_s I_{bs} + \frac{d\varphi_{bs}}{dt} \\ V_{cs} = R_s I_{cs} + \frac{d\varphi_{cs}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

Et ceux du rotor sont décrits par les équations suivantes:

$$\begin{cases} V_{ar} = R_r I_{ar} + \frac{d\varphi_{ar}}{dt} = 0 \\ V_{br} = R_r I_{br} + \frac{d\varphi_{br}}{dt} = 0 \\ V_{cr} = R_r I_{cr} + \frac{d\varphi_{cr}}{dt} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

Les équations (II.5) et (II.6) se représentent sous formes matricielles et condensées par:

➤ **Pour le stator**

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

$$[V_{abcs}] = [R_s][I_{abcs}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{abcs}] \quad (\text{II.8})$$

➤ **Pour le rotor**

$$\begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

$$[V_{abcr}] = [R_r][I_{abcr}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{abcr}] \quad (\text{II.10})$$

On désignant par:

$[V_{as} \ V_{bs} \ V_{cs}]^T$ : Vecteur des tensions statoriques.

$[V_{ar} \ V_{br} \ V_{cr}]^T$ : Vecteur des tensions rotoriques.

$[I_{as} \ I_{bs} \ I_{cs}]^T$ : Vecteur des courants qui traversent les enroulements statoriques.

$[I_{ar} \ I_{br} \ I_{cr}]^T$ : Vecteur des courants qui traversent les enroulements rotorique.

$[\varphi_{as} \ \varphi_{bs} \ \varphi_{cs}]^T$ : Vecteur des flux statorique.

$[\varphi_{ar} \ \varphi_{br} \ \varphi_{cr}]^T$ : Vecteur des flux rotoriques.

$R_s/R_r$  : Résistance d'une phase statorique/rotorique.

### II.2.2.2) Equations magnétiques

Dans la figure (2.1.1), les inductances mutuelles entre phase du stator et du rotor sont fonctions de l'angle  $\theta$  et s'exprime de manière générale comme suit :

$$M_{si-rj} = M_{sr} \left[ \cos\left(\theta + (j - i)\frac{2\pi}{3}\right) \right] \quad (\text{II.11})$$

Où « i » est L'indice des phases du stator et « j » L'indice des phases du rotor, d'où les expressions des flux sous forme d'équations condensées :

$$[\varphi_{abcs}] = [L_{SS}][I_{abcs}] + [M_{sr}][I_{abcr}] \quad (\text{II.12})$$

$$[\varphi_{abcr}] = [L_{rr}][I_{abcr}] + [M_{rs}][I_{abcs}] \quad (\text{II.13})$$

$[L_{SS}]$  : Représente la matrice des inductances statoriques.

$[L_{rr}]$  : Représente la matrice des inductances rotoriques.

$$[L_{SS}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix}, \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (\text{II.14})$$

$[M_{sr}]$ : Représente la matrice des inductances mutuelles entre le stator et le rotor, elle est donnée par:

$$[M_{sr}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (\text{II.15})$$

Et :

$$[M_{rs}] = [M_{sr}]^T$$

$\theta$ : Angle électrique définit la position relative instantanée entre les axes statoriques et les axes rotoriques qui sont choisis comme axe de référence.

$l_s$ : L'inductance propre d'une phase statorique.

$l_r$ : L'inductance propre d'une phase rotorique.

$M_s$ : L'inductance mutuelle entre deux phases statoriques.

$M_r$ : L'inductance mutuelle entre deux phases rotoriques.

$M_{sr}$ : La valeur maximale de l'inductance mutuelle entre une phase du stator et celle du rotor.

Cette modélisation triphasée présente un inconvénient majeur pour notre application.

Les matrices et dépendent de l'angle de rotation mécanique et nécessitent donc d'être recalculées à chaque pas. [16]

### II.2.2.3) Equations mécaniques

L'étude des caractéristiques de la machine asynchrone fait introduire de la variation non seulement des paramètres électriques (tension, courant, flux) mais aussi des paramètres mécaniques (couple, vitesse). [16]

L'équation du mouvement de la machine est :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \Omega \quad (\text{II.16})$$

Où :

$J$  : Moment d'inertie total des masses tournantes ramené sur l'arbre de la machine.

$K_f$  : Coefficient de frottement visqueux

$C_r$  : Couple résistant de la charge.

$\Omega$  : Vitesse mécanique de rotation

### II.2.3) modèle de Park de la machine asynchrone :

Afin d'obtenir des coefficients constants dans les équations différentielles, la transformation de Park est utilisée. Cette transformation est ancienne (1929) et si elle revient à l'ordre du jour, c'est

tout simplement parce que les progrès de la technologie des composants permettent maintenant de la réaliser en temps réel.

Physiquement, on peut la comprendre comme une transformation des trois enroulements de la machine asynchrone à seulement deux enroulements, la figure suivant (figure 2.2) illustre cette transformation : [17].

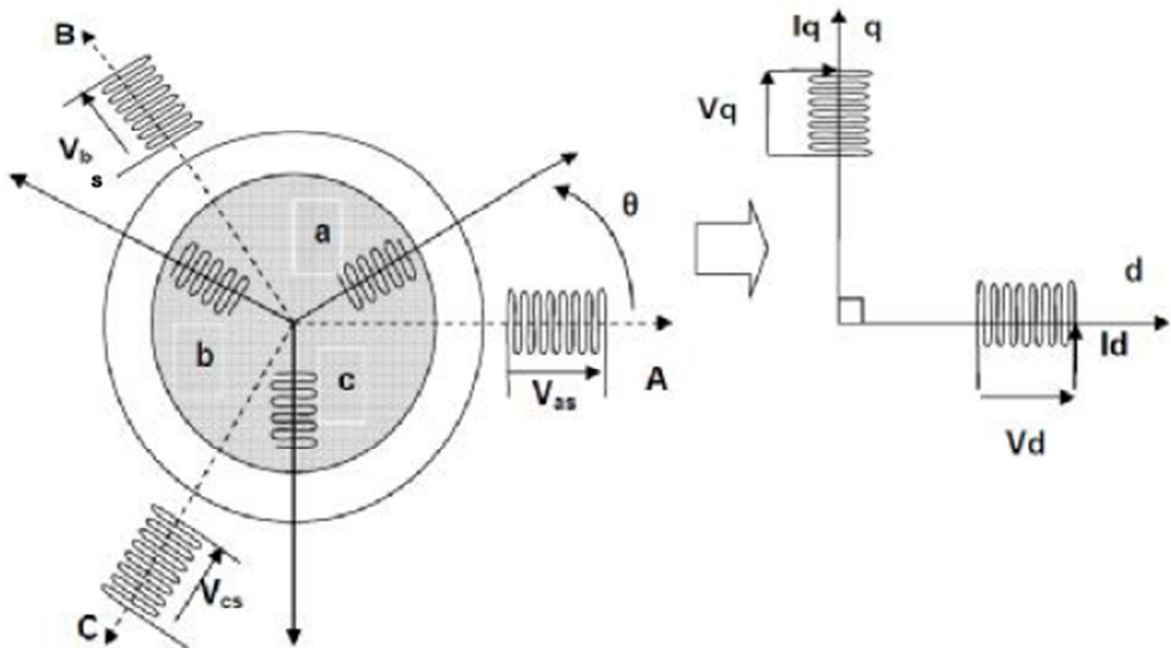
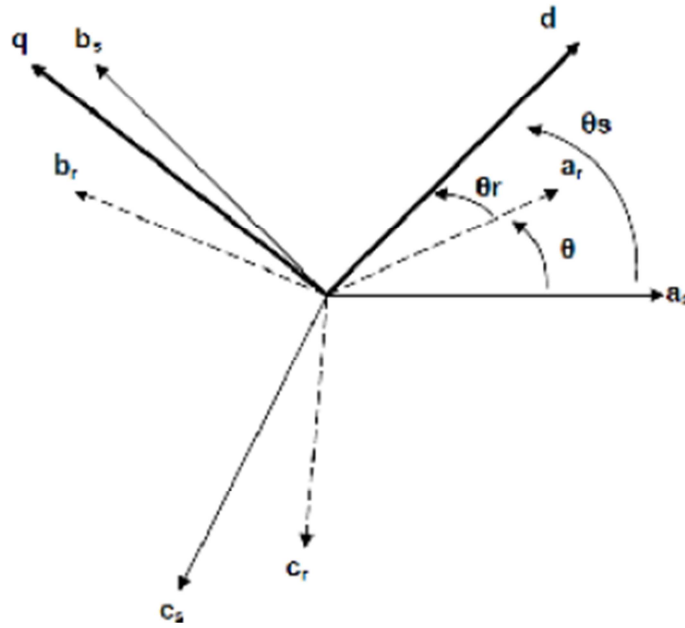


Figure 2.1.2 : Modèle de Park de la machine asynchrone :

### II.2.3.1) Transformation de Park :

La transformation de Park est constituée d'une transformation triphasée-diphasée suivie d'une rotation. Elle permet de passer du repère  $abc$  vers le repère mobile  $dq$ . Pour chaque ensemble de grandeurs (statoriques ou rotoriques), on applique la transformation de Park. Pour simplifier les équations, et par conséquent le modèle. Les repères de la transformation de Park des grandeurs statoriques et celle des grandeurs rotoriques doivent coïncider. En effet, si l'on note  $\theta_s$  (resp.  $\theta_r$ ) l'angle de la transformation de Park des grandeurs statoriques (resp. rotoriques) voir la figure (2.3) ceci se fait en liant les angles  $\theta_s$  et  $\theta_r$  par la relation :

$$\theta_s = \theta + \theta_r \quad (\text{II.18})$$



**Figure 2.1.3:** Représentation des axes de la machine

Les amplitudes directe d et en quadrature q des grandeurs statoriques et rotoriques sont fictives ; les équivalences pour ces grandeurs avec les grandeurs par phase sont comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_o \end{bmatrix} = c \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \cos \left( \theta_s - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left( \theta_s - \frac{4\pi}{3} \right) \\ \sin \theta_s & \sin \left( \theta_s - \frac{2\pi}{3} \right) & \sin \left( \theta_s - \frac{4\pi}{3} \right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = [P(\theta_s)] \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} \quad (\text{II.19})$$

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = c \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \sin \theta_s & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos \left( \theta_s - \frac{2\pi}{3} \right) & \sin \left( \theta_s - \frac{2\pi}{3} \right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos \left( \theta_s - \frac{4\pi}{3} \right) & \sin \left( \theta_s - \frac{4\pi}{3} \right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_o \end{bmatrix} = [P(\theta_s)]^{-1} \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_o \end{bmatrix} \quad (\text{II.20})$$

Où  $[P(\theta_s)]$  est la matrice de Park, et  $[P(\theta_s)]^{-1}$  sa transformé inverse.

Et  $c$  est une constant qui peut prendre les valeurs :

- $c = \frac{2}{3}$  pour la transformation directe Où  $[x_{dqo}] = c \cdot [P(\theta_s)] \cdot [x_{abc}]$  et 1 pour la transformation inverse  $[x_{abc}] = c \cdot [P(\theta_s)]^{-1} \cdot [x_{dqo}]$ , cette transformation conserve l'amplitude des grandeurs mais pas la puissance ni le couple.

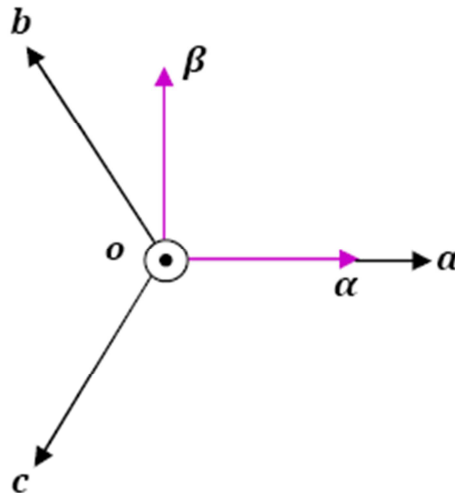
- $c = \sqrt{\frac{2}{3}}$  pour une conservation de la puissance, c'est cette valeur qui sera retenue dans le cadre de ce travail.

### II.2.3.2) Transformation de Concordia :

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

Par conséquent, si on considère un champ magnétique tournant triphasé il sera réduit à deux phases. En effet, la transformation de Concordia, illustrée sur la figure (2.4), permet d'obtenir un système de trois enroulements. Deux situées dans le même plan ( $\alpha\beta$ ) et un troisième perpendiculaire à ce plan, c'est la composante homopolaire, elle caractérise l'équilibre du système, dont l'expression s'écrit :

$$x_0 = \frac{1}{\sqrt{3}} (x_a + x_b + x_c) \quad (\text{II.21})$$



**Figure 2.1.4:** représentation de système triphasé dans le plan de Concordia

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

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.22})$$

Avec la matrice de passage  $[c]$  égale :

$$[c] = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.23})$$

Et la matrice de passage inverse égale à la transposée de la matrice  $[c]$ , on peut écrire donc :

$$[c]^T = [c]^{-1}$$

Et le passage inverse du système, du biphasé  $\alpha\beta$  au triphasé  $abc$  est défini par :

$$[x_{abc}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot [c]^T \cdot [x_{\alpha\beta}] \quad (\text{II.24})$$

### II.2.3.3) lien entre Park et Concordia :

Le passage direct de la transformation de Concordia fixe à la transformation de Park dans le repère tournant se fait à l'aide de l'expression suivant : [17].

$$[x_{dq}] = P(-\theta) \cdot [x_{\alpha\beta}]$$

Ou la matrice de rotation est :

$$P(-\theta) = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix}$$

### II.2.4) application aux équations des tensions :

Appliquons La transformation de Park (II.19) et(II.20) à (II.8)

$$[P(\theta_s)]^{-1} [V_{dqs}] = [R_s][P(\theta_s)]^{-1} [i_{dqs}] + \frac{d}{dt} ([P(\theta_s)]^{-1} [\varphi_{dqs}]) \quad (\text{II.25})$$

En multipliant les deux membres de légalité par  $[P(\theta_s)]$  et en simplifiant, nous trouvons :

$$[V_{dq}]_s = [R_s][i_{dqs}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{dqs}] + [P(\theta_s)] \frac{d}{dt} [P(\theta_s)]^{-1} [\varphi_{dqs}] \quad (\text{II.26})$$

Or

$$\frac{d}{dt} [P(\theta_s)]^{-1} = \begin{bmatrix} -\sin \theta_s & \cos \theta_s & 0 \\ -\sin \left( \theta_s - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left( \theta_s - \frac{2\pi}{3} \right) & 0 \\ -\sin \left( \theta_s + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left( \theta_s + \frac{2\pi}{3} \right) & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.27})$$

Donc après un calcul direct, nous trouvons :

$$[P(\theta_s)] \frac{d}{dt} [P(\theta_s)]^{-1} = \frac{d\theta_s}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.28})$$

Et l'expression (II.26) devient :

$$[V_{dqs}] = [R_s][i_{dqs}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{dqs}] + \frac{d\theta_s}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot [\varphi_{dqs}] \quad (\text{II.29})$$

Ou encore :

$$[V_{dqs}] = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_s}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \end{bmatrix} \quad (\text{II.30})$$

De manière similaire, et en suivant les mêmes étapes, nous obtenons pour le rotor l'expression suivante :

$$[V_{dqr}] = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_r}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{II.31})$$

### II.2.5) application aux équations des flux :

Appliquons La transformation de Park (II.19) et(II.20) à (II.12)

$$[P(\theta_s)]^{-1} [\varphi_{dqs}] = [L_{ss}] [P(\theta_s)]^{-1} [I_{dqs}] + [M_{sr}] [P(\theta_r)]^{-1} [I_{dqr}] \quad (\text{II.32})$$

Soit :

$$[\varphi_{dqs}] = [P(\theta_s)] [L_{ss}] [P(\theta_s)]^{-1} [I_{dqs}] + [P(\theta_s)] [M_{sr}] [P(\theta_r)]^{-1} [I_{dqr}] \quad (\text{II.33})$$

Un calcul simple nous donne :

$$[P(\theta_s)] [L_{ss}] [P(\theta_s)]^{-1} = \begin{bmatrix} l_s - M_s & 0 & 0 \\ 0 & l_s - M_s & 0 \\ 0 & 0 & l_s + 2M_s \end{bmatrix} \quad (\text{II.34})$$

Et

$$[P(\theta_s)][M_{sr}][P(\theta_r)]^{-1} = \frac{2}{3} M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s - \theta_r - \theta) & \sin(\theta_s - \theta_r - \theta) & 0 \\ -\sin(\theta_s - \theta_r - \theta) & \cos(\theta_s - \theta_r - \theta) & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.35})$$

Or, après l'égalité (II.18), nous pouvons écrire :

$$[P(\theta_s)][M_{sr}][P(\theta_r)]^{-1} = \frac{2}{3} M_{sr} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.36})$$

En introduisant les inductances cycliques :

$$L_s = l_s - M_s : \text{Inductance propre cyclique du stator.}$$

$$L_m = \frac{2}{3} M_{sr} : \text{Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.} \quad (\text{II.37})$$

Et l'expression (II.32) devient alors :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_m & 0 \\ 0 & L_m \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{II.38})$$

De la même manière, en appliquons la transformation de Park à l'équation du flux rotorique, et en introduisant l'inductance cyclique :

$$L_r = l_r - M_r : \text{Inductance propre cyclique du rotor.} \quad (\text{II.39})$$

$$\begin{bmatrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_m & 0 \\ 0 & L_m \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} \quad (\text{II.40})$$

### II.2.6) choix de référentiel :

D'une manière générale, les équations des tensions et des flux de la machine asynchrone, d'écrites dans le plant  $dq$ , d'après (II.30),(II.31),(II.38),(II.40), sont les suivantes :

#### Equation des tensions :

$$\text{On à : } \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \text{ et } \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r \text{ et } \frac{d\theta}{dt} = \omega$$

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_s \varphi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega_s \varphi_{ds} \\ V_{dr} = 0 = R_r I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - \omega_r \varphi_{qr} \\ V_{qr} = 0 = R_r I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + \omega_r \varphi_{dr} \end{cases} \quad (\text{II.41})$$

**Equation des flux :**

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_s I_{ds} + L_m I_{dr} \\ \varphi_{qs} = L_s I_{qs} + L_m I_{qr} \\ \varphi_{dr} = L_r I_{dr} + L_m I_{ds} \\ \varphi_{qr} = L_r I_{qr} + L_m I_{qs} \end{cases} \quad (\text{II.42})$$

Cependant, nous pouvons simplifier ces équations encore en choisissant un référentiel particulier pour  $dq$ . En effet, trois types de référentiels peuvent être envisagés, à savoir :

**II.2.6.1) référentiel lié au stator** caractériser par :  $\theta_s=0$ , et par conséquence  $\theta_r=-\theta$  le système d'équations (II.41) devient alors :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} \\ V_{dr} = 0 = R_r I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} + \omega \varphi_{qr} \\ V_{qr} = 0 = R_r I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} - \omega \varphi_{dr} \end{cases} \quad (\text{II.43})$$

Ce référentiel sera choisi de préférence en vue d'étudier des variations importantes de la vitesse de rotation, associées ou non avec les variations de la fréquence d'alimentation.

**II.2.6.2) référentiel lié au rotor** caractériser par :  $\theta_r=0$ , et par conséquence  $\theta_s = \theta$ , le système d'équations (II.41) devient alors :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega \varphi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega \varphi_{ds} \\ V_{dr} = 0 = R_r I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} \\ V_{qr} = 0 = R_r I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.44})$$

Ce référentiel peut être intéressant dans les problèmes de régime transitoires ou la vitesse de rotation est considérée comme constante.

**II.2.6.3) référentiel lié au champ tournant** caractériser par :  $\theta_s = \theta + \theta_r$ , le système d'équations (II.41) devient alors :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_s \varphi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega_s \varphi_{ds} \\ V_{dr} = 0 = R_r I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \varphi_{qr} \\ V_{qr} = 0 = R_r I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_r) \varphi_{dr} \end{array} \right. \quad (\text{II.45})$$

Ce référentiel est lié au champ tournant, donc il tourne à la vitesse de synchronisme, il est avantageux dans les problèmes où la fréquence d'alimentation est constante ; ce référentiel est aussi très utilisé même dans l'étude de l'alimentation des moteurs asynchrones à fréquence variable, lorsque l'on désire étudier sa transmittance relativement à des petites perturbations autour d'un régime donné.

C'est dans ce référentiel que nous allons travailler par la suite. L'avantage d'utiliser ce référentiel est d'avoir des grandeurs constantes en régime permanent. Il est alors plus aisé d'en faire la régulation. [17],[19]

### II.2.7) Mise en équation d'état de modèle de la machine asynchrone :

Pour commander et observer le comportement de machine asynchrone, une représentation d'état est nécessaire. Pour cela nous avons considéré le vecteur d'état qui est constitué des courants statoriques ( $I_{ds}, I_{qs}$ ) et des flux rotoriques ( $\varphi_{dr}, \varphi_{qr}$ )

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dX}{dt} = AX + BU \\ \text{Ou} \\ [\dot{X}] = [A][X] + [B][U] \end{array} \right. \quad (\text{II.46})$$

Avec :

$$[X] = [I_{ds} \ I_{qs} \ \varphi_{dr} \ \varphi_{qr}]^T : \text{Vecteur d'état.}$$

$[U] = [V_{ds} \ V_{qs}]^T$  : Vecteur de commande.

$[A]$  : Matrice d'évolution d'état du système.

$[B]$  : Matrice du système de commande

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_s + (\frac{L_m^2}{L_r T_r})}{\sigma L_s} & \omega_s & \frac{(\frac{L_m}{L_r T_r})}{\sigma L_s} & \frac{L_m \omega_r}{\sigma L_s L_r} \\ -\omega_s & -\frac{R_s + (\frac{L_m^2}{L_r T_r})}{\sigma L_s} & -\frac{L_m \omega_r}{\sigma L_s L_r} & \frac{(\frac{L_m}{L_r T_r})}{\sigma L_s} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & (\omega_s - \omega_r) \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & -(\omega_s - \omega_r) & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}, B = \frac{1}{\sigma L_s} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

(II.47)

Ou:  $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_r L_s}$  : coefficient de dispersion de BLONDEL.

$T_r = \frac{L_r}{R_r}$  : Constante de temps rotoriques

### II.2.7.1) Expressions de couple électromagnétique :

Dans le cas général, la puissance électrique instantanée  $P_e$  fournit aux enroulements statoriques et rotorique s'exprime en fonction des grandeurs d'axe  $dq$  :

$$P_e(t) = V_{ds}(t)I_{ds}(t) + V_{qs}(t)I_{qs}(t) + V_{dr}(t)I_{dr}(t) + V_{qr}(t)I_{qr}(t) \quad (II.48)$$

En développant cette Expressions, nous trouvons que la puissance instantanée se décompose en trois termes : puissance dissipée en pertes joule, puissance représentant les échanges d'énergie électromagnétique avec la source, et puissance mécanique : [17]

$$P_e = P_J + P_{em} + P_{mec} \quad (II.49)$$

Ou

$$P_J = R_s (I_{ds}^2 + I_{qs}^2) + R_r (I_{dr}^2 + I_{qr}^2) \quad (II.50)$$

$$P_{em} = I_{ds} \frac{d\varphi_{ds}}{dt} + I_{qs} \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + I_{dr} \frac{d\varphi_{dr}}{dt} + I_{qr} \frac{d\varphi_{qr}}{dt} \quad (\text{II.51})$$

$$P_{mec} = \omega_r (I_{dr} \varphi_{qr} - I_{qr} \varphi_{dr}) \quad (\text{II.52})$$

L'équation mécanique (II.16) décrivant le couple en fonction de la vitesse :

$$C_{em}(t) = J \frac{d\Omega(t)}{dt} + C_r + K_f \Omega(t) \quad (\text{II.53})$$

Avec la vitesse mécanique  $\Omega = \frac{\omega}{p}$  (rad/s). et  $p$  le nombre de paire de pole rotorique.

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

$$C_{em} = \frac{P_{em}}{\Omega} = p \frac{P_{em}}{\omega_r} \quad (\text{II.54})$$

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_r} (\varphi_{dr} i_{qs} - \varphi_{qr} i_{ds}) \quad (\text{II.55})$$

On constat que l'équation de couple électromagnétique n'est pas linéaire, à cause de produit croisé du courant et du flux (couplage) ; chose qui complique la commande de la machine asynchrone. Le recoure à la commande vectorielle permet de résoudre ce problème.

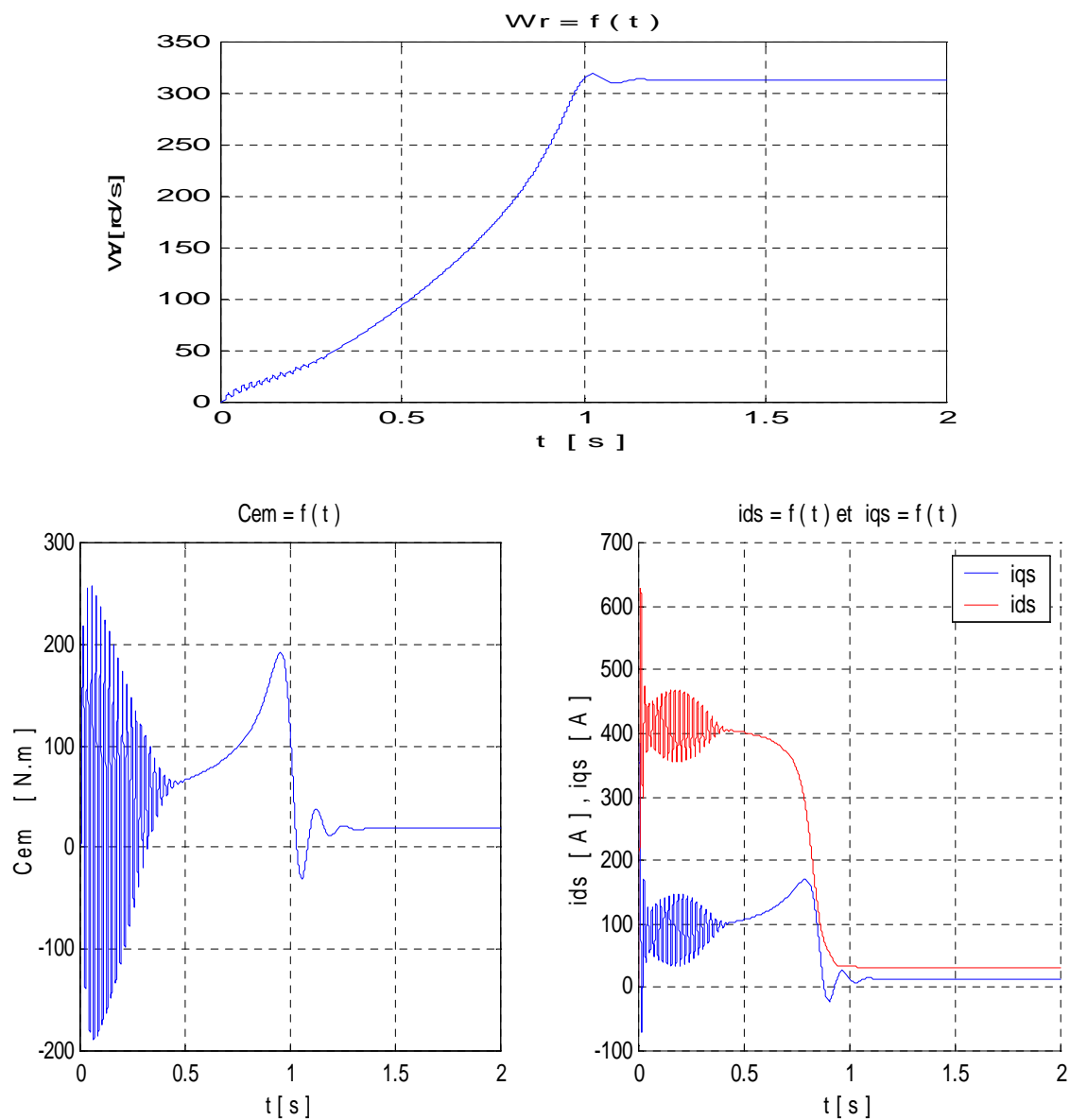
Donc on aura le système d'équations suivantes :

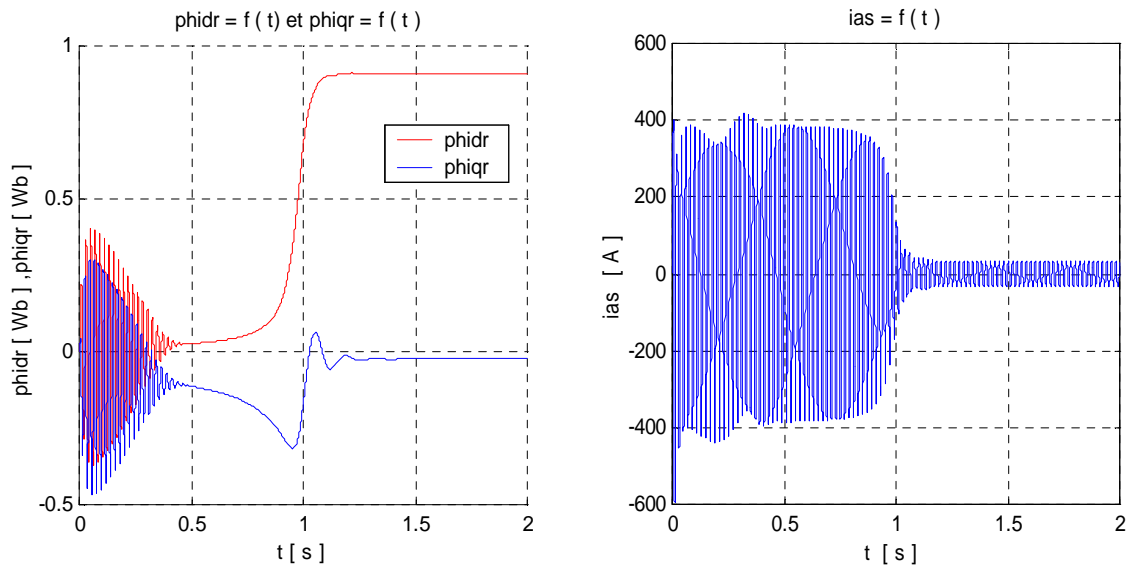
$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{ds}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[ - \left( R_s + \frac{L_m^2}{L_r T_r} \right) I_{ds} + \omega_s \sigma L_s I_{qs} + \frac{L_m}{L_r T_r} \varphi_{dr} + \frac{L_m}{L_r} \omega_r \varphi_{qr} + V_{ds} \right] \\ \frac{di_{qs}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[ - \omega_s \sigma L_s I_{ds} - \left( R_s + \frac{L_m^2}{L_r T_r} \right) I_{qs} - \frac{L_m}{L_r} \omega_r \varphi_{dr} + \frac{L_m}{L_r T_r} \varphi_{qr} + V_{qs} \right] \\ \frac{d\varphi_{dr}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} I_{ds} - \frac{1}{T_r} \varphi_{dr} + (\omega_s - \omega_r) \varphi_{qr} \\ \frac{d\varphi_{qr}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} I_{qs} - \frac{1}{T_r} \varphi_{qr} - (\omega_s - \omega_r) \varphi_{dr} \\ C_{em} = p \frac{L_m}{L_r} (\varphi_{dr} I_{qs} - \varphi_{qr} I_{ds}) \\ \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{p^2 L_m}{J L_r} \varphi_{dr} I_{qs} - \frac{p^2 L_m}{J L_r} \varphi_{qr} I_{ds} - \frac{K_f}{J} \omega_r - \frac{P}{J} C_r \end{array} \right. \quad (\text{II.56})$$

### II.2.7.2) simulation numérique de la machine asynchrone :

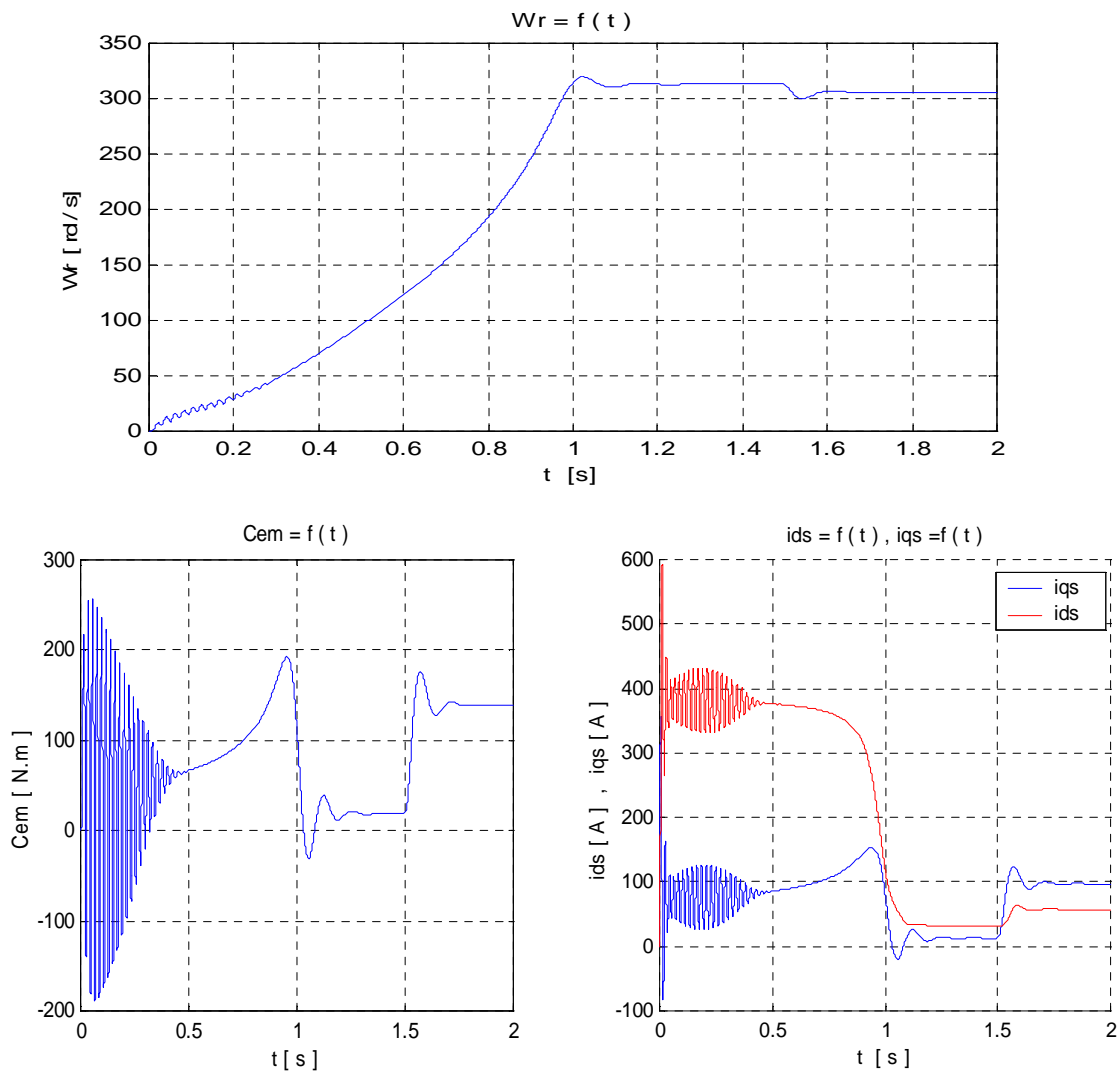
La simulation numérique est bien connue aujourd'hui dans le domaine des machines et des entraînements électriques, elle permet aux ingénieurs et chercheurs de modéliser, d'analyser et de simuler des systèmes avec des bonnes précisions et une efficacité de fonctionnement avec des performances dynamiques souhaitées, plusieurs logiciels sont utilisés, nous utilisons le logiciel MATLAB simulink, qui nous permet de connaître les performances dynamiques de moteur et évaluer les valeurs des grandeurs qui le caractérisent en fonction de ces paramètres.

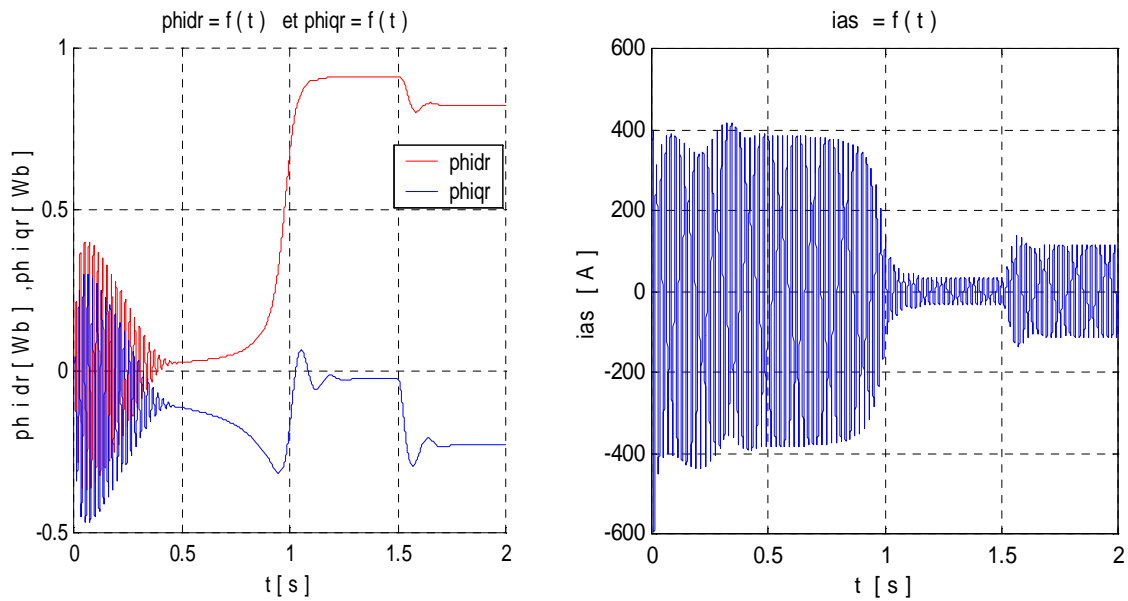
#### II.2.8.a) Les résultats de simulation :





**Figure (2.1.5.a):** résultats de simulation d'un démarrage à vide du M-Asy avec une alimentation direct tension





**Figure (2.1.5.b):** résultats de simulation d'un démarrage à vide du M-Asy avec une alimentation en tension puis application d'une charge  $C_r = \frac{C_n}{2}$  à  $t=1,5$  [s]

### II.1.8.b) Interprétation :

La machine est directement reliée à l'alimentation, on simule le moteur asynchrone à cage à vide, puis on lui applique une charge à  $t=1.2$  [s]

#### Résultats de simulation

En régime à vide, le moteur n'entraîne aucune charge.

D'après les figures (2.5.a), on voit que la vitesse de rotation évolue lentement dans le régime transitoire, ce qui implique un temps de réponse assez élevé, puis se stabilise au régime permanent à la valeur de (314rd/s) qui correspond à la vitesse du synchronisme.

- ✚ Le couple électromagnétique : dans le régime transitoire le  $C_{em}$  varie brusquement et prend une allure oscillatoire dont la valeur crête est d'environ ( $\approx 260$  N.m), qui s'atténue graduellement et finit par s'annuler.
- ✚ Les flux rotoriques prennent une allure semblable à celle de couple ( $C_{em}$ ), donc présentent des fluctuations dans le régime transitoire, puis se stabilisent dans le régime permanent, par exemple on a le flux direct rotorique qui se stabilise à valeur ( $\varphi_{dr} \approx 0.93$  Wb).
- ✚ Les courants, on voit qu'au démarrage, le moteur fait appel à des forts courants:  $i_{as} \approx 400$  A.

➤ **Lorsqu'on lui applique un couple résistant**

D'après les figures (2.5.b), qui représentent la simulation des grandeurs du moteur pour un couple de charge  $C_r = \frac{C_n}{2}$  à l'instant  $t=1.5$  s

- ✚ on voit qu'à l'application d'un couple résistant la vitesse de rotation, diminue et se stabilise a une valeur ( $\approx 305$ rd/s) à  $t \approx 1.8$  s.
- ✚ Le couple électromagnétique croit jusqu'à (178 Nm), après il diminue et se stabilise a une valeur ( $\approx 140$  Nm).
- ✚ S'agissant des courants  $i_{as}$ ,  $i_{ds}$ ,  $i_{qs}$ , on remarque que leur valeurs augmentent avec l'augmentation de la charge tandis que les flux rotorique ( $\varphi_{dr}$ ,  $\varphi_{qr}$ ) diminuent.

On s'aperçoit qu'à l'application d'un couple de charge la vitesse décroît contrairement au couple électromagnétique.

**Synthèse :**

Dans cette première partie, on a modélisé et simulé le moteur asynchrone à cage reliaer directement au réseau en tenant compte des hypothèses simplificatrices.

Le moteur asynchrone présente la caractéristique du fort couplage entre le flux et fortement couple électromagnétique, cette spécificité a été bien illustrée dans les deux allures du flux et du couple des qu'il y a application d'une charge.

Ce couplage se présente comme étant un inconvénient pour le moteur à induction, cela nous amène à trouver des moyens adéquats afin de remédier à ce problème.

Dans la partie qui suit de ce chapitre, nous allons introduire une méthode de commande par la technique d'hystérésis d'un onduleur de tension qui servira d'intermédiaire entre l'alimentation et le moteur.

**II .3) Les convertisseurs de puissance**

Il existe de nombreux convertisseurs de puissance qui sont basés sur des topologies diverses et variées applicables pour la chaîne de traction de véhicules. On peut distinguer dans la littérature deux types d'onduleurs : les onduleurs de type classique qui font appel à des structures de puissance connues tels que les onduleurs de tension triphasée et les onduleurs avec une électronique de puissance plus modernes que l'on nomme onduleurs multi niveaux.

Dans notre étude, la machine est alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux qui permet d'imposer à ces bornes des tensions d'amplitude et de fréquence réglables par la commande. L'onduleur est alimenté par une source de tension continue qui est la batterie du véhicule. Le côté alternatif est réalisé à l'aide de trois bras d'onduleur qui sont connectés sur les trois phases du moteur.

### Modélisation de l'onduleur de tension triphasé :

#### II .3.1) Description :

L'onduleur de tension est un convertisseur statique constitué de trois bras bidirectionnels en courant, chaque groupe « transistor-diode » assemblés en antiparallèle, forme un interrupteur bicommandable à l'ouverture et à la fermeture dont l'état apparait complémentaire de celui qui lui associé pour former ainsi un bras de commutation. [19]

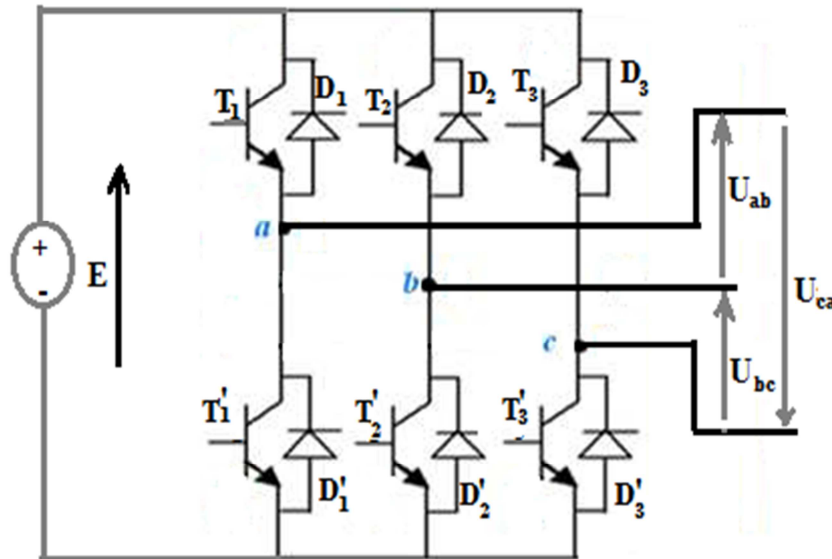


Figure 2.2.1 : Schéma onduleur de tension à deux niveaux.

#### II.3.2) Modélisation:

Soit  $V_a$ ,  $V_b$ ,  $V_c$  les tensions de sortie de l'onduleur (tensions simples référencées par rapport au point neutre N) et  $U_{ab}$ ,  $U_{bc}$ ,  $U_{ca}$  les tension composées. On à alors :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_a - V_b \\ U_{bc} = V_b - V_c \\ U_{ca} = V_c - V_a \end{cases} \quad (\text{II.57})$$

Si la charge est équilibrée, alors la somme des tensions instantanées est nulle

$$V_a + V_b + V_c = 0 \quad (\text{II.58})$$

On déduit alors les tensions simples :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_a = \frac{1}{3} (U_{ab} - U_{ca}) \\ V_b = \frac{1}{3} (U_{bc} - U_{ca}) \\ V_c = \frac{1}{3} (U_{bc} - U_{ab}) \end{array} \right.$$

$$V_b = \frac{1}{3} (U_{bc} - U_{ab}) \tag{II.59}$$

$$V_c = \frac{1}{3} (U_{ca} - U_{bc})$$

Chaque bras de l'onduleur est équivalent à un interrupteur à deux position car l'association d'un transistor et la diode qui lui shunté en antiparallèle correspond à un composant bidirectionnel

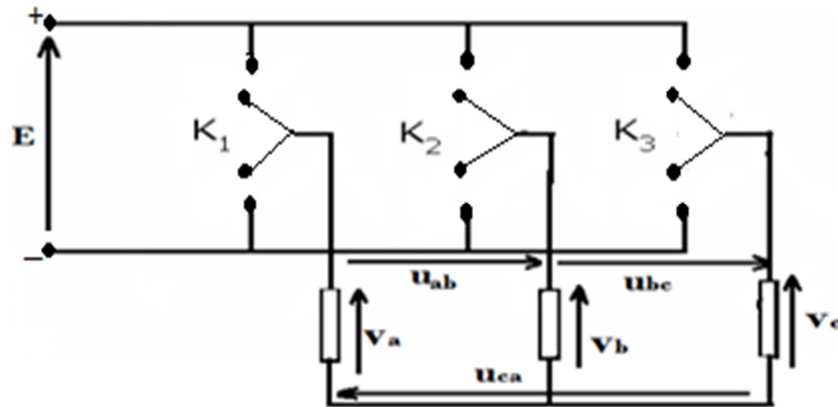


Figure (2.2.2): Schéma équivalent de l'onduleur.

A chaque interrupteur  $K_i$  on associe une fonction de connexion  $F_i$  définie par :

$$\begin{cases} F_i = +1 & \text{si } K_i \text{ est à la borne (+) de la source} \\ F_i = -1 & \text{si } K_i \text{ est à la borne (-) de la source} \end{cases}$$

Avec :  $i=1,2,3$

Il en découle

$$\begin{cases} U_{ab} = \frac{1}{2} E (F_1 - F_2) \\ U_{bc} = \frac{1}{2} E (F_2 - F_3) \\ U_{ca} = \frac{1}{2} E (F_3 - F_1) \end{cases} \tag{II.60}$$

Les tensions simples  $V_a, V_b, V_c$  s'expriment en fonction des fonctions de connexions  $F_i$  par les relation suivant :

$$\begin{cases} V_a = \frac{1}{6} E (2F_1 - F_2 - F_3) \\ \vdots \end{cases}$$

$$V_b = \frac{1}{6}E (2F_2 - F_1 - F_3) \quad (\text{II.61})$$

$$V_c = \frac{1}{6}E (2F_3 - F_1 - F_2)$$

D'où la relation matricielle

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{6}E \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.62})$$

### II.3.3) stratégie de commande en courant :

La machine est à répartition sinusoïdale d'induction, donc il faut des courants sinusoïdaux si l'on veut avoir un couple constant. Compte tenu du fait que pour contrôler le couple de la machine, il faut contrôler les courants de celle-ci, il est nécessaire que les onduleurs de tensions soient munis des boucle de contrôle de courants autrement dit réglage des courants. Cette dernière fonction permet de maintenir les courants réels mesurés au niveau des enroulements de la machine aussi proche que possible de leur référence. La technique la plus utilisée pour le contrôle des courants alternatifs est la commande par hystérésis (à fréquence libre). [20]

#### II.3.3.1) présentation de la technique d'hystérésis :

La commande par hystérésis est une commande en courant des machines qui peut être réalisée en utilisant un commutateur de courant ou un onduleur de tension réglé en courant au moyen des régulateurs classiques (P, PI) ou à hystérésis à deux position figure (2.2.3)

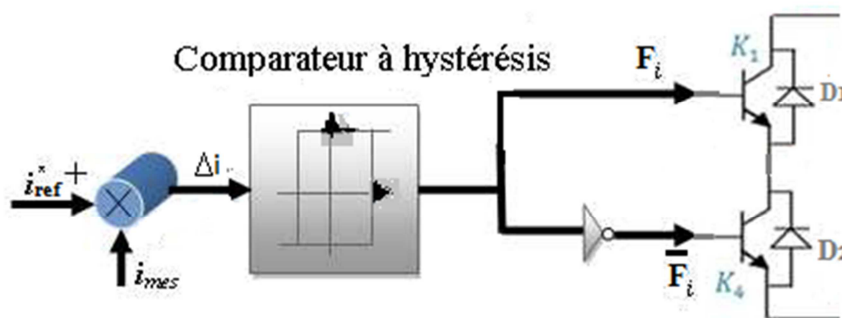


Figure (2.2.3) : principe du contrôle de courant par la technique hystérésis

Le principe de cette méthode de contrôle des courants par hystérésis est basé sur la commande des interrupteurs de l'onduleur de telle sorte que les variations du courant dans chaque phase du moteur soient limitées dans une bande d'hystérésis encadrant les fréquences des courants.

Quand le courant instantané s'écarte de sa référence d'une valeur  $h$  fixée par l'hystérésis du régulateur, une commutation est imposée aux interrupteurs de bras d'onduleur correspondant, de façon à maintenir les courants toujours de leur bande.

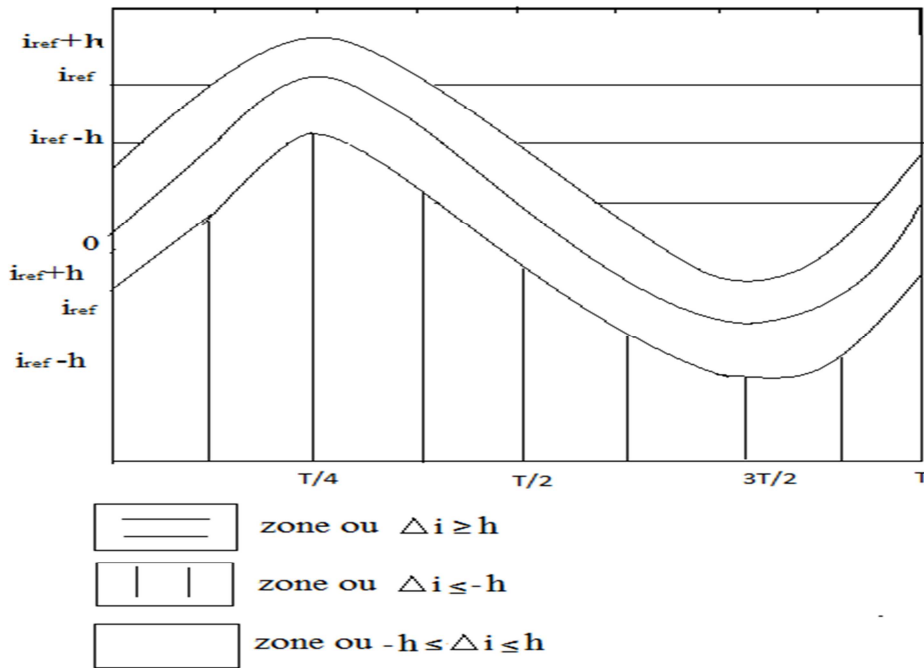


Figure (2.2.4): Stratégie à hystérésis.

$$\Delta i = i_{mes} - i_{ref}$$

Si  $\Delta i \geq h$  : la tension est forcée à son niveau minimale pour faire décroître le courant.

Si  $\Delta i \leq -h$  : la tension est forcée à son niveau maximale pour faire accroître le courant.

Cette stratégie permet :

- Une réaction rapide à des variations de consignes ou des paramètres de la partie puissance (charge).
- Des performances qui sont liées à la largeur  $\Delta i$  de la bande d'hystérésis aussi bien de point de vue poursuite de la référence, que l'ondulation du couple soit imposée par l'hystérésis  $\Delta i$ .

Cette méthode est la plus utilisée dans l'industrie (pour les fortes puissances) à cause de sa simplicité et sa robustesse, Elle possède un temps de réponse rapide en régime dynamique, une stabilité et une précision satisfaisante et de plus limite automatiquement le courant. Le seul paramètre de régulation dans cette commande est la largeur de la bande d'hystérésis qui détermine l'erreur sur les courants et la fréquence de commutation. Elle ne nécessite pas de connaître les valeurs des paramètres internes de la machines, mais présente l'inconvénient d'une variation aléatoire de la fréquence de commutation des interrupteurs suivant les conditions de fonctionnement. Cette fréquence de commutation des interrupteurs doit varier dans les limites des possibilités de l'onduleur.

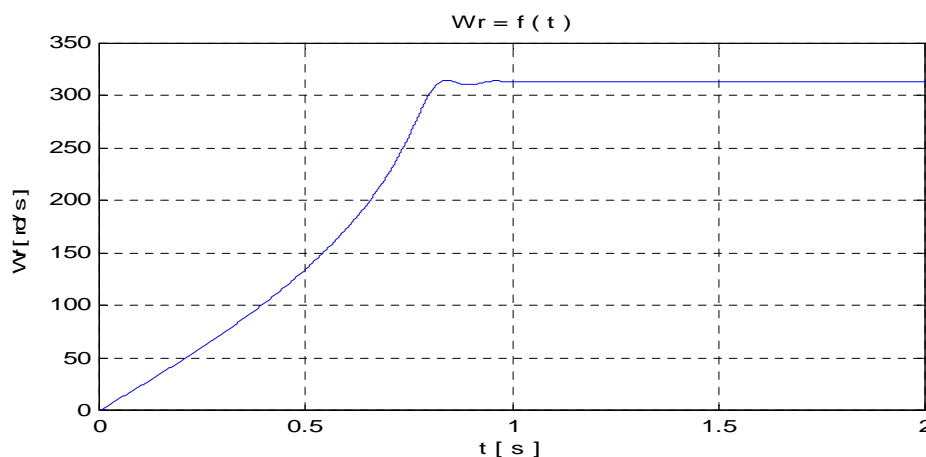
### II.3.3.2) Choix de la bande d'hystérésis :

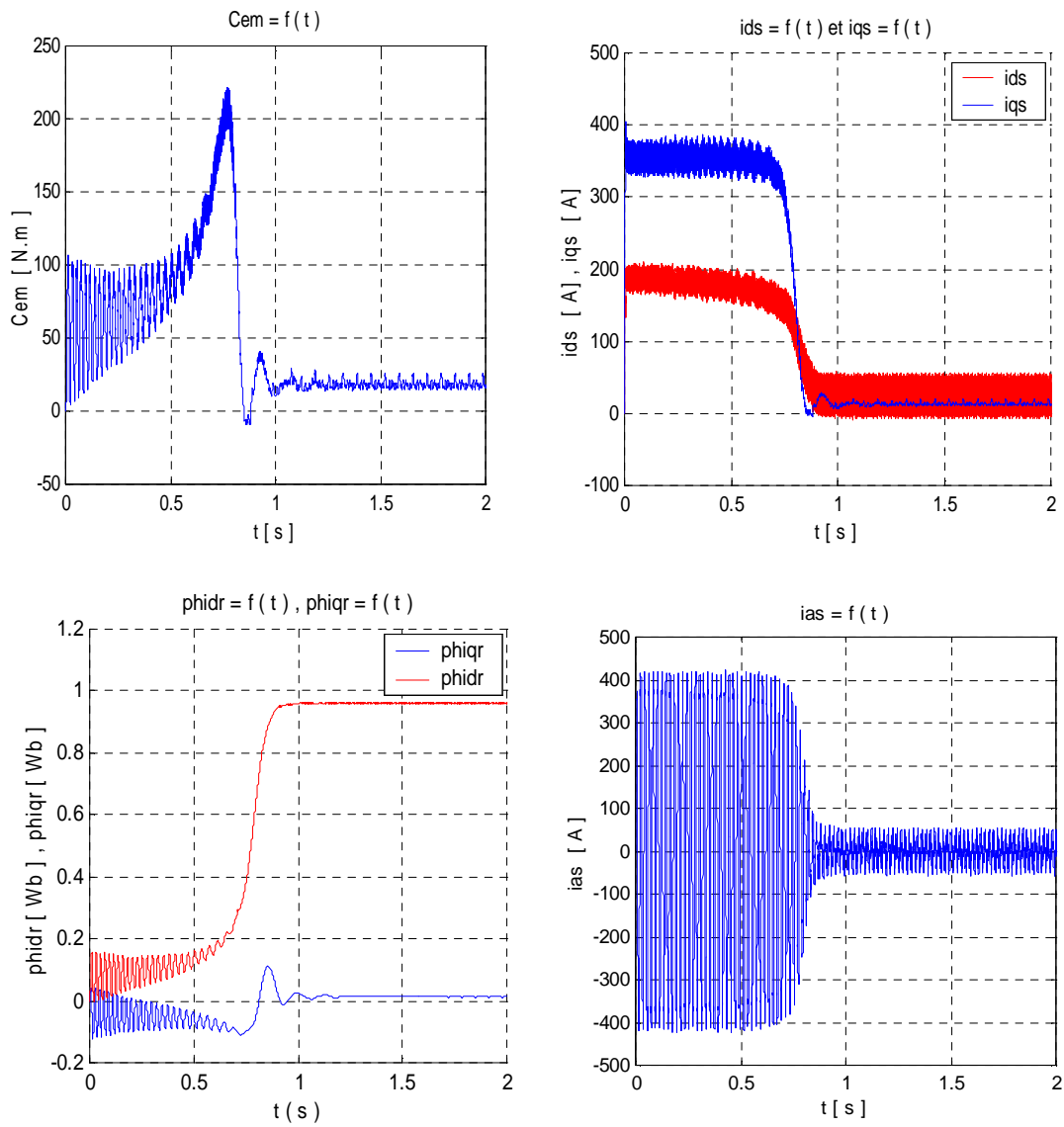
Une diminution de la largeur de la bande d'hystérésis, permettrait un meilleur lissage du courant, toute fois cette diminution est limitée par l'augmentation de la fréquence de commutation des interrupteur (ils sont beaucoup plus sollicités, ce qui augmente le risque des ratés d'amorçage).

D'autre part, si on augment la largeur de la bande, cela va générer une augmentation des amplitudes des harmonique de tension, ce qui engendrera une forte ondulation du couple.

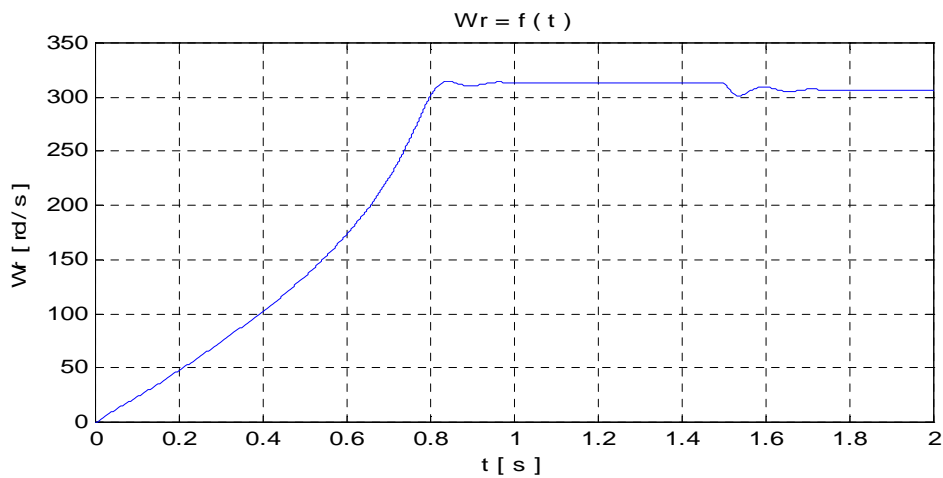
Ainsi donc, il faut réaliser un compromis entre la fréquence de commutation et l'amplitude des harmoniques. En général, la bande d'hystérésis ne doit pas dépasser 5% du courant nominal. [20]

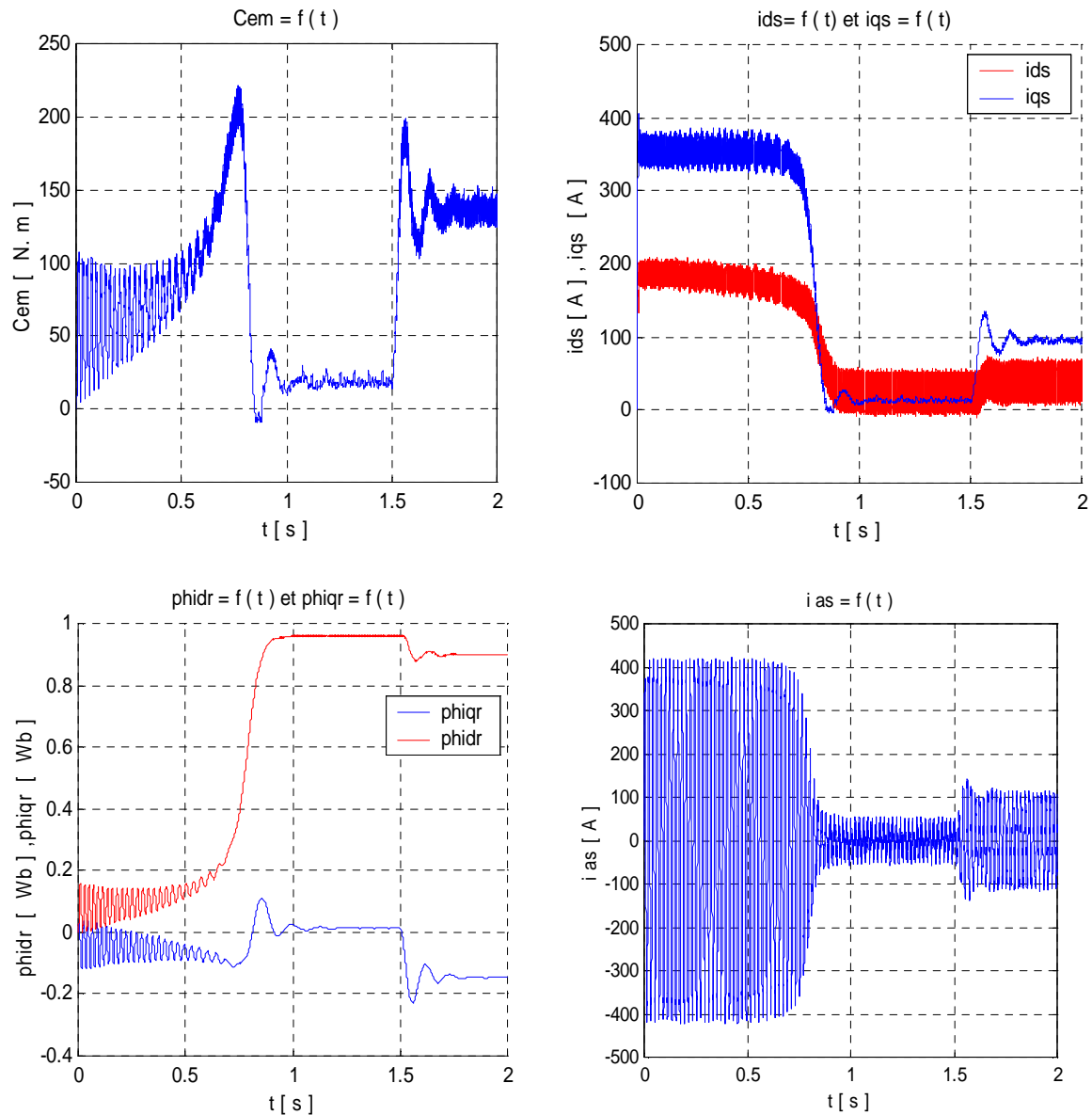
### II.3.4) Les résultats de simulation de l'ensemble convertisseur-machine asynchrone





**Figure (2.2.5.a) :** résultat de simulation d'un démarrage à vide du M-Asy alimentée par onduleur de tension commande en courant.





**Figure (2.2.5.b):** résultat de simulation d'un démarrage à vide du M-Asy alimentée par un onduleur de tension commandé par hystérésis puis application d'une charge  $C_r = \frac{C_n}{2}$  à  $t=1,2$  [s].

### II.3.5. Interprétation :

Les résultats de simulation de l'association d'un onduleur au moteur asynchrone sont donnés dans les figures (2.2.5.a) et (2.2.5.b), la comparaison de ces résultats avec ceux obtenu avec une alimentation directe montre la différence des deux formes de couple :

🚧 Lorsque le moteur est alimenté par un onduleur, le couple électromagnétique  $C_{em}$  est plus amorti lors du régime transitoire, mais avec des amplitudes moins importantes, et présent des ondulations au régime permanent, la même chose pour les courants  $i_{ds}$  et  $i_{qs}$ .

✚ Les courbes des flux rotorique ( $\varphi_{dr}, \varphi_{qr}$ ) sont semblables à celle qu'on a obtenue avec une alimentation directe, mais avec des amplitudes moins importantes lors de régime transitoire.

### **Conclusion :**

Ce chapitre nous à permis d'établir un critère de choix pour l'emplacement du repère d'axe de la transformation de PARK lors de la modélisation de la machine en tenant compte des hypothèses simplificatrice.

L'onduleur à été modélisé en négligeant les pertes par commutation, ainsi que les chutes de tension aux bornes des interrupteurs.

Ce qui est intéressant à souligner, c'est la variation notée au niveau du flux lors de l'application de couple résistant. Les résultats de simulation nous ont permis de mettre en évidence le fort couplage qui existe entre les variations internes de la machine asynchrone (flux et couple).

La commande en boucle ouverte n'est pas performante, car elle impose des courants trop élevés en régime transitoire. De plus, cela induit des oscillations gênantes sur le couple qui vont faire vibrer la machine.

Afin de pouvoir assurer une évolution du couple électromagnétique indépendant du flux, on à recoure a des commande plus élaborées, la commande vectorielle dite à flux orienté fera l'objet de chapitre suivant.



**CHAPITRE III**

**Commande en vitesse du véhicule électrique**

**III.1) Introduction :**

Le contrôle de la machine asynchrone requiert le contrôle du couple, de la vitesse ou même de la position. Le contrôle le plus primaire est celui des courants et donc du couple, puisque l'on a vu au chapitre II (II.54) que le couple pouvait s'écrire directement en fonction des courants, cependant, la formule du couple électromagnétique est complexe, elle ne ressemble pas à celle d'une machine à courant continu ou le découplage naturel entre le réglage du couple et du flux rend sa commande aisée. On se trouve confronté à une difficulté supplémentaire pour contrôler ce couple.

La commande vectorielle vient régler ce problème de découplage des réglages du flux à l'intérieure de la machine de celui du couple. Elle semble avoir la capacité d'obtenir de la machine asynchrone les meilleures performances dynamiques, tout en ayant une loi de commande de mise en œuvre simple : [18]

En 1972, Blaschke a proposé une nouvelle théorie de commande par orientation du flux, ce travail a permis de rendre le modèle de la machine semblable au modèle de la machine à courant continu ce qui peut simplifier sa commande. Après plusieurs années, et après le développement considérable de la micro électronique, cette technique a permis de faire une énorme révolution au niveau de la commande des machines asynchrones, et aujourd'hui les moteurs asynchrones ont remplacés les moteurs à courant continu dans plusieurs applications qui demandent de hautes performances où ce dernier était le seul qui peut satisfaire ce type d'applications.

L'objectif de cette commande est d'obtenir un système de haute performance .Plusieurs critères peuvent être définis à savoir :

- Précision
- Précision en régulation (temps de montée, temps de réponse, dépassement, stabilité)
- Robustesse vis-à-vis des perturbations (charge, moment d'inertie)

**III.1) principe de la commande vectorielle :**

Le principe de la commande vectorielle c'est d'arriver à commander la machine asynchrone comme une machine à courant continu, à excitation indépendante, où il y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux et celle commandant le courant. Reprenons l'expression du couple électromagnétique en fonction du courant statorique et le flux rotorique:

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_r} (\varphi_{dr} I_{qs} - \varphi_{qr} I_{ds}) \quad (\text{III.1})$$

Notre objectif c'est d'orienter le flux, donc on souhaite qu'il n'ait qu'une composante suivant l'axe "d" dans notre cas, il faut alors annuler la composante du flux  $\varphi_{qr}$  suivant l'axe "q". C'est bien le rôle de la commande par flux orienté, le couple électromagnétique se réduit à: ...[22]

$$C_{em} = P \frac{L_m}{L_r} \varphi_r I_{qs} \quad (\text{III.2})$$

Cette dernière expression correspond à l'expression de couple de la machine à courant continu qui est :

$$C_{em} = K \cdot \varphi \cdot I_a$$

Avec : K : coefficient dépend de la machine.

$\varphi$  : Flux inducteur.

$I_a$  : Courant induit.

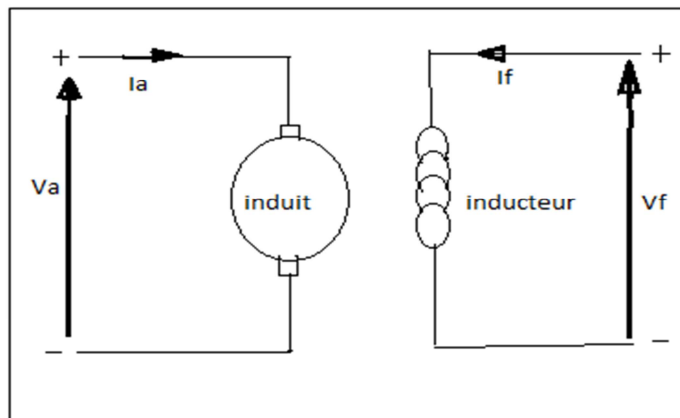


Figure 3.1 : représentation schématique de la MCC.

### III.2) Description:

Pour réaliser le contrôle vectorielle du flux, on a choisit un référentiel lié au champ tournant dans lequel le modèle de la machine asynchrone est représenté par des équations biphasées, pour que le repère (d,q) ait la même vitesse que le flux.

La commande par orientation du flux peut se faire respectivement par le flux magnétique  $\varphi_m$ , statorique  $\varphi_s$  ou rotorique  $\varphi_r$ . Mais, nous nous intéressons à la structure du flux rotorique qui est choisit pour notre étude : le choix de l'orientation du flux rotorique est particulièrement avantageux,

car il conduit à un découplage effectif entre le flux rotorique présent dans la machine et le couple électromagnétique...[23]

Conditions d'orientation du flux rotorique sont :

$$\varphi_{qr}=0 \quad \text{et} \quad \varphi_{dr}=\varphi_r \quad (\text{III.3})$$

### III.3) modèle du flux orienté (commande en courant):

On considère les courants statoriques ( $I_{ds}, I_{qs}$ ) comme variables de commande, le flux rotorique ( $\varphi_r$ ) et la vitesse mécanique ( $\Omega$ ) comme variable d'état. En choisissant un repère (d,q) lié au champ tournant de façon à confondre l'axe «d» avec le vecteur de flux ( $\varphi_{dr}$ ), on obtient :

$$\varphi_{dr}=\varphi_r \quad \text{et} \quad \varphi_{qr}=0$$

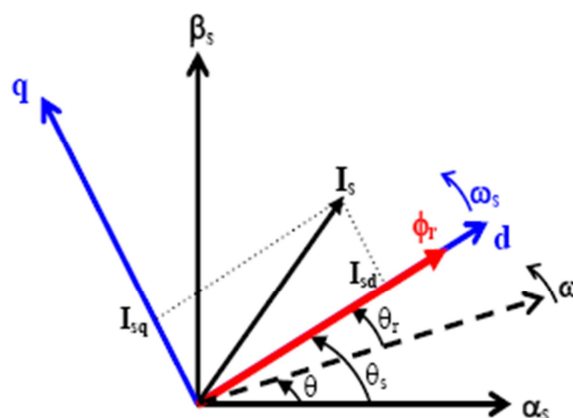


Figure 3.2 : flux rotorique orienté sur l'axe d

La commande vectorielle à orientation du flux rotorique figure (3.2), est la plus utilisée car elle élimine l'influence des réactances de fuite rotorique et statorique et donnent de meilleurs résultats que les méthodes basées sur l'orientation du flux statorique ou d'entrefer. [18],

Les équations du modèle s'écrit: [23]

$$\left\{ \begin{array}{l}
 \frac{d\varphi_r}{dt} = -\frac{1}{T_r} \varphi_r + \frac{L_m}{T_r} I_{ds} \\
 J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \Omega \\
 C_{em} = P \frac{L_m}{L_r} \varphi_r I_{qs} \\
 w_{gl} = \left( \frac{L_m}{T_r} \right) \left( \frac{I_{qs}}{\varphi_r} \right) \\
 \text{Avec: } w_r = p \Omega \quad \text{et } w_{gl} = w_s - w_r
 \end{array} \right. \quad (\text{III.4})$$

Nous remarquons que seule la composante directe (axe Od) du courant statorique ( $I_{ds}$ ) détermine l'amplitude de flux rotorique ( $\varphi_r$ ), alors que le couple ne dépend que de la composante en quadrature (axe Oq) du courant statorique ( $I_{qs}$ ), quand le flux rotorique est maintenu constant. Ainsi, le découplage est réalisé dans ce cas. Ce qui définit l'essentiel de la méthode du flux orienté qui ramène la structure de commande d'une machine asynchrone similaire à celle d'une machine à courant continu, on utilise la propriété du découplage « couple-flux ».

Ce modèle est dit modèle réduit de la machine asynchrone commandée en courant, il n'est pas linéaire du fait de la présence d'un terme bilinéaire ( $\varphi_{dr} \cdot I_{qs}$ ). Cependant ce terme se trouve dans l'équation du mouvement et étant donné que le flux évolue plus rapidement que la vitesse, nous pouvons remplacer  $\varphi_{dr}$  par sa référence (0.9 [Wb]). On aboutit ainsi à un modèle linéaire sur lequel se fera la synthèse de la commande. [23]

Le couple est maximal à tout instant car le courant d'induit  $I_{qs}$  et d'inducteur  $I_{ds}$  sont toujours perpendiculaires (figure 3. 2) et peuvent être commandés indépendamment, on déduit donc que le fonctionnement de la machine asynchrone sera similaire à celui de la machine à courant continu à excitation indépendante

Après passage par une transformation de Laplace (avec :S indice de Laplace), et après quelque transformation mathématique, le système d'équations (III.4) devient :

$$\left\{ \begin{array}{l} I_{ds}(S) = \frac{\varphi_r}{L_m} (T_r S + 1) \\ \Omega(S) = (C_{em} - C_r) \left( \frac{1}{JS + K_f} \right) \\ w_{gl} = \left( \frac{L_m}{T_r} \right) \left( \frac{I_{qs}}{\varphi_r} \right) \quad (\text{Avec : } w_{gl} : \text{ la pulsation de glissement}) \\ C_{em} = P \frac{L_m}{L_r} \varphi_r I_{qs} \end{array} \right. \quad (\text{III.5})$$

#### III.4) Méthodes de control par flux orienté de la machine asynchrone :

Le principe de la commande vectorielle d'une machine asynchrone nécessite la connaissance de la position du flux à orienté à tout instant et de faire coïncider avec l'axe directe « d » tournant à la vitesse du champ tournant, Il existe deux approches pour la détermination de la phase du flux  $\theta_s$  ainsi que son amplitude  $|\varphi_r|$  :

- La commande directe ou cet angle est mesuré électriquement
- La commande indirecte ou cet angle est estimé à partir d'une relation donnant la vitesse de glissement dans la théorie du flux orienté. [18]

##### III.4.1) Méthode directe :

Cette méthode est basée sur la mesure directe de la position et l'amplitude du flux à orienté soit par :

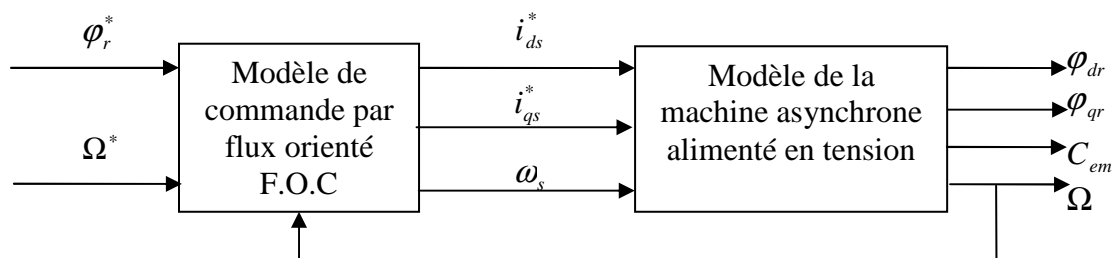
- L'utilisation des capteurs de flux intégrés au stator (sonde à effet HALL), rend cette méthode moins utilisée car ces derniers devraient être installés au moment de la fabrication de la machine ; en outre, leurs utilisations nécessitent, pour les traitements de signaux des appareils très fragile et coûteux. Les avantages du moteur asynchrone, simplicité et robustesse ainsi que son faible coût, sont alors perdus.
- L'estimation du flux à l'aide des modèles mathématiques qui nécessite des grandeurs facilement mesurables telle que: les courant statoriques  $i_{ds}, i_{qs}$ , les tensions statoriques  $V_{ds}, V_{qs}$ , la vitesse de rotation  $\Omega$  et un modèle de la machine.

### III.4.2) Méthode indirecte

L'immense avantage de cette méthode réside dans le fait qu'on n'utilise pas l'amplitude du flux rotorique mais, seulement, sa position elle élimine l'utilisation des capteurs de flux d'un modèle dynamique, mais nécessite un capteur de vitesse du rotor c'est pourquoi cette méthode est la plus utilisée comme illustre certains travaux [18];[19]

### III.5) Structure d'une alimentation par orientation du flux :

La machine asynchrone présente une structure non linéaire et fortement couplée. Elle peut être découplée en alimentant celle-ci par une source de tension commandée par le bloc à flux orienté. Cette structure de commande est obtenue par inversion de l'un des modèles de la machine par orientation du flux. Afin de montrer qu'effectivement la commande par orientation du flux rotorique permet d'avoir un découplage des grandeurs réelles de la machine asynchrone alimentée en tension (couple et flux), nous proposons le schéma de commande représenté à la figure (3.3).



**Figure 3.3 :** Schéma de la structure d'une commande par flux orienté (FOC) de la MAS Commandé en courant

### III.6) commande vectorielle indirecte par orientation de flux rotorique :

Le principe de cette commande est donné par le schéma ci-dessous :

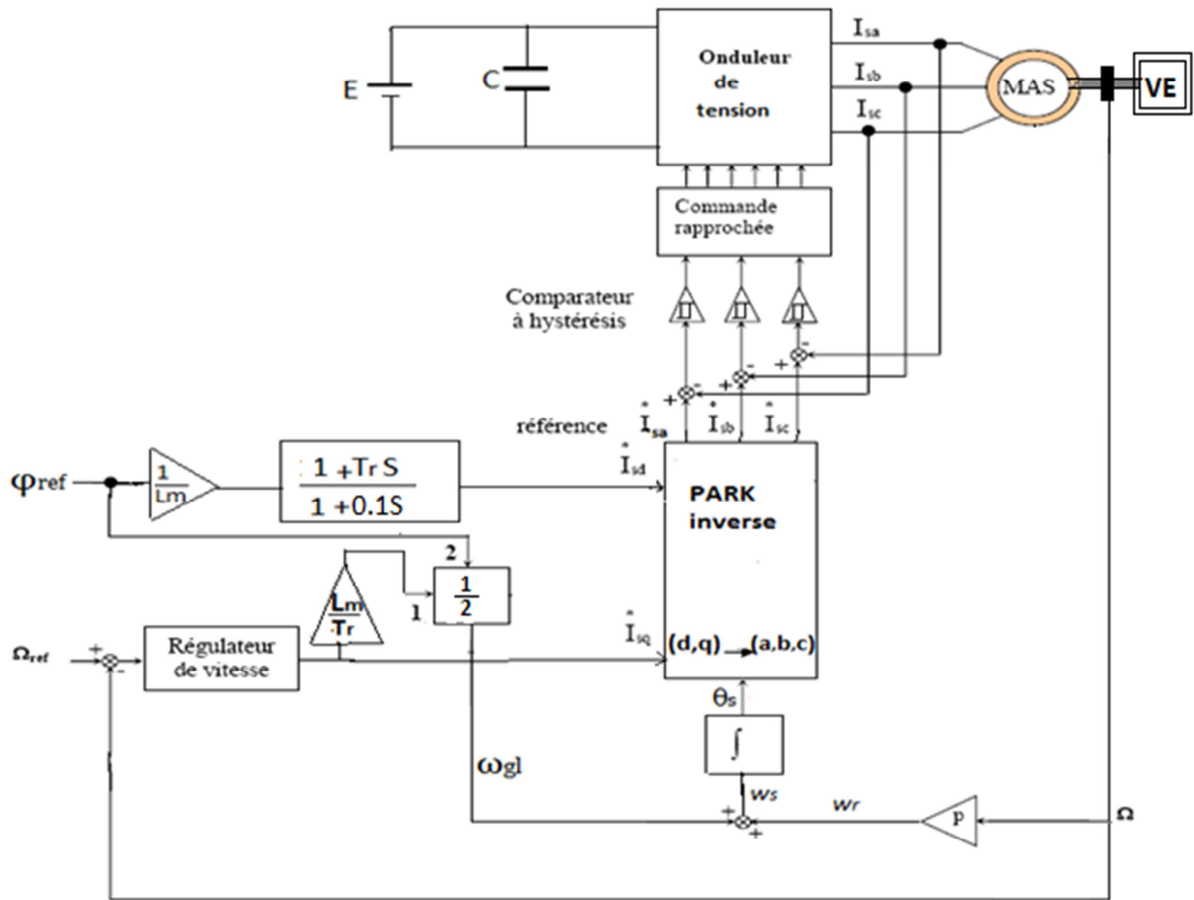


figure.3.4 : Le schéma de principe de la commande vectorielle indirecte d'une MAS alimentée par un onduleur de tension contrôlé en courant.

Les différentes parties constituant ce schéma sont :

- La boucle de la régulation de vitesse.
- Le bloc d'autopilotage pour le calcul de  $\theta_s$ .
- Les transformations directes et inverses.
- Les comparateurs à hystérésis pour réguler les courants.

La vitesse est régulée à travers un régulateur PI (ou un régulateur IP) . La sortie de son régulateur est le courant de référence  $i_{qs}^*$  .

Le courant  $i_{ds}^*$  est calculé à partir du flux à imposé. Ce flux correspond à sa valeur nominale pour la zone de vitesse inférieure à la vitesse de base. Au-delà de cette zone, on procède au « défluxage » de la machine de manière à pouvoir atteindre des vitesses supérieures. Le couple maximale que l'on peut imposer devient alors plus faible. Le procédé de défluxage en grande vitesse est utilisé en particulier en traction électrique ou l'on a besoin d'un fort couple pendant la

phase de démarrage et d'un couple plus faible (qui ne sert à lutter que contre les frottements) pendant la marche normale.

Le filtre passe bas  $\left(\frac{1}{0.1 S + 1}\right)$  permet de rendre les blocs physiquement réalisables (le degré de numérateur d'une fonction de transfert doit être inférieur ou égale à celui du dénominateur).

Après transformation inverse de PARK des courants de référence  $i_{ds}^*$ ,  $i_{qs}^*$  nous obtenons les courants  $i_{as}^*$ ,  $i_{bs}^*$  et  $i_{cs}^*$ . Ces derniers sont comparés avec les valeurs des courants réels issus de la mesure. L'erreur sera injectée à l'entrée des comparateurs à hystérésis, la sortie des comparateurs est reliée à la logique de commande de l'onduleur de manière à imposer une commutation des interrupteurs lorsque le courant tant de sortir de la bande imposé.

En parallèle, l'angle  $\theta_s$  sera calculé par l'intégration de la pulsation statorique  $\omega_s$  à partir d'une mesure de vitesse mécanique  $\Omega$  et du calcul de la pulsation du glissement  $\omega_{gl}$ ; C'est cet angle qui sera utilisé dans les transformations directes et inverses calculé à partir de la formule suivante :

$$\theta_s = \int \omega_{gl} dt + \theta_r$$

En analysant ce schéma de commande et les équations associées, on voit apparaître principalement deux paramètres :  $L_m$  et  $T_r$ , ils lient le flux rotorique et le courant  $i_{ds}$  qui le contrôle, mais ils apparaissent surtout dans la formule qui permet de calculer  $\theta_s$ .

### III.6.1) Commande, à l'aide des régulateurs PI :

Les régulateurs classiques PI sont dimensionnés (voire annexe B), on a adopté la méthode de la compensation de pole. Alors chaque boucle de régulation est mise sous forme d'un système de premier ordre, les paramètres de régulateur de vitesse  $K_{p\omega}$  et  $K_{i\omega}$  sont données par les relations suivante :

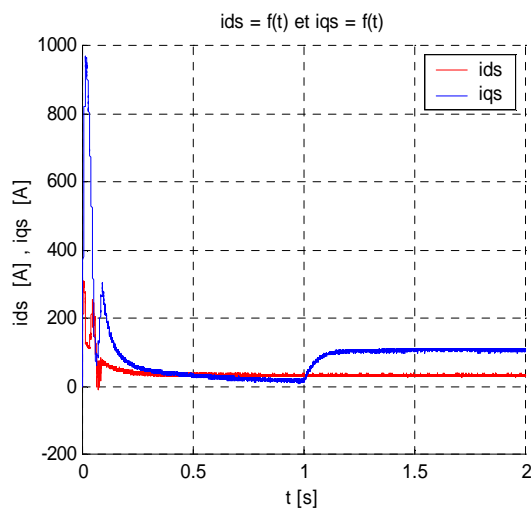
$$\left\{ \begin{array}{l} K_{i\omega} = \frac{1}{G_{0\omega} \cdot \tau_{\omega} b f} \\ K_{p\omega} = \frac{\tau_{\omega}}{G_{0\omega} \cdot \tau_{\omega} b f} \end{array} \right. \quad (III.6)$$

Dans ce cas, à partir de l'équation (II.53) la fonction de transfert qui décrit la dynamique de la vitesse est donnée par :

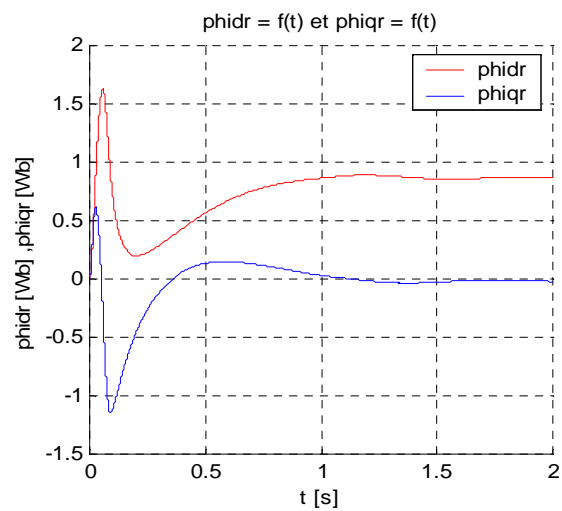
$$G_{\omega}(s) = \frac{\omega(s)}{i_{qs}^*(s)} = \frac{p^2 \frac{L_m}{L_r} \frac{\varphi_r}{K_f}}{1 + \frac{J}{K_f} s} \quad \text{avec : } \begin{cases} G_{0\omega} = p^2 \frac{L_m}{L_r} \frac{\varphi_r}{K_f} \\ \tau_{\omega} = \frac{J}{K_f} \end{cases} \quad (III.7)$$

En impose la constante de temps :  $\tau_{\omega} b_f = \frac{\tau_{\omega}}{50} \approx 0.0767$

Les résultats de simulation en utilisant les relations (III.6) et (III.7) sont donnés sur les figures suivantes :



Figure(3.5.a) :courants statorique



Figure(3.5.b) flux rotoriques

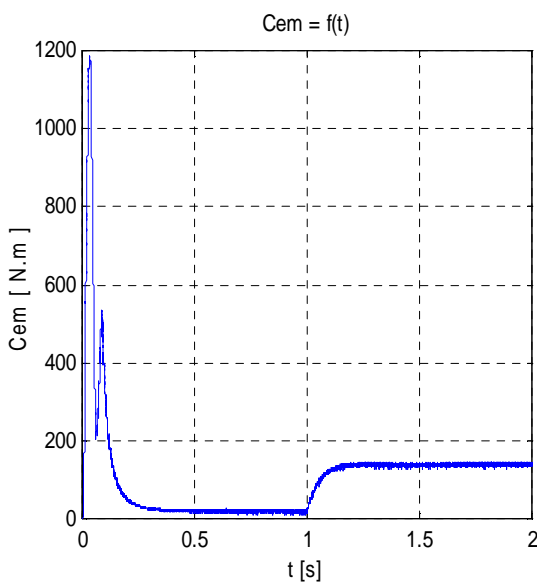


Figure (3.5.c) couple électromagnétique

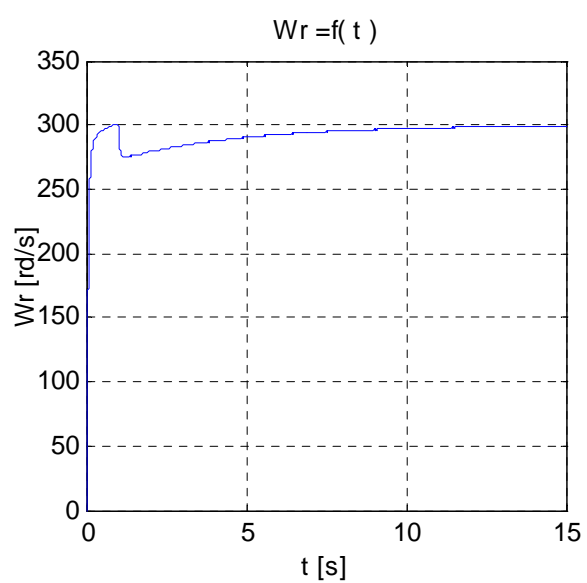


Figure (3.5.d) vitesse du rotation

**Interprétation :**

La commande vectorielle est essentiellement basée sur l'orientation de l'une des composantes du flux rotorique. On a choisit l'orientation de  $\varphi_{dr}$  dans le sens de l'axe Od dans le repère de Park équivalent au flux total induit dans le rotor d'où la référence  $\varphi_r^* = 0.9$  [Wb] imposé à la composante  $\varphi_{dr}$ . Pour contrôler la vitesse à l'aide de régulateur PI, on applique une consigne choisie et réglable selon le cahier des charge  $\omega^* = 300$  [rd/s].

Les résultats de simulations données sur les figures (3.5 « a, b, c, d ») montrent l'intérêt de la commande vectorielle. La courbe des flux figure (3.5.b) montre que le flux  $\varphi_{dr}$  suit la consigne imposée à 0.9 [Wb] et  $\varphi_{qr}$  s'annule au régime permanent. L'évolution des courants montré sur la figure (3.5.a) qui présente des pics importants au démarrage ( $i_{ds} = 310$  [A] et  $i_{qs} = 968$  [A]) au régime permanent présentent des ondulations ( $i_{ds} = 31$  [A] et  $i_{qs} = 15$  [A]), l'application d'un couple de charge constant  $C_r = \frac{C_n}{2}$  à  $t=1$  [s], influence le courant  $i_{qs}$  qui augmente jusqu' à 105[A], tandis que son effet est négligé sur  $i_{ds}$  et sur le flux rotorique. L'application d'un couple de charge affecte également la vitesse donnée sur la figure (3.5.d), et le régulateur réagit pour la ramener à sa valeur de référence. Par contre la dynamique du rejet de perturbation est très lente. Ceci constitue l'inconvénient des régulateurs PI. Il faut noter néanmoins lors de l'application d'un couple résistant, les grandeurs statoriques ne sont pas affectées, ceci montre que le découplage est essentiellement assuré

**III.6.2) commande, à l'aide des régulateurs IP :**

Les régulateurs IP diffèrent des régulateurs PI dans leurs structures. Les paramètres des régulateurs IP des différentes boucles de régulations de la machine asynchrone sont donnés dans l'annexe (voire annexe B), ont adopté la méthode de placement de pôle.

Les paramètres de régulateur de vitesse  $K_{p\omega}$  et  $K_{i\omega}$  sont données par les relations suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} K_{p\omega} = \frac{2Z\omega_n\tau_\omega - 1}{G_{0\omega}} \\ K_{i\omega} = \frac{\omega_n^2 \tau_\omega}{2Z\omega_n\tau_\omega - 1} \end{array} \right. \quad (III.8)$$

Afin de pouvoir comparer entre les deux types de régulateurs, ont choisit les mêmes constantes de temps pour la boucle fermée. Les paramètres de régulateur IP des différentes boucles de régulation sont dans l'annexe « B ». Ont choisit également le coefficient d'amortissement  $Z=0.607$  pour toutes les grandeurs de la machine.

Les résultats de simulation sont représentés sur les figures suivantes :

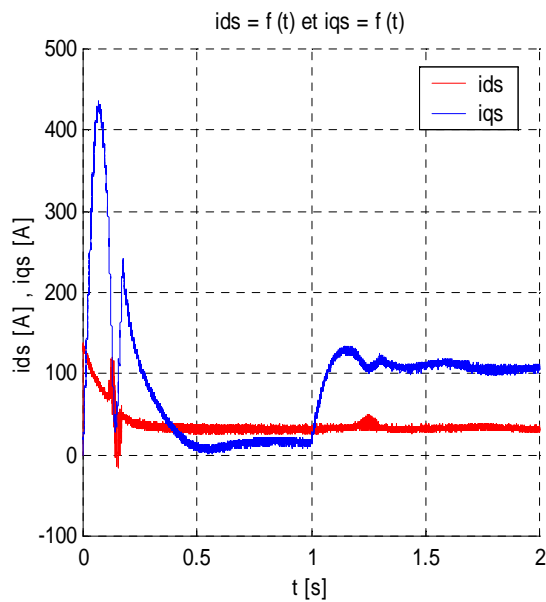


Figure (3.6.a): courants statoriques

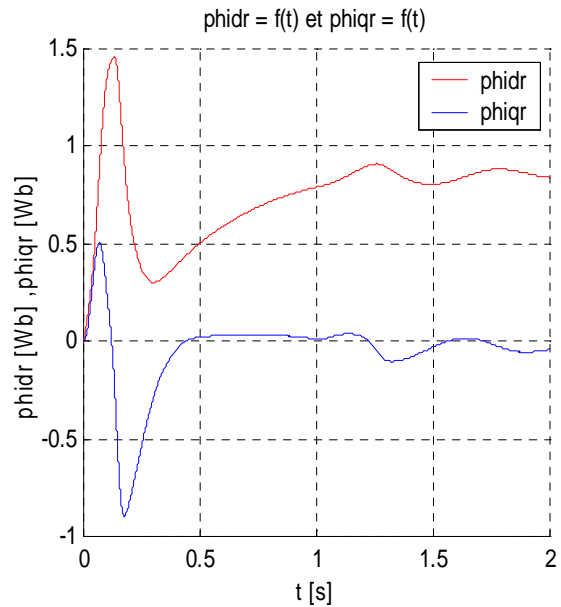


Figure (3.6.b) flux rotoriques

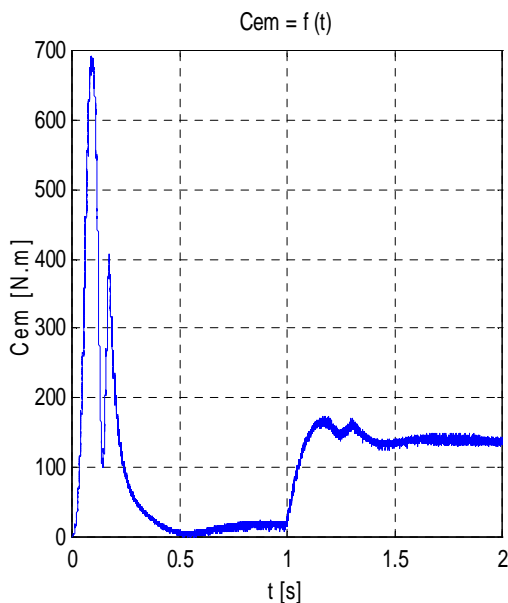


Figure (3.6.c) couple électromagnétique

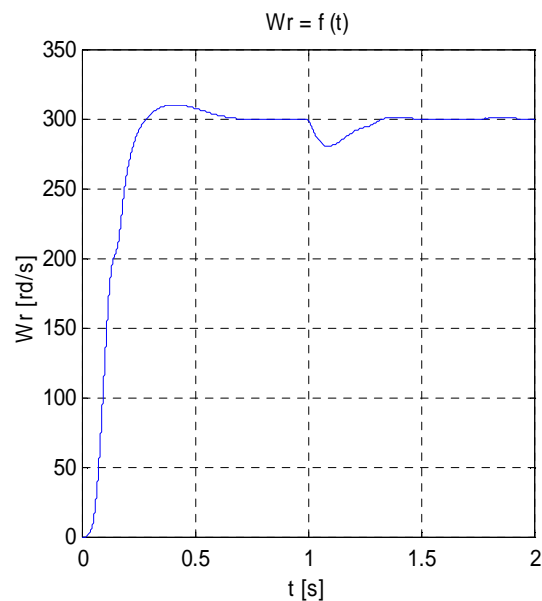


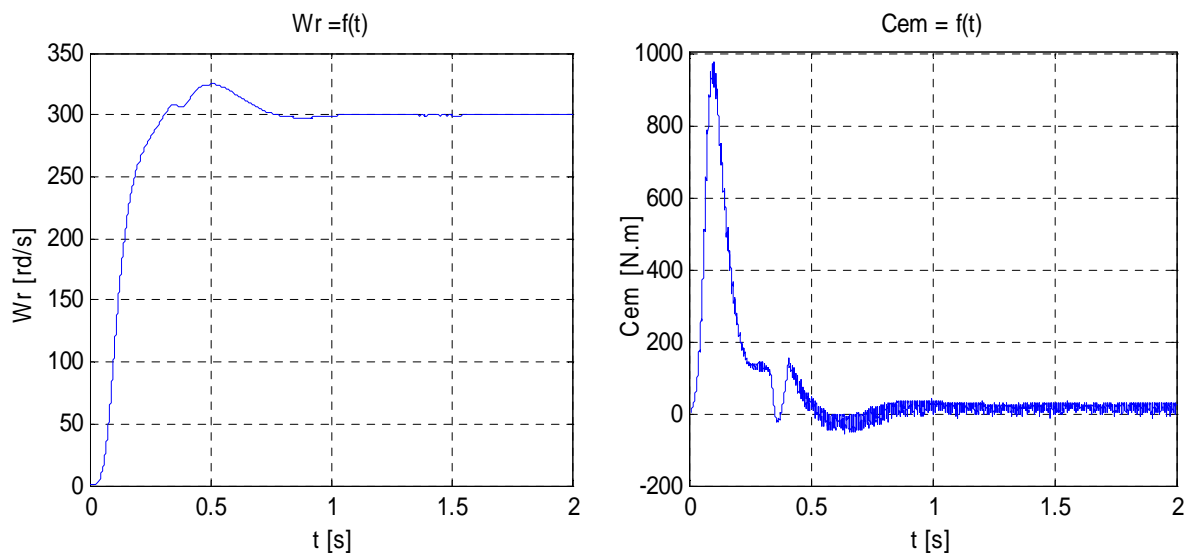
Figure (3.6.d) vitesse du rotation

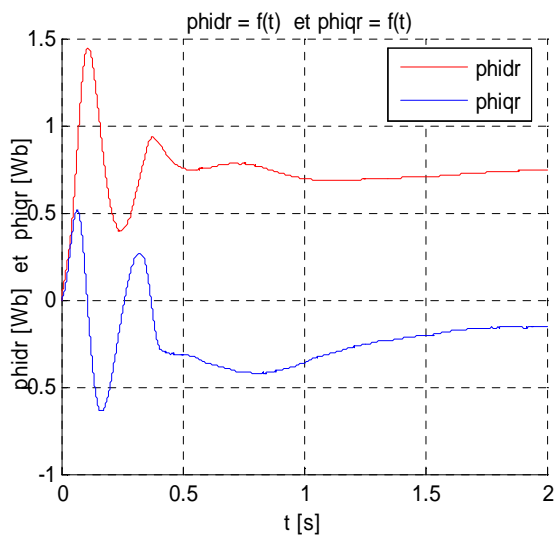
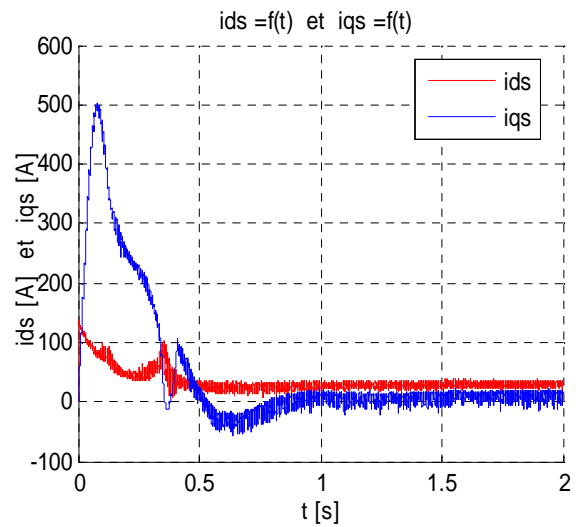
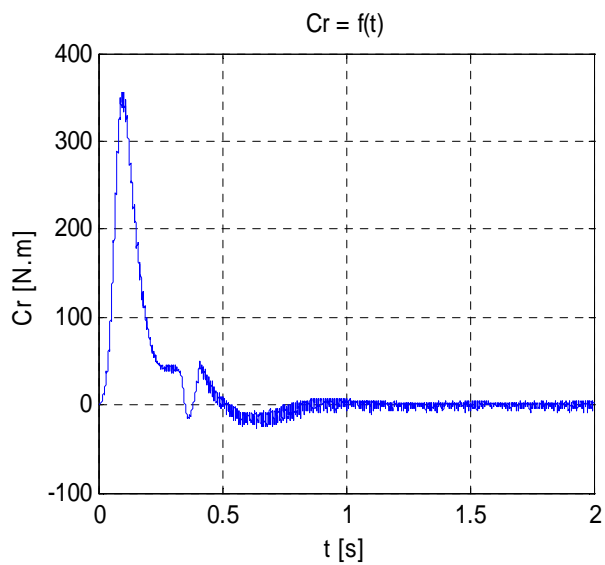
**Interprétation :**

Si on compare les figures (3.5.a), (3.5.b), (3.5.c), (3.5.d), des grandeurs du moteur asynchrone commandées par les régulateurs PI, aux figures (3.6.a), (3.6.b), (3.6.c), (3.6.d), commandés par les régulateurs IP, on constate une différence dans les amplitudes des grandeurs au démarrage de la machine. Le dépassement de la vitesse est important dans le cas de régulateur IP, contrairement aux couple et les courants qui sont plus importants dans le cas de régulateur PI. Ensuite on applique un couple de charge constant  $C_r = \frac{C_n}{2}$  à  $t=1$  [s], nous constatons que toutes les grandeurs de la machine agissent de la même manière que dans le cas des régulateurs PI mais avec une dynamique de rejet de la perturbation plus rapide. La vitesse chute légèrement au moment de l'application de couple de charge et revient poursuivre la référence ou bout de 0.4[s], c'est ce qui fait que le régulateur IP est plus avantageux que le régulateur PI.

**III.7) application sur le véhicule électrique :**

On utilise le système d'équations définies dans le chapitre I (Èqu : (I.6) et (I.9)), on calcule le couple de charge due au véhicule électrique et on l'applique sur le moteur asynchrone à  $t=0$  [s], les figures suivantes montrent les résultats de simulation :





**Interprétation :**

Si on compare ces résultats avec celle obtenue avec l'application d'un couple résistant constant, on constate que on a presque les mêmes figures, mais avec des ondulations plus importantes au régime permanent due au inertiel de véhicule.

Le couple résistant prend une allure semblable à celle de couple électromagnétique ( $C_{em}$ ), en régime permanent  $C_r \approx C_{em}$

**Conclusion :**

Le contrôle vectoriel est introduit afin de pouvoir commander la machine asynchrone avec le maximum de dynamique, il repose sur un modèle en régime transitoire, pour cela on a utilisé deux types des régulateurs classiques : PI et IP.

On a choisit la méthode de compensation des pôles, appliquée au régulateur PI et la méthode du placement de pole appliquée au régulateur IP classique. On a constaté que le rejet de la perturbation dans le cas des régulateur PI suit une dynamique très lente, tandis qu'avec les régulateur IP la dynamique de rejet de perturbation est très rapide. Avec les régulateurs PI la dynamique de la vitesse évolue comme un système de premier ordre, alors qu'avec les régulateurs IP on remarque la formation d'un dépassement au moment de la stabilisation de la vitesse.

La commande vectorielle permet un réglage précis du couple de la machine et même d'assurer du couple a vitesse nulle. Elle exige une puissance de calcul en temps réel qui est à la portée des DSP (*Digitale signal processor*) et micro-contrôleurs actuels.

D'après les résultats de simulations (figures 3.5 et 3.6) on peut dire qu'on a les mêmes performances dynamiques que celles des machines à courants continus à excitation séparée ou le courant d'induit est l'image du couple électromagnétique c'est le cas du courant  $i_{qS}$  et le courant inducteur est l'image du flux c'est le courant  $i_{dS}$  dans le contrôle vectoriel.



**Conclusion générale**

# Conclusion générale

---

## Conclusion générale :

Le travail présenté dans ce mémoire concerne, la méthodologie d'optimisation des lois de commande d'une machine asynchrone destinée à la propulsion d'un véhicule électrique. La méthodologie employée permet de rechercher d'une part l'espace de fonctionnement maximal de la machine (couple maximal), ce qui permet, en fonction des objectifs à atteindre d'identifier les meilleurs modes de fonctionnement et de réglage des grandeurs de commande optimale (tensions ou courant et fréquences de glissement).

Un cahier des charges a été rédigé afin de formuler les performances associées à sa mission. Une contrainte économique est aussi imposée : la solution développée doit être à bas coût, il a fallu développer un produit dont le prix de vente est très compétitif.

Dans le premier chapitre, nous avons présenté les différentes architectures de véhicules électriques ainsi que les différentes technologies disponibles, un modèle de véhicule en termes de force résistante a été présenté.

Dans le deuxième chapitre, nous avons modélisé et étudié par simulation numérique, le comportement de la machine seule (alimenté directement par le réseau triphasé) dans la première partie, et dans la deuxième partie nous avons associé un onduleur, ce qui nous a permis de constater le fort couplage existant entre le flux magnétique et le couple électromagnétique.

Ainsi, en vertu des résultats de simulation, la machine asynchrone est un système non linéaire.

D'autre part, la commande nécessite un modèle de représentation linéaire. Pour satisfaire cette condition de linéarité et permettre un contrôle indépendant, de la vitesse et du flux, nous avons utilisé le principe de la commande vectorielle.

Dans le troisième chapitre, on a commencé par l'étude de la commande vectorielle, et de la régulation classique dans le domaine temporel. Des régulateurs PI et IP classiques avec capteur mécanique ont été adoptés. On a choisi la méthode de compensation des pôles, appliquée au régulateur PI et la méthode du placement des pôles au régulateur IP classique. On a constaté que l'influence de la commande à l'aide des régulateurs IP sur la dynamique de la machine asynchrone diffère de celle des régulateurs PI, tel que les contrôleurs IP

## Conclusion générale

---

rejetent plus vite la perturbation et répondent plus rapidement aux exigences de la commande, contrairement aux contrôleurs PI.

Les résultats de la simulation ont montré que la commande vectorielle appliquée à la machine asynchrone, est bien adaptée.

### **Perspectives :**

Du point de vue scientifique, la conception de nouvelles méthodes de commande non linéaire robustes reste un sujet de préoccupation majeur pour les scientifiques. Ce problème constitue d'ailleurs une perspective de continuité de ce mémoire :

- Développement d'un contrôle sans capteur mécaniques.
- Etude de la MAS associée à d'autres stratégies de commandes.
- Etude d'autres techniques utilisant l'intelligence artificielle.



# **BIBLIOGRAPHIE**

## **BIBLIOGRAPHIE**

- [1] A.Nouche. «*Contribution au développement d'un Simulateur pour les véhicules électrique routier* ». Thèse doctorat en sciences pour l'ingénieur, génie électrique, 2008.
- [2] P.Degobert, «*Pollution atmosphérique, réduction des émissions dues au moteur*», Techniques de l'Ingénieur, traité génie mécanique, B 2 714.
- [3] G. Soufran, «*dimensionnement de la chaine de traction d'un véhicules électrique hybride basé sur une modélisation stokastiques de ses profils de mission*», thèse doctorat en électronique et génie électrique, Université Nantes, 2012.
- [4] M. Kant. La voiture électrique, Techniques de l'ingénieur, D5562.
- [5] B. Multon. Motorisation des véhicules électriques, Techniques de l'ingénieur, E 3996.
- [6] D. BE Noudjit. «*Contribution a l'optimisation et a la commande d'un système de propulsion*». Thèse doctorat, Université Batna, 2010.
- [7] M.Y. Halbaoui, «*véhicule hybride, hybridation thermique électrique*» .Mémoire Master, Université Dr. Yahia Farès de Médéa, 2012.
- [8] W. HANKACHE. «*Gestion Optimisée de l'Énergie Électrique d'un Groupe Électrogène Hybride à Pile à Combustible*». L'UNIVERSITÉ DE TOULOUSE. Thèse doctorat.2008.
- [9] Danllea, «*conception des moteur a réactance variable a commutation électronique pour traction d'un véhicules électrique légers* ». ECOL CENTRAL DE LILE. Thèse doctorat 2011.
- [10] M. Loupichert, «*évaluation environnemental du véhicules électrique, méthode et application*». Ecole nationale supérieur des Mines Saint-Etienne Thèse doctorat.2010.
- [11] L. Boulon, «*modélisation multi-physique des éléments de stockage et de conversion d'énergie pour des véhicules électrique hybride approche systématique pour la gestion d'énergie* ». Université de Franche-Comté .Thèse doctorat.2009.

[12] Mosdal, «*transport électrique routier, véhicules électrique à Pile à Combustible*», Techniques de l'ingénieur (DOC : 5570)

[13] N. Janiaud, «*modélisation du système de puissance du véhicule électrique en régime transitoire en vue de l'optimisation de l'autonomie, des performances et des couts associés*». Thèse doctoral.2011, ECOLE DOCTORAT, PARIS.

[14] B.Smail, «*Contribution à la Commande Robuste d'une Machine Asynchrone par la Technique PSO Particle Swarm Optimization* ». Université Batna, 2009.

[15] B.Rachid, D.Khalef, «*Commande de la machine asynchrone triphasée à cage d'écureuil*». Mémoire d'ing, U.M.M.T.O, 2006.

[16] B.Hamzza, H.Mohammed Saide, «*Contrôle direct du couple d'une machine asynchrone*». Mémoire Master, U.M.M.T.O, 2010

[17] A. Djamila, «*Commande d'une machine asynchrone sans capteur mécanique, à l'aide de régulateurs fractionnaire* ». Mémoire de magistère U.M.M.T.O 2011

[18] M.KH. Mohamed, «*minimisation des courant statorique par l'optimisation du niveau de flux dans une machine à induction Commandée par méthode de flux orienté*». Mémoire de magistère en électrotechnique. Ecole nationale polytechnique. 2005

[19] O.Oussaid, L.Leroul , Z.RAMDANE «*Commande adaptative d'une machine asynchrone alimentée en tension* », Mémoire d'ing ; U.M.M.T.O 2002

[20] O.Mahiout, F.Saradouni, «*la Commande par la technique hystérésis d'un onduleur de tension à deux niveaux application à la conduite d'une machine synchrone à aimant permanent* », Mémoire d'ing ; U.M.M.T.O 2001

[21] L. Barazane, «*Commande vectorielle de la MAS alimentée en courant* », Thèse de Magister ENP, 1993.

[22] L.Youb, A. Crăciunescu «*étude comparative entre la commande vectorielle à flux orienté et la commande directe du couple de la machine asynchrone* ». U.P.B. Sci. Bull., Series C, Vol. 69, No. 2, 2007.

[23] M. Meziane Hamid, «*étude par simulation numérique de la Commande d'un moteur asynchrone à flux orienté, alimenté en tension et commandé en courant par l'approche diagramme de coefficient (CDM)* », Mémoire d'ing ; U.M.M.T.O 2003.

# Annexe

## Annexe A

### PARAMETRES DES MOTEURS ASYNCHRONES UTILISE :

Symbole	Description	Valeurs
$R_s$	Résistance statorique	0.0851 $\Omega$
$R_r$	Résistance rotorique	0.0658 $\Omega$
$L_s$	Inductance statorique	0.0314H
$L_r$	Inductance rotorique	0.0291H
$L_m$	Inductance Mutuelle	0.0291H
$j$	Moment d'inertie	0.23Kg.m <sup>2</sup>
$K_f$	Coefficient de frottements visqueux	0.06N.m/s
$P$	Nombre de paires de pôles	1
$P_n$	Puissance nominale	37Kw
$W_n$	Vitesse nominale	2960 tr/min
$C_n$	Couple électromagnétique	241.1 N.m
$I_n$	Courant nominale	111 / 64 A

### Paramètre du véhicule :

La masse du véhicule :  $m_v = 1540$  [kg]

Surface frontale du véhicule:  $S_f = 1.8$  [m<sup>2</sup>]

Rayon de la roue :  $R_{rou} = 0.3$  [m]

Coefficient de résistance de roulement du pneu :  $C_{rr} = 0.015$

## Annexe

Coefficient de pénétration dans l'air :	$C_{px}=0.25$
Accélération gravitationnelle :	$g=9.81 \text{ [m/S}^2\text{]}$
Coefficient de charge	$K_a =0.22$
$K_m$ : Coefficient d'inertie de rotation :	$K_m=1.08$
Rapport de transmission:	i
Masse volumique de l'air :	$\rho_{air} =0.23 \text{ [kg /m}^3\text{]}$

## Annexe B

### Calcul des régulateurs de la commande vectorielle

#### I. Etude des régulateurs classiques dans le domaine temporel

Les régulateurs classiques permettent de contrôler la précision et la rapidité des systèmes asservis, ils sont les plus prisés dans l'industrie. Dans ce cas les régulateurs PI et IP classiques feront l'objet d'étude de notre travaux, appliqués au contrôle de la vitesse, du flux de la machine asynchrone, dans l'environnement MATLABE simulink.

##### 1. Synthèse des correcteurs PI et IP

##### 1.1. Structure de la commande PI :

Chaque boucle de régulation est dotée d'un régulateur proportionnel intégral PI classique, présenté sur la figure (B.1), il comporte une action proportionnelle qui sert à régler la rapidité Avec laquelle la régulation doit avoir lieu et une action intégrale qui sert à éliminer l'erreur statique entre la grandeur régulée et sa propre consigne. [17]

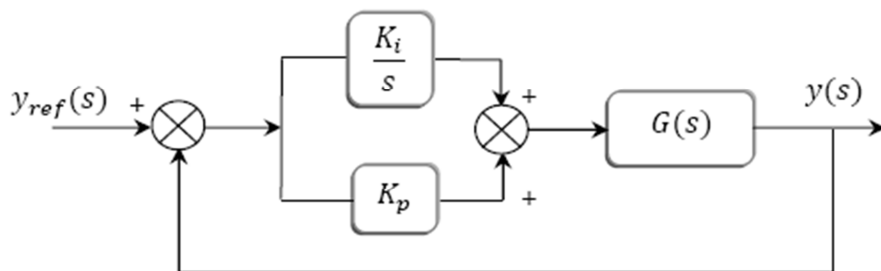


Figure (B.1): schéma de commande utilisant la structure PI.

## Annexe

---

Soit  $G(S)$  un système de premier ordre donné par :

$$G(s) = \frac{G_0}{1 + \tau s}$$

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$FTBF(s) = \frac{G_0 K_i \left( \frac{K_p}{K_i} s + 1 \right)}{(\tau s + 1) \left( s + (K_p s + K_i) \frac{G_0}{\tau s + 1} \right)} \quad (B.1)$$

L'apport d'un zéro par le régulateur PI dans la fonction de transfert en boucle fermée peut modifier le régime transitoire du système, pour remédier à ce problème, la méthode de compensation des pôles et plus adaptée pour le calcul des paramètres  $K_p$  et  $K_i$ . Elle consiste à imposer le zéro du régulateur égale à un pôle de la fonction de transfert du système à commander et une constante de temps  $\tau_{bf}$  répondant aux objectifs fixés, le principe est illustré par les relation de l'équation (B.2) :

$$\begin{cases} \left( \frac{K_p}{K_i} s + 1 \right) = (\tau s + 1) \Rightarrow \tau = \frac{K_p}{K_i} \\ FTBF(s) = \frac{G_0 K_i}{s + G_0 K_i} \Rightarrow \tau_{bf} = \frac{1}{G_0 K_i} \end{cases} \quad (B.2)$$

Les paramètres de régulateur sont donc donnés par :

$$\begin{cases} K_i = \frac{1}{G_0 \tau_{bf}} \\ K_p = \frac{\tau}{G_0 \tau_{bf}} \end{cases} \quad (B.3)$$

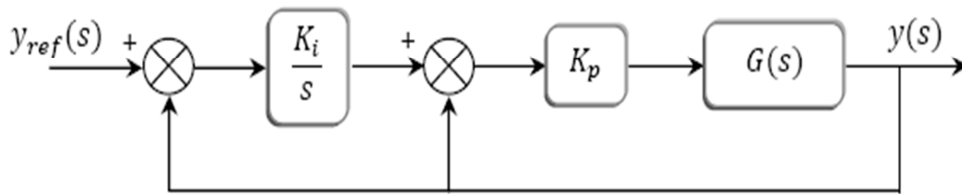
### I.2. Structure de la commande IP :

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

## Annexe

- La méthode des placements des pôles  $S$  permet d'imposer n'importe quelle dynamique à la boucle fermée, néanmoins elle présente l'inconvénient d'introduire un zéro (non contrôlable) qui peut modifier la dynamique imposée.
- La méthode de compensation des pôles permet de remédier à ce problème, mais elle ne permet d'imposer qu'une dynamique de premier ordre, de plus le comportement de la régulation vis-à-vis du couple résistant est médiocre, car la dynamique du rejet du couple résistant n'est pas imposée par le régulateur. La structure de commande IP permet de remédier à tous ces inconvénients.

La structure du régulateur intégrale proportionnelle IP schématisé par la figure (B.2), est une association d'une boucle interne munie du régulateur proportionnel et d'une boucle externe commandée par un régulateur intégrateur.



**Figure (B.2):** schéma de commande utilisant la structure IP.

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

$$FTBF_{IP}(s) = \frac{K_i K_p G_0 / \tau}{s^2 + \left( \frac{1 + K_p G_0}{\tau} \right) s + \frac{K_i K_p G_0}{\tau}} \quad (B.4)$$

Le calcul des paramètres  $K_i$  et  $K_p$  ne peut être fait que par la méthode de placement des pôles.

La fonction de transfert en boucle fermée, peut être mise sous la forme de celle d'un modèle de second ordre standard de l'équation (B.5)

$$H(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2z\omega_n s + \omega_n^2} \quad (B.5)$$

A partir de l'équation caractéristique, on impose les pôles de système en boucle fermée de sorte que le système soit sous-amorti (ie :  $0.7 \leq Z < 1$ )

## Annexe

---

Les pôles de  $H(S)$  sont :

$$\begin{cases} s_1 = \omega_n \left( -z + j\sqrt{1-z^2} \right) = -\frac{1}{\tau_p} + j\omega_a \\ s_2 = \omega_n \left( -z - j\sqrt{1-z^2} \right) = -\frac{1}{\tau_p} - j\omega_a \end{cases}$$

Ou :

$$\tau_p = \frac{1}{z\omega_n} \quad \text{et} \quad \omega_a = \omega_n \sqrt{1-z^2}$$

La réponse transitoire est alors donnée par l'oscillation de pseudo-période  $\frac{2\pi}{\omega_a}$  amortie par une exponentielle de constante de temps  $\tau_p$ . [4]

L'analogie entre la fonction de transfert en boucle fermée de l'équation (B.4) et celle du modèle du second ordre standard (B.5) est obtenu lorsque

$$\begin{cases} \frac{1 + K_p G_O}{\tau} = 2z\omega_n \\ \frac{K_i K_p G_O}{\tau} = \omega_n^2 \end{cases} \quad (\text{B.6})$$

Les coefficients du régulateur sont alors calculer par les relations :

$$\begin{cases} K_p = \frac{2z\omega_n\tau - 1}{G_O} \\ K_i = \frac{\omega_n^2\tau}{2z\omega_n\tau - 1} \end{cases} \quad (\text{B.7})$$

Dans la section suivante nous allons voir les avantages qu'apporte un régulateur de type IP par rapport au régulateur de type PI appliqués à des systèmes de premier ordre, en choisissons le modèle d'équation (I 59),( I 63) et(I 64). Afin de tester et comparer ces deux régulateurs associés à la machine asynchrone, nous allons les soumettre aux mêmes conditions de fonctionnement, les résultats de simulation sont exposés dans le chapitre III.