

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



Université A. MIRA-BEJAIA

Faculté de Technologie

Département de Génie Electrique

Mémoire de Fin d'études

En vue de l'obtention du diplôme de Master en Electromécanique

Spécialité: Maintenance Industrielle

Thème :

**COMMANDE DE LA MACHINE SYNCHRONES À AIMANTS
PERMANENT D'UN VÉHICULE ÉLECTRIQUE**

Réalisé par :

M^r: Makhlouf Hamou

Encadré par :

M^r: Achour Abdelyazid

M^{elle}: Makhlouf Thiziri

Année Universitaire 2019/2020

Remerciements

Remerciement

Je tiens à remercier, tout d'abord, le dieu le plus puissant qui nous a donné la santé, le courage et la patience pour achever ce travail.

Mes plus vifs remerciements s'adressent à mon promoteur, Mr ACHOUR pour son implication, son orientation et ses remarques constructives.

Mes remerciements s'adressent également à ma co-promotrice, M^{elle} MAKHLOUF pour son aide.

Je remercie aussi les membres du jury pour l'honneur qu'ils m'ont fait en participant au jugement de mon travail et tous les enseignants de département électromécanique qui ont participé à ma formation.

Dédicaces

Je dédie ce travail à :

Mes parents, et le dévouement dont ils font preuve. A ma famille et amis(es), et à tous ceux qui nous sont chers.

HAMOU

Table des matières

SOMMAIRE

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

Chapitre I : Etat de l'art sur le véhicule électrique.

I.1. Introduction	3
I.2 Définition du véhicule électrique hybride	3
I.3 Architectures des véhicules électriques hybrides.....	3
I.3.1. Structure série	3
I.3.2. Structure parallèle.....	4
I.3.3 Hybridation mixte : série-parallèle.....	5
I.4. Véhicule tout électrique	5
I.5. Chaîne de traction d'un véhicule électrique.....	6
I.5.1. Batterie.....	6
I.5.1.1. Batterie Plomb-acide	6
I.5.1.2. Batterie Nickel-cadmium	6
I.5.1.3 Batterie Lithium-ion	7
I.5.2 Convertisseurs électriques.....	7
I.5.2.1 Convertisseur alternatif/continu (redresseur).....	7
I.5.2.2 Onduleur (DC/AC).....	7
I.5.2.3 Hacheurs (DC-DC)	7
I.5.3 Moteur électrique.....	7
I.5.3.1 Machine synchrone à aimants permanents.....	8
I.5.3.2 Avantages de la MSAP.....	8
I.5.3.3 Inconvénients de la MSAP.....	8
I.6. Conclusion	9

Chapitre II : Modélisation de la MSAP et de la dynamique du VE

II.1. Introduction	10
II.2. Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents.....	10
II.2.1. Hypothèses simplificatrices	11
II.2.2. Equations de la MSAP dans le référentiel (abc)	11
II.2.2.1. Equations électriques	11
II.2.2.2 Equation mécanique	12

II.2.2.3. Equation électromagnétique	12
II.2.3 Transformation de Park	12
II.2.4 Equations du MSAP dans le référentiel (d, q).....	13
II.2.4.1 Équations électrique	14
II.2.4.2 Équation mécanique	14
II.2.4.3 Équations électromagnétique	14
II.2.5 Equation d'état du MSAP	15
II.3 Alimentation du MSAP par un onduleur de tension.....	15
II.3.1. Modélisation de l'onduleur de tension commandé par MLI	15
II. 3.2 Tension de sortie de phase de l'onduleur.....	16
II.3.3 Stratégie de la technique MLI	17
II.4 Dynamique du véhicule.....	19
II. 4.1 Force de roulement	19
II.4.2 Force aérodynamique	20
II.4.3 Force d'inclinaison	20
II.4.4 Force d'accélération	21
II.5 Couplage entre les modèles mécanique et électrique du VE.....	22
II.6 Conclusion	24

Chapitre III : Application de la commande vectorielle avec un régulateur PI

III.1. Introduction	25
III.2.Principe de la commande vectorielle.....	25
III.3. Description de la commande vectorielle directe à flux orienté	25
III. 4 Calcul des régulateurs	27
III.4.1 Régulation de la vitesse ω_r	28
III.4.2 Commande vectorielle avec orientation du flux.....	29
III.4.3 Formulation de l'entrée V_{qref}	29
III.5 Tests de simulation	30
III.6. Conclusion	35
Conclusion générale	36
Bibliographies	

LISTE DES FIGURES

Figure I.1 : structure série d'un véhicule hybride.....	4
Figure I.2 : structure parallèle	4
Figure I.3 : structure mixte	5
Figure II.1 : Rotors de la machine synchrone à aimants permanent	11
Figure II.2 : Représentation de la transformation de Park	13
Figure II.3 : Structure d'un onduleur de tension triphasé... ..	16
Figure II.4 : Structure simplifiée d'un onduleur de tension triphasé	17
Figure II.5 : Tensions de référence et tension de la porteuse	19
Figure II.6 : Bilan des forces agissant sur le véhicule	20
Figure II.7 : La force de roulement sur la roue	21
Figure II.8 : Pente sur la route	22
Figure II.9 : Mécanisme du réducteur	24
Figure III.1 : Système en boucle fermée.....	27
Figure III.2 : Boucle de régulation de la vitesse ω	28
Figure III.3 : Résultats de simulation pour $\omega_{ref} \in [0, 68]$ rad/s à $t \in [0, 4]$ s, puis $\omega_{ref} \in [68, 0]$ rad/s à $t \in [8, 12]$ s.	31
Figure III.4 : Résultat de simulation avec inversion de vitesse.....	32
Figure III.5 : Résultat de simulation avec ω_{ref} variable et chassée présentant pente et descente.....	33
Figure III.6 : Résultats de simulations avec vitesse variable et augmentation de la masse.	34

Notations et symboles

Notation

V Vitesse du véhicule.

M Masse totale du véhicule.

g constante de gravitation

m_{av} Masses portées par les roues avant.

m_{ar} Masses portées par les roues arrière.

ρ Densité volumique de l'air.

S_f Section frontale du véhicule.

V_{vent} Vitesse du vent.

α_p Angle de la pente.

γ Accélération de véhicule. R Rayon de la roue.

φ_s Vecteur flux statorique.

θ Angle de charge désignant la position du rotor par rapport au stator.

ω_r Vitesse de rotation du rotor (rad/s).

$\omega_{(roue)}$ Vitesse de rotation de roue du véhicule (rad/s).

p Nombre de paires de pôles.

J_m Moment d'inertie.

J_e Moment d'inertie global du véhicule.

J_ω Moment d'inertie de la roue.

f_m Coefficient de frottement.

C_{em} Couple électromagnétique.

C_{em}^* Couple électromagnétique de référence.

C_r Couple résistant.

C_{rr} Coefficient de roulement.

C_x Coefficient de pénétration dans l'air.

L_d Inductance propre d'enroulement d.

L_q Inductance propre d'enroulement q.

F_{fr} Force de traction longitudinale des roues frontales.

F_{ar} Force de traction longitudinale des roues arrière.

n Rapport de réduction de vitesse.

ω_0 Pulsation propre du système.

ξ Facteur d'amortissement.

Introduction générale

Le nombre de véhicules en circulation ne cesse d'augmenter. En effet, les problèmes de pollution sont de plus en plus critiques, particulièrement pour les gaz à effet de serre, responsables principales du réchauffement climatique [KAR16]. Le véhicule électrique (VE) est l'une des solutions préconisées par les constructeurs automobiles et les organismes de recherche afin de remplacer progressivement les véhicules classiques. Le VE a de multiples avantages tels que : protection de l'environnement, sécurité routière, facile à entretenir, grâce au développement technologique des moteurs électrique utilisés.

Cependant, le VE est un système physique complexe, composé de plusieurs sous-systèmes. La modélisation de chaque élément de la chaîne de traction est compliquée, ce qui nécessite des études cinématique et dynamique approfondies du VE. Le choix des commandes adéquates pour contrôler le VE, nécessite l'identification et la prise en charge de tous les phénomènes régissant son comportement.

Plusieurs techniques de commande ont été mise en œuvre afin d'assurer le bon fonctionnement du VE et de diminuer l'insécurité sur les routes. Il est indispensable d'augmenter la stabilité du VE dans les cas où, les accélérations longitudinales ou latérales se produisent. Parmi ces techniques, il existe des commandes linéaires qui utilise des régulateurs de type proportionnel-intégral (PI). Ces derniers assurent la régulation de vitesse ainsi que le bon suivi des consignes, même en présence de perturbations intrinsèques ou extrinsèques au VE.

Le manuscrit rapportant le travail réalisé est organisé comme suit :

- Le premier chapitre, présente des généralités sur les VE hybrides (VEH) et les véhicules tout électrique (VTE). Il évoque aussi les définitions des principaux composants de la chaîne de traction (batterie, convertisseur, motorisation... etc) ;
- La modélisation de l'actionneur électrique synchrone à aimants permanents (MSAP) utilisé fait l'objet du deuxième chapitre. On a formulé le modèle triphasé (abc) ainsi que celui diphasé dans (dq). On a traité aussi l'association convertisseur-machine. Puis, on a détaillé l'étude et la modélisation de la dynamique du VE.
- Dans le dernier chapitre, on introduit le principe de la commande vectorielle par orientation du flux statorique. Ensuite, on synthétise le régulateur PI pour asservir la vitesse. Enfin, on présente des simulations numériques sous

l'environnement MATLAB/SIMLINK, de l'association convertisseur-machine-commande, en introduisant la dynamique du VE utilisé.

- Le mémoire est clôturé par une conclusion générale et les perspectives envisagées.

Chapitre I :

Etat de l'art sur le véhicule électrique.

I.1 Introduction

Face aux normes environnementales de plus en plus sévères sur la réduction des émissions de CO₂ et aux pénalités encourues, les constructeurs automobiles sont contraints à innover pour diminuer la consommation moyenne des véhicules vendus. En parallèle, l'émergence actuelle des véhicules électrique hybrides (VEH) et des véhicules tout électriques (VTE), ouvre la voie vers un nouveau marché très prometteur au cours des prochaines décennies. Dans ce contexte, les constructeurs automobiles doivent offrir les meilleurs solutions rapport performances et cout.

Dans ce chapitre, on présente dans un premier temps les véhicules électriques hybrides et les véhicules électriques. Puis, Dans un second temps, on aborde les éléments composants la chaine de traction du véhicule électrique, en mettant l'accent sur le moteur électrique utilisé pour notre application.

I.2 Définition du véhicule électrique hybride

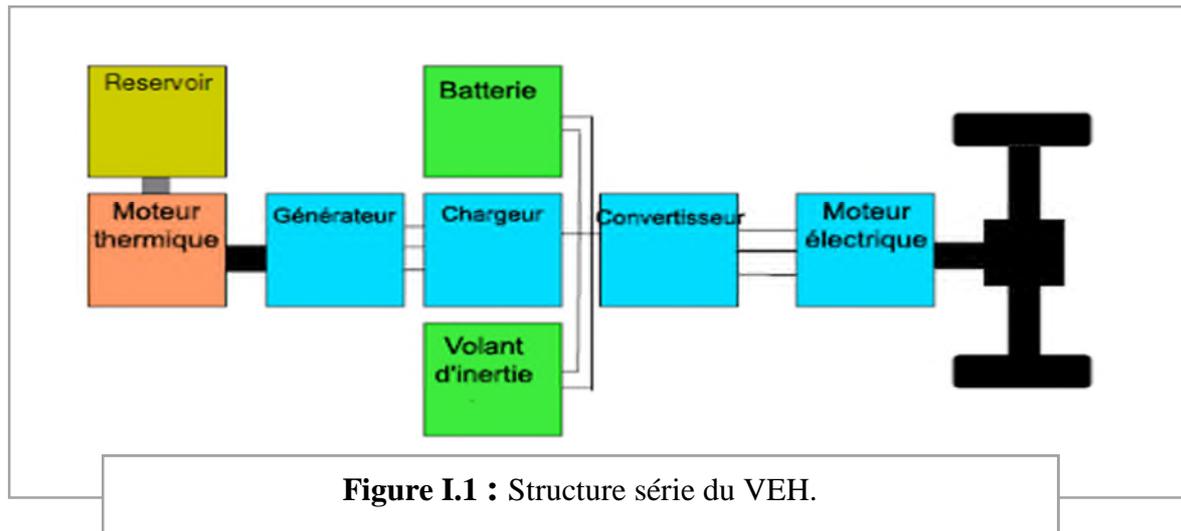
Un VEH est un véhicule intégrant deux sources d'énergies différentes, un moteur thermique conventionnel avec son réservoir de carburant et une machine électrique associée à une batterie. Cette combinaison permet d'associer les avantages des deux motorisations afin d'atteindre un bas niveau d'émission du dioxyde de carbone (CO₂), qui est l'objectif principal de cette technologie, et d'optimiser leur rendement individuel qui est une source d'économie en carburant [KAR16].

I.3 Architectures des véhicules électriques hybrides

On distingue principalement quatre grandes familles du véhicule électrique qui se différencient selon la manière d'agencer les différents organes de propulsion embarqués:

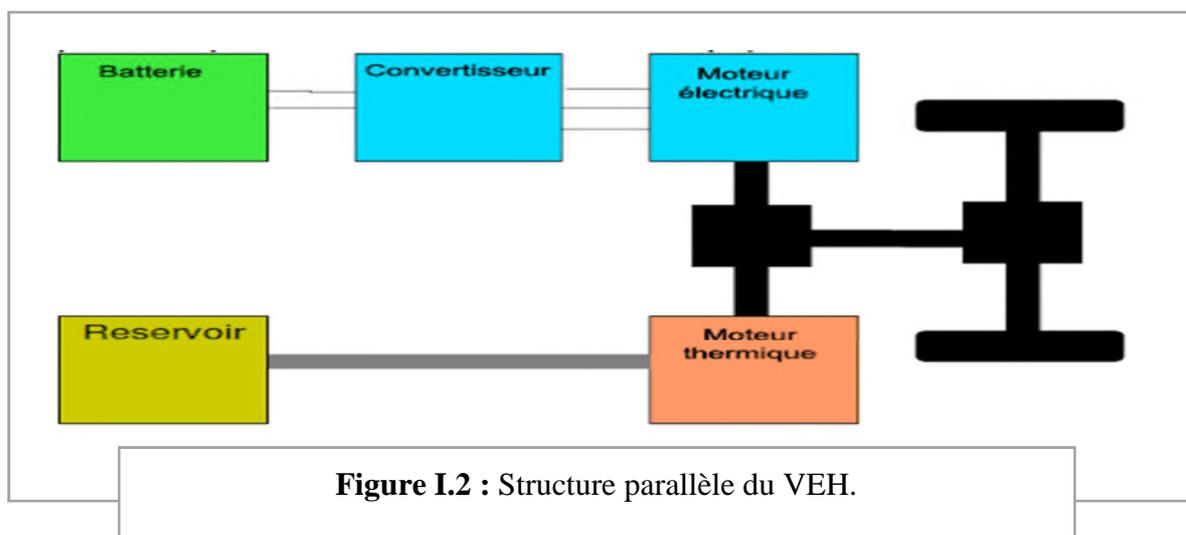
I.3.1 Structure série

Dans la configuration série qui est représentée à figure I.1, seule la machine électrique est connectée directement à la transmission et donc aux roues. Le moteur thermique est associé à une génératrice électrique, faisant ainsi office de groupe électrogène et transformant l'énergie issue de la combustion en énergie électrique. L'électricité ainsi générée peut-être emmagasinée dans un élément de stockage tel qu'une batterie électrochimique ou être directement utilisée par le moteur électrique pour propulser le véhicule.



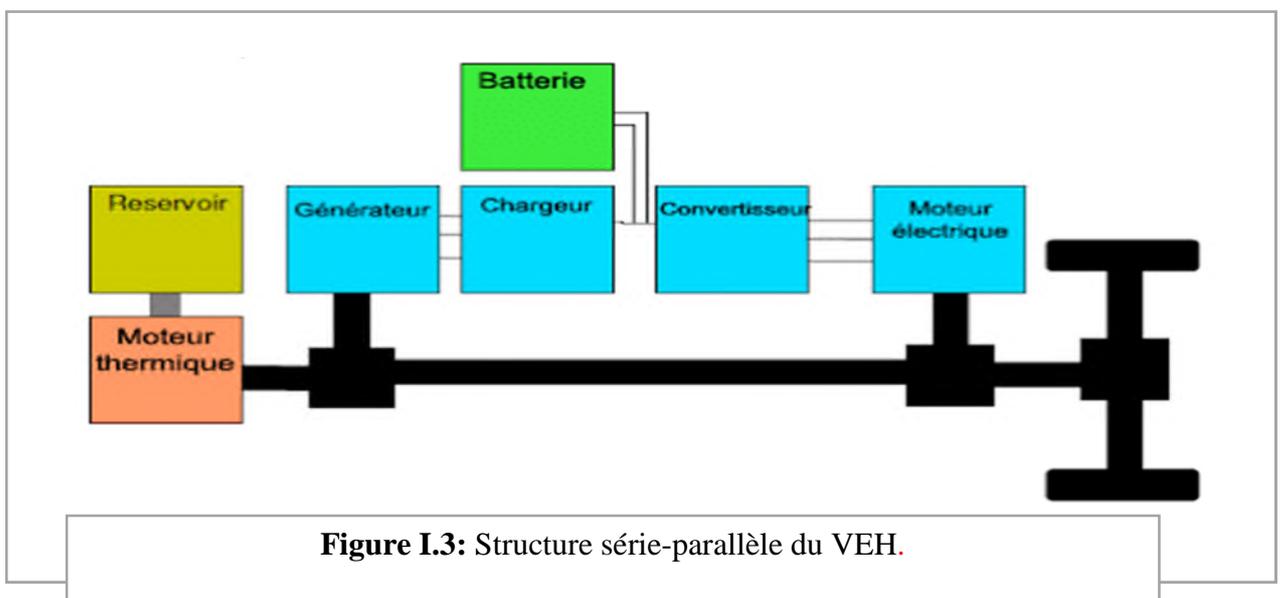
I.3.2 Structure parallèle

Dans ce type d'architecture, le principe consiste à assister le couple fourni par le moteur thermique, en ajoutant un moteur électrique plus ou moins puissant (10 à 50 kW) et en ajustant le fonctionnement de chacun d'eux pour une efficacité maximale : le moteur électrique est alimenté par la batterie de traction qui est rechargée lors des phases de décélération ou éventuellement sur le réseau de tension. Selon le degré d'hybridation, le véhicule se déplace en mode tout électrique pendant quelques kilomètres à vitesse réduite, et le moteur thermique se déclenche pendant les fortes demandes en puissance. L'architecture hybride parallèle est complexe à contrôler car les deux sources de puissance sont directement reliées aux roues. Il faut donc, une commande capable de répartir la consigne de couple entre le moteur thermique et la machine électrique à chaque instant.



I.3.3 Hybridation mixte : série-parallèle

Les configurations série-parallèle présentent, a priori, les meilleurs potentiels de gain puisqu'elles actionnent les deux types d'hybridation. La puissance du moteur thermique peut permettre de propulser le véhicule directement ou de recharger la batterie via la génératrice électrique. Le véhicule peut donc être propulsé par le moteur thermique, ou par la machine électrique, ou par les deux. Ainsi, une commande appropriée permet d'utiliser le moteur thermique à son point de fonctionnement optimal, comme dans la structure série en profitant d'un bon rendement de la chaîne de conversion de l'énergie comme dans l'architecture parallèle. L'inconvénient de cette structure combinée est la complexité de la commande des trois machines, qui implique aussi un coût élevé.



I.4 Véhicule tout électrique

Le véhicule « tout électrique » est une automobile tractée par une motorisation électrique, qui est alimentée par une batterie d'accumulateurs. Cette dernière, exerce la fonction de stockage de l'électricité, qui est rechargeable par un chargeur muni 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 et d'un redresseur de tension assurant la conversion alternatif/continu (AC/DC). L'onduleur permet la conversion DC/AC à partir des batteries, où cette tension alternative est nécessaire au fonctionnement du moteur de traction.

I.5 Chaîne de traction d'un véhicule électrique

La chaîne de traction d'un VE est l'ensemble des éléments, depuis la source d'énergie jusqu'à la transmission mécanique. Ces derniers assurent la fourniture d'une puissance mécanique capable de mouvoir le véhicule.

I.5.1 Batterie

La batterie est le point de stockage de l'électricité. Elle est connectée au moteur électrique par l'intermédiaire d'un régulateur et d'un convertisseur. La batterie est chargée à partir d'une source extérieure pendant les périodes de repos.

Le choix de la batterie pour un VE doit répondre aux conditions suivantes :

- Une bonne puissance massique permettant de bonnes accélérations,
- Une tension stable,
- Une bonne autonomie justifiée par une bonne énergie massique,
- Une durée de vie élevée qui est calculée en nombre de cycles de chargement et de déchargement.

Il existe plusieurs types de batteries, parmi eux, on cite :

I.5.1.1 Batterie Plomb-acide

L'accumulateur au plomb est le plus ancien et le plus utilisé, sa tension par élément est de 2V. La batterie au plomb est la technologie la plus répandue dans les applications automobiles, car elle est la plus mature, la moins onéreuse et la plus facile à recycler. Cependant, cette technologie présente une énergie massique faible, elle est polluante et son recyclage n'est pas rentable. Elle tend donc à disparaître, compte tenu des contraintes environnementales de plus en plus drastiques.

I.5.1.2 Batterie Nickel-cadmium

L'accumulateur au nickel-cadmium est le plus performant. Il est le plus répandu sur le marché vu son énergie massique meilleure que celle de l'accumulateur au plomb et sa tension par élément est de 1,2 V. Cependant, il a une mauvaise tenue à des températures supérieures à 40°, aussi il présente un coût élevé et une toxicité de la matière utilisée (cadmium) dans sa conception.

I.5.1.3 Batterie Lithium-ion

Les batteries Lithium-ion sont parmi les solutions les plus répandues, pour alimenter en électricité de nombreux produits de consommation disponibles sur le marché. Elles possèdent de très fortes densités énergétiques et une importante énergie massique, ce qui favorise leur utilisation dans le secteur du transport et particulièrement pour les VE qui nécessitent des batteries à grande capacité.

I.5.2 Convertisseurs électriques

Dans la plupart des VE, on est confronté à la compatibilité des sources d'énergie à courant continu et à courant alternatif. Ce problème de compatibilité sous-entend la présence à bord des VE de convertisseurs dont le rôle est de supprimer les incompatibilités du fonctionnement. Alors, on trouve à bord des VE, les convertisseurs suivants :

I.5.2.1 Convertisseur alternatif/continu (redresseur)

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

I.5.2.2 Onduleur (DC/AC)

L'onduleur est utilisé pour transformer l'énergie électrique à courant continu (côté batterie) en énergie électrique à courant alternatif (côté stator de la machine). Il permet de réaliser la commande du couple de la machine et donc le réglage de la vitesse du véhicule.

I.5.2.3 Hacheurs (DC-DC)

Les hacheurs ont deux usages essentiels dans un VE :

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

I.5.3 Moteur électrique

Il existe différentes technologies de machines électriques dans le domaine automobile voir, les moteurs asynchrones, les moteurs synchrones à aimants permanents (MSAP) ou synchrones à réluctance variable.

Dans le présent travail, on détaille la MSAP qui est la machine adoptée dans notre application :

I.5.3.1 Machine synchrone à aimants permanents

Toute machine électrique dans laquelle la vitesse de rotation du rotor est égale à la vitesse de rotation du champ tournant est appelé machine synchrone. Pour l'obtention d'un tel fonctionnement, le champ magnétique rotorique doit être généré soit par des aimants, soit par un circuit d'excitation. Cela dit, qu'en mode permanent la position du champ magnétique rotorique est alors fixe par rapport au rotor, ceci impose une vitesse de rotation identique entre le rotor et le champ tournant statorique [OUB10]. La MSAP est composée des éléments suivants :

- **Stator** (induit) : Il est la partie fixe de la machine. Il se compose de trois enroulements parcourus par des courants alternatifs décalés de 120° dans l'espace et dans le temps. Les bobinages sont logés dans les encoches du circuit magnétique fixe [MAH12].
- **Rotor** (inducteur) : Il est la partie mobile de la machine. Il se compose d'aimants permanents. Ce dernier présente l'avantage d'éliminer les balais et les pertes rotoriques, ainsi que la source du courant d'excitation. Cependant, on ne peut pas contrôler l'amplitude du flux rotorique [AID13]. Il existe deux types de rotor, ayant pour rôle de générer le champ d'induction rotorique, ceux à pôles lisses et ceux à pôles saillants.

I.5.3.2 Avantages de la MSAP

La MSAP présente plusieurs avantages par rapport à d'autres machines électriques qui sont :

- Puissances massiques élevées,
- Absence de contacts glissants,
- Un bon rendement,
- Absence des balais et d'alimentation continue,
- Possibilité de supporter des surcharges transitoires importantes et un bon comportement dynamique en accélération et en freinage,

I.5.3.3 Inconvénients de la MSAP

La MASAP a quelques inconvénients qui sont :

- Technologie coûteuse liée au coût des aimants permanents,

- Interaction magnétique due au changement de structure,
- Ondulations de couple.

I.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons commencé par définir le VE et les motivations de son invention. Ensuite, nous avons mis en évidence les différents éléments de sa chaîne de traction. On a porté notre choix sur la MSAP pour la propulsion du VE.

Le chapitre suivant concerne la modélisation de la MSAP, de l'onduleur de tension ainsi que l'étude du comportement dynamique du VE.

Chapitre II :

Modélisation de la MSAP et de la dynamique du VE

II.1 Introduction

Parmi les moteurs à courant alternatif utilisées dans les entraînements à vitesse variable, le MSAP. Ce moteur présente plusieurs avantages qui sont : absence des pertes par effet Joule au rotor, une faible inertie, un couple massique élevé comparativement à électriques classique. De plus, il a des inductances relativement faibles, ce qui entraîne des réponses rapides des courants et donc du couple.

L'étude du comportement d'un moteur électrique est une tâche difficile qui nécessite, une bonne connaissance de son modèle dynamique afin de prédire, par simulation, son comportement dans les différents modes de fonctionnement.

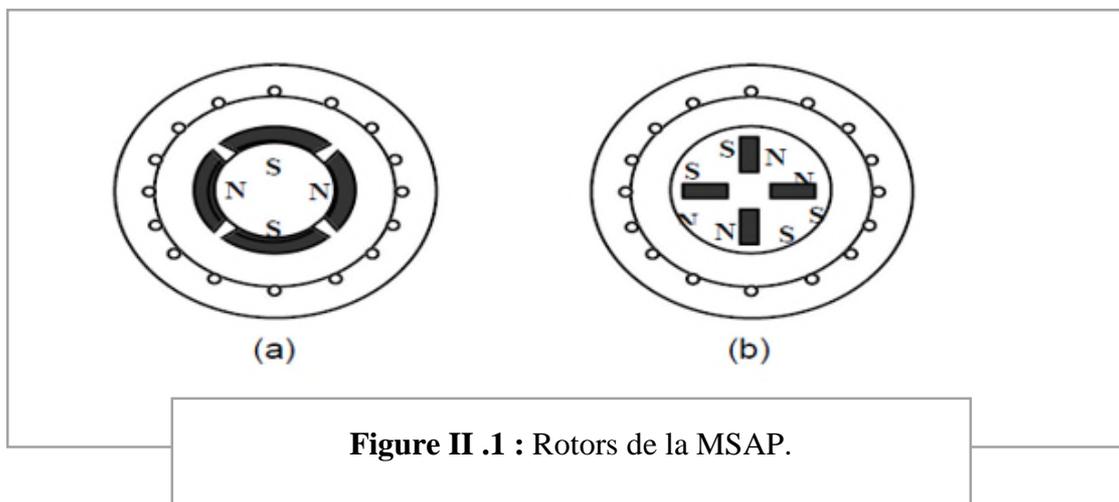
La première partie de ce chapitre est consacrée à la mise en équation du MSAP, ensuite, on aborde la modélisation de l'onduleur de tension en appliquant la technique de modulation de Largeur d'impulsion(MLI).

A la fin, on détaille l'étude de la dynamique du VE afin de comprendre les phénomènes qui régissent son fonctionnement.

II.2 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents

Le MSAP comporte au stator un enroulement triphasé représenté par les trois axes (a , b , c) déphasés, de 120° et au rotor des aimants permanents assurent son excitation. En fonction de la manière dont les aimants sont placés, on peut distinguer deux types de rotor.

Dans le premier type (Figure II.1-(a)), les aimants sont montés sur la surface du rotor, offrant un entrefer homogène, alors le moteur est appelé à rotor lisse et les inductances ne dépendent pas de la position du rotor. Dans le deuxième (Figure II.1-(b)), les aimants sont montés à l'intérieur de la masse rotorique et l'entrefer est variable à cause de l'effet de saillance. Dans ce cas, les inductances dépendent fortement de la position du rotor.



II.2.1 Hypothèses simplificatrices

La modélisation de la MSAP est formulée, en adoptant les hypothèses simplificatrices suivantes [TRA02]:

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme ;
- L'effet d'encoche est négligeable ;
- L'induction dans l'entrefer est sinusoïdale ;
- Distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer ;
- Le circuit magnétique est supposé non saturé ;
- Les harmoniques d'encoche et d'espaces ne sont négligés ;
- Le circuit magnétique est supposé parfaitement feuilleté.
- L'hystérésis, l'effet de peau ainsi que l'effet de la température sont négligés.

II.2.2 Equations de la MSAP dans le référentiel (abc)

Le modèle d'une MSAP comprend trois types d'équations : électrique, mécanique et électromagnétique [KOT12].

II.2.2.1 Equations électriques

Les équations triphasées des tensions et des flux statoriques sont écrites respectivement comme suit :

$$[V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + \frac{d\varphi_s}{dt} \quad (\text{II.1})$$

$$[\varphi_s] = [L_s] \cdot [I_s] + [\varphi_f] \quad (\text{II.2})$$

Avec

$$V_s = [V_a V_b V_c]^T, \quad I_s = [I_a I_b I_c]^T, \quad \varphi_s = [\varphi_a \varphi_b \varphi_c]^T, \quad [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix},$$

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ab} & L_b & M_{bc} \\ M_{ac} & M_{bc} & L_c \end{bmatrix} \text{ et } [\varphi_f] = \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \cos \theta - \frac{2\pi}{3} \\ \cos \theta + \frac{2\pi}{3} \end{bmatrix}.$$

où, $[V_s]$: vecteur des tensions statoriques, $[I_s]$: vecteur des courants statoriques, $[\varphi_s]$: vecteur des flux statoriques, $[R_s]$: matrice des résistances statoriques, $[L_s]$: matrice des inductances statorique et $[\varphi_f]$: vecteur des flux créés par les aimants permanents.

II.2.2.2 Equation mécanique

L'application de la deuxième loi de Newton, donne l'équation de rotation suivante :

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J} (C_{em} - C_r - f_{VF} \cdot \omega_r)$$

avec, J : Moment d'inertie, C_{em} : Couple électromagnétique, C_r : Couple résistant, f_{VF} : coefficient des frottements visqueux, ω_r : vitesse de rotation du rotor.

II.2.2.3 Equation électromagnétique

L'équation de couple électromagnétique créé par le MSAP est définie comme suit :

$$C_{em} = \frac{1}{2} [I_s]^T \cdot \frac{d[L_s]}{d\theta} [I_s] + \frac{1}{2} \frac{d[\varphi_f]}{d\theta} \quad (\text{II.3})$$

II.2.3 Transformation de Park

La transformation de Park (Figure II.2) est un outil mathématique qui consiste à transformer le système triphasé (a,b,c) en un système diphasé (d,q). Ce passage mathématique, transforme les trois bobines statoriques fixes déphasées de $2\pi/3$, en deux bobines fictives équivalentes déphasées de $\pi/2$ liées au rotor, l'aimant se situe sur l'axe d [SAN15],[BOU11].

Cette transformation rend les équations dynamiques des moteurs à courant alternatif plus simples ce qui facilite leurs études et leurs analyses.

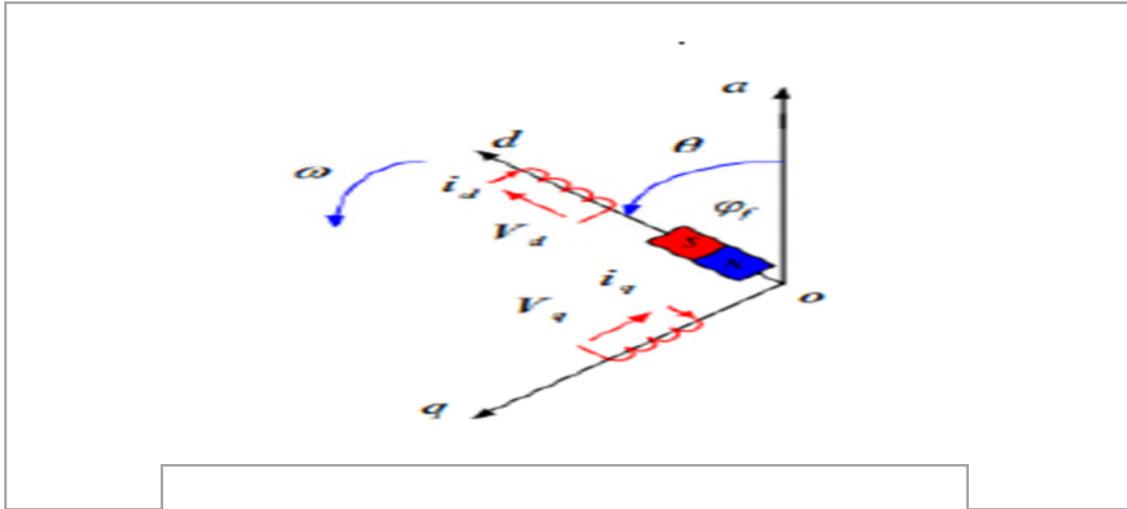


Figure II .2 : Représentation de la transformation de Park.

Le passage du système triphasé réel au système déphasé (dq), lié au rotor est effectué, en utilisant les relations suivantes [LAH09] :

$$\begin{cases} [V_{dqo}] = P(\theta) \cdot [V_{S abc}] \\ [I_{dqo}] = P(\theta) \cdot [I_{S abc}] \\ [\varphi_{dqo}] = P(\theta) \cdot [\varphi_{S abc}] \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

$P(\theta)$: La matrice de passage de Park définit par :

$$P(\theta) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.5})$$

La matrice de Park inverse est nécessaire pour revenir aux grandeurs triphasées et elle est définie par :

$$P(\theta)^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

II.2.4 Equations du MSAP dans le référentiel (d,q)

II.2.4.1 Équations électrique

Le modèle de la machine après la transformation de Park est donné par :

$$\begin{cases} V_d = R_s I_d + \frac{d\varphi_d}{dt} - \omega \varphi_q \\ V_q = R_s I_q + \frac{d\varphi_q}{dt} + \omega \varphi_d \\ V_o = R_s I_o + \frac{d\varphi_o}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

avec,

V_d et V_q : Tensions statoriques sur les axes axe d et q.

I_d et I_q : Courants statoriques sur les axes axe d et q.

V_o : La composante homopolaire, elle est nulle pour un système équilibré.

φ_d et φ_q : Les flux dans les enroulements d et q du système diphasé, leurs expressions sont :

$$\begin{cases} \varphi_d = L_d I_d + \varphi_f \\ \varphi_q = L_q I_q \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

Où, L_d et L_q : inductances propres des enroulements d et q, φ_f : amplitude des flux des aimants permanents

II.2.4.2 Équation mécanique

L'équation de mouvement reste toujours la même à l'exception de l'expression de C_{em} :

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J} (C_{em} - C_r - f_{VF} \cdot \omega_r) \quad (\text{II.9})$$

II.2.4.3 Équations électromagnétique

Le couple électromagnétique dans le référentiel (d, q) est donné par l'expression suivante [ATT11]:

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \left((L_d - L_q) I_d I_q + \varphi_f I_q \right) \quad (\text{II.10})$$

II.2.5 Equation d'état du MSAP

Généralement, pour présenter un modèle d'état il faut définir le vecteur d'état x , le vecteur d'entrée u et le vecteur de sortie y . Le vecteur d'entrée est composé des tensions statoriques. Le vecteur d'état est constitué des courants et de la vitesse.

Donc, le MSAP peut être modélisé sous la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_q} \left(-R_s x_1 + p \frac{L_d}{L_q} x_2 x_3 - p \frac{\varphi_f}{L_q} x_3 \right) \\ \frac{1}{L_d} \left(-R_s x_2 + p \frac{L_q}{L_d} x_1 x_3 \right) \\ \frac{1}{J} (C_{em} - f_{VF} x_3) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_q} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-1}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_q \\ V_d \\ C_r \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

avec,

$$x_1 = I_q \quad , x_2 = I_d \quad , x_3 = \omega_r$$

II.3 Alimentation du MSAP par un onduleur de tension

L'onduleur en tension assure la conversion de l'énergie continue en une forme l'alternative. L'onduleur utilisé est constitué de transistors commandés par la technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI), dont le principe consiste à imposer aux bornes de la machine, des créneaux de tensions à fréquence fixée, de manière à ce que le fondamental des tensions de sortie soient le plus proche possible de celles de références .

II.3.1. Modélisation de l'onduleur de tension commandé par MLI

L'onduleur de tension est un convertisseur constitué de cellules de commutation généralement à transistor ou à thyristor IGBT . Le principe de fonctionnement s'exprime par les séquences imposées aux interrupteurs qui réalisent la modulation de largeur des impulsions (MLI), des tensions appliquées aux enroulements statoriques de la machine. Dans l'hypothèse de la conduction continue, on montre que chaque paire transistor-diode, assemblés en parallèle, forme un interrupteur (demi-bras), commandé à l'ouverture et à la fermeture et chaque demi-bras possède son complémentaire [GRE97]. La figure II.3 illustre la structure d'un onduleur triphasé de tension, alimentant une charge triphasée équilibrée:

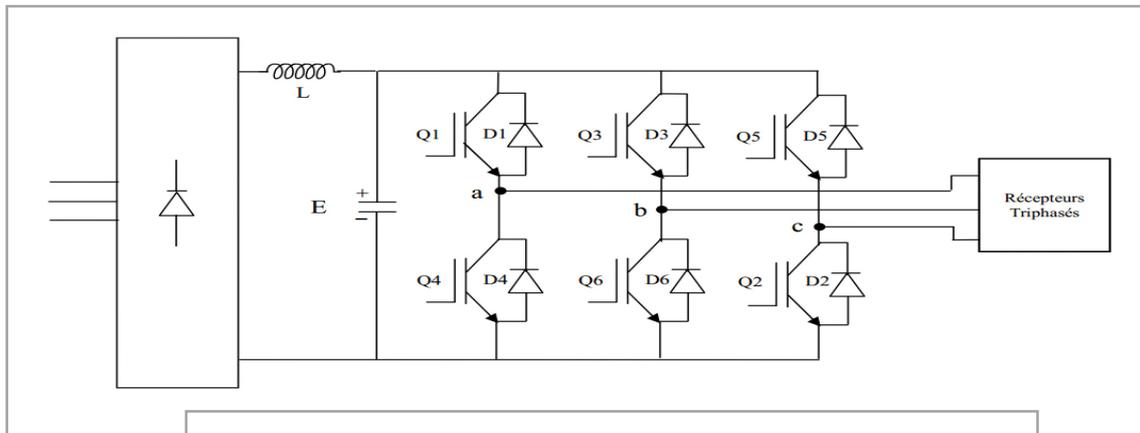


Figure II .3 : Structure d'un onduleur de tension triphasé.

Chaque paire (transistor, diode) peut être représentée par un interrupteur. La figure II.4 représente donc le schéma équivalent simplifié :

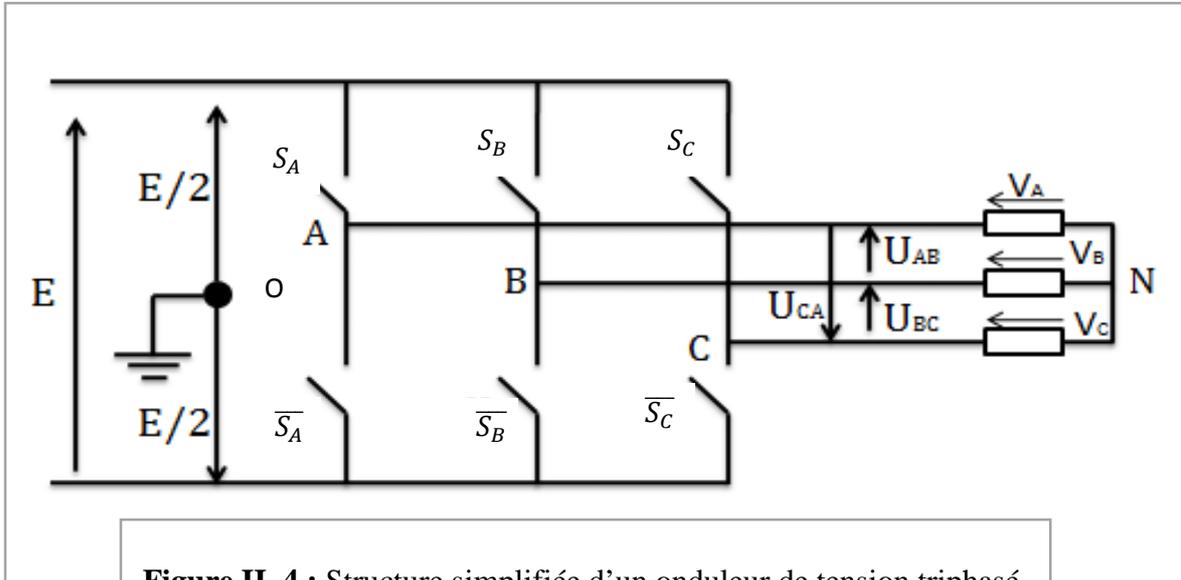


Figure II. 4 : Structure simplifiée d'un onduleur de tension triphasé.

II.3.2 Tension de sortie de phase de l'onduleur

En régime équilibré on a :

$$V_{AN} + V_{BN} + V_{CN} = 0 \quad (\text{II.12})$$

et d'après la figure II.4, on peut écrire :

$$\begin{cases} V_{AN} = V_{Ao} + V_{oN} \\ V_{BN} = V_{Bo} + V_{oN} \\ V_{CN} = V_{Co} + V_{oN} \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

En faisant la somme des équations du système (II.13), on aura :

$$V_{AN} + V_{BN} + V_{CN} = V_{Ao} + V_{Bo} + V_{Co} + 3V_{oN} = 0 \quad (\text{II.14})$$

D'où :

$$V_{Ao} + V_{Bo} + V_{Co} = -3V_{oN} \quad (\text{II.15})$$

Donc

$$V_{oN} = -\frac{1}{3(V_{Ao} + V_{Bo} + V_{Co})} \quad (\text{II.16})$$

En substituant l'équation (II.16) dans le système (II.13), il vient la forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} = 1/3 \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{Ao} \\ V_{Bo} \\ V_{Co} \end{bmatrix} \quad (\text{II.17})$$

II.3.3 Stratégie de la technique MLI

Afin de déterminer les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs, on fait appel à la technique MLI, qui consiste à calculer les intersections entre une tension de référence sinusoïdale et une tension de modulation (porteuse) triangulaire [GRE97].

Les tensions de références sinusoïdales sont données par l'équation suivante :

$$\begin{cases} V_a = V_r \sin(2\pi ft) \\ V_b = V_r \sin(2\pi ft - \frac{2\pi}{3}) \\ V_c = V_r \sin(2\pi ft + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

L'expression de la porteuse est formulée par l'équation suivante :

$$V_p(t) = \begin{cases} V_{pm} \left(4 \frac{t}{T_p} - 1 \right) & \text{si } 0 < t \leq \frac{T_p}{2} \\ V_{pm} \left(-4 \frac{t}{T_p} + 3 \right) & \text{si } \frac{T_p}{2} < t \leq T_p \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

La technique MLI est caractérisée par :

- L'indice de modulation « m » égale au rapport de la fréquence de modulation sur la fréquence de référence. Il est défini par : $m = \frac{f_p}{f}$.
- Le coefficient de réglage « r » égale au rapport de l'amplitude de la tension de référence sur la valeur crête de l'onde de modulation. Il est exprimé : $r = \frac{V_m}{V_{pm}}$.

Les deux états des interrupteurs « S_k », ($k=a, b, c$) de l'onduleur commandé par MLI sont données par :

$$\text{Si } V_k \geq V_p(t) \text{ alors } S_k = 1 \text{ sinon } S_k = -1$$

Avec, $S_k = 1$: interrupteur fermé et $S_k = -1$ interrupteur ouvert.

Les tensions de branches V_{ko} peuvent être exprimées en fonction des états des interrupteurs « S_k » par :

$$V_{ko} = S_k \cdot \frac{E}{2} \quad (\text{II.20})$$

En remplaçant l'équation (II.20) dans l'équation (II.18), on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} = E/6 \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_A \\ S_B \\ S_C \end{bmatrix} \quad (\text{II.21})$$

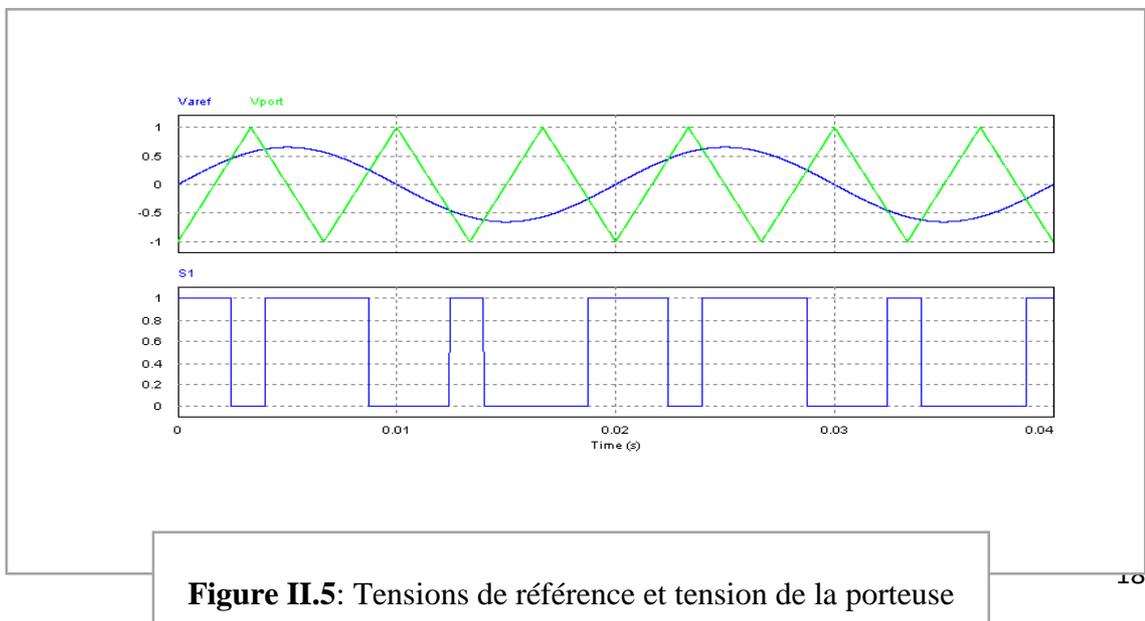


Figure II.5: Tensions de référence et tension de la porteuse

II.4 Dynamique du véhicule

Dans le but d'étudier la commande du véhicule, il est nécessaire de disposer d'un modèle qui tient compte de la dynamique du véhicule à partir des efforts de traction développés par ses actionneurs et des forces de résistance au déplacement. La figure II.6 montre les forces agissant sur un véhicule dans une pente.

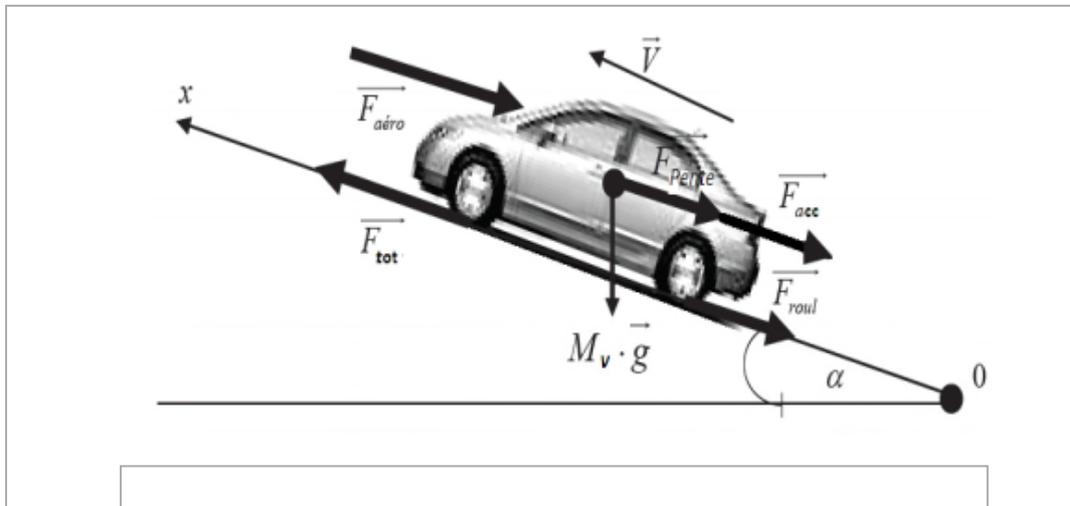


Figure II.6: Représentation des forces agissant sur le véhicule.

En appliquant de deuxième loi de Newton au mouvement du véhicule, on obtient :

$$F_{tot} - F_{res} = M \frac{dV}{dt} \quad (\text{II.22})$$

Avec, V : vitesse du véhicule, F_{tot} : effort de traction totale du véhicule, F_{res} : force résistante totale et M : masse totale du véhicule.

L'effort total de traction d'un véhicule est composé des efforts suivants :

$$F_{tot} = F_r + F_a + F_g + F_{acc} \quad (\text{II.23})$$

Où, F_r : force de résistance de roulement des roues, F_a : force aérodynamique, F_g : force d'inclinaison et F_{acc} : force d'accélération.

II.4.1 Force de roulement

La force F_r de résistance de roulement est produite par le pneu au contact de la chaussée. Elle est liée au coefficient de roulement des roues. Pratiquement, le coefficient de roulement C_{rr} a une valeur moyenne de « 0.01 ». Il dépend de la largeur des pneus et du revêtement routier [KHO11], [BEN18].

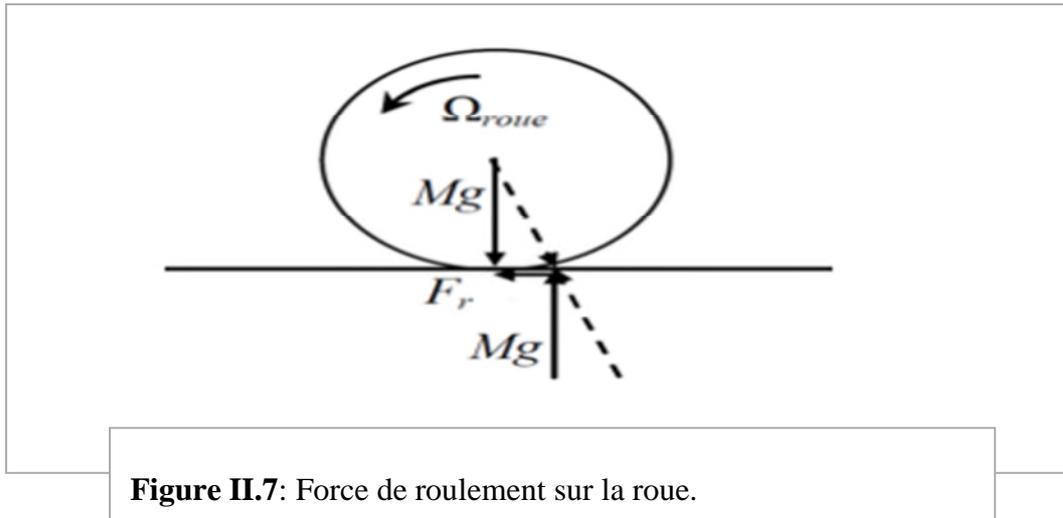


Figure II.7: Force de roulement sur la roue.

Si les pneus avant sont différents des ceux arrière alors l'effort de résistance au roulement est exprimé par la relation suivante :

$$F_r = (m_{av}C_{rr} + m_{ar}C_{rr})g \approx MgC_{rr} \quad (\text{II.24})$$

où, m_{av} et m_{ar} : masses portées par les roues avant et arrière et M : masse totale véhicule.

II.4.2 Force aérodynamique

La force aérodynamique est proportionnelle à la masse volumique de l'air, au carré de la vitesse relative (compte tenu du vent) par rapport à l'air, à la section frontale du véhicule et à son coefficient de pénétration dans l'air C_x . Elle est exprimée par la relation suivante :

$$F_a = \frac{1}{2} \rho S_f C_x (V - V_{vent})^2 \quad (\text{II.25})$$

avec, ρ : densité volumique de l'air (1,23(kg/m³)), S_f : section frontale du véhicule, V : vitesse du véhicule et V_{vent} : vitesse du vent.

II.4.3 Force d'inclinaison

C'est la force de résistance due à la pente d'angle α_p , à gravir (force liée au profil de la route). La caractérisation du profil de la route sur un parcours donné, nécessite la cartographie de la pente en fonction de la distance, ce qui permet de déduire la pente à chaque instant [KAR16]. L'expression de cette force est donnée comme suit :

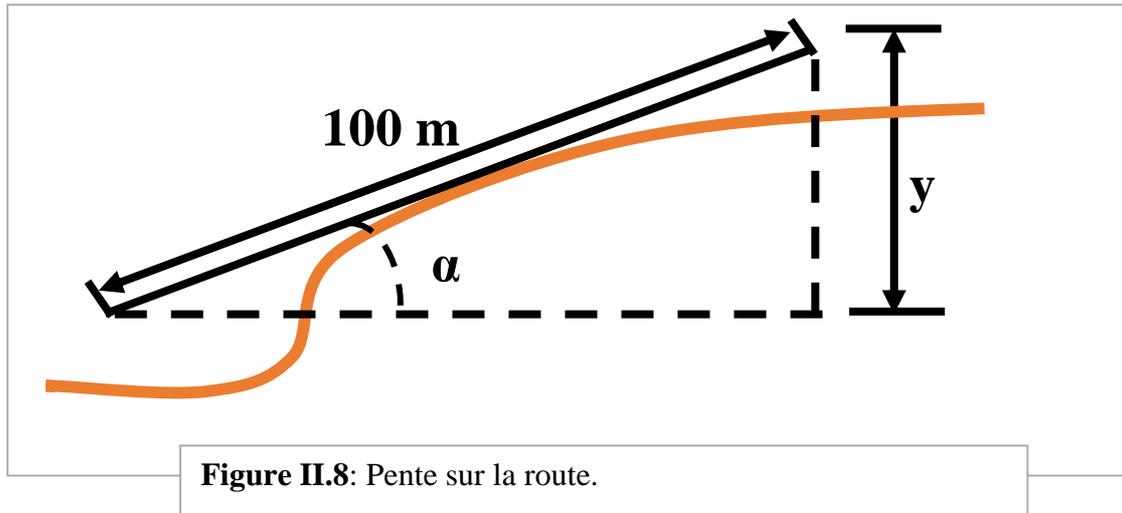
$$F_g = Mg \sin(\alpha_p) \quad (\text{II.26})$$

où, α_p : angle de la pente.

Pour simplifier les calculs, $\sin(\alpha_p)$ est souvent remplacé par la pente « p », pour $p < 20\%$, alors on écrit :

$$F_g = Mgp \quad (\text{II.27})$$

La pente en pourcentage (%) est définie comme l'élévation verticale en mètres pour une distance de 100 mètres :



Si « y » représente l'élévation verticale, la pente est donnée par la relation suivante :

$$p(\%) = \frac{y(m)}{100} \times 100(\%) \quad (\text{II.28})$$

II.4.4 Force d'accélération

La force due à l'accélération F_{acc} assure le comportement dynamique souhaité par le conducteur. Elle est obtenue par le produit entre la masse du véhicule et l'accélération imposée par le conducteur qui est exprimée par la relation suivante :

$$F_{acc} = M \frac{dV}{dt} = M\gamma \quad (\text{II.29})$$

avec, γ : accélération de véhicule.

La puissance à fournir aux roues en fonction de la vitesse du déplacement est donnée par l'expression suivante :

$$P = F_{tot}V \quad (\text{II.30})$$

Le couple de traction total est lié à la force de traction par la relation suivante :

$$C_{tot} = F_{tot}R \quad (\text{II.31})$$

où, R : rayon de la roue.

Le couple résistant appliqué au véhicule s'écrit :

$$C_r = F_R R \quad (\text{II.32})$$

Avec,

$$F_R = F_r + F_a + F_g \quad (\text{II.33})$$

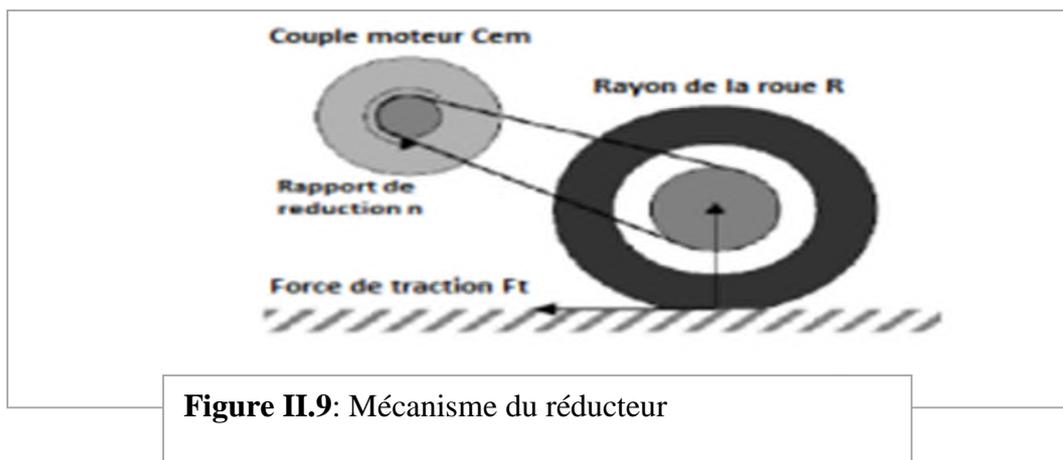
où, F_R : force de résistance totale.

La vitesse angulaire des roues $\omega_{(roue)}$ est liée à la vitesse V du véhicule par la relation suivante :

$$\omega_{(roue)} = \frac{V}{R} \quad (\text{II.34})$$

II.5 Couplage entre les modèles mécanique et électrique du VE

La dynamique du véhicule étudié est couplée à la motorisation électrique à travers un réducteur (figure II.9).



Le réducteur doit être dimensionné de telle manière que le couple transmissible soit toujours supérieur au couple résistant. Il permet l'adaptation des vitesses de rotation et des couples entre l'arbre de l'actionneur électrique et les roues.

L'équation dynamique du mouvement du véhicule est :

$$M\dot{V} = F_{tot} - F_{res} = F_{fr} + F_{ar} - F_{res} \quad (\text{II.35})$$

avec, $F_{fr} = 0$ (si le véhicule est propulsé par les deux roues arrière)

La vitesse longitudinale du véhicule est approximée par :

$$V = R. \omega_r \quad (\text{II.36})$$

La relation entre la vitesse du moteur et la vitesse de la roue est donnée par :

$$\omega_r = n. \omega_{(roue)} \quad (\text{II.37})$$

Avec, n : Le rapport de réduction de vitesse.

Donc, l'accélération longitudinale est déduite comme suite :

$$\dot{V} = \frac{R}{n} \dot{\omega}_r \quad (\text{II.38})$$

En remplaçant(II. 38) dans (II. 35), on obtient :

$$M. \frac{R}{n} \dot{\omega}_r = F_{ar} - F_{res} \Rightarrow F_{ar} = M. \frac{R}{n} \dot{\omega}_r + F_{res} \quad (\text{II.39})$$

L'équation dynamique de la rotation de la roue motrice est donnée par:

$$J_\omega \dot{\omega}_{(roue)} = C_t - R F_{ar} \quad (\text{II.40})$$

En substituant(II. 39) dans (II. 40), on obtient :

$$J_\omega \dot{\omega}_{(roue)} = C_t - R(M. \frac{R}{n} \dot{\omega}_r + F_{res}) \quad (\text{II.41})$$

De cette équation, on trouve le couple de traction de la roue :

$$C_t = J_\omega \dot{\omega}_{(roue)} + R(M. \frac{R}{n} \dot{\omega}_r + F_{res}) \quad (\text{II.42})$$

L'équation de rotation du moteur est exprimée comme suit :

$$J \dot{\omega}_r + f_{VF} \omega_r = C_{em} - \frac{C_t}{n} \quad (\text{II.43})$$

En remplaçant(II. 42) dans (II. 43), on obtient :

$$J\dot{\omega}_r + f_{VF}\omega_r = C_{em} - \frac{J\omega\dot{\omega}_{(roue)} + R\left(M\frac{R}{n}\dot{\omega}_r + F_{res}\right)}{n} \quad (\text{II.44})$$

Donc,

$$\left(J + \frac{J\omega}{n^2} + M\frac{R^2}{n^2}\right)\dot{\omega}_r + f_{VF}\omega_r = C_{em} - \frac{R}{n}F_{res} \quad (\text{II.45})$$

On obtient après calcul :

$$J_e\dot{\omega}_r + f_e\omega_r = C_{em} - C_{r(mot)} \quad (\text{II.46})$$

Avec,

$$J_e = J + \frac{J\omega}{n^2} + M\frac{R^2}{n^2}, \quad f_e = f_{VF}, \quad C_{r(mot)} = \frac{R}{n}F_{res}$$

En insérant les équations électriques du MSAP, le modèle global du véhicule s'écrit :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\frac{R_s}{L_q}x_3 + p\frac{L_d}{L_q}x_1x_2 - p\varphi_f x_1 + \frac{1}{L_q}V_q \\ \dot{x}_2 = -\frac{R_s}{L_d}x_2 + p\frac{L_q}{L_d}x_1x_3 + \frac{1}{L_d}V_d \\ \dot{x}_3 = -\frac{f_e}{J_e}x_1 + \frac{3}{2J_e}(p\varphi_f x_3 + p(L_d - L_q)x_2x_3) - \frac{1}{J_e}C_{r(mot)} \end{cases} \quad (\text{II.47})$$

II.6 Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté dans un premier temps le fonctionnement ainsi que la modélisation de la MSAP, utilisée pour la propulsion du VE. Puis, on a détaillé la structure de l'onduleur de tension ainsi que la technique de commande appliquée(MLI). La dernière partie, est consacrée à l'étude la dynamique du VE, où on a présenté les différentes forces auxquelles il est confronté, pour enfin élaborer le modèle d'état complet, composé de la dynamique du VE et du MSAP.

Chapitre III :

Application de la commande vectorielle avec un régulateur PI

III.1 Introduction

De multiples applications industrielles sollicitent un contrôle du couple, vitesse et/ou position. La commande de la MSAP requiert le contrôle du couple et du flux. Cependant, la formule de son couple électromagnétique est complexe, elle ne ressemble pas à celle d'une machine à courant continu où le découplage est naturel entre le réglage du flux et celui du couple, ce qui rend sa commande plus aisée. La commande vectorielle à flux orienté n'a été introduite qu'au début des années soixante-dix, grâce aux avancées technologiques de l'électronique de puissance, car elle nécessite des calculs de transformé de Park, évaluation des fonctions trigonométriques, des intégrations, des régulations, ce qui demande une technologie assez puissante [MEZ09].

Ce présent chapitre présente la commande vectorielle du MSAP, alimenté par un onduleur de tension. Ensuite, on développe l'asservissement de la boucle des courants et de la vitesse longitudinale du VE assuré par un régulateur proportionnelle intégral (PI). À la fin de ce chapitre, on présente les résultats de la simulation du notre système global en boucle fermée, sous l'environnement MATLAB/Simulink.

III.2 Principe de la commande vectorielle

Le principe de base de la commande vectorielle par flux orienté (CFO, ou FOC en anglais) est que le couple et le flux de la machines sont commandés séparément. Cette caractéristique est intrinsèque au moteur à courant continu (MCC) à excitation séparée. La procédure du FOC est que les courants statoriques sont transformés dans un référentiel tournant, aligné avec le vecteur de flux rotorique, ou statorique, ou celui du champs tournant dans l'entrefer, afin de produire des composantes selon l'axe d (qui contrôle le flux) et selon l'axe q (qui contrôle le couple).

Deux méthodes de la commande FOC sont utilisées : directe et indirecte. Elles se basent sur l'orientation du flux rotorique (en faite, c'est le repère- dq qui est orienté) [MAH12].

Dans notre travail, on s'intéresse à la méthode directe, vu la motorisation utilisée.

III.3 Description de la commande vectorielle directe à flux orienté

La commande FOC consiste à orienter le courant suivant l'axe « q », ce qui permet de contrôler le couple par la composante en quadrature « I_q ». Le maintien du courant statorique en quadrature avec le flux inducteur, donne un couple maximal. La régulation de la vitesse s'effectue alors par le courant « I_q » via la tension « V_q » et la composante directe du courant

statorique est nulle ($I_{dref} = 0$), ce qui permet d'annuler la puissance réactive ainsi que les pertes associées et de travailler avec un facteur de puissance presque unitaire.

Le FOC en automatique, n'est autre qu'une commande par retour de sortie ou d'état linéarisante.

Le sens physique de cette stratégie, revient à maintenir le flux de réaction d'induit en quadrature avec le flux rotorique, sachant que ce dernier est produit par le système d'excitation (les aimants permanents dans le cas du MSAP). On peut écrire alors :

$$I_{dref} = 0 \Rightarrow I_q = I_s \quad (\text{III.1})$$

avec, I_s est le module du courant statorique.

donc,

$$\varphi_s = \varphi_f \quad (\text{III.2})$$

L'expression du couple de référence dans ce cas, est donnée par la relation suivante :

$$C_{emref} = \frac{3}{2} p \varphi_f I_{qref} \quad (\text{III.3})$$

Comme l'amplitude φ_f du flux créé par les aimants est constante, alors, le couple électromagnétique est directement proportionnel à I_{qref} , donc :

$$C_{emref} = K I_{qref} \text{ avec, } K = \frac{3}{2} p \varphi_f \quad (\text{III.4})$$

avec, K est une grandeur constante.

Le modèle du MSAP (sous système électrique) dans le repère de Park, avec la commande FOC est simplifié comme suit :

$$\begin{cases} V_d = -L_q \omega I_{qref} \\ V_q = L_q \frac{dI_q}{dt} + R_s I_q + \varphi_f \omega \end{cases} \quad (\text{III.5})$$

On force, les courant (I_d, I_q) à suivre leurs valeurs de références (I_{dref}, I_{qref}), grâce aux régulateurs FOC et PI. Le régulateur PI de la vitesse rotorique ω_r génère le couple

électromagnétique de référence C_{emref} , ou ce dernier permet de calculer le courant en quadrature de référence I_{qref} . La figure III.1 représente le système en BF.

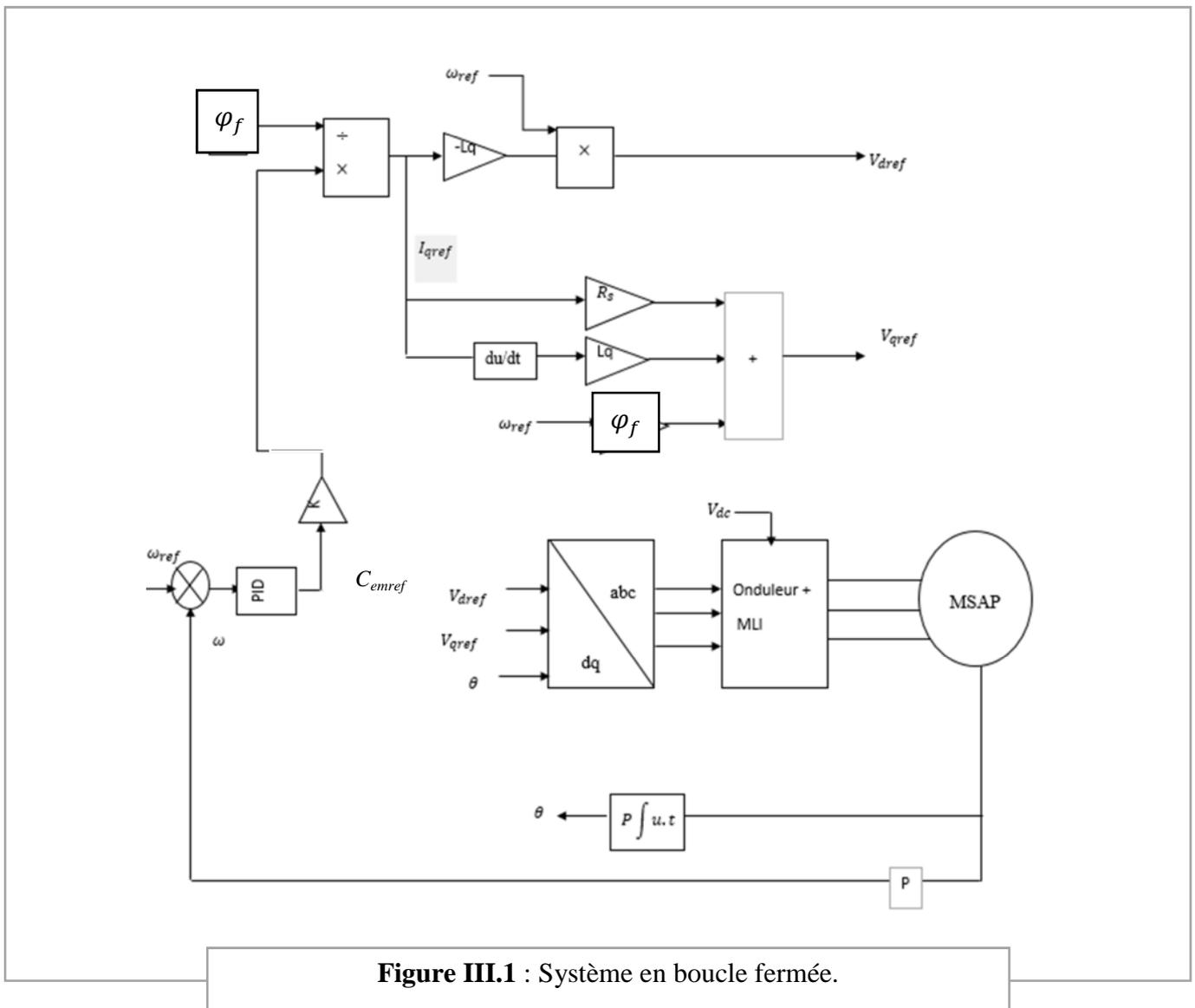


Figure III.1 : Système en boucle fermée.

III.4 Calcul des régulateurs

Le régulateur de vitesse peut être synthétisé avec des techniques classiques ou avancées, développées pour les systèmes linéaires, car il est associé à la commande FOC. Dans notre travail, on se limite au régulateur classique PI [BOU14].

III.4.1 Régulation de la vitesse ω_r

Le régulateur PI de vitesse rotorique ω constitue une boucle externe par rapport à la commande FOC. Il permet à ω de suivre sa référence ω_{ref} , même si le VTE suit une courbe avec une pente variable, ou/et la masse du VTE change. Le schéma bloc du contrôleur de vitesse est donné par la figure III.2 ci-dessous:

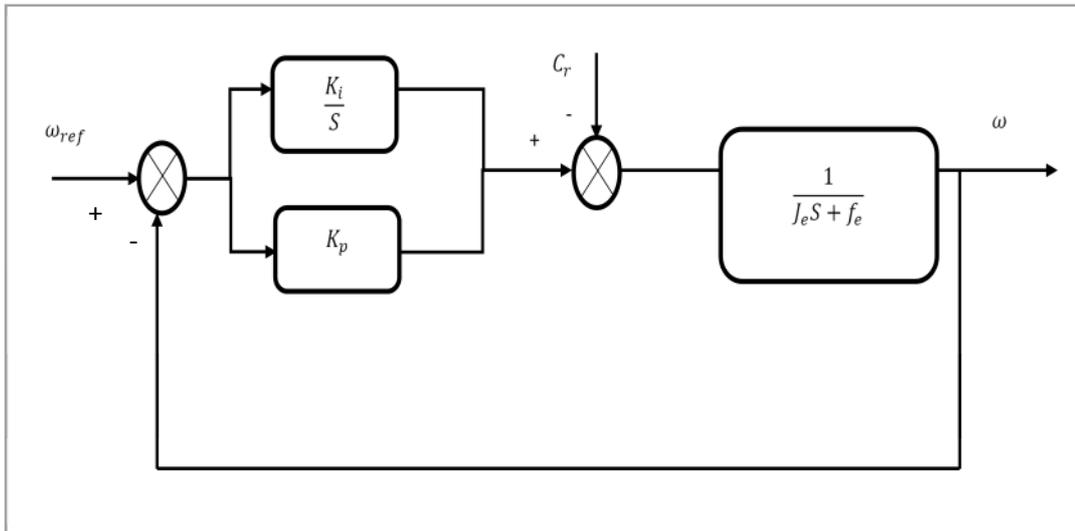


Figure III.2 : Boucle de régulation de la vitesse ω

Le régulateur PI de vitesse mécanique est donné par l'expression suivante :

$$C_{emref} = k_p(\omega_{ref} - \omega) + k_i \int_0^t (\omega_{ref} - \omega) dt \quad (III.6)$$

avec $k_p > 0$, $k_i > 0$.

-Calcul des gains k_p et k_i

La fonction de transfert en boucle ouverte (OLTF) du système régulé, est donnée par :

$$OLTF(s) = (k_p + \frac{k_i}{s}) (\frac{1}{f_e + sJ_e}) \quad (III.7)$$

L'expression (III.7), peut s'écrire sous la forme suivante :

$$FTBO(s) = \frac{k_i}{sf_e} (1 + \frac{k_p}{k_i} s) (\frac{1}{1 + \frac{J_e}{f_e} s}) \quad (III.8)$$

La FTBO peut être simplifiée en choisissant :

$$\frac{k_p}{k_i} = \frac{J_e}{f_e} \quad (III.9)$$

L'adoption de la condition (III.9), permet d'obtenir les expressions de la FTBO et de la fonction de transfert en boucle fermée (FTBF), suivantes :

$$\begin{cases} FTBO(s) = \frac{k_i}{sf_e} \\ FTBF(s) = \frac{FTBO(s)}{1+FTBO(s)} = \frac{1}{1+\frac{f_e s}{k_i}} \end{cases} \quad (III.10)$$

La constante de temps en BF est donnée par l'expression suivante :

$$\tau_d = \frac{f_e}{k_i} \quad (III.11)$$

Le choix du temps de réponse « T_{rd} » désiré, du système en BF en fonction de τ_d , permet de déduire les valeurs de k_p et k_i , à partir de (III.11) et (III.9). Après calcul, on obtient :

$$\begin{cases} k_i = n \frac{f_e}{T_{rd}} \\ k_p = n \frac{J_e}{T_{rd}} \end{cases}, \text{ avec } T_{rd} = n\tau_d, n \in \mathfrak{R} \quad (III.12)$$

III.4.2 Commande vectorielle avec orientation du flux

La commande FOC qui découple le système commandé, permet d'annuler le courant direct « I_d ». Cette annulation de « I_d » compense le terme de couplage « $L_d \omega I_d$ », de la deuxième équation électrique du MSAP, dans le repère dq (voir le § II.3.4.1). Le terme de couplage « $L_q \omega I_q$ » est annulé d'une manière amortie par bouclage de « ω », multiplié par le courant de référence « I_{qref} » ainsi que le scalaire « PL_q ». L'expression de la commande FOC est donnée par l'équation suivante :

$$V_{dref} = -L_q \omega_{ref} I_{qref} \quad (III.13)$$

où, I_{qref} est déduite de l'équation (III.4), sachant que C_{emref} est donné par (III.6), on a donc :

$$I_{qref} = \frac{2}{3} \frac{C_{emref}}{p\varphi_f} \quad (III.14)$$

III.4.3 Formulation de l'entrée V_{qref}

Le FOC est réalisé par l'entrée « $V_d = V_{dref}$ ». La deuxième entrée « $V_q = V_{qref}$ » du MSAP est déduite du modèle dq découplé (deuxième équations du système (III.5)), avec « $I_q = I_{qref}$ » et elle formulée comme suit :

$$V_{qref} = L_q \frac{dI_{qref}}{dt} + R_s I_{qref} + \varphi_f \omega_{ref} \quad (III.13)$$

Les deux premiers termes de « V_{qref} », représente la dynamique désiré et le troisième terme compense par annulation le terme créé par les aimants permanents.

III.5 Tests de simulation

Le schéma de commande en BF de la figure III.1 est validé par des tests de simulation. Ces derniers sont réalisés pour plusieurs conditions de fonctionnement du véhicule électrique qui sont : vitesse de consigne variable, changement de pente de la chausé anisi que le changement de la masse du véhicule électrique.

Essai 1

Le but de cet essai est de vérifier la poursuite de la trajectoire avec un saut de vitesse de référence de [0 ;68]m/s. Une pente de +20% sur l'itinéraire du véhicule est appliquée à t=6s.

Essai 2

Dans cet essai, on a inversé le sens de la vitesse de consigne. L'inversion de ω_{rref} est appliquée entre t \in [14 ;20]s, de [68 ; -68] rad/s.

Essai 3

Dans ce test, on a varié le couple de charge, en créant une pente de +20%, puis une descente de -20% tel que : pente de +20% à t \in [6 ; 8] et t \in [14 ; 16], puis une descente de -20% à t \in [10; 12] et t \in [18; 20]. La vitesse de consigne présent les sauts suivants : [0, 68] m/s à t \in [0, 4]s ; [68, 0] m/s à t \in [8, 12]s ; [0, -20] m/s à t \in [14, 16]s ; [-20, 0] m/s à t \in [18, 20]s.

Essai 4

Dans le dernier essai, la vitesse de consigne est la même que l'essai. Or, on a augmenté la masse de +170kg à t=13s, puis, on l'a supprimé à t=22s.

Les figures (III .3), (III .4), (III .5) et (III .6) illustrent les résultats obtenus, lors des quatre essais précédents respectivement.

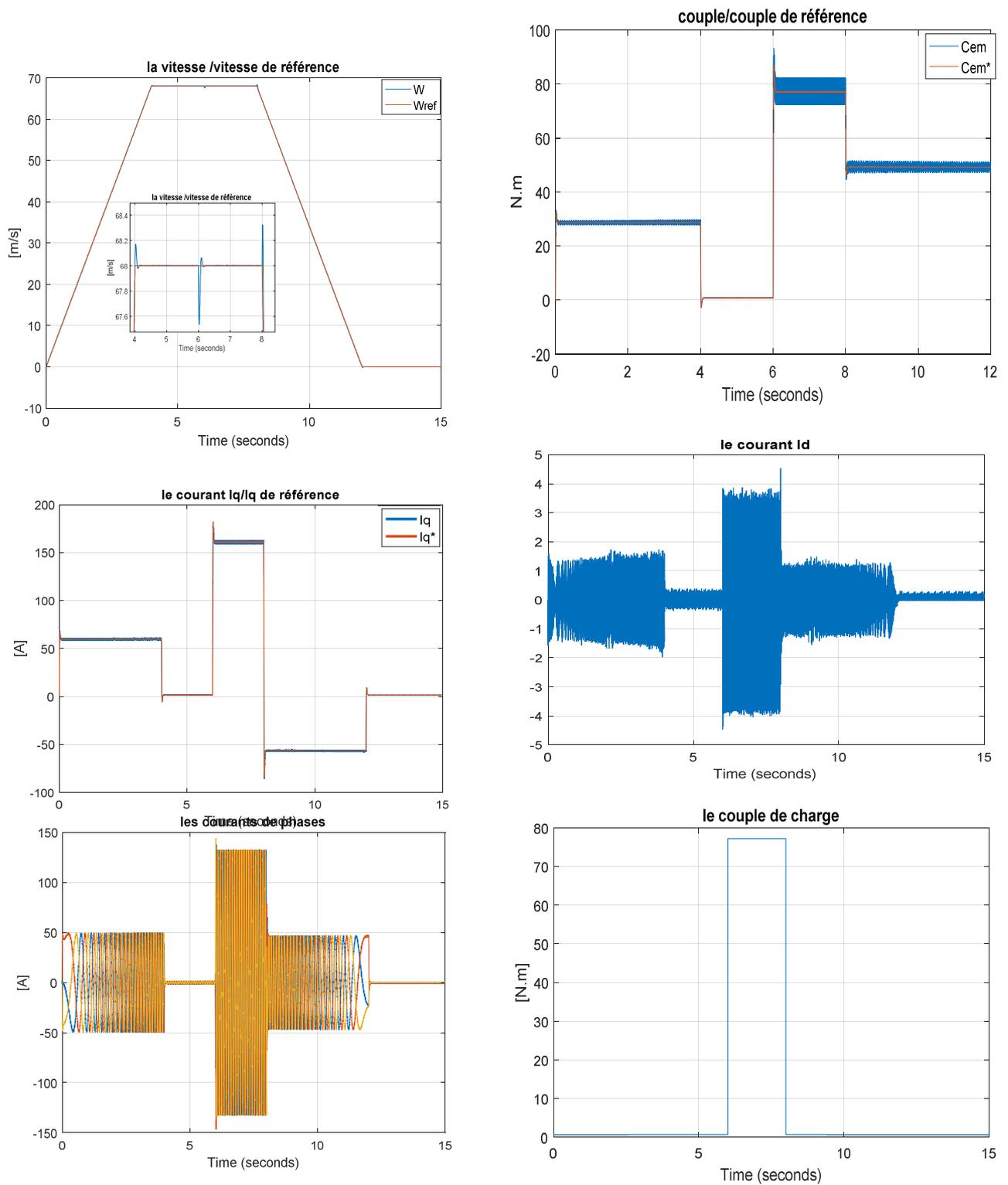


Figure III.3 : Résultats de simulation pour $\omega_{ref} \in [0, 68]$ rad/s à $t \in [0, 4]$ s, puis $\omega_{ref} \in [68, 0]$ rad/s à $t \in [8, 12]$ s.

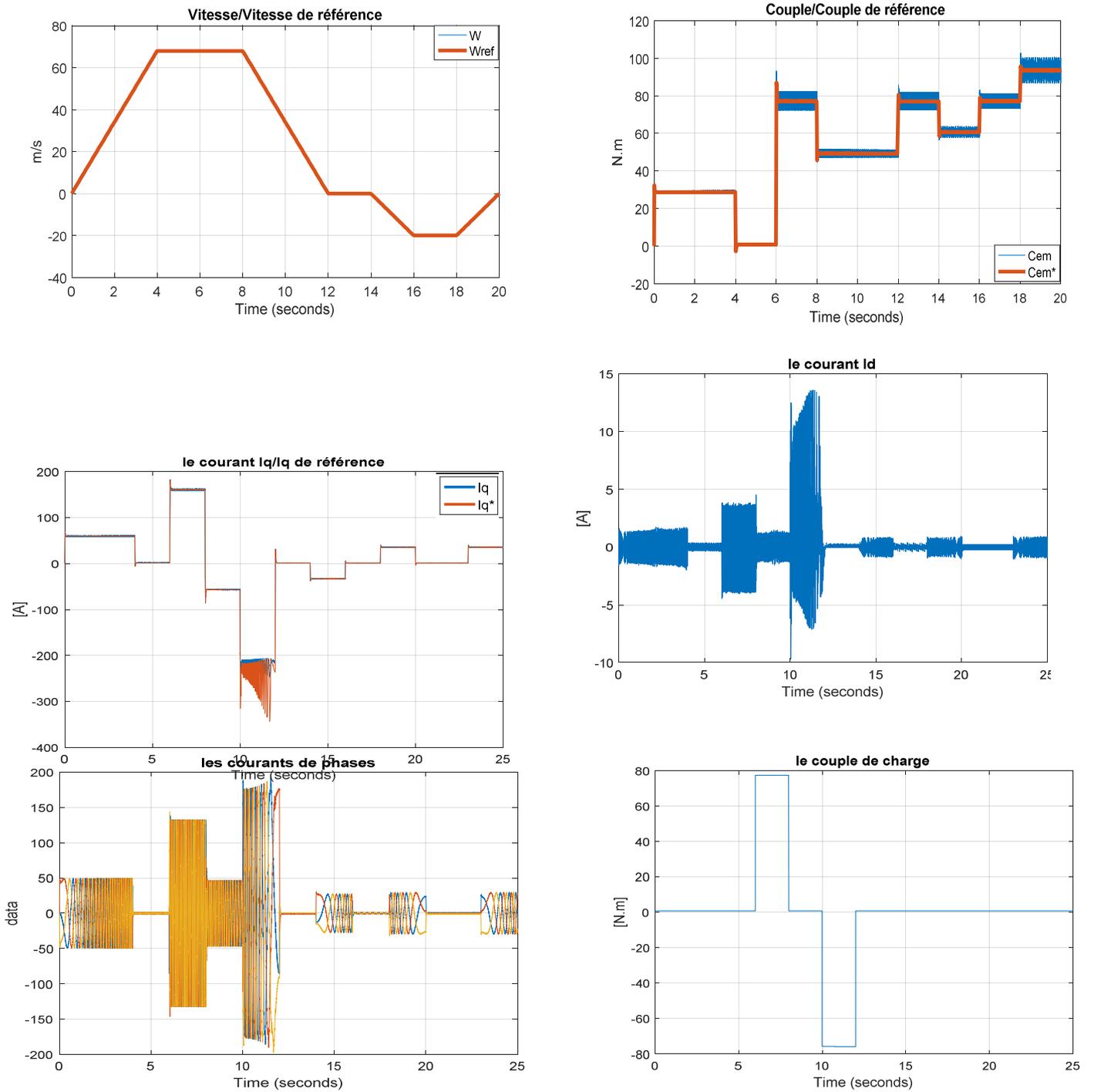


Figure III.4: Résultat de simulation avec inversion de vitesse

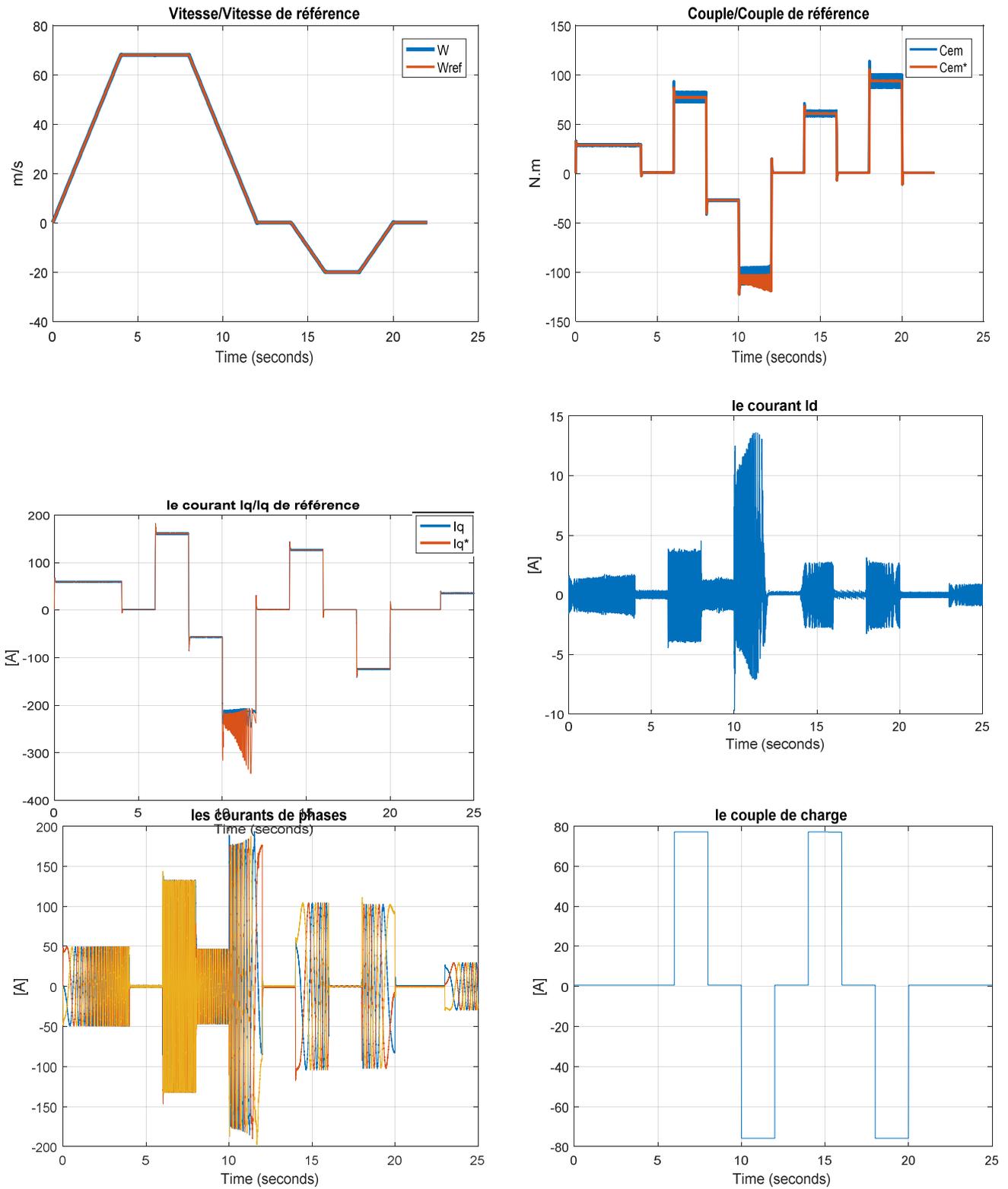


Figure III.5: Résultat de simulation avec ω_{ref} variable et chassée présentant pente et descente.

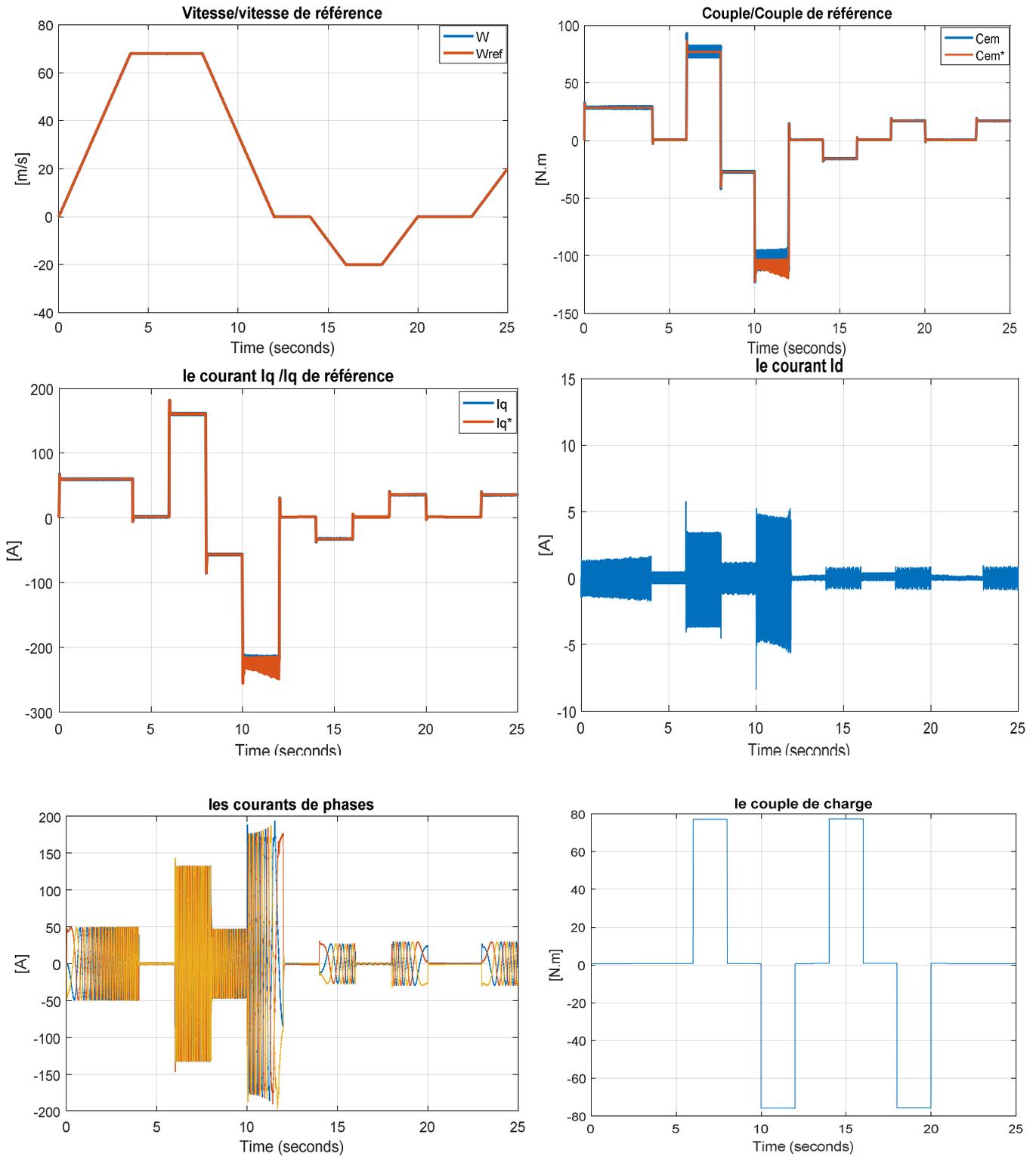


Figure III.6: Résultats de simulations avec vitesse variable et augmentation de la masse.

Interprétation des résultats

On remarque que la vitesse et le couple électromagnétique suivent leurs références. Lors de passage du véhicule par la pente (à $t=6s$), on constate une diminution de la vitesse pendant un temps bref, ensuite la vitesse rejoint sa référence, or le couple présente de faibles oscillations dû à l'augmentation du couple de charge.

Lors de l'inversion de la vitesse (figures (III.4-6)), la vitesse et le couple suivent leurs consignes, ou le couple augment avec l'augmentation de ω_{ref} , dû aux appels d'énergie à travers le courant qui s'adapte aux besoins.

Dans le troisième test (figure III.5), les résultats sont presque les mêmes que l'essai précédent, où on remarque que le couple augmente lors des pentes positif.

La figure III.6, présente les résultats de simulation de l'essai 4. On constate des oscillations au niveau du couple électromagnétique, dû a l'augmentation du couple de charge à $t=13s$ et la diminution de ce dernier à $t=21s$ qui est une conséquence de l'augmentation de la masse. On remarque que les performances sont presque les même que les essais précédents

III.6 Conclusion

Ce chapitre est consacré la synthèse du contrôle classique du VE. La commande associe un PI (contrôleur linéaire) et un retour d'état linéarisant (contrôleur non linéaire) qui est la commande vectorielle à flux rotorique orienté. Le système en BF est composé d'une boucle interne (FOC) et une autre externe (PI). Les résultats de simulations montrent que cette commande globale est relativement performante. Elle assure : la poursuite de la consigne de vitesse, la stabilité en BF ainsi qu'une précision acceptable.

Conclusion et perspectives

La modélisation et la simulation de la dynamique des VE, constituent une étape indispensable pour la réduction des coûts du développement de modèle et la limitation des essais expérimentaux, pour développer des commandes pertinentes afin d'assurer le bon fonctionnement des VE.

La conception de VE innovants, fiables et sans danger, nécessite d'un côté, une modélisation complète, précise de la dynamique appropriée au mouvement du VE afin de lui assurer une mobilité stable, et de l'autre côté une bonne modélisation également du moteur de propulsion pour de meilleurs performances.

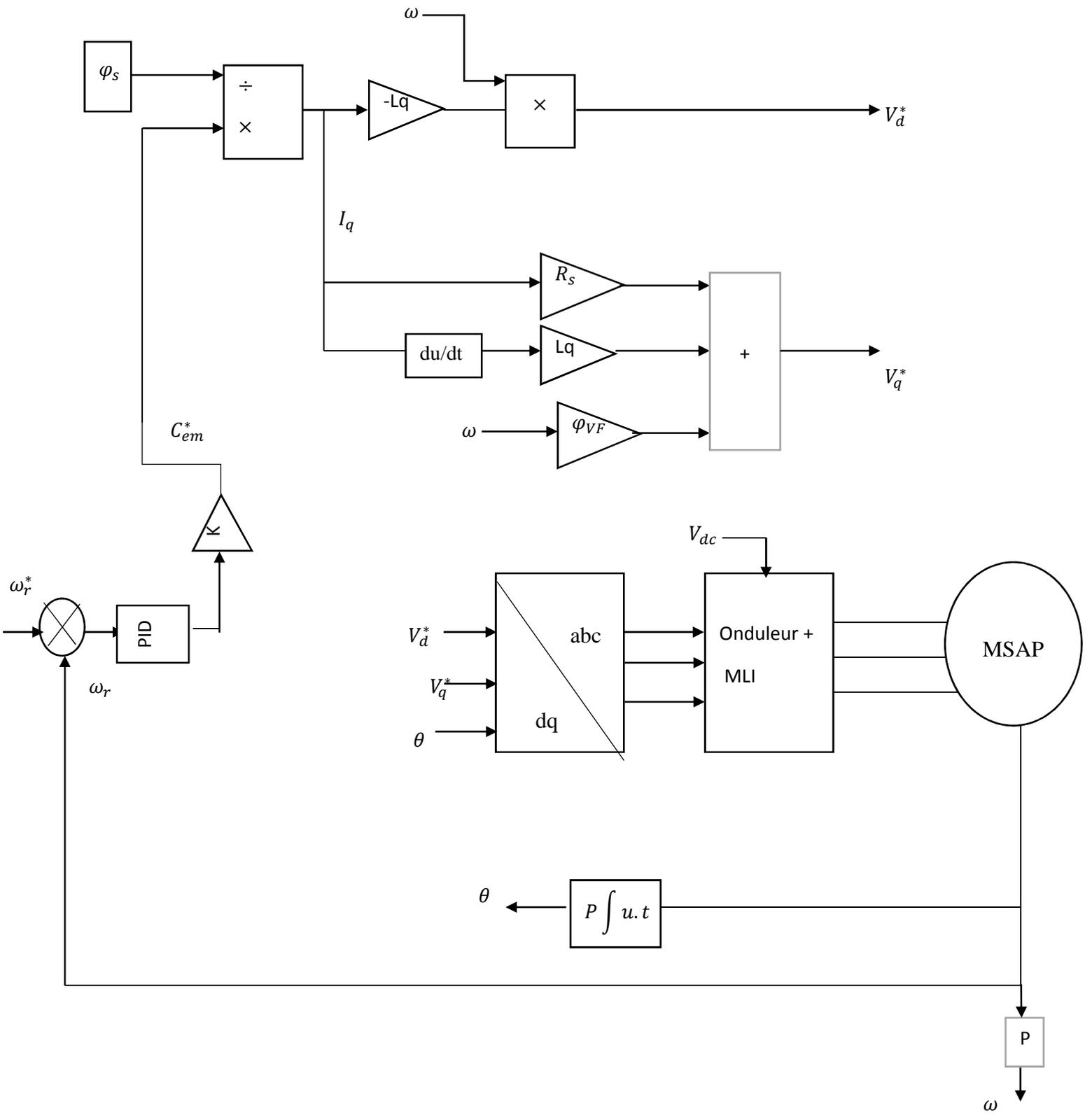
Le travail réalisé consacre la première partie, à l'étude des systèmes à propulsion électrique, en présentant les différentes architectures existantes. Cette partie, nous a orienté pour le choix du modèle du VE, qui fait l'objet de notre étude. Ensuite, on a étudié la modélisation de la partie électrique. On a présenté un modèle simple du VE, traduisant la dynamique longitudinale, en tenant compte de toutes les forces agissantes lors de son déplacement, ainsi que le couplage entre les deux modèles mécanique et électrique. L'ensemble de ces deux modèles constitue le modèle global du VE. Ce dernier est adopté pour le reste de l'étude. Le modèle global du VE, nous a éclairci sur le choix de la loi de commande nécessaire à appliquer. L'algorithme de contrôle doit prendre en charge au moins, toutes les complexités modélisées et d'assurer les objectifs du cahier des charges.

Pour l'obtention de performances exigées dans un système de commande, on a utilisé la commande vectorielle par orientation de flux. Cette commande n'est autre qu'une commande par retour d'état et de sortie linéarisante. Elle permet de découpler et de linéariser avec exactitude le système commandé. L'asservissement de la vitesse du VE est assuré par un régulateur PI, qui génère un courant désiré, utilisé par les signaux de commande appliqué au MSAP à travers un onduleur de tension (prés-actionneur), qui est contrôlé par la technique MLI. Le premier signal de commande linéarise le MSAP d'une manière amortie. Le deuxième signal de commande impose la dynamique cible, en compensant par annulation celle des aimants permanents, qui n'est pas commandable.

D'après les résultats de simulations, en tenant compte des différentes conditions de la route, on a constaté que cette technique de commande permet d'asservir les grandeurs contrôlées à leurs valeurs de consigne, malgré la présence des perturbations. On conclut, que la commande assure de bonnes performances en termes de stabilité, de rapidité et de précision.

Les travaux éventuels qui peuvent faire l'objet d'une continuité de ce travail sont :

- Elaboration d'une commande avec un régulateur optimal par les algorithmes méta heuristique (PSO, GSA...);
- Modélisation de toute la chaîne de traction du VE, en introduisant le système de stockage de l'énergie ;
- Introduction d'un système de freinage récurrent qui va permettre le chargement de la batterie.



Bibliographie

Bibliographie

- [KAR16]** H. Karima, Contribution à l'Etude et à l'Optimisation d'une Machine Synchrone à Double Excitation pour Véhicules Hybrides, Thèse de doctorat, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, Juin 2016.
- [OUB10]** M.Oubidar, S.Bendaoud. Machine Synchrone/Asynchrone, Projet de fin d'étude en ingénierie, Université du Québec en Abitibi-Témiscamingue, 2010
- [MAH12]** M.S.Mahgoun. Application De La Commande Aux Systèmes Linéaires Perturbés, Mémoire de Magister, Université Ferhat Abbas Sétif (UFAS), 2012
- [AID13]** H.Aid, W.Aina. Synthèse De Lois de Commande Non-Linéaires Pour Un Entraînement Electrique A Vitesse Variable Basé Sur Un Moteur Synchrone A Aimants Permanents, Mémoire de Master, Université Abou Bakr Belkaid, Tlemcen, 2013
- [KOT12]** M.Koteich. Commande Vectorielle Sensorless Des Moteurs Brushless De Mini-Drones, Master 2 Recherche, The french Aerospace LAB, 2012
- [TRA02]** H. Trabelsi « Commande vectorielle d'une machine asynchrone » thèse de magistère, Université de Bejaia 2002.
- [SAN15]** N. Sanhadji , A. Chalabi, Commande du moteur synchrone a aimants permanents par Backstepping, Mémoire de master, Université Abou Bakr Belkaid - Tlemcen, Juin 2015.
- [BOU11]** F. Boussekra, La commande non linéaire à régime glissant de la MSAP, Mémoire de magister, Université de Batna, Novembre 2011.
- [LAH09]** D. Lahouel, Commande Non Linéaire Adaptative D'une Machine Synchrone à Aimants Permanents, Mémoire de magister, Université de Batna, Juillet 2009.
- [ATT11]** Attou, Commande par mode glissant de la machine synchrone à aimants permanents, Mémoire de master, Université Djilali Liabes de Sidi Bel-Abbes, Juin 2011
- [GRE97]** G. Grellet, G.Clerc, Actionneurs Electriques(Principes –Modèles -Commandes) Edition Eyrolles, 1997.
- [KHO11]** F. Khoucha, A. Khoudiri, M. Benbouzid, A. Kheloui, Commande DTC d'une propulsion moteur asynchrone / onduleur multi niveaux asymétrique pour un véhicule électrique, Européen Journal of Electrical Engineering 14, 2-3 (2011) 237-254.

[BEN18] H. Benariba , Contribution à la commande d'un véhicule électrique , Thèse de doctorat , Université Abou Bekr Belkaïd Tlemcen , Décembre 2018.

[MEZ09] S. Meziane « Commande adaptative et prédictive de la machine asynchrone», Thèse doctorat en électromécanique, Université Mentouri Constantine, 2009.

[BOU14] N. Bounasla, Commande par Mode de Glissement d'Ordre Supérieur de la Machine Synchrone à Aimants Permanents, Mémoire de magister, Université Ferhat ABBAS Sétif -1, 2014.

Annexes

ANNEXES

Annexe A :

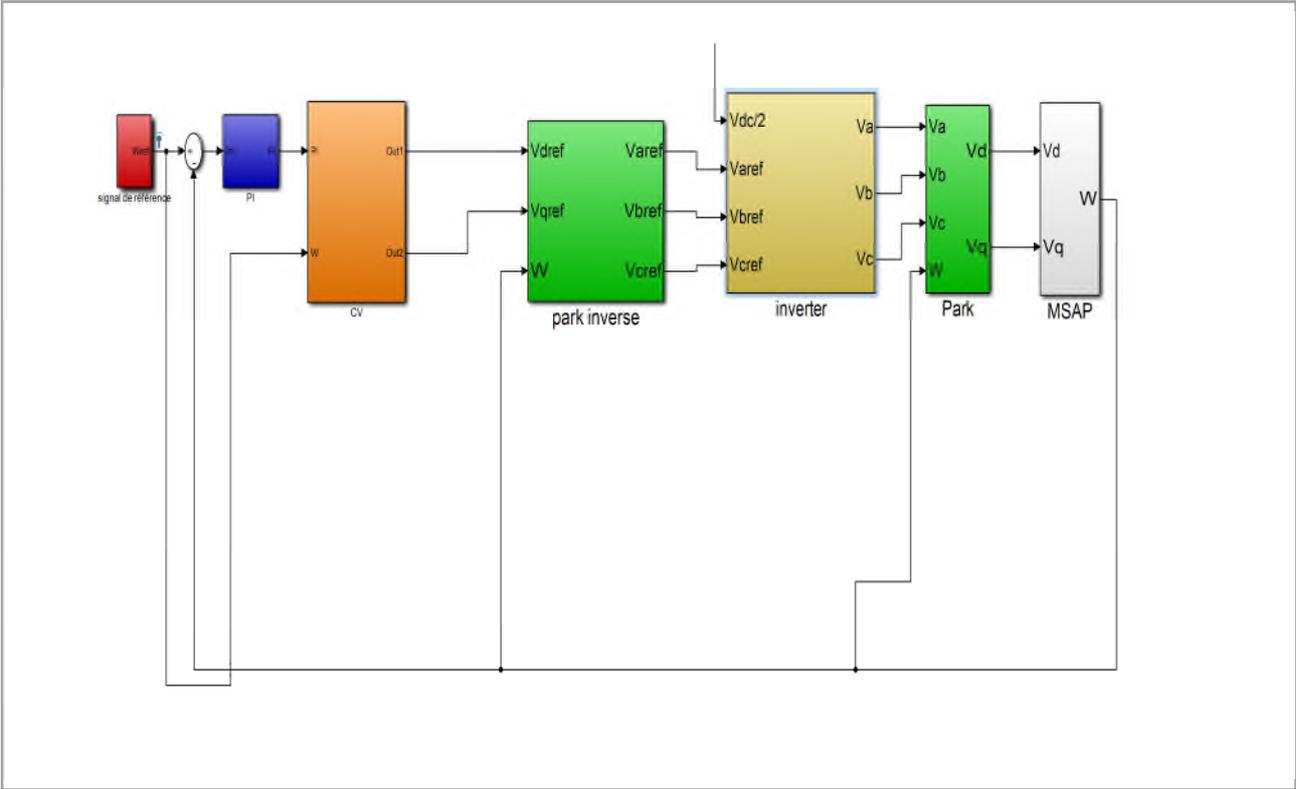
Paramètres du la MSAP :

J	0.01
L_d	0.014 H
L_q	0.028 H
φ	0.11 Wb
R_s	0.6 Ω
f_e	0.014
P	4
ω_0	70 rad/s
ξ	0.7

Paramètres du véhicule :

M	1000 kg
m	170 kg
R	0.26 m
S_f	1,9m ²
C_{rr}	0,017
C_x	0,25
g	9,81
ρ	1,23 kg/m ³
N	6

Annexe B :



Vu d'ensemble de la commande vectorielle avec un PI

Résumé :

Le véhicule électrique (VE) est l'une des solutions préconisées par les constructeurs automobiles et les organismes de recherche pour remplacer progressivement les véhicules classiques.

Ce travail est orienté en premier lieu vers une étude du comportement dynamique du VE, ainsi que la modélisation de la machine synchrone à aimants permanent qui propulse le véhicule. Cette motorisation est alimentée par un onduleur de tension triphasé contrôlé par la technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI).

Le but assigné à ce travail est de concevoir une commande vectorielle à flux orienté avec un régulateur proportionnel intégral (PI) afin d'assurer le bon fonctionnement du véhicule et d'améliorer ses performances en termes de stabilité, rapidité et précision.

Mots clés : Véhicule Électrique (VE), Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP), Onduleur de tension, MLI, commande vectorielle (FOC).

Abstract :

The electric vehicle (EV) is one of the solutions recommended by automakers and research organizations to gradually replace conventional vehicles.

This work is primarily oriented towards a study of the dynamic behavior of the EV, as well as the modeling of the permanent magnet synchronous machine that propels the vehicle. This motorization is powered by a three-phase voltage inverter controlled by the pulse-width modulation (PWM) technique.

The goal assigned to this work is to design a vector field oriented control with an integral proportional regulator to ensure the proper operation of the vehicle and improve its performance in terms of stability, speed and precision.

Key words : Electric Vehicle (EV), Modeling, Longitudinal, Permanent Magnet Synchronous Machine (PMSM), Voltage Inverter, Triangulo-Sinusoidal PWM, field oriented control (FOC).