

République Algérienne Démocratique et Populaire  
Ministère de L'Enseignement Supérieur et de la A Recherche Scientifique

UNIVERSITE MOULOUD MAMMERI DE TIZI-OUZOU



FACULTE DE GENIE ELECTRIQUE ET D'INFORMATIQUE  
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

Mémoire de Fin d'Etude  
de MASTER ACADEMIQUE  
Spécialité : Entraînements Electriques

Présenté par  
BECHEUR Ahmed  
DJOUDER Mohamed

---

MODELISATION ET COMMANDE D'UN VEHICULE  
ELECTRIQUE A BASE D'UNE MACHINE  
SYNCHRONNE A AIMANTS PERMANENTS

Mémoire soutenu publiquement le 30 Septembre 2015 devant le jury composé de :

M MOHELLEBI Hassane	Pr, UMMTO	Président
M OULD OUALI Samy Hassani	MCB, UMMTO	Promoteur
M BOUHEDDA Ali	Doctorant, UMMTO	Co-promoteur
M HOCINI Farid	MCB, UMMTO	Examineur
M HAMEL Meziane	Doctorant, UMMTO	Examineur

---

# ✦ Remerciements ✦

*Au terme de ce travail nous tenons à remercier en premier lieu notre promoteur Mr s-h ould ouali pour son efficace assistance, et son travail méticuleux.*

*Nous tenons aussi à remercier notre Co-promoteur Mr.bouhedda pour le temps qu'ils nous ont réservé et pour ses éclaircissements, ses précieux conseils*

*Nos remerciements s'adressent aussi à tous les enseignants qui ont contribué à notre réussite dans nos études, en particulier Mr hocini et Mr mohellbi pour leurs disponibilité et le temps qu'il accorde à tous les étudiants sans distinction.*

*Sans oublier de remercier tous les membres de nos familles respectives pour leur soutien et leurs encouragements.*

# Dédicace

*Il nous est agréable de dédier ce modeste travail à :*

- ◆ *Nos chers parents qui nous ont soutenu tout au long de notre cursus ;*
- ◆ *Nos familles et nos proches ;*
- ◆ *Nos amis et en particulier*
- ◆ *Ainsi qu'à tous ceux qui nous sont chers.*

## Sommaire

Introduction générale.....	1
----------------------------	---

### Chapitre I Généralités sur le véhicule tout électrique

Introduction .....	2
I-1) Le véhicule électrique .....	2
I-2) Schéma synoptique de la chaîne de traction.....	3
I-2-1) Batterie.....	3
I-2-2) Convertisseur statique.....	4
I-2-3) Réducteur mécanique .....	5
I-2-3-a) Solution avec boîte de vitesse.....	5
I-2-3-c) Solutions multi-moteurs.....	6
I-2-4) Motorisation de la chaîne de traction .....	7
I-3) La source d'énergie .....	10
I-3-1) Les batteries .....	11
I-3-2) piles à combustible .....	12
I-4) les structures de chargeur .....	12
I-4-1) Principe de chargeur .....	12
I-4-2) Modes de connexion des chargeurs pour VE.....	14
I-4-3) chargeur à couplage inductif.....	15
I-4-4) Chargeurs filaires .....	18
I-5) Fonctionnement général de la chaîne de conversion.....	20
Conclusion.....	21

### Chapitre II Modélisation du système de véhicule électrique

Introduction .....	21
II-1) Modélisations du moteur de traction.....	21
II-1-1) Description du phénomène de moteur.....	21
II-1-2) Présentation de la machine synchrone à aimant permanent .....	22
II-1-3) Avantage et Inconvénient .....	23
II-1-4) Principe de fonctionnement d'une MSAP.....	24
II-1-5) les hypothèses simplificatrices.....	25
II-1-6) Modélisations de la machine à aimant permanent.....	25

II-1-6-1) Les équations électriques.....	26
II-1-6-3) Les équations mécaniques .....	27
II-1-7) Mise en équation de la MSAP en diphasé .....	28
II-1-7-1) Principe de la transformation de Park .....	28
II-1-7-2) Transformation de Concordia .....	29
II-1-8) Modélisation de moteur synchrone à aimant permanent dans le plan de Park ...	29
II-1-8-1) Equations électriques.....	30
II-1-8-2) Equations magnétiques.....	30
II-1-8-3) Expression du couple électromagnétique .....	31
II-2) Modélisations de convertisseur statique .....	31
II-2-1) Modélisation de l'onduleur de tension .....	31
II-2-1-1) Classification des onduleurs : .....	32
II-2-1-1-a) Onduleur autonome : .....	32
II-2-1-1-b) Onduleur non autonome :.....	32
II-2-1-2) Onduleur de tension.....	32
II-3) Modélisation dynamique du Véhicule .....	36
II-3-1) Environnement de véhicule .....	36
II-3-2) Choix du réducteur dans la transmission électrique [20].....	39
Conclusion.....	39

## Chapitre III

## Onduleur de tension -commande MLI

Introduction .....	40
III-1) Les convertisseurs [21] .....	40
III-1-1) Onduleur de tension triphasé .....	41
III-1-2) Commutateur de courant.....	41
III-1-3) Onduleur avec réseau d'impédance .....	43
III-1-4) onduleurs multi niveaux [22] .....	44
III-2) Type de commande des onduleurs.....	48
III-3) Choix des semi-conducteurs de puissance [21].....	50
III-4) Stratégie de la commande vectorielle de la MSAP .....	51
III-4-1) Principe de la commande vectorielle .....	52
III-4-2) Commande vectorielle de la (MSAP) alimentée en tension, .....	52



L'évolution de la technologie des algorithmes de commande très performants des machines à courant alternatif impose des moyens de réglage tout aussi performant des machines. Afin de générer une tension sinusoïdale que possible, L'utilisation des convertisseurs statiques dans l'industrie est devenue un champ extrêmement vaste, car les équipements industriels utilisent de plus en plus d'entraînement à vitesse variable. Les onduleurs de tension sont largement utilisés pour la commande des moteurs synchrones.

Entraîner des charges à vitesse variable, tout en contrôlant la vitesse ou le couple, est devenu incontournable dans les industries modernes. Les systèmes de traction, de levage, de propulsion, les applications et les besoins sont innombrables et variés, de même que les solutions techniques. Toutefois, depuis une vingtaine d'années, les entraînements par moteurs électriques connaissent un essor important. Ceci est dû en grande partie aux systèmes de commandes modernes, associant aux moteurs électriques des convertisseurs statiques et des commandes analogiques ou numériques performantes. On obtient ainsi des systèmes couvrant toutes les gammes de puissances, très souples d'emploi, sûrs et fiables.

Le contenu de ce mémoire sera présentée en quatre chapitres, selon la chronologie suivante:

Le premier chapitre, présente les généralités, et les techniques de commande utilisé pour les véhicules tout électrique (VE) et différentes alimentations et le choix de la machine la plus robuste pour la traction du VE.

Nous présentons dans le deuxième chapitre, dont la modélisation de la machine choisi dans le premier chapitre et aussi la modélisation de la dynamique du véhicule en tenant compte l'influence du couple résistant sur la vitesse et le couple électromagnétique en fonction de la pente( $p$  en % ).

Dans le troisième chapitre, les détails sur la commande en Modulation de Largeur d'Impulsion d'un onduleur de tension triphasé. Et implémentation du modèle complet développé dans le deuxième chapitre.

Finalement, le chapitre quatre, sera consacré pour la validation et interprétation des résultats de simulation relatifs a ce type de commande seront illustré en vue de la validation de la commande.

## Introduction

Les véhicules (véhicules légers, gros tonnage, transport, quadricycles, tricycles et cycles) électriques et hybrides sont sur le point d'amener des bouleversements importants - si ce n'est déjà fait - dans les transports terrestres. Le moteur à combustion interne est appelé à céder une large place à ces véhicules dits dé-carbonés, fonctionnant grâce à des moteurs moins polluants permettant de diminuer la dépendance vis à vis des énergies fossiles. La combinaison des programmes incitatifs des gouvernements en Europe, en Amérique du Nord et en Asie, ainsi que l'évolution rapide du développement technologique indiquent que cette percée est amorcée.

Ce chapitre est destiné à expliquer simplement les différentes composantes d'un véhicule électrique que constitue la chaîne de traction d'un véhicule électrique, pour une connaissance générale du véhicule et de ses différents organes.

### I-1) Le véhicule électrique

Le véhicule « tout électrique » est une automobile tractée par une motorisation électrique alimentée par une batterie d'accumulateurs. Cette dernière, exerçant la fonction de stockage de l'électricité, est rechargeable par l'utilisation d'un chargeur et d'un câble depuis une source extérieure. La récupération de l'énergie lors des phases de freinages est également possible par le biais du moteur passant en mode générateur.

La constitution du VE et les composants de bases sont représentés en figure I-1.

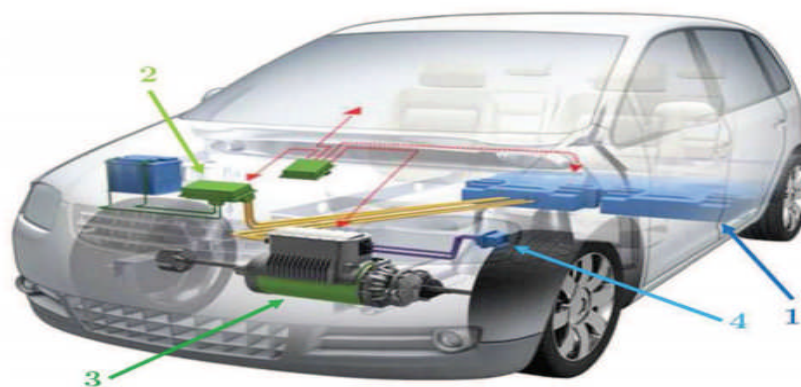


Figure I.1 Composants Principaux du VE :  
1 ) Batterie, 2) Onduleur/Chargeur,3) Moteur et 4)  
Prise de charge

## I-2) Schéma synoptique de la chaîne de traction

Les réalisations actuelles des véhicules électriques s'inspirent très fortement des structures propres aux véhicules thermiques. Le moteur thermique à combustion interne alimenté par un carburant stocké dans un réservoir (essence, diesel, gnv) est remplacé par un moteur électrique alimenté par une énergie électrique stockée dans des batteries d'accumulateurs électrochimiques.

Une chaîne de motorisation d'un véhicule tout électrique se compose classiquement d'un moteur électrique, d'un système électronique (alimentation et commande), d'un système de liaison mécanique (réducteur, différentiel et roues).( figure I.2) [1]

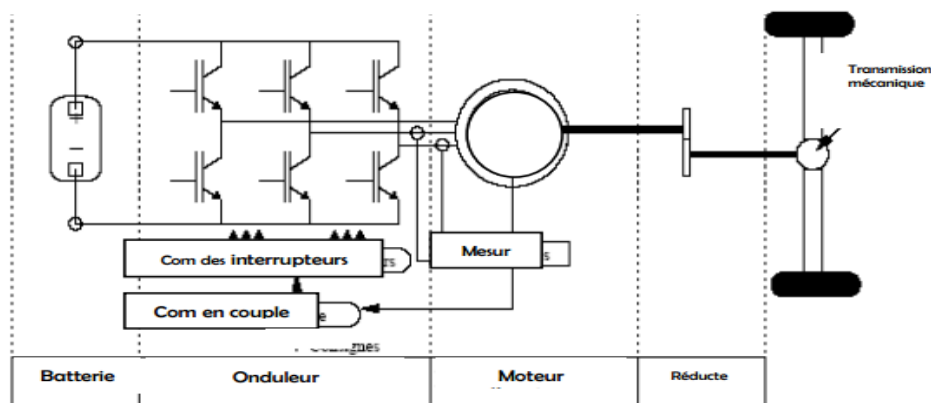


Figure I.2 structure de la chaîne de traction

La chaîne de traction choisie est du type monomoteur, car le coût et la masse d'un seul moteur sont toujours plus faibles que ceux de plusieurs moteurs. L'utilisation d'un réducteur est dans le but de réduire le couple dimensionnant du moteur et par la suite sa masse et son coût. En plus, la commande d'un seul moteur évite le problème de dérapage lors de la commande de plusieurs moteurs à la même vitesse.

### I-2-1) Batterie

La batterie est un réservoir d'énergie électrique qui se compose de plusieurs éléments formés chacun d'une anode, d'une cathode, d'un séparateur convenable pour isoler électriquement les électrodes à l'intérieur, d'un électrolyte et d'un récipient. Une batterie de traction doit satisfaire les conditions suivantes :[1]

- puissance massique élevée, afin de garantir de bonnes accélérations et reprises au véhicule,

- grand nombre de cycles charge/décharge sans dégradation importante des performances,
- faible coût de production,
- sécurité d'emploi, pas de risque d'explosion ou de dégagement de gaz nocifs,
- possibilité d'estimation précise de l'état de charge,
- possibilité de recharge rapide,

### I-2-2) Convertisseur statique

L'actionneur peut être alimenté au moyen d'un onduleur de courant ou d'un onduleur de tension, mais pour une alimentation par batterie dans cette gamme de puissance, un onduleur de tension triphasé est une bonne solution.

L'onduleur permet l'alimentation en courant à fréquence variable de la machine, de façon à régler son couple et sa vitesse. La commande électronique génère les signaux de commande de l'onduleur à partir de la position du rotor et de la mesure des courants dans la machine. Pour notre application, nous pouvons alimenter le moteur par un onduleur de tension contrôlé en courant par modulation de largeur d'impulsion MLI (Figure I.3). [1] [2]

Le contrôle des courants s'effectue au moyen de régulateurs qui assurent le suivi d'une référence à fréquence et amplitude variables.

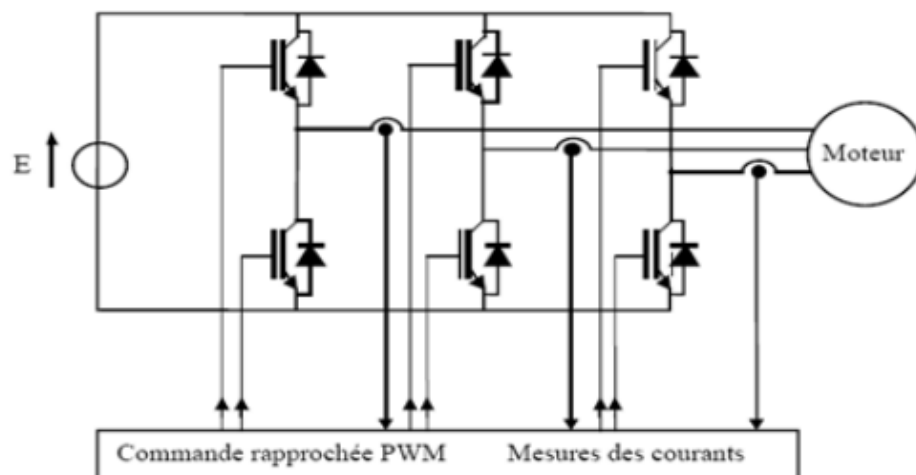


Figure I.3 Ensemble convertisseur machine triphasé

### I-2-3) Réducteur mécanique

La transmission mécanique d'un VE est la liaison entre le moteur et les roues. Nous pouvons envisager plusieurs possibilités de solutions d'associations d'éléments nécessaires à la transmission de la puissance qui sont le réducteur mécanique (à rapport fixe), la boîte de vitesse et éventuellement le différentiel.

Le choix du réducteur est intimement lié, au type de véhicule et au choix du moteur qui à 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-2-3-a) Solution avec boîte de vitesse

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 ci-dessus montre cette solution. [8][9]

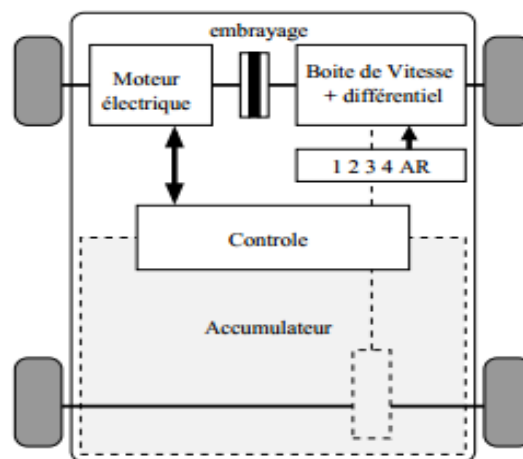


Figure I.4. Solution monomoteur avec une boîte à vitesse

#### I-2-3-b) Solution avec réducteur mécanique à rapport fixe

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

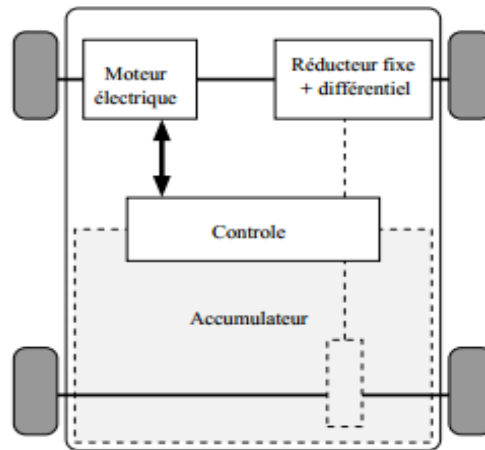


Figure I.5 Solution avec rducteur mecanique a rapport fixe

En effet, les rapports courts aux basses vitesses permettent d’accroître le couple aux roues.

**1-2-3-c) Solutions multi-moteurs**

Il peut a priori sembler intéressant de motoriser indépendamment les roues pour supprimer les organes de transmission mécanique comme le différentiel est les doubles joints de cardans nécessaires dans les deux solutions précédentes.

Après la suppression de la boîte à vitesse et de l’embrayage, on à la simplification de la chaîne de transmission mécanique. On peut ainsi réaliser des solutions à deux roues motrices soit à l’avant ou à l’arrière ou encore des solutions à quatre roues motrices.[8][9]

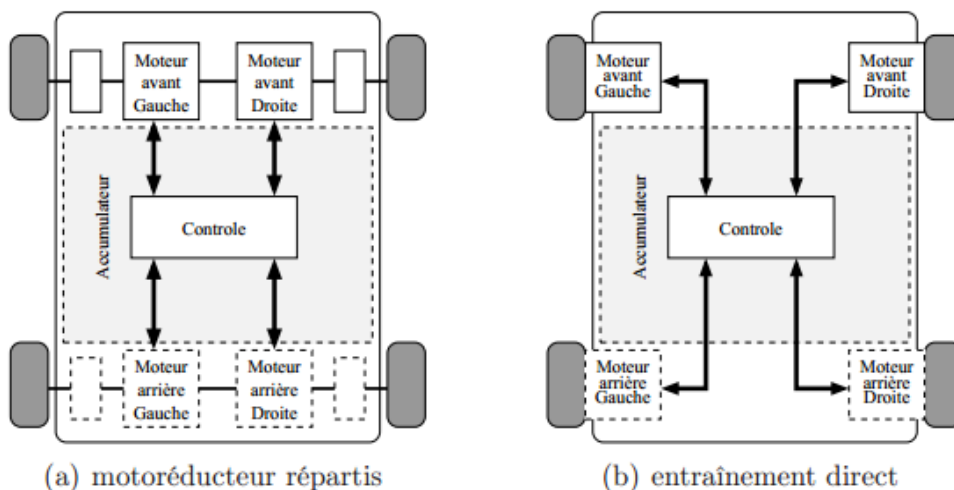


Figure I.6 Solution multi moteurs

### I-2-4) Motorisation de la chaîne de traction

Les performances globales d'un VE dépendent amplement du type de moteur d'entraînement. Employer un moteur électrique convient beaucoup mieux à la propulsion d'un véhicule qu'un moteur thermique.

Les voitures électriques pourraient donc avoir une meilleure efficacité au cours de la conversion d'énergie en plus de ne pas produire les émissions associées au processus de combustion avec un bruit inférieur. Le VE en revanche, dès que le conducteur relâche l'accélérateur, les roues motrices renvoient progressivement l'énergie cinétique du véhicule au moteur électrique, qui devient alors une génératrice et recharge les batteries. De manière spécifique, le choix du moteur électrique de propulsion et de sa transmission de puissance est déterminé au départ par les caractéristiques de fonctionnement suivantes : [2]

- Assurer un démarrage en côte du VE (couple élevé)
- Obtenir une vitesse maximale
- Stratégie de pilotage optimisant continuellement la consommation d'énergie (aspect rendement : rendement élevé en étant employé à différentes vitesses)

Ces quelques caractéristiques typiques requises pour les machines utilisées dans les systèmes de propulsion électrique, sont bien illustrées sur la figure (I.7) exhibant l'évolution du couple/puissance – vitesse.

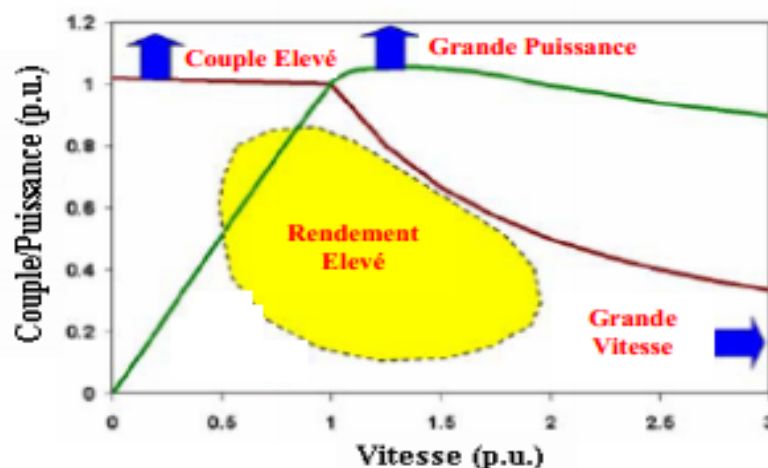


Figure I.7 Caractéristiques couple/puissance-vitesse requise pour VE

Les fabricants des véhicules électriques emploient habituellement différents types de moteurs d'entraînements en tant qu'élément indispensable dans la chaîne de leur système de propulsion. Ceux-ci peuvent être de divers types tels que : le moteur à courant continu

(MCC), asynchrone (MAS), synchrone à aimant permanent (MSAP), reluctance variable (MRV) etc. certains des modèles du VE utilisés par différentes compagnies sont énumérés ci-dessous avec le type du moteur.

Compagnie	Modèle du VE	Moteur
Fiat	Fiat panda Electra	MCC à excitation Série
Fiat	Fiat Seicento	Moteur à induction
Honda	Honda EV plus	MSAP
Mazda	Mazda Bongo	MCC 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

Table I.1 différents modèles des véhicules électriques

#### ➤ Moteurs à courant continu

La source d'énergie provenant de la batterie étant à courant continu, le choix d'un moteur à courant continu semble un choix évident. Historiquement, les entraînements utilisant des moteurs à courant continu ont été employés dans les véhicules électriques parce qu'ils offrent un contrôle de vitesse simple. De plus, ce type de moteur dispose d'excellentes caractéristiques pour la propulsion électrique (courbe du couple très favorable à faible vitesse). En revanche, leur fabrication est onéreuse et nécessite l'entretien du système balais-collecteur. Leur vitesse est limitée et ayant une faible puissance massique avoisinant en général, les 0,3 à 0,5 KW/kg ; alors que celle des moteurs à essence est l'ordre de 0,75 à 1,1 KW/kg. Ce qui les rend moins fiables et non appropriés dans ce domaine d'application. Ces raisons donc, ont conduit les différents industriels à s'orienter vers l'utilisation des machines alternatives triphasées. [2] [3]

#### ➤ Moteurs à courant alternatif [2] [3]

L'avancement récent en technologie a rendu les entraînements utilisant les moteurs à courant alternatif beaucoup plus préférables que les entraînements traditionnels avec des moteurs à courant continu. Car étant plus légers, moins coûteux, offrent un rendement beaucoup plus élevé, une fiabilité plus grande, et ils nécessitent également moins d'entretien que les moteurs à courant continu. Ces facteurs sont d'importance primordiale pour un système de propulsion de véhicule électrique. Quatre principaux types de moteurs peuvent se discerner :

✓ **Moteurs à induction** : de construction simple, robuste, ces moteurs sont peu coûteux et ne demandent pas d'entretien. De plus, ils supportent des surcharges qui peuvent aller de 5 à 7 fois le couple nominal. De bonnes performances dynamiques de contrôle du couple. En revanche ces commandes assez complexes peuvent augmenter totalement le coût de revient de l'ensemble du système.

✓ **Moteurs synchrones** : le moteur à aimants permanents possède une puissance massique plus importante. Ceci mène à la réduction du poids et du volume globaux. Mais le coût des aimants est encore élevé. En outre, il ne présente pas de pertes joules au niveau de rotor ce qui engendre un rendement beaucoup plus élevé par rapport aux moteurs à induction.

Pour cela le moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) semble à plus d'un titre, la solution la plus adaptée pour une traction automobile grâce à ses performances techniques et en particulier, sa compacité et son rendement.

✓ **Machines linéaires** : principalement utilisées en traction électrique pour les trains à grande vitesse supérieure à 500 km/h, ils sont associés à des systèmes de sustentions magnétique. Ils sont développés au Japon et relèvent de la très haute technologie.

✓ **Moteurs à reluctance** : de construction similaire à celle d'un moteur asynchrone, mais avec un rapport puissance/poids très important, ils en demeurent néanmoins bruyants (ondulation de couple).

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

La table I.2 ci-dessous résume bien, de manière qualitative, les avantages et les inconvénients des principaux types des moteurs utilisés dans les véhicules électriques.

	Moteur à courant continu	Moteur asynchrone	Moteur synchrone à aimants permanents
<b>Rendement maximal</b>	<b>bon</b>	<b>passable</b>	<b>Très bon</b>
<b>Rendement moyen</b>	<b>moyen</b>	<b>bon</b>	<b>Très bon</b>
<b>Vitesse max</b>	<b>passable</b>	<b>bon</b>	<b>bon</b>
<b>Cout électronique de puissance</b>	<b>Très bon</b>	<b>bon</b>	<b>bon</b>
<b>Cout de moteur</b>	<b>passable</b>	<b>bon</b>	<b>moyen</b>
<b>Espace couple/vitesse</b>	<b>moyen</b>	<b>moyen</b>	<b>Très bon</b>

Table I.2 comparaison des différents moteurs

### I-3) La source d'énergie

Trois principales technologies des sources embarquées utilisées dans le domaine de la traction électrique (véhicule électrique). La première technologie est la batterie utilisée dans toutes les voitures électriques actuelles.

La seconde technologie est la pile à combustible, une solution considérée comme étant une solution d'avenir d'après les spécialistes de ce domaine. Enfin, la dernière technologie est représentée par les super condensateurs, une source d'énergie d'appoint capable d'assurer les forts appels de puissance et la récupération d'énergie en cas de freinage. [4]

#### I-3-1) Les batteries

Six (06) technologies différentes de batteries de traction sont en compétition pour équiper les véhicules électriques. Cette diversité permet une large palette de choix aux concepteurs :

- **Plomb/Acide - Pb**

Ce sont les plus simples de conception et de fabrication. Les processus de production sont bien maîtrisés, les industriels les produisant innovent pour les rendre plus performantes face à la concurrence des autres technologies. Elles sont lourdes et peu puissantes mais ont pour avantage leur prix.

- **Cadmium-Nickel - Ni-Cd**

Ces batteries ont été couramment utilisées depuis une quinzaine d'années dans les appareils portatifs. Deux inconvénients pour ce type d'accumulateur : un "effet mémoire" qui

nécessite des décharges profondes régulières, et une réglementation européenne contraignante pour les usages du cadmium. Elles sont très durables, mais actuellement peu utilisées.

➤ **Nickel-Métal Hydrure - Ni-MH**

Ces batteries sont apparues, dans un premier temps, dans l'outillage sans fil et la téléphonie. Elles propulsaient l'EV1 de General Motors avant d'être choisies par Toyota pour ses voitures hybrides. Les Ni-MH sont actuellement le standard pour équiper les voitures hybrides.

Commercialisés depuis 1990, elles présentent une énergie volumique importante et une faible sensibilité à l'effet mémoire.

➤ **Lithium et dérivés : [4]**

Plusieurs technologies composent la famille des batteries au Lithium. Elles occupent aujourd'hui une place prédominante sur la marche de l'électronique portable, et sont de plus en plus utilisées dans les véhicules électriques.

Leurs principaux avantages sont une densité d'énergie élevée (densité massique deux à cinq fois plus élevée que le Ni-MH par exemple), ainsi que l'absence d'effet mémoire.

Les différentes catégories qui composent la famille des batteries au Lithium sont :

- **Lithium-ion - Li-ion** - les plus courantes pour les applications nomades de faible puissance.
- **Lithium Polymère - Li-Po** : plus légères que les Li-ion, elles sont aussi plus faciles à mettre en œuvre.
- **Lithium-phosphate - LiFePO4** : Une des avancées majeures des cinq dernières années. Elles combinent les avantages des Li-ion et Li -Po et une durée de vie élevée.
- **Lithium Métal Polymère – LMP** : fonctionne à température interne d'environ 85 °C. Une technologie en cours de développement dont le promoteur est le groupe Bolloré.

➤ **Zebra batteries** : Une technologie à part, car elle est mise en œuvre par un seul fabricant. Elle utilise du chlore-aluminate de sodium liquide et sa température interne est de 250 °C

➤ **Nickel-Zinc – Ni-Zn** : Considérée comme des batteries de nouvelle génération, leur développement industriel est en cours. Elles sont proches des Li-ion pour les performances, et devraient coûter sensiblement moins cher.

### I-3-2) piles à combustible

Parmi les technologies envisagées pour l'avenir du véhicule électrique, c'est la pile à combustible, cette dernière est considérée comme une solution très prometteuse. Ce convertisseur d'énergie, à la fois propre et efficace, permet de convertir l'énergie chimique de l'hydrogène en une énergie électrique, utilisable directement, et une énergie thermique qu'il est possible de valoriser.

### 1-4) les structures de chargeur

#### 1-4-1) Principe de chargeur

Les chargeurs de batteries sont spécifiques au type d'alimentation électrique, c'est-à-dire monophasée ou triphasée, à leur emplacement (embarqués ou non au sein du véhicule) et au mode de transmission de l'énergie. Dans le cas d'une alimentation par courant alternatif, la charge s'effectue généralement en deux étapes. [7]

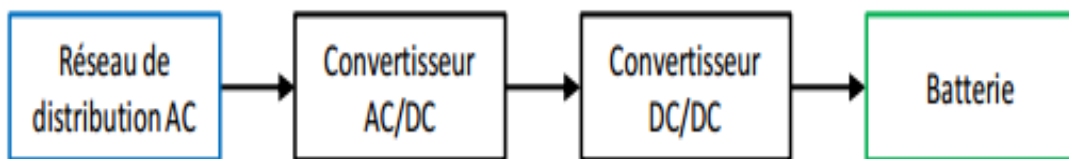


Figure 1.7 Synoptique des étapes de conversion d'un chargeur

❖ **Conversion AC/DC** : la transformation du courant alternatif délivré par le réseau de distribution en courant continu est réalisée soit par un pont redresseur à diodes, ou par d'autres systèmes tels que, un pont à thyristors ou un convertisseur à absorption sinusoïdale de courant.

❖ **Conversion DC/DC** : le courant continu obtenu à l'issue de la première conversion est modifié pour correspondre au profil de charge de la batterie. Une alimentation à découpage permet par exemple d'adapter la puissance en entrée de la batterie. Cette conversion introduit généralement une isolation galvanique de sécurité.

Plusieurs structures de conversion existent. Les principales notions, définissant les différents types de chargeur sont présentés selon leur emplacement et leur niveau de puissance :

– Chargeur externe : installé à l'extérieur du véhicule, l'énergie électrique adaptée aux caractéristiques de la batterie, est fournie directement au véhicule.

– Chargeur embarqué : intégré au sein du véhicule, l'énergie électrique délivrée par le réseau est transmise au véhicule. Cette configuration ne nécessite pas de convertisseur supplémentaire au sol.

En fonction de la puissance disponible et transmise à la batterie, la durée de recharge évolue. Le tableau donne une estimation du temps de recharge selon les sources d'alimentation.

Durée de recharge	Alimentation	Tension	Courant max	Type de charge
6 à 8 heures	Monophasée 3.3 kW	230 VAC	16 A	lente
2 à 3 heures	Triphasée 10 kW	400 VAC	16 A	
3 à 4 heures	Monophasée 7kW	230 VAC	32 A	
1 à 2 heures	Triphasée 22kW	400VAC	32 A	rapide
20 à 30 minutes	Triphasée 43 kW	400VAC	63 A	
20 à 30 minutes	Continue 50 kW	400 à 500 VDC	100 a 125 A	

Tableau I.1 temps de charge des batteries

#### 1-4-2) Modes de connexion des chargeurs pour VE

Une norme internationale (norme IEC 61851-1 Electric Vehicle Conductive Charging System), en cours de finalisation définit quatre modes de connexion pour recharger le véhicule, comme suit : [8]

##### – Mode 1 : Prise domestique

Le VE est branché au réseau d'alimentation à l'aide d'une prise normalisée (intensité standard jusqu'à 16 A). Adapté pour les petites puissances de charge telles que les deux roues, les quadricycles, les VEH et les anciennes générations de VE. L'installation électrique est équipée d'une prise de terre, un disjoncteur contre les surcharges et une protection différentielle.

##### – Mode 2 : Prise domestique et câble équipés d'un dispositif de protection

Il possède les mêmes propriétés que le premier mode, amélioré d'un boîtier de contrôle intégré au câble pour une meilleure sécurité. Un VE peut être rechargé en mode 2 avec une installation en mode 1. Cette configuration est considérée comme un mode dégradé de transition ou de dépannage, réservée à des applications de puissance inférieure ou égale à 3 kW. Du fait de la spécificité du câble, cette solution est particulièrement coûteuse.

### – Mode 3 : Prise spécifique sur un circuit dédié

Le véhicule est relié au réseau électrique via un socle (wallbox), une prise électrique et un circuit dédié. Equipé d'un quatrième fil entre la borne et le véhicule afin de garantir la continuité avec la terre et permettre au véhicule de dialoguer en permanence avec l'infrastructure. Une fonction de contrôle et de protection est installée en permanence dans l'installation. En effet, avant d'enclencher la recharge, le système de contrôle vérifie que le véhicule est bien connecté, que la masse est reliée au circuit de protection de l'installation et que les puissances entre le câble, le véhicule et le circuit de charge sont cohérentes.

### – Mode 4 : Connexion courant continu

Le VE est branché indirectement au réseau de distribution par le biais d'un chargeur externe. Tout comme pour le mode 3, il est également équipé d'une fonction de contrôle et de charge. Ce mode est dédié à la recharge rapide continue la figure I.8 illustre ces quatre modes.

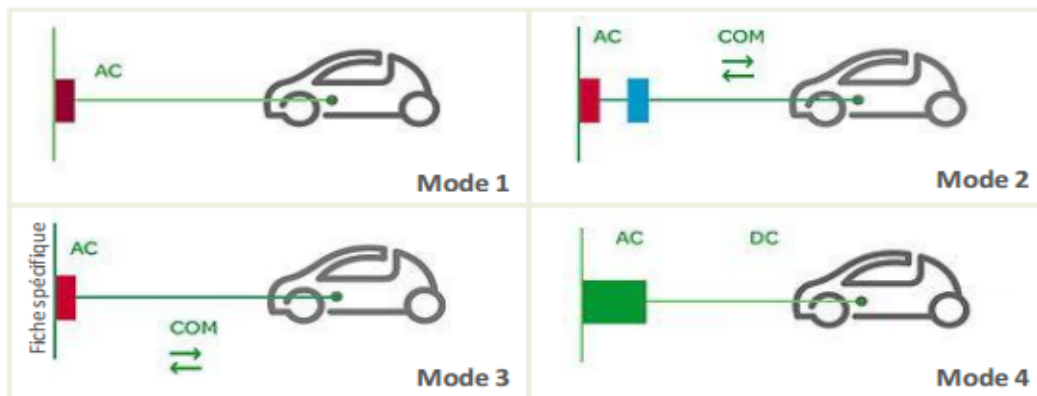


Figure I.8 Modes de connexion

### 1-4-3) chargeur à couplage inductif

Le transfert de l'énergie pour ce type de chargeur se fait par induction magnétique, Le choix de la structure dépend de la puissance qui sera transmise. Le synoptique des principaux éléments constituant le chargeur à couplage inductif est représenté sur la figure (I.9).

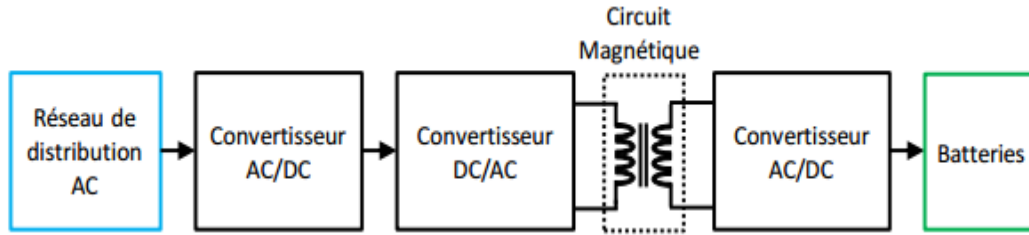


Figure I.9 Synoptique de la structure du chargeur à couplage inductif

Il existe plusieurs structures de chargeur inductif, certaines plus complexes que d'autres. Quatre d'entre elles sont présentées.

#### – Convertisseur « flyback »

Le schéma d'un convertisseur « flyback » est donné à la Figure (I.10) C'est l'une des structures de conversion isolée les plus simples, puisqu'elle ne possède qu'un interrupteur commandé. Toutefois, elle est limitée à quelques centaines de Watts.

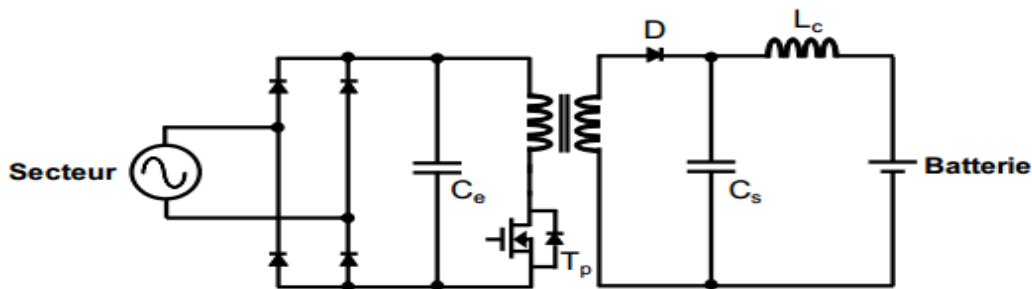


Figure I.10 convertisseur Flyback

Le principe de fonctionnement est le suivant : à la fermeture de l'interrupteur  $T_p$ , l'enroulement primaire est alors relié à la sortie du redresseur. Il en résulte une augmentation du flux magnétique au primaire. La diode  $D$  est quant à elle bloquée. Les deux enroulements ne sont donc pas parcourus par le courant en même temps. A l'état bloqué, l'interrupteur est ouvert. L'énergie magnétique stockée est transférée vers la batterie. [7] [8]

#### – Convertisseur à résonance série

Les convertisseurs à résonance sont apparus il y a quelques années, pour pallier les limites du thyristor et permettre des fonctionnements à des puissances et fréquences plus élevées, c'est à dire quelques 100 kW et quelques kHz. Le principe est d'utiliser des circuits résonnants. Ces circuits permettent d'obtenir, au niveau des interrupteurs, les conditions de commutation naturelle. Une commutation à tension nulle ZVS ou à courant nul ZCS est

définie comme étant la commutation d'un interrupteur pour lequel les pertes par commutation sont nulles.

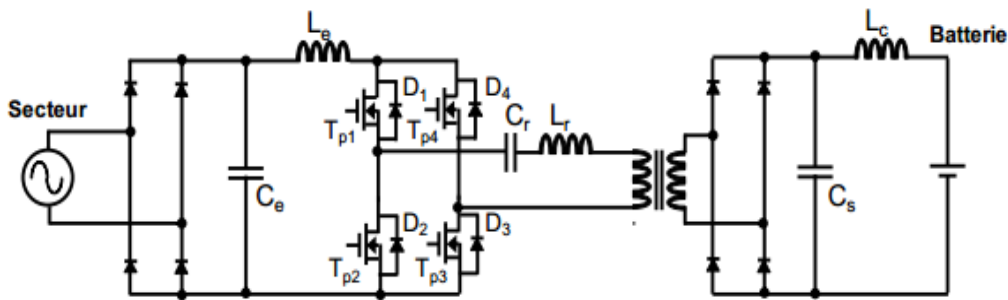


Figure I.11 Convertisseur à résonance série

#### – Convertisseur à résonance parallèle

Dans le cas d'un convertisseur à résonance parallèle représenté à la Figure (I.11), le comportement du circuit résonant est dual de celui du circuit série. Par conséquent, le circuit parallèle est excité par un courant alternatif à la fréquence  $F$ . Nous obtenons alors une tension en avance de phase si  $F < F_0$  et en retard si  $F > F_0$ .

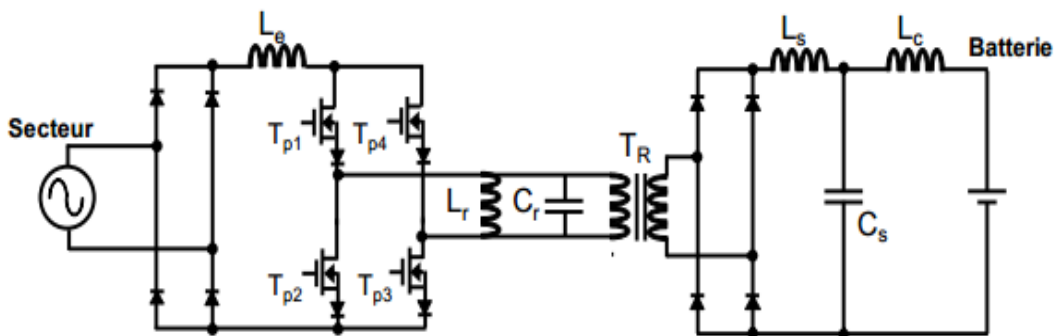


Figure I.11 Convertisseur à résonance parallèle

#### – Convertisseur à résonance série-parallèle

Afin de bénéficier des avantages des circuits séries et parallèles, des montages associant les deux technologies ont été mis en œuvre. Il a été démontré que la topologie série-parallèle est parfaitement adaptée à une application de couplage inductif en raison de la présence d'un transformateur faiblement couplé avec une composante parasite significative. La structure proposée est présentée à la Figure (I.12) [7] [8]

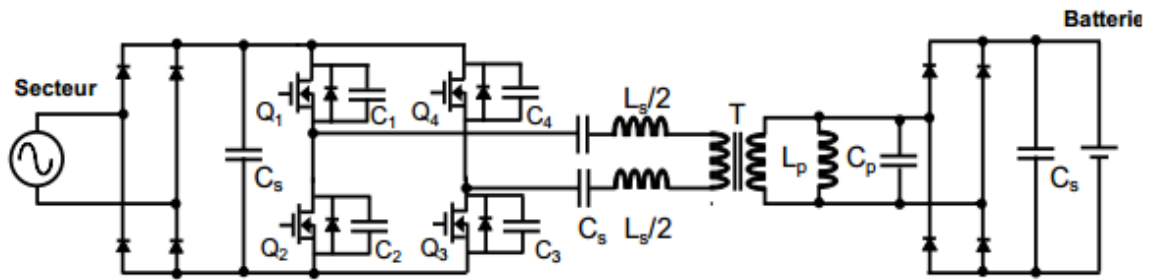


Figure I.12 Convertisseur à résonance série-parallèle

Elle est composée au primaire d'un redresseur, d'un onduleur associé au circuit résonant série ( $L_s$  et  $C_s$ ) et au secondaire, d'un circuit résonant parallèle ( $L_p$  et  $C_p$ ), d'un second pont de diode et de la batterie. Les condensateurs  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_3$  et  $C_4$  permettent la commutation à tension nulle par la commande des interrupteurs de l'onduleur, le courant redressé en sortie du pont de diode est asservi pour suivre un signal sinusoïdal redressé dont l'amplitude est déterminée par la régulation de la puissance de sortie.

#### 1-4-4) Chargeurs filaires

Parmi les chargeurs connectés par câble électrique, il est possible de distinguer les chargeurs embarqués et non embarqués, comme nous l'avons mentionné précédemment. Les chargeurs non embarqués présente l'avantage de limiter les contraintes de masse et d'encombrement d'un VE, au détriment du coût lié à la redondance des installations de recharge au sol.

Les chargeurs peuvent être classifiés selon les possibilités de transfert d'énergie, c'est-à-dire unidirectionnel ou bidirectionnel. Nous allons donc présenter des chargeurs embarqués dans chacune de ces catégories

##### – Chargeurs unidirectionnels

Dans le cadre d'une structure unidirectionnelle, le transfert d'énergie s'effectue du réseau à la batterie. C'est une première étape logique, car elle limite la configuration matérielle requise, simplifie les problèmes d'interconnexion, et tend à réduire la dégradation de la batterie. Les schémas des Figure (I.14) et Figure (I.15) sont composés d'un redresseur monophasé, d'un convertisseur Boost et d'un convertisseur continu-continu unidirectionnel. Les deux topologies se différencient l'une de l'autre par le type de convertisseur Boost utilisé.[7] [8]

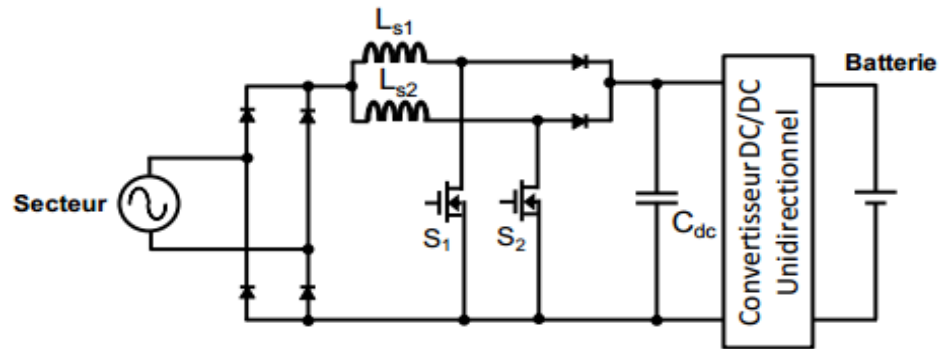


Figure I.14 Chargeur unidirectionnel entrelacé

Cet entrelacement des commandes permet la réduction de l'ondulation de la tension de sortie et du courant d'entrée. Néanmoins, ce chargeur est limité en puissance à environ 3,5 kW.

Sur la Figure (I.15), le convertisseur Boost présenté est multi-niveaux, ce qui permet de réduire le dimensionnement, la fréquence de commutation et les contraintes sur cellules de commutation.

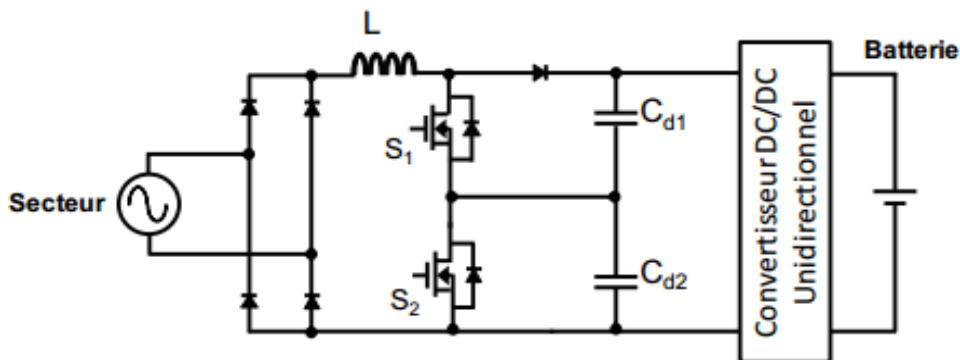


Figure I.15 Chargeur unidirectionnel multi-niveaux

Dans les deux cas, le principe de fonctionnement est le même. L'association du redresseur au Boost autorise la conversion alternative continue avec absorption d'un courant sinusoïdal sur un réseau monophasé. [9]

#### – Chargeurs bidirectionnels

Le chargeur étant embarqué au sein du véhicule, certains ont eu l'idée d'utiliser des éléments de la chaîne de traction pour la charge des batteries, profitant ainsi du caractère bidirectionnel de certains convertisseurs. Tout chargeur bidirectionnel peut être utilisé lors de phases de freinage par récupération.

le choix ici, de présenter uniquement des architectures bidirectionnelles réutilisant les enroulements des moteurs de traction, Pour cela, nous distinguons deux cas : le cas d'une alimentation monophasée (charge lente) puis d'une alimentation triphasée (charge rapide).

– Chargeur sur réseau triphasé

L'adaptation pour une alimentation par un réseau triphasé de la Figure (I.17) est donnée ci-dessous. Dans le ce cas, il n'est plus possible d'adapter la tension à celle de tous les types de batteries. Les trois enroulements du moteur sont alors utilisés comme inductance. C'est l'un des inconvénients de ce chargeur.

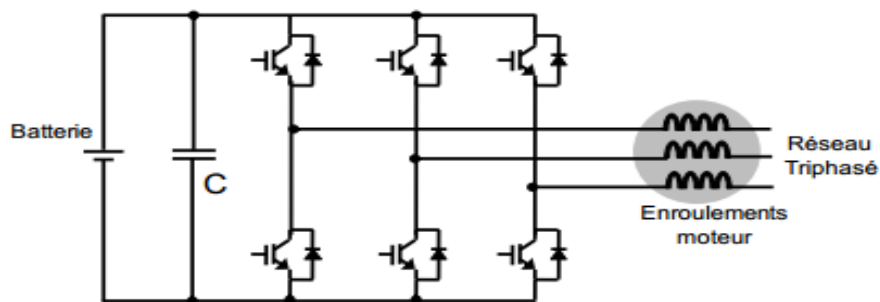


Figure I.17 Chargeur triphasé avec utilisation d'un moteur possible

I-5) Fonctionnement général de la chaîne de conversion

L'idée principale est de réutiliser les composants électroniques de la chaîne de traction du moteur pour réaliser le dispositif de charge des batteries. Le synoptique de la chaîne de conversion en mode freinage par récupération et en mode charge est représenté à la figure I.19

(a)

(b)

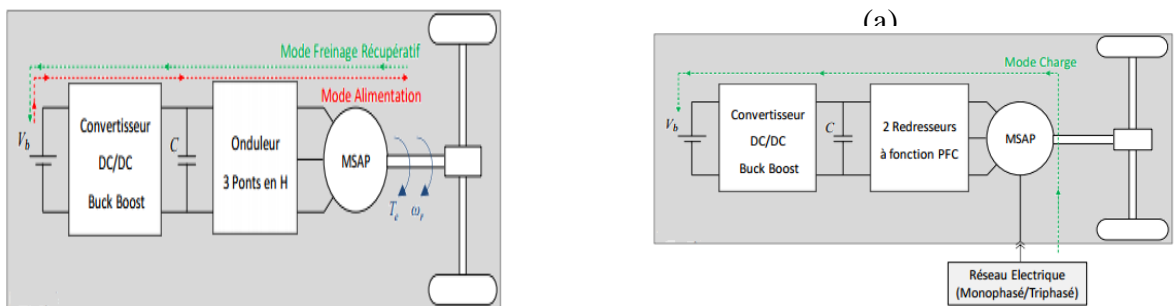


Figure I.19 a) Mode de freinage et récupératif

b) mode charge

Le véhicule électrique est équipé de batteries hautes tensions délivrant une tension et un courant continu à l'onduleur via un convertisseur continu-continu élévateur de tension. En mode traction, l'onduleur transforme les grandeurs continues délivrées par le convertisseur

continu-continu en courants et tensions alternatifs alimentant, dans notre cas, une Machine Synchronique à Aimants Permanents (MSAP) constituant la machine de traction du véhicule.

Lors d'une phase de freinage, la MSAP se comporte comme un alternateur délivrant des courants et des tensions alternatifs à l'onduleur, qui de part sa nature réversible fonctionne alors en redresseur MLI, et qui transforme les courants et tensions alternatifs en grandeurs continues. Ceci permet de transmettre l'énergie récupérée au freinage aux accumulateurs via le convertisseur continu-continu qui fonctionne alors en abaisseur de tension. [9] [10]

### **I-6) Inconvénients et Avantages des véhicules électriques**

Depuis les premières réalisations de véhicules électriques, dans les années 1830, le frein essentiel à leur développement a été et reste encore de nos jours lié aux faibles performances des accumulateurs électriques dont l'énergie massique est comprise entre 30 et 120 Wh/kg, alors que les carburants pétroliers atteignent 12000Wh/kg, soit cent fois plus que les meilleurs accumulateurs électrochimiques actuels.

Parmi les principaux freins à la présence significative des VE dans le trafic urbain, citons une autonomie limitée, l'absence d'infrastructures de recharge et un coût d'achat élevé. Ainsi, deux inconvénients notables du VE liés à son système de stockage d'énergie, apparaissent d'une part, une masse trop élevée d'accumulateurs ou une faible autonomie, d'autre part, une longue durée de recharge ou une puissance excessive de charge (conditionnée par l'acceptabilité de l'accumulateur et par le coût d'infrastructure).

En revanche, ses deux principaux atouts sont l'absence de pollution atmosphérique locale et le faible bruit acoustique. Notons également qu'une telle chaîne de conversion est réversible et qu'elle peut permettre la récupération d'énergie dans les descentes ou lors des freinages. [10]

### **Conclusion**

Ce chapitre a été consacré à la présentation du véhicule électrique et tous ses composants. Nous avons ainsi présenté les différentes parties composant la chaîne de traction.

## Introduction

Dans le présent chapitre, on présente une modélisation explicite des sous système composant le véhicule électrique, à citer : le moteur de traction (machine synchrone a aimant permanent), le convertisseur statique et enfin la dynamique de véhicule.

### II-1) Modélisations du moteur de traction

#### II-1-1) Description du phénomène de moteur

Le domaine technique au quel se rapporte l'invention est le contrôle des groupes motopropulseurs électrique qu'on trouve sur les véhicules électrique. Sur un tel véhicule, le contrôle moteur électrique permet d'interpréter la volonté du conducteur (pédales d'accélérateur et de frein) en consigne de couple positive ou négative.

Cette consigne de couple moteur est ensuite transmise à l'électronique de puissance (onduleur,) qui assure l'élaboration des grandeurs de consigne électrique (tension et courant) correspondantes. Le moteur électrique assure la conversion de la puissance électrique en puissance mécanique. Et enfin le couple du moteur électrique est transmis aux roues par l'intermédiaire d'un éventuel réducteur (schéma suivant), [13]

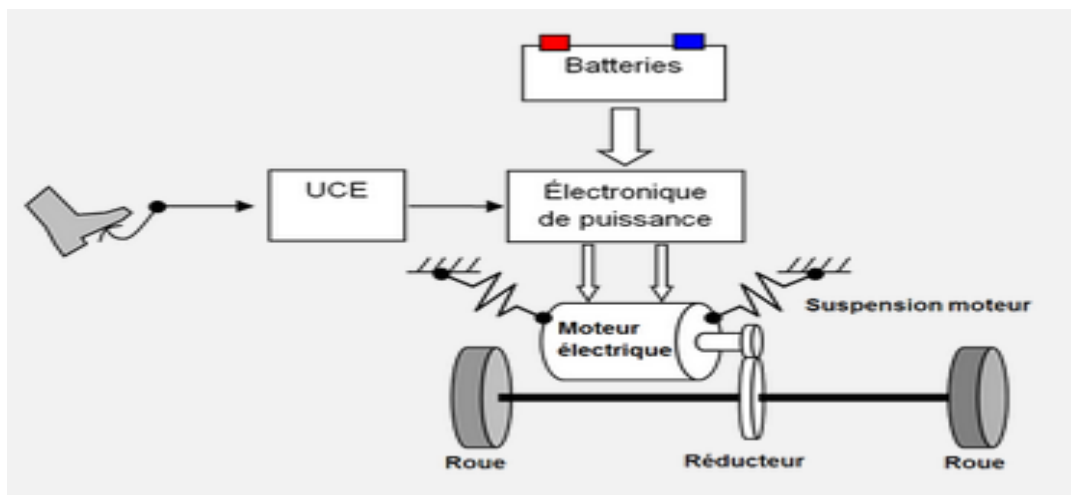


Figure (II.1): phénomène d'entraînement du moteur électrique

Cet ensemble d'organes électromécanique qui assure la transmission du couple de consigne conducteur aux roues est appelée chaîne de traction. Cette chaîne de traction, comme tous les systèmes physiques, est définie par un ensemble de grandeurs caractéristiques qui sont des

inerties, et de l'électronique de puissance. Ces grandeurs définissent le comportement dynamique de la chaîne de traction. Elles impactent le comportement du véhicule lors des variations de la consigne de couple (donnée par le conducteur). Certaines configurations peuvent générer des oscillations, même pour des consignes de couple stables. [13]

### II-1-2) Présentation de la machine synchrone à aimant permanent

Dans la MSAP, l'inducteur est remplacé par des aimants, le champ d'excitation créé par les aimants permanents présente l'avantage d'éliminer les balais et les pertes rotoriques, la MSAP est largement utilisée dans plusieurs applications tel que dans la traction électrique la robotique ...).

Selon les matériaux utilisés dans les aimants, on distingue deux types d'aimants permanents :

- ✓ Les aimants <<rigides>> ou durs qui sont bien adaptés aux aimants modernes à cause des caractéristiques linéaires.
- ✓ Les aimants <<peut rigide>> dont les caractéristiques non linéaires et les représentations associées sont plus complexes.

Et on peut distinguer trois grandes catégories de matériaux utilisés pour la réalisation des aimants permanents figure suivante

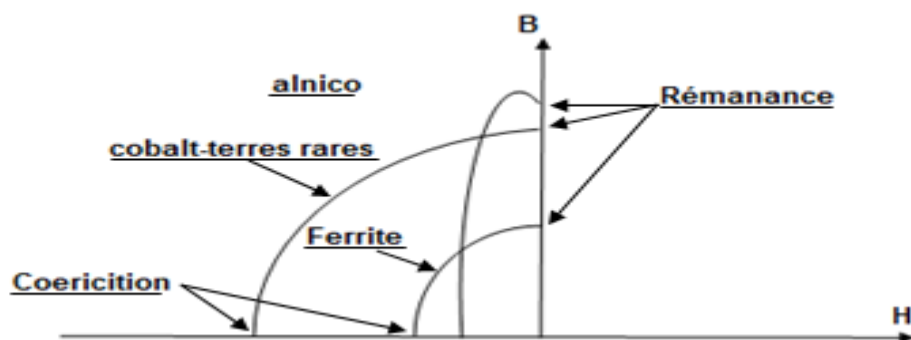


Figure (II.2): caractéristiques magnétiques de quelques matériaux

- 1. Les Alnicos :** qui sont des alliages de fer, d'aluminium, de nickel et de cobalt. Leur champ rémanent est élevé, mais leur excitation coercitive est faible, sensibles aux champs antagoniste, leur part de marché est assez réduite et leur coût est moyen.
- 2. Les ferrites :** qui sont des composés d'oxyde ferrique et d'oxyde de strontium ou de baryum, leur champ rémanent n'est pas très élevé, mais leur excitation coercitive est importante, leur faible coût fait que les ferrites occupent aujourd'hui la majorité du marché des aimants.

**3. Les composés :** qui sont de cobalt et de terres rares comme le samarium ont d'excellentes performances techniques. Leur champ ramenant et leur excitation coercitive sont élevés, leur inconvénient reste le coût important.[14][15]

### **II-1-3) Avantage et Inconvénient**

L'utilisation des aimants comme inducteur dans les machines synchrones offre par rapport aux autres types de machines, beaucoup d'avantages entre autres :

- Un facteur de puissance et un rendement élevés
- Une plus grande robustesse par rapport au moteur à courant continu
- Une puissance massique élevée
- Un développement technologique des composants de l'électronique de puissance et l'apparition des processeurs numériques à fréquence élevée et à forte puissance de calcul ont porté des solutions au problème de l'implantation d'algorithmes de commande de l'onduleur assurant ainsi l'autopilotage de la MSAP

- Une amélioration de la fiabilité due à l'absence de contacte balais-bagues
- Une absence de pertes résistives au rotor
- Une possibilité d'obtenir une excitation sans pertes joules

Cependant, ils possèdent quelques inconvénients dont les plus importants sont :

- Une électronique de commande assez compliquée (nécessité d'un capteur de position)
- Un coût élevé à cause du prix des aimants
- Un problème de tenue à la température des aimants
- Une structure d'alimentation et de régulation complexe
- Des ondulations de couple dues aux harmoniques en régime des basses vitesses

Les caractéristiques principales des machines à aimants permanents dépendent directement de la qualité de l'aimant permanent utilisé, la puissance électrique est directement proportionnelle à la densité d'énergie dans l'entrefer.

Dans la MSAP, le champ du flux rotorique  $\Psi_r$  est considéré comme constant, et l'effet de saturation est négligeable, suite aux propriétés physiques de l'aimant.

Suivant la position géométrique de l'aimant dans la machine, on distingue deux types de machines : [14][15]

- a). la machine à pôles lisses où l'aimant est monté sur la surface du rotor, l'entrefer effectif large obtenu a pour conséquences d'atténuer les effets de saillance et de réaction d'armature
- b). la machine à pôles saillants où l'aimant est insérée dans la matière du rotor

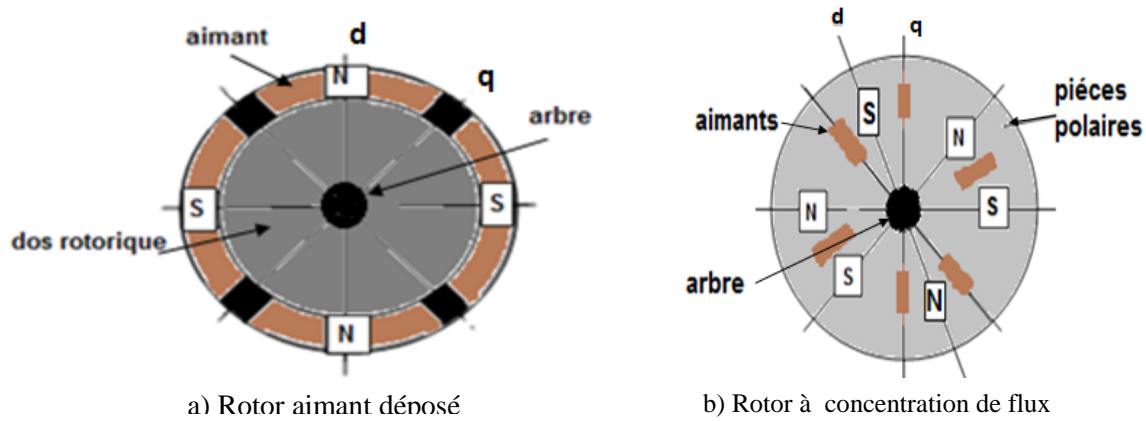


Figure (II.3): structure d'inducteur à aimant permanent dans les machines synchrones

Le moteur synchrone à aimant permanent comporte, tout comme la machine asynchrone, un stator bobiné dont l'alimentation donne naissance à une force magnétomotrice tournant à la vitesse angulaire  $Ws$ .

Le rotor, dont le nombre de pôles est égal à celui du stator, est excité par des aimants pour produire une force magnétomotrice d'excitation, la présence des aimants permanent élimine la nécessité d'une source pour fournir le courant d'excitation, cependant, on ne peut pas contrôler le flux. [16]

#### II-1-4) Principe de fonctionnement d'une MSAP

Le stator est alimenté par une tension triphasée équilibrée créant dans l'entrefer un champ tournant, ce dernier a tendance à attirer le rotor, qui est constitué d'aimants permanent produisant un champ tournant d'induction. Les champs d'induction créés par le rotor et le stator ont tendance à s'aligner et un couple d'origine électromagnétique se crée. Le rotor se met à tourner à une vitesse angulaire ( $\Omega$ ), cette dernière est liée au nombre de paires de pôles ( $p$ ) et à la pulsation ( $\omega$ ) qui est égale à celle du champ tournant, ce qui justifie la nomination de machine synchrone.

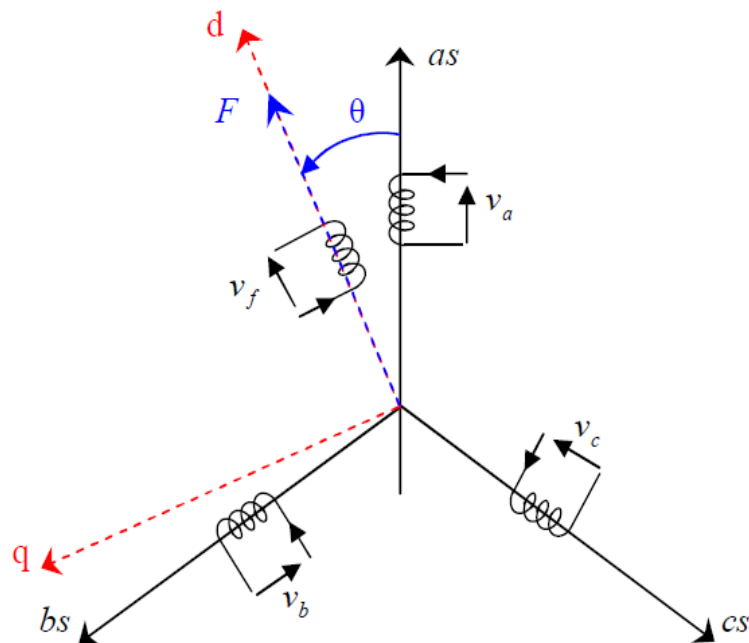
### II-1-5) les hypothèses simplificatrices

L'étude du fonctionnement de la machine s'avère délicate et complexe à cause de la formulation mathématique non linéaire et complexe de certains phénomènes (saturation, courant de Foucault, hystérésis etc.) d'où la nécessité de les négliger en adoptant des hypothèses simplificatrices :

- Le circuit magnétique n'est pas saturé et parfaitement feuilleté. Donc cela permet de négliger les courants de Foucault.
- La distribution de la f.e.m est sinusoïdale, le long de l'entrefer.
- Le système électrique d'alimentation est assimilé à une source triphasée délivrant des tensions symétriques et équilibrées.
- La machine est considérée comme une charge équilibrée.
- La densité du courant dans les sections des conducteurs est uniforme.
- Les inductances propres sont constantes.
- Les flux sont additifs

### II-1-6) Modélisations de la machine à aimant permanent

La représentation de la machine synchrone à aimant permanent dans le repère de Park (d,q) lié au rotor est indiqué sur la figure (II.4)



Figure(II.4) : Schéma de la machine synchrone à aimant permanent

**II-1-6-1) Les équations électriques**

De la figure précédente, les équations électriques du modèle de la machine synchrone triphasée s'écrivent comme suit:

$$[V_s] = R_s[I_s] + \frac{d}{dt}[\Psi_s] \tag{II.1}$$

AVEC :

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}; \quad R_s : \text{résistance par phase statorique};$$

$$[V_s] = [V_a \ V_b \ V_c]^T \quad \text{Vecteur tensions des phases statoriques};$$

$$[\Psi_s] = [\Psi_a \ \Psi_b \ \Psi_c]^T \quad \text{Vecteur flux des phases statoriques};$$

$$[I_s] = [i_a \ i_b \ i_c]^T \quad \text{courants des phases statoriques};$$

**II-1-6-2) Les équations magnétiques**

$$\Psi_s = [L_{ss}][I_s] + [M_{sf}] [I_f]; \tag{II.2}$$

$$\text{avec : } [L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ab} & L_b & M_{bc} \\ M_{ac} & M_{bc} & L_c \end{bmatrix};$$

$L_{ss}$  : Inductance mutuelle du stator sous forme matriciel.

$[\Psi_{sf}] = [\Psi_{af} \ \Psi_{bf} \ \Psi_{cf}]^T$ ; vecteur des flux créé par l'aimant a travers l'enroulement statorique ;

$$[M_{sf}] = [M_f] * \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 4\pi/3) \end{bmatrix}; \quad [M_{sf}] = [M_{fs}]^T;$$

$[M_{sf}]$  : est le matrice inductance qui correspond au couplage entre le rotor et le stator.

**II-1-6-3) Les équations mécaniques**

L'étude des caractéristique de la machine synchrone à aimant permanent fait introduire de la variation non seulement les paramétrés électriques, mais aussi des paramètres mécanique (couple et vitesse).

L'équation du mouvement de la machine s'écrite comme suite :

$$C_e - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega \quad (\text{II.3})$$

$\Omega$ : la vitesse de rotation mécanique de la MSAP

$J$  : le moment d'inertie du moteur

$f$  : le coefficient de frottement visqueux

$C_e$ : le couple électromagnétique délivré par le moteur

$C_r$  : le couple résistant ou de charge

**II-1-7) Mise en équation de la MSAP en diphasé****II-1-7-1) Principe de la transformation de Park**

Les modèles des machines électriques les plus utilisés sont basés sur la théorie unifiée des machines électriques. Cette théorie est basée sur la transformation de Park, qui rapporte les équations électriques et rotoriques à un système cartésien d'axes (dq).

Dans le repère classique il y a trois axes ( $as$ ,  $bs$ ,  $cs$ ) orientés suivant les axes des trois enroulements statorique de la machine. D'habitude, l'axe  $as$  est considéré comme référence pour les transformations ultérieures. Quant au rotor, on a toujours un seul axe ( $f$  correspondant à la direction de l'aimantation) pour la machine synchrones à aimants permanents  $\theta$  donne la position du rotor par rapport au stator.[17][18]

Les trois enroulements du stator peuvent être remplacés par deux enroulements fictifs à  $\pi/2$  dans l'espace et alimentés par des courants à  $\pi/2$  dans le temps. Les deux enroulements virtuels sont disposés sur les l'axes  $d$  et  $q$ , où dans le cas de la MSAP l'axe  $d$  est Orienté suivant le rotor, c'est-à-dire suivant la direction de l'aimantation. Pour passer du système triphasé,  $abc$ , au système biphasé (d q), (réciproquement) il faut utiliser les transformations suivantes:

$$[V_{abc}] = [p(\theta)][V_{dq0}] \quad (\text{II.4})$$

$$[V_{dq0}] = [p(\theta)]^{-1}[V_{abc}] \quad (\text{II.5})$$

$[p(\theta)], [p(\theta)]^{-1}$  : Sont les matrices de passage directe et inverse, qui sont données par:

$$[p(\theta)] = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \sin(\theta) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}; \quad (\text{II.6})$$

$$[p(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix}; \quad (\text{II.7})$$

Le système  $dq$  sera utilisé dans la commande vectorielle des machines électriques. Dans le système  $dq$ , les grandeurs électriques sont de type continu, ce qui donne la possibilité de faire une commande similaire à la commande des machines à courant continu.

### II-1-7-2) Transformation de Concordia

Si on pose  $\theta=0$  dans les équations (II.8 et II.9), les matrices de Park deviennent les matrices de Concordia :

$$[C] = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}; [C]^{-1} = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{2} & +\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix};$$

Les transformations de Concordia sont utilisées pour faire le passage entre le système triphasé,  $abc$ , et un système biphasé ( $dq$ ).

$$[V_{abc}] = [P(\theta)] * [V_{dq}];$$

$$[V_{dq}] = [C]^{-1} * [V_{abc}];$$

**II-1-8) Modélisation de moteur synchrone à aimant permanent dans le plan de Park**

En appliquant la transformation de Park au système d'équation, on peut exprimer tous les vecteurs dans un repère lié au rotor.

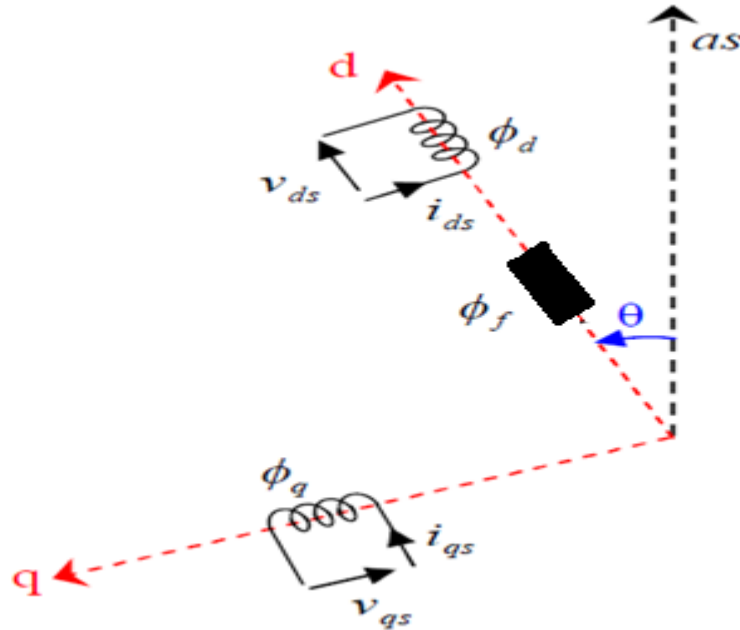


Figure (II.5): Schéma équivalent d'une (MSAP) dans le repère (d,q)

D'après le schéma on obtient les équations suivantes :

**II-1-8-1) Equations électriques**

$$\begin{cases} V_d = R_s * I_d + \frac{d\Psi_d}{dt} - \omega_r * \Psi_q & (II. 8) \\ V_q = R_s * I_q + \frac{d\Psi_q}{dt} + \omega_r * \Psi_d & (II. 9) \end{cases}$$

**II-1-8-2) Equations magnétiques**

Les équations des flux peuvent s'écrire comme suite :

$$\begin{cases} \Psi_d = L_d * I_d + \Psi_f & (II. 10) \\ \Psi_q = L_q * I_q & (II. 11) \end{cases}$$

$\Psi_f$ : Constante indiquant le champ dû à l'aimantation permanente du rotor Sur l'axe q:

Après le remplacement des deux équations des flux dans ( II. 8 et II. 9) le modèle de la MSAP peut s'écrire sous la forme :

$$\begin{cases} V_d = R_s * I_d + L_d * \frac{dI_d}{dt} - W_r * L_q * I_q & (II.12) \\ V_q = R_s * I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} + W_r * (L_d * I_d + \Psi_f) & (II.13) \end{cases}$$

$$\frac{dI_d}{dt} = \frac{1}{L_d} (V_d - R_s * I_d + W_r * L_q * I_q) \quad (II.14)$$

$$\frac{dI_q}{dt} = \frac{1}{L_d} (V_q - R_s * I_q - W_r * L_d * I_d - W_r * \Psi_f) \quad (II.15)$$

### II-1-8-3) Expression du couple électromagnétique

Le couple électromécanique  $C_{em}$  est produit par l'interaction entre les pôles formés par les aimants au rotor et les pôles engendrés par la f.m.m dans l'entrefer généré par les courants statorique. Et selon Park, l'expression de la puissance transmise est la suivante:

$$p(t) = 3/2 * (V_d * I_d + V_q * I_q) \quad (II.16)$$

On remplace  $V_d$  et  $V_q$  par leurs équations, on obtient :

$$p(t) = 3/2 * [R_s(I_d^2 + I_q^2) + (I_d \frac{d\Psi_d}{dt} + I_q \frac{d\Psi_q}{dt}) + \frac{d\theta}{dt}(\Psi_d * I_q - \Psi_q * I_d)] \quad (II.17)$$

$3/2 * R_s(I_d^2 + I_q^2)$  Représente la puissance dissipée en pertes joules dans les enroulements du stator

$3/2 * (I_d \frac{d\Psi_d}{dt} + I_q \frac{d\Psi_q}{dt})$  Représente la variation de l'énergie magnétique emmagasinée dans les enroulements du stator.

$3/2 * \frac{d\theta}{dt}(\Psi_d * I_q - \Psi_q * I_d)$  Représente la puissance électromagnétique.

On sait que  $P\Omega = \omega$  et  $P_{em} = C_{em}\Omega$

$$C_{em} = 3/2 * P * (V_d * I_d + V_q * I_q) \quad (II.18)$$

Donc on peut écrire

$$C_{em} = 3/2 * P * [(L_d - L_q) * I_d * I_q + \Psi_f * I_q] ; \quad (II.19)$$

Dans le cas de ( $L_d = L_q$ ), ce qui correspond à une machine dite à pôles lisses et l'équation du couple  $C_{em}$  sera :  $C_{em} = 3/2 * P * (\Psi_q * I_q) ;$  (II.20)

Les équations (II.16 et II.17) peuvent s'écrire sous la forme matricielle suivant :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & W_r * \frac{L_q}{L_d} \\ -W_r * \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_d}{L_q} \\ \frac{V_q - W_r * \Psi_f}{L_d} \end{bmatrix} ;$$

**II-2) Modélisations de convertisseur statique****II-2-1) Modélisation de l'onduleur de tension**

L'onduleur de tension est un convertisseur statique qui permet de fournir une tension alternative d'amplitude et de fréquence réglables à partir d'une source de tension continue.

L'onduleur de tension est constitué de cellule de commutation généralement à transistor ou thyristor pour les grandes puissances. [6]

**II-2-1-1) Classification des onduleurs :**

Il existe plusieurs centaines de schémas d'onduleurs, chacun correspondant à un type d'application déterminé ou permettant des performances recherchées. Les onduleurs sont en général classés selon les modes de commutation de leurs interrupteurs.

**II-2-1-1-a) Onduleur autonome :**

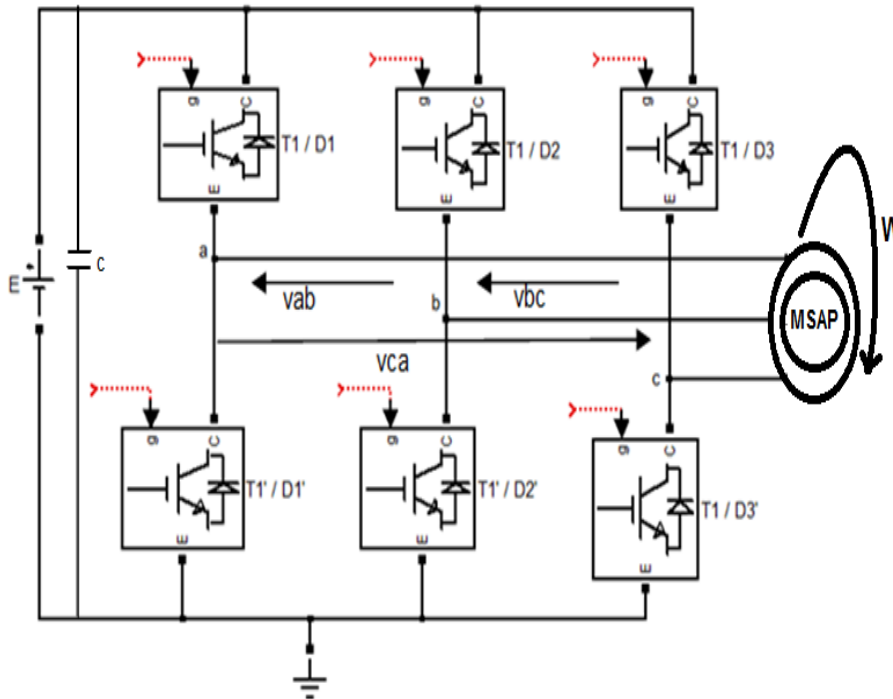
C'est un système qui nécessite des composants commandés à la fois à la fermeture et à l'ouverture, de fréquence variable, dont les instants de commutations sont imposés par des circuits externes la charge est quelconque cet onduleur n'est pas réversible.

**II-2-1-1-b) Onduleur non autonome :**

Dans ce cas, les composants utilisés peuvent être de simples thyristors commandés uniquement à la fermeture et la commutation est «naturelle » contrairement à l'onduleur autonome. L'application principale de ce type d'onduleur se trouve dans les variateurs pour moteurs synchrones de très forte puissance où les thyristors sont souvent les seuls composants utilisables.

**II-2-1-2) Onduleur de tension**

Lorsqu'il fonctionne en source de tension, le redresseur fournit une tension constante à l'onduleur à partir de la batterie du véhicule. La présence d'un condensateur dans le circuit de liaison aide alors à maintenir une tension constante a l'entrée de l'onduleur. Pour réaliser des onduleurs destinés à alimenter une charge ordinaire d'impédance très variable a partir d'un redresseur, on choisit des onduleurs de tension Figure (II.6).



La figure II.6 schéma d'un onduleur triphasé alimentant le MAS

L'onduleur de tension est constitué de trois bras de commutation à transistors. Chaque bras composé de deux cellules comportant chacune une diode et un transistor. Tous ces éléments sont considérés comme des interrupteurs idéaux. [9]

En mode commandable, le bras est un commutateur à deux positions qui permet d'obtenir à la sortie deux niveaux de tension. Un bras de l'onduleur est représenté par la figure (II.7).

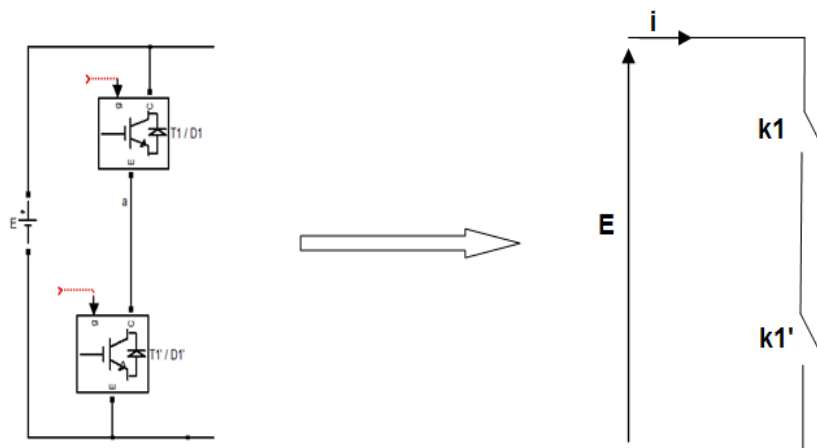


Figure (II.7) : schéma d'un bras d'onduleur

Le schéma équivalent de l'onduleur est représenté par la figure (II.8)

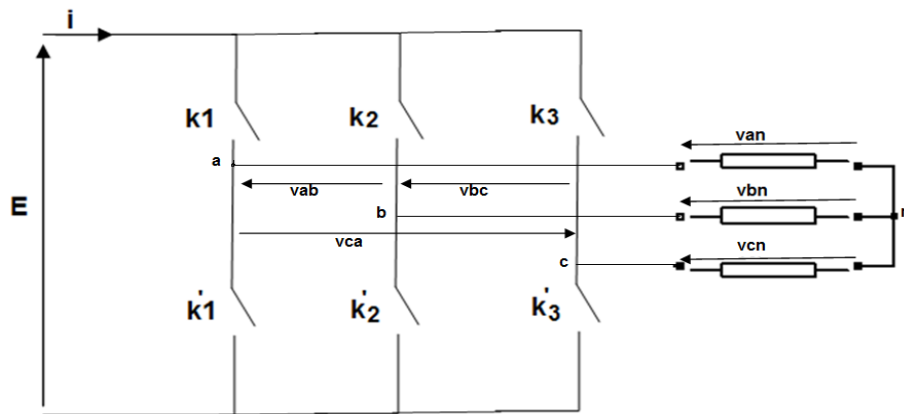


Figure (II.8) Schéma équivalent d'onduleur

L'onduleur se modélise en associant à chaque bras une fonction logique  $F$  qui détermine ses états de conduction :

$$F1 = \begin{cases} 1 & \text{si } K1 \text{ est fermé et } k'1 \text{ est ouvert} \\ 0 & \text{si } K1 \text{ est ouvert et } k'1 \text{ est fermé} \end{cases}$$

$$F2 = \begin{cases} 1 & \text{si } K2 \text{ est fermé et } k'2 \text{ est ouvert} \\ 0 & \text{si } K2 \text{ est ouvert et } k'2 \text{ est fermé} \end{cases}$$

$$F3 = \begin{cases} 1 & \text{si } K3 \text{ est fermé et } k'3 \text{ est ouvert} \\ 0 & \text{si } K3 \text{ est ouvert et } k'3 \text{ est fermé} \end{cases}$$

Avec  $(K1, K'1)$ ,  $(K2, K'2)$ ,  $(K3, K'3)$  ont des commandes complémentaires

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = f(E, F1, F2, F3)$$

$$F1 = \begin{cases} 1 & V_{K1} = 0 \\ 0 & V_{K1} = E \end{cases}$$

$$F2 = \begin{cases} 1 & V_{K2} = 0 \\ 0 & V_{K2} = E \end{cases}$$

$$F3 = \begin{cases} 1 & V_{K3} = 0 \\ 0 & V_{K3} = E \end{cases}$$

$$\begin{cases} V_{K1} = E(1 - F1) \\ V_{K2} = E(1 - F2) \\ V_{K3} = E(1 - F3) \end{cases} \quad \text{ET} \quad \begin{cases} V_{ab} = V_{K2} - V_{K1} \Rightarrow V_{ab} = E(F1 - F2) \\ V_{bc} = V_{K3} - V_{K2} \Rightarrow V_{bc} = E(F2 - F3) \\ V_{ca} = V_{K1} - V_{K3} \Rightarrow V_{ca} = E(F3 - F1) \end{cases}$$

On peut les écrire sous forme matricielle

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = E * \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} F1 \\ F2 \\ F3 \end{bmatrix} \quad (S1)$$

Les tensions de lignes sont données par :

$$V_{ab} = V_{an} - V_{bn} \quad (1)$$

$$V_{bc} = V_{bn} - V_{cn} \quad (2)$$

$$V_{ca} = V_{cn} - V_{an} \quad (3)$$

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (4)$$

$$(1)-(3) \Rightarrow V_{an} = \frac{1}{3} (V_{ab} - V_{ca})$$

$$(2)-(1) \Rightarrow V_{bn} = \frac{1}{3} (V_{bc} - V_{ab})$$

$$(3)-(2) \Rightarrow V_{cn} = \frac{1}{3} (V_{ca} - V_{bc})$$

Sous forme matricielle

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} \quad (S2)$$

(S1) dans (S2):

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} F1 \\ F2 \\ F3 \end{bmatrix}$$

Avec E : est la tension d'alimentation continue de l'onduleur.

### **II-3) Modélisation dynamique du Véhicule**

#### **II-3-1) Environnement de véhicule**

Il s'agit de modéliser l'environnement du véhicule à travers le couple résistant appliqué au moteur électrique (terme 'Cr' de l'équation mécanique de la machine.). Celui-ci dépend

entre la vitesse de la machine mesurée en tr/min et de la pente de la route. Nous prendrons également en compte la vitesse du vent (figure II.9)[19]

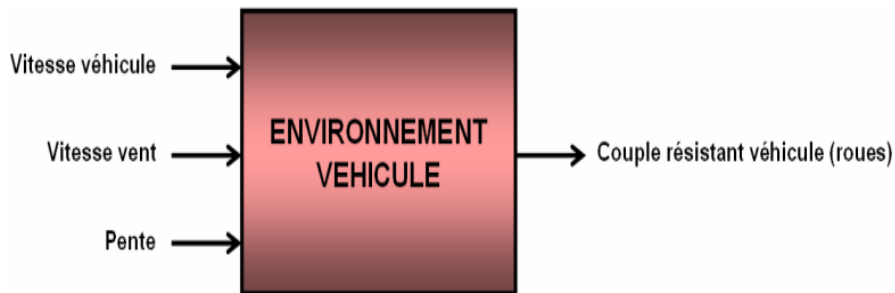


Figure II.9 Entrées-sorties du modèle d'environnement du véhicule

L'expression du couple résistant appliqué au véhicule (plus précisément aux roues) est :

$$(Cr)_{roues} = \left[ \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot S_f \cdot C_x \cdot (V_{veh})^2 + CRR_{moy} \cdot M \cdot g + M \cdot g \cdot P\% + M \cdot \gamma \right] \cdot R_r \quad (II.21)$$

Avec :

- $\rho$  : masse volumique de l'air (1.28 Kg/m<sup>3</sup>)
- $S_f$  : section frontale du véhicule [m<sup>2</sup>]
- $C_x$  : coefficient de pénétration dans l'air (entre 0.3 et 0.4)
- $V_{veh}$  : vitesse véhicule [m/s]
- $CRR_{moy}$  : coefficient de résistance au roulement entre (0.01 et 0.015)
- $M$  : masse de véhicule [Kg]
- $\gamma$  : accélération du véhicule [m/s<sup>2</sup>]
- $R_r$  : rayon de la roue[m]

Ces forces et leur action sur le véhicule sont résumées sur le schéma suivant :

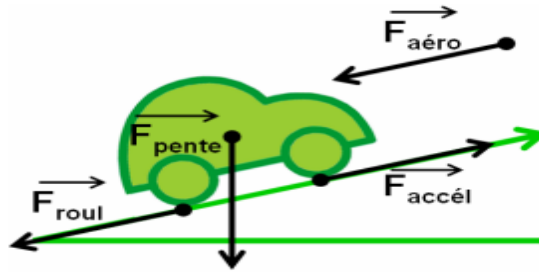


Figure II.10 force appliquées sur le véhicule

On déduit de l'expression ci-dessus le couple résistant appliqué à la machine dans le cas d'un réducteur sans perte :

$$(Cr)_{machine} = \frac{(Cr)_{roues}}{n} \tag{II. 22}$$

Avec n : rapport de réduction

$$(Cr)_{machine} = \left[ CRR_{moy} \cdot M \cdot g + \rho \cdot \frac{(\Omega_{machine} \cdot Rr)^2}{2} \cdot Cx \cdot Sf + M \cdot g \cdot p\% \right] \cdot \frac{Rr}{n} \tag{II. 23}$$

La figure II.11 fournit un ordre de grandeur de la valeur du couple résistant appliqué à la machine de traction à vitesse stabilisée en fonction de la pente et de la vitesse du véhicule.

• **Force pour vaincre une pente a p% : définition de la pente**

Dans le jargon routier une pente a x% correspond a une montée de x mètre tous les 100 mètres (réellement) parcouru par le véhicule. Figure (II.11)

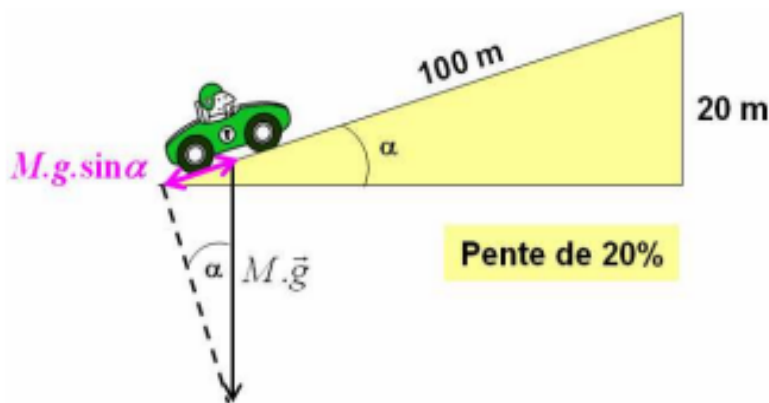


Figure II.11 : définition de la pente

$$P[0 \ 1] = \frac{20}{100} = \sin\alpha \text{ d'où } F_{pente} = M \cdot g \cdot \sin\alpha = M \cdot g \cdot p\% \tag{II. 24}$$

- **Force liée à l'accélération : suppression du terme correspondant**

L'équation mécanique considérée pour la machine électrique est la suivante :

$$J \cdot \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - C_{mecca} \quad (II. 25)$$

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

Le terme  $J \cdot \frac{d\Omega}{dt}$  de l'équation mécanique étant redondant avec le terme  $M \cdot \gamma$  de l'expression du couple résistant, en sortant le terme lié à l'accélération du terme de couple résistant.

- **Force aérodynamique : prise en compte de la vitesse du vent**

La force aérodynamique s'écrit

$$F_{aero} = \rho \cdot \frac{(V_{veh})^2}{2} \cdot C_x \cdot S_f \quad (II. 26)$$

Pour prendre en compte l'influence de la vitesse du vent sur le placement du véhicule, nous remplaçons la vitesse (déduite de la vitesse de rotation de la machine au rapport de réduction près), qui est en faite une vitesse relative, par la vitesse réelle du

Véhicule :

$$F_{aero} = \rho \cdot \frac{(V_{vehicule\ reelle})^2}{2} \cdot C_X \cdot S_f \quad (II. 27)$$

Avec :  $V_{véhicule\ réelle} = V_{véhicule} - V_{vent}$

Convention :

$V_{vent} > 0$  si le vent s'oppose au déplacement du véhicule

$V_{vent} < 0$  si le vent et le véhicule se déplacent dans le même sens.

- **Force de résistance au roulement : prise en compte de la vitesse**

La force de résistance au roulement est due à la liaison pneumatique-sol. L'expression de cette force dépend uniquement de la masse et d'un coefficient constant  $CRR_{moy}$ . La vitesse du véhicule n'est pas prise en compte.

A fin de prendre en compte la vitesse du véhicule, nous utiliserons la forme simplifiée suivante :

$$F_{roul} = M \cdot g \cdot \cos\alpha \cdot (a + b \cdot V_{veh})^2 \quad (II. 28)$$

Avec : a et b deux coefficients à déterminer (qui dépendent de la pression des pneus, de l'état et du type de la chaussée)

**II-3-2) Choix du réducteur dans la transmission électrique [20]**

Un moteur électromagnétique a un volume et une masse fonctions de son couple aussi pour réduire la masse embarquée et le coût de la motorisation, on préfère généralement associer le moteur à un réducteur mécanique de rapport de réduction  $n$ . Ceci permet de réduire le couple que doit fournir le moteur en augmentant sa vitesse de rotation. Pour un rendement parfait de la transmission mécanique, le couple  $C_e$  que doit délivrer le moteur et sa vitesse de rotation  $\Omega_e$  valent :

$$C_e = \frac{C_r}{n} \quad \text{et} \quad \Omega_e = n \cdot \Omega_r$$

Ainsi, a priori, on a tout intérêt à maximiser la vitesse du moteur électrique sachant qu'il existe des limites de faisabilité et que la masse du réducteur reste généralement faible devant celle du moteur. Cependant, des problèmes technologiques difficiles se posent comme la réalisation de pignons à très grande vitesse et l'obtention de bons rendements avec de grands rapports de réduction et de grandes vitesses. Habituellement, un "bon" réducteur permet d'obtenir un rendement d'environ 98%. Les valeurs de  $n$ , couramment rencontrées dans la transmission des véhicules électriques, sont comprises entre 5 et 12 environ pour des réducteurs fixes et 8 à 25 pour des boîtes de vitesse.

**Conclusion**

Ce chapitre nous a 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 simplificatrices, ainsi la modélisation dynamique du véhicule électrique et convertisseur statique tel que l'onduleur de tension .

**Introduction**

L'alimentation doit pouvoir fournir et récupérer en cas de freinage, l'énergie électrique du moteur. Elle est généralement composée d'un convertisseur statique alimenté par une source de tension continue constante, qui permet d'imposer aux enroulements statoriques de la machine des tensions d'amplitude et de fréquence réglables en agissant sur la commande des interrupteurs du convertisseur statique. Elle présente la solution adéquate pour le démarrage des moteurs synchrones qui ne peuvent avoir couple hors synchronisme.

L'implémentation de la commande nécessite la modélisation complète de tout le système de traction : La machine synchrone associée à un convertisseur statique. L'alimentation du MSAP est constituée de deux étages qui sont connectés l'un à l'autre par un circuit intermédiaire constitué d'une inductance et /ou d'un condensateur. Alimenté par une batterie, le premier étage est un redresseur et le deuxième étage est un onduleur de tension. La source d'alimentation triphasée est supposée symétrique, d'une tension à amplitude et fréquence, imposées et constantes. Le redresseur et le filtre de tension doivent être dimensionnés convenablement afin de les associer à l'onduleur de tension alimentant le MSAP.

Plusieurs méthodes sont utilisées pour commander les interrupteurs d'un onduleur. La stratégie la plus utilisée est la *Modulation de Largeur d'Impulsions (MLI)*.

**III-1) Les convertisseurs [21]**

Cette partie rassemble les différents types de convertisseurs pour le véhicule électrique. L'onduleur de tension étant la structure de puissance la plus répandue et son principe de fonctionnement bien connu, il n'a pas été jugé utile de présenter tous les détails sur cette structure en décrivant tous les avantages et inconvénients que l'on peut y rencontrer. Cependant il est nécessaire d'aborder quelques problèmes de ce type d'onduleur, de présenter quelques structures plutôt atypiques qui ont été réalisées et envisageables pour le véhicule électrique

**III-1-1) Onduleur de tension triphasé**

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. Le schéma de la structure de puissance représenté sur la figure

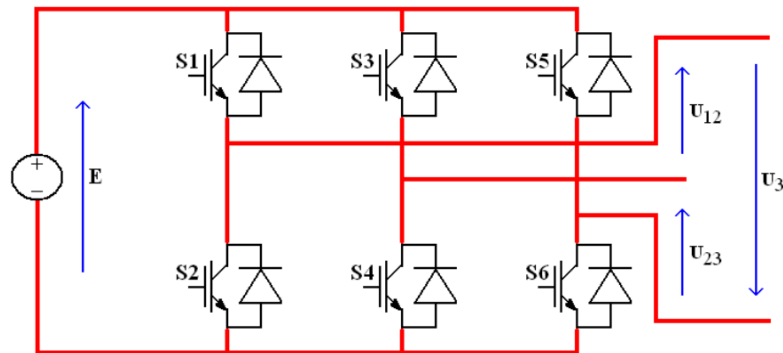


Figure III.1 onduleur de tension

La tension de sortie prend alors 3 niveaux de sortie (+E, 0,-E). Ces tensions produisent des harmoniques, créent des courants de palier dans les enroulements du moteur et dégradent les isolants de celui-ci pour pallier ces problèmes, la solution est d'installer un filtre LC en sortie de l'onduleur afin de produire une tension de sortie la plus sinusoïdale possible. Pour les applications de traction, l'introduction d'un filtre entre le moteur et l'onduleur augmente le cout, la solution utilisée par les constructeurs est de ne rien mettre, le filtrage étant effectué directement a partir des inductances de moteur.

A fin de compenser ces problèmes de tension découpée appliquée au moteur, d'autres structures d'électronique de puissance ont été introduites tels que les commutateurs de courant, onduleur avec réseau d'impédance, les convertisseurs multi-niveaux.

**III-1-2) Commutateur de courant**

Les commutateurs de courant sont destinés à fournir une tension de sortie sinusoïdale à la charge. Ils peuvent fonctionner avec des plages de puissance constante et améliorer l'efficacité du moteur et sa durée de vie. Le schéma de principe de l'onduleur est présente sur la figure (III.2).

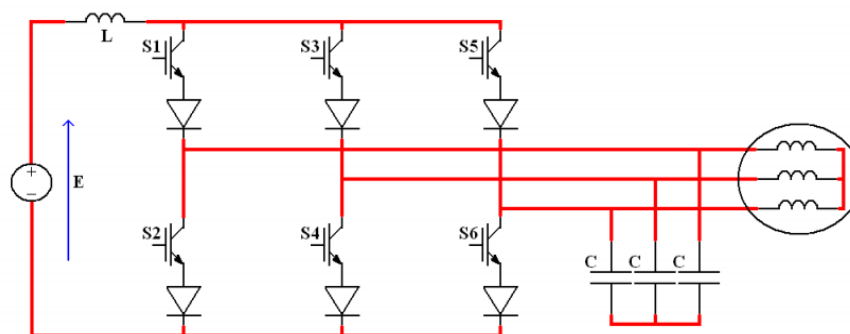


Figure III.2 Commutateur de courant

L'inductance en série avec l'alimentation de la structure sert de stockage d'énergie et permet d'élever la tension de sortie par rapport à la tension d'entrée. Les condensateurs de sortie ont pour rôle d'atténuer les fréquences de commutations des composants sur le réseau. Les harmoniques de courant sont absorbés par les condensateurs de filtre à la sortie et produisent à la charge une tension très proche d'une sinusoïde.

Inconvénient du commutateur de courant est d'incorporer la batterie comme élément de récupération d'énergie. Les interrupteurs de puissance du commutateur de courant doivent être réversibles en tension. Cette réversibilité est réalisée en ajoutant une diode en série avec l'interrupteur. Pour rendre le commutateur de courant lui-même réversible il faut rajouter en parallèle un autre interrupteur du même type en tête bêche. La deuxième solution présentée à la figure III.3 est l'ajout d'un circuit d'interfaçage entre la source d'alimentation et le commutateur de courant qui permet de charger la batterie lors des procédures de freinage.

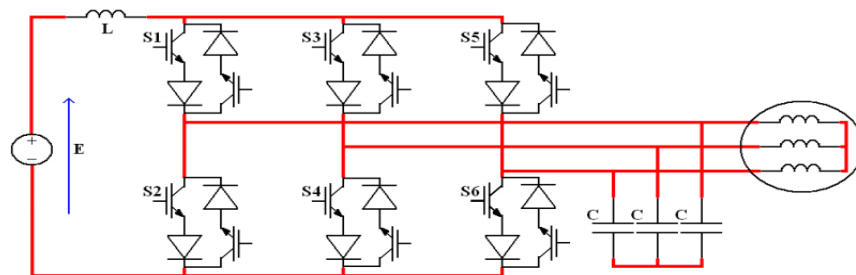


Figure III.3 Commutateur de courant réversible n1

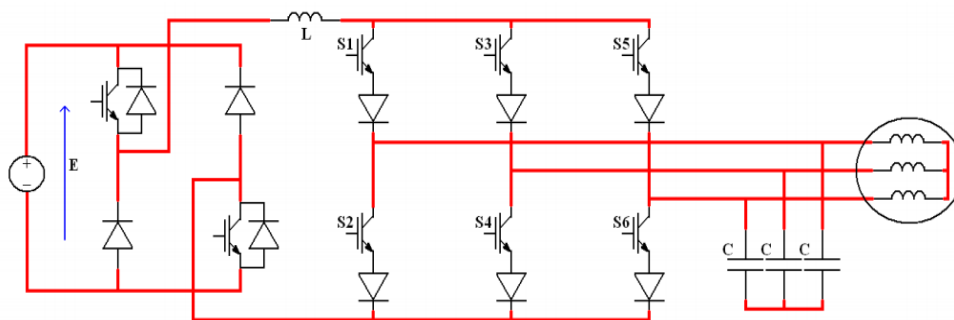


Figure III.4 Commutateur de courant réversible n2

L'une des difficultés du commutateur de courant est qu'il fonctionne toujours en élévateur de tension. Pour l'entraînement de la machines tournantes à faible vitesse, la tension ne peut pas passer en dessous de la tension de l'alimentation. Ce genre de convertisseur nécessite une source de courant qui doit être régulée, cette fonction est réalisée en ajoutant une boucle de régulation dans le convertisseur n2

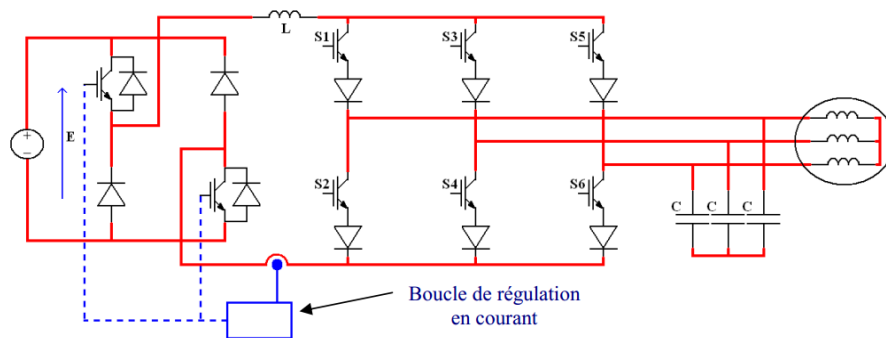


Figure III.5 : Commutateur de courant avec boucle de régulation en courant

### III-1-3) Onduleur avec réseau d'impédance

Ce convertisseur introduit par F. Z. Peng a pour but de régler les problèmes communs entre les onduleurs de tension et les commutateurs de courant :

- Ils fonctionnent soit en mode abaisseur soit en élévateur et ne peuvent pas assurer les deux modes. la tension de sortie de montage est soit plus petite, soit plus grande que la valeur de la tension de la source.
- Si l'application demande à la fois d'être abaisseur ou élévateur, il faut ajouter un étage de conversion additionnel pour réaliser ces conditions.
- L'onduleur de tension ne peut pas être utilisé en commutateur de courant et vice versa.

Pour pallier tous ces problèmes, un onduleur avec un réseau d'impédance (Z-inverter) permet d'adapter la tension de sortie de ce convertisseur qui peut prendre des valeurs comprises entre 0 et l'infini (en théorie) par rapport à la tension de la source. Donc le convertisseur fonctionne comme un onduleur abaisseur et élévateur. Le schéma de principe du convertisseur est présenté à la figure (III.6).

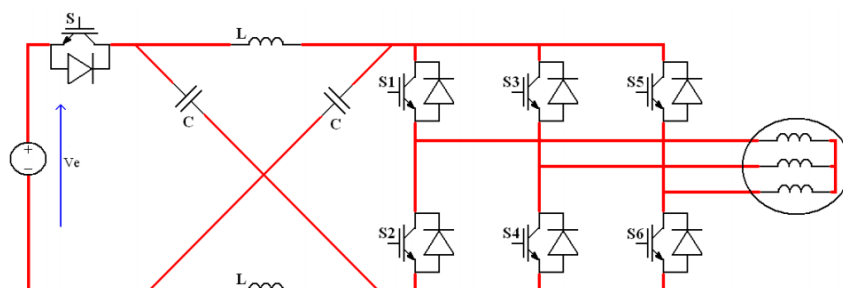


Figure III.6 onduleur avec réseau d'impédance

### III-1-4) onduleurs multi niveaux [22]

Par définition, l'onduleur de tension multi-niveaux possède trois ou plusieurs niveaux. L'objectif de cette partie est de donner une aperçue générale des trois topologies de base des onduleurs multi-niveaux :

- la topologie à diode de bouclage
- la topologie à condensateur flottant
- la topologie en cascade

Ce type de convertisseur a été conçu pour deux raisons :

- Ces structures sont basées sur une association en série d'interrupteurs de puissance, ils permettent donc de tenir des tensions de bus continus au delà des tenues en tension des composants de puissance.
- Par ailleurs, ces convertisseurs produisent des ondes alternatives ayant une meilleure définition et se rapprochent au maximum d'une sinusoïde avec un contenu harmonique plus faible que l'onduleur de tension classique permettant ainsi de réduire les éléments de filtrage si l'application doit en disposer.

#### a) Onduleur de tension a diode de bouclage

Cette structure d'onduleur multi-niveaux a été introduite par A.Nabae et H.Akagi en 1981. L'objectif était de réduire l'amplitude des harmoniques injectes par l'onduleur dans la charge pour des applications de type alimentation de moteur.

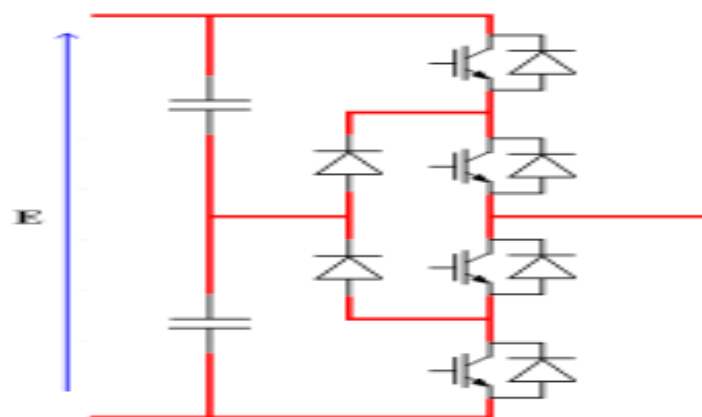


Figure III.7: Topologies d'onduleurs NPC a diode de bouclage

Pour la génération de trois niveaux de tension, la topologie NPC présente plusieurs avantages par rapport à la topologie d'onduleur à deux niveaux.

- Les composants de puissance a semi conducteur bloquent une tension inverse égale seulement a la moitié de la tension de la source continue.
- Cette topologie peut être généralisée et les principes employés dans la topologie d'onduleur a trois niveaux être étendus pour l'utilisation dans des topologies avec n'importe quel nombre de niveaux.
  - Toutes les phases partagent le même bus continu.
  - la fréquence fondamentale assure un haut rendement.
  - La méthode de contrôle est relativement simple.
  - La forme d'onde de trois niveaux résulte dans une meilleure qualité spectrale par rapport à
    - celle d'un onduleur triphasé classique, ce qui rend les filtres passifs peu volumineux.

Par contre, cette topologie présentes plusieurs difficultés techniques dans les cas de grande puissance tel que :

- Pour les topologies avec plus de trois niveaux, les diodes de bouclage peuvent augmenter les contraintes en tension jusqu'à une valeur égale à  $E (N-1)/N$ . Donc, les connexions des diodes en série pourraient être exigées et cela complique la conception et soulève des questions de fiabilité et du coût de réalisation.
  - Cette topologie exige des diodes de bouclage à vitesse de commutation élevée qui doivent être capable de supporter le courant de la pleine charge.
  - Différents calibres pour les appareils de commutation sont nécessaires en raison de leur conduction cyclique.

### **b) Onduleur de tension a condensateur Flottant**

Dans la topologie multi-niveaux proposée par T.Maynard et H.Fochen 1992. La Structure de ce convertisseur est similaire a celle de l'onduleur a diode de bouclage sauf qu'au lieu d'utiliser des diodes de blocage, l'onduleur utilise des condensateurs a leur place. D'où l'appellation « onduleur a condensateurs Flottants ».cette structure est proposée pour résoudre d'une part le problème de balancement de tension et d'autre part le nombre excessif des diodes.

Dans la topologie suivante, on représente l'onduleur à condensateur flottant

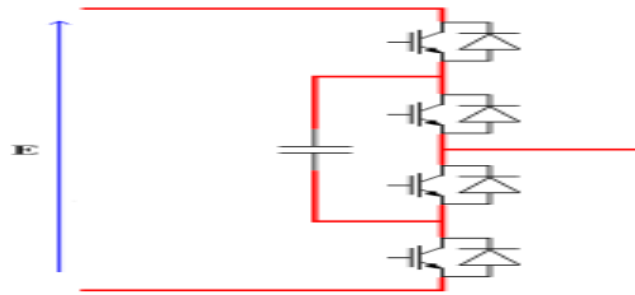


Figure III.8 : topologie d'onduleur multi-niveau à condensateur flottant

Ce type de convertisseur présente plusieurs avantages :

- Le concept de condensateur flottant peut être appliqué à un certain nombre de convertisseurs de différents types, DC/AC ou AC/DC
- La plupart des stratégies de modulation sont facilement appliquées à cette topologie
- La charge par défaut partage équitablement entre les commutateurs.
- La topologie est modulaire et ne dépend pas d'un transformateur.

Néanmoins, cette topologie présente quelques inconvénients, tel que :

- La topologie exige beaucoup de condensateurs à haute tension beaucoup plus nombreux que d'autres topologies.
- Ces condensateurs doivent conduire le courant de pleine charge pendant au moins une partie du cycle de commutation.
- La topologie n'est pas intrinsèquement tolérante aux pannes.

### c) Onduleur de tension en cascade

Les convertisseurs en cascade semblent être la structure la plus intéressante pour optimiser l'interface entre les batteries et le moteur.

Un onduleur multi-niveaux en cascade est tout simplement une connexion en série de plusieurs onduleurs monophasés.

Les onduleurs en cascade on introduit l'idée d'utiliser des sources DC séparée pour produire une onde de tension AC. Chaque onduleur monophasé est connecte a sa propre source en courant continue.

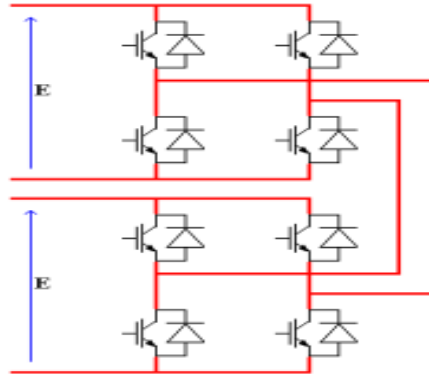


Figure III.9 : Structure d'un onduleur multi-niveaux en cascade

Comme pour toutes structures, l'onduleur multi-niveaux en cascade possède des avantages et inconvénients dont on peut citer :

- Fabrication modulaire, comme chaque pont monophasé a la même structure.
- La tension de sortie totale de phase est une sommation des tensions produites par chaque onduleur monophasé.
- Les petites sources à courant continu sont généralement impliquées, ce qui entraîne moins de problèmes de sécurité.
- Son aspect modulaire et ses possibilités de fonctionnement en marche dégradée peuvent augmenter la durée de vie du véhicule.
- La diminution de la puissance que doit fournir l'onduleur élémentaire. En effet la puissance totale est divisée par le nombre de convertisseurs de la structure.

Néanmoins, cette topologie présente quelque inconvénients, tel que :

- Besoin de plusieurs connecteurs/câbles pour connecter les sources DC.
- Nécessité d'équilibrer les sources DC entre les différents niveaux.

### III-2) Type de commande des onduleurs

Le rôle de la fonction de modulation est de déterminer les instants de commutation et les ordres de commande logique des interrupteurs afin d'obtenir une séquence de commutation de ces derniers. Le choix d'une stratégie de modulation peut s'effectuer en

fonction des performances souhaitées par l'utilisateur et toutes les stratégies ont des avantages et des inconvénients et peuvent être réalisées par programmation logicielle ou matérielle.

- **Stratégie de modulation Tout ou rien** : cette stratégie est basée sur le principe de comparaison de deux grandeurs (tension ou courant) par des comparateurs afin de générer les ordres de commande des bras de l'onduleur.
- **Stratégie de modulation à pleine onde** : le principe de cette méthode est de commander les bras de l'onduleur tous les tiers de période.
- **Stratégie de modulation Sigma-Delta** : le principe de cette stratégie est de commander les bras de l'onduleur par une décision livrée par un algorithme durant chaque période d'échantillonnage.
- **Stratégie commande MLI [23]**

Il existe plusieurs types de commandes, dans ce qui suit on donnera un aperçu général sur ces différents :

- **MLI à bande d'hystérésis**

C'est une méthode qui ne demande qu'un comparateur à hystérésis par phase. Son principe consiste à fixer une amplitude (fourchette ou bande d'hystérésis) et dès que l'erreur entre un signal et sa consigne la dépasse, une commutation des interrupteurs s'effectue.

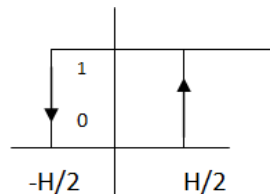


Figure III.10 : principe de fonctionnement de modulateur MLI à bande d'hystérésis

- L'interrupteur s'ouvre si l'erreur devient inférieure à  $-H/2$ .
- Il se ferme si cette dernière est supérieure à  $+H/2$ , où  $H$  représente la fourchette (bande d'hystérésis).
- L'erreur varie entre  $-H/2$  et  $H/2$ , l'interrupteur ne commute pas.

- **MLI a échantillonnage périodique**

Chaque phase nécessite un comparateur et une bascule D type, la commutation s'effectue durant les transitions d'une horloge à onde carrée et à fréquence constante. La période d'échantillonnage de l'horloge limite le temps minimal entre les commutations, c'est le principe avantage de cette commande, reste que la fréquence de commutation n'est pas clairement définie.

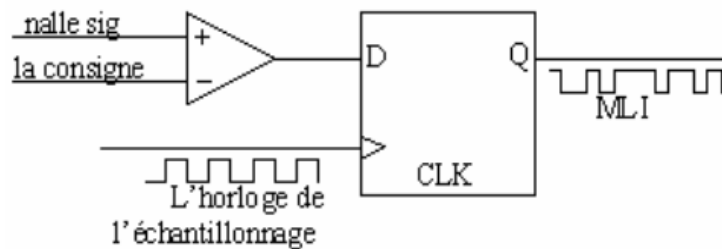


Figure III.11 MLI a échantillonnage périodique

- **MLI à porteuse triangulaire**

La méthode de la MLI à porteuse triangulaire, compare l'erreur entre le signal (courant ou tension) et sa consigne avec une onde triangulaire (porteuse) d'une amplitude et d'une fréquence fixées. L'erreur passe par un correcteur avant d'être comparée avec la porteuse triangulaire.

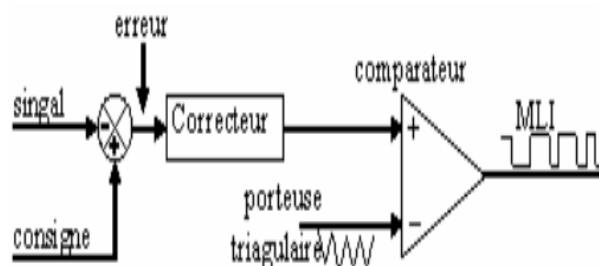


Figure III.12 : Modulateur MLI à porteuse triangulaire

- **MLI vectorielle**

Dans la MLI vectorielle les vecteurs à appliquer et les temps d'application de ces Vecteurs sont calculés analytiquement à travers des équations mathématiques. Chacun des états possibles du convertisseur est représenté par un vecteur de tension. L'ensemble de ces vecteurs forme le diagramme vectoriel des tensions du convertisseur. La modulation

vectorielle diffère, entre d'autres techniques par le fait que les signaux de commandes sont élaborés en tenant compte de l'état des trois bras de redresseur en même temps.

### III-3) Choix des semi-conducteurs de puissance [21]

Les convertisseurs de puissance sont composés de semi-conducteurs qui en fonction de l'application (puissance apparente, tension commutée et fréquence de découpage) peuvent être de technologies différentes. La figure (III-13) permet de positionner les technologies de semi-conducteur de puissance en fonction des caractéristiques d'une application.

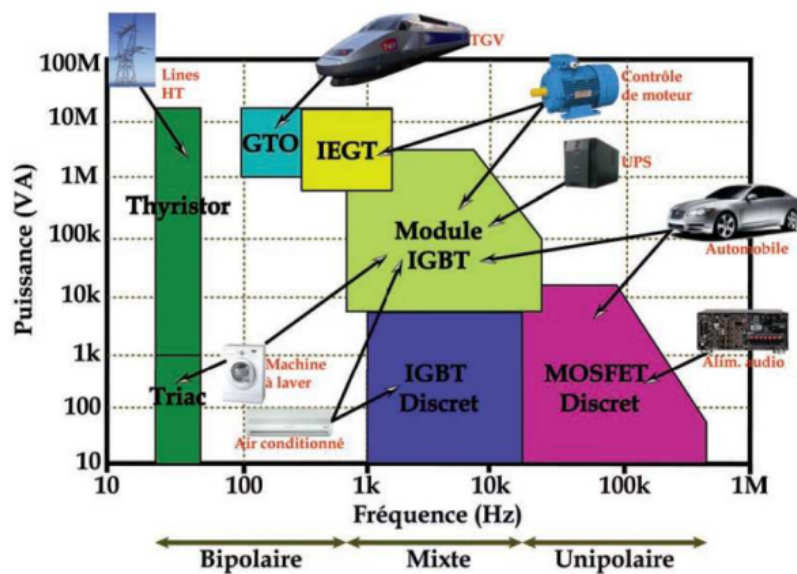


Figure III.13: Application des semi-conducteurs de puissance

Les technologies des semi-conducteurs de puissance sont vastes, les plus courantes et les plus commercialisées pour les applications allant de la très basse tension à la moyenne tension sont les technologies IGBT et MOSFET. Les IGBT couvrent des gammes de tensions élevées (à partir de 600V), tandis que les technologies MOSFET couvrent des gammes de tensions plus faibles. De nombreux calibres en tension peuvent être retrouvés pour cette technologie.

Ces dernières années, de nouvelles technologies telles que la technologie CoolMOS sont apparues et ont été commercialisées. La tendance est d'utiliser de nouveaux matériaux pour remplacer le silicium utilisé dans les composants de puissance. Ceux-ci sont à large bande interdite (grand gap) tel le nitrure de gallium (GaN) ou le carbure de Silicium (SiC). Ces dernières technologies offrent de meilleures performances et visent à remplacer les technologies des semi-conducteurs utilisées dans les applications actuelles.

### III-4) Stratégie de la commande vectorielle de la MSAP

Il existe deux méthodes distinctes pour contrôler le courant :

- L'une ne nécessite pas la connaissance du modèle électrique de la machine et consiste à imposer directement les courants de phase dans une bande autour des courants de référence, c'est la méthode de contrôle par des régulateurs à hystérésis.
- L'autre méthode exige la connaissance du modèle de la machine et permet en fonction de l'erreur des courants de phase par rapport à leurs références de déterminer les références des tensions qui seront imposées aux bornes de la machine grâce à un onduleur de tension commandé en modulation de largeur d'impulsion.

#### III-4-1) Principe de la commande vectorielle

L'idée fondamentale de cette méthode de commande est de ramener le comportement de la (MSAP) à celui d'une MCC. Cette méthode se base sur la transformation des variables électriques de la machine vers un référentiel qui tourne avec le vecteur du flux. Par conséquent, ceci permet de contrôler le flux de la machine avec la  $I_{ds}$  du courant statorique. Tandis que, la composante  $I_{qs}$  permet de contrôler le couple électromagnétique correspond au courant induit de la (MCC).

Si le courant  $I_{ds}$  est dans la même direction que le flux rotorique, le flux statorique suivant l'axe (d) s'ajoute au flux des aimants, ce qui donne une augmentation au flux d'entrefer. D'autre part, si le courant  $I_{ds}$  est négatif, le flux statorique sera en opposition à celui du rotor, ce qui donne une diminution du flux d'entrefer (défluxage).

Le couple électromagnétique développé par la (MSAP) peut s'écrire dans le référentiel de Park (d, q) sous la forme suivante :

$$C_{em} = \frac{3}{2} P [(L_{ds} - L_{qs}) I_{qs} I_{ds} + \Phi_f I_{qs}]$$

La stratégie la plus souvent utilisée consiste à maintenir le flux de réaction d'induit en quadrature avec le flux rotorique, comme il est illustré à la figure (III.14), ou les aimants sont remplacés par un bobinage traversé par un courant  $I_f$  constant produisant un flux équivalent à celui des aimants.

$$I_{ds} = 0 \rightarrow I = I_{qs}$$

Le couple électromécanique devient :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \Phi_f$$

**III-4-2) Commande vectorielle de la (MSAP) alimentée en tension,**

La commande vectorielle porte en général sur des machines alimentées en tension et régulées en courant sur les axes d et q. Cette topologie permet une meilleure dynamique dans la commande du couple tout en évitant les inconvénients d’une alimentation en courant. La figure (III.15) représente le schéma bloc d’une régulation de vitesse de la (MSAP) alimentée en tension et commandée par orientation du flux.

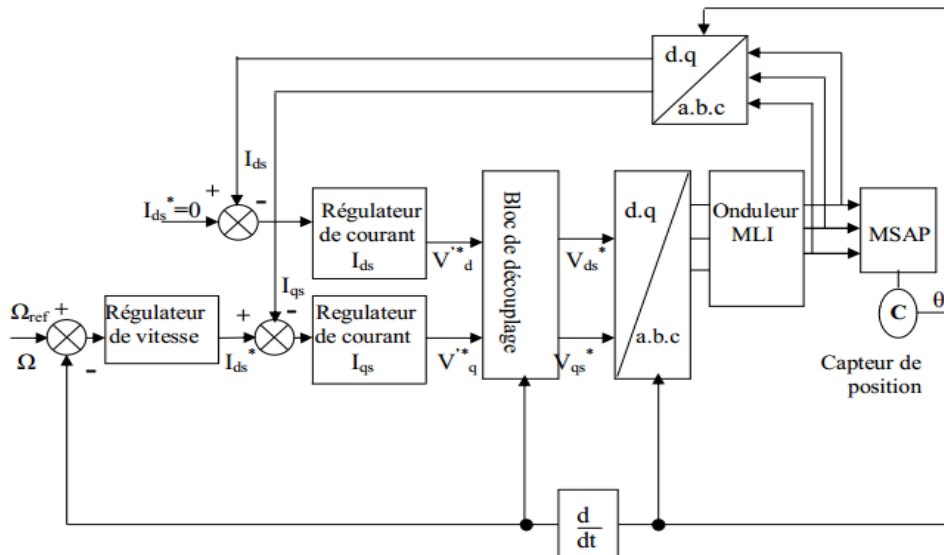


Fig.III.15 : Schéma bloc d’une régulation de vitesse de la MSAP alimentée en tension et Commandée par l’orientation du flux

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

La vitesse est régulée à travers la boucle externe du bloc, la sortie de son régulateur est le couple électromagnétique de référence  $C_{emref}$  ou le courant de référence  $I_{qsref}$ . Il est limité de manière à tenir compte des caractéristiques de l’onduleur et de la surcharge de la machine.  $I_{qsref}$  est comparé à la valeur  $I_{qs}$  issue de la mesure des courants réels. L’erreur sollicite l’entrée du régulateur de référence  $V_{dsref}$ .

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

La sortie des régulateurs de  $I_{ds}$  et  $I_{qs}$  donnent des tensions de référence  $V_{dsref}$  et  $V_{qsref}$  et par la transformation de Park, on obtient les références de tensions  $V_{as}, V_{bs}, V_{cs}$  qui sont les tensions de la commande de l'onduleur à commande MLI.

### **III-5) Structure de la régulation**

La régulation est effectuée à l'aide des régulateurs de type PI et IP (proportionnelle, intégrale). Les algorithmes, même les plus performants, sont toujours une combinaison de ces actions. Nous avons adopté un régulateur proportionnel intégral (PI) et (IP). Dont le coefficient intégral  $K_i$  sert de réduire l'écart entre la consigne et la grandeur régulée donc de réduire le dépassement. Comme le terme proportionnel  $K_p$  permet le réglage de la rapidité du système et donc le temps de réponse.

Parmi ces approches, on peut citer la méthode de compensation de pôles, et la méthode de placement de pôles

#### **III-5-1) Méthode de compensation de pôles**

La méthode de compensation de pôles consiste à égaliser le zéro du régulateur avec le pôle de la fonction de transfert du système à réguler. Cela permet d'avoir une première équation. On fixe ensuite les dynamiques de poursuite (constante de temps en boucle fermée), ce qui donne une deuxième équation. Ainsi, le système des deux équations permet de calculer les deux coefficients du régulateur PI

#### **III-5-2) Méthode de placement de pôles**

Cette méthode calcule les paramètres du régulateur PI à partir de la spécification de pôles désirés en boucle fermée, et en connaissant le modèle du procédé

Dans ce qui suit, on calculera les différents régulateurs par la méthode de compensation de pôles, c'est la méthode la plus utilisée.

### **III-6) Dimensionnement de correcteur PI**

Les comparaisons entre les grandeurs de référence et les grandeurs calculées donnent des erreurs. La correction ou la compensation de ces erreurs est l'addition d'un bloc appelé correcteur ou compensateur.

Il existe plusieurs types de correcteurs, dans ce qui suit, on développera le correcteur de type Proportionnel Intégral (PI) ; par son action proportionnelle, il convient lorsqu'on veut annuler l'erreur, il est réalisable physiquement, du fait de son action intégrale, il

présente l'inconvénient de saturer éventuellement l'entrée du système, il faut alors l'associer à un dispositif d'anti-saturation.

Pour réaliser l'objectif d'assurer une commande de couple, il est nécessaire à chaque instant de connaître :

- Les courants ;
- Les flux ;
- La position.

L'expression du couple montre que pour le contrôler, il faut contrôler les composantes  $i_{ds}$  et  $i_{qs}$ . Dans le cas d'une machine à pôles lisses ( $L_d=L_q$ ), le couple est maximum pour  $i_{ds} = 0$ , tandis que pour le cas d'une machine à pôles saillants, le couple est maximum pour une valeur optimale de  $i_{ds}$ . L'annulation de  $i_{ds}$  provoque une réduction du courant statorique, ce qui permet à la machine de fonctionner dans la zone de saturation. [14]

$$i_s = \sqrt{i_{ds}^2 + i_{qs}^2} \leq i_{smax} \tag{III.1}$$

Donc, deux boucles internes sont introduites, l'une pour le courant  $i_d$ , et l'autre pour le courant  $i_q$ . Pour la vitesse, on introduit une boucle externe. En tout, on a besoin de trois correcteurs.

A partir des relations des tensions, on a :

$$\begin{cases} v_d = r_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_r L_q i_q \\ v_q = r_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_r L_d i_d + \omega_r \phi_f \end{cases} \tag{III.2}$$

En appliquant la transformation de Laplace, on obtient :

$$\begin{cases} V_d(s) = (r_s + sL_d)I_d(s) - E_q \\ V_q(s) = (r_s + sL_q)I_q(s) - E_d \end{cases} \tag{III.3}$$

Avec :

$$E_q = \omega_r L_q I_q(s)$$

$$E_d = -(\omega_r L_d I_d + \omega_r \phi_f)$$

$s$  : Le facteur de Laplace.

Sous forme matricielle, les équations précédentes s'écrivent comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_d(s) \\ V_q(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (r_s + sL_d) & -\omega_r L_q \\ \omega_r L_d & (r_s + sL_q) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d(s) \\ I_q(s) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_r \phi_f \end{bmatrix} \quad (III.4)$$

$$V_{dq}(s) = G(s)I_{dq}(s) + E_m(s)$$

D'où le schéma bloc est le suivant :

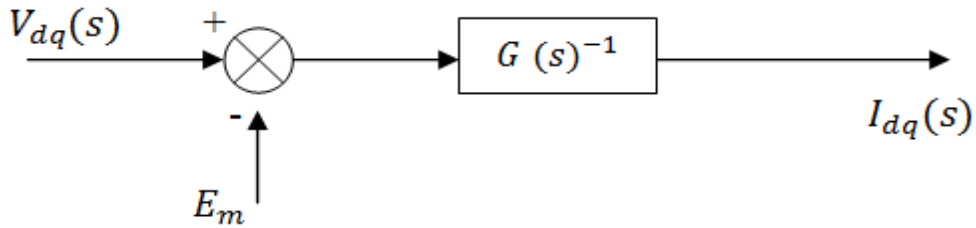


Figure III.16 Schéma bloc des équations électriques.

Les tensions de référence se calculent donc comme suit :

$$\begin{cases} V_d^{ref} = K_{p(d)}(i_d^{ref} - i_d) + K_{i(d)} \int (i_d^{ref} - i_d) dt - \omega_r L_q i_q - r_s i_d \\ V_q^{ref} = K_{p(q)}(i_q^{ref} - i_q) + K_{i(q)} \int (i_q^{ref} - i_q) dt + \omega_r L_d i_d - r_s i_q \end{cases} \quad (III.5)$$

Pour atteindre les objectifs recherchés, à savoir stabilité et précision avec un régulateur PI, dont la structure est imposée, plusieurs catégories d'approches sont possibles suivant l'information disponible sur le procédé.

### III-6-1) Calcul des régulateurs du courant

- Dimensionnement du régulateur de courant  $i_d$

Selon l'axe d, le modèle de la machine est le suivant :

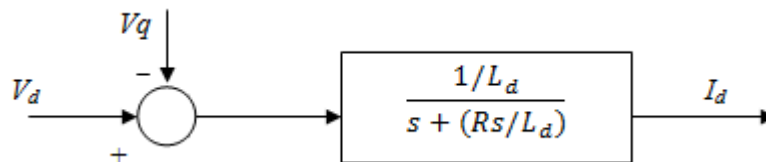


Figure III.17 Modèle de la machine suivant l'axe d .

La fonction de transfert du système dans l'axe d est donc :

$$FTBO = \frac{I_d(s)}{V_d(s)} = \frac{1/L_d}{s + (Rs/L_d)} = \frac{1/R}{1 + (L_d/Rs)s} = \frac{G_o(s)}{1 + T_d s} \quad (III.6)$$

Avec :

$$G_o(s) = 1/Rs \quad ; \quad T_d = L_d/Rs$$

Le régulateur Proportionnel Intégral (PI) a pour fonction de transfert :

$$G(s) = K_{pd} \frac{s+K_{id}/K_{pd}}{s} = K_{pd} + \frac{K_{id}}{s} \quad (III.7)$$

Avec :

$K_{pd}$  : Gain proportionnel du régulateur ;

$K_{id}$  : Gain intégral du régulateur.

La fonction de transfert du système en boucle ouverte, en incluant le régulateur, avec l'entrée de commande  $V_d$  ( $e_q = 0$ ) sera alors :

$$\begin{aligned} FTBO &= K_{pd} \left[ \frac{s + (K_{id}/K_{pd})}{s} \right] \left[ \frac{G_o(s)}{(1 + T_d s)} \right] \\ &= K_{pd} \left[ \frac{s+(K_{id}/K_{pd})}{s} \right] \left[ \frac{G_o/T_d}{s+(1/T_d)} \right] \end{aligned} \quad (III.8)$$

En utilisant la méthode de compensation de pôles, on aura :

$$\frac{K_{id}}{K_{pd}} = \frac{1}{T_d} \quad (III.9)$$

La fonction de transfert en boucle fermée :

$$FTBF = \frac{(K_{pd} G_o)/T_d}{s+(K_{pd} G_o)/T_d} = \frac{1}{1+T_i s} \quad (III.10)$$

Avec :

$$T_i = \frac{T_d}{G_o K_{pd}}$$

D'où :

$$\begin{cases} K_{pd} = \frac{p_{bf} T_d}{G_o} \\ K_{id} = \frac{p_{bf}}{G_o} \end{cases} \quad (III.11)$$

Avec :

$$p_{bf} = \frac{1}{T_i} : \text{Pôles en boucle fermé.}$$

### III-6-2) Réglage de la boucle externe de la vitesse

En supposant le couple résistant nul ( $C_r=0$ ), le courant sur l'axe q a atteint son régime permanent, et sa valeur finale est  $i_{qref}$ .

La fonction de transfert de la vitesse est :

$$\frac{\Omega_r(s)}{I_{qref}(s)} = \frac{3}{2} p \phi_f \frac{1}{Js+f_r} \quad (III.12)$$

En ajoutant un régulateur PI, la fonction de transfert en boucle ouverte devient :

$$F_w(s) = \left[ K_{pw} \frac{s + \frac{K_{iw}}{K_{pw}}}{s} \right] \left[ \frac{3}{2} p \frac{\phi_f}{f_r} \frac{1}{\frac{J}{f_r}s + 1} \right] = \left[ K_{pw} \frac{s + \frac{K_{iw}}{K_{pw}}}{s} \frac{K_0}{T_w s + 1} \right] \quad (III.13)$$

En utilisant le principe de la compensation de pôles on aura :

$$\frac{K_{iw}}{K_{pw}} = \frac{1}{T_w} \quad (III.14)$$

La fonction de transfert devient :

$$F_w(s) = \frac{K_{pw} K_0}{s} \quad (III.15)$$

Avec :  $K_0 = \frac{3}{2} p \frac{\phi_f}{f_r}$

$$T_w = \frac{J}{f_r}$$

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$F_w(s) = \frac{\frac{K_{pw} K_0}{T_w s}}{1 + \frac{K_{pw} K_0}{T_w s}} = \frac{1}{\frac{T_w}{K_{pw} K_0} s + 1} \quad (III.16)$$

Avec :  $t_w = \frac{T_w}{K_{pw} K_0}$

Alors : 
$$\begin{cases} K_{pw} = \frac{T_w}{t_w K_0} \\ K_{iw} = \frac{1}{t_w K_0} \end{cases} \quad (III.17)$$

### III-7) Dimensionnement de correcteur PI

Le correcteur intégrateur proportionnel présenté sur la figure III.13 est une association d'une boucle interne muni du régulateur proportionnelle et une boucle externe commandé par un intégrateur.

La commande des machines synchrones à aimant permanent à l'aide d'un régulateur IP dimensionnées par la méthode de compensation des pôles ou de placement des pôles.

Le schéma bloc de la régulation de vitesse avec régulateur IP est le suivant

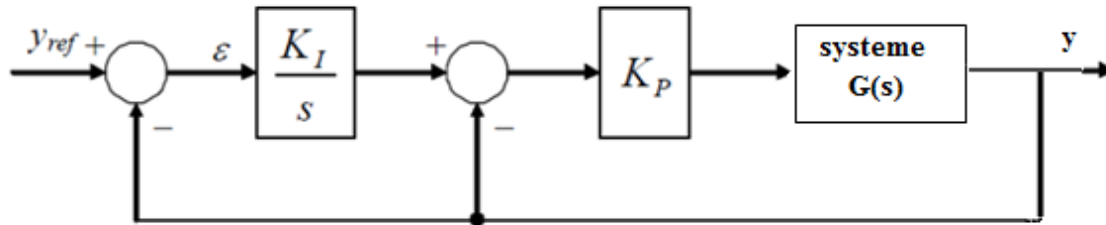


Figure III.13 Schéma de commande avec structure IP de vitesse

Prenant la fonction G(s) de premier ordre, la fonction de transfert en boucle fermée sera donner par :

$$FTBF(S) = \frac{\frac{ki*kp*Go}{j}}{s^2 + \frac{(f-kp)}{j}s + \frac{(ki*kp)}{j}} \quad (III.18)$$

Le calcul de paramètres ki et kp seront calculer par la méthode de placement des pôles, la fonction de transfert en boucle fermée peut être mise sous forme d'un modèle de second ordre standard :

$$H(S) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\varepsilon\omega_n s + \omega_n^2} \quad (III.19)$$

les pôles de la H(S) seront calculer comme suite :

$$\begin{cases} s1 = \omega_n(-\varepsilon + j\sqrt{1-\varepsilon^2}) = -\frac{1}{\tau p} + j\omega_0 \\ s2 = \omega_n(-\varepsilon - j\sqrt{1-\varepsilon^2}) = -\frac{1}{\tau p} - j\omega_0 \end{cases} \quad (III.20)$$

Ou :  $\tau p = \frac{1}{\varepsilon\omega_n}$  et  $\omega_0 = \omega_n\sqrt{1-\varepsilon^2}$

La réponse transitoire est donner par l'oscillation de pseudo-période :  $2\pi/\omega_0$

Amortie par une exponentielle de constante du temps  $\tau p$

D'où

$$\begin{cases} 2\varepsilon\omega_n = \frac{(f-kp)}{j} \\ \omega_n^2 = \frac{(ki*kp)}{j} \end{cases} \quad \text{(III.21)}$$

**Conclusion**

Ce chapitre est consacré à une présentation des diagrammes vectoriels de la (MSAP) ainsi Les grandeurs de la machine, à savoir le couple, la vitesse et les courants sont contrôlés via des correcteurs Proportionnel Intégral et correcteur intégral prportionnel dont le dimensionnement est basé sur la compensation de pôles. Et Les étapes de modélisation de l'onduleur et d'analyse décrites dans les chapitres précédents seront appliquées pour la simulation du régime transitoire de démarrage d'un moteur synchrone à aimants permanents appliqué pour la traction du véhicule.

La mise en œuvre de la technique de commande de la vitesse sera validée en considérant différents régimes.et présenté le banc expérimental réalisé et les résultats expérimentaux obtenus. Ces étapes feront l'objet du prochain chapitre.

IV-1) Schéma globale de simulation

Illustration du schéma global implémenté sur MATLAB

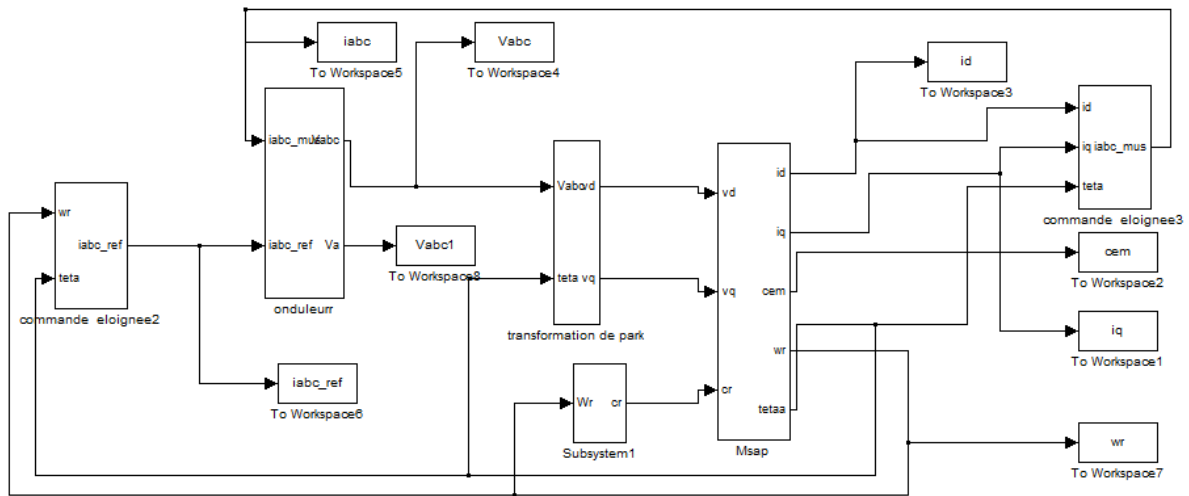


Figure IV.1 modèle complet de simulation de la machine synchrone a aimant permanent

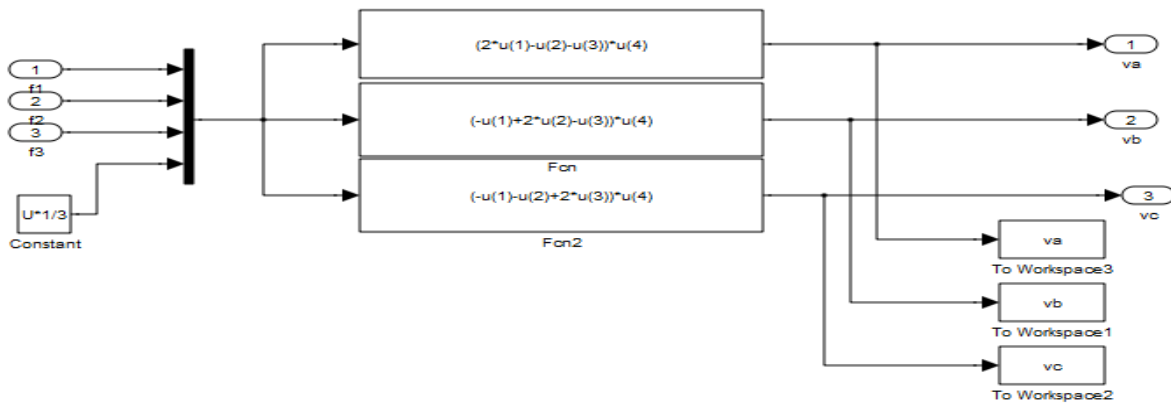


Figure IV.2 modèle d'onduleur utilisé

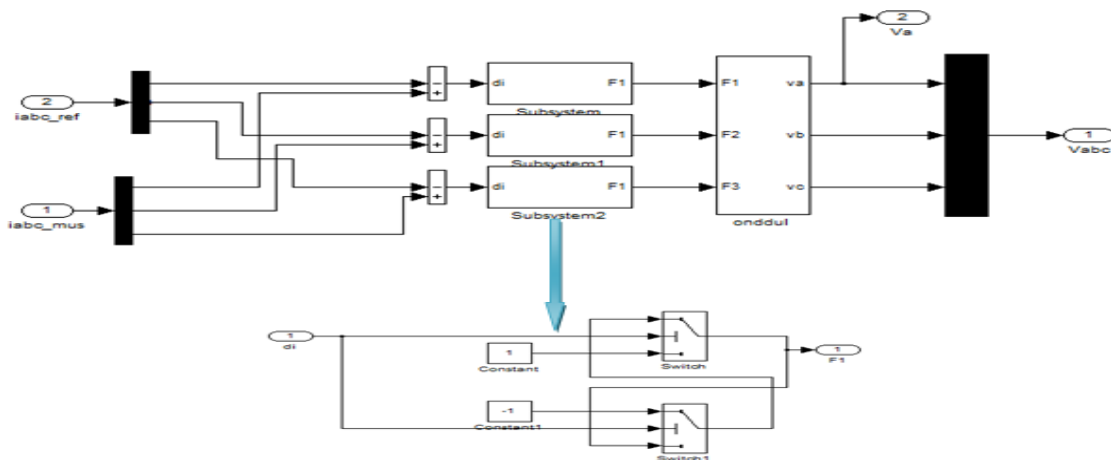


Figure IV.3 contrôle vectorielle MLI

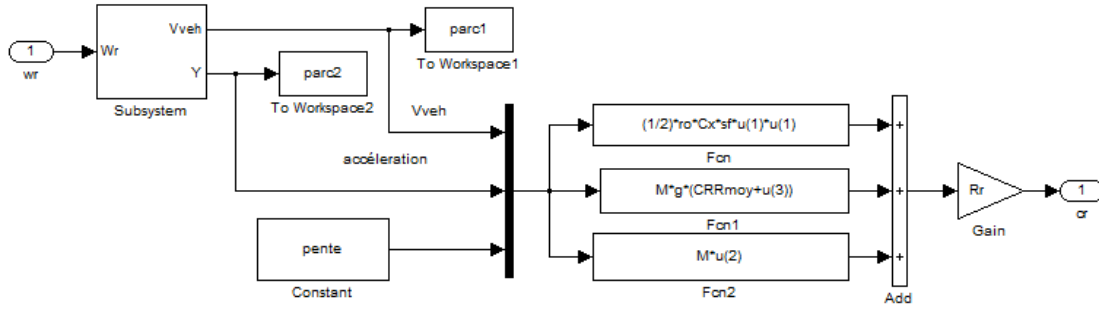


Figure IV.4 schéma de modélisation de l'expression du couple Cr

**IV-2) Simulation numérique de validation**

Résultats de simulation de l'association onduleur-commande vectoriel-machine synchrone à aimant permanent, à l'aide des régulateur PI et IP.

**IV-2-1) Simulation en intégrant le régulateur PI avec (p=0%)**

**Application I :**

❖ p=0% à un échelon de 100 km/h

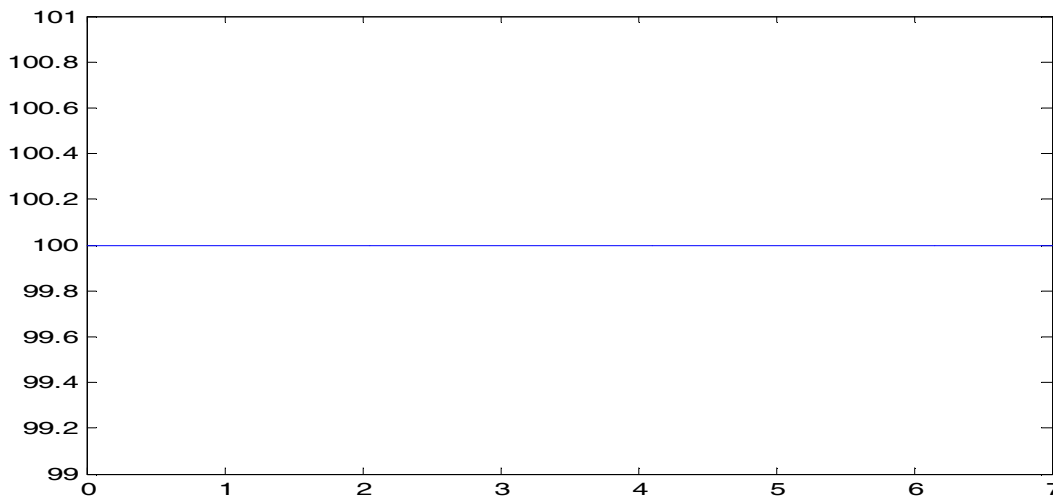


Figure IV.5 la consigne étant un échelon

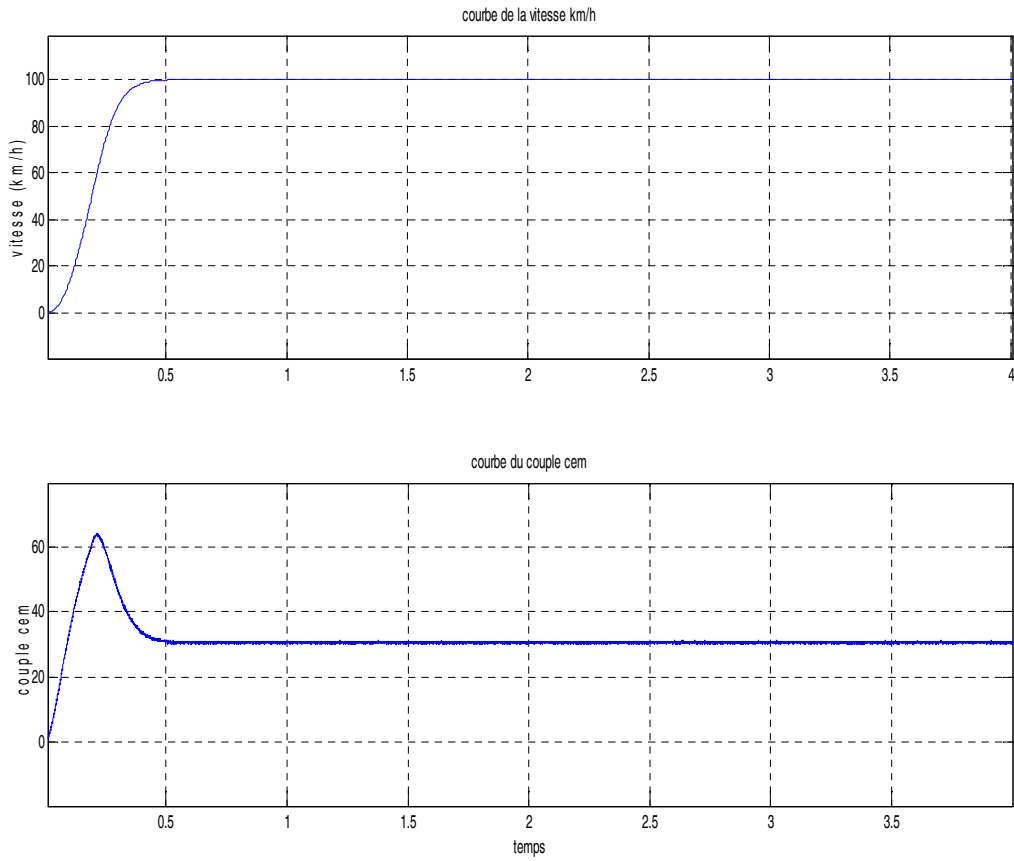


Figure IV.6 résultats de simulation couple-vitesse

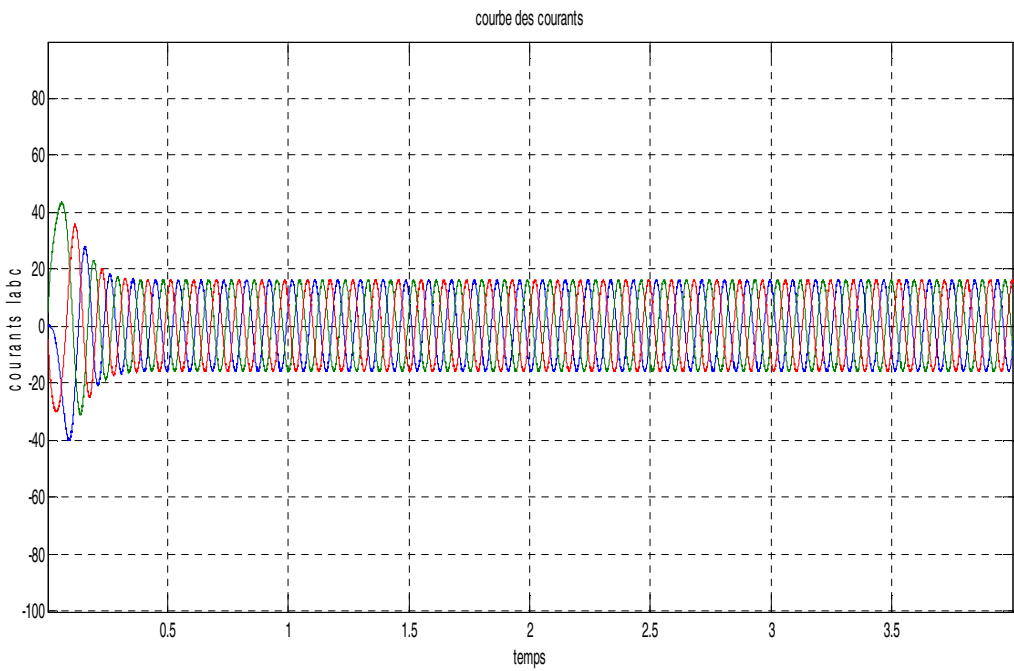


Figure IV.7 résultats de simulation des courants  $i_{abc}$

La vitesse se stabilise à sa valeur de référence en 0.45seconde, et au démarrage de la machine absorbe un courant de 42A pour développer un couple capable de vaincre tout les couples résistants dont le couple dû à l'inertie qui est proportionnel à la variation de vitesse, aussi au régime permanent s'annule dont la diminution du courant 27A et du couple à 30N/m. Figure (IV.6) Figure (IV.7).

Application II

❖ à p=0% pour deux vitesses 90 km/h et 100 km/h

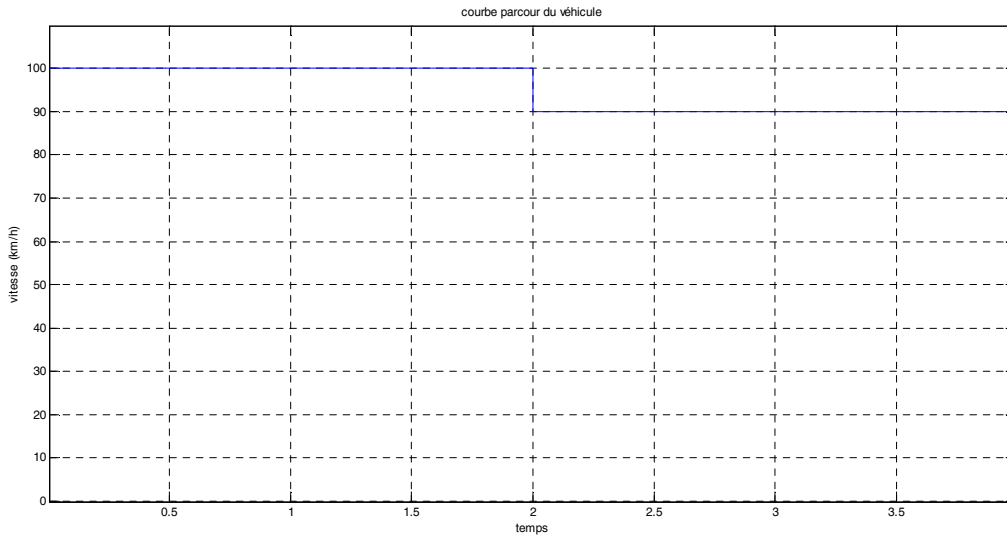


Figure IV.8 parcours

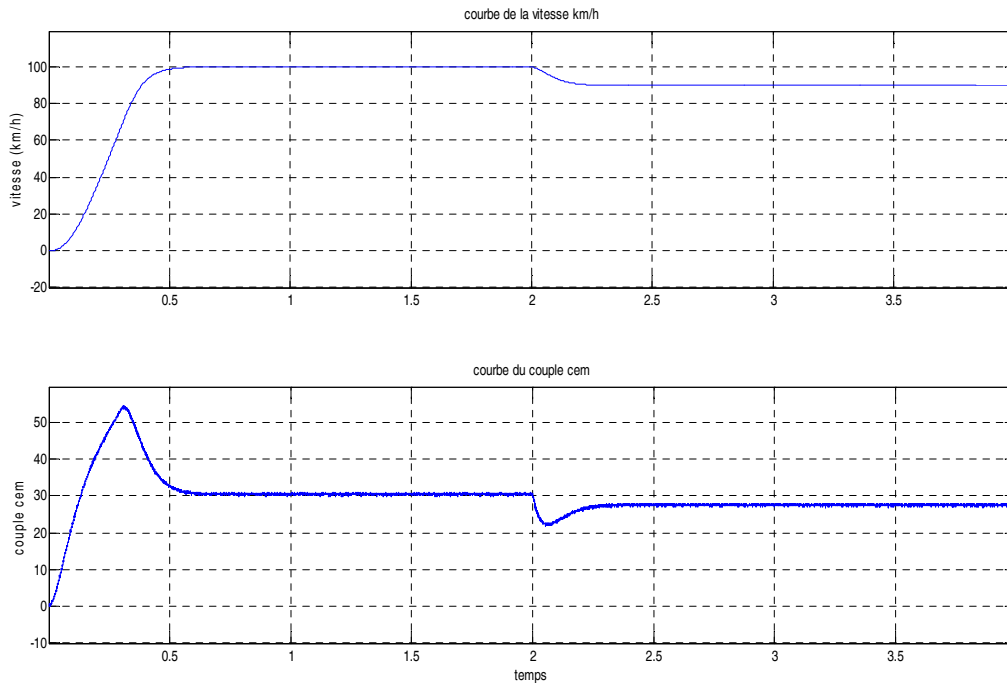


Figure IV.9 Figure IV.9 résultats de simulation couple-vitesse

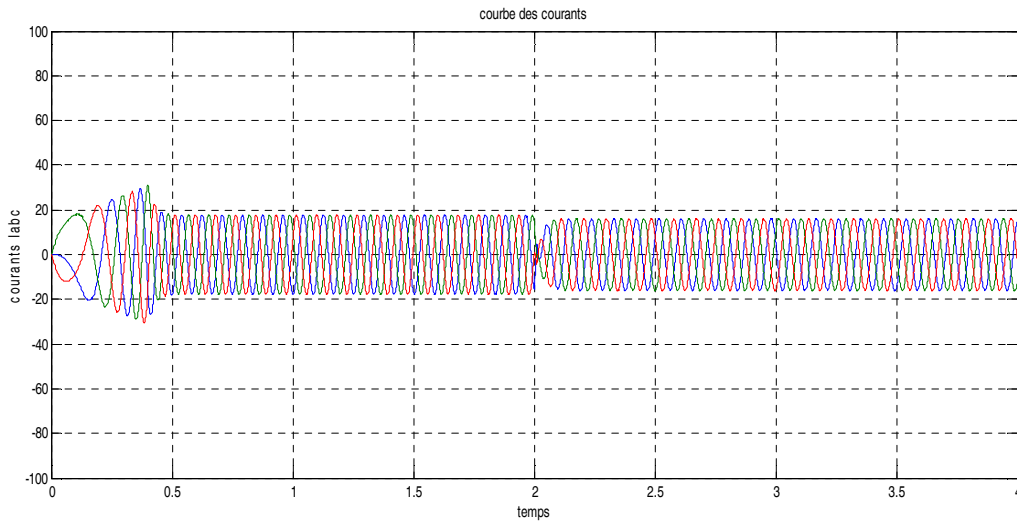


Figure IV.10 résultats de simulation des courants Iabc

Dans cette application II, la vitesse se stabilise à 0.5 seconde, un pic du courant de 30A dû au démarrage de la machine, le couple électromagnétique aussi élevé  $C_{em\ max}=55N/m$  pendant le régime transitoire, et à l'intervalle [0.5, 2] seconde le régime imposé est atteint dont la vitesse est 100km/h, le courant prend une valeur de 28A dû à l'inertie qui est proportionnel a la variation de la vitesse du véhicule ,ainsi le couple décroît progressivement et se stabilise à une valeur de 30N/m, et dans l'intervalle [2, 7] la diminution du courants du au chute de la vitesse à une valeur de 90km/h le courant suit la vitesse en diminuent jusqu'à 26A dû au changement de la vitesse, Figure (IV.9) Figure (IV.10).

**IV-2-2) Simulation en intégrant le régulateur IP avec (p=0%)**

**Application III:**

❖ **p=0% à un échelon de 100 km/h**

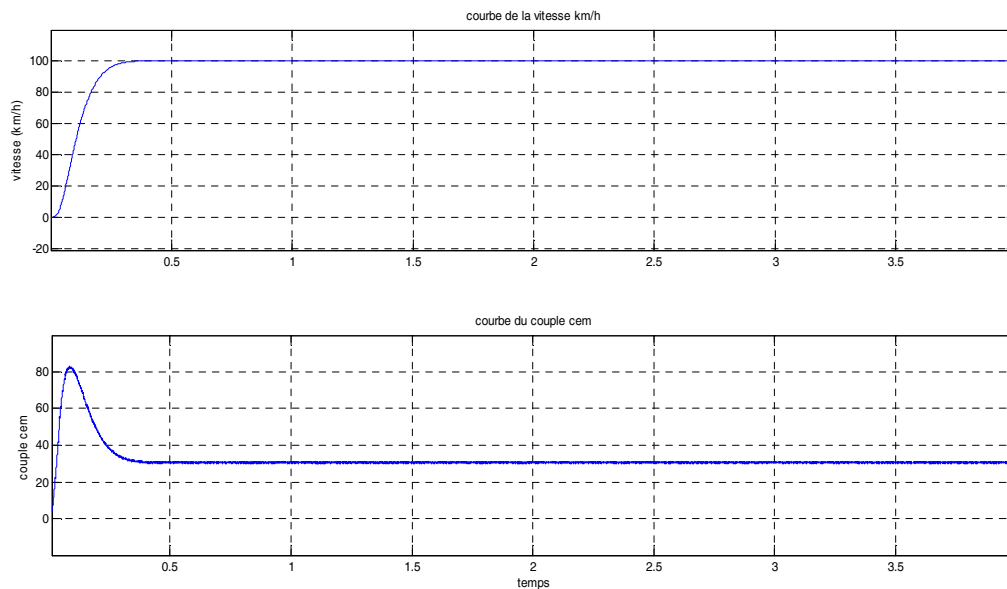


Figure IV.11 résultats de simulation couple-vitesse

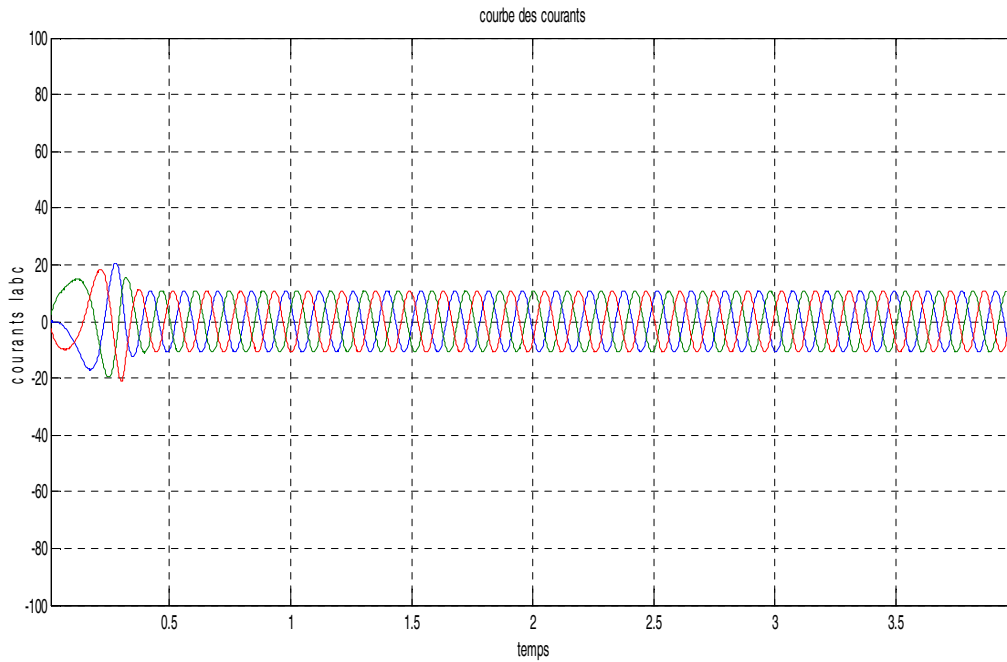


Figure IV.12 résultats de simulation des courants Iabc

La vitesse se stabilise à sa valeur de référence en 0.45seconde, et au démarrage de la machine absorbe un courant de 20A pour développer un couple de 80N/m capable de vaincre tout les couples résistants dont le couple dû à l’inertie qui est proportionnel à la variation de vitesse, aussi au régime permanent s’annule dont la diminution du courant 10A et du couple à 30N/m. Figure (IV.11) et Figure( IV.12).

**Application IV:**

- ❖ à  $p=0\%$  pour deux vitesses 90 km/h et 100 km/h

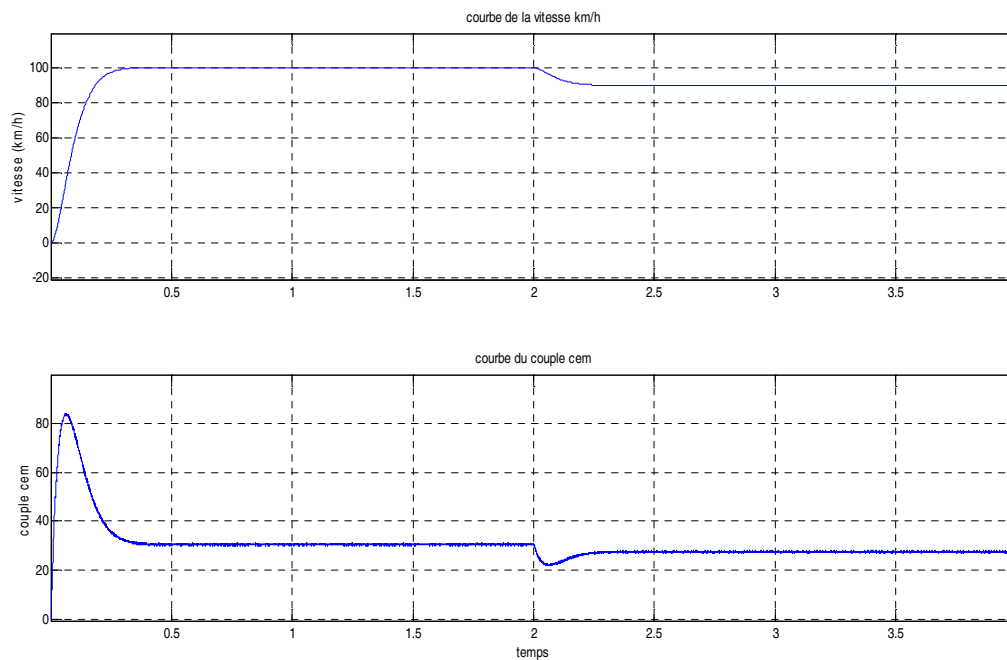


Figure IV.13 Résultat de simulation couple-vitesse

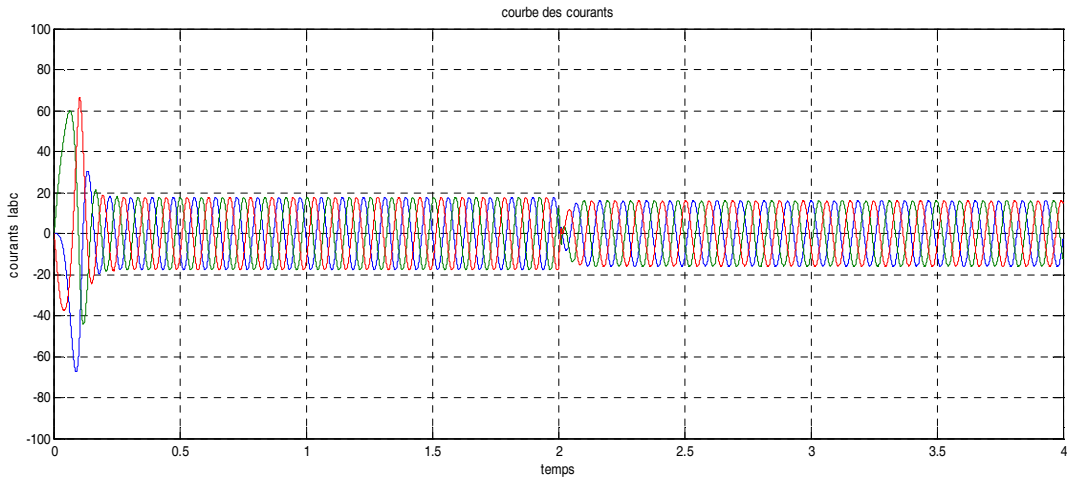


Figure IV.14 résultats de simulation des courants Iabc

L' application IV, la vitesse se stabilise à 0.35 seconde qui est sa valeur finale, un pic du courant de 62A dû au démarrage de la machine, le couple électromagnétique aussi élevé  $C_{em\ max}=82N/m$  pendant le régime transitoire, et à l'intervalle [0.35, 2] seconde le régime imposé est atteint dont la vitesse est 100km/h, le courant prend une valeur de 19A dû à l'inertie qui est proportionnel a la variation de la vitesse du véhicule ,ainsi le couple décroît progressivement et se stabilise à une valeur de 30N/m, et dans l'intervalle [2, 7] la diminution du courants du au chute de la vitesse à une valeur de 90km/h le courant suit la vitesse en diminuant jusqu'à 17A suite au dégradation de la vitesse, dont le couple se fixe a 16N/m. Figure (IV.9) Figure (IV.10).

**IV-2-3) Résultats de simulation en fonction de la pente %**

**Application V:**

- **Simulation avec le régulateur PI**
  - ❖ **P=15% échelon de 100km/h simulé au démarrage**

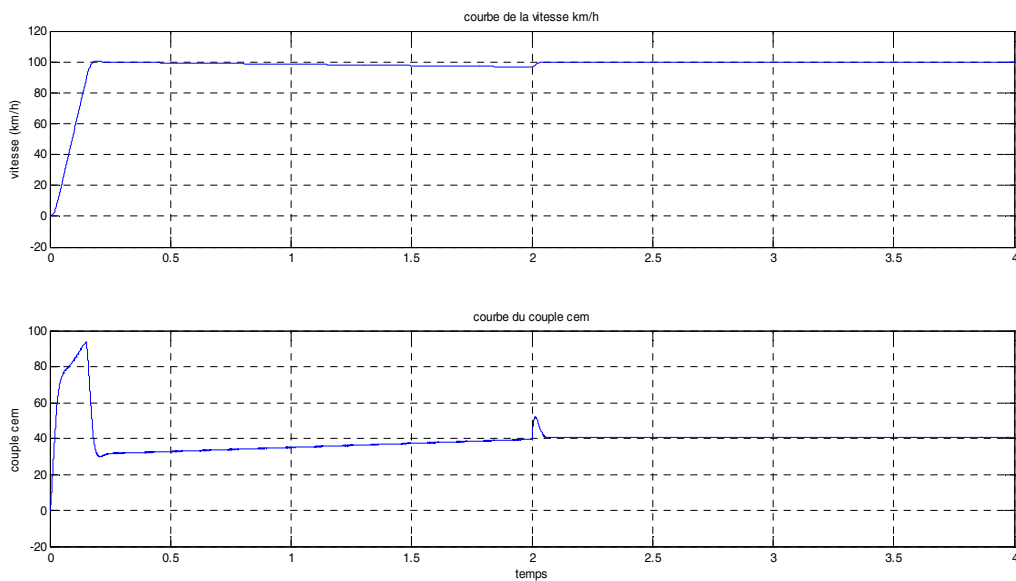


Figure IV.15 résultats de simulation couple-vitesse

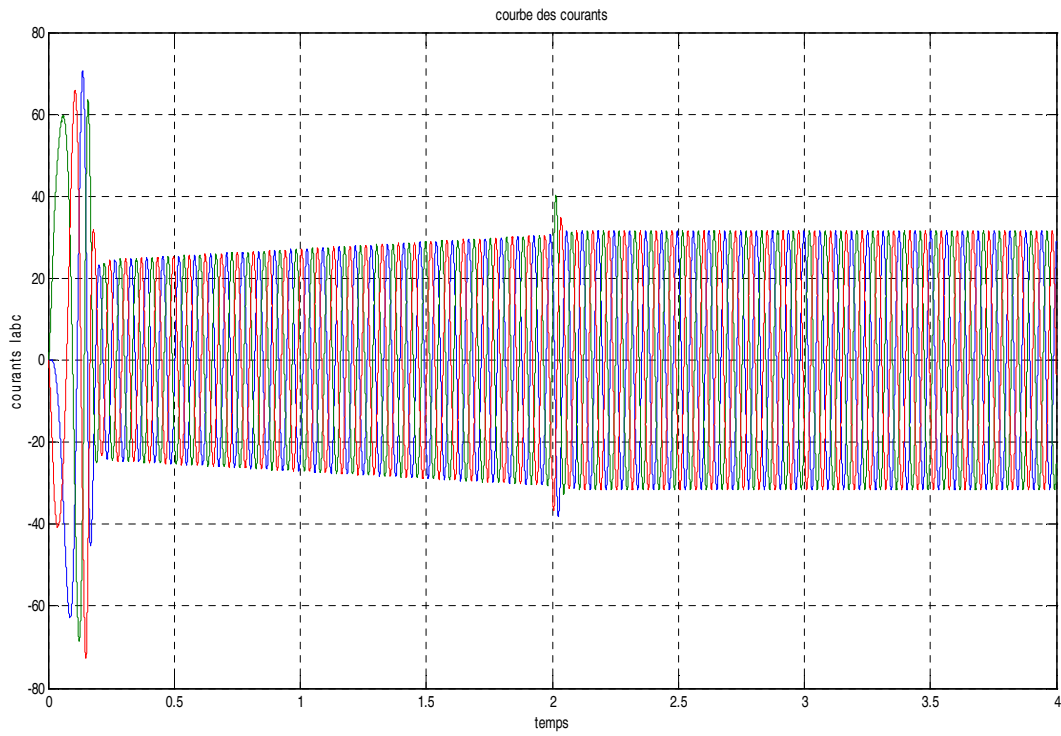


Figure IV.16 résultats de simulation des courants Iabc

**Application VI:**

- ❖  **$P = -15\%$  échelon de 100km/h simulé au démarrage**

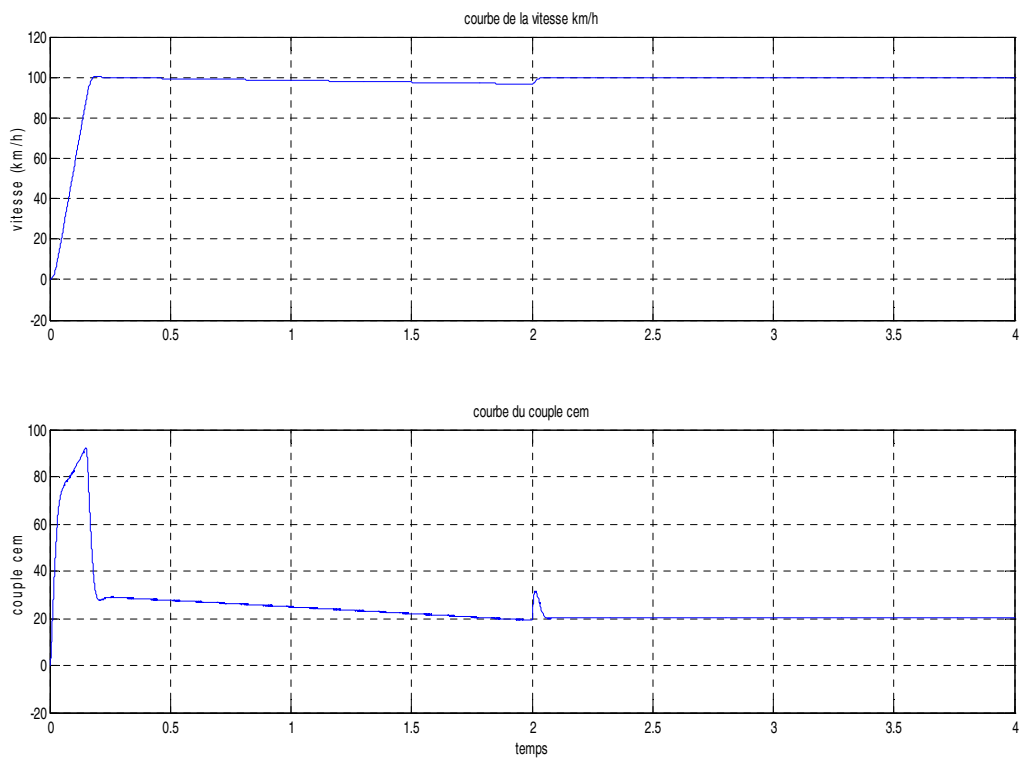


Figure IV.17 résultats de simulation couple-vitesse

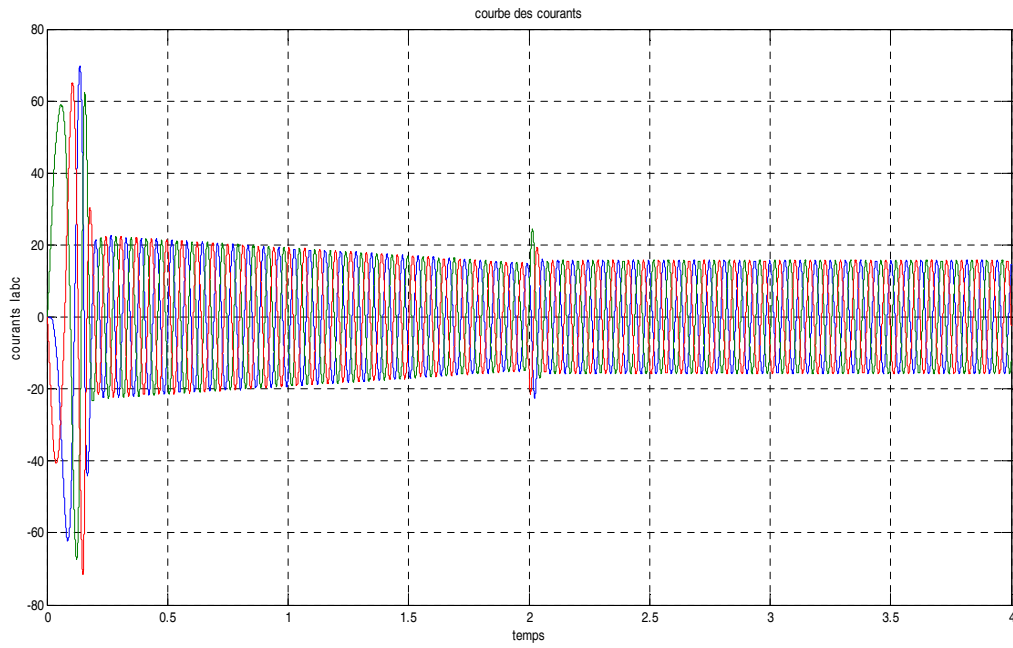


Figure IV.18 résultats de simulation des courants Iabc

**Application VII:**

➤ **Simulation avec le régulateur IP**

❖ **P=15% échelon de 100km/h simulé au démarrage**

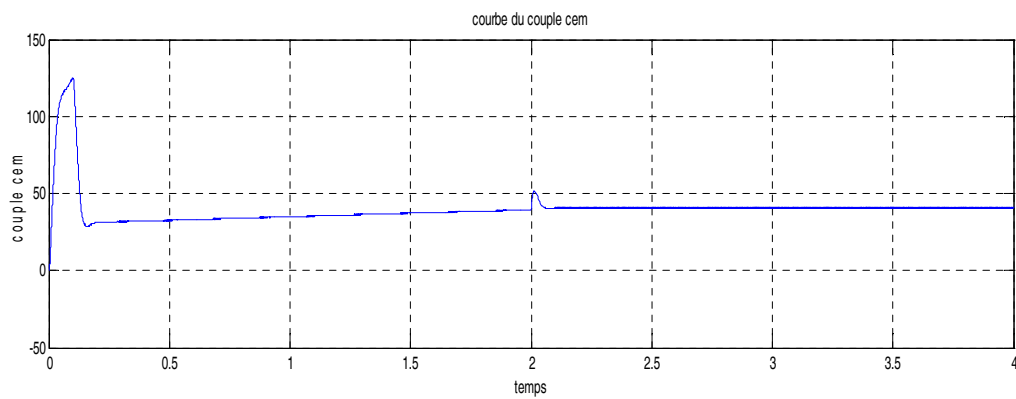
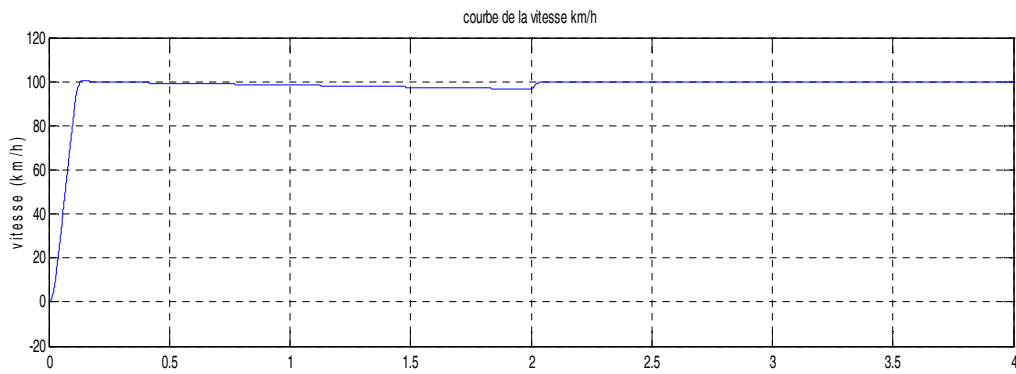


Figure IV.19 résultats de simulation couple-vitesse

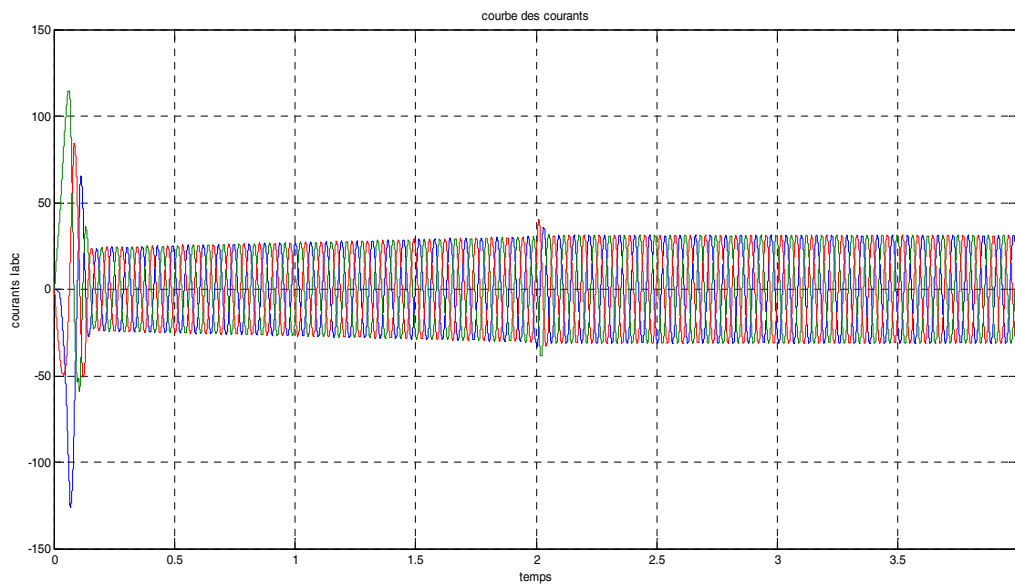


Figure IV.10 résultats de simulation des courants Iabc

**Application VIII:**

❖  $P = -15\%$  échelon de 100km/h simulé au démarrage

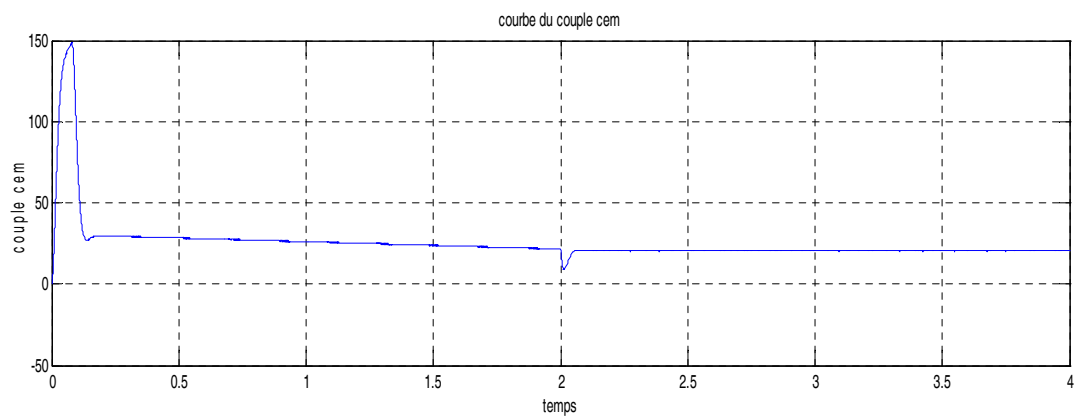
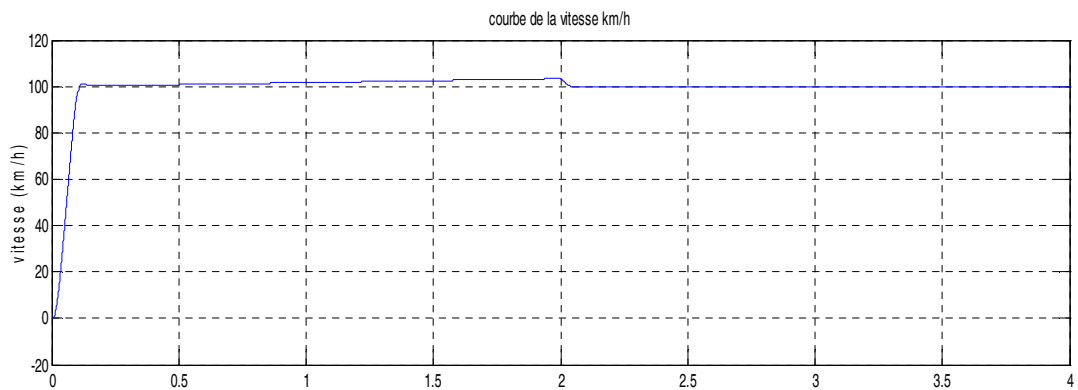


Figure IV.20 résultats de simulation couple-vitesse

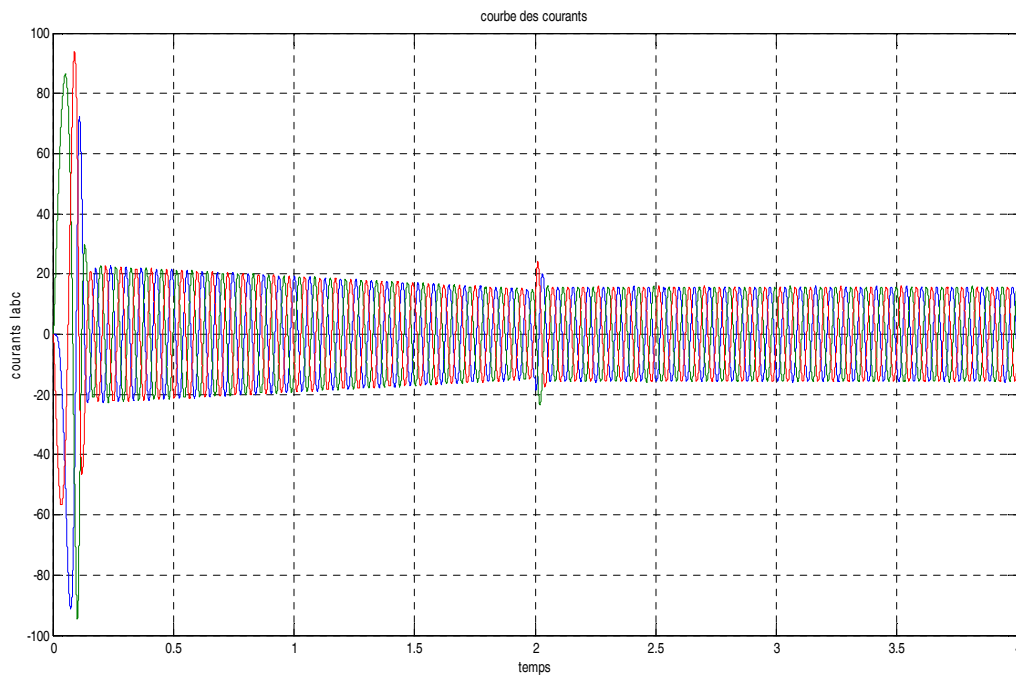


Figure IV.21 résultats de simulation des courants Iabc

**Application IX :**

- ❖ **Simulation dans le cas de la consigne est une rampe à une vitesse de 100km/h**

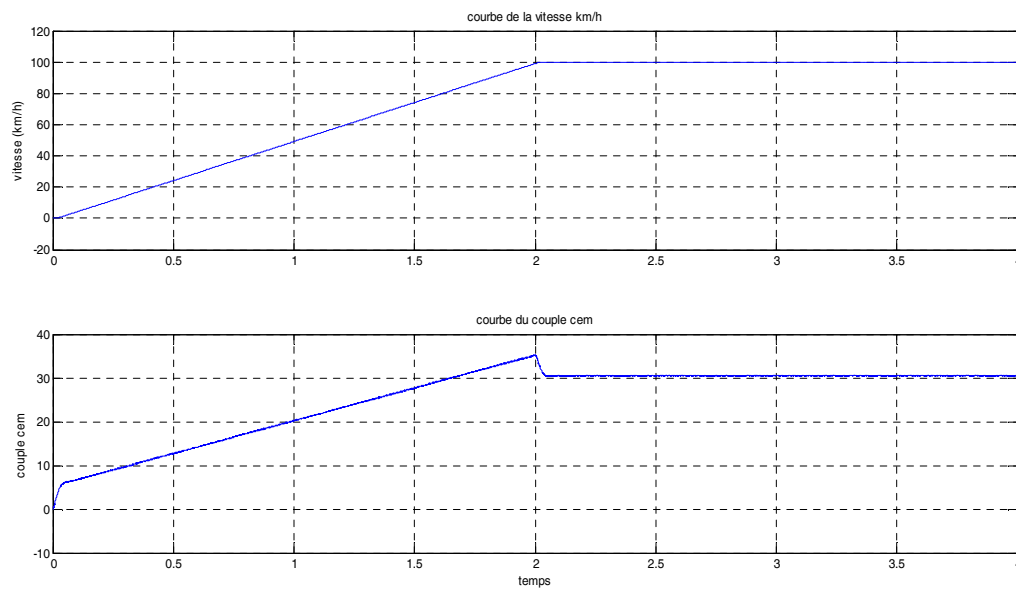


Figure IV.22 résultats de simulation couple-vitesse

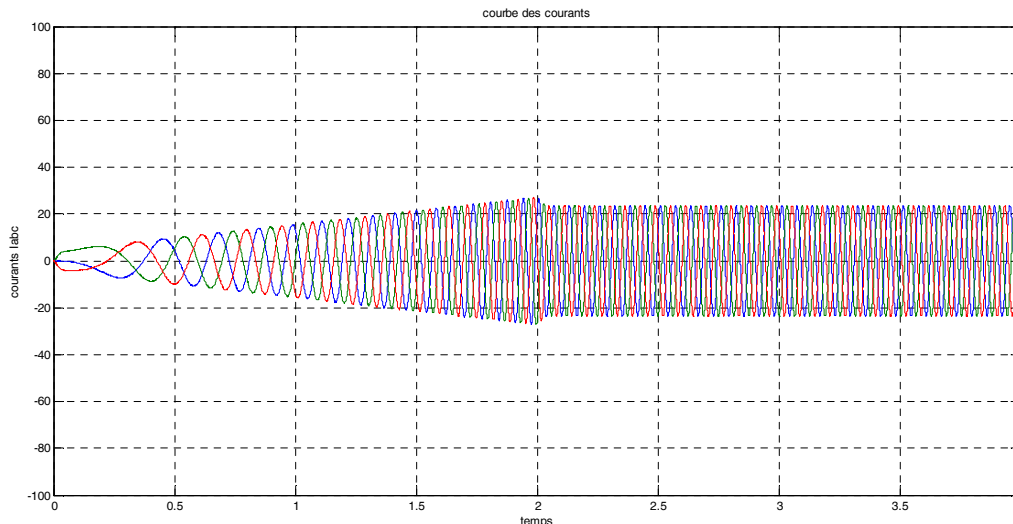


Figure IV.21 résultats de simulation des courants Iabc

On constate au démarrage du moteur dont la consigne appliqué est une rampe, la vitesse augment progressivement et atteint sa valeur finale supposé de 100km/h au bout de 2 seconde, la machine absorbe un courant se décroît à une valeur de 23A pour développer un couple capable de vaincre les couples résistants dû au  $(Mg \cdot \sin(\theta))$  qui est proportionnel a la variation de la vitesse, et a partir du 2 second le régime permanent est atteint le vitesse se stabilise à sa valeur de référence de 100km/h, la machine absorbe un courant moins par rapport au celui de démarrage, et un pic du couple de 25N/m du au moment de stabilité ensuit décroît et reste constant à la valeur de 30N/m.

#### IV-2-4) Comparaison des résultats entre $p=0\%$ et $p=15\%$

On constate qu'au démarrage le moteur le couple électromagnétique :

Pour  $p=0\%$   $C_r$  faible, les vitesses se stabilise toujours à des valeurs imposé et des courant presque les même due à la force et la variation de vitesse pour vaincre inertie du véhicule

➤ Pour  $p=15\%$  montée,  $C_r$  est important puisque la force de traction augmente ce qui engendre une chute de vitesse, et la machine absorbe un courant important pour développé un couple capable de vaincre tout les couple résistant dû  $(+Mg \cdot \sin(\theta))$ , la vitesse se stabilise en suite au régime permanant a des valeurs imposées.

➤ Pour  $p=-15\%$  descente, ce qu'explique l'augmentation de vitesse, de  $C_{em}$  diminue progressivement au démarrage du véhicule dû au  $(-Mg \cdot \sin(\theta))$ , et au moment la pente devient 0% le couple se stabilise au régime permanent et ainsi la vitesse se stabilise à la valeur imposé implique le moteur fonctionne au mode générateur (récupération d'énergie vers la batterie).

La simulation représentée par les figures précédentes sont satisfaisants ceux-ci implique que cette commande se peut utiliser pour un véhicule électrique, la commande à assuré un bon suivi de consigne, l'effet de la perturbation (de la charge) pourrait complètement compenser,

ainsi que même si le  $C_r$  est variable en fonction de la pente% on voit que une bonne régulation de vitesse est assurée par le régulateur IP à un temps de réponse min.

### **Conclusion**

Le contrôle du moteur synchrone à aimant permanent est simple et les résultats de simulations ont montré que la commande vectorielle offre de bonne performance dynamique et statique comme on constate l'utilité des régulateurs qui sont pour l'effet de compensation des perturbations du couple résistant sans qu'il y ait de défaillance ni de dégradation dynamique du véhicule. la vérification de l'état de marche des régulateur PI et IP.

À fin de comparer les résultats obtenus, Le correcteur intégral proportionnel IP est essentiellement et différent du correcteur PI par le fait qu'il ne présente pas de zéro dans la fonction de transfert en boucle fermée, ainsi sa sortie ne présentera pas de discontinuité lors de l'application d'une consigne de type échelon.

Dans ce travail, notre objectif a été d'étudier les alimentations destinées aux véhicules électriques en point de vue organisationnel et énergétique visant à augmenter son autonomie, et pour atteindre cet objectif nous nous sommes appuyés d'abord sur une étude des véhicules électriques et par la suite les différentes commandes utilisées et la modélisation des parties de la chaîne de traction et en finir par validation et simulation des résultats.

Le développement rapide des convertisseurs statiques et grâce au progrès récent effectué au niveau de la technologie de composants de puissances à semi-conducteurs, la structure de l'onduleur de tension à trois niveaux est plus adaptée.

Dans ce sens pour une amélioration de l'autonomie de véhicule pour les charges importantes, c'est l'effet de compensatoire de la commande vectorielle qui s'impose, le principal avantage du contrôleur proposé réside dans les paramètres de la machine à fin d'avoir une bonne poursuite de vitesse et des performances dynamiques satisfaisantes, mais aussi compenser rapidement l'effet des perturbations qui peuvent avoir lieu sur la chaîne de régulation, le régulateur IP appréciés pour ses bonnes propriétés de robustesse pour une éventuelle variation des paramètres de la MSAP.

Cependant, le contexte et de positionner notre étude, en dressant un état de l'art de différentes structures de chargeur de batteries. Nous avons par ailleurs montré l'importance des travaux de recherches sur les batteries et leurs chargeurs associés. Des architectures de chargeurs embarqués inductifs et filaires ont été présentées à la fois pour un réseau monophasé et/ou triphasé. Parmi elles, plusieurs topologies permettent d'utiliser entièrement ou partiellement la même chaîne de puissance pour le mode de traction et le mode de recharge du véhicule, mutualisant l'utilisation des composants à semi-conducteurs et le moteur de traction.

### Modèle de la machine

$MSAP$	<i>Machine Synchronne à Aimants Permanents</i>
$(d,q)$ :	<i>Indice du repère de Park lié au rotor</i>
$(\alpha,\beta)$ :	<i>Indice du repère de Concoordia lié au rotor</i>
$R_s$ :	<i>Résistance statorique</i>
$L_d$ :	<i>Inductance statorique directe</i>
$L_q$ :	<i>Inductance statorique quadratique</i>
$\varphi_f$ :	<i>Flux d'excitation des aimants permanents</i>
$\varphi$ :	<i>Flux statorique</i>
$(\varphi_d, \varphi_q)$ :	<i>Composantes du flux statorique</i>
$(i_d, i_q)$ :	<i>Composantes du courant statorique</i>
$C_{em}$ :	<i>Couple électromagnétique</i>
$C_r$ :	<i>Couple électromagnétique</i>
$p$ :	<i>Nombre de paire de pôles</i>
$J$ :	<i>Moment d'inertie totale de la machine</i>
$f$ :	<i>Coefficient de frottement visqueux</i>
$\omega$ :	<i>Pulsation électrique rotorique</i>
$\Omega$ :	<i>Vitesse de rotation mécanique du rotor</i>

### Modèle du véhicule électrique

$M$ :	<i>Masse du véhicule</i>
$CRR_{moy}$ :	<i>Coefficient de résistance au roulement</i>
$C_x$ :	<i>Coefficient de pénétration dans l'air</i>
$S_f$ :	<i>Section frontal du véhicule</i>
$V$ :	<i>Vitesse du véhicule</i>
$v_v$ :	<i>Vitesse du vent</i>
$g$ :	<i>gravitation</i>
$\alpha$ :	<i>L'angle de la pente</i>
$\rho$ :	<i>Densité volumique de l'air</i>
$r$ :	<i>Rayon des pneumatiques</i>

*Paramètres de la machine*

Ld=1.598\*1e-3;  
Lq=2.057\*1e-3;  
Rs=0.0065;  
cr=60;  
p=2;  
phi=0.1757;  
J=0.090;  
f=0.3;  
U=500;  
w\_ref=314;  
h=0.01;  
Kp=2.1309;  
Ki=1.3645;  
ro=1.28;  
Cx=0.32;  
sf=2.5;  
g=10;  
CRRmoy=0.015;  
pente=0.15;  
Rr=0.30;

## **BIBLIOGRAPHIE**

- [1]-International Conference on Green Energy and Environmental Engineering (GEEE-2014) ISSN: 2356-5608 Sousse, Tunisia – 2014<<Dimensionnement de la chaîne de traction d'un véhicule électrique>>
- [2]- Djamel benoudjit<< contribution à l'optimisation et à la commande d'un system de propulsion>> thèse doctorat en science en génie électrique 2010.
- [3]- -Chibani aziz<<étude pour la conception d'une machine synchrone à rotor externe>>thèse magister en électrotechnique 2011.
- [4]- Piere dysmix <<véhicule électrique, hybride, et a pile a combustible>>thèse doctorat 2013
- [5]- <http://www.sodetrel.fr/17-tout-sur-les-infrastructures-de-recharge.html>
- [6]-Ahmed Boucherit<< Conception d'un convertisseur de puissance pour véhicules électriques multi-sources>>thèse doctorat 2011.
- [7]-Samah Saker<<Modélisation et Contrôle du système, Pile à Combustible, Convertisseurs et Super condensateur>> thèse magister.
- [8]-yacine kchaou<<Etude d'industrialisation de Véhicules Électriques en Tunisie>>mémoire master professionnel 2013
- [9]-Aiman NOUH<<Contribution au développement d'un simulateur pour les véhicules électriques routiers>>thèse doctorat 2008 université de Franche-Comté.
- [10]-Samantha LACROIX<< Modélisation et commande d'une chaîne de conversion pour véhicule électrique intégrant la fonction de charge des batteries>> THÈSE DE DOCTORAT 2013
- [11]-Noëlle janiaud<<modélisation du système de puissance du vehicule électrique en régime transitoire en vue de l'optimisation de l'autonomie des performances et des couts associes. Thèse doctorat 2011 université paris-sud 11.environnement
- [12]-Arif Ali << Amélioration des performances d'un véhicule électrique alimenté par une source photovoltaïque >>thèse doctorat en science 2013.

- [13]-J. Beretta, "Le génie électrique automobile, la traction électrique", H. Science, éd. LAVOISIER. (2005).
- [14]-Multon B. <<application des aimants aux machines électrique>> note de cours version 2006 Ecole Normal Supérieur de Cachan, Antenne de Bretagne, Département de Mécatronique .
- [15]-kant M. << Actionneur à collecteur à aimants permanents >> technique de l'ingénieur, traité génie électrique D3 695 .
- [16] rachid adbessemed <<modélisation et simulation des machines électriques >> livre technosup spécialité électrotechnique version mai 2011.
- [17] A. Saiad "Commande à structure variable d'un système d'entraînement électrique" Mémoire de Magister, université de Batna, 2002.
- [18]- F. benchabane " Commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattering" Mémoire de magister, université de Biskra, 2005
- [20] -Bernard Multon, Laurent Hirsinger<<Problème de la motorisation d'un véhicule électrique, 1ere partie>> revue 3EI, 1995, pp.53-64. 2eme partie>> revue 3EI, 1996, pp.55-64.
- [21] -Benoit Sarrazin. Optimisation d'une chaîne de traction pour véhicule électrique. Electric power. Université de Grenoble, 2012. French
- [22] -Boucheritte wafa<<Convertisseurs multiniveaux dans les systèmes PV Connectés au réseau>>Magister en : Electrotechnique biskra.
- [23]-KACI Yahia<< étude d'une nouvelle approche MLI (PWM) en temps réel basée sur le principe des réseaux de neurones destinée aux véhicules électriques>>mémoire magister université Mouloud Mammeri de tizi ouzou 2015.
- [24]-AID Housseem et AINA Wafaa<<Synthèse de lois de commande non-linéaires pour un entraînement électrique à vitesse variable basé sur un moteur synchrone à aimants permanents>>mémoire master université Tlemcen 2013.