

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



Université A.MIRA Bejaïa
Faculté de technologie
Département de Génie Electrique



Mémoire De Fin d'Etudes

En vue de l'obtention du Diplôme Master en

Électrotechnique

Option : Energies Renouvelables

Thème

*Commande avec observateur basée sur la passivité avec
l'assignation de l'interconnexion et de l'amortissement d'une
machine synchrone à aimants permanents.
Application véhicule électrique*

Présenté par :

M^r: Abderaouf KERMANI

M^r: Islem KHENICHE

Encadré par :

M^r: B.AMROUCHE

Année Universitaire

2021/2022

Remerciements

Avec ce mémoire qui vient de clôturer cinq ans d'étude, qui est le résultat d'un travail que nous avons élaboré avec effort et persévérance mais surtout avec plaisir.

Nos premiers mots de remerciement s'adressent au bon Dieu le tout puissant de nous avoir donné le courage, la patience et la volonté pour mener à terme ce mémoire de fin d'étude.

*Nous tenons à remercier notre encadreur **Mr. AMROUCHE Bessam** pour son accompagnement et disponibilité tout au long de ce travail, ses observations constructives nous ont aidées à bien planifier et gérer notre travail.*

Nos sincères remerciements aux messieurs les membres du jury, de bien vouloir accepter de juger notre travail, et nous souhaitons qu'il serve de bonne documentation dans les années prochaines pour les étudiants de département génie électrique.

Nous rendons hommage à notre Université Abderrahmane Mira de Bejaia, qui nous a offert l'opportunité de suivre notre parcours universitaire.

Dédicace

*Grace à notre bonne volante, notre acharnement,
Dieu tout puissant nous a donné la force et le
courage pour la réalisation de notre mémoire.*

*Je dédie ce modeste travail tout d'abord à mes très
chers parents qui m'ont soutenu moralement et qui
n'ont jamais cessé de prier pour moi durant tous
mon cursus.*

A mes chers frères, sœurs

A toute ma famille

*A mon cher binôme **Islem***

A tous mes amis.

*A toutes les personnes qui ont contribué à la
réalisation de ce travail de près ou de loin.*

Abdéraouf KERMANI

Dédicace

*Je dédie ce travail avec mes sincères sentiments
A la mémoire de mon père, paix à son âme, qui vient
de nous quitter avant qu'il me voie soutenir mon
mémoire de fin d'étude, lui qui me disait "le savoir
est noble", il a tout donné pour que je sois ici
aujourd'hui*

*A Ma mère, la fleur de ma vie et la source du
bonheur et de l'amour*

A mon cher frère et chères sœurs

*A toute la famille KHENICHE et tous.tes mes
amis.es sans exception*

*A mon ami Raouf avec qui nous avons réalisé ce
travail dans une bonne entente et entraide*

*A toute personne ayant contribué de près ou de loin
à la réalisation de ce travail, spécialement Smaïl
pour sa générosité.*

Islem KHENICHE

Sommaire

<i>Remerciements</i>	ii
<i>Dedicace</i>	iii
<i>Dedicace</i>	iv
Liste des figures	ix
Nomenclature.....	xi
INTRODUCTION GENERALE.....	2

Chapitre I : Etat de l'art sur les machines électrique

I.1. Introduction.....	5
I.2. Machine électrique	5
I.3. Constitution.....	6
I.3.1. Stator et rotor	6
I.3.2. Circuit magnétique.....	6
I.3.3. Enroulements	6
I.4. Classification.....	6
I.4.1. Machines à courant continu	7
I.4.2. Machines à courant alternatif.....	7
I.4.2.1. Machines asynchrone	7
I.4.2.2. Machines synchrones	8
➤ Machines synchrones à rotor bobiné(MSRB)	9
➤ Machines synchrones à réluctance variable (MSRV)	9
➤ Machines synchrones à aimants permanents (MSAP)	10
I.5. Comparaison entre les différents types de moteurs électriques	10
I.6. Présentation du moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) :	11
I.6.1. Principe de fonctionnement de la MSAP	11
I.6.2. Structure de la MSAP	11
I.6.2.1. Le stator.....	11
I.6.2.2. Le rotor.....	12
I.7. Les Aimants Permanents.....	14
I.8. Classification des MSAPs :.....	16

Sommaire

I.9. Différents Types de MSAP	16
I.9.1. Moteur à rotor intérieur.....	17
I.9.2. Moteur à rotor extérieur	17
I.9.3. Moteurs à entrefer axial	18
I.10. Différents techniques de commande de la MSAP.....	18
I.10.1. La commande vectorielle de la MSAP.....	18
I.10.2. La commande directe du couple (TDC).....	19
I.10.3. Commande par mode glissant	20
I.11. Les Avantages et les Inconvénients de la MSAP :	20
I.11.1. Les Avantages	20
I.11.2. Les inconvénients.....	21
I.12. Domaines d’application du MSAP.....	21
I.13. Autopilotage de la MSAP	22
I.14. Capteur de position	23
I.14.1. Capteur optique.....	23
✓ Codeur Incrémental	24
✓ Codeur Absolu	24
I.14.2. Capteur électromagnétique (Résolveur).....	24
I.15. Conclusion	25

Chapitre II : Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents

II.1. Introduction.....	27
II.2. Modélisation de la machine synchrone à aimant permanent	27
II.2.1. Mise en équations de la machine dans le repère (abc).....	28
II.2.1.1. Equations électriques :	28
II.2.1.2. Equations magnétiques :	29
II.2.1.3. Equations mécaniques.....	30
II.3. Transformation triphasé – diphasé.....	30
II.3.1. Transformation de Clarke	30
II.3.2. Transformation de Concordia	31
II.3.3. Transformation de Park	31
II.4. Modélisation de la MSAP dans le repère de Park (d,q) lié au rotor	32
II.4.1. Les équations de MSAP dans le référentiel (d,q)	33
II.4.1.1. Équations électriques	33

Sommaire

II.4.1.2. Equations du flux	35
II.4.1.3. Expression du couple électromagnétique.....	35
II.4.1.4. Equation mécanique.....	36
II.5. Modélisation sous la forme d'états de la MSAP.....	37
II.5.1. Représentation d'état.....	37
II.5.2. Représentation d'état du modèle de la MSAP dans le repère d-q.....	37
II.6. Modélisation de l'association MSAP – onduleur de tension	38
II.6.1. Modélisation des onduleurs de tension.....	39
II.6.2. Onduleur de Tension à MLI.....	41
II.6.2.1. Modulation de largeur d'impulsion Sinus-Triangle.....	42
II.7. Conclusion	43

Chapitre III : Synthèse de la commande avec observateur basée sur IDA-PBC pour la MSAP

III.1. Introduction	45
III.2. Définition de la passivité.....	45
III.3. Méthodes Lagrangienne et Hamiltoienne pour la modélisation des systèmes physiques	46
III.3.1. Méthode Lagrangienne.....	46
III.3.2. Système Hamiltonien Commandé par Port PCH.....	47
III.4. Méthodologie d'élaboration de la commande IDA-PBC :	48
III.5. Commande basée sur l'IDA-PBC pour le contrôle de la MSAP.....	50
III.5.1. Modèle HCP d'un moteur synchrone à aimant permanent.....	50
III.6. Application de la commande IDA-PBC pour le contrôle de la MSAP	52
III.6.1. Commande IDA-PBC à interconnexion et amortissement naturels	52
III.6.2. Commande IDA-PBC avec assignation de l'interconnexion	55
III.7. Schéma bloc simulink de la commande IDA-PBC	58
III.8. Commande IDA-PBC d'un MSAP associé à un observateur non linéaire.....	58
III.8.1. Conception de l'observateur non-linéaire pour la MSAP.....	58
III.8.2. Schéma bloc simulink de l'observateur.....	60
III.9. Schéma global simulink (observateur+IDA-PBC+MSAP).....	61
III.10. Résultat de simulation	61
III.11. Discussion des résultats.....	65
III.12. Conclusion.....	66

Sommaire

Chapitre IV : Application véhicule électrique

IV.1. Introduction	68
IV.2. Dynamique d'un véhicule électrique VE	68
IV.3. Véhicule électrique à pile à combustible.....	72
IV.4. Véhicule électrique hybride à pile à combustible	72
IV.5. Composantes du véhicule électrique hybride à pile à combustible.....	73
IV.5.1. La pile à combustible (PàC).....	73
IV.5.2. L'élément de stockage d'énergie (ES)	74
IV.5.2.1. Super-condensateurs.....	75
IV.5.3. Hybridation de l'alimentation FC/SCs.....	75
IV.6. Modélisation des composants.....	76
IV.6.1. Pile à combustible	76
IV.6.2. Super-condensateur (SC).....	80
IV.6.3. Convertisseur de puissance	83
IV.7. La structure générale du véhicule électrique hybride à PàC et SCs.....	86
IV.8. Discussion des résultats de simulation	87
IV.9. Conclusion.....	93
Conclusion Générale	95
BIBLIOGRAPHIE	97

Liste des figures

Figure I.1 : <i>différentes fonctions d'une machine</i>	5
Figure I.2 : <i>Coupe de la structure simplifiée d'un moteur classique</i>	6
Figure I.3 : <i>Présentation du moteur synchrone à aimants permanents</i>	11
Figure I.4 : <i>Stator d'un moteur synchrone</i>	12
Figure I.5 : <i>Schéma d'un moteur synchrone à aimants permanents</i>	12
Figure I.6 : <i>Image du rotor d'une MSAP</i>	12
Figure I.7 : <i>différentes configurations rotoriques d'un MSAP</i>	13
Figure I.8 : <i>Courbe de désaimantation</i>	15
Figure I.9 : <i>Courbes de désaimantation des principaux types d'aimants</i>	16
Figure I.10 : <i>Moteur à rotor intérieur</i>	17
Figure I.11 : <i>Moteur à rotor extérieur</i>	17
Figure I.12 : <i>Moteur à entrefer axial</i>	18
Figure I.13 : <i>Principe d'autopilotage de la MSAP</i>	23
Figure I.14 : <i>codeur incrémental</i>	23
Figure 15 : <i>codeur absolu</i>	23
Figure II. 1 : <i>Schéma de la MSAP dans le repère abc</i>	28
Figure II. 2 : <i>Schéma équivalent de la MSAP dans le repère (d,q)</i>	33
Figure II. 3 : <i>schéma bloc de la MSAP sous simulink</i>	38
Figure II. 4 : <i>Schéma de l'association MSAP – Onduleur triphasé de tension à deux niveaux</i>	39
Figure II. 5 : <i>Schéma d'un onduleur de tension triphasé à deux niveaux alimentant le stator du MSAP</i>	39
Figure II. 6 : <i>Schéma bloc de la technique MLI sinus-triangle</i>	42
Figure II. 7 : <i>Principe de la commande par M.L.I sinus-triangle</i>	43
Figure III. 1: <i>modèle Simulink de la commande IDA-PBC</i>	58
Figure III. 2: <i>Modèle Simulink de l'observateur</i>	60
Figure III. 3 : <i>Modèle Simulink du système global</i>	61
Figure III. 4 : <i>l'allure de la vitesse angulaire</i>	61
Figure III. 5 : <i>l'allure du couple</i>	62
Figure III. 6 : <i>Allure du courant I_d</i>	62
Figure III. 7 : <i>Allure du courant I_q</i>	63
Figure III. 8 : <i>Allure de la puissance électromagnétique</i>	63
Figure III. 9 : <i>Allure des courants statoriques</i>	64
Figure III. 10 : <i>Allures des tensions générées par l'onduleur</i>	64
Figure IV. 1 : <i>Les forces agissant sur un véhicule</i>	68
Figure IV. 2 : <i>La force de roulement sur la roue</i>	69
Figure IV. 3 : <i>Schéma illustrant le concept d'un véhicule hybride</i>	73
Figure IV. 4 : <i>schéma de principe d'une pile a combustible PEMFC</i>	74
Figure IV. 5 : <i>Structure d'un super condensateur [31]</i>	75
Figure IV. 6 : <i>Schéma de principe de la structure à deux convertisseurs (deux degrés de liberté)</i>	76
Figure IV. 7 : <i>Schéma électrique équivalent d'une PàC</i>	76

Liste des figures

Figure IV. 8 : caractéristique tension-densité courant d'une pile à combustible PEM.....	80
Figure IV. 9 : schéma électrique équivalent d'un super-condensateur : modèle à deux branches	81
Figure IV. 10 : caractéristique statique du SC.....	82
Figure IV. 11 : Schémas équivalents du convertisseur boost du FC.....	83
Figure IV. 12 : Schémas équivalents du convertisseur boost du FC (T_{fc} fermé)	83
Figure IV. 13 : Schémas équivalents du convertisseur boost du FC (T_{fc} ouvert)	84
Figure IV. 14 : Schémas équivalents du convertisseur buck-boost du SC.....	85
Figure IV. 15 : Architecture série pour un véhicule hybride à pile à combustible	87
Figure IV. 16 : Allure des vitesses angulaires.....	88
Figure IV. 17 : Allures des couples	88
Figure IV. 18 : Allure de la tension du bus continu Vbus	89
Figure IV. 19 : Allure du courant de charge	89
Figure IV. 20 : Allure de la tension du SC	90
Figure IV. 21 : Allure du courant du SC	90
Figure IV. 22 : Allure de la tension de la PàC.....	91
Figure IV. 23 : Allure du courant de la PàC.....	91
Figure IV. 24 : Allures des puissances	92
Figure IV. 25 : Allure de conservation de la puissance	92

Nomenclature

Symboles	Significations	Unités
a, b, c	Axes liés aux enroulements triphasés	
d, q	Axes du référentiel de Park	
α, β	Axes du référentiel de Concordia	
R_s	Résistance de l'enroulement statorique	Ω
V_s	Tension statorique	V
V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}	Tension satatorique de la phase a, b et c	V
V_d, V_q	Tension satatorique sur l'axe d et l'axe q	V
i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}	Courant satatorique de la phase a, b ou c	A
i_d, i_q	Courant satatorique sur l'axe d et l'axe q	A
L_s	Inductance cyclique statorique par phase	H
L_d	Inductance sur l'axe direct d	H
L_q	Inductance sur l'axe quadrature q	H
$\varphi_a, \varphi_b, \varphi_c$	Flux satatorique de la phase a, b et c	Wb
φ_d, φ_q	Composants direct et quadrature du flux	Wb
φ_f	L'amplitude du flux produit par les aimants permanents.	Wb
φ_{sf}	Flux d'excitation constant des aimants permanents.	Wb
f.e.m	Force électromotrice	V
θ	Position angulaire du rotor par rapport au stator	rad
Ω_r	Vitesse mécanique du rotor	rad/s
ω	Pulsation électrique	rad/s
ω_r	Vitesse angulaire	rad/s
p	Nombre de paires de pôles	
J	Moment d'inertie des parties tournantes ramenées à l'arbre moteur	kg.m ²

Nomenclature

f_c	Coefficient de frottement	N.s/rad
C_{em}	Couple électromagnétique	N.m
P_{em}	Puissance électromagnétique	W
P_d	Puissance demandée	W
C_r	Couple résistant (Couple de charge)	N.m
$P(\theta)$	Matrice de transformation de Park	
$P^{-1}(\theta)$	Matrice de transformation inverse de Park	
C	Transformation de Clarck	
g^T	Matrice orthogonale	
H_d	Hamiltonien désiré	
$J(x)$	Matrice d'interconnexion	
$J_d(x)$	Matrice d'interconnexion désirée	
$J_a(x)$	Matrice d'interconnexion de la commande.	
$R(x)$	Matrice d'amortissement	
$R_d(x)$	Matrice d'amortissement désirée	
$R_a(x)$	Matrice d'amortissement de la commande.	
$H(x)$	la fonction d'énergie	
$H_d(x)$	la fonction d'énergie désirée	
$H_a(x)$	la fonction d'énergie ajoutée par la commande	
α_1, α_2	Les paramètres du régulateur IDA-PBC	
$\hat{\omega}, \hat{C}_r$	Vitesse, couple observés	
l_1, l_2	Paramètres de l'observateur	

Introduction Générale

Introduction Générale

Le concept du mouvement mécanique à partir d'une source de courant électrique n'est pas nouveau, mais les découvertes du passé constituent la base des développements des moteurs avancés d'aujourd'hui.

Depuis plusieurs années, le moteur électrique constitue un élément essentiel et prépondérant dans la vie quotidienne de l'homme, notamment dans le secteur industriel, les systèmes de pompage, le domaine de la traction ferroviaire et de l'automobile. Ces domaines nécessitent l'utilisation des moteurs électriques pour la plupart des procédés afin d'assurer la conversion dite électromécanique de l'énergie électrique en énergie mécanique. Dans le domaine automobile, le moteur électrique rencontre plus de difficultés pour remplacer le moteur thermique.

La technologie moderne des systèmes d'entraînement électrique se focalise, de plus en plus, sur les techniques du contrôle de la vitesse, du couple et de la position, tout en garantissant la stabilité, la rapidité et le rendement optimal. Pour cela, les études se portent sur le développement de différentes stratégies de commande, dans le but d'atteindre les meilleures performances dynamiques des moteurs.

Initialement, Le moteur à courant continu a été privilégié dans l'industrie pour une commande dynamique rapide, précise et moins coûteuse que celle d'une machine à courant alternatif. Néanmoins, ce moteur présente des difficultés d'utilisation pour des puissances élevées et une faiblesse liée à son collecteur mécanique. En effet, ce collecteur augmente l'encombrement de la machine, son coût de fabrication et d'entretien, Il limite aussi sa vitesse de rotation, ainsi que le danger qu'il puisse entraîner dans des atmosphères explosibles [1].

Pour toutes ces raisons, l'orientation vers les recherches aboutissant à des meilleures exploitations d'un robuste actionneur, est très justifiée, à savoir, le moteur asynchrone à cage et le moteur synchrone à aimants permanents, qui sont robustes et ont une construction simple qui limite le coût et augmente le rapport de puissance massique. C'est pourquoi les machines à courant alternatif remplaçant de plus en plus les machines à courant continu dans de nombreux domaines dont les servomoteurs [2], les véhicules électriques, la traction...etc

Avec le progrès de l'électronique de puissance, lié à l'apparition de composants interrupteurs rapides, ainsi que le développement des techniques de commande, câblées ou programmées, il est possible à présent de choisir une structure de commande beaucoup plus évoluée [3,4], les nouvelles stratégies de commande des machines synchrones et asynchrones peuvent maintenant mettre en évidence des principes de commande permettant d'atteindre des performances équivalentes à celles des machines à courant continu. La robustesse, les performances et la facilité d'entretien font l'intérêt du moteur synchrone à aimants permanents dans de nombreuses applications industrielles.

Le développement de l'informatique industrielle et de l'électronique de puissance met à notre disposition des moyens de commande qui permettent d'implanter des lois de commande (de position et de vitesse), pour la machine synchrone à aimants permanents (MSAP), de plus en plus performantes et robustes. Ces lois de commande sont traditionnellement conçues sur la base de boucles imbriquées (asservissement en cascade), ou bien sur la base de techniques

Introduction Générale

modernes de l'automatique, à savoir la commande par backstepping, la linéarisation par rétroaction ou les méthodes de passivité [5].

La dynamique du moteur synchrone à aimants permanents est décrite par des équations non linéaires, il est sensible aux perturbations extérieures inconnues (charge), et ses caractéristiques varient dans le temps. Toutes ces restrictions compliquent la tâche du contrôle. Des commandes non linéaires sont nécessaires pour ajuster les non-linéarités et les inconvénients mentionnés ci-dessus [6].

Notre mémoire a pour objet de présenter une nouvelle méthode de synthèse d'une loi de commande non-linéaire pour la Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP). Cette loi de commande est basée sur la passivité (PBC) en utilisant le principe de l'assignation de l'interconnexion et de l'amortissement (IDA), combinée à une approche d'observateur non linéaire pour le MSAP en utilisant le modèle représenté dans le cadre d-q. La commande IDA-PBC (passivity-based control with interconnection and damping assignment) a l'avantage inhérent de ne pas annuler les caractéristiques non linéaires mais de les compenser de manière amortie.

Afin de réaliser les objectifs susmentionnés, notre travail sera structuré en quatre chapitres, dont :

Le premier chapitre est consacré à l'état de l'art des machines électriques, dont la présentation de la machine électrique et ses différents types les plus répandus dans l'industrie, au choix de la machine à utiliser dans notre travail, en insistant sur les meilleures performances, ainsi la présentation de certains types de commande appliqués à la machine choisie.

Le deuxième chapitre, porte sur la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents, le modèle triphasé et le modèle obtenu à l'aide de la décomposition selon deux axes (transformation de Park), ainsi la modélisation de son alimentation (Onduleur de tension).

Le troisième chapitre, a pour objectif d'étudier une commande avec observateur basée sur la passivité (PBC) avec l'assignation de l'interconnexion et de l'amortissement (IDA) pour le MSAP, en utilisant le modèle représenté dans le cadre dq . L'efficacité de la stratégie proposée est réalisée dans le cadre d'une enquête numérique approfondie avec le logiciel MATLAB/Simulink.

Le quatrième chapitre est réservé pour l'application du système (machine synchrone à aimants permanents commandée par IDA-PBC) dans un système de traction électrique (un véhicule électrique à pile à combustible et super condensateur). Pour ce, nous allons présenter la modélisation statique des différents éléments qui constituent notre système, notamment la dynamique du véhicule, la pile à combustible, et le super condensateur, ainsi que les convertisseurs de puissance utilisés pour la gestion d'énergie de ce système, suivie par une simulation et une discussion des résultats obtenus.

Enfin, ce mémoire sera clôturé par une conclusion générale.

Chapitre I

Etat de l'art sur les machines électriques

I.1. Introduction

L'énergie électrique est utilisée depuis longtemps pour produire de l'énergie mécanique grâce à des convertisseurs électromécaniques réversibles, qui sont les machines électriques.

Les moteurs électriques occupent une place importante dans le monde industriel de nos jours. Ils constituent la force motrice principale de nombreux processus. Le domaine des transports fait aussi largement appel aux moteurs électriques. Actuellement, ils constituent la majeure partie (95%) de l'énergie consommée dans l'industrie pour fournir la force motrice. Il a été estimé que les moteurs électriques représentent environ la moitié de la consommation mondiale d'électricité.

Ce chapitre qui a pour titre « état de l'art sur les machines électriques » est destiné à :

- La présentation de la machine électrique et ses différents types les plus répandus dans l'industrie.
- Aux choix de la machine à utiliser dans notre travail, en insistant sur les meilleures performances.
- La présentation de certains types de commande appliqués à la machine choisie.

I.2. Machine électrique

La machine électrique est un organe électromécanique réversible fondé sur l'électromagnétisme permettant la conversion d'énergie électrique en énergie mécanique (moteur), ou l'énergie mécanique en énergie électrique (générateur).

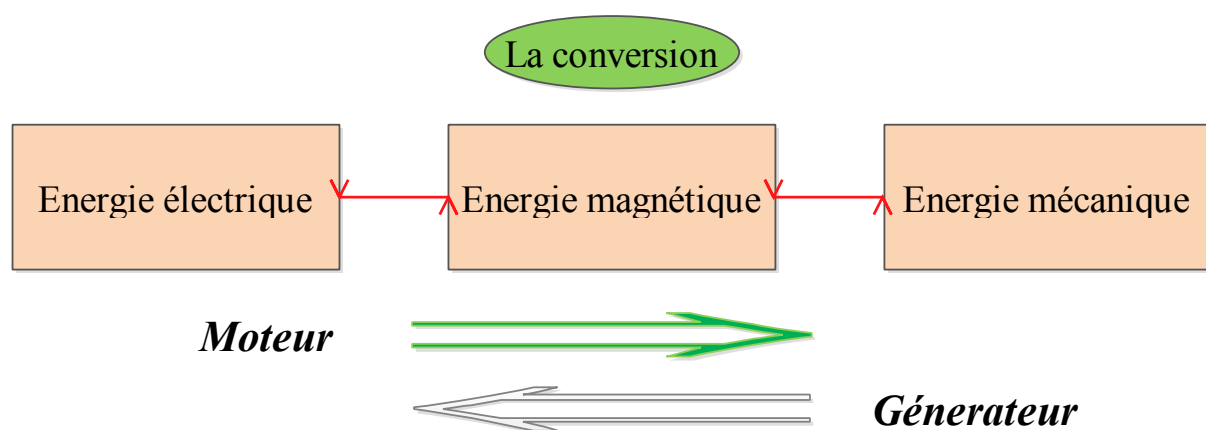


Figure I.1 : différentes fonctions d'une machine

I.3. Constitution

I.3.1. Stator et rotor

Sur le plan mécanique, un moteur est constitué d'une partie fixe, le **stator** et d'une partie mobile, le **rotor**, entre lesquelles se trouve un petit intervalle d'air, l'**entrefer** (Figure I.2) pratiquement dans tous les moteurs, le rotor est à l'intérieur du stator, bien que la configuration inverse existe pour des applications particulières [7].

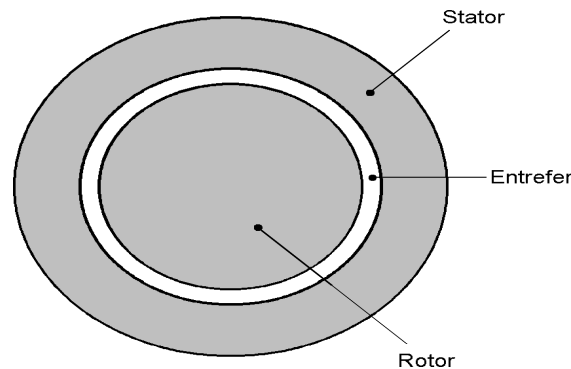


Figure I.2 : Coupe de la structure simplifiée d'un moteur classique

I.3.2. Circuit magnétique

Sur le plan électromagnétique, un moteur comporte un circuit magnétique, constitué d'un matériau ferromagnétique à forte perméabilité, d'enroulements et éventuellement d'aimants permanents. Le matériau ferromagnétique est nécessaire pour que le flux produit soit assez élevé et pour qu'il soit canalisé afin de pouvoir utiliser correctement ses effets. Les parties ferromagnétiques soumises à un flux constant ou lentement variable peuvent être massives, alors que les parties soumises à un flux à variation rapide sont obligatoirement feuilletées pour limiter les pertes par courants de Foucault [7].

I.3.3. Enroulements

Suivant le type de moteur, des enroulements peuvent être placés sur le stator, sur le rotor ou sur les deux parties à la fois [7].

I.4. Classification

Le moteur électrique constitue l'élément structurel fondamental d'un système d'entraînement. Leur fonctionnement est basé sur l'obtention d'un effort mécanique par action d'un champ magnétique sur un circuit électrique traversé par un courant fourni par une source extérieure, laquelle peut aussi produire éventuellement le champ magnétique.

Selon que le courant électrique fourni par la source extérieure est continu ou alternatif, la machine sera appelée **moteur à courant continu** ou **moteur à courant alternatif**.

I.4.1. Machines à courant continu

Le moteur à courant continu (MCC) à collecteur et à excitation indépendante confère, encore actuellement, la solution la plus économique grâce à son convertisseur d'induit de type hacheur à deux interrupteurs (l'inducteur est aussi alimenté par un hacheur de petite puissance). C'est la technologie retenue par de nombreux constructeurs automobiles pour la commercialisation des véhicules électriques de première génération. Mais le MCC possède un certain nombre d'inconvénients bien connus, c'est pourquoi qu'ils sont maintenant supplantés par **les moteurs synchrones auto-pilotés** qui possèdent globalement les mêmes caractéristiques mécaniques. Citons quelques-uns de ces inconvénients [8,9]:

- L'usure des balais, voire du collecteur, nécessite un entretien périodique et produit des poussières conductrices qui finissent par nuire à l'isolement du collecteur lui-même et de l'induit ;
- La commutation mécanique requiert des pôles de commutation et des enroulements de compensation qui accroissent le volume ;
- L'induit tournant, source des pertes principales, ne permet pas un refroidissement efficace, à l'eau par exemple, ce qui limite les possibilités de hautes performances ;
- Investissement important et maintenance coûteuse (entretien du collecteur et des balais),
- La vitesse périphérique du collecteur et de l'induit est limitée à 50 voire 75 m/s ce qui ne permet pas d'atteindre les vitesses élevées nécessaires à une puissance massique convenable,
- Si l'excitation est à aimants, il n'est pas possible de fournir la puissance maximale (ce type de fonctionnement permet la suppression de la boîte de vitesses) sur une plage de vitesse étendue (il faudrait pouvoir décaler les balais...).

I.4.2. Machines à courant alternatif

Les machines à courant alternatif alimentées par des convertisseurs statiques pour en faire des actionneurs à vitesse variable deviennent de plus en plus courantes. Il existe deux types des machines électriques à courant alternatif répandus largement dans l'industrie :

I.4.2.1. Machines asynchrones

On appelle machine asynchrone une machine à courant alternatif dont la vitesse de rotation du rotor est inférieure à celle du champ magnétique tournant du stator et dépend de la charge.

Le moteur asynchrone est le moteur le plus utilisé dans l'industrie, est une solution envisagée par de nombreux constructeurs, du fait de son faible coût, de son bon rendement et de son excellente fiabilité, on le fabrique en grande série. Il est robuste et son entretien est très limité. Il est sûr : son fonctionnement ne génère pas d'étincelles à la différence d'un moteur à courant continu. Ce type de moteur équipe la quasi-totalité des machines-outils classiques (tours, fraiseuses, scies bobineuses, tapis roulants, pompes, compresseurs, perceuses...).

Fonctionnant directement sur le secteur alternatif, sans transformation préalable de l'énergie électrique qui l'alimente, c'est le moteur industriel par excellence qui ne possède pas d'organe délicat comme le collecteur du moteur à courant continu. Les courants qui circulent dans le stator constituent l'unique source externe de champ magnétique : le rotor n'a pas à être relié à une source d'énergie électrique. Il existe bien des courants rotoriques qui participent, eux aussi, à la création du champ magnétique, mais ce sont des courants induits. C'est de là que vient le nom parfois donné au moteur asynchrone : "moteur d'induction".

L'inconvénient du moteur asynchrone est le rendement, qui est moins bon que celui des moteurs synchrones à cause pertes joules car, il faut des pertes Joule au rotor pour avoir du couple. Ils possèdent aussi un facteur de puissance et un couple massique plus faible que les machines synchrones.

I.4.2.2. Machines synchrones

Le terme de machine synchrone regroupe toutes les machines dont la vitesse de rotation de l'arbre de sortie est égale à la vitesse de rotation du champ tournant. Pour obtenir un tel fonctionnement, le champ magnétique rotorique est généré soit par des aimants, soit par un circuit d'excitation. La position du champ magnétique rotorique est alors fixe par rapport au rotor, ce qui impose le synchronisme entre le champ tournant statorique et le rotor, d'où le nom de machine synchrone [9,11].

La véritable renaissance du moteur synchrone est assez récente : elle est due à l'association de ce moteur avec les onduleurs à thyristors que l'électronique de puissance a permis de mettre au point. Elle concerne le domaine de puissance de l'ordre des MW (donc des moteurs de forte puissance). Les onduleurs qui alimentent les moteurs synchrones fournissent à ces machines des courants triphasés de fréquence variable à partir d'une source de courant continu (elle même obtenue par redressement à partir du réseau). Mais, afin que le moteur synchrone ne risque pas de "décrocher", la fréquence des courants créés par l'onduleur tient compte de la vitesse de rotation du moteur. On obtient ainsi **les moteurs synchrones auto-pilotés** qui équipent de nombreuses réalisations modernes (T.G.V. Atlantique, malaxeurs de l'industrie chimique). Ce type de moteur se développe à un rythme soutenu pour les grandes puissances, mais il faut remarquer que son utilisation mobilise une partie électronique au moins aussi importante que le moteur proprement dit.

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

- Les machines synchrones à rotor bobiné
- Les machines synchrones à réductance variable
- Les machines synchrones à aimants permanents.

➤ **Machines synchrones à rotor bobiné (MSRB)**

Le moteur synchrone à rotor bobiné c'est le moteur dont les caractéristiques se rapprochent le plus de celles du MCC à excitation indépendante, il permet d'optimiser facilement le rendement (action sur le flux et le courant d'induit). Enfin, le fonctionnement à puissance maximale constante est aisé à obtenir sur une très large plage de vitesse [8].

Par contre, son rotor bobiné nécessite des bagues pour l'alimenter, et les bobines d'excitation sont difficiles à refroidir ; cependant, la densité de courant peut être choisie faible pour diminuer les pertes. Les contacts glissants (balais - bagues) limitent le fonctionnement à très haute vitesse de ce type de machines à cause de l'usure des balais. Le rendement et le rapport couple/vitesse sont relativement faibles par rapport à ceux des machines à aimants permanents et cela à cause des pertes au rotor [10].

Les moteurs synchrones à inducteur bobiné ont l'avantage d'avoir un facteur de puissance réglable par le courant d'excitation. Quand ils sont branchés directement sur le réseau, leurs principaux inconvénients sont l'impossibilité de démarrer sans artifice et le risque de décrochage si le couple résistant est trop important. Il leur faut par ailleurs une deuxième source d'énergie pour alimenter l'inducteur en continu [12].

➤ **Machines synchrones à réductance variable (MSRV)**

Le rotor de ce type de moteur ne contient ni aimants, ni bobinage d'excitation. Le couple est créé seulement grâce à l'effet réductance. Le stator est semblable à celui de la majorité des machines à courant alternatif. Le rotor est construit de manière à ce que le rapport entre l'inductance dans l'axe direct et l'axe en quadrature (L_d/L_q) soit le plus important possible. La plage de fonctionnement en vitesse à puissance constante est directement liée à ce rapport. Il en est de même pour le facteur de puissance (plus ce rapport est élevé plus le facteur de puissance est grand). L'obtention d'un rapport (L_d/L_q) élevé induit des contraintes au niveau de la fabrication, qui se répercutent négativement sur le coût. Les inconvénients pour ce type de machine se résument par la délicatesse de la fabrication à cause de la nécessité d'un rapport de saillance élevé, la faiblesse du facteur de puissance et la complexité de l'électronique de commande nécessitant un capteur de position [10].

La machine synchrone à réluctance variable convient donc aux applications à forte puissance et à haute vitesse, domaine largement occupé actuellement par la machine asynchrone. Mais cette dernière présente des pertes Joule et des pertes fer au rotor en régime permanent. La machine synchro-réductante (Synchronous Reluctance Motor) est donc sur ce point une véritable concurrente de la machine asynchrone [13].

➤ **Machines synchrones à aimants permanents (MSAP)**

Les machines synchrones à aimants permanents ont connu ces dernières années un grand essor. C'est grâce à l'amélioration des qualités des aimants permanents plus précisément à l'aide des terres rares, au développement de l'électronique de puissance et à l'évolution des techniques de commande non linéaire. Les atouts de ce type de machine sont multiples, parmi lesquels nous pouvons citer : robustesse, faible inertie, couple massique élevé, rendement élevé, vitesse maximale supérieure et faible cout d'entretien. Par ailleurs, les aimants permanents présentent des avantages indéniables : d'une part, le flux inducteur est créé sans pertes d'excitation et d'autre part, l'utilisation de ces matériaux va permettre de s'écarter notablement des contraintes usuelles de dimensionnement des machines et donc d'accroître la puissance massique de façon significative [11]. Cependant le coût de production, dépendant essentiellement de la qualité des aimants.

I.5. Comparaison entre les différents types de moteurs électriques

Le tableau suivant présente les différents moteurs par rapport aux critères importants demandés par l'automobile.

Tableau I. 1: Avantages et inconvénients des moteurs utilisés dans les VE [14]

Critère	MCC	MAS	MSRB	MSAP	MSRV
Rendement maximale	Bon	Passable	Passable	Très bon	Moyen
Rendement moyen	Moyen	Bon	Moyen	Très bon	Bon
Vitesse maximale	Passable	Bon	Passable	Bon	Bon
Coût électronique de puissance	Très bon	Passable	Moyen	Moyen	Bon
Coût de moteur	Passable	Bon	Moyen	Moyen	Très bon
Espace couple-vitesse	Moyen	Moyen	Passable	Très bon	Bon

Pour cela, le moteur synchrone à aimant permanent 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, mais surtout grâce à sa puissance massique importante ce qui permet une réduction du poids et du volume, caractéristiques demandées dans la construction du véhicule électrique. Ce type de moteur s'est imposé dans l'industrie grâce à sa robustesse et sa simplicité de construction.

I.6. Présentation du moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) :

Un moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) est un moteur qui utilise des aimants pour produire le champ magnétique de l'entrefer plutôt que d'utiliser des électroaimants. Ces moteurs ont des avantages significatifs, suscitant l'intérêt des chercheurs et de l'industrie pour une utilisation dans de nombreuses applications [15].

I.6.1. Principe de fonctionnement du MSAP

Le stator est alimenté par une tension triphasée équilibrée créant ainsi, dans l'entrefer un champ tournant. Ce champ magnétique tourne à la vitesse de $(60f/p)$ tours par minute. Ce dernier a tendance d'attirer le rotor, lequel est muni d'aimants permanents produisant un champ tournant d'induction. Les champs d'induction créés par le rotor et le stator ont tendance à s'aligner raison pour laquelle un couple d'origine électromagnétique prend naissance. Le rotor se met alors à tourner à une vitesse mécanique (Ω). Cette dernière est liée au nombre de paires de pôles (p) et à la pulsation (ω) qui est égale à celle du champ tournant, ce qui justifie la nomination de machine synchrone.

I.6.2. Structure du MSAP

Le moteur synchrone à aimants permanents est constitué, comme tous les moteurs tournants, de deux parties, une partie mobile au rotor constituant l'inducteur, et une partie fixe ou stator portant des enroulements constituant l'induit. La mince zone localisée entre ces deux éléments est appelée entrefer.

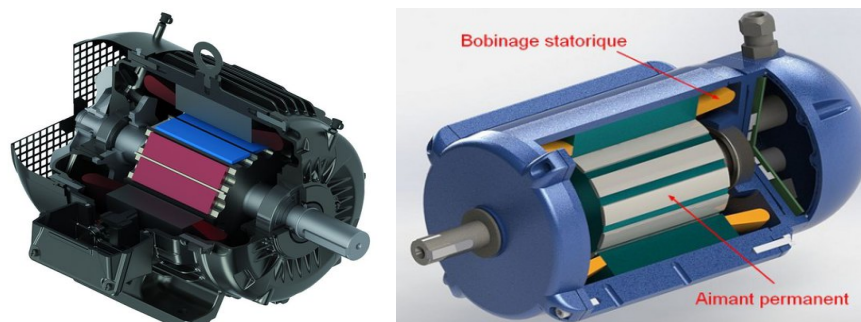


Figure I.3 : Présentation du moteur synchrone à aimants permanents

I.6.2.1. Le stator

Le moteur synchrone à aimants permanents comporte, tout comme la machine asynchrone, un stator bobiné dont l'alimentation donne naissance à une force magnétomotrice de composante fondamentale F à tournant à la vitesse angulaire ω_s .



Figure I.4 : Stator d'un moteur synchrone.

Il se compose d'un bobinage distribué triphasé, tel que les forces électromotrices générées par la rotation du champ rotorique soient sinusoïdales ou trapézoïdales. Ce bobinage est représenté par les trois axes (a , b , c) déphasés, l'un par rapport à l'autre, de 120° électriques.

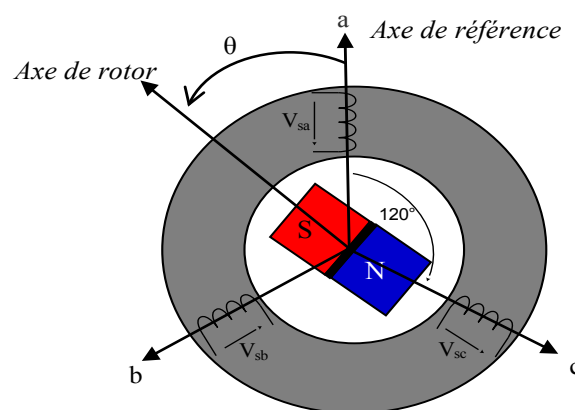


Figure I.5 : Schéma d'un moteur synchrone à aimants permanents

I.6.2.2. Le rotor

Se compose d'aimants permanents alternant pôles nord et pôles sud. Le flux inducteur balaye les enroulements statoriques et y induit des forces électromotrices (f.e.m) alternatives. L'interaction des champs statoriques et rotorique donne naissance à un couple sur l'arbre du moteur et entraîne le moteur à vitesse de rotation synchrone. Les aimants permanents présentent l'avantage d'éliminer les balais et les pertes rotoriques, ainsi que la nécessité d'une source pour fournir le courant d'excitation. Cependant, on ne peut pas contrôler l'amplitude du flux rotorique.



Figure I.6 : Image du rotor d'une MSAP

Le rotor du MSAP est généralement de deux types :

- Rotor possédant des pièces polaires (rotor saillant), servant à la concentration du flux d'induction dans lequel les aimants sont orientés soit parallèlement soit perpendiculairement à l'entrefer, soit de manière plus complexe. Dans ce type de machine, l'inducteur est à pôles saillants.
- Rotor sans pièces polaires (rotor lisse), donc à entrefer constant, dans lequel l'aimantation des aimants est généralement perpendiculaire à l'entrefer [16].

Ainsi, les moteurs synchrones à aimants permanents peuvent être construites avec plusieurs configurations rotoriques. Leur classification globale en termes de placement des aimants est le suivant :

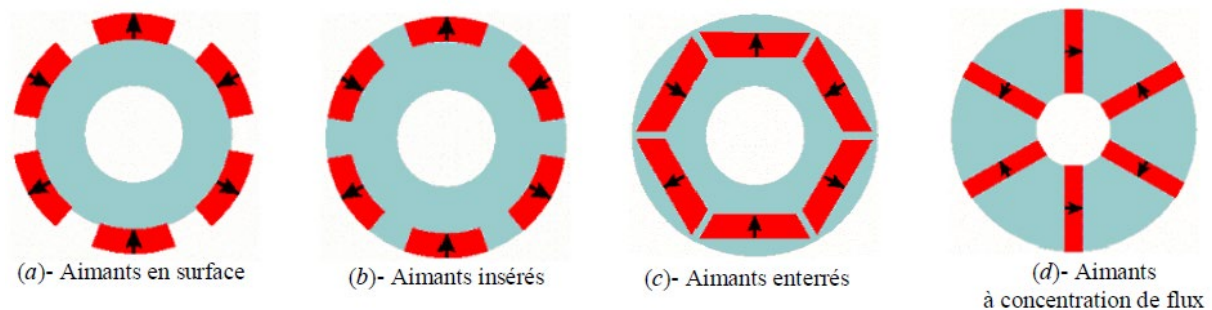


Figure I.7 : différentes configurations rotoriques d'un MSAP

- **Aimants en surface** ; figure (a).

Pour ces types de moteurs, les aimants sont placés sur la surface du rotor ; ils sont aimantés radialement, le moteur est le plus souvent à pôles lisses. Cette configuration du rotor est la plus utilisée. Le principal avantage de ce type est sa simplicité donc faible coût de fabrication. L'inconvénient est l'exposition des aimants permanents aux champs démagnétisant. De plus, les aimants sont soumis à des forces centrifuges qui peuvent causer leur détachement du rotor. Parfois, un cylindre externe non ferromagnétique de haute conductivité est utilisé. Ce cylindre peut en plus fournir un couple de démarrage asynchrone et agir comme un amortisseur. La réactance synchrone dans l'axe d et l'axe q sont, pratiquement les mêmes ($L_d = L_q$).

- **Aimants insérés** ; figure (b).

Comme des moteurs avec aimants en surface, les aimants du type insérés sont aussi montés sur la surface du rotor, Toutefois, les ouvertures entre les aimants permanents sont partiellement remplies avec le fer. Le fer entre les aimants permanents crée une saillance et donne un couple reluctant en plus du couple des aimants. La réactance synchrone de l'axe q est légèrement supérieure à celle dans l'axe d ($L_d < L_q$).

- **Aimants enterrés** ; figure (c).

Les moteurs à aimants enterrés sont des moteurs avec des aimants intégrés dans le rotor et aimantés radialement, le moteur sera à pôles saillants. Du fait que la surface du pôle magnétique est plus petite que celle du rotor, l'induction dans l'entrefer est plus faible que l'induction dans l'aimant. Les aimants de cette configuration sont très bien protégés contre les forces centrifuges. Cette configuration du rotor est recommandée pour les applications à grandes vitesses. La réactance synchrone dans l'axe $-d$ est plus petite que celle de l'axe $-q$ ($L_d < L_q$).

- **Aimants à concentration de flux** ; figure (d).

Une autre façon de placer les aimants permanents dans le rotor et de les enterrer profondément à l'intérieur du rotor. Ici, les aimants sont aimantés dans le sens de la circonférence. Les pôles magnétiques se forment alors au niveau des parties ferromagnétiques du rotor par concentration de flux provenant des aimants permanents. L'avantage de cette configuration par rapport aux autres est la possibilité de concentrer le flux généré par les aimants permanents dans le rotor et d'obtenir ainsi une induction plus forte dans l'entrefer. Comme les machines à aimants intérieurs, les aimants permanents de cette dernière sont aussi bien protégés contre la désaimantation et les contraintes mécaniques. La réactance synchrone sur l'axe $-q$ est plus grande que celle de l'axe $-d$ ($L_d < L_q$).

I.7. Les Aimants Permanents

On appelle aimants permanents les corps qui ont la propriété de conserver une très grande aimantation rémanente, et qui se désaimantent difficilement lorsqu'ils ont été aimantés [17]. L'intensité des forces magnétiques diminue lorsqu'on éloigne les corps l'un de l'autre. Un aimant agit à travers des matériaux comme l'air, l'eau ou le bois.

Les aimants des machines synchrones sont fabriqués à partir de poudre de ferrite, de poudre de fer-cobalt ou de terres rares. Un bon aimant doit avoir une induction rémanente et un champ coercitif le plus grand possible. Le choix des aimants permanents est essentiel puisqu'ils interviennent beaucoup dans le couple massique d'un actionneur. Les aimants sont principalement caractérisés par leurs cycles d'hystérésis et plus particulièrement par la courbe de désaimantation du deuxième quadrant du plan B-H, figure (I.8) [17,18].

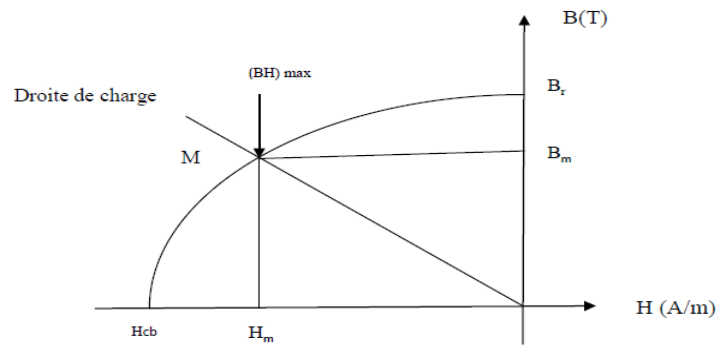


Figure I.8 : Courbe de désaimantation.

Cette courbe est caractérisée par :

- L'induction rémanente B_r , c'est-à-dire l'induction résiduelle en circuit fermé.
- Le champ coercitif de l'induction H_{CB} , qui est le champ démagnétisant annulant l'induction, plus sa valeur est élevée et plus l'aimant est stable.
- Les valeurs H_m et B_m du point de fonctionnement optimal « M » correspondant à $(BH)_{max}$.

On peut classer les différents types d'aimants en fonction de ces paramètres comme suit :

➤ Les **ALNICO** sont des alliages à base de fer, d'aluminium et de nickel, avec des additions de cobalt, cuivre ou de titane. Ils peuvent être isotropes ou anisotropes.

Les aimants **ALNICO** sont utilisés dans les instruments de mesure où leur grande stabilité thermique constitue un paramètre essentiel, ainsi que comme capteurs.

➤ Les **FERRITES** sont des composés d'oxyde de fer, de baryum et de strontium. Ils sont obtenus par frittage et peuvent être isotropes ou anisotropes.

Les aimants **FERRITES**, trouvent l'essentiel de leurs applications dans les moteurs de faible puissance, utilisés de l'industrie automobile.

➤ Les **TERRES RARES** tels que :

- Les **Samarium-Cobalt (Sm-Co)** sont beaucoup plus performants et autorisent une température de fonctionnement élevée (jusqu'à 300°C), mais ils sont très coûteux en raison notamment de la présence du cobalt dans leur composition.

Les **Sm-Co** sont utilisés dans des applications particulières (télécommunications, aéronautiques), dont les propriétés à haute température et la résistance à l'oxydation sont supérieurs.

- Les **NEODYME-FER-BORE (Nd-Fe-B)** ont des performances supérieures aux Samarium-Cobalt et sont beaucoup moins coûteux mais leur tenue à la température est moins bonne (jusqu'à 160°C). Les aimants de type Nd-Fe-B sont principalement utilisés dans la

microinformatique et les télécommunications. Ils constituent en particulier l'élément central des actionneurs de têtes de lecture.

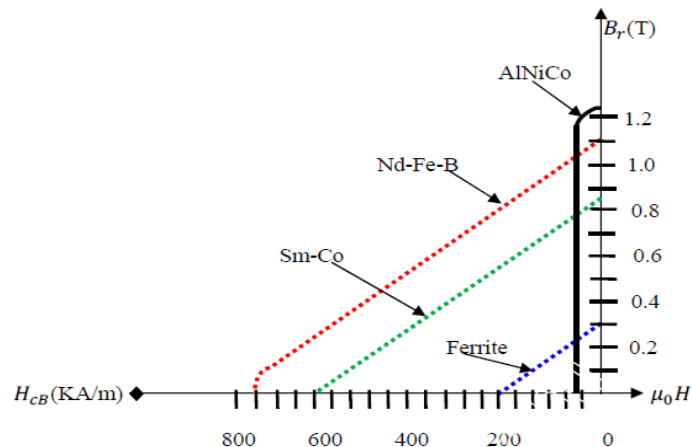


Figure I.9 : Courbes de désaimantation des principaux types d'aimants.

I.8. Classification des MSAPs :

Les MSAPs présentent un stator classique et une diversité de structures pour le rotor. Elles peuvent être classées selon deux critères [19] :

Critère mécanique : de point de vue mécanique, les machines électriques tournantes peuvent être distinguées par leur entrefer : radial (machines cylindriques classiques) ou tangentiel (machines discoïdes). Cependant, cette classification ne présente pas d'intérêt dans les MSAPs.

Critère magnétique : Cette classification est basée sur la présence ou l'absence de pièces polaires. Le rôle de ces pièces consiste à concentrer le flux inducteur magnétique. Dans les machines munies de pièces polaires, l'aimantation des aimants est radiale, tangentielle ou mixte. L'inducteur est ainsi anisotrope (machine à pôles saillants). Dans les machines sans pièces polaires, l'aimantation des aimants est radiale. L'inducteur est isotrope (machine à pôles lisses).

I.9. Différents Types du MSAP

Il existe de nombreuses configurations du moteur. La raison principale de cette diversité est que les utilisateurs ont tous des besoins spécifiques. Par exemple, pour la conception d'un servomoteur, l'inertie devra être la plus faible possible, afin de permettre une accélération et une décélération les plus rapides possible. Il sera donc préférable d'utiliser un moteur à rotor intérieur avec des aimants à hautes énergies. Tandis que, pour une application où la vitesse doit rester la plus constante possible, telle que la motorisation d'un disque magnétique, un moteur à rotor extérieur du fait de son inertie, est préférable [9,17].

Nous pouvons distinguer les différents types de machines à aimants permanents principalement par la structure de leur rotor. Trois grandes familles existent : le moteur à rotor intérieur, à rotor extérieur ou à entrefer axial.

I.9.1. Moteur à rotor intérieur

La Figure I.10 montre la structure d'un moteur à rotor intérieur.

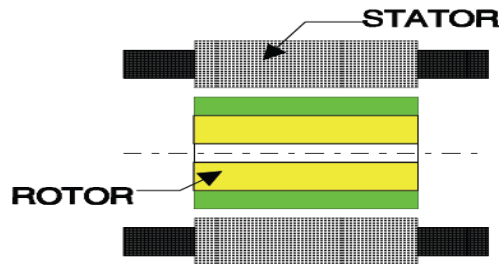


Figure I.10 : Moteur à rotor intérieur

Ce type a une configuration classique. Le stator est similaire à celui des machines asynchrones triphasées. Le rotor est constitué d'aimants assemblés sur une douille magnétique.

L'avantage majeur de cette structure est le rapport couple/vitesse qui est élevé. Néanmoins une difficulté de construction existe, il faut être capable de maintenir les aimants, même à vitesse élevée. Le plus souvent, ils sont collés et frétés.

I.9.2. Moteur à rotor extérieur

La figure I.11 présente la section d'un moteur à rotor extérieur.

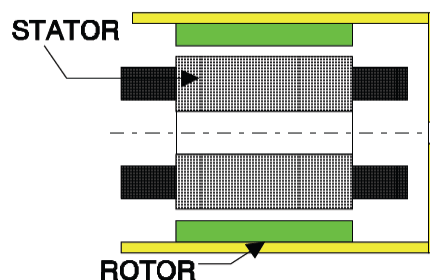


Figure I.11 : Moteur à rotor extérieur

Les tôles utilisées au stator ressemblent à celles de l'induit de la machine à courant continu à balais. Ce type de stator est simple à bobiner, car le fil se bobine directement sur le stator section par section.

Le rotor est constitué d'aimants montés dans une cloche magnétique permettant la continuité du champ. Dans cette configuration, il n'y a plus de problème pour maintenir les aimants, car ils sont plaqués sur la cloche par l'action de la force centrifuge.

Cette structure est fréquemment utilisée dans les applications de ventilations pour son faible coût et sa facilité de fabrication.

Cependant, les machines à rotor extérieur ne sont utilisées que pour des applications à vitesse constante car le mobile a une inertie importante de par sa position externe.

I.9.3. Moteurs à entrefer axial

Dans certaines applications à encombrement réduit, les machines à entrefer axial ont fait leur apparition (moteur de disque dur d'ordinateur, table tournante, ventilateur). Les aimants sont montés sur un disque magnétique mobile. Les bobines sont fixées en général sur le circuit imprimé avec les composants électroniques. Sous le circuit, une plaque métallique permet au champ de se refermer. La figure I.12 représente une coupe d'un moteur à entrefer axial.

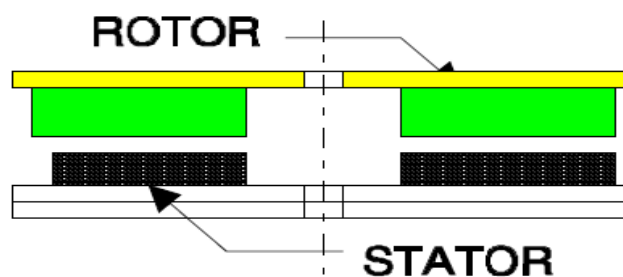


Figure I.12 : Moteur à entrefer axial

Ces machines ont en général un grand nombre de pôles et fonctionnent à basses vitesses (inférieure à 1000 tr/min) afin d'éviter un échauffement excessif dû aux courants de Foucault.

Les avantages du moteur à entrefer axial sont : un faible coût, sa forme plate et l'absence de couple reluctant à faible vitesse.

I.10. Différentes techniques de commande de la MSAP

I.10.1. La commande vectorielle de la MSAP

La technique de la commande vectorielle permet de transformer la MSAP en une structure semblable à celle de la machine à courant continu à excitation séparée dans laquelle le flux n'est pas affecté par les variations du couple électromagnétique. En effet, en absence de la saturation et de la réaction de l'induit, le flux principal de l'inducteur est proportionnel au courant d'excitation. On aura ainsi un couple électromagnétique proportionnel au courant de l'induit pour une valeur constante de flux. Ce contrôle permet une amélioration du temps

de réponse et un réglage rapide du couple. Mais, cette amélioration est accompagnée par une complexité plus grande de la commande et la mise en œuvre de structures d'observation ou de mesure des grandeurs de la machine, exigée par la commande. De plus, la sensibilité aux variations des paramètres internes de la machine présente l'inconvénient majeur de la commande vectorielle [4].

Cette commande est précise et rapide, le contrôle des grandeurs se fait en amplitude et en phase ce qui est un avantage spécifique, et elle est basée sur le modèle transitoire, traitant les régimes transitoires ce que ne permettait pas de faire les variateurs classiques.

La commande présente des inconvénients, par son coût élevé, la faible robustesse aux variations paramétriques et en particulier à celles de la constante du temps rotorique et par la nécessité d'un modulateur pour la commande rapprochée de l'onduleur qui provoque des retards, surtout à basse fréquence de modulation (grande puissance). Ces retards sont responsables d'une augmentation du temps de réponse en couple, ce qui pénalise les variateurs utilisés en traction [22].

I.10.2. La commande directe du couple (TDC)

L'objectif dans la commande directe du couple (DTC) est la régulation directe du couple de la machine, par l'application des différents vecteurs de tension de l'onduleur, qui déterminent son état. Les deux variables contrôlées sont : le flux statorique et le couple électromagnétique qui sont habituellement commandés par des régulateurs à hystérésis. Il s'agit de maintenir les grandeurs de flux statorique et le couple électromagnétique à l'intérieur de ces bandes d'hystérésis. Les sorties de ces régulateurs déterminent le vecteur de tension de l'onduleur optimal à appliquer à chaque instant de commutation. L'utilisation de ce type de régulateur suppose l'existence d'une fréquence de commutation variable dans le convertisseur nécessitant un pas de calcul très faible. Dans une commande DTC, il est préférable de travailler avec une fréquence de calcul élevée afin de réduire les oscillations de couple provoquées par les régulateurs hystérésis [16].

Cette commande présente des avantages dont une réponse dynamique très rapide, elle ne nécessite pas des calculs dans le repère rotorique (d,q), et le découplage des courants par rapport aux tensions de commande, comme dans le cas de la commande vectorielle n'est pas nécessaire.

Mais la commande aussi représente certains inconvénients, comme l'existence de problèmes à basse vitesse, la nécessité de disposer des estimations de flux statorique et du couple, l'existence des oscillations du couple, et la fréquence de commutation n'est pas constante ce qui oblige à utiliser des régulateurs à hystérésis.

I.10.3. Commande par mode glissant

La commande par mode glissant est une commande non linéaire, qui est basée sur la commutation de fonctions de variables d'état, utilisées pour créer une variété ou hypersurface de glissement, dont le but est de forcer la dynamique du système à correspondre avec celle définie par l'équation de l'hypersurface. Quand l'état est maintenu sur cette hypersurface, le système se trouve en régime glissant. Sa dynamique est alors insensible aux perturbations extérieures et paramétriques tant que les conditions du régime glissant sont assurées [23].

Il y'a plusieurs avantages pour la commande par mode glissant : la précision, stabilité, simplicité, faible temps de réponse et la robustesse face aux variations paramétriques. Ceci lui permet d'être particulièrement adaptée pour traiter les systèmes qui ont des modèles mal connus, soit à cause de problèmes d'identifications des paramètres, soit à cause de la simplification sur modèle des systèmes.

Néanmoins, elle présente aussi des inconvénients car cette technique fait appel à un grand effort de commande, chose qui peut détériorer les organes de commande. De plus, en réalité, on n'a pas le glissement idéal sur la surface mais des zigzags autour de celle-ci. Ce phénomène est appelé 'broutement' ou encore 'chattering', il engendre plusieurs effets indésirables sur la qualité et la réalisation de la commande et sur le système. Le phénomène de broutement est considéré comme un obstacle réel pour l'application de la commande par mode glissant [23].

I.11. Les Avantages et les Inconvénients du MSAP :**I.11.1. Les Avantages**

Les moteurs synchrones à aimants permanents présentent plusieurs avantages par rapport aux autres types de moteurs. On cite principalement :

- ✓ Très bon rendement et un facteur de puissance élevé (proche de l'unité).
- ✓ Robustesse incontestée par rapport au moteur à courant continu.
- ✓ Puissance massique élevée et précision de sa commande.
- ✓ Suppression de l'alimentation du rotor (absence du contact bagues balais).
- ✓ Pas des pertes résistives au rotor ; ce qui facilite l'évacuation de la chaleur due aux pertes dans la machine. Ainsi, il y a suppression d'équipement de refroidissement au rotor.
- ✓ Suppression des bagues et des balais, ce qui réduit les problèmes de maintenance.
- ✓ Fonctionnement en survitesse.
- ✓ Une faible inertie et un couple massique élevé.
- ✓ Construction et maintenance plus simple.

- ✓ Une meilleure performance dynamique.
- ✓ Possibilité de supporter des surcharges transitoires importantes et un bon comportement dynamique en accélération et en freinage.
- ✓ Une amélioration de la fiabilité due à l'absence de contacte balais-bagues
- ✓ Aucun courant d'excitation (30% de pertes en moins).

I.11.2. Les inconvénients

- Technologie coûteuse liée au coût des aimants.
- Interaction magnétique due au changement de structure.
- Influence des vibrations et des chocs sur la structure de la machine.
- Diminution de l'aimantation selon loi logarithmique en fonction du temps.
- Des ondulations de couple dues aux harmoniques en régime des basses vitesses ;
- Une structure complexe d'alimentation et de régulation,
- Une électronique de commande assez compliquée (nécessite d'un capteur de position).

I.12. Domaines d'application du MSAP

Le moteur synchrone à aimants permanents peut être très utile dans de nombreuses applications, comme :

- Equipements domestiques (machine à laver le linge),
- Les automobiles,
- La propulsion des véhicules électriques et la propulsion des sous-marins,
- Les équipements de technologie de l'information (DVD drives),
- Les outils électriques, jouets, système de vision et ses équipements,
- Les équipements de soins médicaux et de santé (fraise de dentiste),
- Les servomoteurs,
- Les applications robotiques,
- La production d'électricité,
- Les machines-outils,
- Les applications des aérogénérateurs.

I.13. Autopilotage de la MSAP

Le moteur synchrone fonctionnant en mode non autopiloté est fortement instable. Parce que la dynamique des parties mécaniques est beaucoup plus lente que celle des parties électriques, une variation trop rapide des courants de l'induit donc du champ statorique, ne permet pas au champ rotorique de s'accrocher. D'autre part, pour une alimentation donnée (amplitude de la tension et du courant) il existe une charge limite au-delà de laquelle la machine ne peut continuer à fournir le couple nécessaire [9].

La fréquence des courants au stator est asservie à la rotation du rotor de manière à maintenir le synchronisme entre le champ créé par les courants du stator et le moment magnétique du rotor. Il en découle que le champ statorique "tourne" à la vitesse du rotor. A l'arrêt du rotor, le champ statorique est immobile ; c'est le principe de l'autopilotage. L'autopilotage d'une machine synchrone consiste à maintenir constant ou peu variable le décalage angulaire entre les FEM de celle-ci et les courants statoriques. Avec cette condition le couple électromagnétique développé par la machine peut être contrôlé et une boucle d'asservissement de position ou de vitesse peut être réalisée autour de la boucle de commande du couple de la machine [20].

Pour réaliser cette tâche, les interrupteurs du convertisseur statique doivent être commandés suivant une loi, en fonction de la position du rotor, de manière à imposer le courant ou la tension qu'il faut afin d'assurer un contrôle rigoureux du couple de la machine, et cela à l'aide d'un capteur de position qui permet :

- La détection de la position relative rotor/stator (la position du champ inducteur par rapport au champ induit).
- La délivrance de signaux à une fréquence synchronisée avec la fréquence de rotation de la machine. Ces signaux sont mis en forme, amplifiés et isolés par l'intermédiaire de transformateurs d'impulsions et envoyés sur les gâchettes des thyristors du commutateur de courant qui alimente l'induit de la machine synchrone. On dit que la machine est «autopilotée». L'alimentation et l'autopilotage des machines synchrones ont fait l'objet de nombreux travaux de recherche dans le but d'obtenir un couple uniforme et constant dans une grande gamme de vitesses, et d'établir une commande par microprocesseur simple pour concurrencer les moteurs à courant continu.

La technique d'autopilotage écarte tout risque de décrochage ; tout ralentissement de la vitesse, lent ou brusque, conduit automatiquement à une diminution des courants d'alimentation.

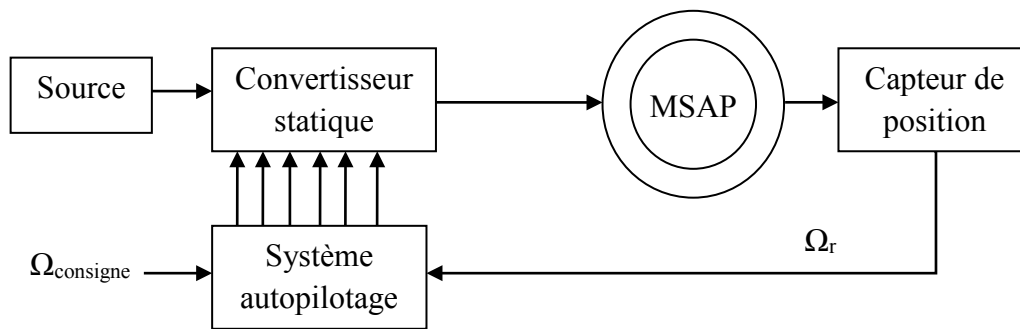


Figure I.13 : Principe d'autopilotage de la MSAP

I.14. Capteur de position

La particularité des moteurs à aimants permanents vient du fait que la position du rotor par rapport au stator doit toujours être connue. Cela permet une synchronisation avec la tension induite de chaque phase afin que les courants de phase soient fournis au bon moment.

Les technologies utilisables passent par la mesure de la position du rotor qui peut être optique ou électromagnétique. Les codages envisageables peuvent être de type relatif ou absolu, mais l'alimentation de la MSAP requiert la connaissance de la position absolue [9].

I.14.1. Capteur optique

Les éléments de choix de ce type de codeur de position interviennent d'une part au niveau de la nature de la détection (photoélectrique par exemple) et du niveau de la qualité de la détection (précision, nombre de points par tour, rapidité). D'un point de vue économique, il apparaît a priori judicieux d'utiliser un type de capteur plus rudimentaire qu'un capteur électromagnétique. Deux types de codeur dès lors peuvent être envisagées : les codeurs incrémentaux et absolus [21].

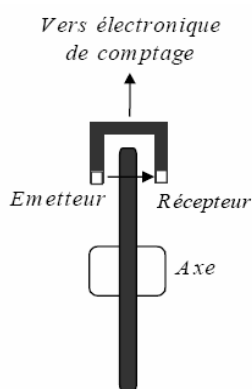


Figure I.14 : codeur incrémental

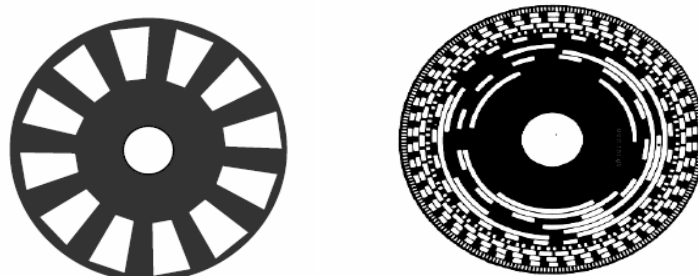


Figure 15 : codeur absolu

Le codeur optique est lié mécaniquement à l'arbre qui l'entraîne, son axe fait tourner le disque qui comporte une succession de zones opaques et transparentes. La lumière émise par des diodes électroluminescentes arrive sur des photodiodes chaque fois qu'elle traverse les zones transparentes du disque en rotation. Les photodiodes génèrent alors un signal électrique qui est amplifié et converti en signal carré avant d'être transmis vers l'unité de traitement électronique.

✓ Codeur Incrémental

Le codeur incrémental semble être le plus simple car il utilise seulement un détecteur et un codage simple. Cependant, dans l'application envisagée, il faut lui adjoindre un système de remise à zéro pour obtenir la position effective du rotor.

✓ Codeur Absolu

Un codage optique absolu, est beaucoup plus performant car les inconvénients décrits auparavant n'existent pas. Si la réalisation d'un codeur optique ne pose pas de difficultés particulières, son utilisation présente toutefois des inconvénients dus par exemple :

- * A sa fragilité et à son encombrement pour une résolution supérieur à 1000 points/tour.
- * A la quantité insuffisante de lumière transmise au détecteur lorsque la vitesse croît (entretien, milieu "propre").

En dépit de ces inconvénients, les capteurs optiques trouvent de larges applications dans le domaine de la productique telles que la robotique, les disques de calculateurs, etc.

I.14.2. Capteur électromagnétique (Résolveur)

Pour capter la position, nous pouvons aussi utiliser un capteur électromagnétique de type résolveur qui est le plus couramment utilisé par le fait de ses bonnes performances. Les résolveurs présentent des propriétés très remarquables en termes de robustesse et d'insensibilité aux diverses perturbations (électromagnétiques, mécaniques et thermiques). De ce fait, il devient très attractif pour les applications en milieu industriel.

Le résolveur comporte deux circuits magnétiques, l'un sur le stator, l'autre sur le rotor, équipé de bobinages. Le stator est formé de deux enroulements en quadrature et le rotor quant à lui n'a qu'un seul enroulement qui est alimenté par une tension alternative par l'intermédiaire d'un transformateur. Notons que pour éviter l'utilisation de contacts glissants, le rotor est alimenté par l'intermédiaire d'un transformateur tournant [21].

Les tensions délivrées par les enroulements statoriques sont des tensions alternatives dont l'amplitude est modulée en fonction de la position du rotor de la forme $(\cos\omega t.\sin \theta)$ et $(\cos\omega t.\cos \theta)$. Ces tensions contiennent implicitement l'information de la position du rotor notée θ .

Pour obtenir une information de position numérique, il faut associer au résolveur un système digitaliseur, avec un traitement électronique de signal. L'ensemble doit fournir un codage de la position sur "n" bits. Le rôle du module digitaliseur associé au résolveur est de traiter ces signaux (tension d'alimentation du rotor et tensions délivrées par le stator) de façon à extraire l'information de position sous la forme d'un mot de "n" bits.

Par rapport aux capteurs optiques, le résolveur associé au digitaliseur se présente comme une solution intéressante, notamment au niveau de la robustesse et de la tenue en température.

I.15. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la machine électrique et ses différents types, et également le moteur synchrone à aimants permanents (MSAP), son principe de fonctionnement, sa structure et classification, ainsi certaines techniques utilisées pour sa commande.

Nous avons exposé aussi, les avantages et les inconvénients du MSAP et les domaines de son utilisation, d'où nous avons constaté son importance et prépondérance dans les technologies modernes, par rapport aux autres moteurs électriques, tel que la propulsion des véhicules électriques.

Dans le chapitre qui suit nous allons élaborer la modélisation du MSAP, et de son alimentation, en établissant le modèle du MSAP dans le repère de *Park* dans le but de simplifier le système pour faciliter notre étude.

Chapitre II

*Modélisation de la machine synchrone à
aimants permanents*

II.1. Introduction

Tout système physique nécessite une modélisation pour qu'il soit étudié. Celle-ci nous permet de simuler le comportement du système face aux différentes sollicitations et ainsi de comprendre les mécanismes qui régissent son fonctionnement.

Des lois de commande modernes, de plus en plus performantes, permettent un meilleur contrôle de différents régimes de fonctionnement des machines tout en assurant, sur une large plage de fonctionnement, un contrôle précis de la vitesse. Pour en arriver, il nous faut une bonne connaissance de la machine et du convertisseur de son alimentation, afin de bien prédire, par la simulation, son comportement dans les différents modes de fonctionnement envisagés.

Dans ce chapitre, nous allons présenter la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents, le modèle triphasé et le modèle obtenu à l'aide de la décomposition selon deux axes (transformation de Park), ainsi la modélisation de l'onduleur.

II.2. Modélisation de la machine synchrone à aimant permanent

La mise sous forme d'un modèle mathématique d'une MSAP est nécessaire pour l'étude de sa commande dans les différents régimes de fonctionnements transitoire et permanent [23].

La modélisation d'un moteur synchrone à aimants permanents est identique à celle d'une machine synchrone classique sauf que l'excitation en courant continu attachée au rotor est remplacée par le flux de l'aimant. Donc, le modèle est issu du modèle de la machine synchrone classique [11,23].

Afin de modéliser le MSAP, on adopte les hypothèses simplificatrices usuelles [19] :

- Les pertes fer et l'effet amortisseur sont négligés.
- La perméabilité des aimants est considérée comme voisine de celle de l'air. Par conséquent, les inductances de la machine sont constantes et indépendantes de la position du rotor.
- Les ampères-tours sont supposés distribués sinusoidalement le long de l'entrefer et les harmoniques d'espace sont négligés.
- Les phénomènes d'hystérésis et les courants de Foucault sont négligés.
- Les couplages capacitifs entre les enroulements sont négligés.
- La répartition des forces magnétomotrices est sinusoidale.

II.2.1. Mise en équations de la machine dans le repère (abc)

La machine synchrone à aimants permanents comporte au stator un enroulement triphasé représenté par les trois axes (a,b,c) déphasés, l'un par rapport à l'autre, de 120° électrique ; et au rotor, des aimants permanents assurant son excitation. L'axe d'aimantation rotorique est noté d : axe direct ou longitudinal. L'axe inter-polaire est noté q : axe quadrature ou transversal.

La représentation schématique de la machine synchrone à aimants permanents dans l'espace électrique est donnée sur la figure II.1 :

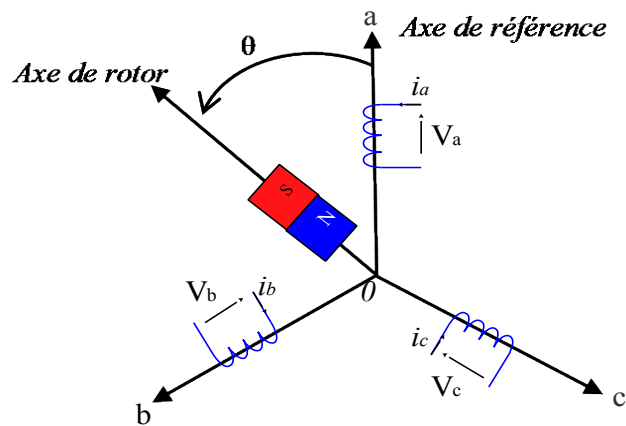


Figure II. 1 : Schéma de la MSAP dans le repère abc.

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

- Equations électriques,
- Equations magnétiques,
- Equations mécaniques.

II.2.1.1. Equations électriques :

Expression des tensions statoriques :

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

Avec :

$$[V_{abc}]_s = \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix}; \quad [i_{abc}]_s = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}; \quad [\varphi_{abc}]_s = \begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{bmatrix}; \quad [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}$$

Où :

- $[V_{abc}]_s$: vecteur de tensions des phases statoriques ;
- $[i_{abc}]_s$: vecteur de courants des phases statoriques ;
- $[\varphi_{abc}]_s$: vecteur de flux total produit par les courants statoriques ;
- $[R_s]$: matrice des résistances statoriques.

II.2.1.2. Equations magnétiques :

Expression des flux statoriques :

$$[\varphi_{abc}]_s = [L_s] \cdot [i_{abc}]_s + [\varphi_{fabc}] \quad (\text{II.2})$$

Avec :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{SS} & M_s & M_s \\ M_s & L_{SS} & M_s \\ M_s & M_s & L_{SS} \end{bmatrix} ; \quad [\varphi_{fabc}] = \begin{bmatrix} \varphi_{af} \\ \varphi_{bf} \\ \varphi_{cf} \end{bmatrix} = \varphi_f \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix}$$

Où :

$[L_s]$: Matrice d'inductance statorique ;

L_{SS} : L'inductance propre des phases statoriques ;

M_s : L'inductance mutuelle entre les enroulements statoriques.

$[\varphi_{fabc}]$: Vecteur flux créé par l'aimant à travers l'enroulement statorique.

φ_f : L'amplitude du flux produit par les aimants permanents.

θ : Angle de rotation électrique désignant la position du rotor par rapport au stator (Angle entre l'axe 'd' et l'axe de référence 'a' dans le système triphasé) défini par :

$$\theta(t) = \int_0^t \omega_r \cdot dt$$

Sachant que :

$$\omega_r = p \cdot \Omega_r$$

Avec :

ω_r : vitesse angulaire électrique (rad/s).

Ω_r : Vitesse de rotation mécanique (rad/s).

p : Nombre de paires de pôles.

En introduisant (II.2) dans (II.1) on aura :

$$[V_{abc}]_s = [R_s] \cdot [i_{abc}]_s + \frac{d}{dt} ([L_s] \cdot [i_{abc}]_s + [\varphi_{f_{abc}}]) \quad (\text{II.3})$$

II.2.1.3. Equations mécaniques

L'application de la 2^{ème} loi de Newton donne l'équation fondamentale de la mécanique décrivant la dynamique du rotor de la machine :

$$J \cdot \frac{d\Omega_r}{dt} + f_c \cdot \Omega_r = C_{em} - C_r \quad (\text{II.4})$$

Avec :

Ω_r : La vitesse de rotation de rotor ;

J : Moment d'inertie ;

f_c : Coefficient de frottement ;

C_{em} : Couple électromagnétique ;

C_r : Couple résistant.

II.3. Transformation triphasé – diphasé

II.3.1. Transformation de Clarke

Considérons un système composé de trois grandeurs triphasées données par le vecteur \mathbf{G}_{123} , dépendant du temps. Il existe plusieurs transformations pour faire correspondre au système triphasé deux grandeurs diphasées $\mathbf{G}_{\alpha,\beta}$ et une grandeur homopolaire \mathbf{G}_0 . Une des plus connue est celle de Clarke, définie par la matrice **[C3]** que l'on décompose en deux sous-matrices. Elle s'écrit sous la forme suivante [24]:

$$[C_3] = [[C_{31}], [C_{32}]]$$

Avec :

$$[C_{31}] = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} ; \quad [C_{32}] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$

D'où :

$$[C_3] = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 1 & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$

La transformation de Clarke pose un problème comme étant elle n'est pas normée, alors elle ne conserve pas de puissance dans la nouvelle base, ceci dit, les puissances actives et réactives calculées dans le nouveau système diphasé n'ont pas les mêmes valeurs que dans le système initial. Pour pallier à cet inconvénient la transformation de Concordia est la solution.

II.3.2. Transformation de Concordia

La transformation directe de Concordia est définie par une matrice $[C]$. Aux vecteurs originaux $[v_{abc}]$, $[i_{abc}]$, $[\varphi_{abc}]$, la transformation de *Concordia* fait correspondre les vecteurs $[v_{\alpha\beta 0}]$, $[i_{\alpha\beta 0}]$ et $[\varphi_{\alpha\beta 0}]$. Elle est appliquée de manière identique aux tensions, aux courants, et aux flux. Le vecteur x_0 représente la composante homopolaire, normale au plan formé par les vecteurs x_a , x_b et x_c . Les vecteurs x_α et x_β représentent les vecteurs diphasés qui correspondent aux vecteurs x_a , x_b et x_c [4]. Cette transformation est un cas particulier de la transformation du *Park*, où le repère de *Park* est fixe ($\theta=0$) et les axes sont nommés $(\alpha\beta 0)$ (le repère $\alpha\beta 0$ est toujours fixe par rapport au repère abc , par contre le repère $dq 0$ est mobile). La transformation de *Concordia* est définie par :

$$[x_{\alpha\beta 0}] = [C] \cdot [x_{abc}] \quad (\text{II.5})$$

$$[x_{abc}] = [C]^{-1} \cdot [x_{\alpha\beta 0}] \quad (\text{II.6})$$

Où $[C]$ est la matrice de transformation directe de Concordia et $[C^{-1}]$ est de passage inverse (la transposée de la matrice $[C]$), elles sont données par :

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

II.3.3. Transformation de Park

La transformation directe de *Park* est définie par la matrice $[P]$. Aux vecteurs originaux $[v_{abc}]$, $[i_{abc}]$ et $[\varphi_{abc}]$, la transformation de *Park* fait correspondre les vecteurs $[v_{dq 0}]$, $[i_{dq 0}]$ et $[\varphi_{dq 0}]$. La transformation de *Park* est appliquée de manière identique aux vecteurs de tensions, de courants, et de flux $[x_{dq 0}] = [x_o \ x_d \ x_q]^T$. Le vecteur x_o représente la composante homopolaire, normale au plan formé par les vecteurs x_a , x_b et x_c . Les vecteurs x_d et x_q représentent les vecteurs diphasés qui correspondent aux vecteurs x_a , x_b et x_c [4]. La transformation de *Park* est définie par :

$$[x_{dq 0}] = [P] \cdot [x_{abc}] \quad (\text{II.7})$$

$$[x_{abc}] = [P]^{-1} \cdot [x_{dq 0}] \quad (\text{II.8})$$

[P] est la matrice de passage direct, elle est donnée par :

$$[P] = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.10})$$

Où θ l'angle électrique désignant la position du rotor par rapport au stator.

Son inverse $[P]^{-1}$ est nécessaire pour revenir aux grandeurs triphasées, elle est donnée par :

$$[P]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

Le passage des composantes $\alpha\beta$ (*repère de Concordia*) aux composantes dq (*repère de Park*) est assuré par la matrice de rotation [R] tel que:

$$[x_{\alpha\beta}] = [R] \cdot [x_{dq}] \quad (\text{II.12})$$

[R] exprimé par :

$$[R] = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{II.13})$$

II.4. Modélisation de la MSAP dans le repère de Park (d,q) lié au rotor

Le modèle diphasé de la MSAP s'effectue par une transformation du repère triphasé réel en un repère diphasé fictif, qui n'est en fait qu'un changement de base sur les grandeurs physiques (tensions, flux et courants), il conduit à des relations indépendantes de l'angle θ et à réduction d'ordre des équations de la machine. La transformation la plus connue par les électrotechniciens est celle de *Park* [23].

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

La Figure (II.2) présente la MSAP en modèle de *Park*. Le repère (oa) est fixe, le repère (d,q) tourne avec la vitesse de synchronisme ω_s .

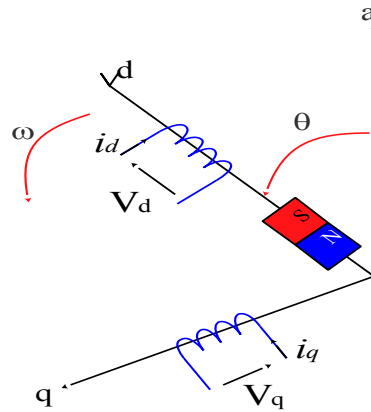


Figure II. 2 : Schéma équivalent de la MSAP dans le repère (d,q).

Le passage au système d'équations dans le repère $(dq0)$ lié au rotor est donné par les relations suivantes :

$$\begin{cases} [v_{dq0}] = [P] \cdot [v_{abc}] \\ [i_{dq0}] = [P] \cdot [i_{abc}] \\ [\varphi_{dq0}] = [P] \cdot [\varphi_{abc}] \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

II.4.1. Les équations de MSAP dans le référentiel (d,q)

II.4.1.1. Équations électriques

En appliquant la transformation directe de *Park* à l'équation (II.1) on obtient :

$$[v_{dq0}] = [P] \cdot [v_{abc}]_s = [P] \cdot \left([R_s] \cdot [i_{abc}]_s + \frac{d}{dt} [\varphi_{abc}]_s \right) \quad (\text{II.15})$$

En appliquant la transformation inverse de *Park* au courants et flux on obtient :

$$[i_{abc}]_s = [P]^{-1} \cdot [i_{dq0}] \quad (\text{II.16})$$

$$[\varphi_{abc}]_s = [P]^{-1} \cdot [\varphi_{dq0}] \quad (\text{II.17})$$

Telle que :

$[v_{dq0}]$: sont les composants direct, quadrature et homopolaire de la tension.

$[i_{dq0}]$: sont les composants direct, quadrature et homopolaire du courant.

$[\varphi_{dq0}]$: sont les composants direct, quadrature et homopolaire du flux.

On peut écrire alors l'équation de la tension (II.15) sous la forme :

$$[v_{dq0}] = [P] \left([R_s] \cdot [P]^{-1} \cdot [i_{dq0}] + \frac{d}{dt} ([P]^{-1} \cdot [\varphi_{dq0}]) \right) \quad (\text{II.18})$$

On a:

$$[P] \cdot [R_s] \cdot [P]^{-1} \cdot [i_{dq0}] = [R_s] \cdot [i_{dq0}] \quad (\text{II.19})$$

$$[P] \cdot \frac{d}{dt} ([P]^{-1} \cdot [\varphi_{dq0}]) = [P] \cdot [P]^{-1} \cdot \left(\frac{d}{dt} [\varphi_{dq0}] \right) + [P] \cdot [\varphi_{dq0}] \cdot \left(\frac{d}{dt} [P]^{-1} \right) \quad (\text{II.20})$$

On remplace (II.19)(II.20) dans (II.18) on aura :

$$[v_{dq0}] = [R_s] \cdot [i_{dq0}] + [P] \cdot [P]^{-1} \cdot \left(\frac{d}{dt} [\varphi_{dq0}] \right) + [P] \cdot [\varphi_{dq0}] \cdot \left(\frac{d}{dt} [P]^{-1} \right) \quad (\text{II.21})$$

En prenant la dérivée de l'équation (II.10), on obtient :

$$\frac{d}{dt} [P]^{-1} = \frac{d\theta}{dt} \cdot \begin{bmatrix} -\sin(\theta) & -\cos(\theta) & 0 \\ -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 0 \\ -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & -\cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.22})$$

En multipliant les équations (II.10) et (II.22) on obtient :

$$[P] \cdot \left(\frac{d}{dt} [P]^{-1} \right) = \frac{d\theta}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \omega_r \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.23})$$

Avec : $\omega_r = \frac{d\theta}{dt}$

A l'aide de l'équation (II.21) on obtient les équations des tensions statoriques de la machine exprimées dans le référentiel de *Park* lié au rotor :

$$\begin{cases} v_d = R_s \cdot i_d + \frac{d\varphi_d}{dt} - \omega_r \cdot \varphi_q \\ v_q = R_s \cdot i_q + \frac{d\varphi_q}{dt} + \omega_r \cdot \varphi_d \\ v_0 = R_s \cdot i_0 + \frac{d\varphi_0}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.24})$$

Dans le cas où le système est équilibré (la somme des composantes *a*, *b* et *c* est nulle), la troisième équation, toujours vérifiée car identiquement nulle, devient inutile [4].

II.4.1.2. Equations du flux

En appliquant la transformation directe de *Park* à l'équation (II.2) on obtient :

$$[\varphi_{dq0}] = [P] \cdot [\varphi_{abc}] = [P] \cdot [L_s] \cdot [i_{abc}]_s + [\varphi_{f_{abc}}] \quad (II.25)$$

$$[\varphi_{dq0}] = [P] \cdot [L_s] \cdot [P]^{-1} \cdot [i_{dq0}] + [\varphi_{f_{abc}}] \quad (II.26)$$

Les flux peuvent être formulés par les équations suivantes :

$$\begin{cases} \varphi_d = L_d \cdot i_d + \varphi_{sf} \\ \varphi_q = L_q \cdot i_q \end{cases} \quad (II.27)$$

L_d et L_q Inductances d'axes directe et en quadrature.

φ_{sf} : Flux d'excitation constant des aimants permanents.

II.4.1.3. Expression du couple électromagnétique

Le calcul du couple électromagnétique (C_{em}) de la machine synchrone se base sur la connaissance de la puissance instantanée $P(t)$ [23], soit :

$$P(t) = v_{as} \cdot i_{as} + v_{bs} \cdot i_{bs} + v_{cs} \cdot i_{cs} = \frac{3}{2} (v_d \cdot i_d + v_q \cdot i_q) \quad (II.28)$$

En remplaçant (II.24) dans (II.28):

$$P(t) = \frac{3}{2} \left(\left(R_s \cdot i_d + \frac{d\varphi_d}{dt} - \omega_r \cdot \varphi_q \right) \cdot i_d + \left(R_s \cdot i_q + \frac{d\varphi_q}{dt} + \omega_r \cdot \varphi_d \right) \cdot i_q \right)$$

$$P(t) = \frac{3}{2} R_s (i_d^2 + i_q^2) + \frac{3}{2} \left(\frac{d\varphi_d}{dt} \cdot i_d + \frac{d\varphi_q}{dt} \cdot i_q \right) + \frac{3}{2} \omega_r (\varphi_d \cdot i_q - \varphi_q \cdot i_d) \quad (II.29)$$

Tel que :

$\frac{3}{2} R_s (i_d^2 + i_q^2)$: représente les pertes par effet Joules dans les enroulements du stator.

$\frac{3}{2} \left(\frac{d\varphi_d}{dt} \cdot i_d + \frac{d\varphi_q}{dt} \cdot i_q \right)$: représente les variations de l'énergie magnétique emmagasiné dans les enroulements statoriques.

$\frac{3}{2} \omega_r (\varphi_d \cdot i_q - \varphi_q \cdot i_d)$: représente la puissance électromagnétique.

On a :

$$\omega_r = p \cdot \Omega_r$$

Avec :

ω_r : vitesse angulaire électrique (rad/s).

Ω_r : Vitesse de rotation mécanique (rad/s).

p : Nombre de paires de pôles.

Donc l'expression de la puissance électromagnétique (P_{em}) devient comme suit :

$$P_{em} = \frac{3}{2} p \cdot \Omega_r (\varphi_d \cdot i_q - \varphi_q \cdot i_d) \quad (\text{II.30})$$

Sachant que :

$$P_{em} = C_{em} \cdot \Omega_r \quad (\text{II.31})$$

D'où :

$$C_{em} = \frac{3}{2} \cdot p \cdot (\varphi_d i_q - \varphi_q i_d) \quad (\text{II.32})$$

En remplaçant φ_d et φ_q par leur expression on aura :

$$C_{em} = \frac{3}{2} \cdot p \cdot [(L_d - L_q) i_d i_q + \varphi_{sf} i_q] \quad (\text{II.33})$$

II.4.1.4. Equation mécanique

La dynamique de la machine est donnée par l'équation mécanique suivante :

$$J \cdot \frac{d\Omega_r}{dt} + f_c \cdot \Omega_r = C_{em} - C_r$$

Avec :

Ω_r : La vitesse de rotation mécanique de rotor ;

J : Moment d'inertie ;

f_c : Coefficient de frottement ;

C_{em} : Couple électromagnétique ;

C_r : Couple résistant.

En remplaçant C_{em} par son expression :

$$J \cdot \frac{d\Omega_r}{dt} + f_c \cdot \Omega_r = \frac{3p}{2} \cdot [(L_d - L_q) i_d i_q + \varphi_{sf} i_q] - C_r \quad (\text{II.34})$$

II.5. Modélisation sous la forme d'états de la MSAP

II.5.1. Représentation d'état

On cherche à obtenir un système d'équations écrit sous forme d'équations d'états, du type [25] :

$$\frac{dX}{dt} = A \cdot X + B \cdot U$$

$$Y = C \cdot X$$

Avec :

X : vecteur d'état ;

Y : vecteur de sortie ;

U : vecteur de commande.

A : matrice fondamentale qui caractérise le système ;

B : matrice d'application de la commande ;

C : matrice de sortie (matrice d'observation).

II.5.2. Représentation d'état du modèle de la MSAP dans le repère d-q

En combinant les expressions (II.24) et (II.27) :

$$\begin{cases} v_d = R_s \cdot i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - P \cdot \Omega_r \cdot L_q \cdot i_q \\ v_q = R_s \cdot i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + P \cdot \Omega_r \cdot L_d \cdot i_d + P \cdot \Omega_r \cdot \varphi_{sf} \end{cases} \quad (II.35)$$

En développant le système d'équation (II.34) et (II.35), on peut déduire la forme finale des équations du MSAP dans le référentiel d-q :

➤ Equations électriques :

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_d} \cdot i_d + \frac{L_q}{L_d} P \Omega_r \cdot i_q + \frac{1}{L_d} \cdot v_d \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_q} \cdot i_q - \frac{L_d}{L_q} P \Omega_r \cdot i_d - \frac{\varphi_{sf}}{L_q} P \Omega_r + \frac{1}{L_q} \cdot v_q \end{cases} \quad (II.36)$$

$$X = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}; \quad U = \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix}; \quad Y = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \frac{L_q}{L_d} P \Omega_r \\ -\frac{L_d}{L_q} P \Omega_r & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix}; \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & -\frac{1}{L_q} P \Omega_r \end{bmatrix}; \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

➤ Equation mécanique :

$$J \cdot \frac{d\Omega_r}{dt} + f_c \cdot \Omega_r = \frac{3p}{2} \cdot [(L_d - L_q) i_d i_q + \varphi_{sf} i_q] - C_r \tag{II.37}$$

A partir des équations (II.36) (II.37), on peut établir le schéma bloc de la machine synchrone à aimant permanent :

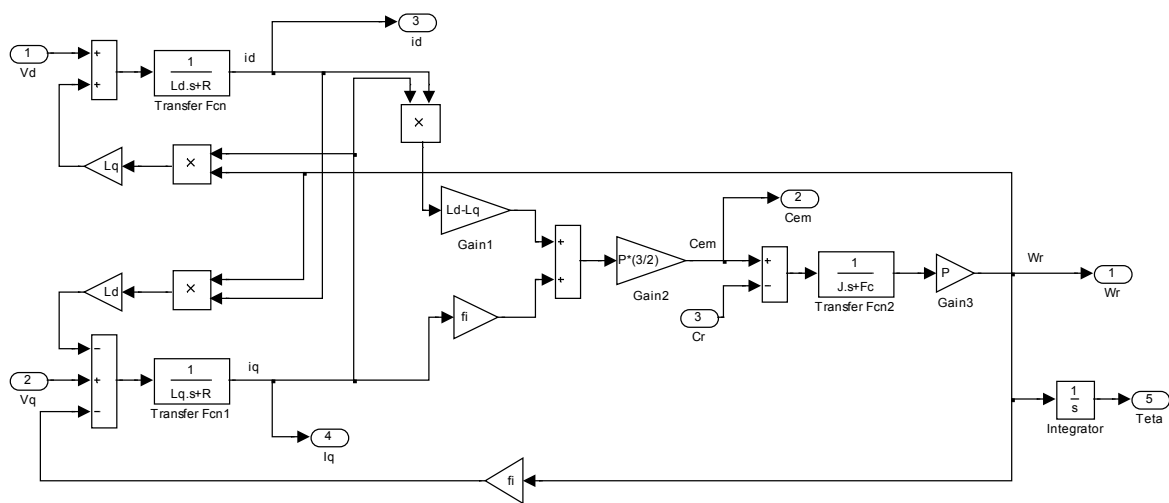


Figure II. 3 : schéma bloc de la MSAP sous simulink

II.6. Modélisation de l'association MSAP – onduleur de tension

Après avoir présenté le modèle de la machine, nous présenterons le système d'entraînement complet où la machine synchrone est associée à un onduleur de tension triphasé.

Un onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion d'énergie électrique de la forme continue (DC) à la forme alternative (AC). En fait, cette conversion d'énergie est satisfaite au moyen d'un dispositif de commande (semi-conducteurs). Il permet d'imposer aux bornes de la machine, une tension alternative d'amplitude et de fréquence réglables, en utilisant ainsi une séquence adéquate de commande.

L'onduleur de tension à deux niveaux est constitué de cellules de commutation généralement à transistors ou à thyristors *GTO* pour les grandes puissances, le séquencement imposé aux interrupteurs statiques permet de réaliser un choix précis du vecteur de tension à appliquer aux enroulements statoriques de la machine. Il est constitué de trois bras, de deux

interrupteurs pour chacun. Pour assurer la continuité en courants chaque interrupteur est monté en antiparallèle avec une diode de récupération. Les interrupteurs $S_a S_a'$, $S_b S_b'$, $S_c S_c'$ sont contrôlés de manière complémentaire pour éviter le court-circuit de la source [9].

La figure II.4 illustre le schéma de principe de cette association onduleur-MSAP.

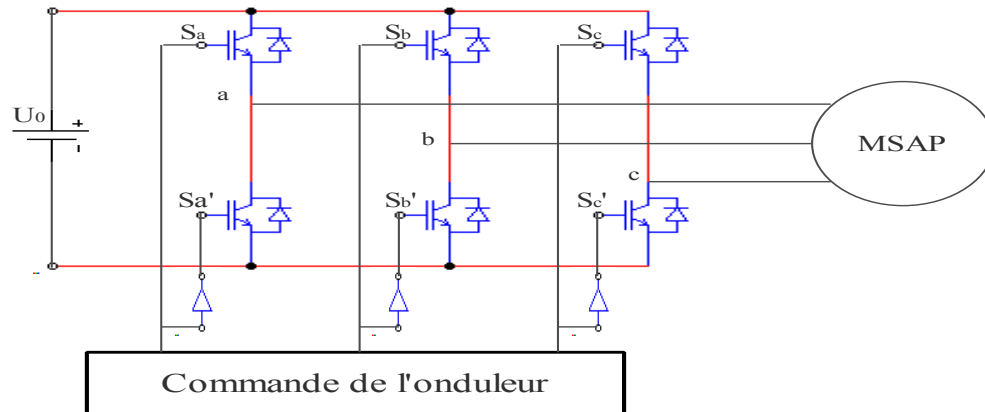


Figure II. 4 : Schéma de l'association MSAP – Onduleur triphasé de tension à deux niveaux.

II.6.1. Modélisation des onduleurs de tension

Dans l'étude de l'ensemble commande-onduleur-machine-charge, nous nous intéresserons uniquement au comportement dynamique des variables électriques et mécaniques de la machine. On peut faciliter la modélisation et réduire le temps de simulation en modélisant l'onduleur par un ensemble d'interrupteurs idéaux. Cette méthode est couramment la plus utilisée dans l'étude de l'ensemble onduleur – machine [19,25].

Pour modéliser l'onduleur de tension de la figure (II.5), on considère son alimentation comme une source parfaite, supposée être constituée de deux générateurs de F.E.M égale à $U_0/2$ connectés entre eux par un point noté n_0 .

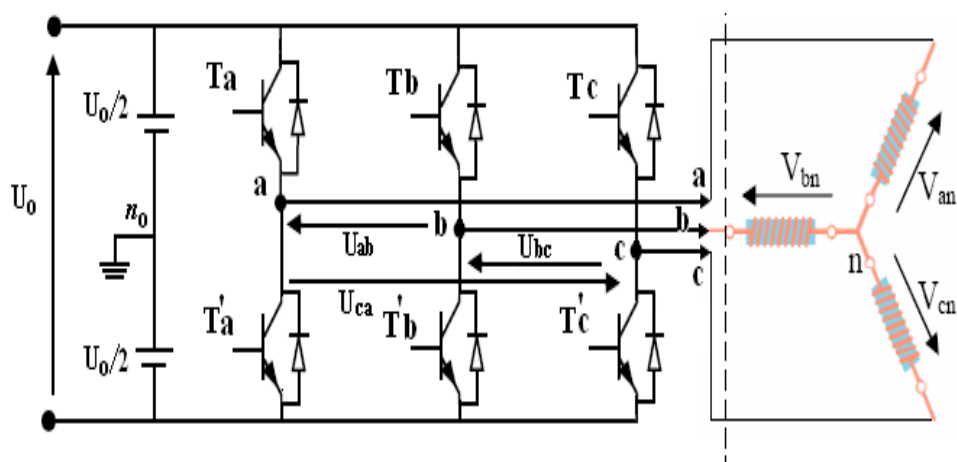


Figure II. 5 : Schéma d'un onduleur de tension triphasé à deux niveaux alimentant le stator du MSAP

La machine a été modélisée à partir des tensions simples que nous notons V_{an}, V_{bn}, V_{cn} . L'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques S_i ($i = a, b, c$). On appelle T_i et T_i' les transistors (supposée des interrupteurs idéaux), on a :

- Si $S_i = 1$, Alors T_i est passant et T_i' est ouvert,
- Si $S_i = 0$, Alors T_i est ouvert et T_i' est passant.

Dans ces conditions on peut écrire les tensions de phase V_{in0} ($i = a, b, c$) en fonction des signaux de commande S_i :

$$V_{in0} = S_i U_0 - \frac{U_0}{2} \quad (\text{II.38})$$

Soit " n " le point neutre du coté alternatif (MASP), les tensions composées sont obtenues à partir des sorties de l'onduleur :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an} - V_{bn} \\ U_{bc} = V_{bn} - V_{cn} \\ U_{ca} = V_{cn} - V_{an} \end{cases} \quad (\text{II.39})$$

La charge constituée par la machine est équilibrée, les tensions simples des phases de la charge issues des tensions composées ont une somme nulle ($V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$), donc :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{1}{3} [U_{ab} - U_{ca}] \\ V_{bn} = \frac{1}{3} [U_{bc} - U_{ab}] \\ V_{cn} = \frac{1}{3} [U_{ca} - U_{bc}] \end{cases} \quad (\text{II.40})$$

En faisant apparaître le point « n_0 », les tensions entre phases peuvent aussi s'écrire :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an0} - V_{bn0} \\ U_{bc} = V_{bn0} - V_{cn0} \\ U_{ca} = V_{cn0} - V_{an0} \end{cases} \quad (\text{II.41})$$

En remplaçant (II.41) dans (II.40) on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{1}{3} [2 \cdot V_{an0} - V_{bn0} - V_{cn0}] \\ V_{bn} = \frac{1}{3} [-V_{an0} + 2 \cdot V_{bn0} - V_{cn0}] \\ V_{cn} = \frac{1}{3} [-V_{an0} - V_{bn0} + 2 \cdot V_{cn0}] \end{cases} \quad (\text{II.42})$$

Elles peuvent s'écrire à partir des tensions de sortie de l'onduleur en introduisant la tension du neutre de la charge par rapport au point de référence « n_0 ».

$$\begin{cases} V_{an0} = V_{an} + V_{nn0} \\ V_{bn0} = V_{bn} + V_{nn0} \\ V_{cn0} = V_{cn} + V_{nn0} \end{cases} \quad (\text{II.43})$$

Sachant que la charge est équilibrée, alors :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (\text{II.44})$$

La substitution de (II.44) dans (II.43) nous donne :

$$V_{nn0} = \frac{1}{3}(V_{an0} + V_{bn0} + V_{cn0}) \quad (\text{II.45})$$

En remplaçant (II.45) dans (II.43), on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{1}{3}[2.V_{an0} - V_{bn0} - V_{cn0}] \\ V_{bn} = \frac{1}{3}[-V_{an0} + 2.V_{bn0} - V_{cn0}] \\ V_{cn} = \frac{1}{3}[-V_{an0} - V_{bn0} + 2.V_{cn0}] \end{cases} \quad (\text{II.46})$$

L'utilisation de l'expression (II.38) permet d'établir les équations instantanées des tensions simples en fonction des grandeurs de commande :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{1}{3}U_0[2.S_a - S_b - S_c] \\ V_{bn} = \frac{1}{3}U_0[-S_a + 2.S_b - S_c] \\ V_{cn} = \frac{1}{3}U_0[-S_a - S_b + 2.S_c] \end{cases} \quad (\text{II.47})$$

Ecriture de l'équation (II.47) sous forme matrice :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3}U_0 \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.48})$$

II.6.2. Onduleur de Tension à MLI

Les onduleurs de tension sont pilotés en modulation de largeur d'impulsion (MLI). Cette stratégie permet de régler à la fois l'amplitude et la fréquence en gardant la source continue constante, afin de produire une tension de sortie proche de la sinusoïde, ayant le moins d'harmoniques possible. Il existe différentes stratégies de commande. Dans notre travail, l'onduleur est commandé par la technique de Modulation de la largeur d'Impulsion sinus-triangle, cette stratégie est basée sur la bande de réglage et le taux d'harmoniques des tensions de sorties.

II.6.2.1. Modulation de largeur d’impulsion Sinus-Triangle

Le principe général consiste à convertir une modulante (tension de référence au niveau commande), généralement sinusoïdale, en une tension sous forme de créneaux successifs générée à la sortie de l’onduleur (niveau puissance). Cette technique repose sur la comparaison entre deux signaux [20] :

- Le premier, appelé signal de référence, représente l’image de la sinusoïde qu’on désire à la sortie de l’onduleur. Ce signal est modulable en amplitude et en fréquence.
- Le second, appelé signal de la porteuse, définit la cadence de la commande des interrupteurs statiques de l’onduleur. C’est un signal de haute fréquence par rapport au signal de référence.

Les instants de commutation sont déterminés par les points d’intersection entre la porteuse et la modulante, la fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse.

La commande de MLI est caractérisée par les deux paramètres suivants :

- L’indice de modulation « m » égale au rapport de la fréquence de modulation sur la fréquence de référence ($m = \frac{f_p}{f_{ref}}$).
- Le coefficient de réglage en tension « r » égal au rapport de l’amplitude de la tension de référence à la valeur crête de l’onde de modulation ($r = \frac{V_{ref}}{V_p}$).

Le schéma bloc de la commande MLI de l’onduleur est donné comme suit :

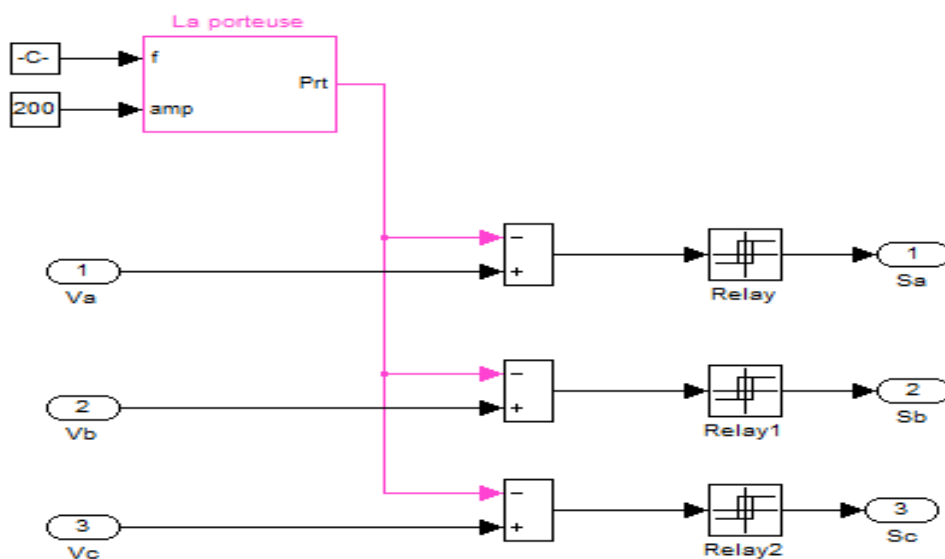


Figure II. 6 : Schéma bloc de la technique MLI sinus-triangle.

La figure suivante représente le principe de la commande par M.L.I sinus-triangle :

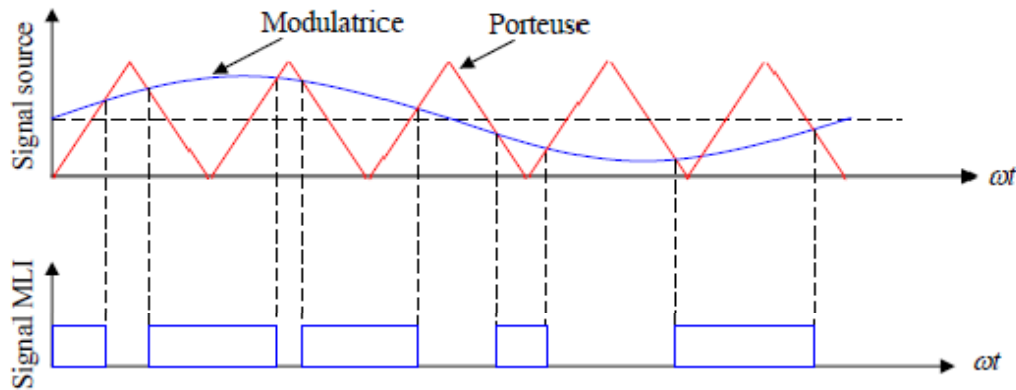


Figure II. 7 : Principe de la commande par M.L.I sinus-triangle.

II.7. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents, et les différentes transformations triphasé-diphase existantes. Ensuite, en se basant sur un ensemble d'hypothèses simplificatrices, nous avons modélisé la MSAP dans le repère de *Park*, qui constitue le repère de la transformation la plus connue par les électrotechniciens, ce qui nous a rendu les équations dynamiques de la MSAP plus simples ce qui facilite son étude et analyse.

En outre, nous avons abordé la partie d'alimentation par un onduleur de tension, dans le but d'assurer un fonctionnement à vitesse variable, tout en présentant sa modélisation, ainsi sa commande MLI Sinus-Triangle.

Dans le chapitre qui suit, nous allons étudier une commande avec observateur basée sur la passivité avec l'assignation de l'interconnexion et de l'amortissement, appliquée pour le contrôle de la MSAP.

Chapitre III

*Synthèse de la commande avec
observateur basée sur IDA-PBC pour la
MSAP*

III.1. Introduction

Le moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) présente plusieurs avantages par rapport aux autres types de moteurs et les remplace progressivement dans l'industrie, mais surtout dans le domaine automobile. Le MSAP est sensible aux perturbations extérieures inconnues (charges) à cause de sa dynamique décrite par des équations non linéaires, et ses caractéristiques qui varient dans le temps.

Toutes ces contraintes compliquent la tâche du contrôle. Des commandes non linéaires sont nécessaires pour ajuster les non-linéarités et les inconvénients mentionnés ci-dessus. La passivité est une propriété très utilisée pour l'analyse et la synthèse des systèmes non-linéaires.

Ce chapitre étudie une commande avec observateur basée sur la passivité (PBC) avec l'assignation de l'interconnexion et de l'amortissement (IDA) pour le MSAP, en utilisant le modèle représenté dans le cadre dq . L'efficacité de la stratégie proposée est réalisée dans le cadre d'une enquête numérique approfondie avec le logiciel MATLAB/Simulink.

III.2. Définition de la passivité

La passivité est une méthodologie qui consiste à vérifier si l'énergie fournie à travers l'entrée sera dissipée ou générée par le système vu de sa sortie. Elle est utilisée auparavant pour l'analyse des systèmes linéaires (dans le domaine fréquentiel). La complexité des systèmes non linéaires, a motivé l'usage de la passivité pour l'analyse en les considérant comme des applications causales entre un vecteur d'entrée et un vecteur de sortie de même dimension [19].

La commande basée sur la passivité (PBC) a d'abord été utilisée pour la commande des systèmes physiques, tels que les systèmes mécaniques, électriques et électromécaniques, en particulier ceux décrits par les équations du mouvement d'Euler-Lagrange [26]. Elle définit une méthode de conception de contrôleur qui réalise la stabilisation en rendant le système passif en respectant une fonction de stockage désirée et en injectant un amortissement approprié. Bien qu'il y ait beaucoup de variante de cette idée fondamentale, la PBC peut être classée en deux classes, la PBC standard et la PBC avec assignation de l'interconnexion et de l'amortissement (IDA).

La première classe (la PBC standard) sélectionne une fonction de stockage pour être assignée (en générale quadratique) et conçoit un contrôleur qui rend la fonction de stockage non croissante. Cette approche, rappelle clairement les méthodes standard de Lyapunov, et généralement utilisé pour la commande des systèmes physiques décrits par des équations d'Euler-Lagrange.

Cette méthode détruit la structure physique (Lagrangienne) du système, c'est-à-dire, la boucle fermée n'est plus un système Lagrangien.

La deuxième classe de la commande PBC ne fixe pas la fonction de stockage en boucle fermée, elle choisit à sa place la structure désirée du système en boucle fermée (Hamiltonien commandé par port (HCP)) et elle caractérise alors toutes les fonctions d'énergie assignables compatibles avec cette structure. Cette caractérisation est donnée en termes de solution d'une équation aux dérivées partielles (EDP). L'exemple le plus remarquable de cette approche est la méthode de commande basée sur la passivité et l'assignation de l'interconnexion et de l'amortissement (IDA-PBC). C'est cette dernière méthode que nous avons adoptée dans ce travail.

III.3. Méthodes lagrangienne et hamiltonienne pour la modélisation des systèmes physiques

La modélisation des systèmes est une étape essentielle dans la commande. Une modélisation basée sur des principes physiques, tels que la notion d'énergie, peut faciliter la résolution de quelques problèmes en théorie de la commande. L'énergie est l'un des concepts fondamentaux de la science et de la pratique de l'ingénierie. Son importance dans la modélisation des systèmes est largement illustrée par les méthodes Lagrangienne et Hamiltonienne.

III.3.1. Méthode Lagrangienne

La méthode Lagrangienne a comme idée principale la définition des fonctions d'énergie en termes de coordonnées et vitesse généralisées, ce qui mène à la définition d'une fonction appelée Lagrangienne. La dynamique d'un système mécanique Lagrangien est défini par l'ensemble d'équations différentielles appelé équation d'Euler Lagrange [19]:

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \dot{q}}(q, \dot{q}) \right) - \frac{\partial \mathcal{L}}{\partial q}(q, \dot{q}) = Q_i^e \quad i = 1, \dots, n \quad (\text{III.1})$$

Où $q \in \mathfrak{R}^n$ représente le vecteur des coordonnées généralisées pour un système avec « n » degrés de liberté, et \dot{q} est le vecteur des vitesses généralisées correspondant. Le vecteur Q_i^e représente l'ensemble des forces généralisées auxquelles est soumis le système. Finalement, la fonction Lagrangienne $\mathcal{L}(q, \dot{q})$, est définie, pour les systèmes mécaniques simples, comme la différence entre l'énergie cinétique $T(q, \dot{q})$, et l'énergie potentielle $v(q)$.

$$\mathcal{L}(q, \dot{q}) = T(q, \dot{q}) - v(q) \quad (\text{III.2})$$

Les systèmes physiques décrits par des équations d'Euler-Lagrange sont généralement commandés par l'approche standard de la PBC, où l'on choisit a priori la fonction de stockage à assigner, puis ou l'on conçoit le contrôleur qui rend la fonction de stockage non croissante. Mais, malheureusement, il a été montré que cette approche a pour effet de détruire la structure Lagrangienne et d'imposer des conditions non naturelles d'inversion du modèle. Le fait que la structure d'Euler-Lagrange peut être perdue en boucle fermée lorsque la PBC est appliquée à certains systèmes, en l'occurrence, pour les systèmes électriques et électromécaniques, a

conduit au développement de la PBC pour les systèmes Hamiltoniens commandés par Ports (Port Controlled Hamiltonian, PCH) [26].

III.3.2. Système Hamiltonien Commandé par Port PCH

Une nouvelle approche de modélisation qui s'appuie sur la structure Hamiltonienne Commandée par Port, permet de décrire de manière naturelle les structures physiques et les propriétés fondamentales des systèmes (lois de conservation, termes de dissipation...). La modélisation sous forme PCH incorpore les concepts d'énergie et de flux d'énergie et englobe un ensemble plus large de systèmes que les modèles Lagrangiens et Hamiltoniens. La structure de ces modèles permet d'identifier des caractéristiques intéressantes (structures d'interconnexion et d'amortissement) des systèmes physiques qui peuvent être exploités dans la synthèse de la commande. Considérons le système non linéaire affiné en la commande suivante [26]:

$$\dot{x} = f(x) + g(x).u + \xi \quad (III.3)$$

Où $x \in \mathfrak{R}^n$ est le vecteur d'état, $f(x)$ et $g(x)$ sont des fonctions localement Lipschitz, $u \in \mathfrak{R}^m$ est l'entrée de commande et ξ une perturbation.

L'approche PCH consiste, tout d'abord, à identifier la fonction d'énergie naturelle du système que l'on nommera $H(x)$, puis de réécrire le système non linéaire (III.3) en fonction du gradient de la fonction d'énergie :

$$\nabla H(x) = \left[\frac{\partial H}{\partial x_1}(x) \quad \frac{\partial H}{\partial x_2}(x) \quad \dots \quad \frac{\partial H}{\partial x_n}(x) \right]^T \quad (III.4)$$

Ainsi, la forme PCH du système initial (III.3) est:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= [J(x) - R(x)].\nabla H(x) + g(x).u(t) + \xi \\ y &= g^T(x).\nabla H(x) \end{aligned} \quad (III.5)$$

Avec y est la sortie considérée, $J(x)$ est une matrice antisymétrique $J^T(x) = -J(x)$ de dimension $n \times n$ représentant les interconnexions entre les états, et $R(x)$ est une matrice symétrique semi-définie positive $R(x) = R^T(x) \geq 0$ représentant l'amortissement naturel du système, $\nabla H(x)$ est le vecteur de la fonction d'énergie du système, $g(x)$ est la matrice d'interconnexion externe, u est le vecteur de commande, ξ est une perturbation qui représente ici le couple de charge.

Il est évident de l'équation (III.5) que la structure PCH procure des renseignements énergétiques qui sont d'une importance certaine lors de l'élaboration de la commande. Ainsi, la matrice d'interconnexion $J(x)$ donne d'ores et déjà une indication sur l'échange ou l'équilibre d'énergie entre les variables. Quant à l'amortissement $R(x)$, du fait que la matrice soit semi-définie positive, les termes appartenant à cette matrice sont associés à la dissipation.

Dans le cadre des systèmes PCH il existe deux types de commandes, qui s'appellent la commande par interconnexion, et la commande basée sur la passivité et l'assignation de l'interconnexion et de l'amortissement (IDA-PBC) non paramétrée.

III.4. Méthodologie d'élaboration de la commande IDA-PBC :

De notre cas, l'utilisation de l'approche PBC standard n'est pas possible, puisque cette méthode détruit la structure physique Lagrangienne du système. De plus, cette méthode nécessite une inversion du système le long des trajectoires de référence. Pour résoudre ce problème, une nouvelle méthodologie d'élaboration de la commande basée sur la passivité, appelée Assignation de l'Interconnexion et de l'Amortissement a été développée [26].

La méthode IDA-PBC est une procédure très intéressante pour la commande des systèmes physiques. L'idée de base de cette technique est, en conservant la structure PCH du système avec dissipation, d'assigner la fonction de l'énergie en boucle fermée en modifiant les matrices d'interconnexions et d'amortissements. Autrement dit, la dynamique désirée du système a une forme PCH, d'Amortissement IDA-PBC : L'IDA-PBC a été introduite comme étant une procédure pour la commande de systèmes physiques décrit sous la forme PCH suivante [29] :

$$\begin{aligned}\dot{x} &= [J(x) - R(x)].\nabla H(x) + g(x).u(t) + \xi \\ y &= g^T(x).\nabla H(x)\end{aligned}\tag{III.6}$$

L'objectif de la commande IDA-PBC est de stabiliser un point d'équilibre x^* du système (III.6) en modifiant la fonction d'énergie (désirée) en boucle ouverte à travers de nouvelles structures d'interconnexion interne, d'amortissement et de trouver la commande correspondante ($u = \beta(x)$), qui préserve la structure PCH en boucle fermée, c'est-à-dire, en boucle fermée on a :

$$\dot{x} = [J_d(x) - R_d(x)]\nabla H_d\tag{III.7}$$

Où

$$H_d(x) = H(x) + H_a(x)\tag{III.8}$$

Avec :

$H_d(x)$: la fonction d'énergie désirée (en boucle fermée).

$H_a(x)$: la fonction d'énergie ajoutée par la commande.

$J_d(x)$: la matrice d'interconnexion en boucle fermée (désirée).

$R_d(x)$: la matrice d'amortissement en boucle fermée (désirée).

La proposition suivante permet de présenter la méthode d'élaboration de la commande IDA-PBC non paramétrée.

➤ **Proposition :[19,27]**

Considérons le système décrit par le modèle HCP et x^* est le point d'équilibre désiré à stabiliser. On suppose qu'il existe des vecteurs $\beta(x)$, $K(x)$ et les matrices carrées $J_a(x), R_a(x)$ qui satisfont :

$$[J_d(x) - R_d(x)]\nabla H_a(x) = -[J_a(x) - R_a(x)].\nabla H(x) + g(x).\beta(x) + \xi \quad (\text{III.9})$$

Avec :

$J_a(x)$: Structure d'interconnexion de la commande.

$R_a(x)$: Structure d'amortissement de la commande.

Tel que :

a) La structure PCH est préservée c'est-à-dire :

$$J_d(x) = J(x) + J_a(x) = -J_d^T(x) \quad (\text{III.10})$$

$$R_d(x) = R(x) + R_a(x) = R_d^T(x) \geq 0 \quad (\text{III.11})$$

b) Le gradient $K(x)$ de l'énergie $H_a(x)$ de la commande est intégrable :

$$\nabla K(x) = [\nabla K(x)]^T \quad (\text{III.12})$$

Avec :

$$\nabla H_a(x) = K(x) \quad (\text{III.13})$$

c) Sous ses conditions, le système en boucle fermé avec $u = \beta(x)$ est un système PCH avec une nouvelle fonction d'énergie :

$$H_d(x) = H(x) + H_a(x) \quad (\text{III.14})$$

En plus, le point x^* sera en équilibre stable (localement) en boucle fermé si :

d) L'assignation de l'équilibre : au point x^* la fonction $H_d(x)$ vérifie :

$$\nabla H_d(x^*) = \nabla H(x^*) + \nabla H_a(x^*) = 0 \quad (\text{III.15})$$

e) La stabilité au sens de Lyapunov : L'hessien de $H_d(x)$ au point x^* satisfait :

$$\nabla^2 H_d(x^*) = \frac{d^2 H_d(x^*)}{dx^2} \quad (\text{III.16})$$

Le point d'équilibre x^* sera asymptotiquement stable si en plus, le plus grand ensemble invariant S sous la dynamique en boucle fermée satisfait :

$$S = \{x \in \mathfrak{R}^n \mid [\nabla H_d]^T R_d(x) \nabla H_d = 0\} = \{x^*\} \quad (\text{III.17})$$

III.5. Commande basée sur l'IDA-PBC pour le contrôle de la MSAP

III.5.1. Modèle HCP d'un moteur synchrone à aimants permanents

La première étape du calcul IDA-PBC est la conception de la structure PCH du MSAP [26]. Considérant le modèle de *Park* du MSAP donné dans le chapitre II (équations (II.36) (II.37)), où le coefficient de frottement visqueux f_c est négligé.

Les équations suivantes sont formulées :

$$L_d \frac{di_d}{dt} = -R_s \cdot i_d + \omega_r \cdot L_q i_q + v_d \quad (\text{III.18})$$

$$L_q \frac{di_q}{dt} = -R_s \cdot i_q - \omega_r \cdot L_d i_d - \varphi_{sf} \omega_r + v_q \quad (\text{III.19})$$

$$\frac{J}{p} \cdot \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{3}{2} p \cdot [(L_d - L_q) i_d i_q + \varphi_{sf} i_q] - C_r \quad (\text{III.20})$$

Tel que :

p : Nombre de pair de pôles.

Ω_r : Vitesse mécanique.

ω_r : Pulsation électrique. (Avec $\omega_r = p \cdot \Omega_r$)

J : Moment d'inertie de la machine.

L_d et L_q : Inductance de stator suivant les axes d , respectivement.

R_s : Résistance d'une phase statorique.

C_r : Sont respectivement le couple électromagnétique et le couple résistant.

φ_{sf} : Flux d'excitation constant des aimants permanents.

En prenant comme vecteur d'état $x = [x_1, x_2, x_3]^T = [L_d i_d, L_q i_q, (J/p) \omega_r]^T$ et la fonction d'énergie du système [19][26] :

$$H(x) = \frac{1}{2} \left[\frac{1}{L_d} \cdot x_1^2 + \frac{1}{L_q} \cdot x_2^2 + \frac{p}{J} \cdot x_3^2 \right] \quad (\text{III.21})$$

Le système d'équations (III.18/19/20) peut alors être réécrit sous la forme d'un système PCH (équation (III.6)) :

$$\dot{x}_1 = -R_s \cdot \frac{\partial H}{\partial x_1} + x_2 \frac{\partial H}{\partial x_3} + v_d \quad (\text{III.22})$$

$$\dot{x}_2 = -R_s \cdot \frac{\partial H}{\partial x_2} - (x_1 + \varphi_{sf}) \frac{\partial H}{\partial x_3} + v_q \quad (\text{III.23})$$

$$\dot{x}_3 = \frac{3}{2}p \cdot \left[-x_2 \frac{\partial H}{\partial x_1} + (x_1 + \varphi_{sf}) \frac{\partial H}{\partial x_2} \right] - C_r \quad (\text{III.24})$$

Le modèle PCH du MSAP a la forme suivante :

$$\dot{x}(t) = [J(x) - R(x)] \cdot \nabla H(x) + g(x) \cdot u(t) + \xi \quad (\text{III.25})$$

$$y(t) = g^T(x) \cdot \nabla H(x)$$

Avec :

$$J(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & x_2 \\ 0 & 0 & -(x_1 + \varphi_{sf}) \\ -\frac{3}{2}p \cdot x_2 & \frac{3}{2}p \cdot (x_1 + \varphi_{sf}) & 0 \end{bmatrix} ; \quad R(x) = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\nabla H(x) = \begin{bmatrix} \frac{\partial H}{\partial x_1} \\ \frac{\partial H}{\partial x_2} \\ \frac{\partial H}{\partial x_3} \end{bmatrix} ; \quad g(x) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} ; \quad u = \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} ; \quad \xi = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -C_r \end{bmatrix}$$

Avec :

$J(x)$: est la matrice d'interconnexion interne ;

$R(x)$: est la matrice de l'amortissement ;

$\nabla H(x)$: est le vecteur de la fonction d'énergie du système ;

$g(x)$: est la matrice d'interconnexion externe ;

u : est le vecteur de commande ;

ξ : est une perturbation qui représente ici le couple de charge.

L'étape clé pour le succès de la méthodologie IDA-PBC est le choix adéquat des matrices d'interconnexion et d'amortissement désirées $J_d(x), R_d(x)$.

III.6. Application de la commande IDA-PBC pour le contrôle de la MSAP

Afin de préserver la structure HCP du MSAP en boucle fermée, il faut que le choix de $H_d(x)$ défini par (III.8) soit de telle manière que le point de fonctionnement désiré x^* .

L'état d'équilibre désiré pour les machines synchrones est généralement choisi par le principe dit : MTPA (Maximum Torque Per Ampere). Cette stratégie consiste à maintenir le courant i_d à une valeur nulle et à réguler la vitesse par le courant i_q via la tension v_q .

On maintient le courant $i_d = 0$ afin d'obtenir un couple maximum pour une amplitude donnée des courants statoriques.

Le point d'équilibre désiré est défini par :

$$x^* = [x_1^*, x_2^*, x_3^*]^T = [0, \frac{L_q C_r}{p \varphi_{sf}}, (J/p) \omega_r^*]^T$$

III.6.1. Commande IDA-PBC à interconnexion et amortissement naturels

Le succès de la méthodologie de l'IDA-PBC repose sur le bon choix de la matrice d'amortissement et d'interconnexion désirée. Un choix simple des matrices $J_d(x)$ et $R_d(x)$, et de les choisir égales à celle du système en boucle ouverte. Ce choix permet de définir une IDA-PBC à l'interconnexion et amortissement naturels. Donc, on choisit pour le contrôleur les matrices suivantes :

$$J_d(x) = R_d(x) = 0 \quad (III.26)$$

$J_d(x)$, $R_d(x)$: sont respectivement, matrice d'interconnexion et d'amortissement de la commande.

➤ **Calcul de la commande [19,27]**

En remplaçant (III.26) dans l'équation (III.9), on obtient :

$$[J_d(x) - R_d(x)] \nabla H_d(x) = g(x) \cdot \beta(x) + \xi \quad (III.27)$$

On a aussi :

$$[J_d(x) - R_d(x)] = \begin{bmatrix} -R_s & 0 & x_2 \\ 0 & -R_s & -(x_1 + \varphi_{sf}) \\ -\frac{3}{2}p \cdot x_2 & \frac{3}{2}p \cdot (x_1 + \varphi_{sf}) & 0 \end{bmatrix}; \quad g(x) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix};$$

$$\xi = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -C_r \end{bmatrix}; \quad u = \beta(x) = \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix}$$

D'autre part on pose :

$$\nabla H_a(x) = K(x) = \begin{bmatrix} K_1(x) \\ K_2(x) \\ K_3(x) \end{bmatrix} \quad (\text{III.28})$$

Donc les expressions de la commande sont les suivantes :

$$v_d = -R_s \cdot K_1(x) + x_2 \cdot K_3(x) \quad (\text{III.29})$$

$$v_q = -R_s \cdot K_2(x) - (x_1 + \varphi_{sf}) \cdot K_3(x) \quad (\text{III.30})$$

$$-C_r = \frac{3}{2} p [-x_2 \cdot K_1(x) + (x_1 + \varphi_{sf}) \cdot K_2(x)] \quad (\text{III.31})$$

Les équations (III.29) et (III.30) permettent de définir l'action de la commande, alors que l'équation (III.31) permet de déterminer l'expression de $H_a(x)$.

L'équation (III.31) est une EDP, sa résolution nous donne $H_a(x)$ et qui nous permet de déterminer le vecteur $K(x)$.

La résolution de l'EDP (III.31) est réalisée par la fonction "solver symbolique" du logiciel MATLAB. Cette résolution nous donne :

$$H_a(x) = C_r \cdot \arctan\left(\frac{x_1 + \varphi_{sf}}{x_2}\right) + F(x_2^2 + x_1^2 + 2x_1\varphi_{sf}) + h(x_3) \quad (\text{III.32})$$

Où, F et h sont des fonctions différentiables qui doivent être choisis pour que x^* est un minimum de $H_a(x)$.

La fonction h peut être choisie comme suit :

$$h(x_3) = -\omega^* \tilde{x}_3 + \frac{\alpha}{2} \tilde{x}_3^2 \quad (\text{III.33})$$

Tel que :

$$\tilde{x}_3 = x_3 - x_3^* \quad , \quad \alpha > 0 \quad (\text{III.34})$$

La fonction F est définie comme suit :

$$f(z) = \frac{dF(z)}{dz}, \quad \text{avec : } z = x_2^2 + x_1^2 + 2x_1\varphi_{sf}$$

Donc :

$$H_a(x) = C_r \cdot \arctan\left(\frac{x_1 + \varphi_{sf}}{x_2}\right) + F(x_2^2 + x_1^2 + 2x_1\varphi_{sf}) - \omega^* \tilde{x}_3 + \frac{\alpha}{2} \tilde{x}_3^2 \quad (\text{III.35})$$

Le vecteur $K(x)$ est calculé comme suit :

$$K_1(x) = \frac{dH_a}{dx_1} = \frac{C_r}{x_2^2 + (x_1 + \varphi_{sf})^2} \left[x_2 - \frac{L_q C_r}{p \varphi_{sf}^2} (x_1 + \varphi_{sf}) \right] \quad (\text{III.36})$$

$$K_2(x) = \frac{dH_a}{dx_2} = -\frac{C_r}{x_2^2 + (x_1 + \varphi_{sf})^2} \left[(x_1 + \varphi_{sf}) - \frac{L_q C_r}{p \varphi_{sf}^2} x_2 \right] \quad (\text{III.37})$$

$$K_3(x) = \frac{dH_a}{dx_3} = -\omega^* + \alpha \tilde{x}_3 \quad (\text{III.38})$$

Malgré la présence d'un dénominateur (en fonction des états du système), la loi de commande est définie globalement, à condition que les conditions initiales appartiennent à l'ensemble :

$$x_2^2 + (x_1 + \varphi_{sf})^2 > 0$$

On remplaçant les équations (III.36)(III.37)(III.38) dans les équations (III.29)(III.30), on obtient les expressions de commande suivant :

$$v_d = -R_s \cdot \frac{C_r}{x_2^2 + (x_1 + \varphi_{sf})^2} \left[x_2 - \frac{L_q C_r}{p \varphi_{sf}^2} (x_1 + \varphi_{sf}) \right] + x_2 \cdot (-\omega^* + \alpha_2 \tilde{x}_3) \quad (\text{III.39})$$

$$v_q = R_s \cdot \frac{C_r}{x_2^2 + (x_1 + \varphi_{sf})^2} \left[(x_1 + \varphi_{sf}) - \frac{L_q C_r}{p \varphi_{sf}^2} x_2 \right] - (x_1 + \varphi_{sf}) \cdot (-\omega^* + \alpha_2 \tilde{x}_3) \quad (\text{III.40})$$

➤ **Analyse de la stabilité au sens de Lyapunov**

L'équation (III.8) de $H_d(x)$ est alors comme suit :

$$H_d(x) = \frac{1}{2} \left[\frac{1}{L_d} \cdot x_1^2 + \frac{1}{L_q} \cdot x_2^2 + \frac{p}{J} \cdot x_3^2 \right] + C_r \cdot \arctan \left(\frac{x_1 + \varphi_{sf}}{x_2} \right) + F(x_2^2 + x_1^2 + 2x_1 \varphi_{sf}) - \omega^* \tilde{x}_3 + \frac{\alpha_2}{2} \tilde{x}_3^2 \quad (\text{III.41})$$

Le point d'équilibre x^* est le minimum de $H_d(x)$, alors on a :

$$\left[\frac{dH_d}{dx} \right]_{x=x^*} = 0 \Leftrightarrow \begin{bmatrix} \frac{dH_d}{dx_1} \\ \frac{dH_d}{dx_2} \\ \frac{dH_d}{dx_3} \end{bmatrix}_{x=x^*} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

Cette condition est vérifiée si :

$$f(z) = -\frac{1}{2L_q} \left(\frac{\bar{z}}{z + \varphi_{sf}^2} \right) \quad (\text{III.42})$$

Où : \bar{z} est le couple de charge.

Le point d'équilibre x^* est un minimum de $H_d(x)$ si et seulement si le Hessien $\frac{d^2 H_d}{dx^2}$ au point x^* est une matrice définie positive. Le Hessien de $H_d(x)$ est donnée par :

$$\left[\frac{d^2 H_d}{dx^2} \right]_{x=x^*} = \begin{bmatrix} \frac{d^2 H_d}{dx_1^2}(x^*) & \frac{d^2 H_d}{dx_1 dx_2}(x^*) & \frac{d^2 H_d}{dx_1 dx_3}(x^*) \\ \frac{d^2 H_d}{dx_1 dx_2}(x^*) & \frac{d^2 H_d}{dx_2^2}(x^*) & \frac{d^2 H_d}{dx_2 dx_3}(x^*) \\ \frac{d^2 H_d}{dx_3 dx_1}(x^*) & \frac{d^2 H_d}{dx_3 dx_2}(x^*) & \frac{d^2 H_d}{dx_3^2}(x^*) \end{bmatrix} \quad (\text{III.43})$$

$\frac{d^2 H_d}{dx^2}$ est définie positive si la condition suivante est vérifiée :

$$\frac{df(z)}{dz} > \frac{1}{4Lq} \frac{z - \varphi_{sf}^2}{(z + \varphi_{sf}^2)^2} \quad (\text{III.44})$$

Sous les conditions citées ci-dessus le système en boucle fermée est un système HCP stable au point x^* avec comme fonction d'énergie désirée la fonction de Lyapunov donnée par :

$$H_d(x) = \frac{1}{2} \left[\frac{1}{L_d} \cdot x_1^2 + \frac{1}{L_q} \cdot x_2^2 + \frac{p}{J} \cdot x_3^2 \right] + C_r \cdot \arctan \left(\frac{x_1 + \varphi_{sf}}{x_2} \right) + F(x_2^2 + x_1^2 + 2x_1 \varphi_{sf}) - \omega^* \tilde{x}_3 + \frac{\alpha_2}{2} \tilde{x}_3^2 \quad (\text{III.45})$$

III.6.2. Commande IDA-PBC avec assignation de l'interconnexion

Dans cette partie nous proposons une modification de la matrice d'interconnexion interne ($J_a(x) \neq 0, R_a(x) = 0$) comme suit [19][28] :

$$J_a(x) = \begin{bmatrix} 0 & L_0 x_3 & 0 \\ -L_0 x_3 & 0 & -\varphi_{sf} \\ 0 & \varphi_{sf} & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III.46})$$

Avec :

$$L_0 = \frac{L^* P}{J}, \quad L = L_d = L_q$$

Il est bien connu qu'il est plus facile de commander des machines synchrones isotropes que celles non isotropes (cas de notre machine), alors nous proposons cette matrice afin de faire fonctionner notre moteur synchrone à pôles saillants comme un moteur synchrone à pôles lisses, ce qui permet le choix de cette matrice d'interconnexion désiré.

➤ Calcul de la commande :

En choisissant $J_d(x)$ comme celle définie dans (III.46) alors la structure d'interconnexion ajoutée par la commande est comme suit :

$$J_a(x) = J_d(x) - J(x)$$

$$J_a(x) = \begin{bmatrix} 0 & L_0 x_3 & -x_2 \\ -L_0 x_3 & 0 & x_1 \\ \frac{3}{2} p x_2 & -\frac{3}{2} p x_1 & 0 \end{bmatrix} \quad (III.47)$$

L'équation aux dérivées partielles (III.9) devient :

$$[J_d(x) - R_d(x)] \nabla H_a(x) = -[J_a(x)]. \nabla H(x) + g(x). \beta(x) + \xi \quad (III.48)$$

D'où :

$$\begin{bmatrix} -R_s & L_0 x_3 & 0 \\ -L_0 x_3 & -R_s & -\varphi_{sf} \\ 0 & \varphi_{sf} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} K_1(x) \\ K_2(x) \\ K_3(x) \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} 0 & L_0 x_3 & -x_2 \\ -L_0 x_3 & 0 & x_1 \\ \frac{3}{2} p x_2 & -\frac{3}{2} p x_1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{x_1}{L_d} \\ \frac{x_2}{L_q} \\ \frac{p}{J} x_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -C_r \end{bmatrix} \quad (III.49)$$

Donc l'expression de la commande dans ce cas :

$$v_d = -R_s \cdot K_1(x) + L_0 \cdot x_3 \cdot K_2(x) + \left(\frac{L_0}{L_q} - \frac{p}{J} \right) x_2 x_3 \quad (III.50)$$

$$v_q = -L_0 \cdot x_3 \cdot K_1(x) - R_s \cdot K_2(x) - \varphi_{sf} \cdot K_3(x) - \left(\frac{L_0}{L_d} - \frac{p}{J} \right) x_1 x_3 \quad (III.51)$$

$$\varphi_{sf} \cdot K_2(x) = \varphi_{sf} \frac{dH_a}{dx_2} = \frac{3}{2} P \cdot \gamma \cdot x_1 x_2 - C_r ; \gamma = \frac{1}{L_q} - \frac{1}{L_d} \quad (III.52)$$

Les équations (III.50) et (III.51) permettent de définir l'action de la commande, alors que l'équation (III.52) permet de déterminer l'expression de $H_a(x)$.

La solution de l'équation (III.52) donne :

$$H_a(x) = \frac{3 \cdot p}{4} \frac{\gamma}{\varphi_{sf}} x_1 x_2^2 - \frac{C_r}{\varphi_{sf}} x_2 + h(x_1, x_3) \quad (III.53)$$

h est une fonction différentiable qui doit être choisi pour que x^* est un minimum de $H_d(x)$.

Nous proposons la forme polynomiale suivante :

$$h(x_1, x_3) = -\frac{3 \cdot P}{4} \frac{\gamma}{\varphi_{sf}} \left(\frac{L_q C_r}{p \cdot \varphi_{sf}} \right)^2 x_1 + \frac{\alpha_1}{2} x_1^2 - \omega^* \cdot \tilde{x}_3 + \frac{\alpha_2}{2} \tilde{x}_3^2 \quad (III.54)$$

Donc la fonction d'énergie $H(x)$ ajoutée par la commande est :

$$H_a(x) = \frac{3 \cdot p}{4} \frac{\gamma}{\varphi_{sf}} x_1 x_2^2 - \frac{C_r}{\varphi_{sf}} x_2 - \frac{3 \cdot p}{4} \frac{\gamma}{\varphi_{sf}} \left(\frac{L_q C_r}{p \varphi_{sf}} \right)^2 x_1 + \frac{\alpha_1}{2} x_1^2 - \omega^* \cdot \tilde{x}_3 + \frac{\alpha_2}{2} \tilde{x}_3^2 \quad (III.55)$$

Le calcul de $H_a(x)$ nous permet de trouver le vecteur $K(x)$:

$$K(x) = \begin{bmatrix} K_1(x) \\ K_2(x) \\ K_3(x) \end{bmatrix} = \frac{\partial H_a}{\partial x}$$

$$K_1(x) = \frac{\partial H_d}{\partial x_1} = \frac{3p}{4} \frac{\gamma}{\varphi_{sf}} (x_2^2 - x_2^{*2}) + \alpha_1 \cdot x_1, \quad x_2^* = \left(\frac{L_q C_r}{p \cdot \varphi_{sf}} \right)^2 \quad (\text{III.56})$$

$$K_2(x) = \frac{\partial H_d}{\partial x_2} = \frac{3p}{2} \frac{\gamma}{\varphi_{sf}} x_1 x_2 - \frac{C_r}{\varphi_{sf}} \quad (\text{III.57})$$

$$K_3(x) = \frac{\partial H_d}{\partial x_3} = -\omega^* + \alpha_2 \cdot \tilde{x}_3 \quad (\text{III.58})$$

Donc en remplaçant les expressions (III.56), (III.57), (III.58) dans (III.50) et (III.51), alors l'expression complète de la commande est comme suit :

$$v_d = -R_s \cdot \left[\frac{3p}{4} \frac{\gamma}{\varphi_{sf}} (x_2^2 - x_2^{*2}) + \alpha_1 \cdot x_1 \right] + L_0 \cdot x_3 \cdot \left[\frac{3p}{2} \frac{\gamma}{\varphi_{sf}} x_1 x_2 - \frac{C_r}{\varphi_{sf}} \right] + \left(\frac{L_0}{L_q} - \frac{p}{J} \right) x_2 x_3 \quad (\text{III.59})$$

$$v_q = -L_0 x_3 \left[\frac{3p}{4} \frac{\gamma}{\varphi_{sf}} (x_2^2 - x_2^{*2}) \right] - R_s \left[\frac{3p}{2} \frac{\gamma}{\varphi_{sf}} x_1 x_2 - \frac{C_r}{\varphi_{sf}} \right] + \varphi_{sf} [\omega^* - \alpha_2 \tilde{x}_3] - \left(\frac{L_0}{L_q} - \frac{p}{J} + L_0 \alpha_1 \right) x_1 x_3 \quad (\text{III.60})$$

➤ Analyse de la stabilité au sens de Lyapunov

Nous choisissons une fonction de Lyapunov égale à l'énergie désirée $H_d(x)$ donné par :

$$H_d(x) = \frac{1}{2} \left[\frac{1}{L_d} x_1^2 + \frac{1}{L_q} x_2^2 + \frac{p}{J} x_3^2 \right] + \frac{3p}{4} \frac{\gamma}{\varphi_{sf}} x_1 x_2^2 - \frac{C_r}{\varphi_{sf}} x_2 - \frac{3p}{4} \frac{\gamma}{\varphi_{sf}} \left(\frac{L_q C_r}{p \varphi_{sf}} \right)^2 x_1 + \frac{\alpha_1}{2} x_1^2 - \omega^* \tilde{x}_3 + \frac{\alpha_2}{2} \tilde{x}_3^2 \quad (\text{III.61})$$

Le point d'équilibre désiré x^* est un minimum de $H_d(x)$ alors le gradient de $H_d(x)$ est nulle à ce point :

$$\left[\frac{dH_d}{dx} \right]_{x=x^*} = 0 \Leftrightarrow \begin{bmatrix} \frac{dH_d}{dx_1} \\ \frac{dH_d}{dx_2} \\ \frac{dH_d}{dx_3} \end{bmatrix}_{x=x^*} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III.62})$$

Alors la fonction d'énergie $H_d(x)$ a un extrémum au point d'équilibre désiré x^* .

La condition nécessaire pour que le point d'équilibre x^* soit stable est qu'il soit le minimum de $H_d(x)$, c'est-à-dire le Hessian de $H_d(x)$ au point x^* est une matrice définit positive :

$$\left[\frac{d^2 H_d}{dx^2} \right]_{x=x^*} = \begin{bmatrix} \frac{d^2 H_d}{dx_1^2} (x^*) & \frac{d^2 H_d}{dx_1 x_2} (x^*) & \frac{d^2 H_d}{dx_1 x_3} (x^*) \\ \frac{d^2 H_d}{dx_1 x_2} (x^*) & \frac{d^2 H_d}{dx_2^2} (x^*) & \frac{d^2 H_d}{dx_2 x_3} (x^*) \\ \frac{d^2 H_d}{dx_3 x_1} (x^*) & \frac{d^2 H_d}{dx_3 x_2} (x^*) & \frac{d^2 H_d}{dx_3^2} (x^*) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha_1 + \frac{1}{L_d} & \frac{3}{2} p \frac{\gamma}{\varphi_{sf}} x_2 & 0 \\ \frac{3}{2} p \frac{\gamma}{\varphi_{sf}} x_2 & \frac{1}{L_q} + \frac{3}{2} p \frac{\gamma}{\varphi_{sf}} x_1 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{p}{J} + \alpha_2 \end{bmatrix} \quad (\text{III.63})$$

Pour que $\left[\frac{d^2 H_d}{dx^2} \right]_{x=x^*}$ soit définit positive, il faut que :

$$\frac{p}{J} + \alpha_2 > 0$$

$$\left(\alpha_1 + \frac{1}{L_d} \right) \frac{1}{L_q} > \left(\frac{3}{2} p \frac{\gamma}{\varphi_{sf}} x_2^* \right)^2$$

Sous ses conditions le système en boucle fermé est un système HCP stable au point x^* avec comme fonction de Lyapunov la fonction d'énergie désirée $H_d(x)$.

III.7. Schéma bloc Simulink de la commande IDA-PBC

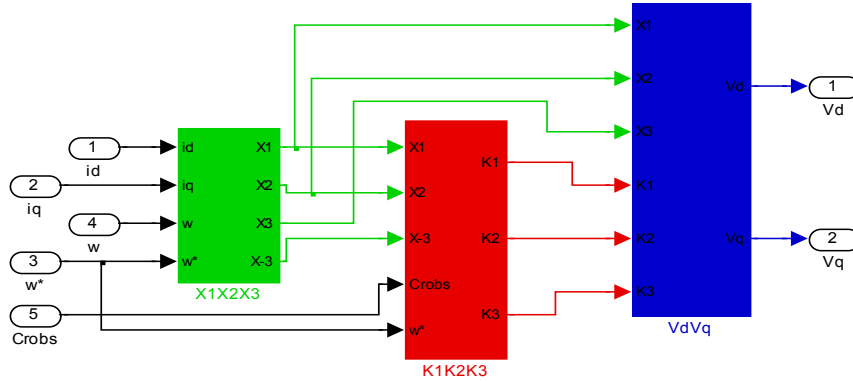


Figure III. 1: modèle Simulink de la commande IDA-PBC

III.8. Commande IDA-PBC d'un MSAP associé à un observateur non linéaire

Il est souvent difficile, pour des raisons économiques ou technologiques, de mesurer les grandeurs nécessaires à la commande d'un système. D'autre part, la commande IDA-PBC nécessite une bonne connaissance des grandeurs difficilement ou même non mesurables (ω, C_r). Des techniques développées en automatique connues sous le nom d'observation d'état apportent une aide considérable pour l'approche et la résolution de ces problèmes.[19]

Il existe de nombreuses techniques d'observation, elles se diffèrent en fonction de la nature du système considéré (linéaire ou non linéaire). Dans notre cas, nous utilisons un observateur non-linéaire.

La commande IDA-PBC suggérée est chargée de créer la dynamique prévue du système, tandis que l'observateur non linéaire est chargé de reconstruire les signaux de couple de charge et de la vitesse angulaire, afin de contraindre le MSAP à suivre la vitesse.

III.8.1. Conception de l'observateur non-linéaire pour la MSAP

Les équations dynamiques de l'observateur sont déterminées en se basant sur l'équation mécanique du MSAP :

$$\frac{d\hat{\omega}}{dt} = \frac{p}{J} \left(\gamma \cdot x_1 + \frac{\varphi_{sf}}{L_q} \right) \cdot x_2 - l_1 (\hat{\omega} - \omega) - \frac{1}{J} \cdot \hat{C}_r \quad (III.64)$$

$$\frac{d\hat{C}_r}{dt} = l_2 (\hat{\omega} - \omega) \quad (III.65)$$

Avec :

$$\gamma = \frac{1}{L_q} - \frac{1}{L_d}, \quad l_1, l_2 > 0$$

L'équation de l'observateur sous la forme matricielle s'écrit est :

$$\frac{d\hat{x}}{dt} = A.\hat{x} + B.u + L(\hat{x} - x) \quad (\text{III.66})$$

Avec : $L = \begin{bmatrix} -l_1 & 0 \\ l_2 & 0 \end{bmatrix}$ L : matrice de gain de l'observateur

La dynamique de l'erreur est obtenue en soustrayant la troisième équation de (III.20) (équation mécanique) de la première équation de (III.64) et en gardant la deuxième équation de (III.65) On obtient alors :

$$\begin{bmatrix} \dot{\tilde{\omega}} \\ \dot{\tilde{C}_r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -l_1 & -\frac{1}{J} \\ l_2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{\omega} \\ \tilde{C}_r \end{bmatrix} \quad (\text{III.67})$$

Les erreurs d'observation sont :

$$\tilde{\omega} = \hat{\omega} - \omega, \quad \tilde{C}_r = \hat{C}_r - C_r$$

La dynamique (III.67) est celle d'un système linéaire autonome qui est asymptotiquement stable pour $l_1, l_2 > 0$.

Les gains l_1, l_2 de l'observateur peuvent être déterminés par la technique de placement de pôles du système (III.67).

Les pôles de l'observateur sont :

$$s_{1,2} = -0.5l_1 \pm 0.5 \sqrt{l_1^2 - \frac{4l_2}{J}}$$

Les pôles sont choisis de telle manière que l'observateur soit stable avec un bon amortissement, on fixe les deux pôles comme suit :

$$s_1 = s_2 = s_p \quad \text{et} \quad l_1 = 2s_p, \quad l_2 = \frac{J}{4} l_1^2$$

Les expressions de commande IDA-PBC sont reformulées en remplaçant les signaux (ω, C_r) par leurs estimés $(\hat{\omega}, \hat{C}_r)$.

➤ **Commande IDA-PBC à interconnexion et amortissement naturels**

$$v_d = -R_s \cdot \frac{\widehat{C}_r}{x_2^2 + (x_1 + \varphi_{sf})^2} \left[x_2 - \frac{L_q \widehat{C}_r}{p \varphi_{sf}^2} (x_1 + \varphi_{sf}) \right] + x_2 \cdot (-\omega^* + \alpha_2 \tilde{x}_3) \quad (III.68)$$

$$v_q = -R_s \cdot \frac{\widehat{C}_r}{x_2^2 + (x_1 + \varphi_{sf})^2} \left[(x_1 + \varphi_{sf}) - \frac{L_q \widehat{C}_r}{p \varphi_{sf}^2} x_2 \right] - (x_1 + \varphi_{sf}) \cdot (-\omega^* + \alpha_2 \tilde{x}_3) \quad (III.69)$$

Et :

$$x_3 = \frac{J}{P} \widehat{\omega}$$

➤ **Commande IDA-PBC avec assignation de l'interconnexion**

$$v_d = -R_s \cdot \left[\frac{3p}{4} \frac{\gamma}{\varphi_{sf}} (x_2^2 - x_2^{*2}) + \alpha_1 \cdot x_1 \right] + L_0 \cdot x_3 \cdot \left[\frac{3p}{2} \frac{\gamma}{\varphi_{sf}} x_1 x_2 - \frac{\widehat{C}_r}{\varphi_{sf}} \right] + \left(\frac{L_0}{L_q} - \frac{p}{J} \right) x_2 x_3 \quad (III.70)$$

$$v_q = -L_0 x_3 \left[\frac{3p}{4} \frac{\gamma}{\varphi_{sf}} (x_2^2 - x_2^{*2}) \right] - R_s \left[\frac{3p}{2} \frac{\gamma}{\varphi_{sf}} x_1 x_2 - \frac{\widehat{C}_r}{\varphi_{sf}} \right] + \varphi_{sf} [\omega^* - \alpha_2 \tilde{x}_3] - \left(\frac{L_0}{L_q} - \frac{p}{J} + L_0 \alpha_1 \right) x_1 x_3 \quad (III.71)$$

Avec : $x_2^* = \left(\frac{L_q \widehat{C}_r}{p \cdot \varphi_{sf}} \right)^2$

III.8.2. Schéma bloc Simulink de l'observateur

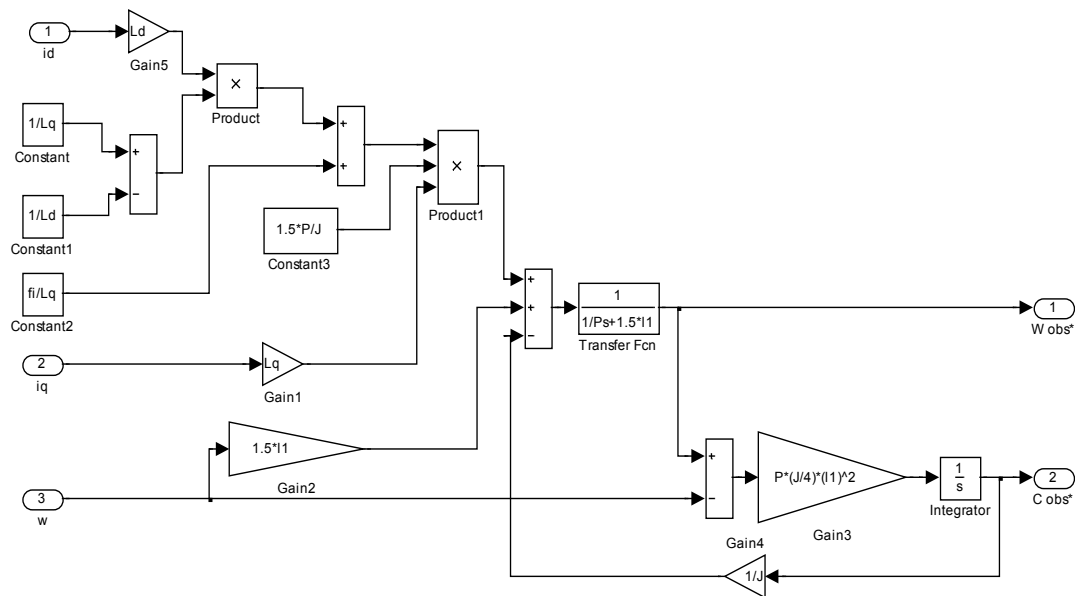


Figure III. 2: Modèle Simulink de l'observateur

III.9. Schéma global simulink (observateur+IDA-PBC+MSAP)

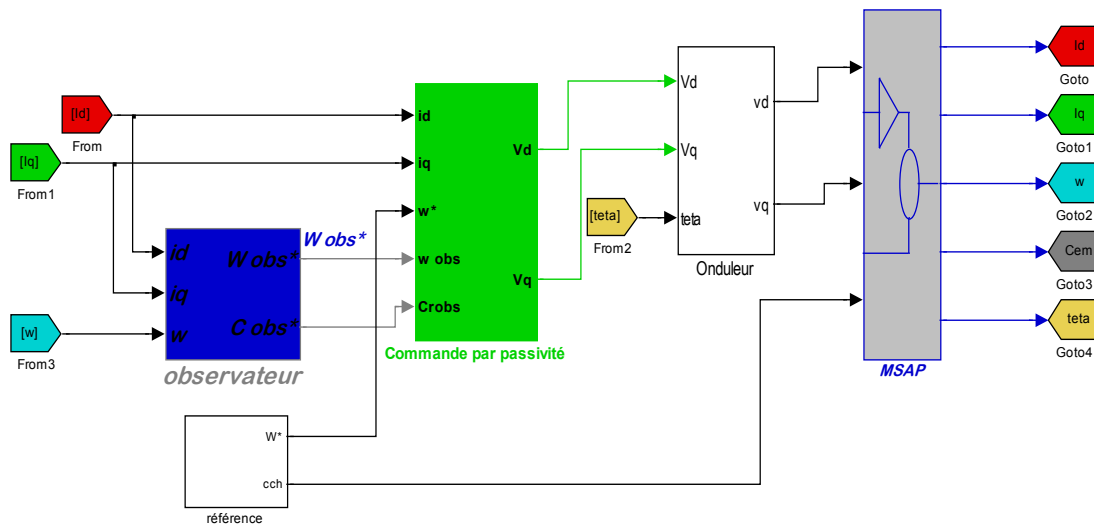


Figure III. 3 : Modèle Simulink du système global

III.10. Résultats de simulation

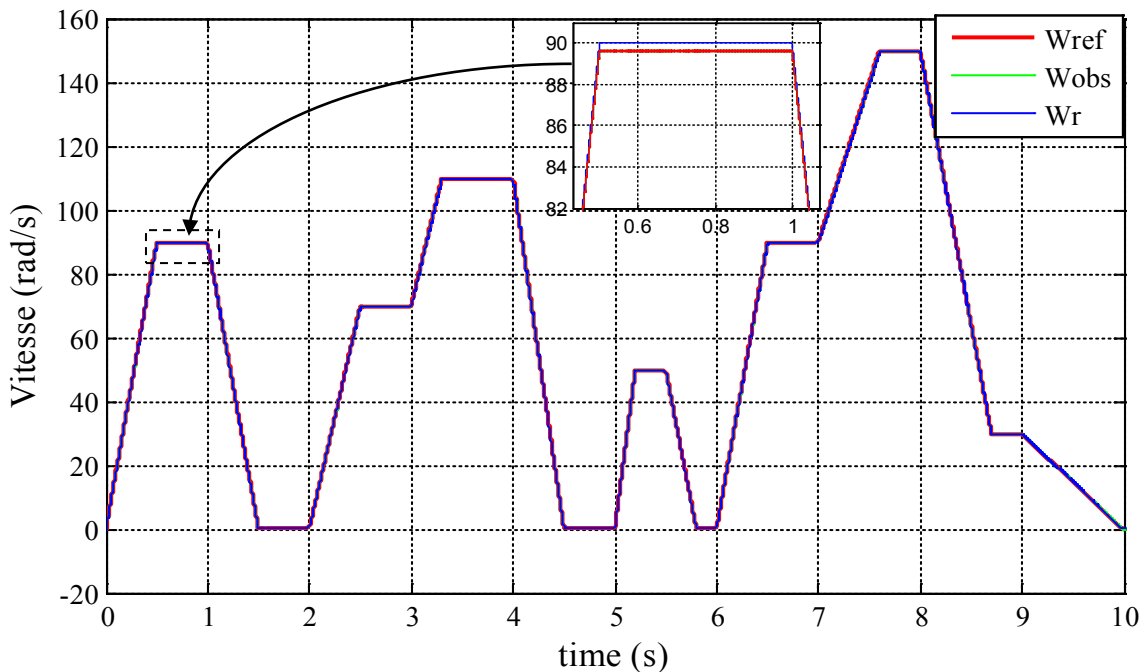


Figure III. 4 : l'allure de la vitesse angulaire

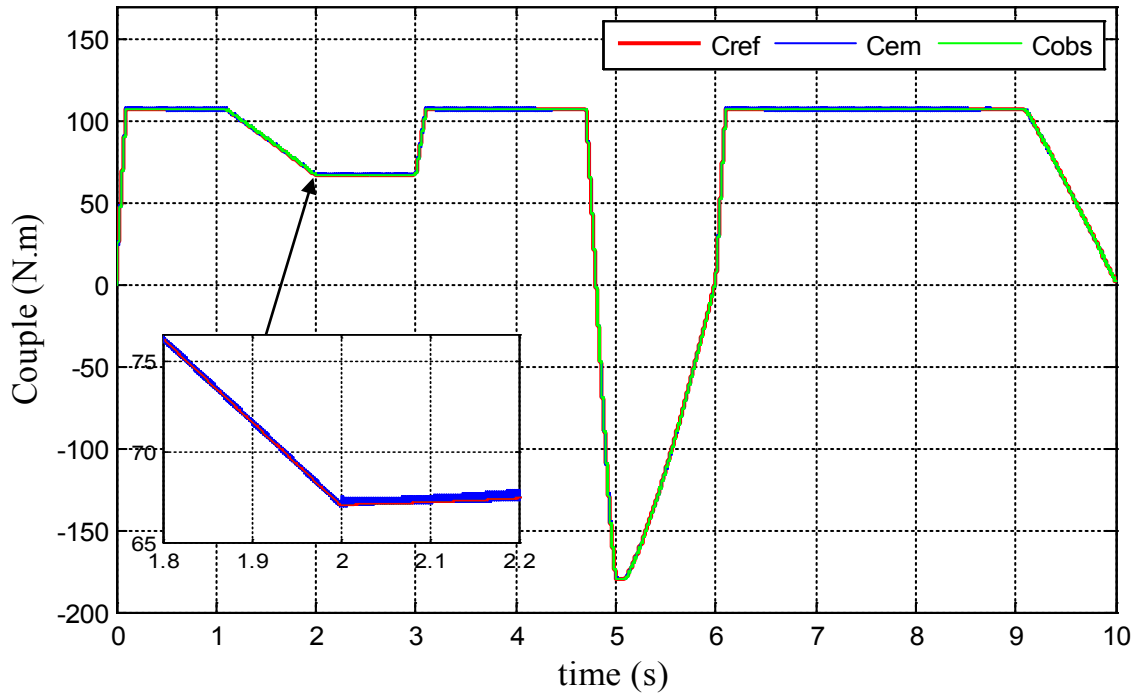


Figure III. 5 : l'allure du couple

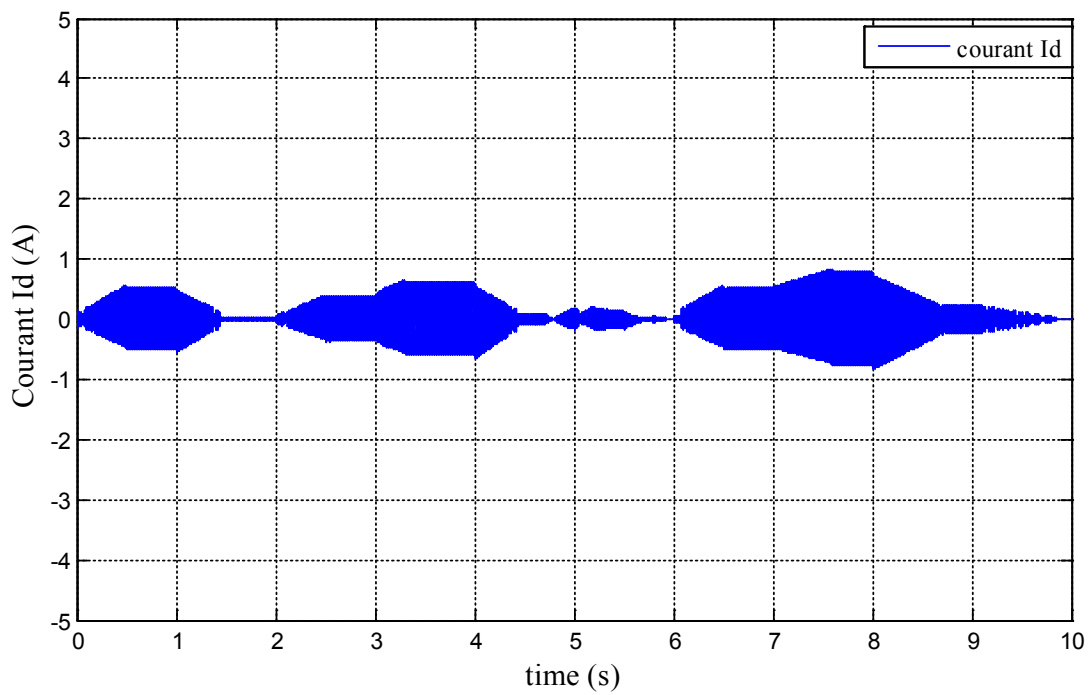


Figure III. 6 : Allure du courant I_d

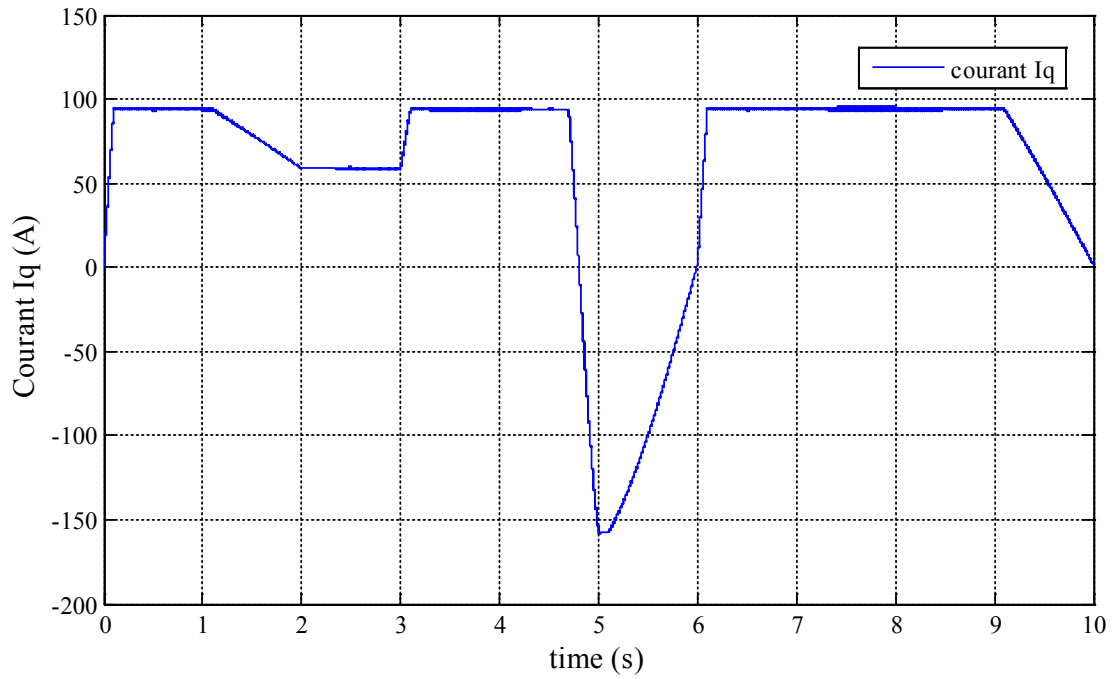


Figure III. 7 : Allure du courant I_q

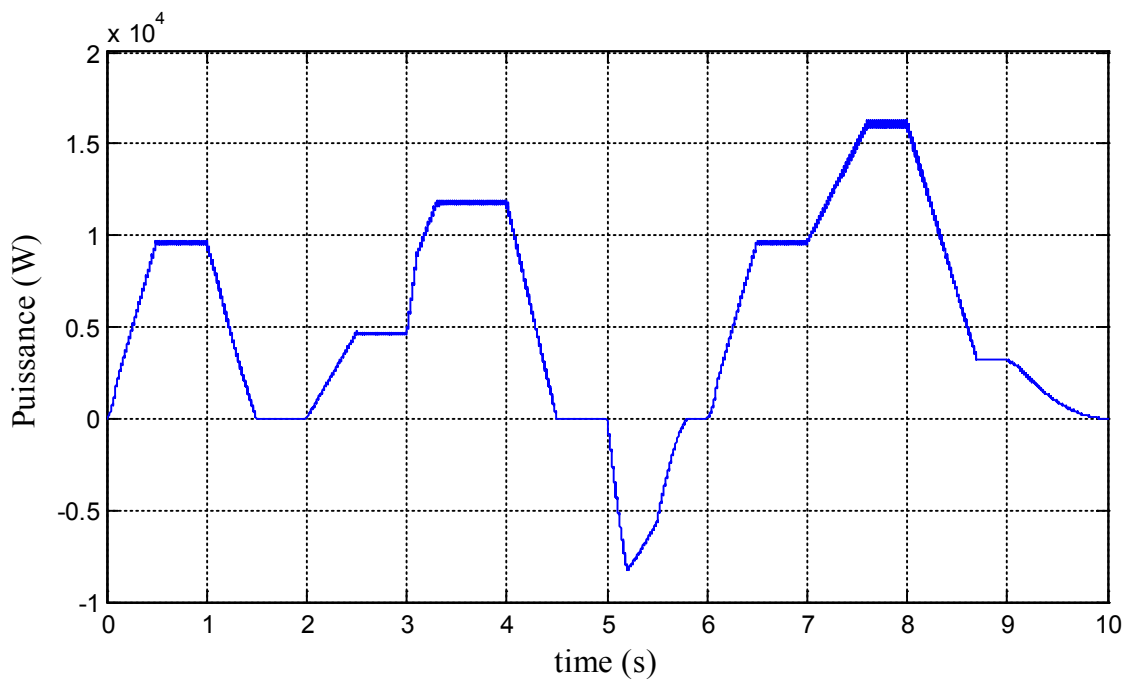


Figure III. 8 : Allure de la puissance électromagnétique

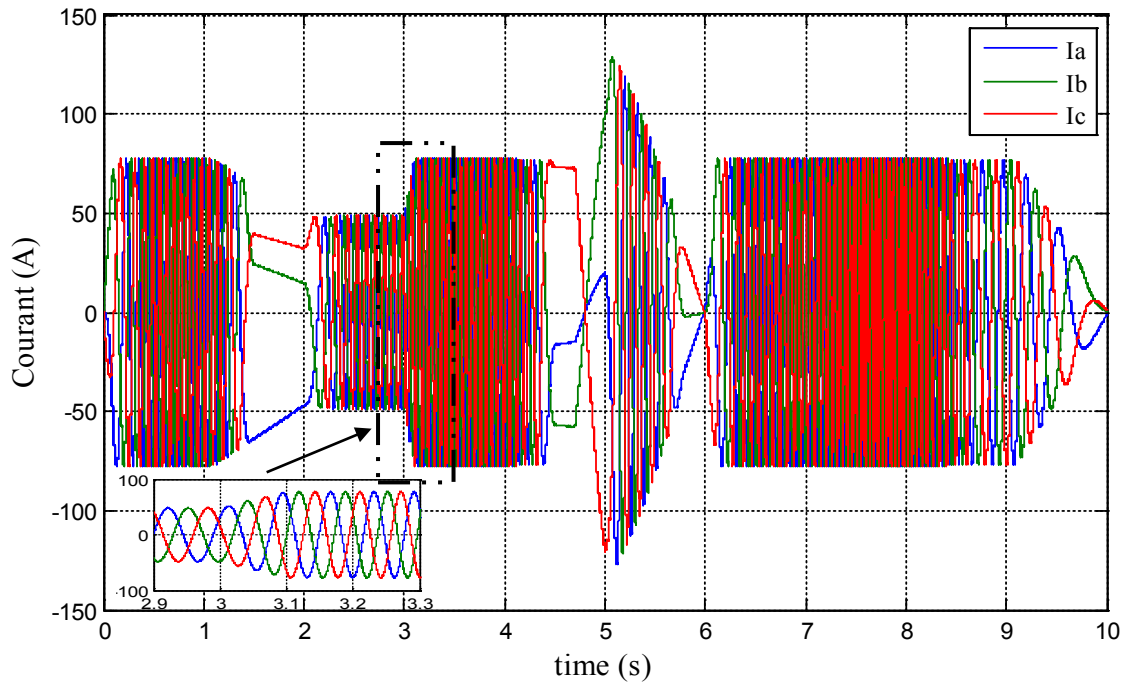


Figure III. 9 : Allure des courants statoriques

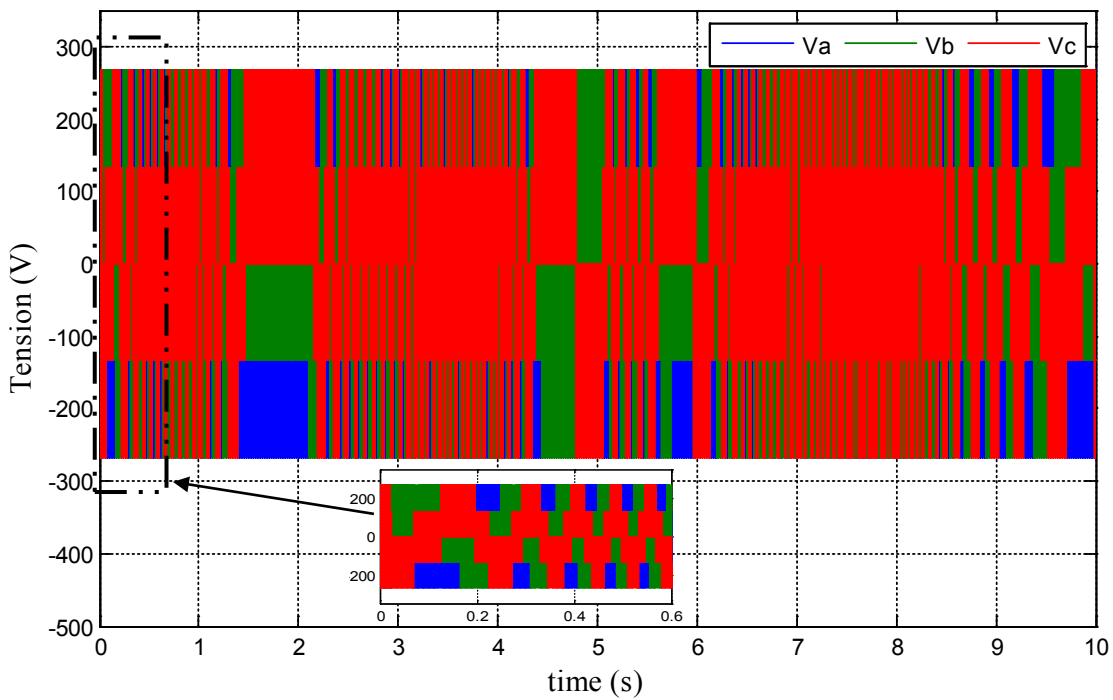


Figure III. 10 : Allures des tensions générées par l'onduleur

III.11. Discussion des résultats

Nous avons testé la loi de commande IDA-PBC avec un observateur de la vitesse angulaire et du couple de charge appliquée au MSAP, alimentée par un onduleur de tension à commande MLI sinus-triangle, représentés par le schéma bloc de la figure (III.3).

Les paramètres α_1 et α_2 du régulateur IDA-PBC sont choisis en utilisant les tests de simulation.

l_1 et l_2 sont les paramètres de l'observateur, calculés en utilisant la méthode de placement de pôles.

Les résultats de simulation montrent que :

- La vitesse angulaire mesurée W_r suit la vitesse de référence W_{ref} (figure III.4). De même, le couple électromagnétique C_{em} suit le couple de charge C_{ref} (référence) (figure III.5), et les signaux W_{obs} et C_{obs} sont bien reconstruits par l'observateur.

Ces résultats présentent des erreurs statiques quasi nulles (négligeables), ce qui montre que notre commande a atteint son objectif.

- Le courant i_d est maintenu à zéro (figure III.6) et le courant i_q prend la même forme que l'allure du couple électromagnétique C_{em} (figure III.7), cela se traduit par la volonté de maintenir le courant i_d à une valeur nulle et à réguler la vitesse par le courant i_q via la tension v_q , et d'obtenir un couple maximum pour une amplitude donnée des courants statoriques (le couple dépend seulement de la composante i_q).
- L'allure de la puissance dépend de la variation de la vitesse ou du couple ou le deux (figure III.8), comme étant la puissance est le produit entre la vitesse et le couple.
- La figure (III.9) montre les courants statoriques i_{abc} qui ont une forme sinusoïdale, et la figure (III.10) et les tensions V_{abc} générées par l'onduleur ont une forme proche de la sinusoïde.

Nous observons que les réponses obtenues, en particulier les courbes de courant et de couple présentent des ondulations, ces harmoniques apparaissent à cause de l'utilisation de l'onduleur (l'effet de la commutation).

III.12. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons parlé sur la propriété de la passivité qui est largement utilisée pour l'analyse et la synthèse des systèmes non-linéaires, en élaborant le modèle Hamiltonien Commandé par Port (PCH) pour le MSAP, qui est une méthode de modélisation qui consiste à décomposer le système (MSAP) en sous-systèmes en identifiant les échanges énergétiques représentés par les matrices d'interconnexion et d'amortissement.

Ainsi, nous avons élaboré la méthodologie de la commande IDA-PBC, ensuite, en associant à cette commande un observateur non-linéaire, nous l'avons appliquée pour le contrôle de la MSAP.

La méthode proposée dans ce travail pour la synthèse de la commande est la commande IDA-PBC avec assignation de l'interconnexion, où la matrice d'interconnexion est modifiée pour émuler le comportement d'une machine à pôles lisses.

Les résultats obtenus montrent que la commande IDA-PBC développée pour la MSAP en associant un observateur du couple de charge et de la vitesse angulaire, permet d'obtenir de bonnes performances sur le comportement dynamique de la machine.

Dans le chapitre suivant, nous allons appliquer le système (MSAP commandé par IDA-PBC) dans un système à traction électrique.

Chapitre IV

Application véhicule électrique

IV.1. Introduction

Le véhicule électrique constitue en ces derniers temps une solution potentielle au remplacement du véhicule conventionnel (thermique). Même s'il n'est pas encore en mesure de s'imposer sur le marché des véhicules particuliers, il reste sans conteste une bonne solution en rapport à la disposition d'une source d'énergie embarquée performante.

Ainsi, les recherches se focalisent dans le domaine automobile sur l'étude des moteurs électriques de propulsion, et leurs commandes. Le moteur électrique le plus utilisé est le moteur synchrone à aimants permanents, parce que ce type de moteur est le plus populaire dans l'entraînement des véhicules électrique grâce à ses excellentes performances en termes du rendement, de couple et de puissance massiques.

Ce chapitre, sera consacré pour l'application de ce système (machine synchrone à aimants permanents commandée par IDA-PBC) dans un système global de traction électrique en l'occurrence un système de sources pile à combustible et supercondensateur.

IV.2. Dynamique d'un véhicule électrique VE

La modélisation de la dynamique du VE est critique, afin de comprendre les phénomènes qui régissent leurs fonctionnements complexes, il est nécessaire d'étudier les sous-systèmes qui les composent. Dans le but d'étudier la commande du véhicule, il est nécessaire de disposer d'un modèle qui rend compte de la dynamique du véhicule à partir des efforts de traction développés par ses actionneurs et des forces de résistance due au déplacement. Le comportement d'un véhicule en mouvement le long de son sens de déplacement est déterminé par toutes les forces qui lui agissent dans cette direction [14].

La figure IV. 1 montre les forces agissant sur un véhicule dans une pente.

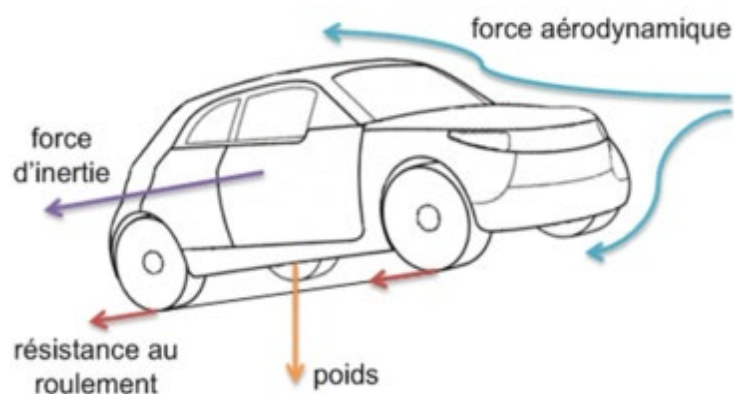


Figure IV. 1 : Les forces agissant sur un véhicule

Le véhicule électrique choisi dans tout ce qui suit est propulsé par les deux roues motrices de l'arrière. Les deux roues seront commandées par un moteur synchrone à aimants permanents à travers un réducteur de rapport fixe.

Selon la deuxième loi de Newton, l'accélération du véhicule peut être écrite comme :

$$F_{tot} - F_{rés} = M \cdot \frac{dv}{dt} \quad (IV.1)$$

Où :

- v : La vitesse du véhicule ;
- F_{tot} : l'effort de traction totale du véhicule ;
- $F_{rés}$: la résistance totale ;
- M : la masse totale du véhicule.

L'effort total de traction d'un véhicule peut se décomposer en :

$$F_{tot} = F_r + F_a + F_g + F_{acc} \quad (IV.2)$$

Où :

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

➤ **Force de roulement**

La force de résistance de roulement F_r est produite par le pneu au contact de la surface de la chaussée, elle est liée au coefficient de roulement des roues C_{rr} . Pratiquement ce coefficient de roulement vaut environ 0.01 (environ 0.015 pour des pneus classiques), il dépend de la largeur des pneus et du revêtement routier [30].

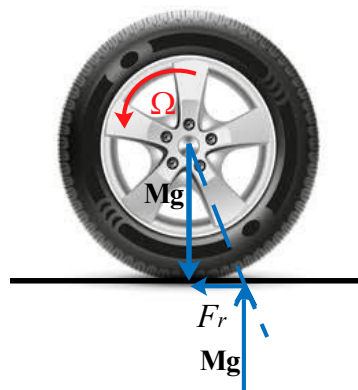


Figure IV. 2 : La force de roulement sur la roue

Si les pneus d'avant sont différents des pneus arrières, l'effort de résistance au roulement vaut :

$$F_r = (C_{rr-av}m_{av} + C_{rr-ar}m_{ar})g \approx MgC_{rr-moy} \quad (IV.3)$$

Avec :

m_{av} et m_{ar} sont les masses portées par les roues avant et arrière.

M : est la masse totale du véhicule.

g : est l'accélération de la pesanteur.

➤ **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 :

$$F_a = \frac{1}{2} \rho \cdot S_f \cdot C_x (V - V_{vent})^2 \quad (\text{IV.4})$$

Avec :

ρ : Densité volumique de l'air, en générale pris égal à 1,23(kg/m³).

S_f : Section frontale du véhicule.

V : Vitesse du véhicule.

V_{vent} : Vitesse du vent.

➤ **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). Pour caractériser le profil de la route sur un parcours donné, il faut cartographier la pente en fonction de la distance et déterminer ce qui permet de déduire la pente à chaque instant [30].

$$F_g = Mg \sin(\alpha_p) \quad (\text{IV.5})$$

Avec :

α_p : L'angle de la pente.

➤ **Force d'accélération**

La force due à l'accélération F_{acc} assure le comportement dynamique souhaité par le conducteur, cette force est obtenue par le produit entre la masse de véhicule et l'accélération imposée par le conducteur [14].

$$F_{acc} = M \frac{dv}{dt} = M \cdot \gamma \quad (\text{IV.6})$$

Avec :

γ : L'accélération de véhicule.

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

$$P = F_{tot} \cdot V \quad (IV.7)$$

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

$$C_{tot} = F_{tot} \cdot R \quad (IV.8)$$

Avec :

R : Rayon de la roue.

Le couple résistant appliqué au véhicule s'écrit :

$$Cr = F_{rés} \cdot R \quad (IV.9)$$

Avec :

$$F_{rés} = F_r + F_a + F_g \quad (IV.10)$$

Où :

$F_{rés}$: La force de résistance totale.

La vitesse angulaire des roues ω_{roue} est liée à la vitesse du véhicule V par la relation :

$$\omega_{roue} = \frac{V}{R} \quad (IV.11)$$

Cette dynamique est couplée à la motorisation électrique étudiée dans le chapitre III à travers un réducteur. Cela permet l'adaptation des vitesses de rotation et des couples entre l'arbre de la machine électrique et les roues. Ce réducteur doit être choisi de manière à ce que le couple transmissible soit toujours supérieur au couple résistant.

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

$$\omega_{r(mot)} = n \cdot \omega_{roue} \quad (IV.12)$$

Avec :

n : est le rapport de réduction de vitesse.

Les paramètres du model dynamique du véhicule sont donnés sur le tableau suivant :

Tableau IV. 1: Paramètres du véhicule

	Symbole	Valeur
Densité d'air	ρ	1.23 kg/m ³
Surface frontale du véhicule	S_f	1 m ²
Coefficient aérodynamique	C_x	0.32
Masse du véhicule	M	1200 kg
Rayon de la rue	R	0.33 m

IV.3. Véhicule électrique à pile à combustible

La propulsion dans les véhicules électriques à pile à combustible est intégralement assurée par un ou plusieurs moteurs électriques. Elle n'engendre donc aucune pollution atmosphérique locale, ni bruit et avec une grande autonomie. Malgré leurs avantages, les piles à combustible ne sont pas une source électrique idéale. En effet, elles ont un temps de réponse lent et ne sont pas réversibles en puissance. Ces deux caractéristiques ne leurs permettent pas de répondre directement aux exigences des dynamiques des véhicules [32]. Dans le cadre d'une utilisation automobile, la pile à combustible est donc généralement assistée d'une source secondaire d'énergie électrique. Ce type de véhicule est alors appelé « véhicule électrique hybride à pile à combustible ». [33]

IV.4. Véhicule électrique hybride à pile à combustible

Un véhicule hybride est un système faisant appel à plusieurs sources d'énergie distinctes pour se mouvoir. Son concept remonte au début de l'histoire de l'automobile sauf que son but principal n'est pas de réduire la consommation de combustible, n'est même d'aider le moteur à combustion interne, mais plutôt de supprimer carrément la présence d'un moteur conventionnel dans les véhicules. Dans un véhicule à pile à combustible hybride c'est la source de puissance qui est hybride, la motorisation reste entièrement électrique. Un véhicule à pile à combustible hybride comporte donc deux sources d'énergie qui alimentent le moteur électrique : une source d'énergie primaire (la pile à combustible) et une source d'énergie auxiliaire appelée élément de stockage (ES) [31,34].

Les rôles des deux sources au sein d'un véhicule d'énergie sont décrits comme suit Figure (IV. 3) :

1. La source 1 fournit la puissance nécessaire à la charge (chemin 1 sur la figure).
2. La source 2 fournit la puissance nécessaire à la charge (chemin 2 sur la figure).
3. Les deux sources 1 et 2 fournissent la puissance en même temps (chemins 1 et 2).
4. La source 2 absorbe la puissance à partir de la charge (chemin 4).

5. La source 2 absorbe la puissance à partir de la source 1 (chemin 3).
6. La source 2 reçoit la puissance à partir de la charge et de la source 1 simultanément (chemins 3 et 4).
7. La source 1 délivre la puissance à la charge et à la source 2 en même temps (chemins 1 et 3).

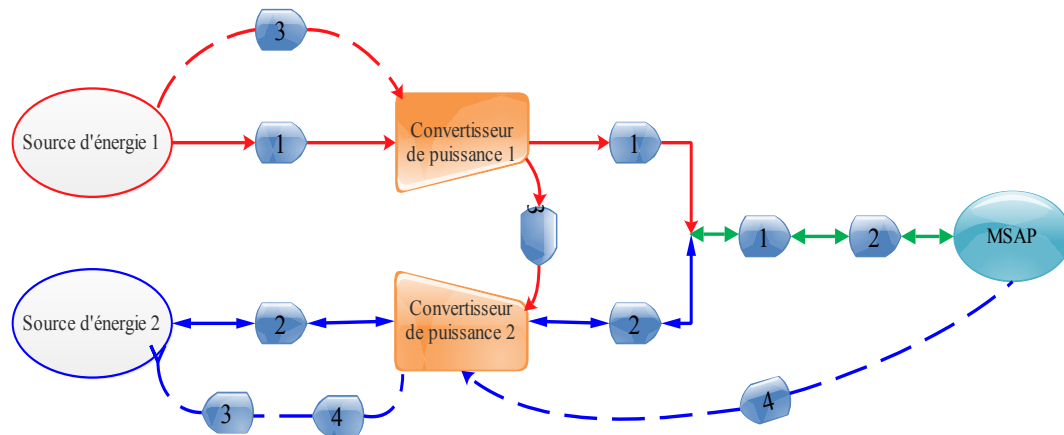


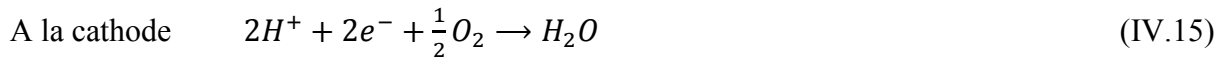
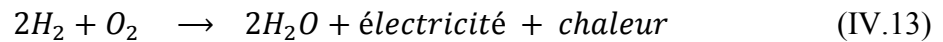
Figure IV. 3 : Schéma illustrant le concept d'un véhicule hybride

Cela dit, dans un véhicule hybride à PàC, une première source est la pile à combustible associée à un système de conversion de puissance, qui est dans ce cas un hacheur DC/DC, alors que la deuxième source est un accumulateur électrique combiné lui aussi à un hacheur DC/DC réversible. Ce couplage de source va permettre la minimisation de consommation de l'hydrogène tout en assurant une bonne performance du véhicule. Cela est assuré, en faisant fonctionner les éléments près de leurs points de rendements maximum avec une stratégie de commande adéquate grâce au freinage régénératif. Ce dernier n'est autre que l'utilisation de l'énergie cinétique produite par la rotation des roues transformée en électricité par le fonctionnement en générateur du moteur électrique, ce qui permet simultanément de recharger l'élément de stockage et de frein de véhicule [31].

IV.5. Composantes du véhicule électrique hybride à pile à combustible

IV.5.1. La pile à combustible (PàC)

Une pile à combustible est un dispositif de conversion d'énergie, constitué d'un empilement de cellules électrochimiques en série, qui convertit l'énergie chimique directement en énergie électrique sans aucun processus thermique ou mécanique. Le fonctionnement d'une pile à combustible repose sur une réaction d'oxydoréduction électrochimique. Elle fait réagir l'hydrogène et l'oxygène pour produire de l'électricité, de l'eau et de la chaleur, selon la réaction chimique globale suivante :



➤ **Dynamique du système pile à combustible :**

Un système pile à combustible ne peut pas délivrer instantanément sa puissance maximale. Sa dynamique est principalement limitée par celle du compresseur d'air. Généralement le temps de réponse du système pile à combustible est de l'ordre de quelques secondes et peut affecter les performances dynamiques du véhicule lors de fortes accélérations. [33]

Il existe plusieurs types de piles à combustible qui se diffèrent par leurs caractéristiques, dans notre travail nous avons choisi la PEMFC (proton exchange membrane fuel cell) où pile à membrane échangeuse de protons, grâce à ses caractéristiques les plus adéquates aux véhicules à traction électrique, surtout son temps de démarrage et de réponse très rapides, ainsi sa densité massique de puissance élevée qui la rende assez compacte et économique.

Les études se concentrent sur ce type de PàC afin de la développer et de surmonter les défis techniques et économiques permettant sa commercialisation.

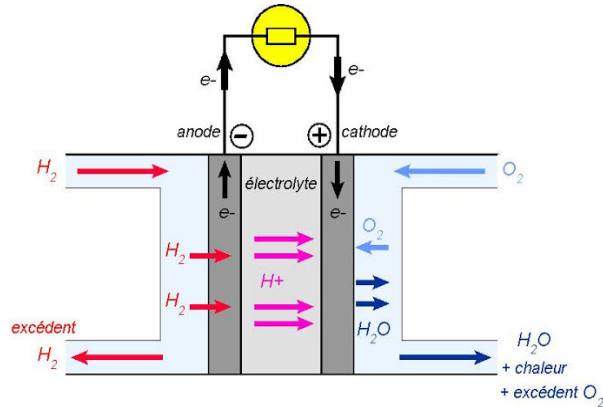


Figure IV. 4 : schéma de principe d'une pile a combustible PEMFC

IV.5.2. L'élément de stockage d'énergie (ES)

Un véhicule électrique à pile à combustible contient généralement au moins deux sources d'énergie : la pile à combustible et un système de stockage temporaire d'énergie comme un banc de super-condensateurs ou une batterie.

Dans notre cas, nous avons choisi les super-condensateurs grâce à leurs caractéristiques offertes surtout sa durée de vie longue en termes de nombre de cycles de charge/décharge, une

puissance spécifique supérieure à celle des batteries et de densité de puissance et un temps de réponse rapide.

IV.5.2.1. Super-condensateurs

Un super condensateur, également appelé condensateur double couche, en polarisant une solution électrolytique permet de Stocker l'énergie de manière électrostatique. Bien qu'il s'agisse d'un dispositif électrochimique, là où on trouve aucune réaction impliquée dans son mécanisme de stockage d'énergie. Ce mécanisme est très réversible et permet au super condensateur à être chargé et déchargé des centaines de milliers de fois [31].

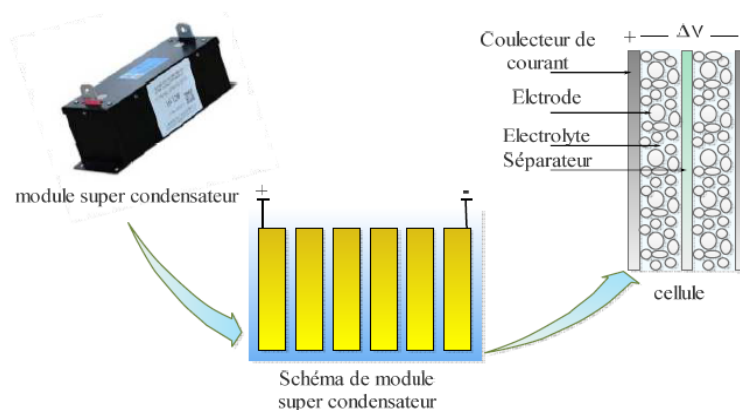


Figure IV. 5 : Structure d'un super condensateur [31]

Les super-condensateurs, ayant des caractéristiques intrinsèques complémentaires à celles du système au FC à cause de leur dynamique très rapide, sont le premier choix du stockage d'énergie. [32]

IV.5.3. Hybridation de l'alimentation FC/SCs

Le concept de cette hybridation consiste à répartir la puissance à fournir à la charge, une partie dédiée à la pile à combustible et l'autre aux super-condensateurs. Sachant que cette répartition de puissance dépend de la stratégie de commande mise en application [32].

Il existe différentes topologies d'interconnexion des sources du véhicule électrique, à zéro degré de liberté (pas de gestion de l'énergie), à un degré de liberté (gestion d'énergie d'une seule source) et à deux degrés de liberté (gestion d'énergie des deux sources). Dans notre travail, nous avons choisi la topologie d'interconnexion à deux degrés de liberté afin de mieux gérer les deux sources, voire la PàC et SCs. Cette solution est coûteuse mais très utile.

Cette topologie contient un bus continu alimenté par une pile à combustible à travers un hacheur élévateur qui maintient la tension du bus continu V_{bus} à sa référence V_d , et un moyen de stockage basé sur des super-condensateurs qui est connecté au bus continu à travers d'un hacheur abaisseur-élévateur bidirectionnel en courant ; comme le montre la figure (IV. 6).

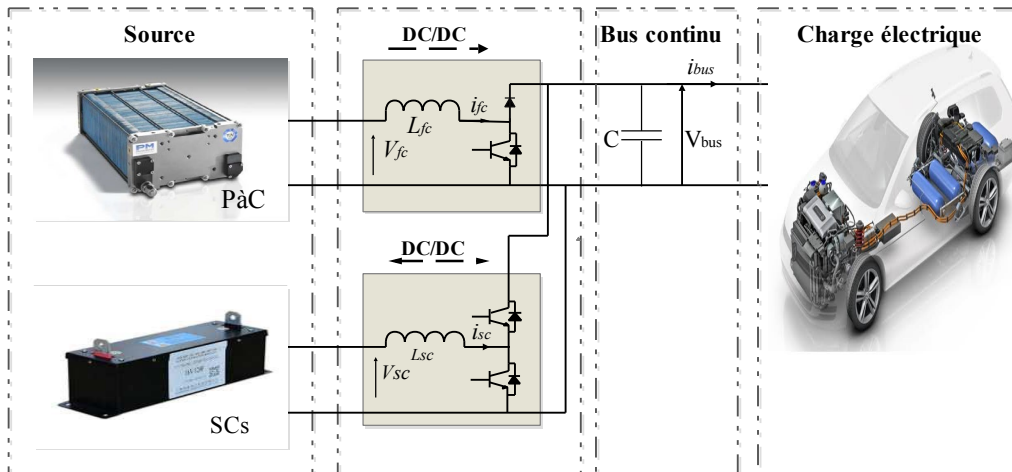


Figure IV. 6 : Schéma de principe de la structure à deux convertisseurs (deux degrés de liberté)

IV.6. Modélisation des composants

IV.6.1. Pile à combustible

➤ Caractéristique électrique

La caractéristique électrique d'une pile à combustible est déterminée par le nombre de cellules en série, définissant la tension totale et par la taille de la surface active, déterminant le courant délivré. La tension à vide dite (tension de Nernst) est d'environ 1,23 V. Lorsque la densité de courant augmente, les pertes sont plus importantes (pertes d'activation et ohmique): la tension diminue. Pour de fortes densités de courant, la tension chute rapidement (pertes de concentration) [35].

On peut tracer le circuit électrique équivalent du PAC comme suit :

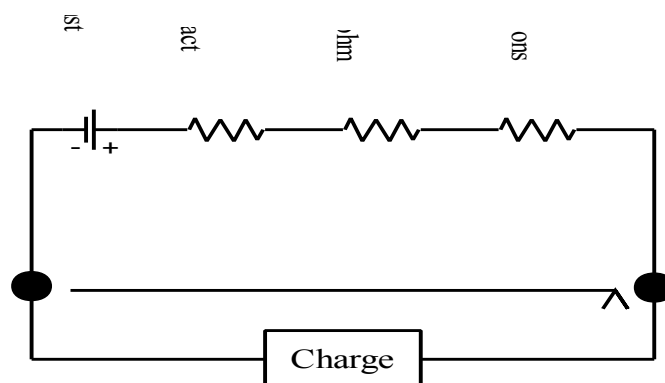


Figure IV. 7 : Schéma électrique équivalent d'une PàC

Donc la tension de la pile (UPAC) est exprimée comme suit :

$$U_{pac} = n * (E_{Nernst} - V_{ohm} - V_{conc}) \quad (IV.16)$$

Avec :

n : Le nombre des cellules élémentaires de la pile.

E_{nernst} : La tension de Nernst.

V_{act} : La surtension d'activation.

V_{ohm} : La surtension ohmique.

V_{conc} : La surtension de concentration.

• **La Tension de Nernst**

C'est une potentielle thermodynamique réversible de chaque pile. Elle représente la tension à vide de la pile (tension théorique). Cette tension s'exprime comme suit :

$$E_{Nernst} = \frac{\Delta G}{2.F} - \frac{\Delta S}{2.F} (T - T_{ref}) + \frac{R.T}{2.F} \left[\ln(P_{H_2}^*) + \frac{1}{2} \ln(P_{O_2}^*) \right] \quad (IV.17)$$

Avec :

ΔG : Le changement d'énergie libre ($J/k. mol$).

ΔS : Le changement d'entropie ($J/k. mol$).

F : La constante de faraday ($96,487 C/k. mol$).

T : La température de fonctionnement de la pile (k).

T_{ref} : La température de référence (k).

R : La constante universelle du gaz ($8,314 J/k. mol$).

Lorsque nous substituons les valeurs standards pour la température et la pression, l'équation devient simplifiée comme suit :

$$E_{Nernst} = 1.229 - 0.85 \times 10^{-3} (T - 298.15) + 4.31 \times 10^{-5} \times T \times \ln \left(P_{H_2}^* \sqrt{P_{O_2}^*} \right) \quad (IV.18)$$

Avec :

$P_{H_2}^*$: La pression partielle à l'interface d'hydrogène (atm), elle donné comme suite :

$$P_{H_2}^* = P_{anode} \times \left(1 - \frac{1}{2} X_{H_2O}^{sat} \right) \quad (IV.19)$$

P_{anode} : est la pression de l'hydrogène à l'anode.

$P_{O_2}^*$: La pression partielle à l'interface de l'oxygène (atm), elle donné comme suite :

$$P_{O_2}^* = P_{cathode} \times (1 - X_{H_2O}^{sat}) \quad (IV.20)$$

$P_{cathode}$: est la pression de l'hydrogène à la cathode.

$X_{H_2O}^{sat}$: La fraction molaire de saturation de l'eau dans le gaz humidifié et supposée à 50 %, donc les équations (IV.19) (IV.20) deviennent :

$$P_{H_2}^* = P_{anode} \times \left(\frac{3}{4}\right) \quad (IV.21)$$

$$P_{O_2}^* = P_{cathode} \times \left(\frac{1}{2}\right) \quad (IV.22)$$

• **Polarisation d'activation**

Les pertes d'activations sont dues au démarrage des réactions chimiques, elles sont essentiellement dues aux réactions cathodiques. La relation entre les pertes d'activations et la densité de courant est exprimée dans l'équation suivante :

$$V_{act} = \varepsilon_1 + (\varepsilon_2 \times T) + (\varepsilon_3 \times T) \times \ln(C_{O_2}^*) + \varepsilon_4 \times T \times \ln(I_{PAC}) \quad (IV.23)$$

Avec :

$\varepsilon_1, \varepsilon_2, \varepsilon_3, \varepsilon_4$: coefficients paramétriques appropriés à chaque modèle physique de PaC.

I_{PAC} : Le courant de fonctionnement de la pile (A).

$C_{O_2}^*$: La concentration d'oxygène à la surface du catalyseur (mol/cm^3). Elle est exprimée par la loi de Henry comme suit :

$$C_{O_2}^* = \frac{P_{O_2}^*}{\left(5.08 \times 10^6 \times e^{-\left(\frac{498}{T}\right)}\right)} \quad (IV.24)$$

• **Polarisation ohmique**

Les pertes ohmiques sont dues à la résistance qu'opposent les électrodes et les plaques bipolaires à la circulation des électrons et l'électrolyte au passage des protons. La chute de tension correspondante s'écrit :

$$V_{ohm} = I_{PAC} \times (R_M + R_C) \quad (IV.25)$$

Avec :

R_C : La résistance équivalente de contact à la conduction des électrons.

R_M : La résistance équivalente de la membrane à la conduction des protons. On peut calculer comme suit :

$$R_M = \frac{l \times r_M}{A} \quad (IV.26)$$

Où :

l : L'épaisseur de la membrane (μm).

A : La surface active de la pile en (cm^2).

r_M : La résistivité spécifique de la membrane ($\Omega.cm$). Elle est calculée à partir de la relation suivante :

$$r_M = \frac{181.6 \times \left[1 + 0.03 \times \left(\frac{I_{PAC}}{A} \right) + 0.062 \times \left(\frac{T}{303} \right)^2 \times \left(\frac{I_{PAC}}{A} \right)^{2.5} \right]}{\left[\delta_{H_2O/SO_3^-} - 0.634 - 3 \times \left(\frac{I_{PAC}}{A} \right) \right] \times \exp \left[4.18 \times \left(\frac{T-303}{T} \right) \right]} \quad (IV.27)$$

Le terme $\frac{181.6}{\left(\delta_{H_2O/SO_3^-} - 0.634 \right)}$ représente la résistance spécifique de la membrane ($\Omega.cm$) à $I_{PAC} = 0$ et à une température de $30^\circ C$ ($T = 303 K$). Le terme exponentiel au dénominateur est le facteur de correction de la température si celle dernière n'est pas à $30^\circ C$.

δ_{H_2O/SO_3^-} : est la teneur en eau dans la membrane, admettant une valeur minimale et maximale respectivement de 0 et de 22, et « A » la surface active de la pile (cm^2).

En remplaçant les relations, l'expression de la polarisation ohmique devient:

$$V_{ohm} = \frac{I_{PAC}}{A} \left[\frac{181.6 \times \left[1 + 0.03 \times \left(\frac{I_{PAC}}{A} \right) + 0.062 \times \left(\frac{T}{303} \right)^2 \times \left(\frac{I_{PAC}}{A} \right)^{2.5} \right]}{\left[\delta_{H_2O/SO_3^-} - 0.634 - 3 \times \left(\frac{I_{PAC}}{A} \right) \right] \times \exp \left[4.18 \times \left(\frac{T-303}{T} \right) \right]} \times l + A \times R_C \right] \quad (IV.28)$$

• Polarisation de concentration

Aux densités de courant élevées, la surtension de concentration (la polarisation de concentration) causée par la variation de concentration des réactifs (hydrogène ou oxygène) sur les électrodes, surtout à la cathode. Ces pertes sont données par la relation suivante :

$$V_{conc} = -B \left(1 - \frac{J}{J_{max}} \right) \quad (IV.29)$$

Avec :

J : La densité de courant (A/cm^2).

J_{max} : La densité de courant maximale (A/cm^2).

B : La constante électrochimie (V).

On remplace les expressions des pertes dans l'équation (IV.16), et on obtient le potentiel réel global de la pile à combustible PEMFC, par l'équation suivante :

$$U_{PAC} = n * \left[\left(1.229 - 0.85 \times 10^{-3} (T - 298.15) + 4.31 \times 10^{-5} \times T \times \ln(P_{H_2}^* \sqrt{P_{O_2}^*}) \right) - (\varepsilon_1 + (\varepsilon_2 \times T) + (\varepsilon_3 \times T) \times \ln(C_{O_2}^*) + \varepsilon_4 \times T \times \ln(I_{PAC})) - \frac{I_{PAC}}{A} \left[\frac{181.6 \times \left[1 + 0.03 \times \left(\frac{I_{PAC}}{A} \right) + 0.062 \times \left(\frac{T}{303} \right)^2 \times \left(\frac{I_{PAC}}{A} \right)^{2.5} \right]}{\left[\delta_{H_2O/SO_3^-} - 0.634 - 3 \times \left(\frac{I_{PAC}}{A} \right) \right] \times \exp \left[4.18 \times \left(\frac{T-303}{T} \right) \right]} \times l + A \times R_C \right] + B \left(1 - \frac{J}{J_{max}} \right) \right] \quad (IV.30)$$

En introduisant les équations définies précédemment sous Matlab/simulink, nous avons la caractéristique tension/ densité de courant suivant :

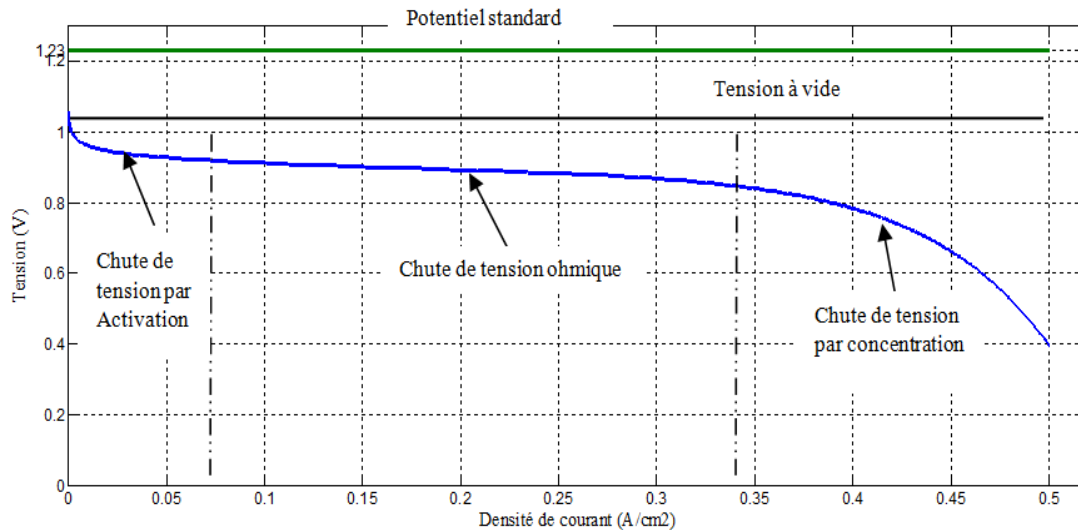


Figure IV. 8 : caractéristique tension-densité courant d'une pile à combustible PEM

La courbe de polarisation (figure IV. 8) peut être décomposée en 3 zones distinctes, chacune caractérisée par des chutes de tension prépondérantes [33] :

- Chute de tension par activation :

La réaction électrochimique doit franchir un seuil d'activation pour s'initier. Ce seuil est dû à la lenteur de la réaction électrochimique à la surface des électrodes. La couche de catalyseur présente dans les électrodes aide à accélérer la réaction.

- Chute de tension ohmique :

Les chutes de tension ohmiques sont causées par la résistance électrique de la membrane et par la résistance électrique de l'ensemble électrodes/plaques bipolaires.

- Chute de tension par concentration :

Les chutes de tension par concentration résultent d'un manque de réactifs. Lorsque la densité de courant devient élevée la diffusion des gaz dans les électrodes n'est plus assez rapide pour entretenir la réaction.

IV.6.2. Super-condensateur (SC)

La modélisation la plus simple d'un super-condensateur est composée d'une capacité idéale en série avec une résistance (modèle RC simple), mais ce modèle ne permet pas de prendre en compte tous les phénomènes existants au sein d'un super-condensateur. Un autre

modèle similaire au précédent qui modélise l'effet de l'autodécharge en ajoutant une résistance en parallèle avec la capacité.

Il existe un autre modèle non linéaire qui contient plusieurs branches RC en parallèle. La première branche de ce dernier possède une capacité variable en fonction de la tension, mais ce modèle est pris et simplifié à deux branches RC. La première branche dite principale, décrit les phénomènes rapides (charge, décharge) et la deuxième dite lente pour décrire la redistribution interne de l'énergie après les dits phénomènes. Nous considérons le circuit électrique équivalent à deux branches RC comme le montre la figure (IV. 9). [31]

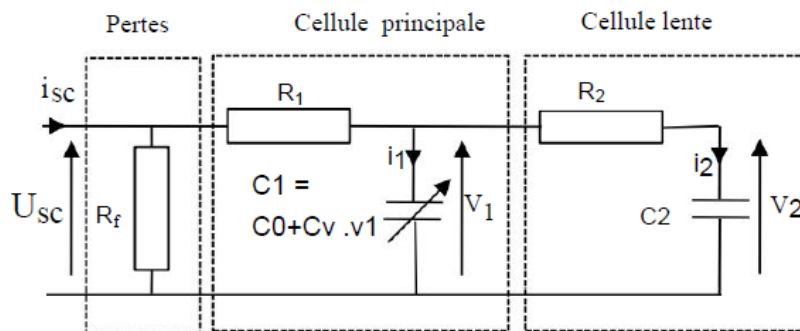


Figure IV. 9 : schéma électrique équivalent d'un super-condensateur : modèle à deux branches

La capacité principale C_1 (capacité différentielle) dépend de la tension V_1 . Elle est constituée d'une capacité constante C_0 (en F) et d'un paramètre constant C_v (en F/V) et s'écrit $C_1 = C_0 + C_v V_1$. La branche $R_1 C_1$ détermine le comportement immédiat du super-condensateur lors de cycles rapides de charge et de décharge en quelques secondes.

La cellule $R_2 C_2$ est la branche lente. Elle complète la première cellule en autonomie longue durée de l'ordre de quelques minutes et décrit la répartition interne de l'énergie en fin de charge (ou de décharge). La résistance parallèle équivalente R_f représente le courant de fuite et peut être négligée lors d'une charge/décharge rapide du super-condensateur.

Ce circuit est basé sur les équations suivantes (le courant de fuite du super-condensateur est négligé) :

$$U_{SC} = N_{s_sc} V_{sc} = N_{s_sc} (V_1 + R_1 i_{sc}) = N_{s_sc} \left(V_1 + R_1 \frac{I_{sc}}{N_{p_sc}} \right) \quad (IV.31)$$

Avec :

U_{sc} et I_{sc} sont respectivement la tension et le courant du pack du SC.

V_{sc} et i_{sc} sont respectivement la tension et le courant élémentaires du super-condensateur.

La tension V_2 dans la capacité secondaire C_2 est donnée par :

$$V_2 = \frac{1}{C_2} \int i_2 dt = \frac{1}{C_2} \int \frac{1}{R_2} (V_1 - V_2) dt \quad (IV.32)$$

Soit Q_2 la charge instantanée de C_2 , on a :

$$Q_2 = \int i_2 dt \quad (IV.33)$$

Le courant i_1 passant dans le condensateur principal C_1 s'exprime par :

$$i_1 = i_{SC} - i_2 \quad (IV.34)$$

D'autre part, i_1 est exprimé en termes de charge instantanée Q_1 et C_1 comme :

$$i_1 = C_1 \frac{dV_1}{dt} = \frac{dQ_1}{dt} = (C_0 + C_v V_1) \frac{dV_1}{dt} \quad (IV.35)$$

Où la charge Q_1 est :

$$Q_1 = C_0 V_1 + \frac{1}{2} C_v V_1^2 \quad (IV.36)$$

Le seul élément de super-condensateur est supposé initialement être complètement chargé à $V_{sci} = v_{1i} = v_{2i} = 2,7 V$. Les valeurs initiales sont alors :

$$Q_{2i} = C_2 V_{2i} \quad (IV.37)$$

$$Q_{1i} = C_0 V_{1i} + \frac{1}{2} C_v V_{1i}^2 \quad (IV.38)$$

La relation inverse entre V_1 et Q_1 qui donnée par :

$$V_1 = \frac{-C_0 + \sqrt{C_0^2 + 2C_v Q_1}}{C_v} \quad (IV.39)$$

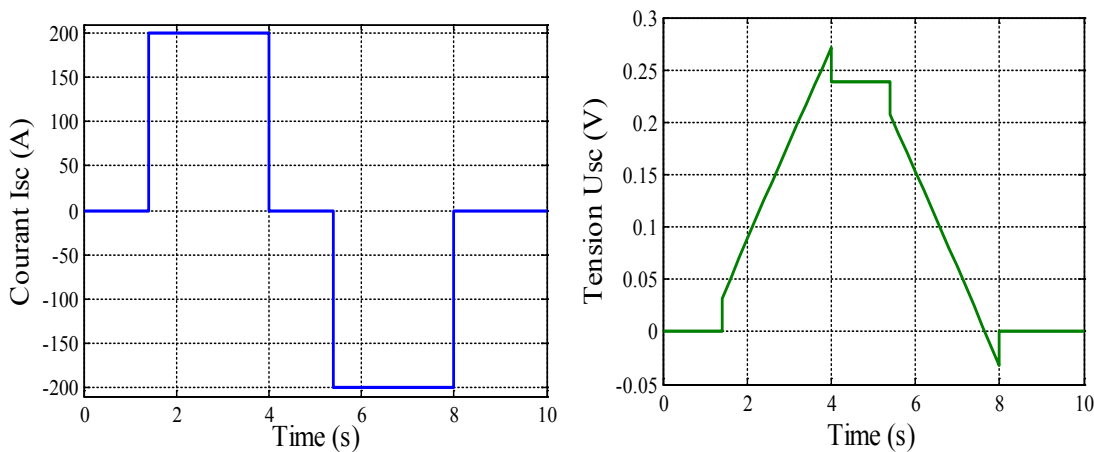


Figure IV. 10 : caractéristique statique du SC

IV.6.3. Convertisseur de puissance

Le modèle global de ce système hybride est écrit dans un modèle d'espace d'état en choisissant le vecteur de l'espace d'état suivant [31,32]:

$$x = [x_1; x_2; x_3; x_4; x_5]^T = [v_b; v_{sc}; i_L; i_{fc}; i_{sc}]^T \tag{IV.40}$$

✓ Modélisation du convertisseur élévateur (boost) de la PàC

La Figure IV. 11 présente le schéma de conversion statique utilisé pour réaliser l'interface électronique entre la pile à combustible et le bus continu, conversion continu-continu unidirectionnelle en courant (la pile à combustible n'est pas réversible en courant), de type élévateur pour adapter le niveau de tension de pile v_{fc} à la tension de bus voulue v_{bus}^* .

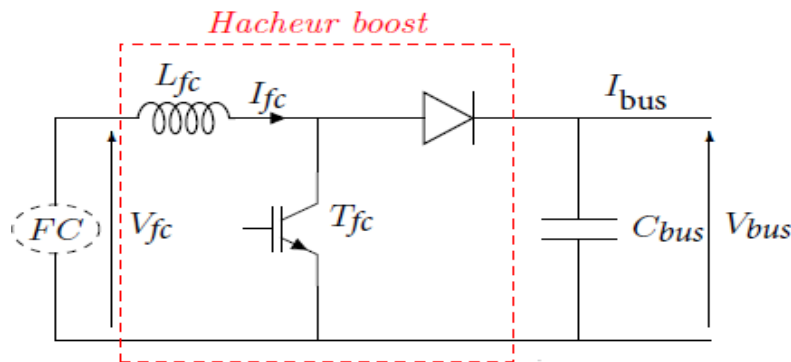


Figure IV. 11 : Schémas équivalents du convertisseur boost du FC

L'interface de puissance des interrupteurs statiques (IGBT) T_{fc} comporte une inductance de lissage L_{fc} .

- Si T_{fc} est passant :

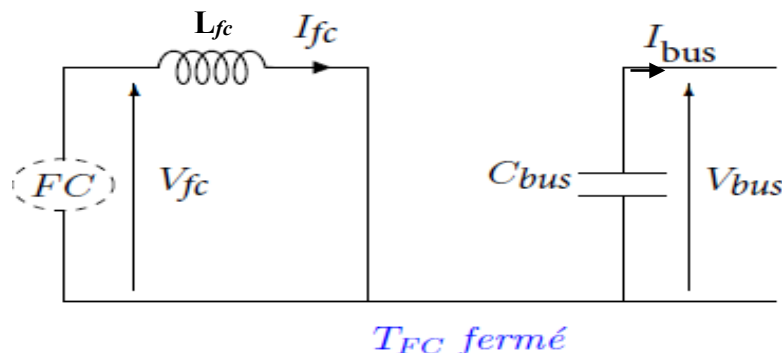


Figure IV. 12 : Schémas équivalents du convertisseur boost du FC (T_{fc} fermé)

Pendant ce mode de fonctionnement, une énergie est emmagasinée dans l'inductance L_{fc} . Le modèle du convertisseur boost de la figure (IV. 12) est donné par les équations différentielles suivantes :

$$\begin{cases} L_{fc} \frac{di_{fc}}{dt} = v_{fc} \\ C_{bus} \frac{dv_{bus}}{dt} = -i_{bus} \end{cases} \quad (IV.41)$$

- Si T_{fc} est ouvert :

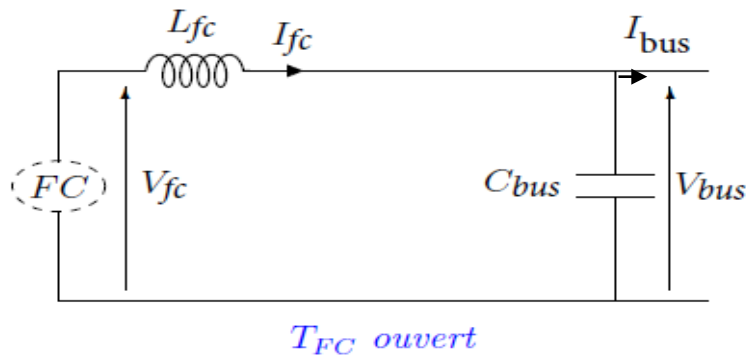


Figure IV. 13 : Schémas équivalents du convertisseur boost du FC (T_{fc} ouvert)

L'énergie emmagasinée dans l'inductance L_{fc} sera dissipée dans le bus continu. Le modèle du convertisseur devient :

$$\begin{cases} L_{fc} \frac{di_{fc}}{dt} = v_{fc} - v_{bus} \\ C_{bus} \frac{dv_{bus}}{dt} = i_{fc} - i_{bus} \end{cases} \quad (IV.42)$$

En posant $\alpha_1 = 1$ lorsque l'interrupteur T_{fc} est fermé et $\alpha_1 = 0$ pour T_{fc} ouvert, nous pouvons représenter le convertisseur par un système d'équations unique. Les équations d'état du système s'écrivent en valeur moyenne et nous considérons ici que les interrupteurs sont parfaits :

$$\begin{cases} \frac{di_{fc}}{dt} = \frac{1}{L_{fc}} (-(1 - \alpha_1)v_{bus} + v_{fc}) \\ \frac{dv_{bus}}{dt} = \frac{1}{C_{bus}} ((1 - \alpha_1)i_{fc} - i_{bus}) \end{cases} \quad (IV.43)$$

Tandis que l'inductance de lissage minimale L_{fc} pour l'hacheur-boost est calculée en fonction de l'ondulation maximale du courant souhaitée par la relation suivante :

$$L_{fc} = \frac{v_{bus}}{4f_d \Delta i_{fc,max}} \quad (IV.44)$$

Et le condensateur de filtrage minimal C_{bus} pour ce hacheur est calculé en fonction de l'ondulation maximale de la tension du bus continu $\Delta V_{bus,max}$ souhaitée par la relation suivante :

$$C_{bus} = \frac{i_{fc}}{4fd\Delta V_{bus,max}} \quad (IV.45)$$

✓ **Modélisation du convertisseur réversible abaisseur-élevateur (buck-boost)**

L'organe de stockage à super-condensateurs est connecté au bus continu via un convertisseur DC-DC bidirectionnel en courant, est possède deux modes de fonctionnement distincts, soit en mode buck (abaisseur) soit en mode boost (élevateur) de façon à permettre le stockage d'énergie, ainsi que, la restitution cette dernière, comme le montre la Figure IV.46.

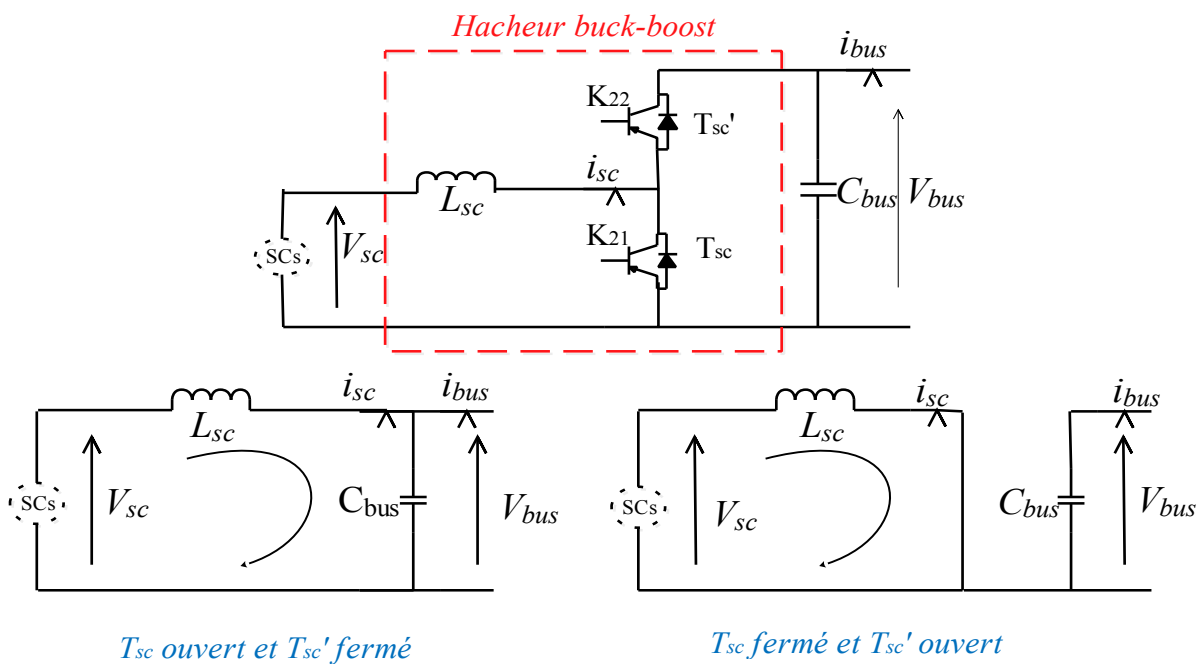


Figure IV. 14 : Schémas équivalents du convertisseur buck-boost du SC

Le convertisseur entre le bus continu et l'organe de stockage peut être décrit par deux séquences de fonctionnement. La première, durant laquelle T_{sc} est fermé et T'_{sc} est ouvert (figure IV. 14), est régie par les équations différentielles suivantes, équations qui supposent les interrupteurs idéaux et l'inductance L_{sc} sans pertes :

$$\begin{cases} L_{sc} \frac{di_{sc}}{dt} = v_{sc} \\ C_{sc} \frac{dv_{sc}}{dt} = -i_{sc} \\ C_{bus} \frac{dv_{bus}}{dt} = -i_{bus} \end{cases} \quad (IV.46)$$

La seconde, durant laquelle T_{sc} est ouvert et T'_{sc} est fermé (figure IV. 14), est régie, sous couvert des mêmes hypothèses, par les équations différentielles suivantes :

$$\begin{cases} L_{sc} \frac{di_{sc}}{dt} = v_{sc} - v_{bus} \\ C_{sc} \frac{dv_{sc}}{dt} = -i_{sc} \\ C_{bus} \frac{dv_{bus}}{dt} = i_{sc} - i_{bus} \end{cases} \quad (IV.47)$$

En posant $\alpha_2 = 1$ lorsque l'interrupteur T_{sc} est fermé et $\alpha_2 = 0$, pour T_{sc} ouvert, nous aurons le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \frac{di_{sc}}{dt} = \frac{1}{L_{sc}} (-(1 - \alpha_2)v_{bus} + v_{sc}) \\ \frac{dv_{sc}}{dt} = \frac{1}{C_{sc}} (-i_{sc}) \\ \frac{dv_{bus}}{dt} = \frac{1}{C_{bus}} ((1 - \alpha_2)i_{sc} - i_{bus}) \end{cases} \quad (IV.48)$$

Nous pouvons extraire le modèle d'équations globale suivant :

$$\begin{cases} \frac{dv_{bus}}{dt} = \frac{1}{C_{bus}} ((1 - \alpha_1)i_{fc} + (1 - \alpha_2)i_{sc}) \\ \frac{dv_{sc}}{dt} = \frac{1}{C_{sc}} (-i_{sc}) \\ \frac{di_L(t)}{dt} = \frac{1}{L_s} (v_{bus}(t) - r_s(t)i_L) \\ \frac{di_{fc}}{dt} = \frac{1}{L_{fc}} (-(1 - \alpha_1)v_{bus}(t) + v_{fc}) \\ \frac{di_{sc}}{dt} = \frac{1}{L_{sc}} (-(1 - \alpha_2)v_{bus} + v_{sc}) \end{cases} \quad (IV.49)$$

IV.7. La structure générale du véhicule électrique hybride à PàC et SCs

La pile à combustible est la source principale, elle fournit la majorité de l'énergie à la charge alors que le moyen de stockage (super-condensateur) est une source auxiliaire qui alimente la charge pendant les régimes transitoire (demande brusque) comme il intervient lorsqu'il y'a de fortes puissances (puissance demandée dépasse la puissance maximale de la pile), et récupère l'énergie selon le mode de fonctionnement et son état de charge SOC_{sc} .

Dans le contexte de l'hybridation d'un système PàC et d'une source secondaire (super condensateur) dans un véhicule hybride, il est nécessaire de choisir une architecture avec des prestations et fonctionnalités voulues. Dans le marché actuel, il existe différents types de structures des systèmes de traction destiné au véhicule hybride (série, parallèle et série-parallèle). La plus souvent utilisée et adoptée est la structure hybride série présentée dans la Figure (IV. 15). [31]

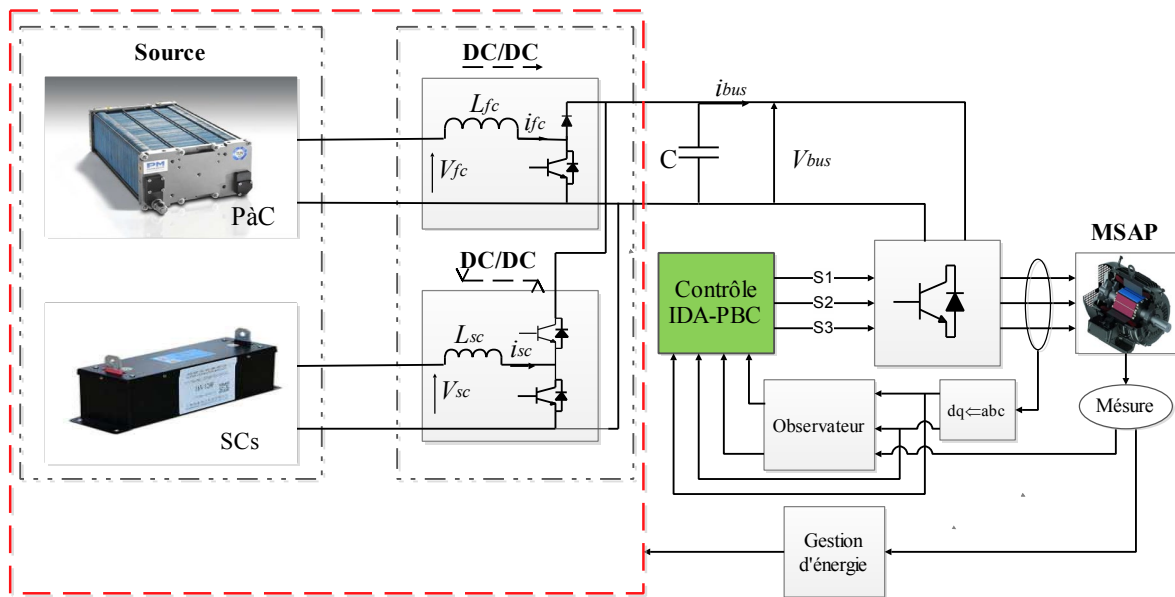


Figure IV. 15 : Architecture série pour un véhicule hybride à pile à combustible

IV.8. Discussion des résultats de la simulation

Afin de valider le système gestion et contrôle, nous avons choisi un cycle de conduite, dont les deux profils de la vitesse et du couple comme c'est montré respectivement dans les figures (IV. 16)(IV. 17). Ce cycle représente les conditions de conduite qui affrontent le véhicule, en tenant compte des caractéristiques mécanique de ce dernier (la masse, la pente de la route ...).

Pour atteindre le profil de vitesse et de charge correspondant au cycle proposé, le moteur doit demander une puissance dont l'allure est présentée dans la figure (IV. 24), cette allure se décompose en différents phases.

- Au démarrage (phase d'accélération), la puissance demandée par le moteur est assurée par le SC, grâce à son temps de réponse rapide, le temps où la PàC répond. Lorsque cette dernière répond, elle assure simultanément la fourniture de la puissance à la charge et le rechargement du SC.
- Dans la période [5s 6s] (phase freinage), la puissance est négative (récupérée), la puissance délivrée par la PàC est nulle, le SC se recharge à travers la puissance récupérée du moteur.
- Pendant la période [7.5s 8.1s], la PàC atteint le pic de sa puissance, alors le SC intervient pour la compenser afin d'assurer la puissance demandée par la charge.

Nous constatons que la puissance demandée est la somme des deux allures P_{fc} (puissance de la PàC) et P_{sc} (puissance du SC) (figure IV. 25).

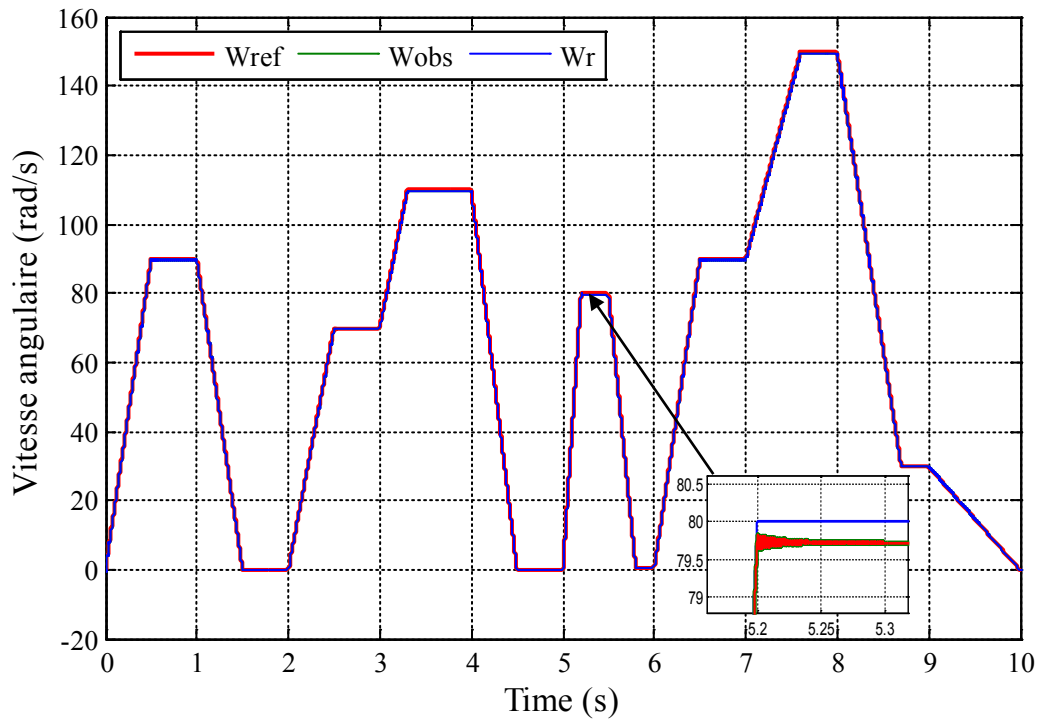


Figure IV. 16 : Allure des vitesses angulaires

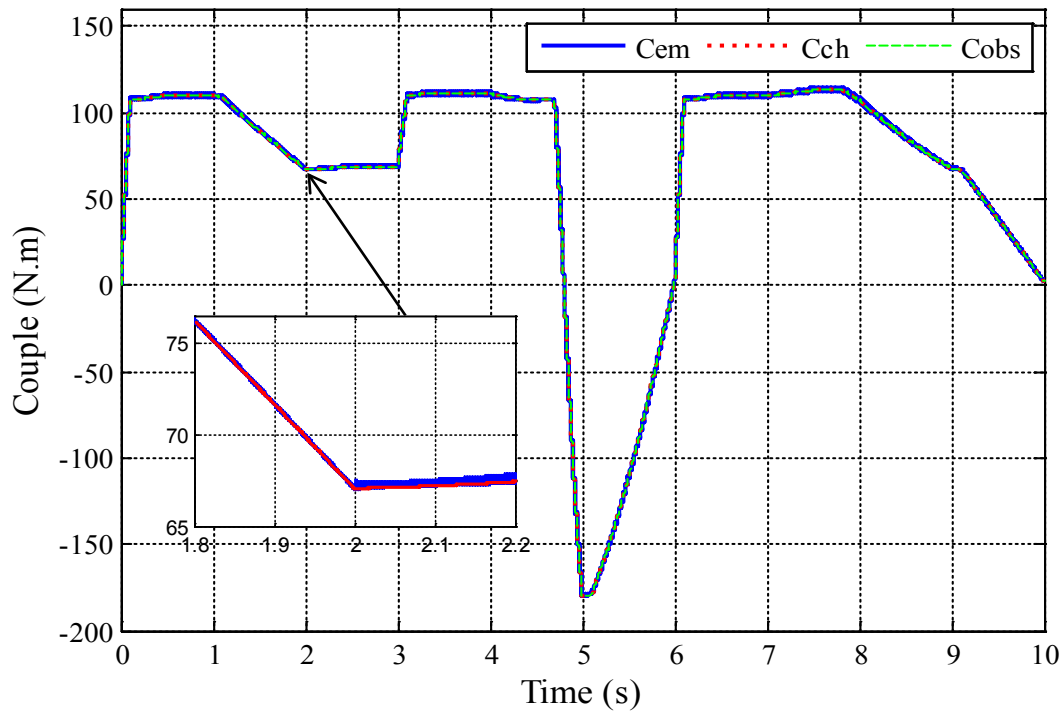


Figure IV. 17 : Allures des couples

La vitesse angulaire W_r et le couple électromagnétique C_{em} de la machine suivent leur référence respectivement W_{ref} et C_{ref} (figure IV. 16 et IV. 17).

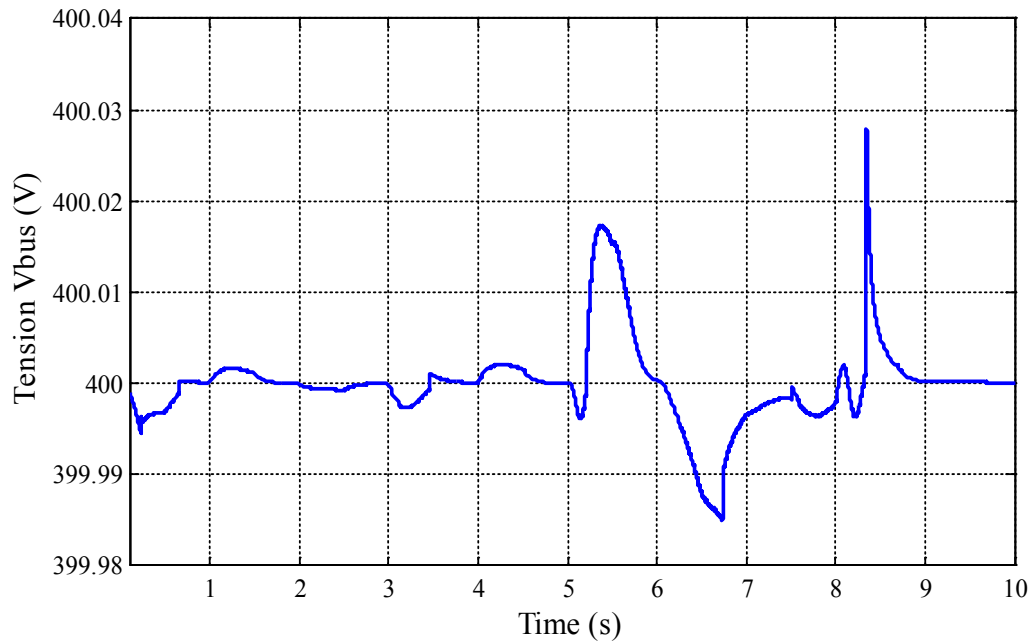


Figure IV. 18 : Allure de la tension du bus continu V_{bus}

La tension de bus continu v_{bus} fluctue légèrement autour de la valeur 400 V, en dépit des perturbations qui la caractérise à cause des changements de la charge (figure IV. 18). Les perturbations de tension dans les périodes [5s 6s] et [8s 9s] sont dues aux changements brusques de couple.

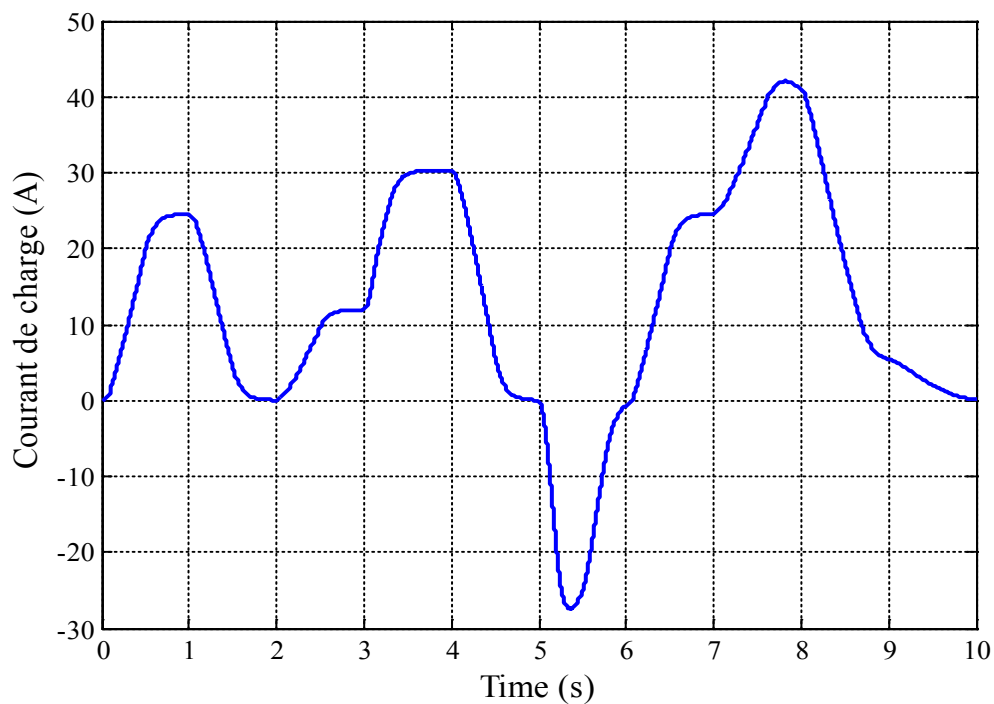


Figure IV. 19 : Allure du courant de charge

Le courant de la charge varie en concomitance avec l'allure de la puissance de la charge (figure IV. 19).

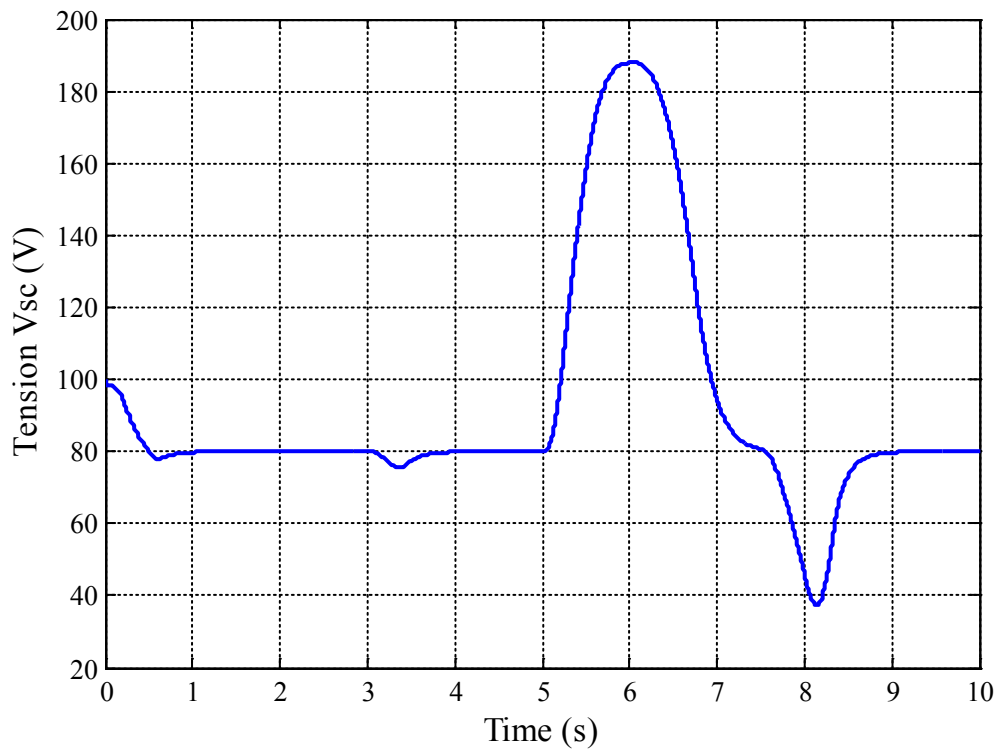


Figure IV. 20 : Allure de la tension du SC

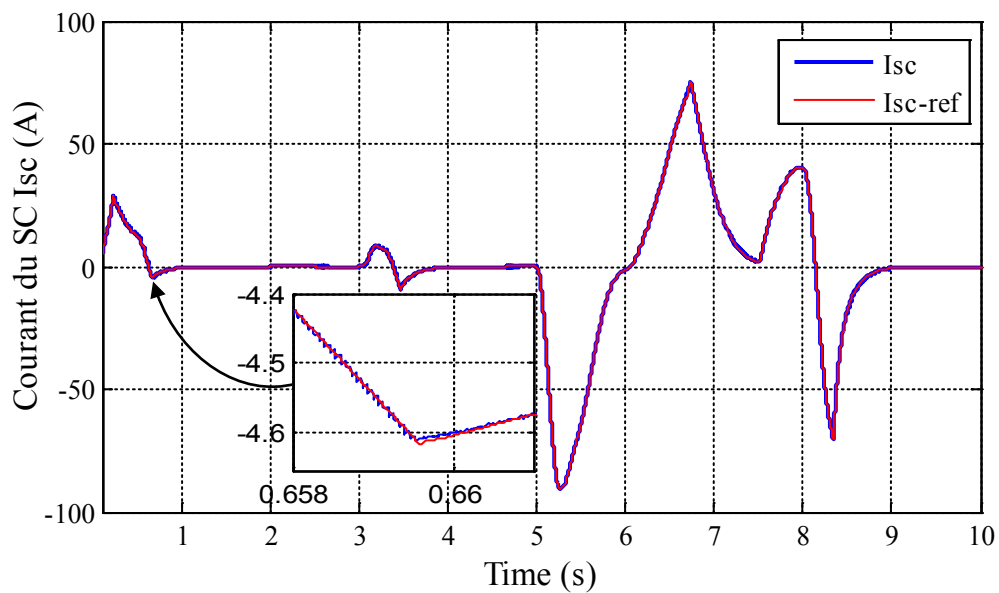


Figure IV. 21 : Allure du courant du SC

Pendant la décharge du super-condensateur, la tension v_{sc} diminue jusqu'à ce qu'elle s'annule, et pendant la charge, elle maintient la valeur de référence fixée à 80V (figure IV. 20). Ainsi, le courant i_{sc} suit sa référence i_{sc-ref} , en concomitance avec l'allure de la puissance du SC (figure IV. 21).

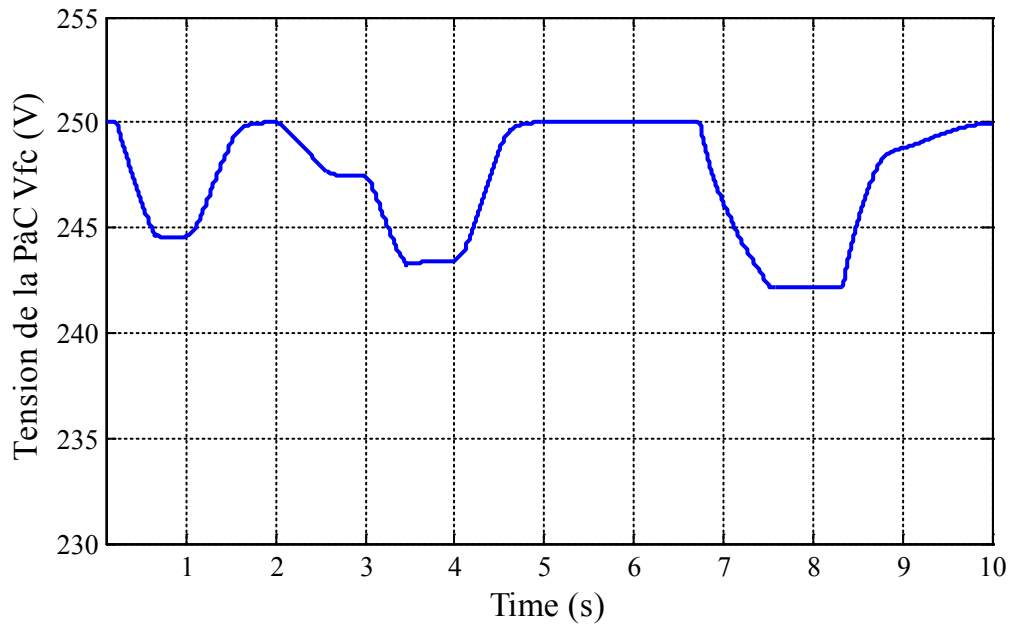


Figure IV. 22 : Allure de la tension de la P&C

La tension de la P&C v_{fc} fluctue autour de la valeur 250 V (figure IV. 22). Lorsque la puissance demandée par la charge augmente, la tension v_{fc} chute (de 5 V à 8 V).

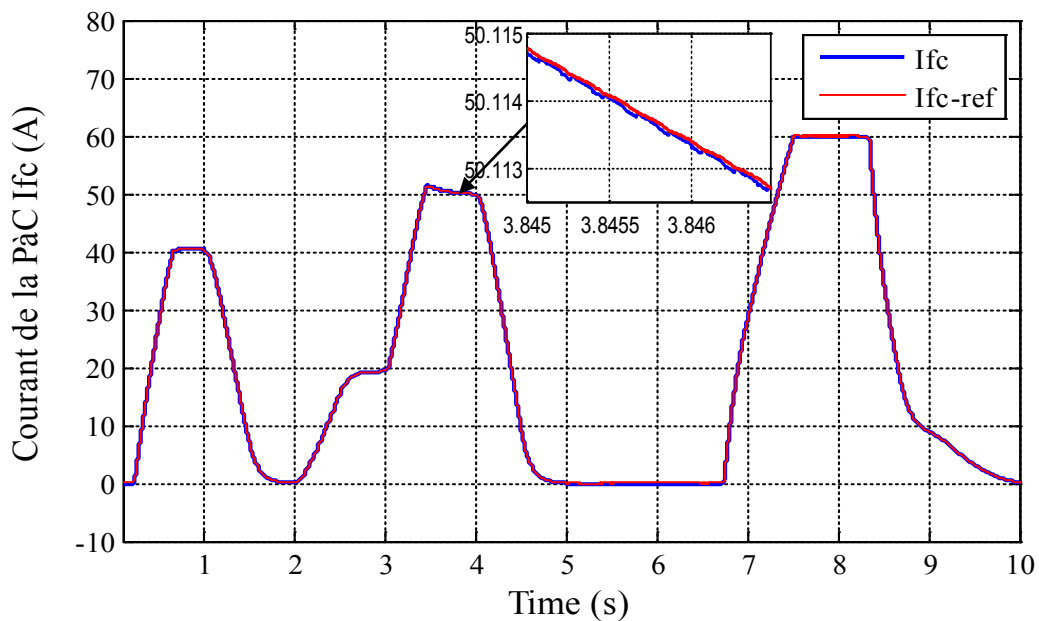


Figure IV. 23 : Allure du courant de la P&C

Le courant de la P&C i_{fc} suit sa référence i_{fc-ref} , tout en ayant une allure concomitante avec l'allure de la puissance du SC (figure IV. 23).

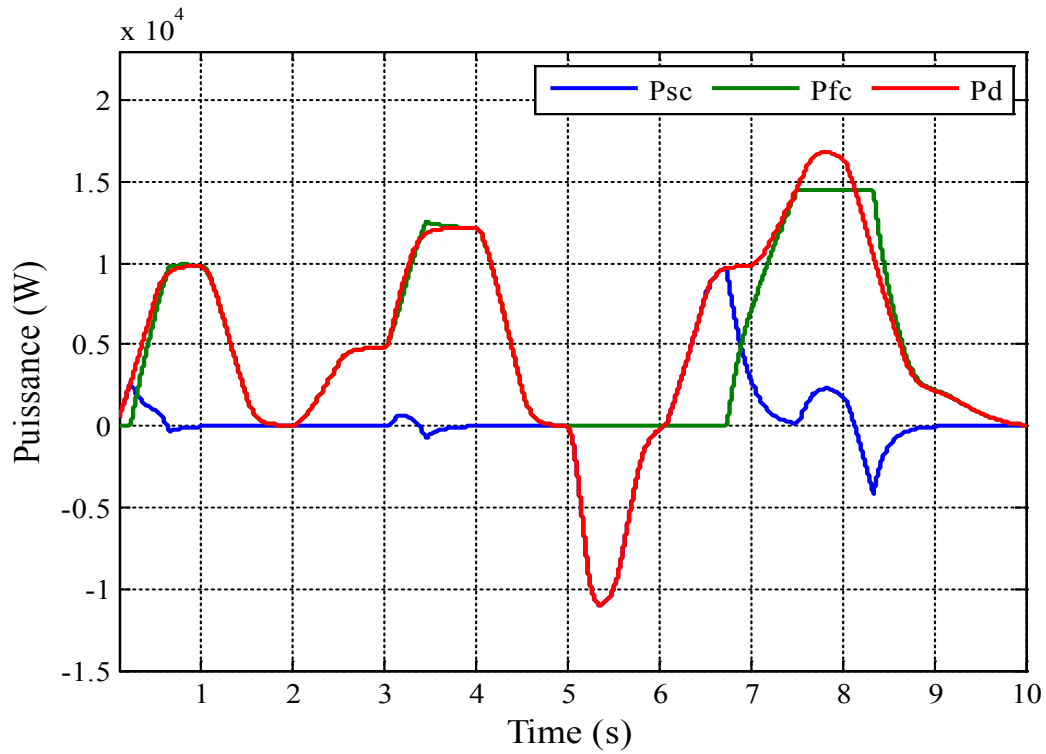


Figure IV. 24 : Allures des puissances

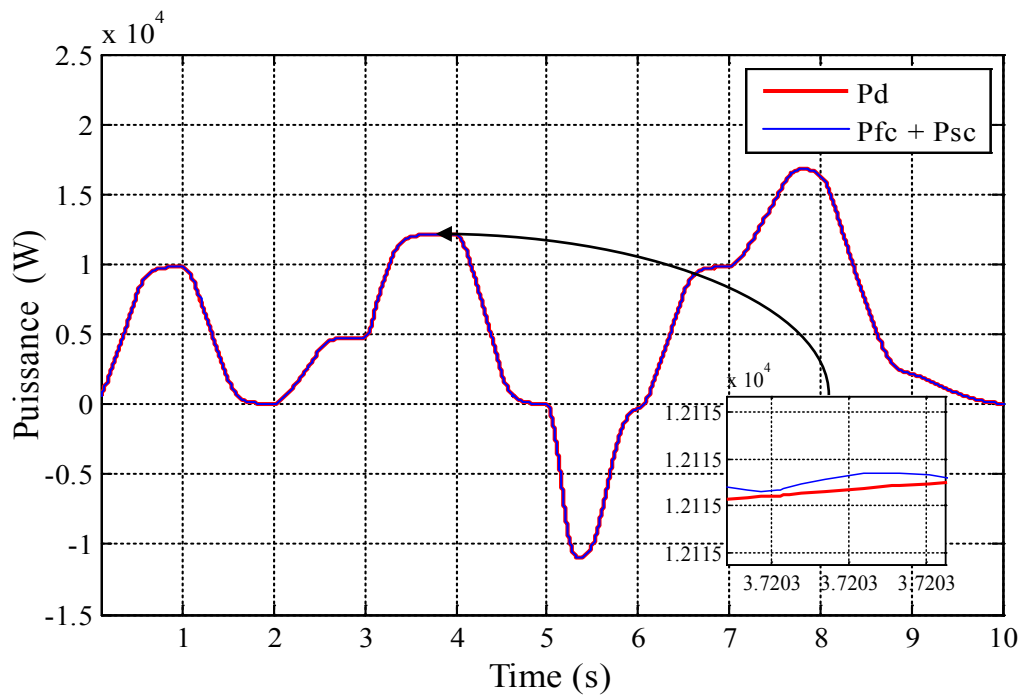


Figure IV. 25 : Allure de conservation de la puissance

IV.9. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons appliqué le système présenté dans le chapitre précédent (MSAP commandé par IDA-PBC) pour un système de traction d'un véhicule électrique à pile à combustible et super-condensateur. Au début, nous avons présenté la modélisation statique des différents composants de notre système, à savoir, la dynamique de véhicule, la pile à combustible et le super-condensateur, ainsi la modélisation des convertisseurs de puissance DC/DC (hacheur boost/buck-boost) qui permettent la connexion entre les sources et le bus à courant continu (gestion d'énergie).

Les résultats obtenus, à travers la simulation sous MATLAB/Simulink, sont satisfaisants, dont la vitesse et le couple suivent leur référence avec la présence de certaines perturbations qui n'affranchissent pas les contraintes techniques imposées par la charge. Nous concluons que le système hybride atteint son objectif, d'une part, pour la régulation de tension du bus contenu avec une erreur statique très acceptable, et d'autre part, pour la gestion de l'énergie, dans laquelle on observe que la puissance demandée par la charge est complètement assurée à tout instant par l'énergie produite par les deux sources intermittentes.

Sur ce, la commande IDA-PBC du MSAP est viable et fiable dans les applications conçues pour les systèmes à traction électrique en l'occurrence un système de sources pile à combustible et super-condensateur.

Conclusion Générale

Conclusion Générale

Le travail présenté dans ce mémoire s'inscrit dans la thématique « la commande de la machine synchrone à aimants permanents ». Cette machine est sensible aux perturbations extérieures inconnues (charge), à cause de la non-linéarité qui caractérise sa dynamique, ce qui pose un problème de commande. L'utilisation des méthodes de commande non-linéaire permettent d'ajuster les non-linéarités et d'obtenir de bonnes performances.

La commande étudiée dans ce travail est basée sur la passivité (PBC), nous nous sommes intéressés à l'utilisation de la nouvelle structure Hamiltonienne Commandée par Port (PCH) pour la synthèse de la commande basée sur la passivité avec l'assignation de l'interconnexion et de l'amortissement (IDA-PBC), combinée à une approche d'observateur non linéaire, afin de réguler la vitesse du MSAP.

Dans le premier chapitre de ce travail, nous avons parlé sur « l'état de l'art des machines électriques », dont nous avons présenté les différentes machines électriques à savoir, la MCC, la MAS, la MSRB, la MSRV et la MSAP, en comparant entre leurs caractéristiques, nous avons constaté les performances de la MSAP en matière de sa compacité et son rendement, sa robustesse et simplicité de construction, et surtout sa puissance massique importante. Ainsi, nous avons présenté le MSAP, son principe de fonctionnement et certaines techniques conçues pour sa commande.

Une étude générale de la modélisation de le MSAP a été présentée dans le deuxième chapitre, en se basant sur le modèle équivalent de *Park*, en tenant compte des hypothèses simplificatrices, ceci, nous a rendu les équations dynamiques du MSAP plus simples ce qui nous a facilité son étude et analyse. Ensuite, L'onduleur de tension ayant servi à l'alimentation de ce moteur a été aussi modélisé. La modélisation du moteur et de son alimentation, nous a permet de les introduire sous MATLAB/Simulink.

En s'appuyant sur le chapitre précédent, le troisième chapitre a été consacré à l'étude de la commande IDA-PBC pour le MSAP. L'objectif principal de cette étude est de synthétiser la commande en tenant compte de toute la dynamique du MSAP et en rendant le système passif. Cette synthèse a conduit à un contrôleur non-linéaire que nous avons simplifié pour obtenir un contrôleur linéaire. Pour établir les équations du contrôleur d'une manière précise et contraindre le MSAP à suivre la vitesse, nous avons dû reconstruire le couple de charge et la vitesse en utilisant un observateur non-linéaire. Le point important développé dans ce chapitre est la preuve théorique de stabilité asymptotique globale du système composé du contrôleur, de l'observateur et de la machine. Les résultats de simulation montrent la fiabilité de la commande IDA-PBC pour le contrôle de la MSAP.

Pour mieux évaluer les performances de cette commande, nous avons consacré le quatrième chapitre à l'application du système étudié pour la traction d'un véhicule électrique à pile à combustible et super-condensateur. L'utilisation du contrôleur IDA-PBC donne des performances raisonnables en offrant la robustesse nécessaire face aux variations de la charge.

Conclusion Générale

Comme perspectives, nous proposons :

- Réalisation d'un banc d'essais pour valider la commande IDA-PBC pratiquement.
- L'application de la commande IDA-PBC d'une MSAP pour un système éolien (fonctionnement génératrice).
- L'utilisation des onduleurs multi-niveaux et les convertisseurs matriciels afin d'augmenter le nombre de vecteurs tensions utiles, ce qui minimise les fluctuations du couple électromagnétique et la fréquence de commutation.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] **K. BAAZOUZI**, « *Technique de la passivité dans le domaine de la commande des systèmes d'électrotechnique* », Mémoire de Magister, Université de Batna, 2010
- [2] **Y.BEKAKRA**, « *Étude et commande du moteur asynchrone à double alimentation (MADA) par différentes technique avancées* » thèse doctorat, 2010 université d'El-oued, Algérie
- [3] **Hacene BENSAADI**, « *Commande DTC-SVM d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents* », Mémoire de Magister, Université de Batna, 2011
- [4] **A.AMEUR**, « *commande sans capteur de vitesse par dtc d'une machine synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à modes glissants* », Mémoire de Magister, soutenu le 25/10/2005 université de Batna.
- [5] **A AKRAD, R.Ortega**, « *commande de la machine synchrone a aimants permanents par l'assignation de l'interconnexion et de l'amortissement* », conférence EF 2007 ENSEEIHT, Toulouse
- [6] **Y BELKHIER**, « *Interconnection and damping assignment passivity-based non-linear observer control for efficiency maximization of permanent magnet synchronous motor* », Research paper, Energy Reports
- [7] **Pierre MAYE**, « *moteurs électriques industriels* », 3e édition
- [8] **Bernard M, Hirsinger L**, « *Problème de la motorisation d'un véhicule électrique* », Journées Electrotechniques, Club EEA, Cachan, Mars 1994.
- [9] **MESLOUB. H**, « *Commande DTC Prédictive D' une Machine Synchrone à Aimants Permanents* », Thèse de Doctorat, Université Mohamed Khider – Biskra, 2016.
- [10] **G. Henni**, « *Modélisation et Commande d'un véhicule électrique hybride* », Mémoire de Magister, Université Hassiba Ben Bouali de Chlef, 2015
- [11] **M.Ezzat**, « *Commande non linéaire sans capteur de la machine synchrone à aimant permanent* », Thèse de doctorat de L'Ecole Centrale de Nantes, N 503-126, pp 2011
- [12] **OTMANE-CHERIF.A**, « *Observation de la Machine Synchrone à Rotor Bobiné Sans Capteurs (Sensorless)* », master académique, université mouloud mammeri TIZI-OUZOU, 2016
- [13] **T. Raminosa** « *optimisation des performances des machines synchro-reluctantes par réseaux de permanes* », Thèse de Doctorat de INPL, octobre 2006.
- [14] **I. MARIF & H. ABDAT**, « *La commande en vitesse d'un véhicule électrique* », mémoire master, Université Tlemcen, 2019

BIBLIOGRAPHIE

- [15] **Enrique L. Carrillo Arroyo**, «*Modeling and simulation of permanent magnet synchronous motor drive system* », University of puerto rico, Mayaguez Campus, 2006.
- [16] **I. KHELIF** «*La Commande Direct du Couple D'une Machine Synchrone A Aimants Permanents (MSAP)*», Mémoire MASTER ACADEMIQUE, 2018.
- [17] **UNNADI Mohammed**, «*Elaboration d'un modèle d'étude en régime dynamique d'une machine à aimants permanents* », mémoire de Magister, 2011.
- [18] **L. Gasc**, «*Conception d'un actionneur a aimants a faibles ondulation de couple pour assistance de direction automobile Approches par la structure et par la commande* », Thèse de doctorat l'institut national polytechnique de Toulouse,2004
- [19] **A.Khereddine**, «*Commande avec Observateur Basée sur la Passivité avec l'Assignment de l'interconnexion et de l'amortissement : Application au Moteur Synchrone à Aimants Permanents* », Mémoire Magister, Université de Béjaia, 2008
- [20] **S. Zeghoudi**, «*commande par passivité de la machine synchrone a aiment permanent* », Mémoire de master, Université de Tlemcen 15 juin 2015
- [21] **B.TOUNSI**, «*Etude Comparative de Groupes Electrogènes Embarqués à Large Gamme de Vitesses Variables Associant Machines à Aimants Permanents et Conversion Statique*», Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2006.
- [22] **A.DEBAL**, «*commande vectorielle de la msap en utilisant la technique mli vectorielle*», Mémoire Master, Université de Oum El-Bouaghi 14 juillet 2021.
- [23] **N. BOUNASLA**, «*Commande par Mode de Glissement d'Ordre Supérieur de la Machine Synchrone à Aimants Permanents* », mémoire Magister en Electrotechnique, Université Ferhat ABBAS Sétif 2014
- [24] **T. Rekioua**, «*Contribution à la modélisation et à la commande vectorielle des machines synchrones a aimants permanents* », Thèse de doctorat de L'INPL, Nancy 1991
- [25] **B. Zegueb**, «*Commande d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents Sans Capteur de Vitesse. Utilisation d'Un Observateur Non Linéaire* », mémoire magister, Université de Batna, 2008
- [26] **M.Khanchoul**, «*Contribution au développement de la partie électromécanique d'un compresseur pour climatisation de véhicule électrique*», THÈSE DE DOCTORAT, UNIVERSITE PARIS-SUD, 2012
- [27] **R.Kasri, ML.Aissani**, «*Commande basée sur la Passivité et Assignment de l'Interconnexion et d'Amortissement : Application sur la GSAP*», Mémoire Master, Université de Béjaia, 2013
- [28] **V. Petrovic, R. Ortega, and A. M. Stankovic**, «*A globally convergent energy-based controller for PM synchronous motors* », in Proc. IEEE Conf. Decision Contr, Phoenix, AZ, USA, Dec. 1999, pp. 334–340.

BIBLIOGRAPHIE

- [29] **A.CHIHANI**, « *Commande par passivité d'un hâcheur élévateur représenté par les multi-modèles TS* », Mémoire de Master, Université de Biskra, 2019
- [30] **H. Benariba** , « *Contribution à la commande d'un véhicule électrique* » , Thèse de doctorat , Université Abou Bekr Belkaïd Tlemcen, Décembre 2018.
- [31] **B.Amrouche**, « Observation et commande d'un système pile à combustible pour les applications de véhicule électrique », Thèse de doctorat, UNIVERSITE MOULOUD MAMMERI DE TIZI-OUZOU, 2017
- [32] **M.MOHAMMEDI**, « Gestion de l'énergie pour une chaîne multi-sources », *Thèse de Doctorat, Université Mohamed Khider – Biskra, 2016*
- [33] **J.BERNARD**, « Véhicules hybrides à pile à combustible : dimensionnement et stratégies de commande », *Thèse de Doctorat, L'UNIVERSITÉ DE VALENCIENNES ET DU HAINAUT-CAMBRESIS, 2007*
- [34] **W.Hankache**, « Gestion optimisée de l'énergie électrique d'un groupe électrogène hybride à pile à combustible », *Thèse de Doctorat, UNIVERSITÉ DE TOULOUSE, 2008.*
- [35] **S.MEDDAH**, « Modélisation et commande d'un véhicule électrique à piles à combustible », Mémoire Magistère, Université Mohamed BOUDIAF d'Oran