

UNIVERSITE ABDELHAMID IBN BADIS DE MOSTAGANEM
FACULTE DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE



Promotion 2019/2020

Mémoire de Projet de Fin d'Etude

Pour l'obtention du

Diplôme de Master Académique en Génie Electrique

Spécialité : Electrotechnique Industriel

THEME

**La commande vectorielle de la machine synchrone à aimant permanent
application: Cycle de conduite du Véhicule électrique**

Présenté par :

Lebboukh Mohammed Yassine

Smail Rabeh

Soutenu le 09/09/2020 devant le jury :

Mr Omari Hamza	Président	MAA	Université de Mostaganem
Mr Bendaha Mourad	Examineur	MAA	Université de Mostaganem
Mr Chaouch.A	Encadreur	MCA	Université de Mostaganem



Remerciement

Au terme de ce modeste travail, Nous tenons à remercier en premier notre DIEU tout puissant de nous avoir donné le courage, la patience, la foi et la volonté pour pouvoir continuer et réaliser ce travail.

Un remerciement spécial à nos parents pour leur soutien indéfectible et de leur encouragement permanent.

*Nous remercions vivement notre promoteur Mr –**Chaouch Abdellah**- pour l'intéressante documentation qu'il a mise à notre disposition, pour ses conseils précieux et pour toutes les commodités et aisances qu'il nous a apportées durant notre étude et réalisation de ce projet.*

Nos remerciements les plus vifs s'adressent aussi aux messieurs le président et les membres de jury d'avoir accepté d'examiner et d'évaluer notre travail.

Nous exprimons également notre gratitude à tous les professeurs et enseignants qui ont collaboré à notre formation depuis notre premier cycle d'étude jusqu'à la fin de notre cycle universitaire. Sans omettre bien sur de remercier profondément tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à réalisation du présent travail.

Yassine , Rabeh

LISTE DES SYMBOLES ET NOTATIONS

MSAP	Machine synchrone à aimants permanents
MCC	Machine à courant continu
VE	Véhicule électrique
MLI	Modulation de largeur d'impulsion
MLIST	Modulation de largeur d'impulsion sinus-triangulaire
DC	Direct Current
AC	Alternative Current
PI	Correcteur Proportionnel intégrale
P.I.D	Action Proportionnel intégrale dérivée
f.é.m	Force électromotrice
FTBO	Fonction de transfert en boucle ouverte
FTBF	Fonction de transfert en boucle fermée
τ	Constante du temps électrique
[U]	Vecteur d'entrée
[V]	Vecteur de sortie
V_a, V_b, V_c	Tensions des phases statorique (V)
i_a, i_b, i_c	Courants des phases statorique(A)
L_a, L_b, L_c	Inductances propres des phases a,b,c respectivement (H)
Φ_a, Φ_b, Φ_c	Les flux des phases statorique H
R_s	Résistance statorique (Ω)
V_s	Tension instantanés des phases statorique (V)
i_s	Courant instantanés des phases statorique (A)
Φ_{sf}	Flux statorique (Wb)
L_{ss}	Inductance statorique (H)
[Lss]	Matrice inductance stator H
[Msf]	Matrice inductance qui correspond au couplage entre rotor et stator
Θ	Angle entre le stator et le rotor (rad)

C_{em}	Couple électromagnétique délivré par le moteur (N.m)
C_r	Couple résistant (N.m)
C_f	Couple de frottement (N.m)
j	Moment d'inertie du moteur $Kg.m^2$
f	Coefficient de frottement visqueux N.m.s/rad
L_d, L_q	Inductance du stator selon les axes d,q (H)
V_d, V_q	Tensions statorique du repère de Park (V)
I_d, I_q	Courant statorique sur l'axe d et l'axe q
Φ_d, Φ_q	Flux des axes d et q Wb
$[P(\theta)]$	Matrice de passage direct de Park
$[P(\theta)]^{-1}$	Matrice de passage inverse de Park
$[C]$	Matrice de passage (a, b, c) au (a, b)
$[C]^{-1}$	Matrice de passage (a, b) au (a, b, c)
ω	Pulsation de fréquence rotorique rad/s
ω_r	Vitesse de rotation de la machine rad/s
P	Nombre de paires de pôles
V_b, V_a	Tension statorique sur l'axe α, β
U_a, U_b, U_c	Tension statorique phase a, b, ou c (V)
V_{an}, V_{bn}, V_{cn}	Tension de sortie de l'onduleur (V)
E	Tension d'entrée de l'onduleur
M	L'indice de modulation
f_b	Fréquence de la porteuse Hz
f_r	Fréquence de la référence H
r	Le taux de modulation
V_p	Tension de la porteuse V
V_r	Tension de la référence V
e_d, e_q	Composantes de la force électromotrice de compensation
K_p, K_i	Actions proportionnelle et intégrale
T_{ds}	Constante de temps électrique relative à l'axe d
t	Temps (s)

SOMMAIRE

REMERCIEMENT	
LISTE DES NOTATIONS ET SYMBOLES	
SOMMAIRE	
LISTE DES FIGURES	
INTRODUCTION GENERALE	1
Chapitre I: Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents	
I.1. Introduction.....	5
I.2. Présentation de la machine synchrone à aimants permanents	6
I.2.1. Constitution de la machine synchrone à aimants permanent.....	6
I.2.2.Principe de fonctionnement de la machine synchrone à aimants permanents.....	9
I.2.3.Avantages de la machine synchrone à aimants permanents.....	10
I.2.4.Inconvénients de la machine synchrone à aimants permanents.....	11
I.2.5.Domaines d'application de machine synchrone à aimants permanents.....	11
I.3. Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents	11
I.3.1. Hypothèses simplificatrices	11
I.3.2. Mise en équations de la machine synchrone à aimants permanents.....	12
I.3.2.1. Équations électriques	12
I.3.2.2. Équations mécaniques.....	13
I.4.Transformation de Park	14
I.5. Modèle de la Machine Synchrone à Aimants Permanents dans le Repère de Park.....	15
I.5.1.Equations des Tensions.....	15
I.5.2. Equations des Flux	16
I.5.3.Expression du couple électromagnétique.....	16
I.6.Modélisation sous la forme d'états de la machine synchrone à aimants Permanents	17
I.6.1.Représentation d'état.....	17
I.6.2.Représentation d'état du modèle de la machine synchrone à aimants Permanents dans le repère d-q.....	17

I.6.3 .Utilisation de la transformation de Laplace.....	18
I.7.Bloc de Simulation de la machine synchrone à aimants permanents.....	19
I.8. Résultats de simulationde la MSAP alimentée par un réseau triphasé.....	19
I.9. Système d'alimentation de la machine synchrone à aimants permanents.....	22
I.9.1.Modélisation du redresseur triphasé double alternance à diodes.....	22
I.9.2. Modélisation de filtre.....	23
I.9.3.Onduleur de tension.....	24
1.9.4. Modélisation de l'onduleur triphasé de tension à deux niveaux.....	24
I.9.5.Onduleur de Tension à MLI.....	26
I.9.5.1.Modulation de largeur d'Impulsions Sinus-Triangle.....	26
I.9.5.2.Résultats de simulation de la MSAP alimenté par onduleur de tension MLI à Sinus-Triangle.....	28
I.10. Conclusion	31

Chapitre II : Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents par orientation de flux rotorique

II.1.INTRODUCTION	33
II.2. Principe de la commande vectoriel.....	34
II.3. Modèle de la machine synchrone à aimants permanents avec orientation de flux	36
II.4 .Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanent	36
II.4.1. Commande vectorielle de la MSAP alimentée en tension.....	37
II.5. Découplage par compensation.....	38
II.6. Calcul des régulateurs	40
II.6.1.Régulation du courant I_q	42
II.6.2.Régulation de courant Id.....	43
II.6.3.Régulation de vitesse	44
II.7. Résultats de simulation obtenues	46
II.8. CONCLUSION.....	49

Chapitre III : Application véhicule électrique

III. 1. Introduction	51
III. 2. Historique	52
III. 3. Définition d'un Véhicule Electrique.....	53
III.3 .1. Le véhicule électrique à batterie	54
III .3. 2. Le véhicule hybride rechargeable (VHR)	54
III. 3 .3. La voiture à pile à combustible (PAC)	54
III. 4.Véhicules hybrides.....	55
III. 4.1.Véhicules hybrides série.....	55
III. 4.2.Véhicule hybride parallèle.....	56
III. 4.3.Véhicule hybride combiné.....	57
III. 5. Le Bloc Moteur Electrique.....	58
III. 5. 1. Le Moteur Electrique d'Entrainement	58
III. 5. 2. Moteur à courant continu à excitation séparée	59
III.5.3. Moteurs à courant continu à aimant permanent	60
III.5.4. Moteurs asynchrones	60
III. 5.5. Moteur synchrone.....	60
III.6. Différentes configurations de véhicules électriques	61
III.6.1. Véhicule électrique monomoteur	61
III.6.2. Véhicule électrique multi-moteurs	62
III.7 .Avantages et inconvénient des véhicules électriques à batterie	63
III.8 .Dynamique de véhicule.....	64
III.8 .1.Force de roulement.....	65
III.8 .2.Force aérodynamique.....	66
III.8 .3.Force d'inclinaison.....	67
III.8 .4.Force d'accélération.....	68
III.9.Etude comparative	69
III.9 .1. Cycle de conduit.....	69
III.9.1.2. Résultats de simulation.....	70
III.10. Conclusion	76
CONCLUSION GENERALE	77
BIBLIOGRAPHIE	78
ANNEXE A.....	81
ANNEXE B.....	81

Liste des figures

Liste des figures

Fig. I.1 : photo du stator et rotor de la machine synchrone à aimants permanents.....	6
Fig. I.2 : Cycle d'hystérésis magnétique	7
Fig. I.3 :différents types de machines à aimants cylindriques à champ radial.....	8
Fig. I.4 : Principe de fonctionnement du moteur à aimants permanents.....	10
Fig. I.5 : Schéma de la machine synchrone à aimants permanents dans l'espace électrique...	12
Fig.1.6 : Schéma équivalent de la machine synchrone à aimants permanents dans le repère(d,q).....	15
Fig.1.7 : Résultats de simulation de la MSAP démarrage à vide suivi d'une application de charge.....	21
Fig. I.8 : exemple d'alimentation de l'onduleur.....	22
Fig. I.9 : schéma du pont triphasé redresseur double alternance à diodes.....	22
Fig.10 : schéma du filtre passe bas.....	23
Fig.1.11 : Représentation d'un onduleur triphasé de tension à deux niveaux.....	25
Fig. I.12 : Illustration de la MLI triangulé-sinusoidale.....	28
Fig. I.13 : Résultats de simulation de la MSAP alimentée par onduleur de tension MLI.....	30
Fig. II.1 : commande par orientation du flux de la MSAP	35
Fig. II.2 : Schéma de principe de la commande découplée pour la MSAP par analogie avec la machine courant continu	35
Fig. II.3 : schéma bloc du modèle découplé de la MSAP.....	36
Fig. II.4 : Schéma bloc d'une régulation de vitesse de la MSAP alimentée en tension et Commandée par 'orientation du flux.....	37
Fig. II.5 : Description des couplages.....	38
Fig. II.6 : Principe de découplage par compensation.....	39
Fig. II.7 : Structure générale : (machine-découplage par compensation).....	40
Fig. II.8 : Régulateur PI.....	41
Fig. II.9 schéma bloc de la Boucle de régulation du courant I_q	42
Fig. II.10 : schéma bloc de la Boucle de régulation du courant I_d	43

Liste des figures

Fig. II.11 : schéma bloc de la Boucle de régulation de vitesse.....	44
Fig. II.12 : schéma bloc simplifié de la Boucle de régulation de vitesse.....	45
Fig. II.13 : Marche à vide suivi par une application d'une charge ($C_r=5 \text{ N.m}$ à $t =0.5\text{s}$).....	48
Fig. III.1 : Synoptique d'un Système de Propulsion.....	53
Fig. III.2 : Véhicule électrique à batterie.....	54
Fig. III.3 : Voiture à pile à combustible (PAC).....	55
Fig. III.4 : Véhicule hybride série	56
Fig. III .5 : Véhicule hybride parallèle.....	57
Fig. III .6 : Véhicule hybride combiné.....	57
Fig. III.7 : Couple/Pui -Vitesse requises pour VE.....	59
Fig. III.8 : chaîne de traction monomoteur.....	61
Fig. III.9 : Exemples schématiques de motorisations mono-motrices.....	62
Fig. III.10 : Véhicule multi-moteurs.....	62
Fig. III.11 : Exemples schématiques de motorisations multi-moteurs.....	63
Fig. III.12 : Bilan des forces agissant sur la véhicule.....	64
Fig. III.13 : La force de roulement sur la roue.....	65
Fig. III.14 : Force aérodynamique pour différentes valeurs de C_x	66
Fig. III.15 : Pente sur la route.....	67
Fig. III.16 : Le schéma global de la commande en vitesse du véhicule électrique.....	69
FIG III.17 – Vitesse référence du véhicule (tr/min).....	70
FIG III.18 – la courbe de la vitesse de rotation en fonction du temps.....	70.
Fig. III.19 : Test de variation de la vitesse.....	72
Fig. III.20 :Test de variation de la vitesse.....	74

INTRODUCTION GENERAL

INTRODUCTION GENERAL

Durant ces dernières années, le domaine de la conversion de l'énergie électrique a été marqué, comme de nombreux autres domaines, par la révolution de l'électronique. Les méthodes classiques de variation de vitesse (mécaniques et électromécaniques) ont été peu à peu dépassées par des ensembles associant des convertisseurs statiques à des moteurs électriques.

Historiquement, le moteur à courant continu (MCC), la solution la plus répandue pour les entraînements à vitesse et à position variables nécessitant des performances statique et dynamique élevées, grâce à la simplicité de la commande du flux et du couple à partir du courant d'excitation et du courant d'induit. mais la présence d'une commutation mécanique sous forme de système balais – collecteurs limite la puissance et la vitesse maximale a toujours été un grand inconvénient de ce type de machine.

C'est pour cette raison qu'on a eu intérêt à utiliser des moteurs électriques à courant alternatif afin d'écartier cet inconvénient. Le collecteur mécanique de la machine à courant continu a été remplacé par des inducteurs de type aimants permanents dans le cas où les machines sont à courant alternatif qui permet de supprimer les contacts glissants. Le développement en parallèle de l'électronique de puissance et des aimants permanents ont conduit à la conception d'un nouveau type de machine synchrone excitée par des aimants permanents d'où le nom : Machine Synchrone 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 coût 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'écartier notablement des contraintes usuelles de dimensionnement des machines et donc d'accroître la puissance massique de façon significative [1].

Les nouvelles applications industrielles nécessitent des variateurs de vitesse ayant des hautes performances dynamiques, une bonne précision en régime permanent, une haute capacité de surcharge sur toute la plage de vitesse et une robustesse aux différentes perturbations. Ces dernières années, plusieurs techniques ont été développées pour permettre au variateur d'atteindre ces performances.

Ce présent travail fera l'objet d'une Etude comparative de la commande électrique de la machine synchrone à aimant permanent. Notre étude est partagée en deux chapitres, selon l'ordre suivant:

- Dans le premier chapitre nous présenterons, dans une première partie la présentation et modélisation de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) permettant l'étude de son comportement dynamique. Le modèle adopté est basé sur la transformation de Park. La deuxième partie est consacrée à l'étude de l'onduleur de tension et de sa commande MLI.
- Le second chapitre présente la commande vectorielle de la MSAP.
- Dans le dernier chapitre nous présenterons application véhicule électrique.

Enfin on conclut sur une perspective basée sur les résultats obtenus.

Chapitre I
Modélisation de la machine synchrone à
aimants permanents

I.1 INTRODUCTION

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, Cette famille de machine regroupe en fait plusieurs sous familles, qui vont de l'alternateur de plusieurs centaines de mégawatts au moteur de quelques watts, en passant par les moteurs pas à pas. Néanmoins, la structure de toutes ces machines est relativement proche. Le stator de toutes ces machines est similaire au stator de la machine asynchrone. Il existe deux grandes familles de rotor Les rotors bobinés à pôles lisses, ou à pôles saillants c'est la machine synchrone conventionnelle ainsi que les rotors à aimants c'est la machine synchrone à aimants permanents (MSAP)[1].

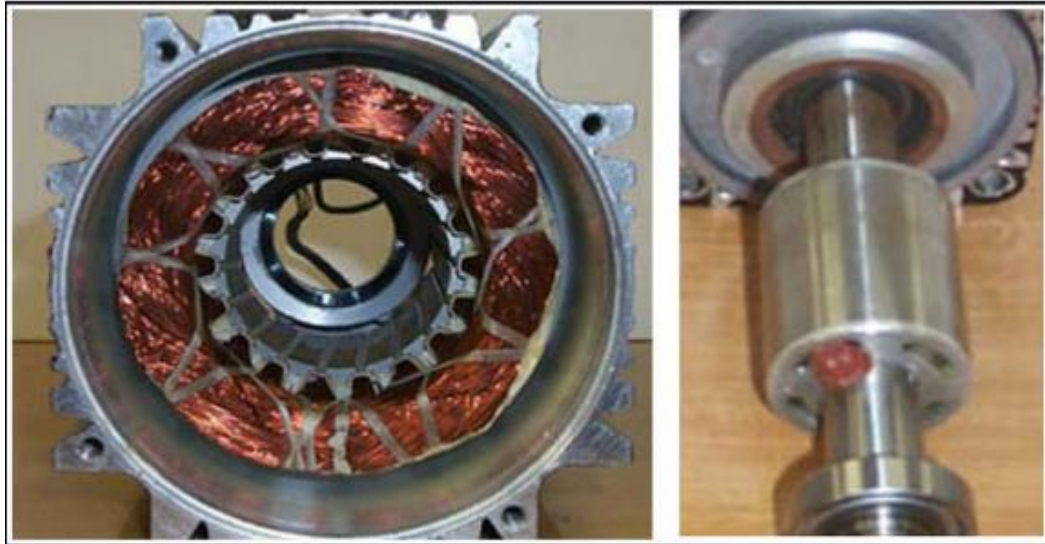
La modélisation des machines électriques est primordiale aussi bien pour le concepteur que pour l'automaticien. Elle permet l'observation et l'analyse des différentes évolutions de ses grandeurs électromécaniques d'une part et d'autre part pour l'élaboration des lois de commande. Un modèle basé sur les équations de circuit est en général suffisant pour faire la synthèse de la commande. La simplicité de la formulation algébrique conduit à des temps de simulation courts. En outre, la précision de la modélisation est acceptable .

Dans ce chapitre, nous présenterons la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) en utilisant la transformation de Park ainsi que l'élaboration d'un modèle de la machine MSAP dans un premier temps Alimentation direct par un réseau triphasé et Dans un second temps associée à un convertisseur statique sous forme de schéma-blocs de manière à être simulés à l'aide du logiciel (MATLAB/SIMULINK).

I.2 Présentation de la machine synchrone à aimants permanents

I.2.1 Constitution de la machine synchrone à aimants permanents

La machine synchrone à aimants constitue d'une partie fixe (stator) et une partie mobile (rotor) figure (I.1)



Stator

rotor

Fig.I.1 :photo du stator et rotor de la machine synchrone à aimants permanents

a-Le stator de la machine

Le stator est similaire à celui de la machine asynchrone. Il se compose d'un bobinage distribue 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° .

b-Le rotor de la machine

Le rotor se compose d'aimants permanents. 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.

b-1 Les aimants permanents du rotor

Les matériaux utilisés pour leurs propriétés magnétiques se classent en fonction de la largeur de leur cycle d'hystérésis (figure I.2) et forment deux grandes familles. La première est celle des matériaux magnétiques durs (à large cycle), appelés communément « aimants permanents » car leur aimantation ne varie pas sous l'effet d'un champ magnétique extérieur. La seconde est celle des matériaux magnétiques dits « doux » qui ne manifestent de propriétés magnétiques qu'en présence d'une excitation externe [2].

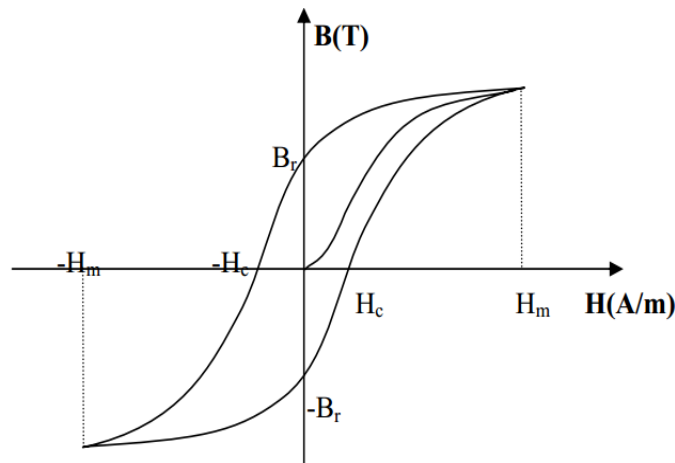


Fig.I.2 : Cycle d'hystérésis magnétique

b-2 Matériaux pour les aimants permanents

Il existe une grande variété de matériaux, pour aimants permanents, dont les propriétés et les applications sont diverses. Dans le cas des machines tournantes, on distingue trois types [2].

➤ Les alnico

Aimants permanents réalisés à partir d'un alliage Aluminium-Nickel-Cobalt. Caractérisés par une induction rémanente élevée et un champ coercitif faible ils sont donc de caractéristiques énergétiques médiocres. En effet, de par leur composition métallique ils sont le siège de pertes fer, et le procédé de fabrication induit une direction privilégiée de l'aimantation, qui est celle de la plus grande longueur. Actuellement, en raison de leur basse qualité, ils ne sont presque plus utilisés.

➤ Les ferrites

Aimants permanents, formés de matériaux de la famille des céramiques et donc électriquement non-conducteurs et quasiment ferromagnétiques. Ils sont caractérisés par une faible induction rémanente mais ont un champ coercitif élevé. Ils sont surtout intéressants pour leur bon rapport densité d'énergie – prix.

➤ Les alliages métaux – terres rares

Ils sont, actuellement, les plus performants des aimants permanents utilisés dans la construction des machines synchrones. La version la plus courante est l'alliage samarium–cobalt, caractérisé par une induction rémanente et un champ coercitif élevés. A taille égale, la densité d'énergie emmagasinée dans l'aimant est trois fois plus grande que celle des Alnico et six fois plus que celle des ferrites, réduisant ainsi de façon considérable le volume du rotor, ce qui permet donc d'augmenter le couple massique de la machine et de réduire son inertie. Leur prix est cependant élevé. Le choix d'aimant est effectué en fonction de caractéristiques recherchées et du prix de l'aimant qui est très variable.

b-3 Dispositions des aimants au rotor de la machine

Il existe pour les machines à aimants permanents de nombreuses topologies et types, parmi ces topologies : machines à aimants cylindriques à champ radial, machines à aimants discoïdes à champ axial et machines à aimants à flux transverse. Pour les machines à aimants cylindriques à champ radial on distingue plusieurs types en fonction de la disposition des aimants sur rotor (Fig.I.3) [3], [4].

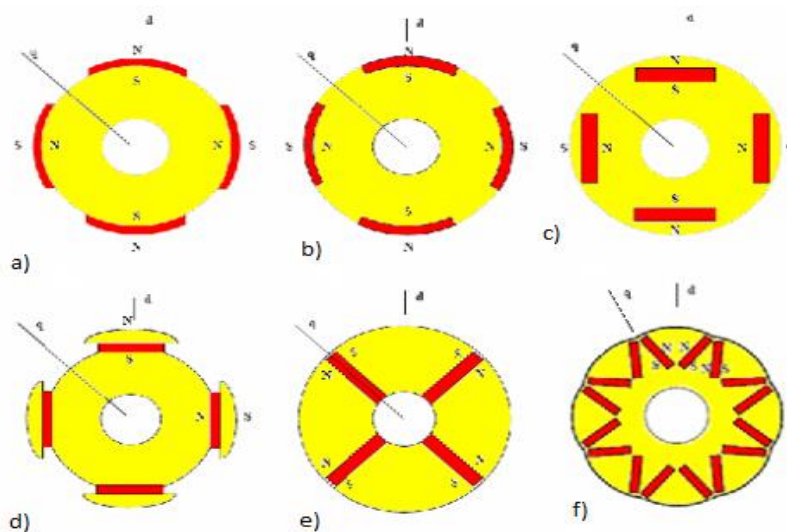


Fig.I.3:différents types de machines à aimants cylindriques à champ radial

- a) à aimants colées, sans pièces polaires,
- b) à aimants insérés,
- c) à aimants enterrés,
- d) à épanouissement polaire,
- e) et f) à aimants enterrés, structure à aimants à concentration de flux.

Parmi ces types on peut alors distinguer particulièrement les : machines sans pièces polaires, machines avec pièces polaires et machines avec pièces polaires et concentration de flux[4].

➤ Les machines sans pièces polaires ($L_d = L_q$)

Les machines sans pièces polaires comportent un rotor dont les aimants sont montés en surface, en périphérie du noyau magnétique rotorique et sont maintenus par collage ou frettage. Ce type de structure se caractérise principalement par une réluctance constante et de faible valeur le long de l'entrefer. On peut obtenir une force électromotrice quasitrapézoïdale si les aimants sont à aimantation radiale et l'entrefer réduit, utile pour une alimentation par courants rectangulaires sans ondulations de couple. [3], [4].

➤ Les machines avec pièces polaires ($L_d < L_q$)

Le rôle des pièces polaires consiste à élever l'induction dans l'entrefer à une valeur supérieure à celle fournie par les aimants, particulièrement lorsque l'on y ajoute un effet de concentration géométrique du flux magnétique. À cause de l'épaisseur des aimants l'entrefer sur l'axe direct est plus grand que celle sur l'axe indirect, par conséquent L_d est inférieure à L_q . On peut distinguer deux types de machine avec pièces polaires. Les rotors avec aimants sous les pièces polaires comportant des aimants disposés contre le noyau magnétique. Ces aimants peuvent être de forme parallélepipedique à aimantation parallèle ou en forme de tuile aimantée radialement. Les rotors à concentration de flux qui utilisent l'aimantation tangentielle d'aimants généralement parallélepipediques disposés entre les pièces polaires contre un arbre magnétique. Ces dernières réalisent une concentration de flux à condition que le nombre de pôles soit suffisamment élevé, ce qui permet d'augmenter le module du champ dans l'entrefer de façon significative.[4].

I.2.2 Principe de fonctionnement de la machine synchrone à aimants permanents

Le principe des moteurs à aimants permanents est assez simple. Seules les bobines sont alimentées. Le champ créé par les enroulements oriente le rotor qui est constitué par des

aimants. La Figure (I.4) représente un moteur ayant un rotor bipolaire et un stator comportant une paire de pôles. Les phases a, b et sont portées par des enroulements opposés. La présence de courants dans les phases oriente le rotor. On définit un “pas” élémentaire α p comme étant le déplacement angulaire du rotor lorsque l’alimentation est commutée d’une phase à la suivante. Nous obtenons pour cette structure $\alpha = 90^\circ$. Ceci correspond au passage de la Figure (I.4.a) à la Figure (I.4.c). Les demi-bas sont obtenus en alimentant deux phases à la fois (Figure (I.4.b)). De nombreux moteurs sur le marché utilisent ce genre de structure [5].

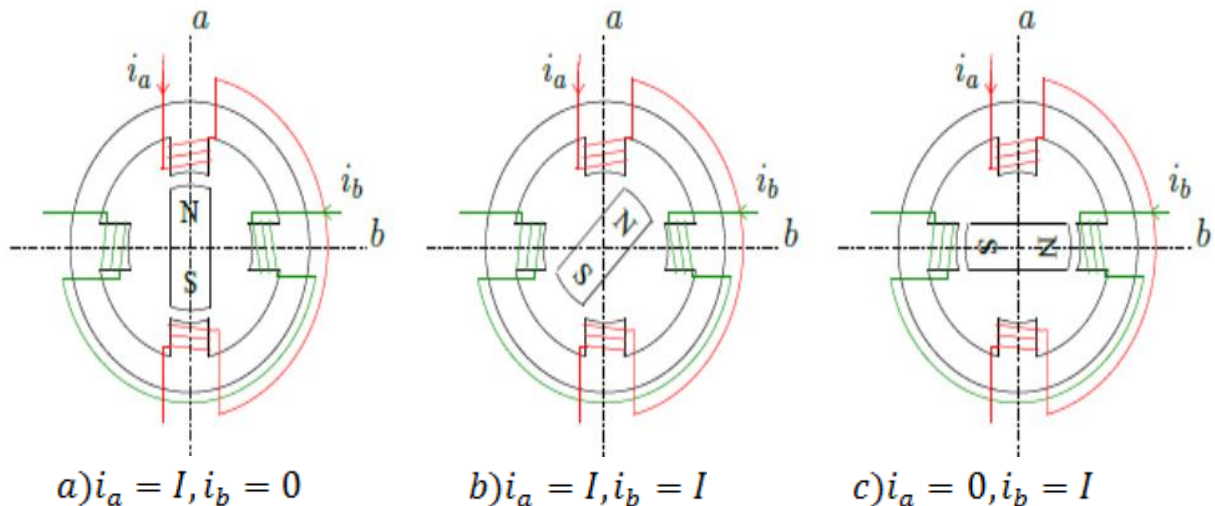


Fig.I.4 : Principe de fonctionnement du moteur à aimants permanents.

I.2.3 Avantages de la machine synchrone à aimants permanents

Les machines synchrones à aimants permanents présentent plusieurs avantages par rapport aux autres types de machines [1]:

- Puissances massiques importantes et élevées,
- Absence de contacts glissants,
- Pas des pertes résistives au rotor ; ce qui facilite l'évaluation 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,
- Possibilité de supporter des surcharges transitoires importantes et un bon comportement dynamique en accélération et en freinage,
- Grande fiabilité,
- Fonctionnement en survitesse

I.2.4 Inconvénients de la machine synchrone à aimants permanents

Comme inconvénients de la MSAP on cite [1] :

- Coût élevé 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.

I.2.5 Domaines d'application de machine synchrone à aimants permanents

C'est ainsi que le moteur synchrone peut être très utile dans de nombreuses applications, Comme:

- les équipements domestiques (machine à laver le linge),
- les automobiles,
- 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,
- la propulsion des véhicules électriques et la propulsion des sous-marins,
- les machines-outils,
- les applications de l'énergie de l'éolienne.

I.3 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents

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.

I.3.1 Hypothèses simplificatrices

La machine synchrone à aimants permanents est un système complexe, dont la Modélisation Obéit aux hypothèses simplificatrices suivantes :

- Les circuits magnétiques ne sont pas saturés, ce qui permet d'exprimer le flux, comme fonction linéaire des courants,
- Les pertes par courants de Foucault et par hystérésis sont négligées,
- La distribution de la force magnétomotrice créée par les enroulements au stator est sinusoïdale,

- Le système de tension est équilibré,
- Il n'existe pas d'enroulement amortisseur au rotor l'effet des amortisseurs est négligé [6].

I.3.2 Mise en équations de la machine synchrone à aimants permanents

La représentation schématique de la machine synchrone à aimants permanents dans l'espace électrique est donnée sur la figure (I.5)

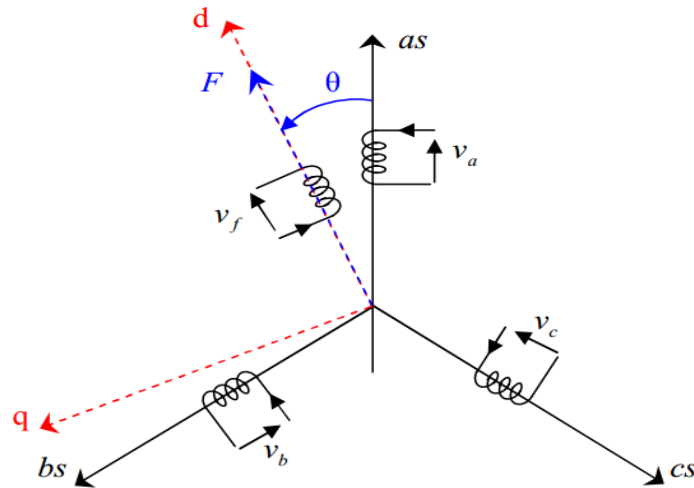


Fig.I.5 :Schéma de la machine synchrone à aimants permanents dans l'espace électrique

I.3.2.1 Équations électriques

Les équations électriques dans un repère fixe lié au stator sont décrites par :

$$\begin{cases} V_a = R i_a + \frac{d\varphi_a}{dt} \\ V_b = R i_b + \frac{d\varphi_b}{dt} \\ V_c = R i_c + \frac{d\varphi_c}{dt} \end{cases} \quad (I.1)$$

Avec :

R : Résistance d'un enroulement statorique

i_{abc} : Les courants des phases statorique a, b, c .

φ_{abc} : Les flux totaux à travers les bobines statorique.

V_{abc} : Les tensions des phases statoriques.

En vertu de l'hypothèse d'une répartition spatiale sinusoïdale de l'induction, les flux induits par les aimants dans les trois phases statoriques a, b, c sont donnés par :

$$\begin{cases} \varphi_{fa} = \varphi_{max} \cdot \cos(\theta) \\ \varphi_{fb} = \varphi_{max} \cdot \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \varphi_{fc} = \varphi_{max} \cdot \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (I.2)$$

Le flux produit dans chaque enroulement statorique est la somme de quatre termes.

Comme exemple, pour la phase `a`, le flux φ_a est la somme des termes :

$\varphi_{aa} = L_s \cdot i_a$: Flux propre de la phase `a` sur `a`.

$\varphi_{ba} = M_s i_b$: Flux mutuel de la phase `b` sur `a`.

$\varphi_{ca} = M_s i_c$: Flux mutuel de la phase `c` sur `a`.

φ_{fa} : Flux mutuel de l'aimant sur la phase `a`.

L'expression du flux total dans la phase `a` est donnée par :

$$\varphi_a = \varphi_{aa} + \varphi_{ba} + \varphi_{ca} + \varphi_{fa} = L_s \cdot i_a + M_s \cdot (i_b + i_c) + \varphi_{fa}$$

Du fait que la machine est équilibrée a neutre isolé, on a, $(i_a + i_b + i_c = 0)$ d'où

l'expression du flux dans la phase `a` se réduit alors à :

$$\varphi_a = (L_s - M_s) i_a + \varphi_{fa} = L_{sc} i_a + \varphi_{fa} \quad (I.3)$$

Avec :

$L_{sc} = (L_s - M_s)$: L'inductance cyclique d'un enroulement statorique.

L_s L'inductance propre d'une phase statorique.

M_s Mutuelle inductance entres phases du stator.

Par conséquent, les expressions des flux dans les autres phases se déduisent par :

$$\begin{cases} \varphi_b = L_{sc} i_b + \varphi_{fb} \\ \varphi_c = L_{sc} i_c + \varphi_{fc} \end{cases} \quad (I.4)$$

En remplaçant les expressions des flux dans le système des tensions.

On obtient :

$$\begin{cases} V_a = R i_a + L_{sc} \cdot \frac{di_a}{dt} + \frac{d\varphi_{fa}}{dt} \\ V_b = R i_b + L_{sc} \cdot \frac{di_b}{dt} + \frac{d\varphi_{fb}}{dt} \\ V_c = R i_c + L_{sc} \cdot \frac{di_c}{dt} + \frac{d\varphi_{fc}}{dt} \end{cases} \quad (I.5)$$

I.3.2.2 Équations mécaniques

L'équation mécanique de la machine s'écrit :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = (C_{em} - C_r - C_f) \quad (I.6)$$

$$C_f = F_r \Omega$$

Avec :

$\Omega = \frac{\omega}{P}$: Vitesse mécanique de rotation de la machine.

C_r : Couple résistant.

C_{em} : Couple électromagnétique.

C_f : Couple de frottement.

J : Moment d'inertie.

P : Nombre de paires de pôles.

Ω : Vitesse électrique du rotor.

F_r : Coefficient de frottement.

On remarque que le système (I.5) engendre des équations fortement non linéaires et couplées.

Pour simplifier ce problème, on utilise la transformation de Park

I.4 Transformation de Park

La transformation de Park consiste à transformer la représentation du moteur triphasé équilibré à une représentation biphasée équivalente caractérisée par deux axes d-q, à condition que le champ où les forces magnétomotrices et la puissance instantanée soient conservés [7], [8].

La matrice $P(\theta)$ de PARK est donnée sous la forme suivante :

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}$$

Son inverse $[P(\theta)]^{-1}$ est définie par :

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix}$$

I.5 Modèle de la Machine Synchrone à Aimants Permanents dans le Repère de Park

Pour supprimer la non linéarité des équations du modèle précédent, nous utilisons la transformation de Park qui consiste à remplacer les enroulements des phases (a, b, c) par deux enroulements (d, q) dont les axes magnétiques sont solidaires au rotor et tournant avec lui avec une vitesse (ω) comme le représenté dans la figure (I-6).

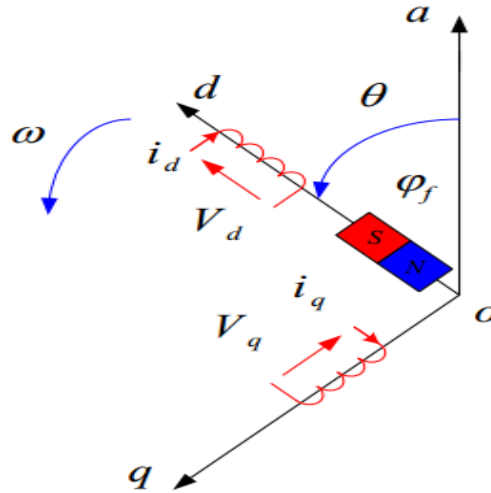


Fig.1.6 : Schéma équivalent de la machine synchrone à aimants permanents dans le repère (d, q).

I.5.1 Equations des Tensions

En appliquant la transformation de Park au système (I.1), on aura :

$$[v_{dq}] = [P(\theta)][u_{abc}] = [P(\theta)][R][c] + [P(\theta)] \frac{d}{dt} [\varphi_{abc}]$$

Ensuite, en se basant sur transformation de Park inverse et le système (I.5) on obtient :

$$[v_{dq}] = [T_\theta][R][T_\theta]^{-1} [i_{dq}] + [T_\theta][T_\theta]^{-1} \frac{d}{dt} [\varphi_{dq}] + [T_\theta] \left(\frac{d}{dt} [T_\theta]^{-1} \right) [\varphi_{dq}]$$

À l'aide de (I.7) on obtient les équations statoriques de la machine exprimées dans le référentiel de Park lié au rotor :

$$\begin{cases} v_d = R * i_d + \frac{d\varphi_d}{dt} - \frac{d\theta}{dt} * \varphi_q \\ v_q = R * i_q + \frac{d\varphi_q}{dt} + \frac{d\theta}{dt} * \varphi_d \end{cases} \quad (I.7)$$

I.5.2 Equations des Flux

D'après les équations (I.4) et la transformation de Park et Park inverse nous avons

$$\begin{aligned} [\varphi_{dq}] &= [T_\theta][\varphi_{abc}] = [L][i_{abc}] + \varphi_f \\ [\varphi_{dq}] &= [T_\theta][L][T_\theta]^{-1}[i_{dq}] + \varphi_f \end{aligned}$$

D'où

$$\begin{cases} \varphi_d = l_d * i_d + \varphi_f \\ \varphi_q = l_q * i_q \end{cases} \quad (I.8)$$

l_d, l_q : Inductances d'axes directe et en quadrature. La machine étant supposée à pôles lisses, ce qui signifie que $l_d = l_q$

En tenant compte des équations du flux, on peut écrire :

$$\begin{cases} v_d = R i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - P\Omega L_q i_q \\ v_q = R i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + P\Omega (L_d i_d + \varphi_f) \end{cases} \quad (I.9)$$

I.5.3 Expression du couple électromagnétique

Le calcul de couple électromagnétique de la machine synchrone à aimant permanent se base sur la connaissance de la puissance instantanée $P(t)$, que s'exprime par :

$$p(t) = V_a * i_a + V_b * i_b + V_c * i_c \quad (I.10)$$

Dans le référentiel de Park, cette puissance s'écrit :

$$p(t) = \frac{3}{2} (v_d i_d + v_q i_q) \quad (I.11)$$

En remplaçant les courants et les tensions dans cette expression par leurs similaires dans le système (d, q) , La puissance électrique absorbée par la machine dans le référentiel de Park devient :

$$p(t) = \frac{3}{2} \left[P\omega_r \left((L_d - L_q) i_d i_q + \varphi_f i_q \right) + R(i_d^2 + i_q^2) + \left(i_d L_d \frac{di_d}{dt} + i_q L_q \frac{di_q}{dt} \right) \right] \quad (I.12)$$

Cette puissance est composée de :

$$\text{Puissance perdue par effet joule : } p_j = \frac{3}{2} R (i_d^2 + i_q^2) \quad (I.13)$$

$$\text{Puissance électromagnétique : } p_{em} = \frac{3}{2} \left[P\Omega \left((L_d - L_q) i_d i_q + \varphi_f i_q \right) \right] \quad (I.14)$$

La variation d'énergie magnétique emmagasinée :

$$p_v = \frac{3}{2} \left(i_d L_d \frac{di_d}{dt} + i_q L_q \frac{di_q}{dt} \right) \quad (I.15)$$

Le couple qu'est produit par l'interaction entre les pôles formés par les aimants au rotor et les pôles engendrés par les Fmms dans l'entrefer généré par les courants statoriques [9]. Il est exprimé par

$$C_{em} = \frac{p_{em}}{\Omega} \quad (I.16)$$

$$\Rightarrow C_{em} = \frac{3P}{2} [(L_d - L_q)i_d i_q + \varphi_f i_q] \quad (I.17)$$

I.6. Modélisation sous la forme d'états de la machine synchrone à aimants permanents

I.6.1 Représentation d'état [4].

On cherche à obtenir un système d'équations écrit sous forme d'équations d'états. Sera du type :

$$\frac{dX}{dt} = AX(t) + BU \quad (I.18)$$

$$Y = CX(t)$$

En développant le système d'équations (I.9) on peut déduire la forme finale des équations du MSAP dans le référentiel (d-q) :

X : vecteur d'état.

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).

I.6.2 Représentation d'état du modèle de la machine synchrone à aimants permanents dans le repère d-q

Plusieurs façons sont possibles pour le choix du vecteur d'état. Cela dépendra de l'objectif tracé. Pour la MSAP alimentée en tension on choisit le vecteur d'état comme la suite [9] :

Variables de commande : les tensions statoriques V_d, V_q et le flux permanent Φ_m .

Variables d'état : les courants I_d, I_q .

Variables de sortie : Les courants I_d, I_q .

En utilisant les équations (I.18) (I.9) après arrangement le système prendra la forme suivante :

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} P\Omega i_q + \frac{1}{L_d} v_d \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R}{L_q} i_q - \frac{L_d}{L_q} P\Omega i_d - \frac{\varphi_f}{L_q} P\Omega + \frac{1}{L_q} v_q \end{cases} \quad (\text{I.19})$$

$$X = \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} \quad U = \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ \varphi_f \end{bmatrix} \quad Y = \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix}$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d} & \frac{L_q}{L_d} p\omega_r \\ -\frac{L_d}{L_q} p\omega_r & -\frac{R}{L_q} \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_q} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & -\frac{1}{L_q} p\omega_r \end{bmatrix} \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.20})$$

L'équation mécanique est donné par

$$\begin{cases} J \frac{d\Omega}{dt} + F_r \Omega = C_e - C_r \\ C_e = \frac{3}{2} p [(L_d - L_q) I_d I_q + \Phi_m I_q] \\ \Omega = \frac{\omega}{p} \end{cases} \quad (\text{I.21})$$

I.6.3 Utilisation de la transformation de Laplace

On applique la transformation de Laplace sur(I.19) (I.21) on trouve

$$\begin{cases} s i_d = -\frac{R}{L_d} i_d + P\Omega i_q + \frac{1}{L_d} V_d \\ s i_q = -\frac{R}{L_q} i_q + \frac{L_d}{L_q} P\Omega i_d - \frac{\varphi_f}{L_q} P\Omega + \frac{1}{L_q} V_q \end{cases} \quad (\text{I.22})$$

$$i_d \left[s + \frac{R}{L_d} \right] = \frac{i_q}{i_d} P\Omega i_q + \frac{1}{L_d} V_d$$

$$i_d = \frac{P\Omega i_q L_q + V_d}{L_d s + R_s} \quad (\text{I.23})$$

Avec la même méthode on trouve i_q

$$i_q = \frac{V_d P\Omega \Phi_f + L_d i_d p\Omega}{L_q s + R_s} \quad (\text{I.24})$$

L'equation de mouvement devient

$$j\Omega \cdot s + F_r \Omega = C_e - C_r$$

$$\Omega = \frac{C_e - C_r}{j \cdot s + F_r} \quad (\text{I.25})$$

Avec :

$$C_e = \frac{3}{2}P[(L_d - L_q)I_q I_d + \Phi_f I_q]$$

A partir des équations (1.23) (1.24)(1.25) on peut représenter le MSAP par un bloc diagramme illustré dans l'annexe B

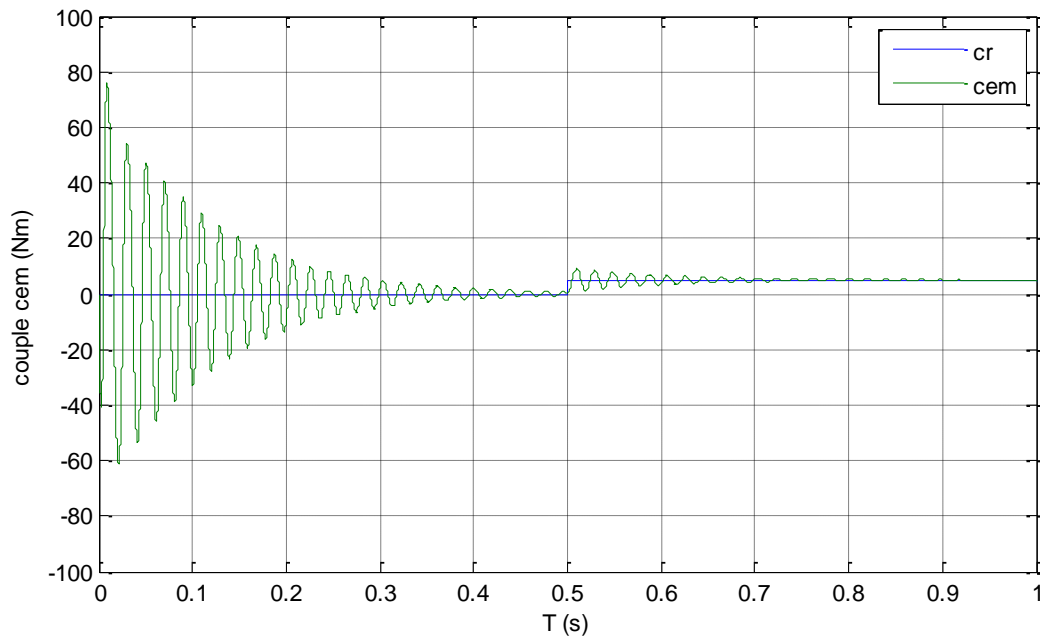
I.7 Bloc de Simulation de la machine synchrone à aimants permanents

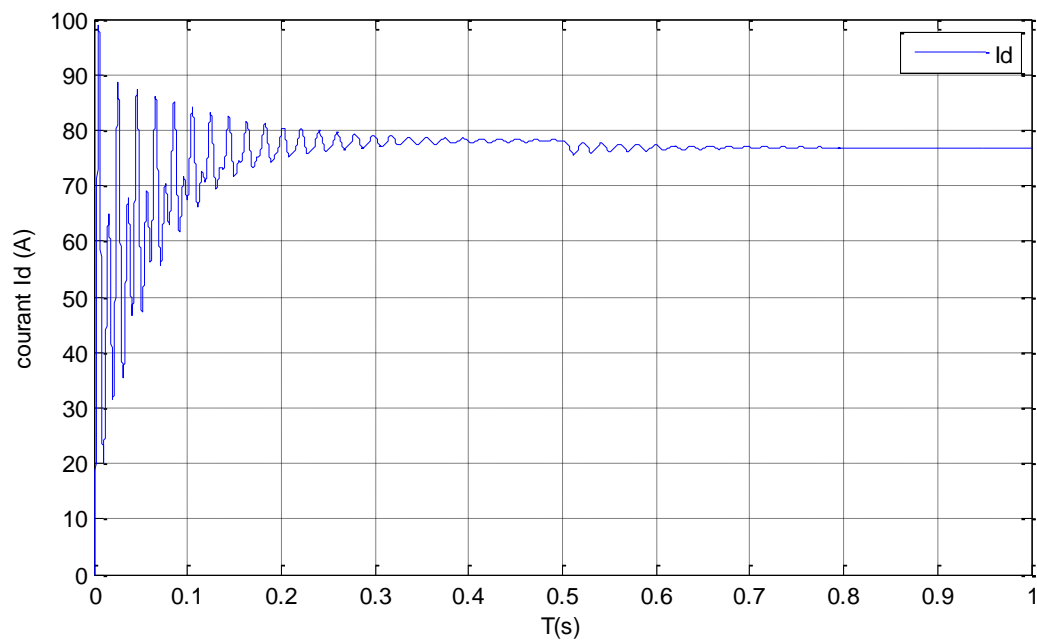
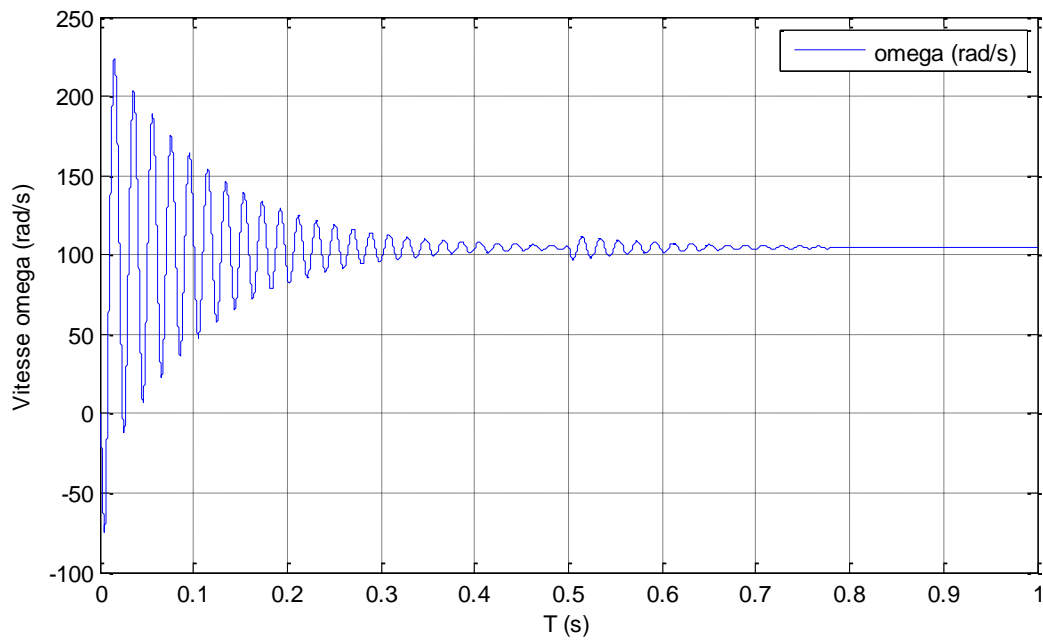
Nous considérons que la machine est alimentée par un système de tension triphasé équilibré 380/220V, $f=50$ Hz.

Dans notre travail, nous avons utilisé le logiciel « MATLAB Simulink » pour la simulation du comportement dynamique de la MSAP triphasée. Nous avons réalisé un démarrage à vide avec application d'un couple de charge $C_T=5$ N.m a l'instant $t=0.5$ s. Les paramètres de la machine et le bloc de simulation sont présentés respectivement dans les annexes A et B.

I.8 Résultats de simulation de la MSAP alimentée par un réseau triphasé

La figure (I.7) présente les graphes temporelles du couple électromagnétique, la vitesse de rotation, le courant I_d et le courant I_q





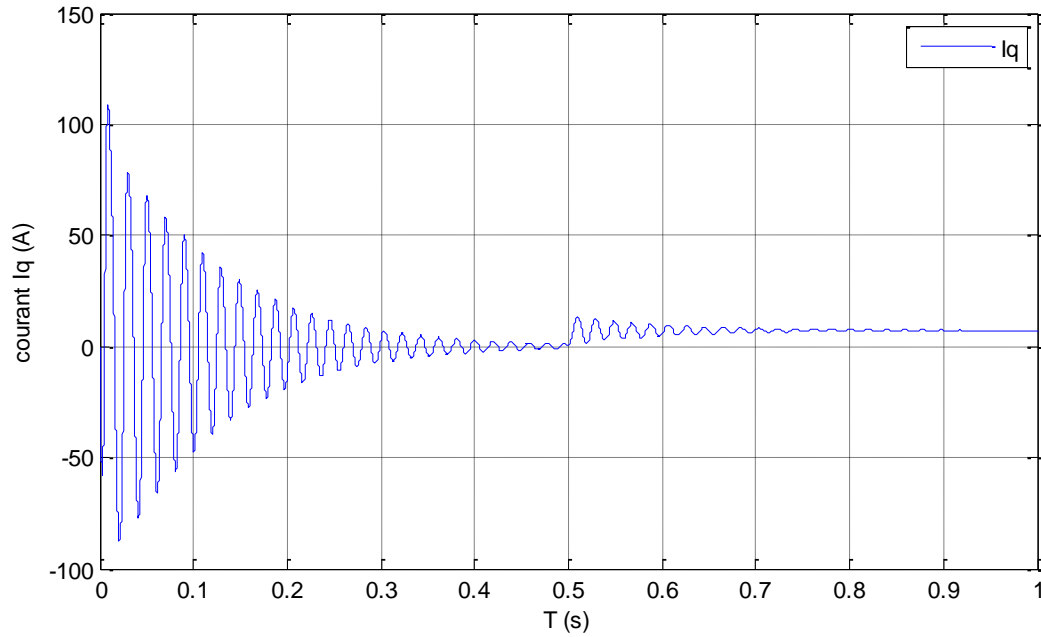


Fig.1.7 : Résultats de simulation de la MSAP démarrage à vide suivi d'une application de charge de 5 N.m à $t=0.5$ s

Interprétation des résultats de simulation

Nous constatons que l'allure de vitesse présente des oscillations pendant le régime transitoire, sous l'effet de contre réaction des masses tournantes qui tendent à ramener le moteur au repos fait apparaître des valeurs de vitesses négatives très faible et de courte durée, ce régime qui prend presque 0.4 sec, puis cette vitesse atteint sa valeur nominale de 105 rad/sec (paire de pole=3) en régime permanent pour un couple nul, cette réponse est assez rapide, car l'inertie de la machine est très faible.

Nous remarquons aussi que l'allure du couple électromagnétique $C_e=f(t)$ présente aux premiers instants de démarrage des battements importants avec un pic de 75 N.m, puis tendre vers le régime permanent où le couple coïncide avec le couple résistant. D'autre part, pour l'allure des courants on constate au début de démarrage des pics assez importants pendant un temps très court, et cela s'explique par la f.é.m. qui est due à une faible vitesse au démarrage, puis s'établissent à leurs valeurs en régime permanent. A $t=0.5$ s, on applique un couple de charge de 5 N.m. D'après les résultats de simulation,

Nous remarquons que l'application du couple de charge entraîne une variation dans les différentes réponses pendant cette perturbation (diminution de la vitesse de rotation), puis se stabilise en régime permanent. Ces résultats montre bien le fort couplage existant entre ces différents variables indiquant le caractère non linéaire de la machine

I.9 Système d'alimentation de la machine synchrone à aimants permanents

Après avoir présenté le modèle de la machine, on présentera le système d'entraînement complet où la machine synchrone à aimant permanent est associée à deux convertisseurs en cascade. Le convertisseur coté réseau est constitué d'un redresseur triphasé à diodes et d'un filtre, et le convertisseur coté machine, un onduleur de tension triphasé. La figure.I.8 illustre le schéma de principe de cette association .

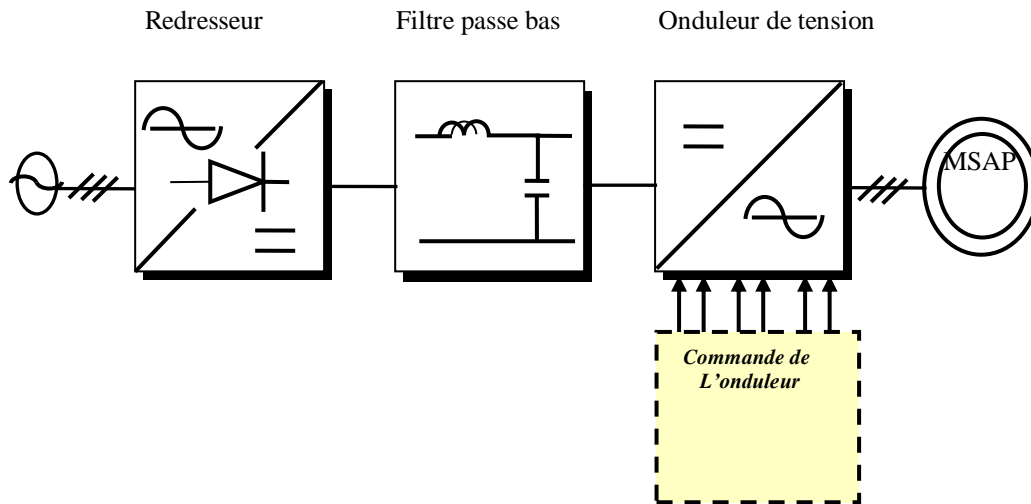


Fig.I.8 : exemple d'alimentation de l'onduleur

I.9.1 Modélisation du redresseur triphasé double alternance à diodes

Le redresseur est un convertisseur « alternatif/continue », Une conversion d'énergie électrique permet de disposer d'une source de courant continue à partir d'une source alternative, il est représenté par la (fig. I.9).

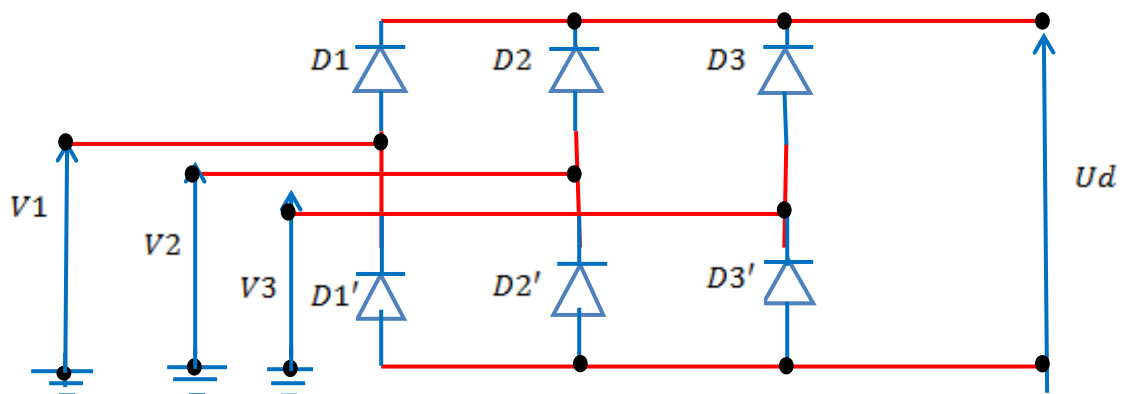


Fig.I.9 : schéma du pont triphasé redresseur double alternance à diodes

Ce redresseur comporte trois diodes ($D1, D2, D3$) à cathode commune assurant l'aller du courant I_d et trois diodes ($D1', D2', D3'$) à anode commune assurant le retour du courant I_d . Si on suppose que le redresseur est alimenté par un réseau triphasé équilibré de tension :

$$\begin{cases} V1 = V_m \sin(2\pi ft) \\ V2 = V_m \sin\left(2\pi ft - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V3 = V_m \sin\left(2\pi ft - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (I.26)$$

Le pont de Graëtz à diodes triphasé alimenté par un système de tensions sinusoïdales triphasées. La séquence de conduction des diodes est définie comme suit :

D_i Conduit si $V_i = \max(V_j)$; $j = 1,2,3$; $i = 1,2,3$.

D'_i Conduit si $V'_i = \min(V_j)$; $j = 1,2,3$; $i = 1,2,3$.

La tension U_d à la sortie de redresseur est :

$$U_d = V_i - V'_i = \max(V_j) - \min(V_j)$$

Avec :

D_i, D'_i : Les diodes en conduction ..

V_i : La tension à l'anode de D_i

V'_i : La tension à la cathode de D'_i

La valeur moyenne de la tension redressée est donnée par :

$$U_{d_{moy}} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \quad (I.27)$$

I.9.2 Modélisation de filtre

On utilise un filtre passe-bas « LC », pour éliminer les hautes fréquences. Ce filtre est schématisé par la (figure I.10).

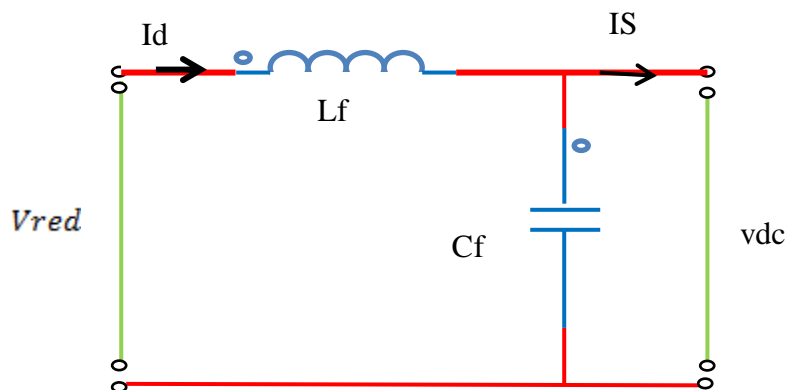


Fig.I.10 : schéma du filtre passe bas

Le modèle du filtre est défini par le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} U_{red}(t) = L_f \frac{dI_d(t)}{dt} + U_{dc}(t) \\ \frac{dU_{dc}(t)}{dt} = \frac{1}{C_f} [I_d(t) - I_s(t)] \end{cases} \quad (I.28)$$

La fonction de transfert correspondante est donnée par

$$F(s) = \frac{V_{dc}(s)}{V_{red}(s)} = \frac{1}{1+(\sqrt{L_f C_f} s)^2} \quad (I.29)$$

Le rôle de la capacité C'est d'assurer le caractère de source de tension à l'entrée de l'onduleur, de fournir l'énergie réactive à la machine, et d'absorber le courant négatif restitué par la charge. Le rôle de l'inductance L'est de lisser le courant id. Le filtre est du deuxième ordre dont la fréquence de coupure est :

$$f_c = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}} \quad (I.30)$$

I.9.3 Onduleur de tension

Les onduleurs de tension alimentent les machines à courant alternatif à partir d'une source de tension continue. Ils permettent d'imposer aux bornes de la machine des tensions D'amplitude et de fréquence réglable par la commande. Une machine triphasée sans liaison de neutre est alimentée par un onduleur de tension à trois bras comprenant chacun deux cellules de commutation. Chaque cellule est composée d'un interrupteur, commandé à l'amorçage et au blocage et d'une diode antiparallèle.

1.9.4 Modélisation de l'onduleur triphasé de tension à deux niveaux

Pour modéliser l'onduleur de tension (Figure (1.11)) on considère son alimentation comme une source parfaite, supposée d'être de deux générateurs de F.E.M égale à

$\frac{U_0}{2}$ Connectés entre eux par un point noté n_0 .

La machine a été modélisée à partir des tensions simples qui 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 $S_i = -1$, Alors T_i est ouvert et T_i' est passant,

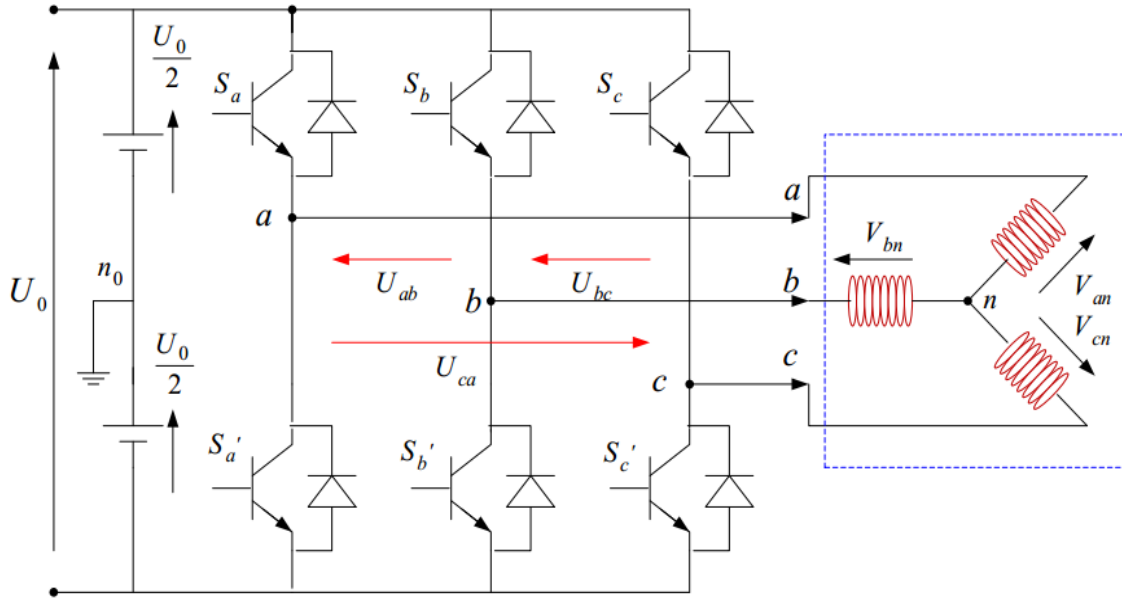


Fig.1.11 : Représentation d'un onduleur triphasé de tension à deux niveaux.

Dans ces conditions on peut écrire les tensions V_{in0} en fonction des signaux de commande $S_i (i = a, b, c)$. Et en tenant compte du point fictif n_0 représenté sur la figure. (1.11).

$$V_{in0} = S_i V_{dc} \quad (I.31)$$

Soit "n", le point neutre du côté alternatif (MASP), alors les trois tensions composées :

V_{ab}, V_{bc}, V_{ca} Sont définies par les relations suivantes :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an} - V_{bn} \\ U_{bc} = V_{bn} - V_{cn} \\ U_{ca} = V_{cn} - V_{an} \end{cases} \quad (I.32)$$

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

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{1}{3} [U_{ab} - U_{ca}] \\ V_{bn} = \frac{1}{3} [U_{bc} - U_{ab}] \\ V_{cn} = \frac{1}{3} [U_{ca} - U_{bc}] \end{cases} \quad (I.33)$$

En faisant apparaître le point "n0", les tensions entre phases peuvent aussi s'écrire :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an0} - V_{bn0} \\ U_{bc} = V_{bn0} - V_{cn0} \\ U_{ca} = V_{cn0} - V_{an0} \end{cases} \quad (I.34)$$

En remplaçant (1.33) dans (1.32) on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} +2 & -1 & -1 \\ -1 & +2 & -1 \\ -1 & -1 & +2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an0} \\ V_{bn0} \\ V_{cn0} \end{bmatrix} \quad (I.35)$$

Des relations suivantes :

$$\begin{cases} U_{an0} = V_{an} + V_{nn0} \\ U_{bn0} = V_{bn} + V_{nn0} \\ U_{cn0} = V_{cn} + V_{nn0} \end{cases} \text{(I.36)}$$

On peut déduire le potentiel entre les points n et n_0 :

$$V_{nn0} = \frac{1}{3} [V_{an0} + V_{bn0} + V_{cn0}] \text{(I.37)}$$

L'utilisation de l'expression (I.31) permet d'établir les équations instantanées des tensions simples en fonction des grandeurs de commande :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} V_{dc} \begin{bmatrix} +2 & -1 & -1 \\ -1 & +2 & -1 \\ -1 & -1 & +2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \text{(I.38)}$$

L'onduleur a pour objectif de générer à sa sortie, des tensions le plus sinusoïdal possible, à cet effet, différentes méthodes sont utilisées pour commander les interrupteurs d'un onduleur. La stratégie la plus utilisée est la Modulation de Largeur d'Impulsions (MLI).

I.9.5 Onduleur de Tension à MLI

La modulation des largeurs d'impulsions (MLI) est une technique de commande qui permet d'une part de réduire les harmoniques de tension et d'autre part de contrôler son amplitude. La MLI consiste à multiplier le nombre des commutations des interrupteurs de l'onduleur, en gardant la tension d'entrée continue fixe, et en variant les largeurs des impulsions de la tension.

Il existe plusieurs stratégies de modulation de largeur d'impulsions :

- MLI triangulé-sinusoïdale,
- MLI à hystérésis,
- MLI vectorielle ...etc.

Chacune d'elle doit obéir à un algorithme bien défini, mais toutes sont conçues pour générer une source de tension la plus sinusoïdale possible à la sortie de l'onduleur.

I.9.5.1 Modulation de largeur d'Impulsions Sinus-Triangle [6]

Le principe général de la commande MLI 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 :

- Le premier, appelé signal de référence, de fréquence f 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, de fréquence f_p c'est un signal de haute fréquence par rapport au signal de référence

L'intersection de ces signaux donne les instants de commutation des interrupteurs des sorties de l'onduleur. Telle que lorsque le signal de référence est au-dessus du signal de la porteuse, l'impulsion de sortie est 1, et lorsqu'il est au-dessous de la porteuse, l'impulsion de sortie est égale à 0.

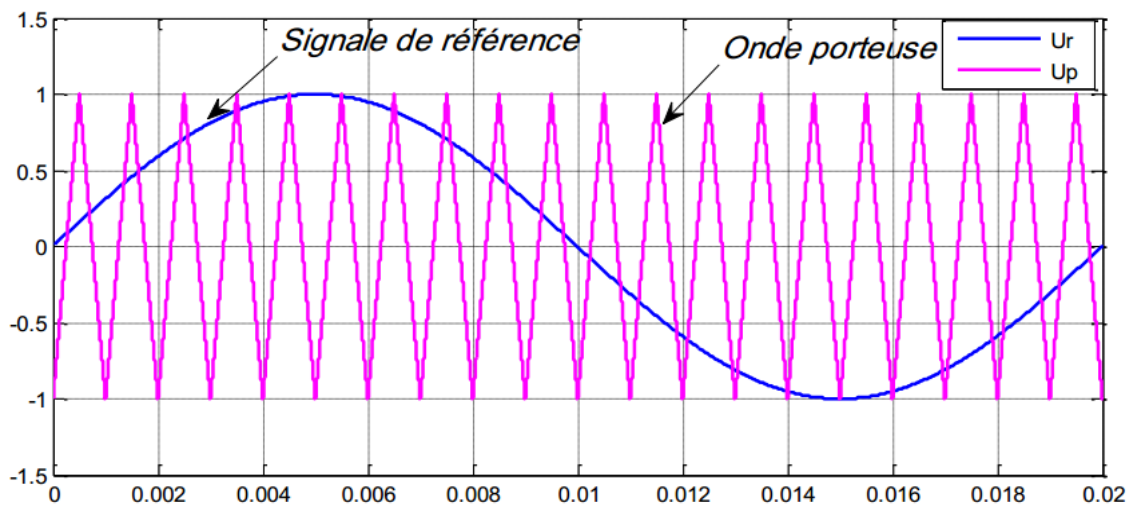
Donc le principe de cette stratégie peut être résumé par l'algorithme suivant :

$$\text{Si } U_r \geq U_p \Rightarrow S(t) = 1 \text{ sinon } S(t) = 0$$

U_r la tension de référence

U_p la tension de porteuse

$S(t)$ est le signal MLI résultant La (Figure I.13), illustre le principe de cette commande :



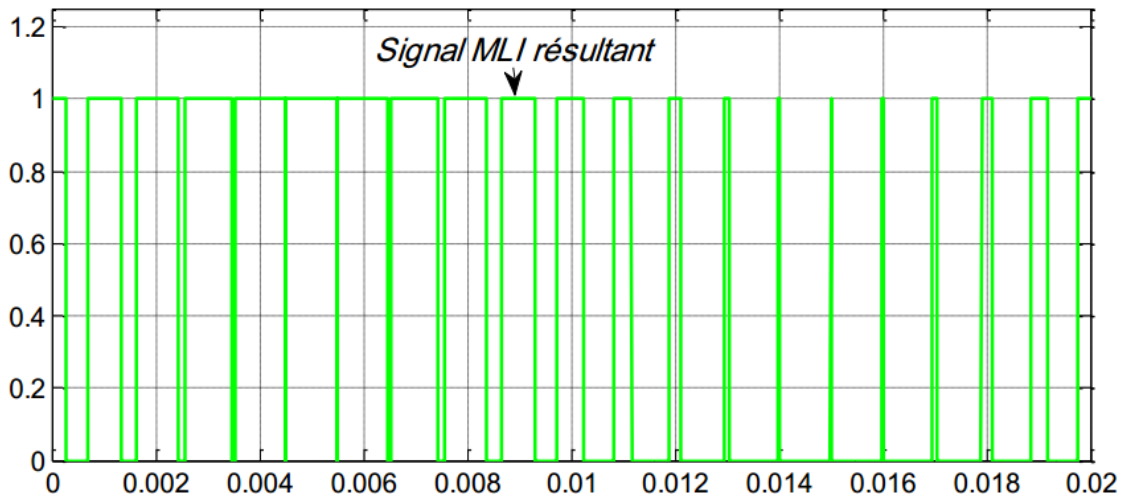


Fig. I.12 :Illustration de la MLI triangulé-sinusoidale

Cette stratégie est caractérisée par deux paramètres :L'indice de modulation m et le taux de modulation r

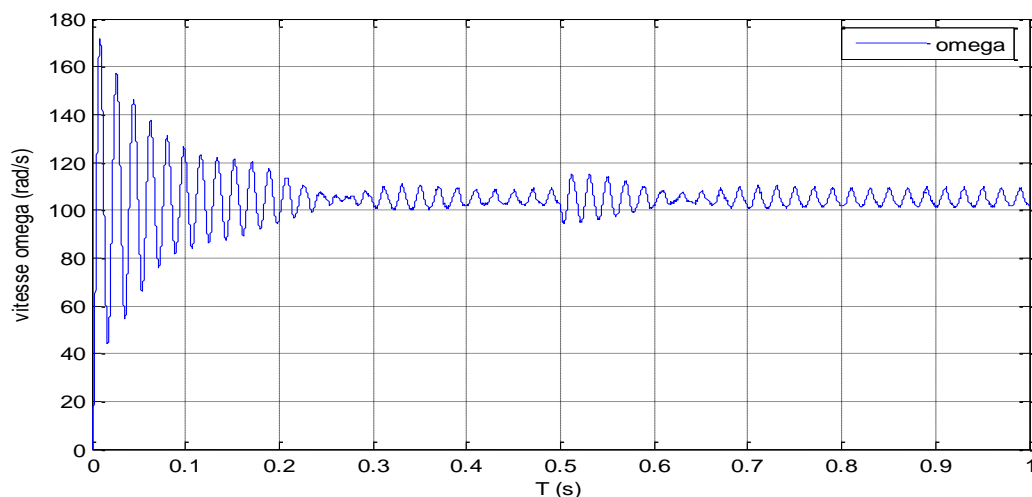
L'indice de modulation qui est défini comme étant le rapport entre la fréquence de la porteuse f_p et la fréquence du signal de référence (f) :

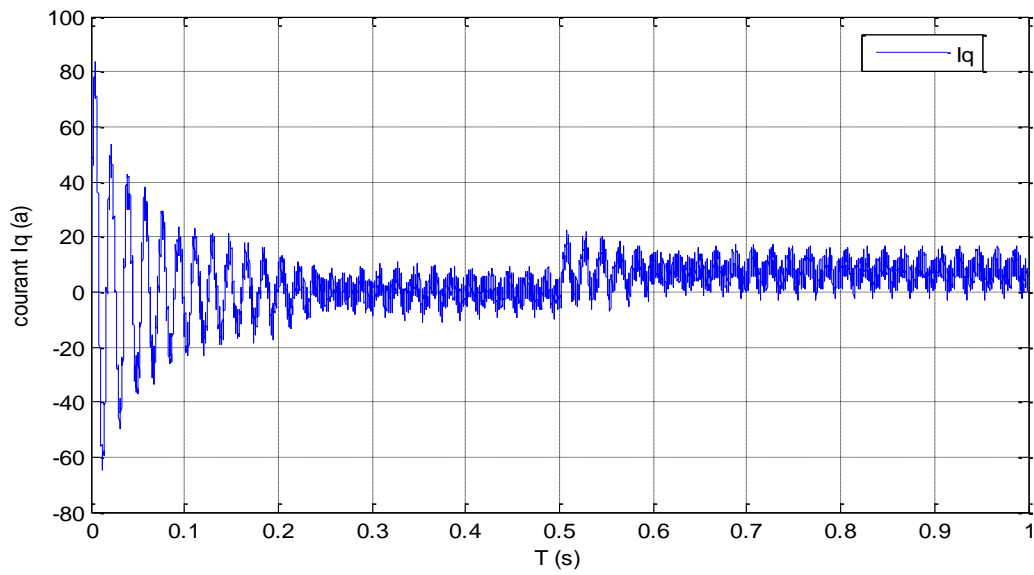
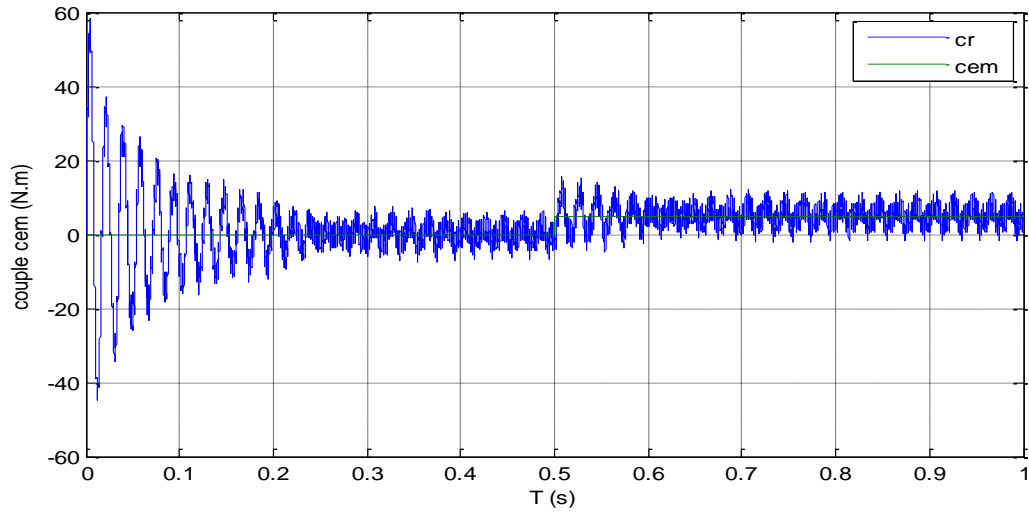
$$m = \frac{f_p}{f} \quad (I.39)$$

- Le taux de la modulation (le coefficient de réglage en tension)'r' qui est défini comme étant le rapport entre la des amplitudes de tension de la référence U_r sur la porteuse U_p .

$$r = \frac{U_r}{U_p} \quad (I.40)$$

I.9.5.2 Résultats de simulation de la MSAP alimenté par onduleur de tension MLI à Sinus-Triangle





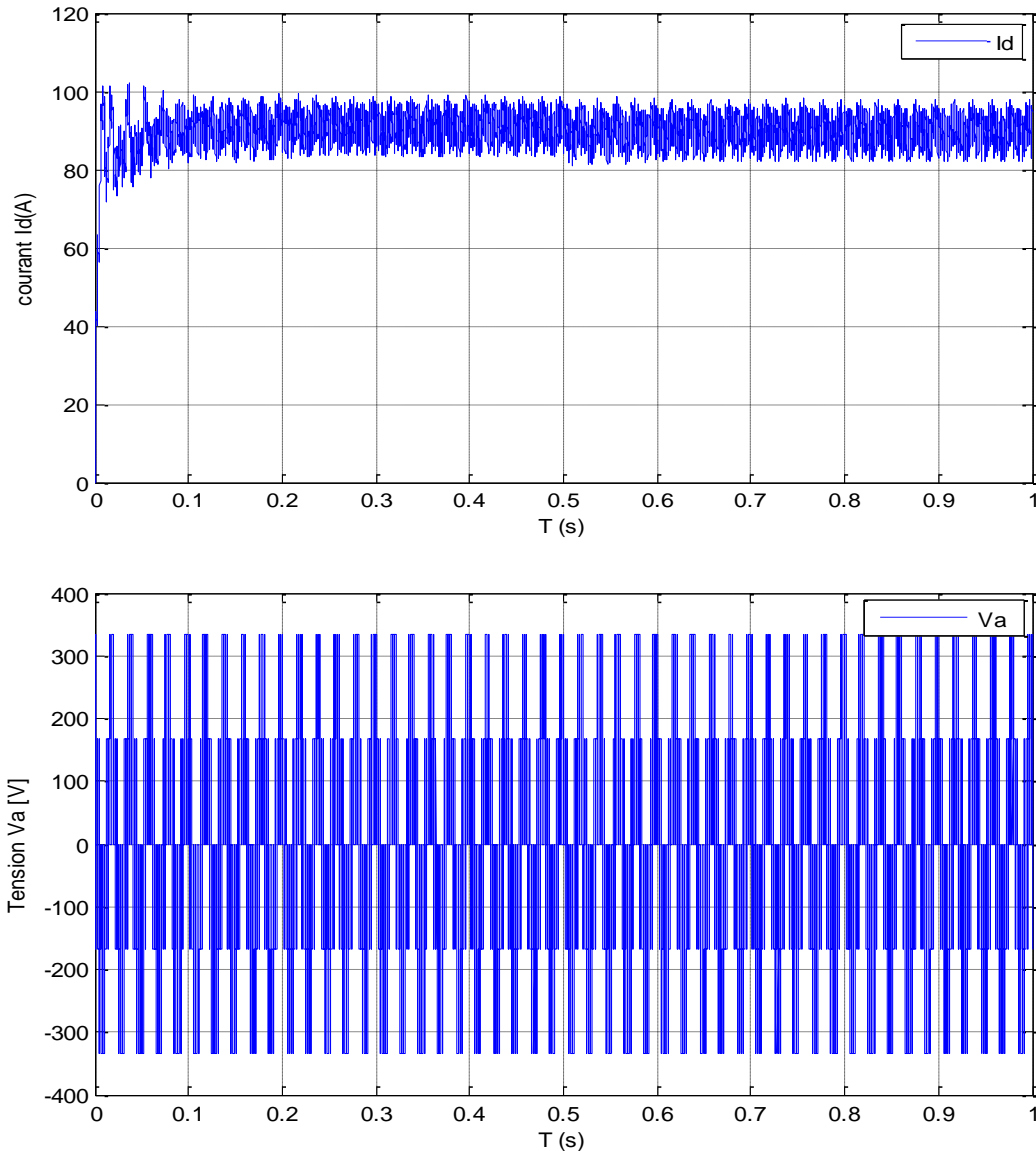


Fig.I.13 :Résultats de simulation de la MSAP alimentée par onduleur de tension MLI Sinus-Triangle,démarrage à vide suivi d'une application de charge de 5N.m à $t=0.5\text{sec}$

➤ En termes d'Interprétations des résultats obtenue

Nous remarque queLes grandeurs de la machine, alimentée par l'onduleurMLI triangulé-sinusoïdale ont la même allure que ceux obtenus avec l'alimentation directement du réseau (sinusoïdal), à la différence que ceux obtenus avec l'onduleur présentent des oscillations et cela à cause des harmoniques de rang élevé et le signal n'est pas purement sinusoïdal.

I.10 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la machine synchrone à aimants permanents et ses avantages par rapport aux autres types de machines, en suite, nous avons modélisé la machine synchrone à aimants permanents en utilisant le modèle de Park. Nous avons modélisé aussi le convertisseur statique et sa commande, les résultats obtenus par la simulation ont permis d'analyser le comportement dynamique aussi bien du modèle seul que de l'association (onduleur de tension MSAP). Nous remarquons également que les réponses sont très rapides et stables mais les performances ne sont pas bonnes surtout au démarrage et lors de l'application du couple de charge. Donc, pour obtenir des performances statiques et dynamiques élevées on applique la commande vectorielle qui sera développée dans le chapitre suivant.

Chapitre II

Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents par orientation de flux rotorique

Chapitre II : Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents par orientation de flux rotorique

II.1 INTRODUCTION

Les machines à courant continu (MCC) sont d'une construction mécanique assez compliquée, mais leur commande est simple. Par contre, pour les machines à courant alternatif, la situation est tout autre. En effet, bien que les modèles soient simplifiés, puisque la commutation se fait à l'extérieur de la machine, leurs structures de commande demeurent encore beaucoup plus compliquées que celles des MCC car le modèle mathématique du système dans le repère de Park est non linéaire et il est fortement couplé du fait de l'existence d'un couplage complexe entre les deux armatures rotorique et statorique.

Pour contrecarrer cette difficulté et pour obtenir une situation équivalente à celle de la machine à courant continu à excitation séparée, Blaschke et Hasse en 1972 ont proposé une technique de commande dite commande vectorielle appelée aussi commande par orientation de flux « FOC » (Field Oriented Control). C'est l'objectif de ce chapitre [10],[6].

Ce chapitre donc présente la commande vectorielle appliquée à la MSAP. Les boucles des courants et la boucle de vitesse sont régulées à l'aide de correcteurs classiques PI. Des résultats de simulation sont présentés pour montrer les performances de la régulation proposée. L'étude de la robustesse de ce contrôle sera examinée en dernier lieu.

Chapitre II : Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents par orientation de flux rotorique

II.2 Principe de la commande vectoriel [11], [12], [6].

La commande vectorielle, consiste à régler le flux par une composante du courant et le couple par l'autre composante. Il faut donc, choisir un système d'axe d,q et une loi de commande qui assure le découplage du flux et du couple. La stratégie de commande la plus souvent utilisée est celle qui consiste à maintenir le courant I_d à une valeur nulle. Cette stratégie permet de simplifier la commande du couple par la linéarisation de la relation entre le couple et le courant.

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

$$C_e = \frac{3}{2} P [(L_{ds} - L_{qs}) I_{ds} I_{qs} + I_{qs} \Phi_f] \quad (\text{II.1})$$

Si le courant I_d est maintenu nul, physiquement le flux de réaction d'induit est en quadrature avec le flux rotorique produit par les aimants permanent et L'expression du couple donnée par la relation (II.1), devine

$$C_e = K I_{qs} \quad \text{Avec} \quad K = \frac{3}{2} P \Phi_f \quad (\text{II.2})$$

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

$$\Phi_f = L_f I_f \quad (\text{II.3})$$

Nous remarquons que le flux est constant et le couple est directement proportionnel à I_q , ainsi que l'expression du couple électromagnétique est la même que celle d'une machine à courant continu, ou les courants : I_f et I_{qs} produisent respectivement les flux rotorique et statorique séparément (fig. II.2)

Chapitre II : Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents par orientation de flux rotorique

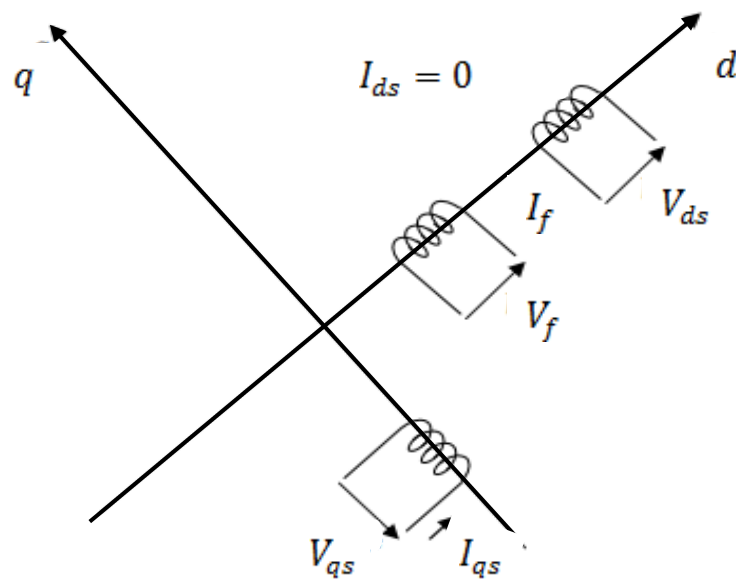


Fig.II.1 : commande par orientation du flux de la MSAP

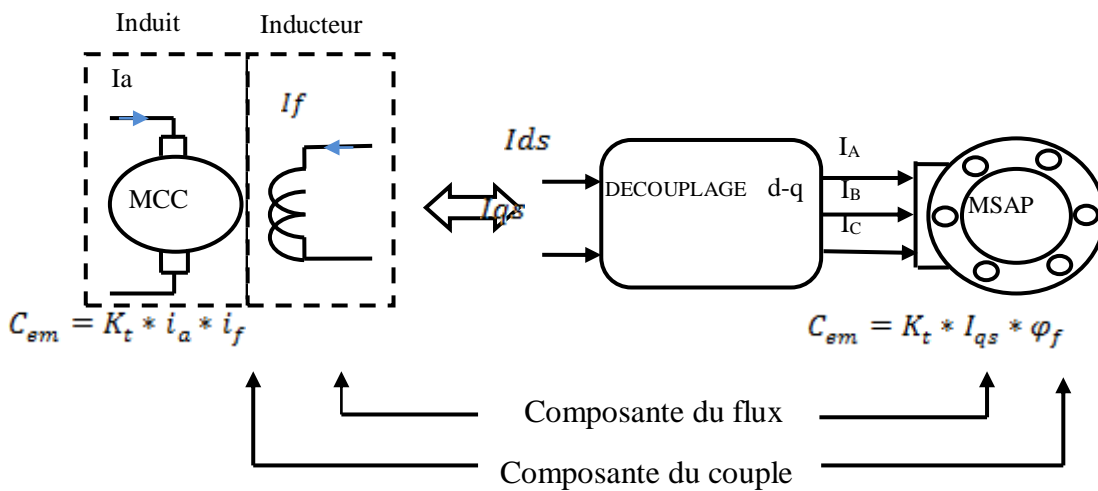


Fig. II.2 : Schéma de principe de la commande découplée pour la MSAP par analogie avec la machine à courant continu

Chapitre II : Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents par orientation de flux rotorique

II.3 Modèle de la machine synchrone à aimants permanents avec orientation de flux

Les équations de tension (I.9) de la machine, dans ce cas est :

$$\begin{cases} V_d = -\omega L_q I_q \\ V_q = R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} + \omega \varphi_f \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

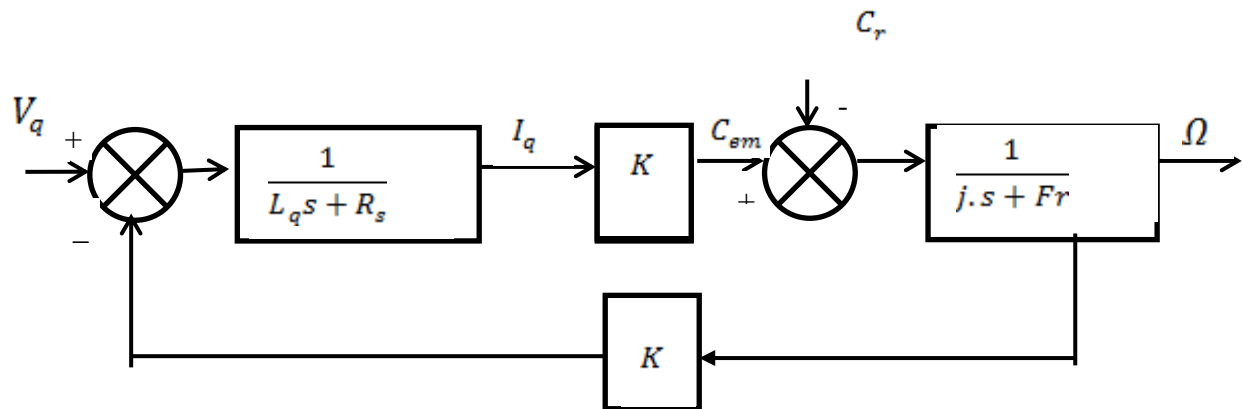


Fig.II.3 :schéma bloc du modèle découplé de la MSAP

II.4 Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanent

Il existe deux méthodes distinctes pour contrôler le courant :

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

II.4.1 Commande vectorielle de la MSAP alimentée en tension

Le contrôle de la vitesse de la machine, demande une commande simultanée de deux variables I_d et I_q voir (Fig II.4), qui représente le schéma bloc d'une régulation de vitesse de la MSAP alimentée en tension et commandée par orientation du flux dans le repère (d, q) .

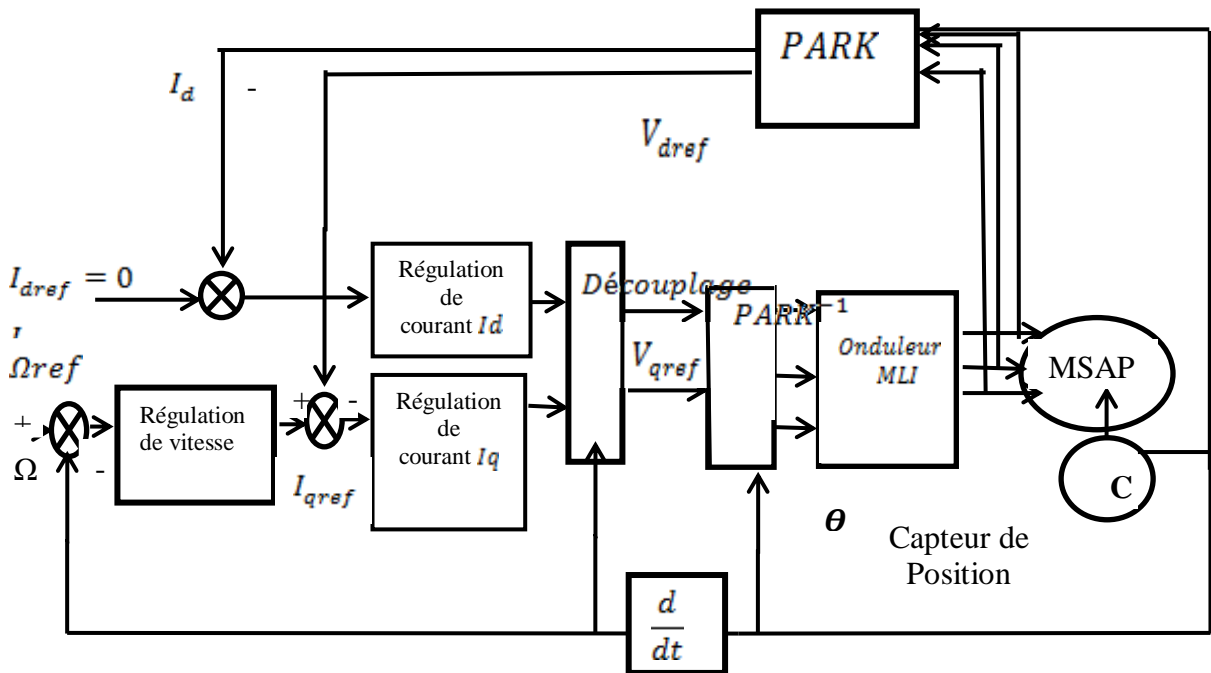


Fig. II.4 : Schéma bloc d'une régulation de vitesse de la MSAP alimentée en tension et Commandée par 'orientation du flux

Comme montre donc la (FigII.4), la commande vectorielle est constituée de deux principales boucles à savoir la boucle de vitesse, les boucles internes des courants I_d, I_q et la transformation directe et inverse de Park.

La vitesse est régulée à travers la boucle externe du bloc, la sortie de son régulateur est permet de générer le courant de référence I_{qref} qui est comparé à la valeur du courant I_q issue de la mesure des courants réels et leur erreur appliqué à l'entrée du régulateur du courant I_q . En parallèle avec cette boucle, on trouve une boucle de régulation du courant I_d qui est maintenu à zéro.

Chapitre II : Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents par orientation de flux rotorique

Les sorties des régulateurs de courant I_d et I_q sont appliquées à un bloc de découplage qui permet de générer les tensions de référence V_{dref} et V_{qref} et par transformation de Park inverse, on obtient par compensation les références de tensions V_{as} , V_{bs} et V_{cs} qui sont les tensions de la commande de l'onduleur à commande MLI.

II.5 Découplage par compensation

L'alimentation en tension est obtenue en imposant les tensions de référence à l'entrée de la commande de l'onduleur. Ces tensions permettent de définir les rapports cycliques sur les bras de l'onduleur de manière à ce que les tensions délivrées par cet onduleur aux bornes du stator de la machine soient les plus proches possible des tensions de référence. Mais, il faut définir des termes de compensation, car, dans les équations statoriques, il y a des termes de couplage entre les axes d et q. si on applique la transforme de Laplace sur l'équation (I.9) on a

$$\begin{cases} V_d = (R_s + L_d s)I_d - \omega L_q I_q \\ V_q = (R_s + L_q s)I_q + \omega(L_d I_d + \phi_f) \end{cases} \quad (II.5)$$

La compensation a pour but de découpler les axes d et q. Ce découplage permet d'écrire les équations de la machine et de la partie régulation d'une manière simple et ainsi de calculer aisément les coefficients des régulateurs [1]. La figure (II.5) représente le couplage entre l'axe «d» et «q»

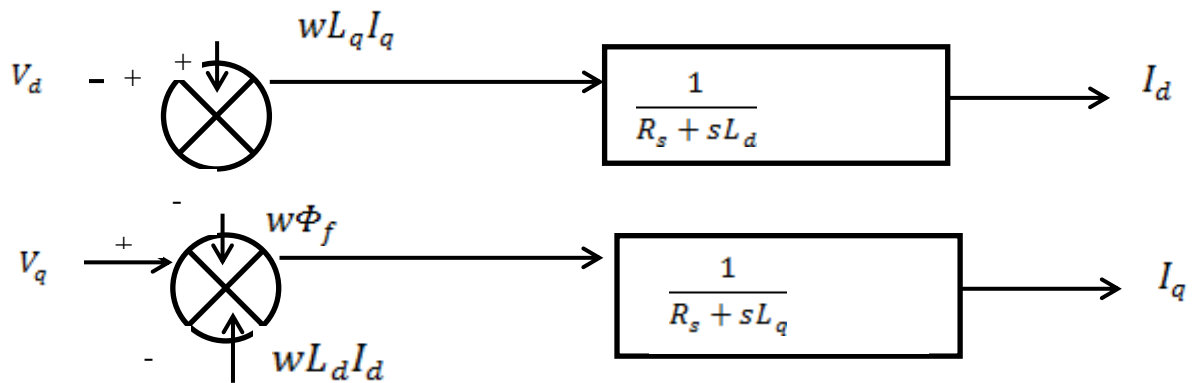


Fig.II.5 : Description des couplages

On remarque que Les tensions V_d et V_q dépendent à la fois des courants sur les axes «d» et «q», on est donc amené à implanter un découplage. Ce découplage est basé sur l'introduction des nouveaux termes compensatoires V_{d1} V_{d2} .

avec

Chapitre II : Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents par orientation de flux rotorique

$$\begin{cases} V_d = V_{d1} - e_d \\ V_q = V_{q1} + e_q \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

A partir de l'équation(II.5) et (II.6) on a :

$$\begin{cases} V_{d1} = (R_s + sL_d)I_d \\ V_{q1} = (R_s + sL_q)I_q \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

et

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

On a donc les courants « I_d » et « I_q » sont découplés. Le courant I_d ne dépend que de V_{d1} , et I_q ne dépend que V_{q1} , à partir de l'équation (II.7) les courants I_d et I_q s'écrivent de la façon suivante

$$I_d = \frac{V_{d1}}{R_s + sL_d} \quad (\text{II.9})$$

$$I_q = \frac{V_{q1}}{R_s + sL_q} \quad (\text{II.10})$$

Le principe de régulation consiste à réguler les courants statoriques à partir des grandeurs de référence (désirées) par les régulateurs classiques (Proportionnelle intégrateur)

Le schéma de principe de régulation des courants statoriques est représenté par la figure ci-dessous

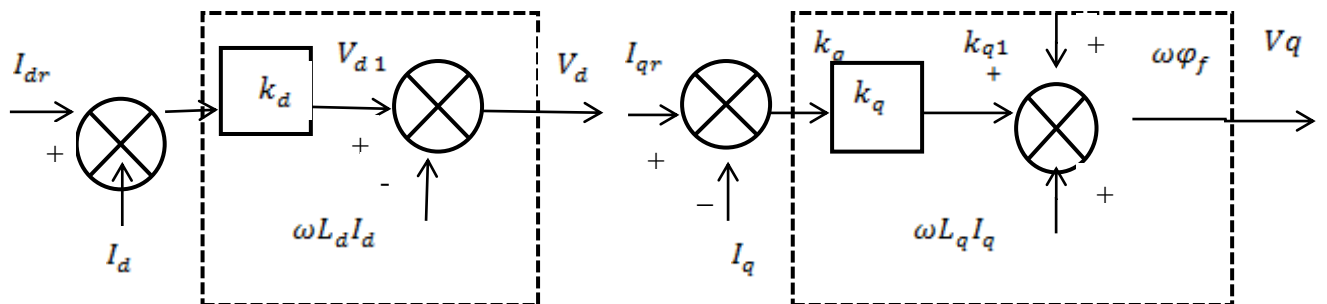


Fig. II.6 : Principe de découplage par compensation

V_{d1} : La tension à la sortie de régulateur de courant « I_d ».

V_{q1} : La tension à la sortie de régulateur de courant « I_q ».

I_{dr}, I_{qr} : Courant de référence.

Chapitre II : Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents par orientation de flux rotorique

Si on associe la machine avec le bloc de compensation on obtient la figure (II.7)

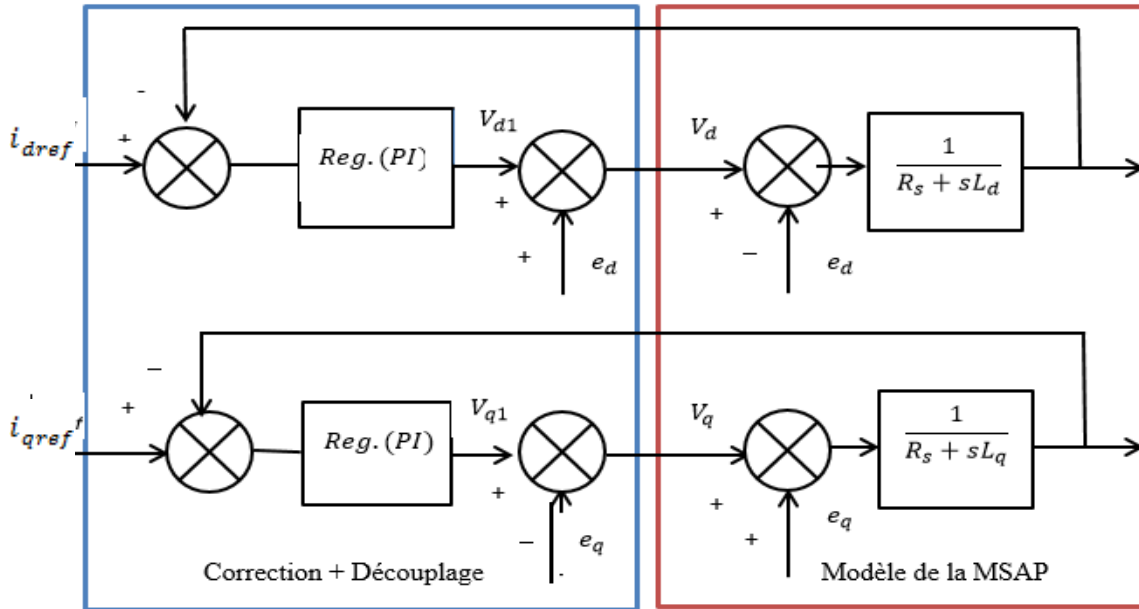


Fig.II.7 : Structure générale : (machine-découplage par compensation)

II.6 Calcul des régulateurs

Le rôle des régulateurs est de maintenir une grandeur de sortie égale à la grandeur de référence imposée malgré la présence des perturbations internes ou externes.

Lorsque le découplage entre l'axe d et l'axe q est réalisé, la régulation est effectuée à l'aide de régulateurs de type proportionnel – intégral (PI). L'action intégrale a pour effet de réduire l'écart entre la consigne et la grandeur régulée. L'action proportionnelle permet le réglage de la rapidité du système.

Le régulateur (PI) est la mise en parallèle des actions proportionnelle et intégrale, figure (II.8). La relation entre la sortie $U_r(t)$ et le signal d'erreur $\varepsilon(t)$ est donnée par la relation suivante :

$$U_r(t) = K_p \varepsilon(t) + K_i \int_0^t \varepsilon(t) dt \quad (II.11)$$

C'est-à-dire :

$$\frac{U_r(s)}{\varepsilon(s)} = K_p + \frac{k_I}{s}$$

Chapitre II : Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents par orientation de flux rotorique

Ou' :

K_p : Gain proportionnel,

K_i : Gain intégral,

s : opération de l'palace,

Le régulateur PI est donné par la figure suivante

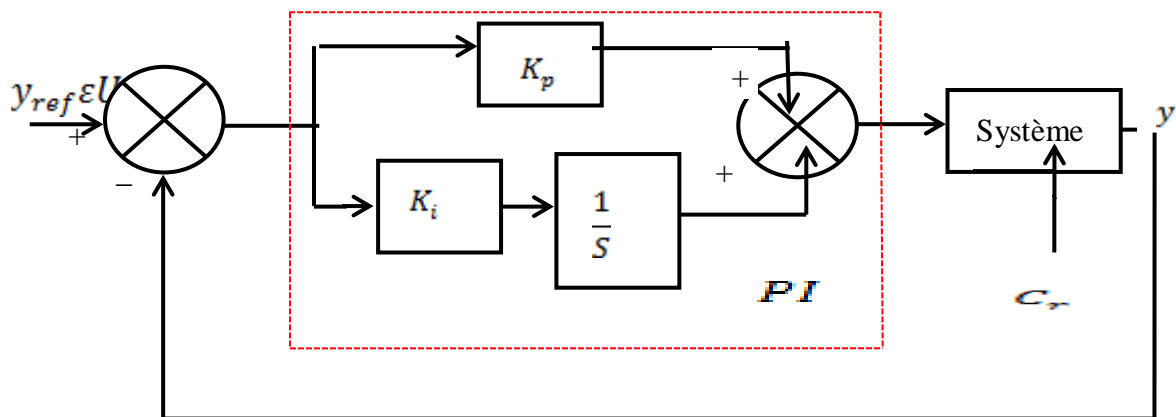


Fig.II.8 :Régulateur PI

La fonction de transfert sera :

$$\frac{U_r}{\epsilon} = \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) \quad (\text{II.12})$$

On peut aussi écrire le régulateur sous la forme suivante :

$$\frac{U_r}{\epsilon} = \frac{1 + sT_1}{sT_2}$$

Avec :

$$\begin{cases} K_p = \frac{T_1}{T_2} \\ K_i = \frac{1}{T_2} \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

II.6.1 Régulation du courant I_q

Selon l'équation (II.9) on aboutit au schéma de la Figure. (II.9).

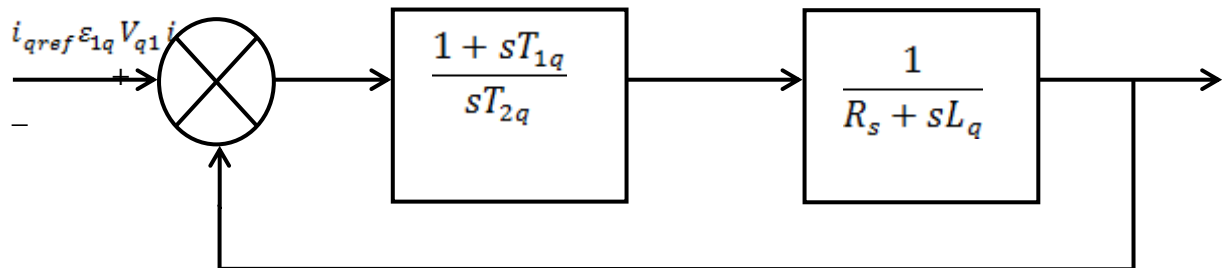


Fig.II.9 schéma bloc de la Boucle de régulation du courant I_q

La fonction de Transfer en boucle ouvert (FTBO) de la Figure (II.9) est

$$FTBO = \frac{1 + sT_{1q}}{sT_{2q}(R_s + L_q)}$$

$$FTBO = \frac{1 + sT_{1q}}{sT_{2q}R_s(1 + s\frac{L_q}{R_s})} \quad (II.14)$$

Par l'utilisation de la méthode de compensation des pôles, on aura :

$$1 + sT_{1q} = 1 + s\frac{L_q}{R_s}$$

Ce qui se traduit par la condition

$$\frac{L_q}{R_s} = T_{1q} = \tau_q \quad (II.15)$$

Avec

$\tau_q = \frac{L_q}{R_s}$: Constante de temps électrique de l'axe q.

Après les équations (II.14) (II.15), la FTBO sera

$$FTBO = \frac{1}{sR_sT_{2q}} \quad (II.16)$$

La fonction de Transfer en boucle fermé (FTBF) est donnée par

$$FTBF = \frac{FTBO}{1 + FTBO}$$

$$FTBF = \frac{1}{1 + sR_sT_{2q}} \quad (II.17)$$

Chapitre II : Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents par orientation de flux rotorique

L'équation (II.17) peut être imposée de la forme $\left(\frac{1}{1+s\tau_q}\right)$ Par identifications on trouve :

$$\begin{aligned} \tau_q &= R_s T_{2q} \\ \Rightarrow T_{2q} &= \frac{\tau_q}{R_s} \end{aligned} \quad (\text{II.18})$$

En imposant le temps de réponse :

$$T_r = 3\tau_q (\text{Critère de } \pm 5\%) \quad (\text{II.19})$$

$$T_{2q} = \frac{T_r}{3R_s} \quad (\text{II.20})$$

T_r : Temps de réponse imposé.

On remplace l'équation (II.18) et (II.15) dans (II.13), on obtient :

$$K_i = \frac{R_s}{\tau_q} k_p = \frac{l_q}{\tau_q} \quad (\text{II.21})$$

Si on remplace l'équation (II.19) dans (II.21) et on obtient finalement :

$$\begin{cases} K_{pq} = \frac{3L_q}{T_r} \\ K_{iq} = \frac{3R_s}{T_r} \end{cases} \quad (\text{II.22})$$

II.6.2 Régulation de courant I_d

Selon l'équation (II.10) on aboutit au schéma de la Figure (II.10).

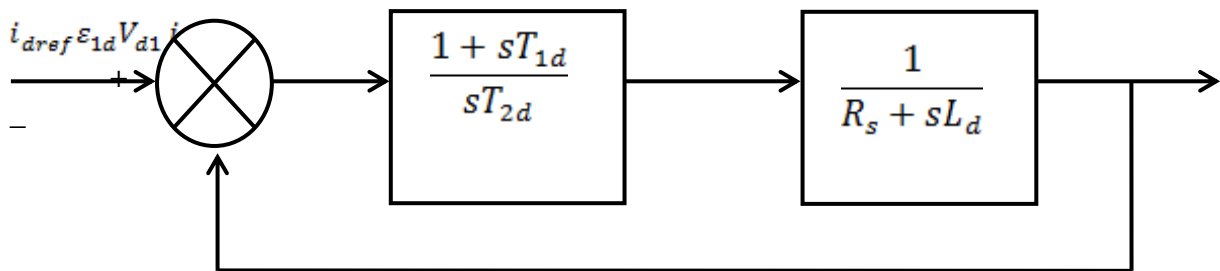


Fig.II.10 : schéma bloc de la Boucle de régulation du courant I_d

Pour la régulation du courant I_s , on suit la même procédure utilisée pour la régulation du courant I_q . La FTBO est exprimée par :

$$FTBO = \frac{1 + sT_{1d}}{sT_{2d}(1 + sL_d)}$$

Chapitre II : Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents par orientation de flux rotorique

$$FTBO = \frac{1+sT_{1d}}{sT_{2d}R_s\left(1+s\frac{L_d}{R_s}\right)} \quad (II.23)$$

$$\frac{L_d}{R_s} = T_{1d} \quad (II.24)$$

On remplace l'équation (II.24) dans (II.23). La FTBF devient

$$FTBF = \frac{1}{1+sR_sT_{2d}}$$

$$FTBF = \frac{1}{1+s\tau_d} \quad (II.25)$$

Par identifications on trouve :

$$\tau_d = R_s T_{2d} \Rightarrow T_{2d} = \frac{\tau_d}{R_s} \quad (II.26)$$

En imposant le temps de réponse en boucle fermée $Tr = 3\tau_d$, il vient :

$$T_{2d} = \frac{Tr}{3R_s} \quad (II.27)$$

$\tau_d = \frac{L_d}{R_s}$ Constante de temps électrique de l'axe id de la machine.

Si on remplace l'équation (II.24) et (II.27) dans (II.13) et on obtient finalement

$$\begin{cases} K_{pd} = \frac{3L_d}{Tr} \\ K_{id} = \frac{3R_s}{Tr} \end{cases} \quad (II.28)$$

II.6.3 Régulation de vitesse

Le processus à commander est décomposé en deux sous système :

- Sous système du réglage de courant i_q donc du couple aussi Régulation de vitesse,
- Sous système de la partie mécanique.

La boucle de régulation de la vitesse est représentée par la figure ci-dessous

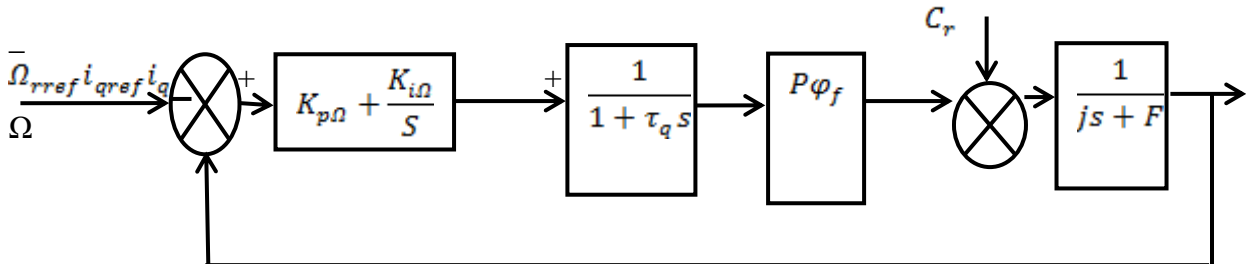
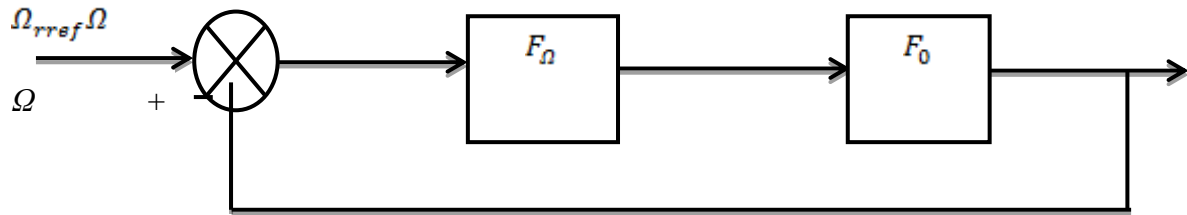


Fig.II.11 :schéma bloc de la Boucle de régulation de vitesse

Chapitre II : Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents par orientation de flux rotorique

Le schéma de la Figure (II.10) peut être simplifié par la Figure (II.12) :



FigII.12 :schéma bloc simplifié de laBoucle de régulation de vitesse

➤ $F_{\Omega}(s)$: La fonction de transfert du régulateur de vitesse est donnée par :

$$F_{\Omega}(s) = K_{p\Omega} + \frac{K_{i\Omega}}{s} = \frac{1+sT_{1\Omega}}{sT_{2\Omega}} \quad (\text{II.29})$$

$$\text{Ou : } \begin{cases} K_{p\Omega} = \frac{T_{1\Omega}}{T_{2\Omega}} \\ K_{i\Omega} = \frac{1}{T_{2\Omega}} \end{cases} \quad (\text{II.30})$$

➤ $F_0(s)$: La fonction de transfert en boucle ouverte pour $C_r = 0$, est donnée par :

$$F_0(s) = \frac{p\varphi f}{f(1+s\tau_q)(1+s\tau_m)} \quad (\text{II.31})$$

$\tau_m = \frac{J}{f}$: Constant mécanique de la machine.

La FTBF est donnée par :

$$\text{FTBF} = \frac{F_{\omega}F_0}{1+F_{\omega}F_0} \quad (\text{II.32})$$

Après les calculs en trouve :

$$\text{FTBF}(s) = \frac{p\varphi f(K_{p\Omega}s + K_{i\Omega})}{J\tau_q s^3 + (J + f\tau_q)s^2 + (p\varphi f K_{p\Omega} + f)s + p\varphi f K_{i\Omega}} \quad (\text{II.33})$$

Si on néglige ($J\tau_q$) et ($f\tau_q$) devant (J), le polynôme caractéristique de cette fonction devient :

Chapitre II : Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents par orientation de flux rotorique

$$p(s) = Js^2 + (f + p\varphi_f K_{p\Omega})s + p\varphi_f K_{i\Omega} \quad (\text{II.34})$$

La FTBF possède une dynamique de 2^{ème} ordre, par identification à la forme canonique du 2^{ème} ordre dont l'équation caractéristique est représentée comme suit :

$$\frac{1}{\omega_0^2} p^2 + \left(\frac{2\zeta}{\omega_0}\right)p + 1 = 0 \quad (\text{II.35})$$

Où :

ω_0 : Pulsation propre du système

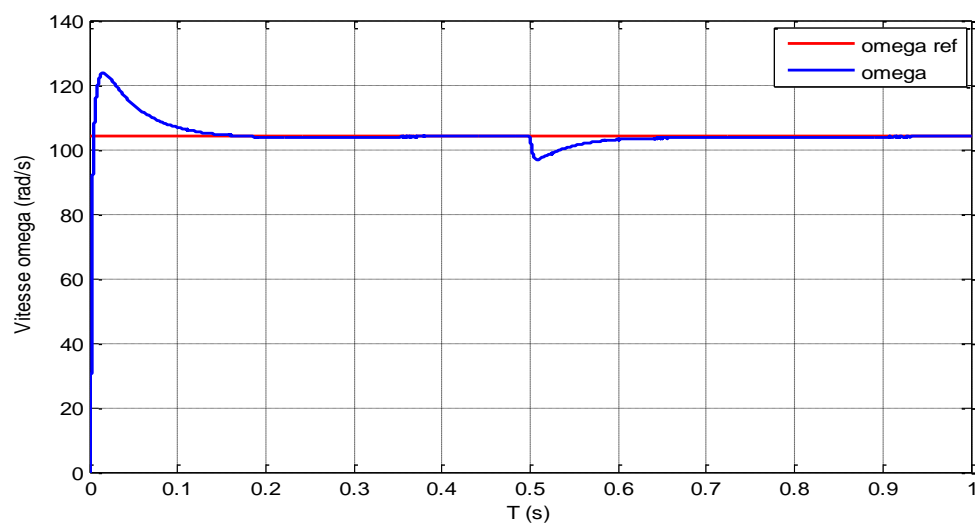
ζ : Facteur d'amortissement.

Par identification terme à terme entre l'équation (II.34) et (II.35) on trouve :

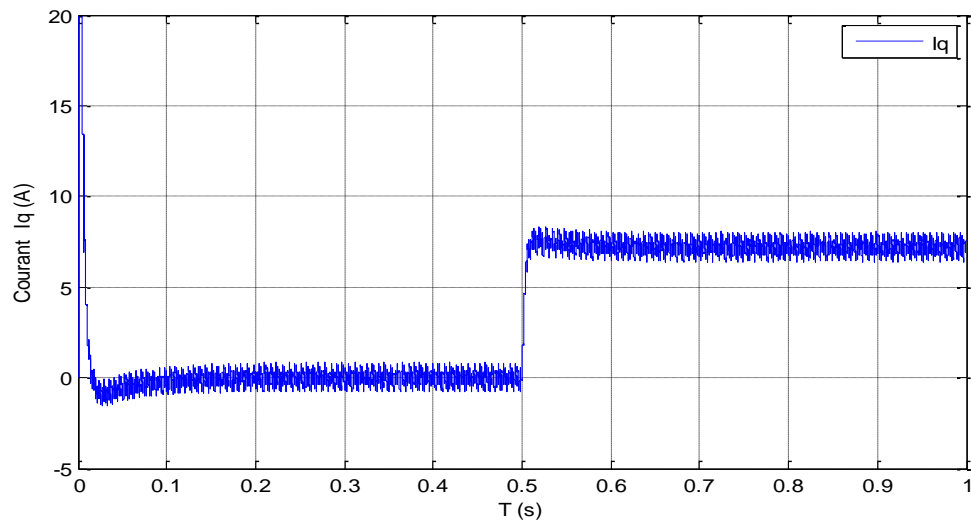
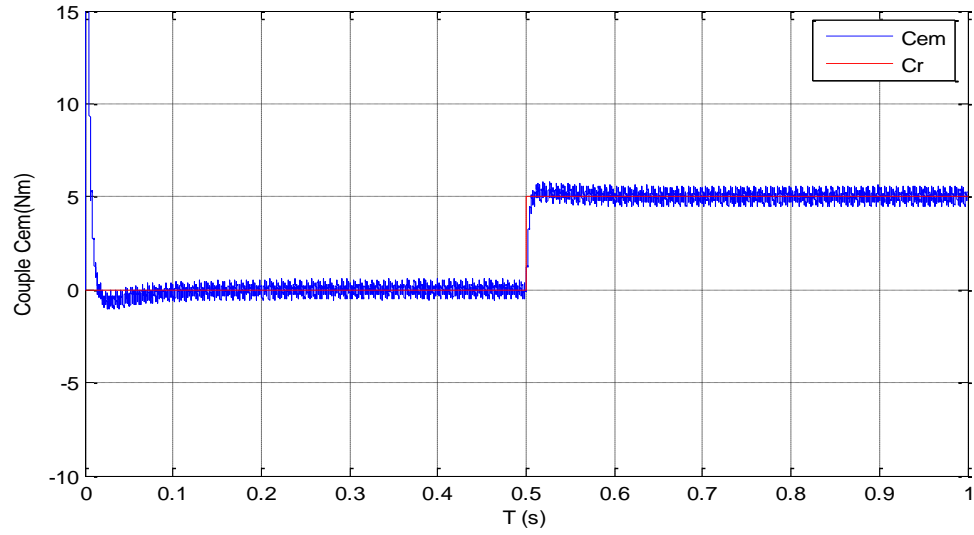
$$\begin{cases} K_{p\Omega} = \frac{2J\zeta\omega_0 - f}{p\varphi_f} \\ K_{i\Omega} = \frac{\omega_0^2 J}{p\varphi_f} \end{cases} \quad (\text{II.36})$$

II.7 Résultats de simulation obtenues

A- Marche à vide suivi par une application d'un charge (Cr=5 N.m à (t=0.5s)



Chapitre II : Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents par orientation de flux rotorique



Chapitre II : Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents par orientation de flux rotorique

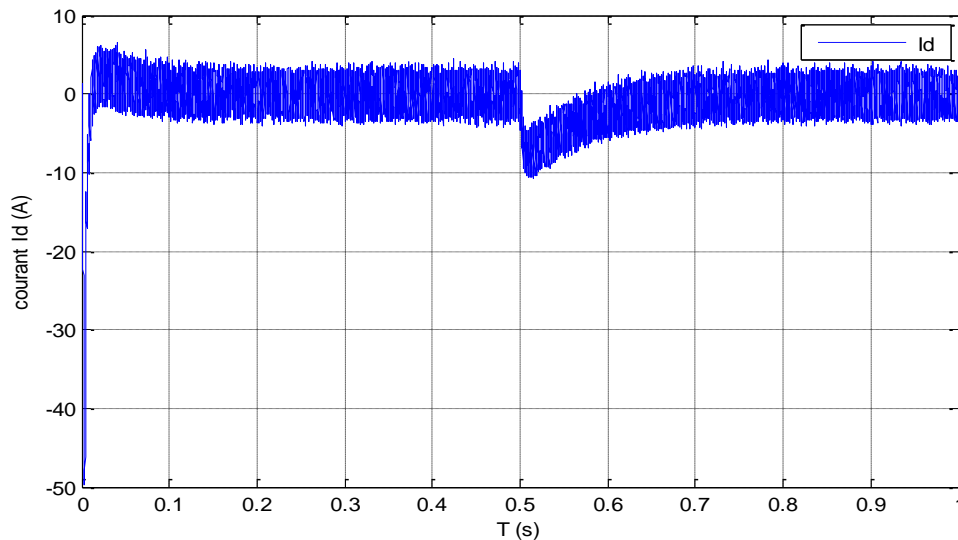


Fig.II.13 : Marche à vide suivi par une application d'une charge ($C_r=5$ N.m à $t=0.5$ s)

❖ Interprétation des résultats

La figure (II.13) représente les résultats de simulation de l'essai à vide suivi d'une application de charge ($c_r = 5$ N.m à l'instant $t = 0.5$ s.) avec l'application d'un échelon de consigne de 105 (rad/s). À l'entrée de commande on remarque que

- L'allure de la vitesse suit sa référence avec un dépassement pendant le régime transitoire. Avec un temps de réponse acceptable. Après l'application de la charge à l'instant $t=0.5$ s, la vitesse présente une chute qui est rejetée, puis rejoint sa valeur de référence,
- Le couple subit un pic au démarrage, puis atteint la valeur du couple résistant avant et après l'application de la charge,
- La réponse des deux composantes du courant i_d et i_q montre bien le découplage introduit par la commande vectorielle de la machine ($i_d = 0$.) Le courant i_q est l'image du couple. (Le couple électromagnétique dépend seulement de la composante (i_q).

Chapitre II : Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents par orientation de flux rotorique

II.8 CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons appliqué la technique de la commande vectorielle à la MSAP avec capteur de vitesse, cette stratégie permet le découplage entre le couple électromagnétique et le flux de la machine afin d'assurer une commande souple de sa vitesse.

Avec cette commande, nous avons obtenu un modèle découplé de la machine et nous avons utilisé un réglage conventionnel à base du régulateur proportionnel intégrateur *PI*. Les résultats de simulation que nous avons présentée montrent clairement la réalisation du découplage et la robustesse de la commande pour différents modes de fonctionnement.

Chapitre III

Application véhicule électrique

III. 1. Introduction

Au début du 20ème siècle la voiture à essence connaît un succès important. Les voitures électriques de cette époque avaient une faible autonomie, et les batteries ne permettaient pas au moteur de délivrer autant de puissance qu'un moteur thermique. C'est pourquoi jusqu'à nos jours la voiture à essence s'est développée. La voiture électrique ne fait donc pas encore partie de notre entourage mais elle devient de plus en plus sollicitée grâce à la constante hausse du pétrole et la médiatisation de la réduction du rejet de CO₂ [12]. Après le Grenelle de l'environnement et avant une crise pétrolière, de nombreuses entreprises et d'écologistes veulent développer la voiture électrique au niveau de l'autonomie des batteries et de l'utilisation maximale des énergies propres. Afin que celle-ci deviennent réellement plus propre et plus avantageuse que les voitures à essence. Dans ce chapitre nous présentons une introduction générale sur les véhicules électriques les différents éléments constituent un véhicule électrique et les architectures/configurations, on commence par un bref historique et les progrès actuels sur les VE, par la suite on présente l'architecture choisie pour notre réalisation.

III. 2. Historique

L'histoire de la voiture électrique est celle d'une persistante émergence. Cette histoire n'a pourtant pas été exempte de rebondissements, et plusieurs fois l'émergence a semblé déboucher sur une véritable croissance. Le premier véhicule électrique fut fabriqué en 1834 (un véhicule électrique expérimental à échelle réduite) [12].

D'autres prototypes de voitures électriques ont probablement été construits avant, mais il faudra attendre l'amélioration du fonctionnement des batteries entre 1859 et 1881 pour que les voitures électriques prennent réellement leur essor [13]. Ainsi en 1881 le physicien français Gustave Trouvé présente une automobile électrique à l'exposition internationale d'électricité de Paris. Huit ans plus tard, l'ingénieur belge Camille Jenatton sur sa voiture la "Jamais contente" franchira la barre symbolique des 100 km/h [14].

La motorisation électrique serait sans aucun doute la meilleure solution si elle pouvait convenablement s'appliquer aux automobiles, mais ce n'est pas le cas, du fait de ses nombreux inconvénients : coût élevé, faible rayon d'action (autonomie réduite), poids des batteries (batteries au plomb pesant plusieurs centaines de kilogrammes), temps de recharge trop long. Dès lors l'avenir de la solution électrique semble très incertain. En effet, jusqu'aux années trente, période à partir de laquelle le véhicule à moteur thermique a cependant fini par supplanter le VE et bénéficie très rapidement de remarquables améliorations en termes de performance et d'autonomie, qui lui valent la préférence des hommes, attirés par la vitesse et par la possibilité de parcours prolongés [15].

Bien que le VE fut davantage d'actualité d'abord en 1965 avec le début de l'accroissement des revendications écologistes et la prise de conscience progressive des problèmes liés à la pollution atmosphérique, et ensuite dans les années 70, en raison de la crise pétrolière (1973) qui relance les études et les recherches sur ce mode de transport, son intérêt s'atténua dans les années 80 [16]. A partir de cette date, l'intérêt pour un tel vecteur énergétique appliqué à ce nouveau moyen de transport solution électrique semble revenir au premier plan.

De nombreux programmes de recherche sur les VE ont alors vu le jour [12,17] et annoncent l'émergence prochaine de cette technologie, sous la pression de l'augmentation des prix du pétrole et du développement des préoccupations environnementales compte tenu de la pollution atmosphérique croissante engendrée en milieu urbain par le développement incontrôlé de la voiture à moteur thermique, et également grâce aux derniers progrès techniques. Cependant, la solution électrique

répond doublement aux exigences de la circulation urbaine, par son absence de pollution gazeuse et de nuisance sonore.

III. 3. Définition d'un Véhicule Electrique

Un véhicule électrique (VE) est un véhicule dont la propulsion est assurée par un moteur fonctionnant exclusivement à l'énergie électrique. Autrement dit, la force motrice est transmise aux roues par un ou plusieurs moteurs électriques selon la solution de transmission retenue. Compte tenu des progrès scientifiques et technologiques accomplis dans le domaine de l'électronique de puissance, les systèmes de gestion de l'énergie, etc. beaucoup d'idées et de nouvelles conceptions [12,18] sont explorées pour développer ce mode de propulsion. Toutes ces explorations sont liées à une problématique commune : la production, le transport, le stockage et l'utilisation de l'électricité.

Le système de propulsion électrique (figure III.1) est l'organe principal du véhicule électrique, ce dernier est propulsé électriquement par des moteurs et comporte un système de transmission formé par un ou plusieurs moteurs électriques entraînant deux roues motrices.

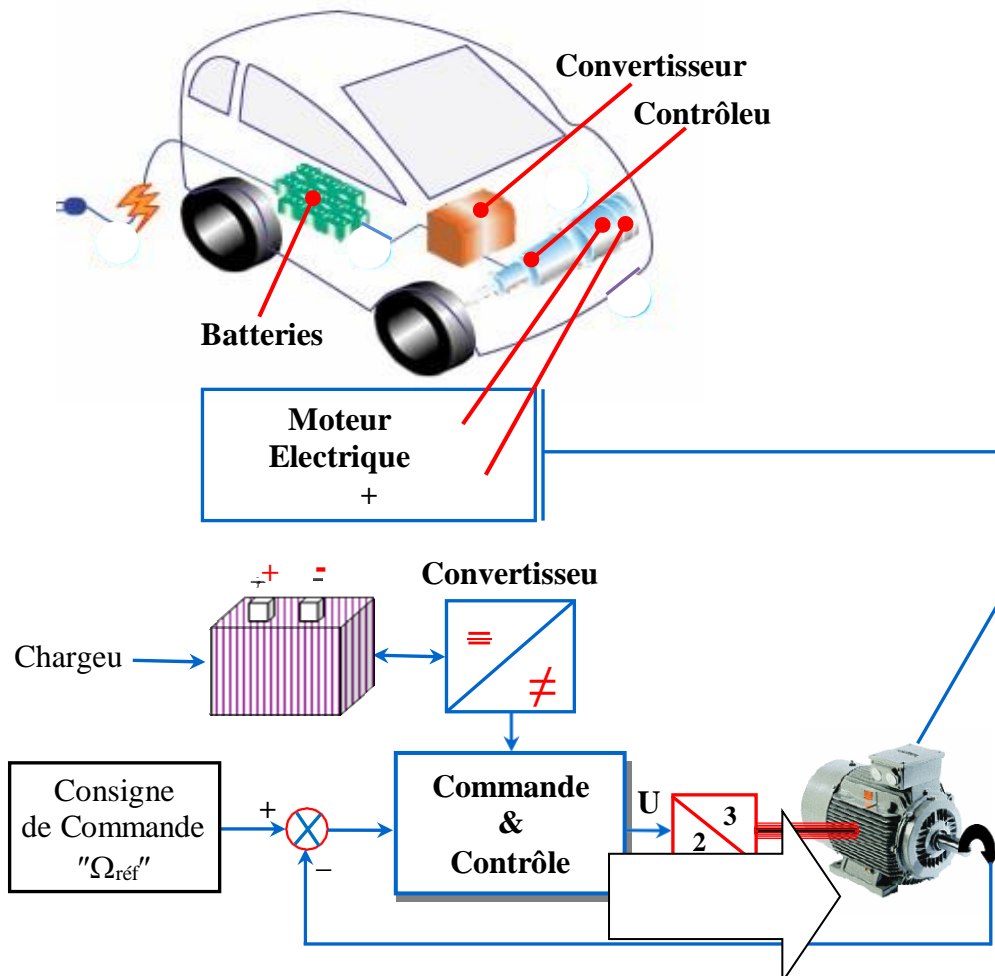


Fig. III.1. Synoptique d'un Système de Propulsion.

On distingue aujourd'hui trois principales catégories de véhicules électriques :

III.3 .1. Le véhicule électrique à batterie

Aussi appelé véhicule tout électrique ou 100% électrique (VEB). Il utilise pour unique énergie motrice l'électricité stockée dans des batteries rechargeables sur le secteur [19].

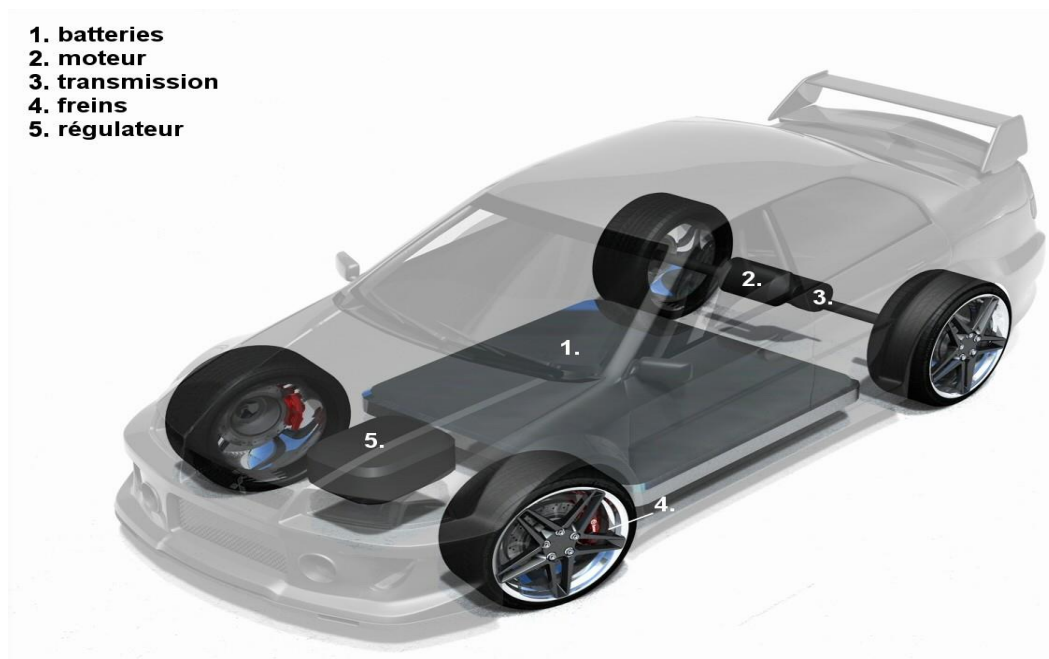


Fig. III.2. Véhicule électrique à batterie.

III.3. 2. Le véhicule hybride rechargeable (VHR)

Il est doté d'un moteur thermique et d'un moteur électrique alimenté par des batteries. Le VHR démarre en mode électrique et le groupe thermique n'intervient qu'au-delà d'une certaine vitesse ou lorsque les batteries sont épuisées. Contrairement à l'hybride conventionnel, il peut se recharger directement sur le secteur [19,20].

III. 3 .3. La voiture à pile à combustible (PAC)

Elle est aussi appelée voiture à hydrogène car son moteur électrique est alimenté par une pile à combustible qui produit elle-même l'électricité [20].

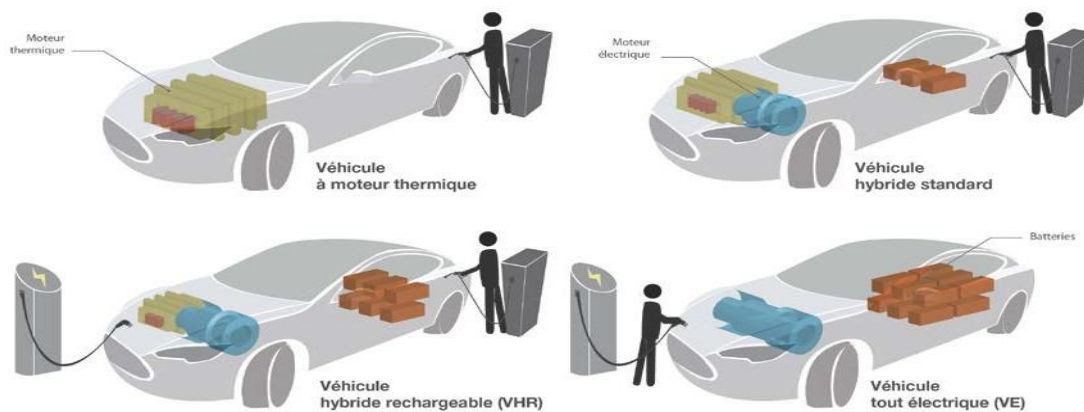


Fig. III.3. Voiture à pile à combustible (PAC) .

III. 4.Véhicules hybrides

Les véhicules hybrides utilisent au moins deux types de production et de stockage d'énergie habituellement un moteur thermique classique (essence ou diesel), en plus d'au moins un moteur électrique et le stockage d'électricité par batteries. Ces systèmes peuvent fonctionner simultanément ou indépendamment les uns des autres. Les VHs, sont quant à eux munis d'un moteur classique et d'un moteur électrique qui fonctionnent en combinaison selon la vitesse et l'accélération du véhicule. Le moteur électrique permet d'améliorer les performances du moteur thermique ainsi que l'autonomie du véhicule.

On distingue deux principaux types de système d'entraînement hybrides : parallèle et série, ces systèmes diffèrent dans leurs façons d'intégrer le fonctionnement des deux unités de production d'énergie.

III. 4.1.Véhicules hybrides série

Dans ce cas, le principe repose sur le fait que l'énergie électrique utilisée par le moteur électrique peut être produite par un alternateur entraîné par un moteur thermique fonctionnant à vitesse de rotation constante. Les deux moteurs sont donc en série, d'où l'appellation. On peut alors choisir la vitesse de rotation du moteur thermique de manière à obtenir un rendement maximum et par conséquent augmenter la quantité de carburant brûlée dans un cycle moteur, ce qui implique une diminution des rejets gazeux. Par ailleurs, la signature acoustique du moteur thermique peut être améliorée pour la vitesse de rotation fixe choisie [21]. Le schéma de principe

d'un tel véhicule est donné sur la figure (III.4) :

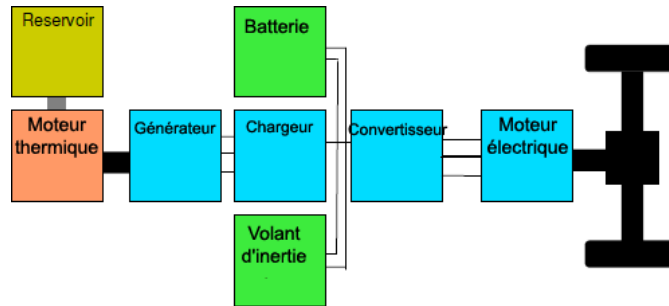


Fig III.4 – Véhicule hybride série

La plus grande partie de l'énergie électrique nécessaire au fonctionnement du moteur électrique est fournie par la génératrice. La batterie est là uniquement en tampon pour fournir des pointes d'énergie ou pour fonctionner en mode tout électrique [21].

Un des inconvénients majeur de ce type d'architecture est le faible rendement global de l'ensemble car la puissance mécanique délivrée par le moteur thermique est tout d'abord convertie en puissance électrique par l'alternateur, éventuellement stockée dans les batteries, puis reconvertie en puissance mécanique par le moteur électrique. Cependant, du point de vue de la commande, cette architecture offre deux degrés de liberté : le régime et le couple du moteur thermique peuvent être choisis quasiment indépendamment des conditions de conduite .

III. 4.2. Véhicule hybride parallèle

La première idée est de faire deux véhicules en un, en bénéficiant des avantages de chacun. Le VHP possède ainsi deux moteurs fonctionnant en parallèle, un électrique et un thermique. Les deux moteurs sont utilisés séparément et on résout alors le problème écologique du moteur thermique en ville, en fonctionnant en mode électrique et celui de l'autonomie du véhicule électrique pour les grands déplacements hors des agglomérations en fonctionnant en mode thermique [21].

Le schéma de principe d'un tel véhicule est donné sur la figure (III.5)

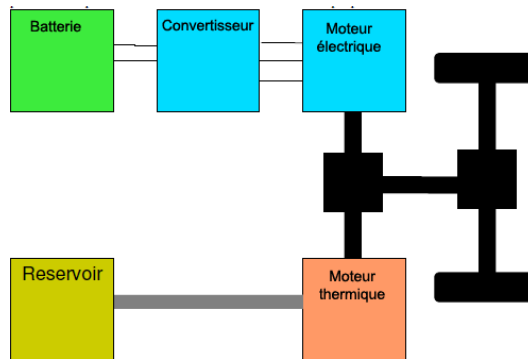


Fig III .5 – Véhicule hybride parallèle

Le moteur électrique joue habituellement aussi le rôle d'un générateur entraîné par le moteur thermique pour recharger les batteries lorsque la puissance électrique n'est pas requise pour propulser le véhicule.

III. 4.3.Véhicule hybride combiné

La catégorie des architectures combinées correspond aux hybrides série/parallèle, appelée aussi hybride parallèle à dérivation de puissance, cette architecture intègre un moteur électrique, une génératrice, et un moteur thermique. Grâce à une gestion efficace des puissances demandées d'un coté, et fournies de l'autre, il est possible de contrôler en régime le moteur thermique, et de partager son couple entre les demandes du véhicule, et la recharge de la batterie. Schématiser le fonctionnement d'un hybride combiné [22].

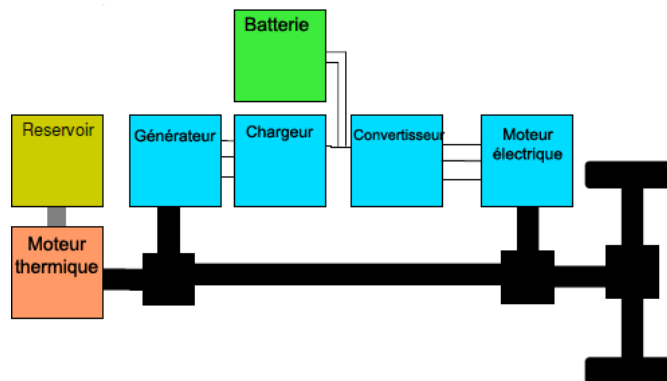


Fig III .6– Véhicule hybride combiné

III. 4. Le Bloc Moteur Electrique

Le moteur électrique est l'élément indispensable du véhicule électrique, il doit être robuste, fiable et pratiquement sans entretien, ce qui est plus indiqué pour le moteur à induction. Selon le type de propulsion, il peut y avoir un ou plusieurs moteurs. Par ailleurs, différents types de moteurs peuvent être utilisés pour la propulsion, et cela dépend de plusieurs paramètres et contraintes du type de propulsion (véhicule lourd ou léger, faible ou grande puissance, etc.)[23].

III. 5. 1. Le Moteur Electrique d'Entrainement

Les performances globales d'un véhicule électrique dépendent du type de moteur d'entraînement employé. Le véhicule électrique, dès que le conducteur relâche l'accélérateur, les roues motrices renvoient progressivement l'énergie cinétique du véhicule au moteur électrique, qui devient alors une génératrice et recharge les batteries. De manière spécifique, le choix du moteur électrique de propulsion et de sa transmission de puissance est déterminée au départ par les caractéristiques de fonctionnement suivantes [23, 24]:

Assurer un démarrage en coté du VE (couple élevé).

Obtenir une vitesse maximale.

Stratégie de pilotage optimisant continuellement la consommation d'énergie (aspect rendement : rendement élevé en étant employé à différentes vitesses).

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

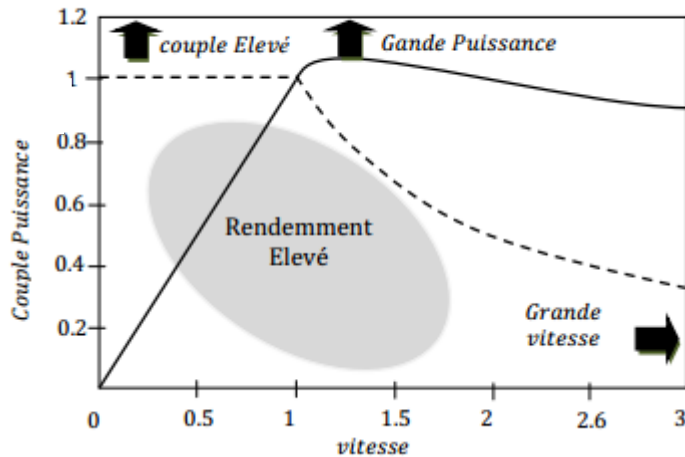


Fig. III.7 Couple/Pui -Vitesse requises pour VE.

Les fabricants des véhicules électriques emploient habituellement différents types de moteurs d'entrainements en tant qu'élément indispensable dans la chaîne de leur système de propulsion. Ceux-ci peuvent être de divers types tels que : le Moteur à Courant Continu (MCC), à Induction (MI), Synchrone à Aimant Permanent (MSAP), à Reluctance Variable (MRV) etc. En plus des caractéristiques de fonctionnement citées précédemment, d'autres considérations importantes de conception sont à prendre en considération à savoir : coût acceptable et encombrement [24].

III. 5. 2. Moteur à courant continu à excitation séparée

Les moteurs à courant continu à excitation séparée, sont commandés par un hacheur de puissance agissant sur l'induit du moteur et un hacheur de plus faible puissance commandant l'excitation ou inducteur. Dans la traction électrique automobile, c'est le système le plus employé. En effet, le moteur de LEROY Sommer qui entraîne la plupart des véhicules électriques en circulation est un moteur à courant continu conçu à partir des modèles destinés à la traction industrielle. L'électronique permet d'optimiser la valeur de consigne du courant d'induit et d'excitation, en fonction de la caractéristique couple/vitesse désirée, grâce à un système de thyristors relativement simple et peu coûteux [25].

III.5.3. Moteurs à courant continu à aimant permanent

Les moteurs à courant continu à aimant permanent sont actuellement en pleine expansion dans l'industrie. Cette technologie permet d'obtenir des moteurs encore plus légers avec un meilleur rendement que les précédents. Malheureusement, ces aimants font appel pour leur composition, à des terres rares, dont le coût est très élevé. Ils sont également très sensibles aux montées en température [26].

III.5.4. Moteurs asynchrones

Deux types de machine asynchrone peuvent être distingués : la machine asynchrone à rotor à bagues et la machine asynchrone à cage d'écureuil. Cette dernière est la plus répandue. Son niveau de robustesse et de fiabilité allié à un faible coût en a fait une machine de référence [25].

Leur commande nécessite l'emploi d'un onduleur électronique. Sa fonction est de convertir le courant continu des batteries en courant alternatif triphasé, et de contrôler avec précision le fonctionnement du moteur pendant les phases d'accélération et en régime de croisière. De plus, l'onduleur transforme le courant alternatif généré par le moteur durant les décélérations et le freinage en courant continu pour recharger la batterie et améliorer le frein moteur.

Pour assurer la régulation, l'onduleur augmente ou diminue la fréquence du courant alternatif fourni au moteur en fonction de la demande du conducteur, donc de la position de la pédale d'accélérateur. Cette fonction de régulation sera réalisée dans un futur proche par un système de contrôle vectoriel. L'arrivée de l'électronique a surtout permis d'augmenter considérablement la vitesse de rotation et de passer de 3 000 tr/mn à 15 000 tr/mn [26].

III.5.5. Moteur synchrone

Le principe de fonctionnement de ce moteur est analogue à celui des moteurs à courant continu, si ce n'est que la commutation est cette fois électrique et non mécanique.

L'induit est dans ce cas au stator et l'inducteur au rotor- Le stator de la machine comporte les enroulements de trois phases dont la commutation par électronique de puissance sur la source à courant continu est assurée par un pont de puissance. Le champ statorique ainsi produit est judicieusement réparti dans l'entrefer interagit alors avec le champ d'induction produit par le rotor de manière à créer un couple.

Les moteurs synchrones présentent de bon rendement (de l'ordre de 90%, onduleur compris), peu de pertes thermiques. Ils sont légers et leur fabrication est très flexible. Ce type de moteur est très utilisé par les moteurs rares [17].

Tableau III.1: Avantages et Inconvénients des différents moteurs électriques [27].

	AVANTAGES	INCONVENIENTS
Moteur à courant continu à excitation séparée	<ul style="list-style-type: none"> - Commande par un seul hacheur de puissance sur l'induit et un hacheur de faible puissance pour la commande du courant d'excitation . - Défluxage facile. 	<ul style="list-style-type: none"> - Prix du moteur élevé ; - Le procédé de fabrication est difficile à automatiser ; - Puissance massique relativement faible.
Moteur à courant continu à aimants permanents	<ul style="list-style-type: none"> - Commande avec un seul hacheur; - freinage relativement simple à mettre en œuvre ; - excellent rendement (surtout avec aimants terres rares). 	<ul style="list-style-type: none"> - Défluxage difficile ; - prix élevé (voire prohibitif avec des terres rares).
Moteurs asynchrones	<ul style="list-style-type: none"> - Facilement industrialisables, donc de faible prix de revient ; - puissance massique élevée ; - rendement acceptable - moteur robuste ; - défluxage automatique ; 	<ul style="list-style-type: none"> - Electronique relativement chère ; - tension d'alimentation élevée pour faciliter la fabrication du moteur.
Moteurs synchrones	<ul style="list-style-type: none"> - Défluxage facile ; - alimentation simple et moins chère. 	<ul style="list-style-type: none"> - Technologie peu courante; - fragilité du système bagues-balais.

III.6. Différentes configurations de véhicules électriques

III .6.1. Véhicule électrique monomoteur

Le véhicule électrique monomoteur présente une seule chaîne de traction, (figure III.8).

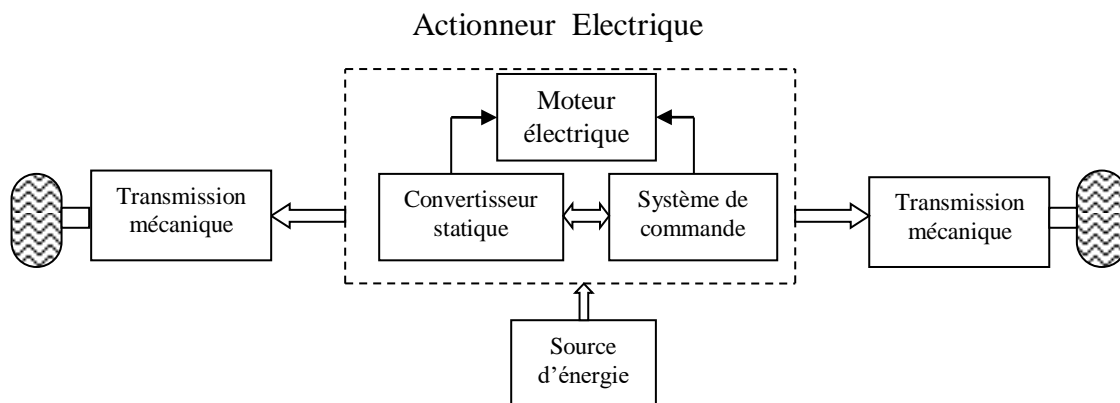


Fig. III.8.chaîne de traction monomoteur.

La (figure III.9) montre trois exemples schématiques de motorisation mono-motrice [28]:

- Un seul moteur électrique + réducteur fixe + différentiel
- Un seul moteur électrique + embrayage + BV + différentiel
- Un seul moteur électrique + boîte de transfert + BV + deux différentiels

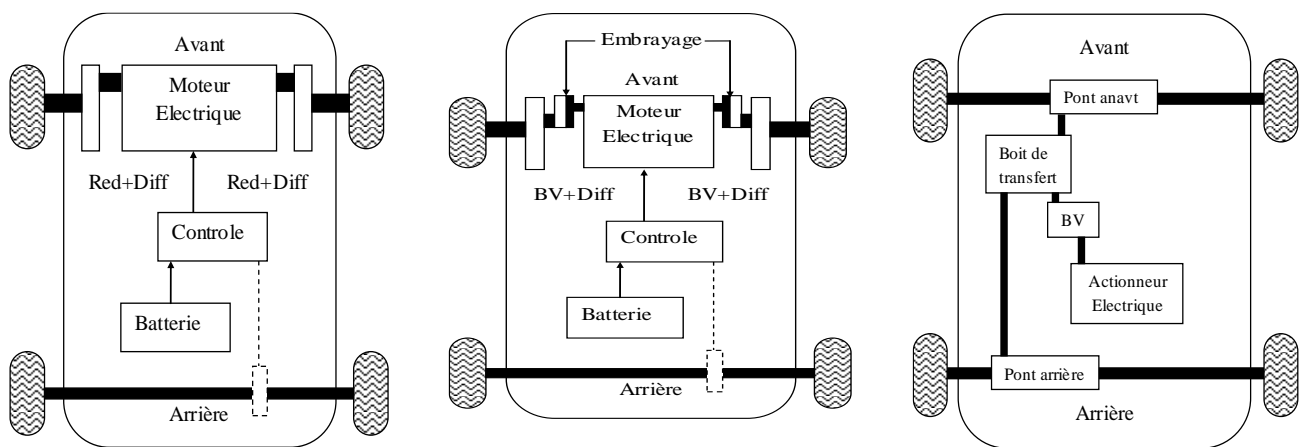


Fig. III.9. Exemples schématiques de motorisations mono-motrices.

III.6.2. Véhicule électrique multi-moteurs

Le véhicule électrique multi-moteurs présente plusieurs chaînes de traction indépendante. Il peut sembler a priori intéressant de motoriser indépendamment les roues pour supprimer les organes de transmission mécanique comme la boîte de vitesse, l'embrayage et le différentiel mécanique.

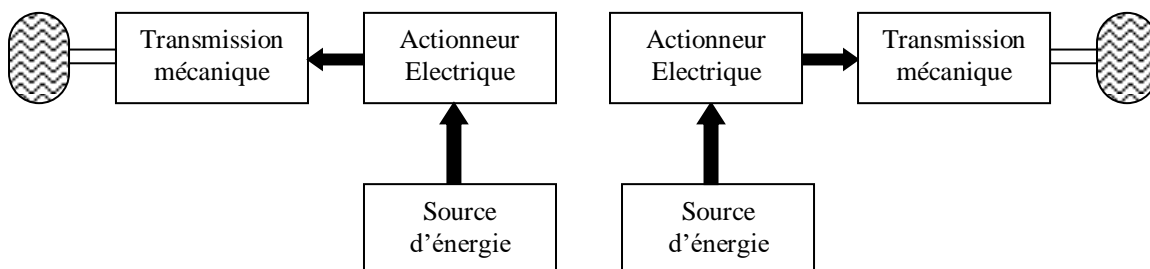


Fig. III.10. Véhicule multi-moteurs.

On peut donc réaliser des véhicules à deux roues motrices, soit à l'arrière (figure III.11.a) soit à l'avant (figure III.11.b), ou encore à quatre roues motrices (figure III.11.c) [28].

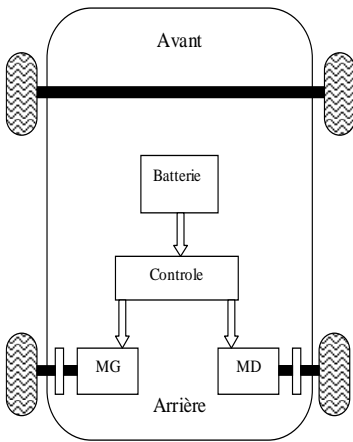


Figure (III.11.a)

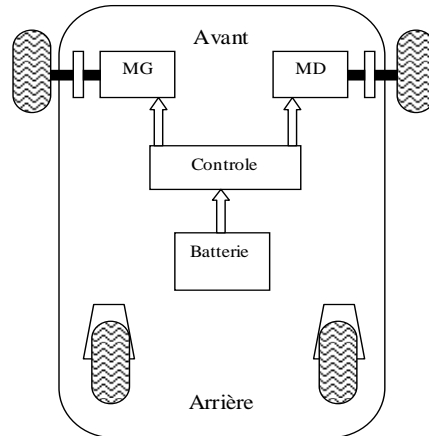


Figure (III.11.b)

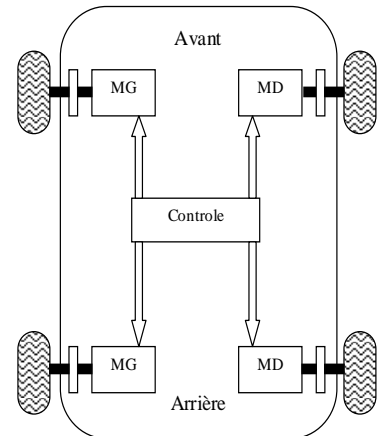


Figure (III.11.c)

Fig. III.11.Exemples schématiques de motorisations multi-moteurs.

III.7 .Avantages et inconvénient des véhicules électriques à batterie

a. Avantages :

- Propreté
- Aucune émission d'hydrocarbure, de fumées ou de particules
- Les composants de la batterie sont 100% recyclables
- Economie
- Aucune consommation pendant les phases de ralenti
- Les batteries se rechargent pendant les phases de décélération
- Fiabilité
- Possibilité de parcourir jusqu'à 1 million de kilomètres
- Les dépendances d'entretien sont réduites de 30 à 40%
- Les occasions de pannes sont 3 fois moins nombreuses
- L'agrément de conduite
- Le démarrage se fait toujours au quart de tours, même en hiver
- Le moteur ne cale jamais (absence d'embrayage)
- Le moteur est parfaitement silencieux

b. Inconvénients

- La densité d'énergie contenue dans le pétrole était 300 fois plus élevée que la densité des meilleurs accumulateurs
- Le temps de recharge des batteries s'averrait très grand devant le temps de remplissage d'un réservoir de combustible
- Poids important du véhicule électrique
- Coût élevé par rapport à celui du véhicule classique
- Densité d'énergie des batteries est très inférieure devant celle du carburant .

III.8 .Dynamique de véhicule

Dans le but d'étudier la commande du véhicule, il est nécessaire de disposer d'un modèle qui rend compte de la dynamique du véhicule à partir des efforts de traction développés par ses actionneurs et des forces de résistance au déplacement [29]. 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. La figure (III.12) montre les forces agissant sur un véhicule dans une pente.

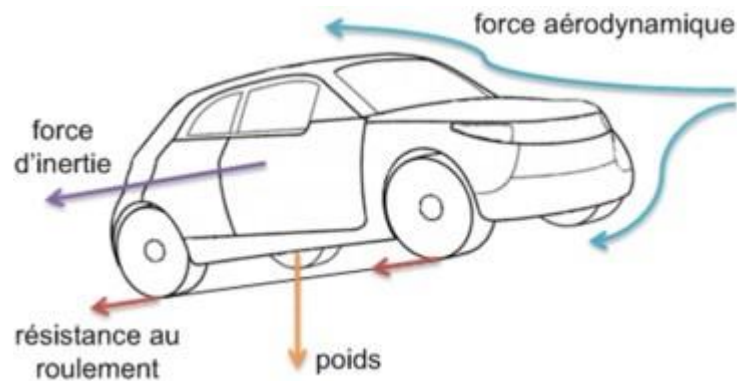


Fig. III.12– Bilan des forces agissant sur la véhicule

- L'appliquant de deuxième loi de Newton nous donne :

$$F_{tot} - F_{res} = M \frac{dV}{dt} \quad \text{III.1}$$

Où

V : la vitesse du véhicule.

F_{tot} : l'effort de traction totale du véhicule

F_{res} : la résistance totale

M : la masse totale du véhicule.

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

$$F_{tot} = F_r + F_a + F_{acc}$$

III.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.

III.8 .1.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. Pratiquement ce coefficient de roulement C_r vaut environ 0.01, il dépend de la largeur des pneus et du revêtement routier.

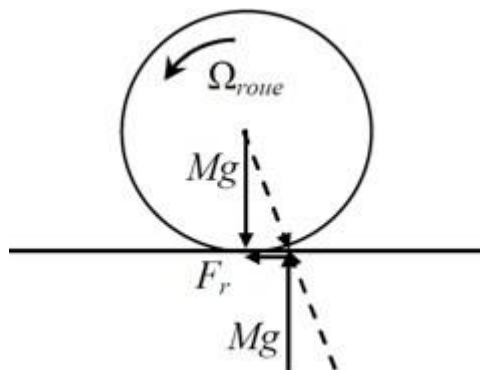


FIG. III.13– La force de roulement sur la roue

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

$$F_r = (C_{rr} m_{av} + C_{rr} m_{ar}) g = M g C_{rr} \quad \text{III.3}$$

Où :

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

M : La masse totale véhicule.

III.8 .2.Force aérodynamique

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

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

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.

Le coefficient C_x peut être estimé à:

- 0.2 pour un véhicule ayant un très bon profil.
- 0.3 pour un véhicule ayant un bon profil.
- 0.5 pour un véhicule typique.
- 0.7 pour une camionnette.

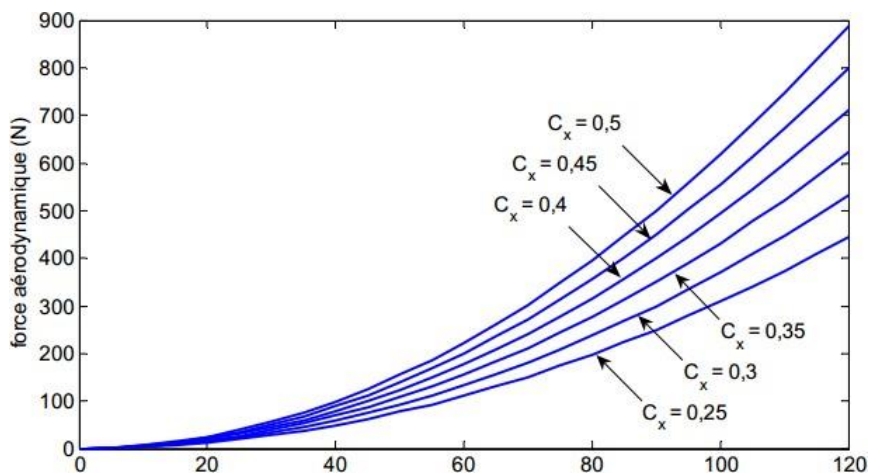


FIG III.14– Force aérodynamique pour différentes valeurs de C_x

III.8 .3.Force d'inclinaison

C'est la force de résistance due à la pente d'angle α_p à gravir (force liée au profil de la route). 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.

$$F_g = Mg \sin(\alpha_p)$$

III.5

Où :

α_p : l'angle de la pente.

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

$$F_g = Mgp$$

III.6

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

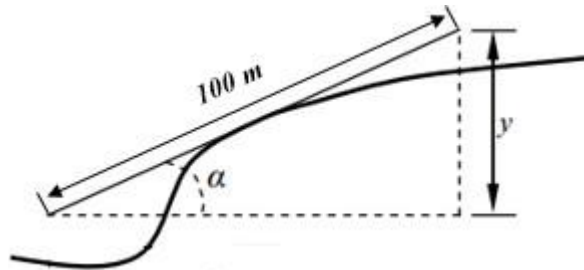


FIG III.15– Pente sur la route

Si y représente l'élévation verticale, la pente (%)est donnée par la relation suivante:

$$P(\%) = \frac{y(m)}{100} 100\%$$

III.7

III.8 .4.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.

$$F_{acc} = M \frac{dv}{dt} = M\gamma$$

III.8

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 :

$$P = F_{tot} V \quad \text{III.9}$$

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

$$C_{tot} = F_{tot} R \quad \text{III.10}$$

Où :

R : Rayon de la roue.

Le couple résistant appliqué au véhicule s'écrit :

$$C_r = F_r R$$

III.11

Avec :

$$F_R = F_r + F_a + F_g$$

III.12

Où :

F_R : La force de résistance totale.

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

$$\omega_{(roue)} = \frac{V}{R} \quad \text{III.13}$$

III.9. Etude comparative :

La figure (III.15) représente le schéma global de la commande vectorielle de vitesse du véhicule électrique doté d'un moteur synchrone à aimant permanent installé au train arrière du véhicule. La vitesse du véhicule n'est pas contrôlée directement mais elle est déduite de la vitesse de moteur.

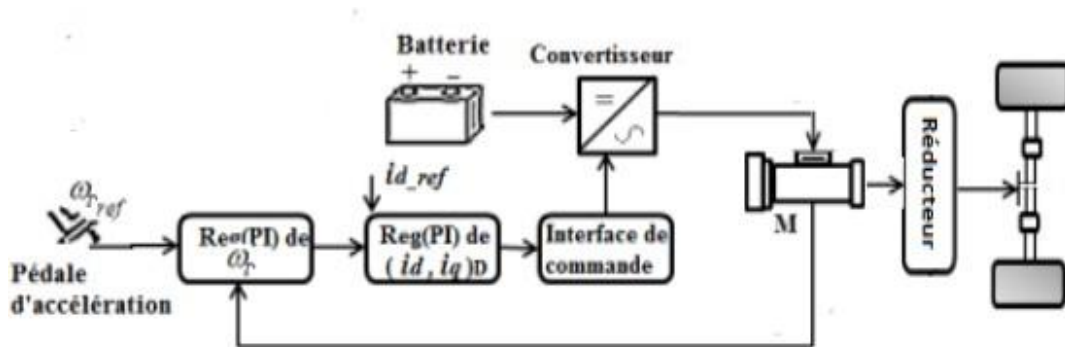


FIG III.16– Le schéma global de la commande en vitesse du véhicule électrique

III.9.1 Cycle de conduit :

Le cycle de conduite est une courbe "consigne" de vitesse en fonction du temps, qui doit être reproduite par le conducteur du véhicule lors de l'essai. Pratiquement, la courbe vitesse – temps s'affiche sur un écran situé devant le conducteur, un spot indique la vitesse réelle du véhicule, le conducteur ajuste le spot sur la courbe. C'est le cycle qui détermine les conditions de fonctionnement du véhicule (accélérations, freinages, changements des rapports de boîte, etc.). Son rôle est donc capital par rapport aux résultats des mesures d'émissions de polluants effectuées en sortie du pot d'échappement du véhicule.

Il existe un très grand nombre de cycles associés aux réglementations des différents pays, échelons pas de consensus pour homogénéiser les procédures, ni de corrélation satisfaisante qui permettrait de comparer les résultats. La plupart du temps, l'élaboration de ces cycles repose sur des données de fonctionnement des véhicules en circulation réelle et prétend à une certaine représentativité par rapport aux conditions de circulation rencontrées dans le pays. Différentes phases d'un cycle peuvent être assorties de coefficients de pondération (démarrage à froid, etc.).

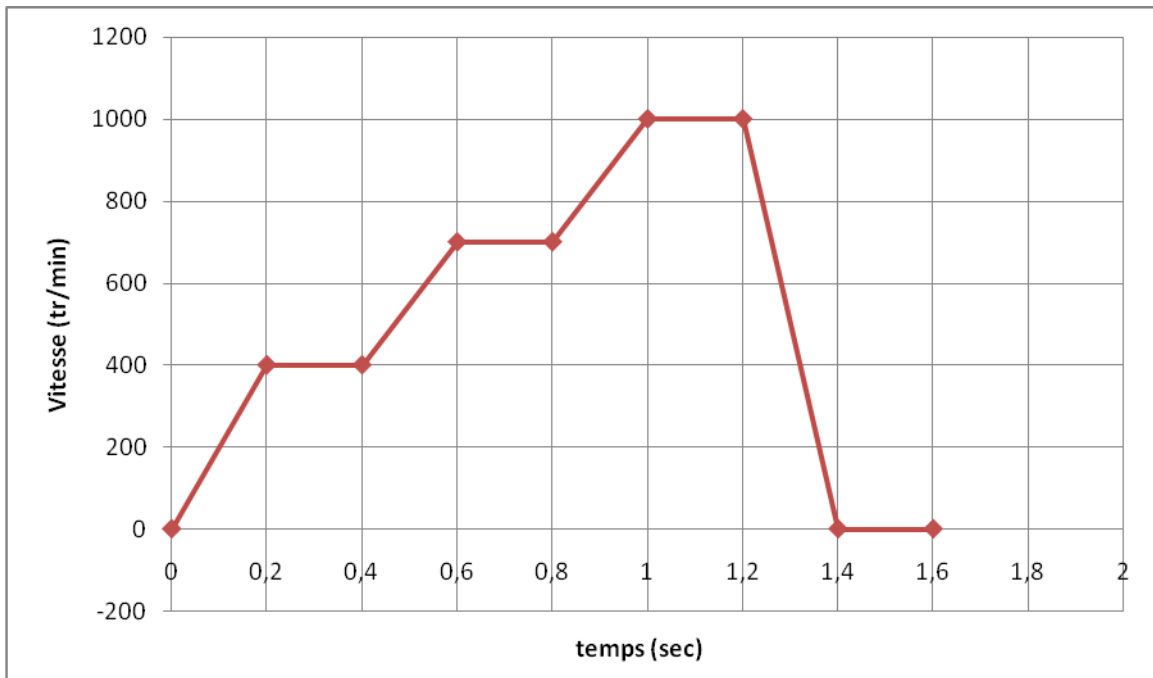


FIG III.17 – Vitesse référence du véhicule (tr/min).

III.9 .1.2 Résultats de simulation :

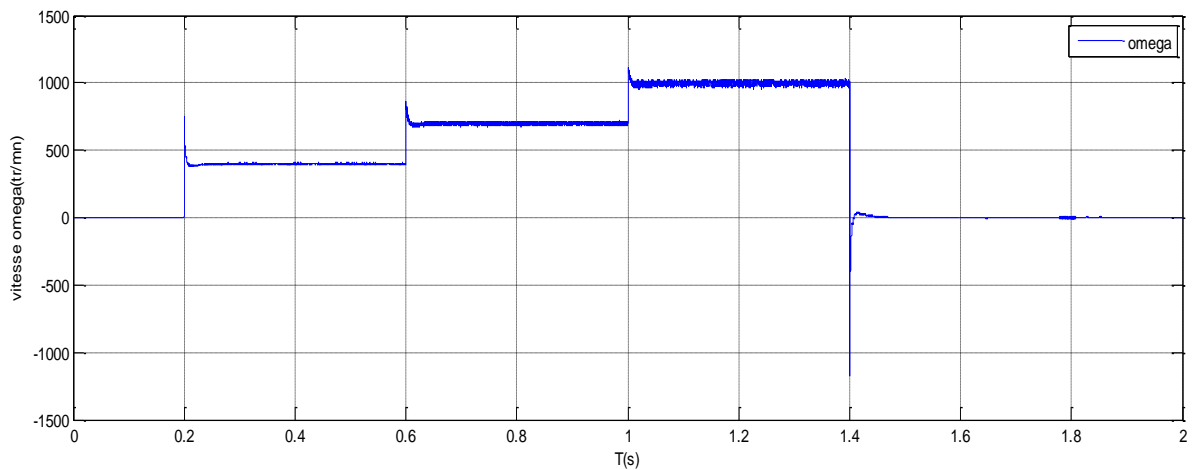


FIG III.18 – la courbe de la vitesse de rotation en fonction du temps.

Interprétation des résultats

Nous remarquons que la vitesse du véhicule suit le profil de la vitesse imposée au conducteur. Les besoins du véhicule sont fournis par la machine électrique de manière différente selon que le véhicule accélère ou décélère.

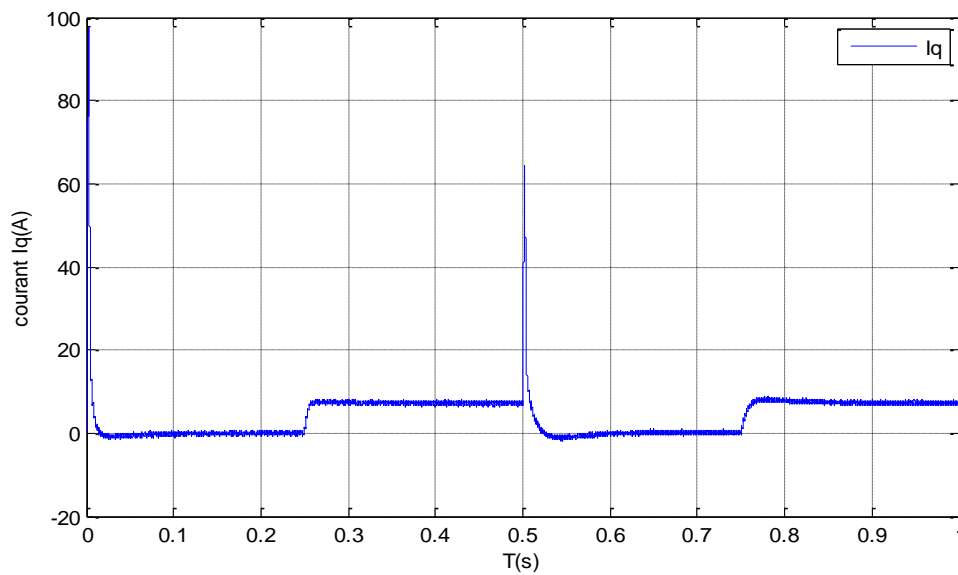
Afin de tester la robustesse de la commande FOC, deux tests sont effectués de la manière suivante :

- variation de vitesse (105 à 180 rad/sec) en charge,
- Inversion de la vitesse de rotation (± 105 rad/sec) en charge.

A-Test variation de vitesse

Test de variation de la vitesse de (105rad/sec) à (180rad/sec) à l'instante $t=0.5s$ avec une application du couple ($C_r=5N.m$) sur les deux vitesses

a($t = 0.25s$ et $t = 0.75s$) respectivement



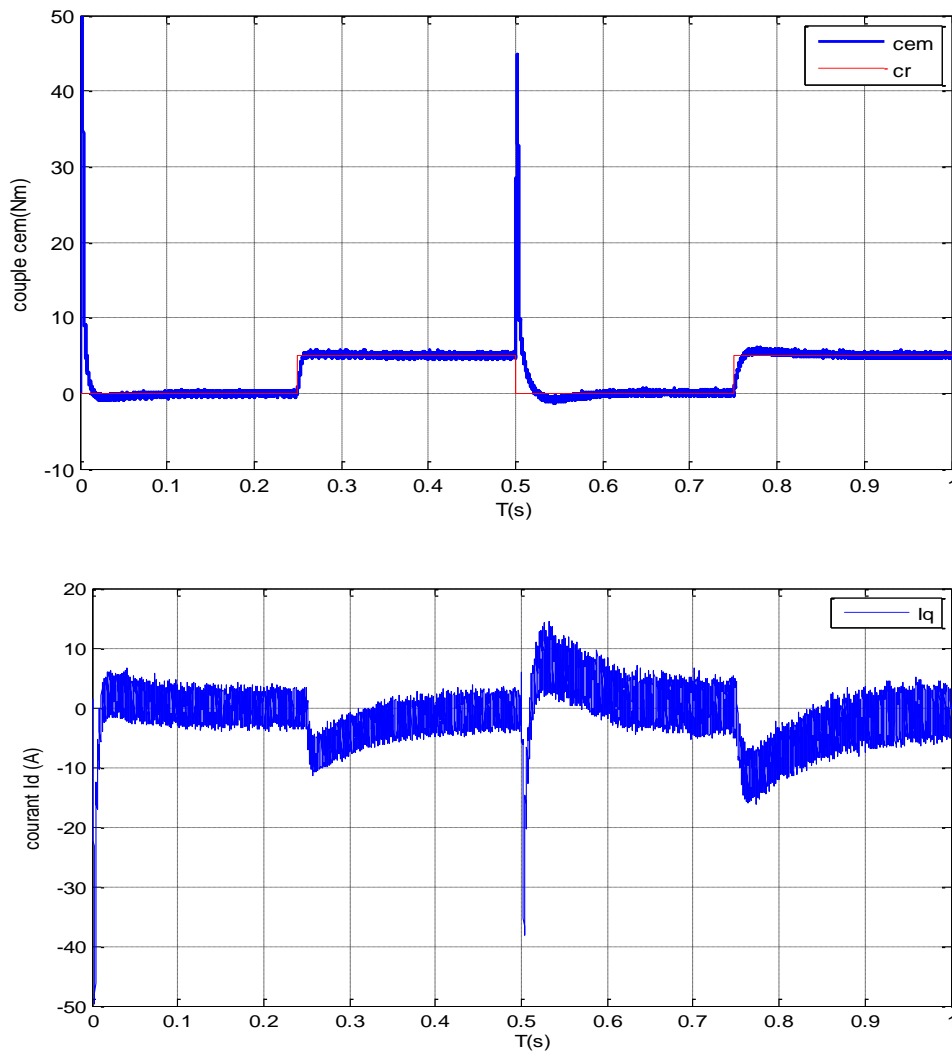


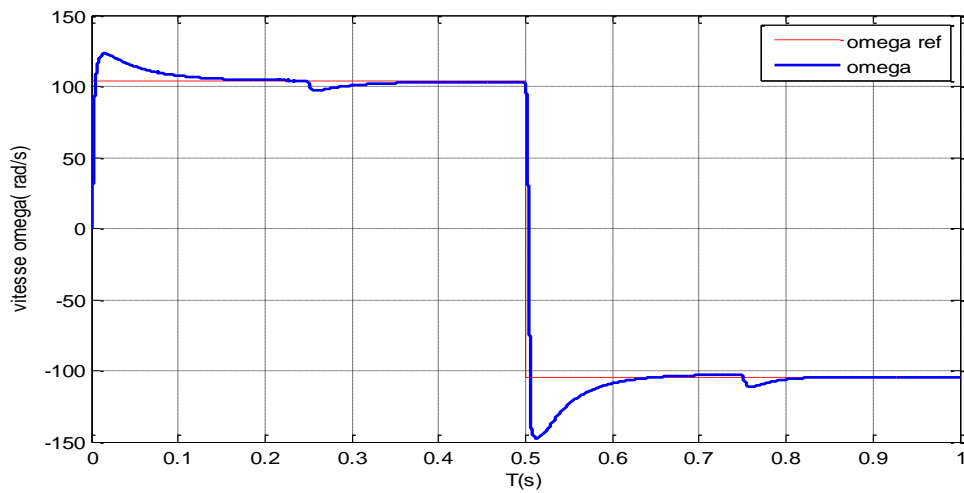
Fig. III.19: Test de variation de la vitesse

Interprétation des résultats

La figure (III.16) montre Les résultats de simulation obtenus pour le changement de la Référence de vitesse de $(105rad/sec)$ à $(180rad/sec)$ à l'instante $t = 0.5s$ avec l'application d'une charge sur les deux vitesses .On remarque que le système répond positivement à ce test, la vitesse suit sa nouvelle référence avec une petite erreur statique, le couple subit un pic lors du passage d'une référence à l'autre, puis rejoint sa valeur de référence, le courant iq est toujours l'image du couple ce qui justifie le découplage entre le flux et le couple.

B-Test d'inversion du sens de rotation

Pour tester d'avantage de la robustesse de la commande vis à vis à une variation de référence de la vitesse, on réalise un inversion de vitesse de (+105 rad/s) à (-105rad/s) à l'instant $t=0.5s$, avec l'application de deux échelons de consigne de couple à $(t = 0.25s, Cr = 5 N.m)$ et $(t = 0.75s, Cr = -5N.m)$ après un démarrage à vide



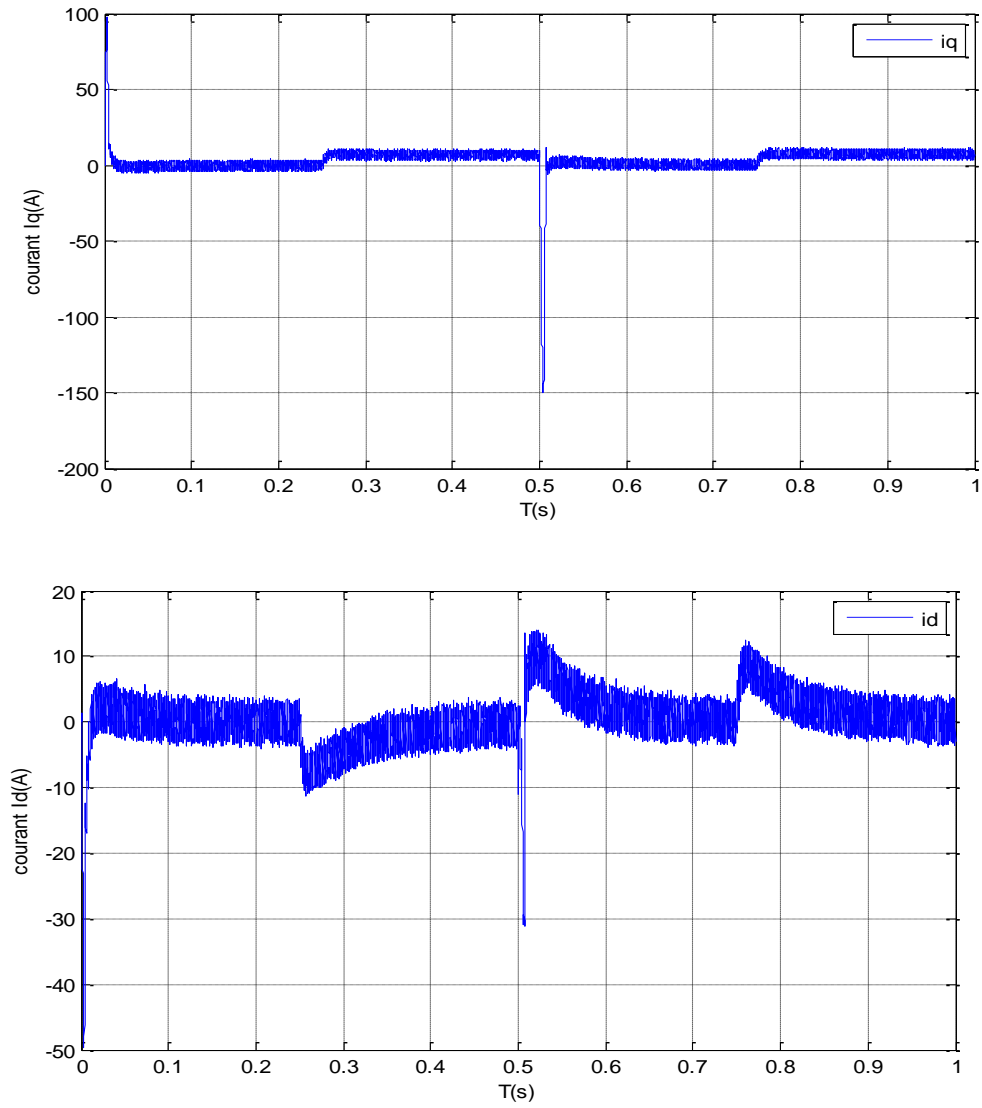


Fig. III.20:Test de variation de la vitesse

Interprétation des résultats obtenus

Les résultats de simulation obtenus lors de l'inversion (toujours avec une application de couple sur les deux sens de la vitesse de rotation de 105 à -105 (rad/s) à l'instant $t=0.5s$. On remarque l'apparition des pics dans le couple et dans le courant, puis se stabilisent en régime permanent. Le courant i_q est toujours l'image de couple électromagnétique le découplage persiste toujours, donc on peut dire que la robustesse de cette commande est garantie vis-à-vis de ce fonctionnement.

I.10. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présentés un état de l'art sur le véhicule électrique, puis nous avons cités les types des moteurs, nous avons étudié aussi la modélisation dynamique longitudinale du véhicule électrique

Après obtention du modèle global du véhicule ,nous avons simplifié le modèle de l'actionneur par l'utilisation de la commande vectorielle dans le but de rendre le comportement du MSAP similaire à celui d'un moteur à courant continue.

Du coté moteur, vu les avantages qu'il sur les autres types de moteurs électrique tournants parmi lesquels nous pouvons citer robustesse, prix relativement bas.

Conclusion Général

Le moteur synchrone à aimants permanents est un actionneur électrique d'un grand intérêt industriel, à cause de sa compacité, sa faible inertie, son rendement, sa robustesse et sa puissance massique élevée.

Dans le premier chapitre, nous avons présenté la machine synchrone à aimants permanents, on a commencé avec la modélisation de la machine au triphasé, puis ont appliqué ces équations sur le modèle de Park c'est-à-dire au biphasé ce qui nous simplifie la commande plus tard, Ensuite, nous avons modélisé l'onduleur de tension triphasé et sa commande à MLI sinus triangle. Au deuxième chapitre, on a donné un aperçu explicite d'une solution parmi les différentes solutions de découplage, qui est la commande vectorielle. La commande vectorielle permet d'imposer à la machine synchrone à aimants permanents un comportement semblable à celle de la machine à courant continu à excitation séparée là où les courants ne s'affectent pas entre eux. En dernier lieu, nous avons simulé le système global onduleur-MSAP utilisant la technique de la commande vectorielle de la MSAP.

Au dernier chapitre, nous avons présenté une application véhicule électrique, un état de l'art sur le véhicule électrique, puis nous avons cités les types des moteurs. Ensuite, nous avons présenté les résultats de la simulation. Dans ce chapitre nous avons choisi un type de cycle conduite (accélération - vitesse constante-décélération) du véhicule pour voir le comportement de la machine avec la commande vectorielle. Nous avons remarqué qu'avec un régulateur classique (PI) les performances dynamiques obtenues sont satisfaisantes sans tenir en compte tous les paramètres électrique et mécanique du véhicule. Si nous tenons compte les conditions réelle du véhicule, les chercheurs démontrent que la commande vectorielle est insuffisante et ils proposent d'autres commandes avancées, c'est notre perspective pour améliorer notre PFE.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] **M.Ezzat**. " Commande non linéaire sans capteur de la machine synchrone à aimants Permanents. Automatique / robotique". Ecole centrale de Nantes. Français .2011.
- [2] **G.Lacroux**, " Les Aimant Permanents", Edition Technique et Documentation, 1989.
- [3] **B. Tounsi**, " Etude Comparative de Groupes Electrogènes Embarqués a Large Gamme De Vitesse Variable Associant Machine sa Aimants Permanents et Conversion Statique ", Thèse de Doctorat Institut National Polytechnique de Toulouse, 30 Janvier 2006.
- [4] **Mr.Zegueb**, "Boubaker commande d'une machine synchrone à aimants permanents sans capteur de vitesse. Utilisation d'un observateur non linéaire", Thèse de magistère Université de Batna 2008
- [5] **N. Bounasla**. "Commande Par Mode de Glissement D'ordre Supérieur de La Machine Synchrone a Aimants Permanents" thèse de Magister en Electrotechnique 2014.
- [6] **M.S.Mahgoun**. "Application de La Commande H_∞ Aux Systèmes Linéaires Perturbés". Thèse de Magister 2012.
- [7] **R.Abdesmed, M.Kadjoudj**, " Modélisation des Machines Electriques ", Presses de L'Université de Batna ,1997.
- [8] **Leila Parsa**, " Performance Improvement Of Permanent Magnet AC Motors». Thèse Is of Doctoral, University of Science and Technology, Tehran, Iran, May 2005.
- [9] **A.kadouri**, "étude d'une Commande Non Linéaire Adaptative d'une Machine Synchrone à aimants Permanents". Thèse de doctorat de l'université Laval Québec Novembre 2000.
- [10] **B. Hacène**, " Contribution a La Commande des Machines Synchrones a Aimants Permanents," Thèse de Doctorat, L'institut National Polytechnique de Lorraine. Juin 1995.
- [11] **T. Rekioua**, " Contribution à La Modélisation et à La Commande Vectorielle des MSAP." Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique, Lorraine 1991.
- [12] **C.C. CHAN**, « The State of the Art of Electric, Hybrid and Fuel Cell Vehicles », Proceedings of the IEEE, Invited paper, Vol. 95, N° 4, pp. 704-718, April 2007.
- [13] **O.S.E**, « Les Propulsions Electriques », Ingénierie & Gestion de l'Energie, Document OSE: Optimisation des Systèmes Energétiques, 2000-2001.
- [14] **R. MOSDALE**, « Transport Electrique Routier-Batteries pour Véhicules Electriques », Techniques de l'Ingénieur, Traité Génie Electrique, D5665, 02/2003.
- [15] **ANFA**, « Le Véhicule Electrique », Edition Dossier Technique de l'ANFA : Association National pour la Formation Automobile, 1997.

- [16] F. DELFOSSE, « Détermination de l'Etat de Charge des Batteries d'un Véhicule Electrique », Thèse d'Ingénieur, Faculté des Sciences Appliquées, Université de Liège, mai 1998.
- [17] Y. P. YANG, C. P. LO, « Current Distribution Control of Dual Directly Driven Wheel Motors for Electric Vehicles », *Control Engineering Practice Journal*, pp. 1285-1292, 2008.
- [18] C.C. CHAN, « An Overview of Electric Vehicle Technology », *Proceedings of the IEEE*, Vol. 81, N° 9, pp. 1201-1213, September 1993.
- [19] Guide technique pour la conception et l'aménagement des infrastructures de recharge pour véhicules électriques et hybrides rechargeables, Décembre 2014.
- [20] Les Nouveaux Véhicules Urbains. Rapport de mission de M. Jacques Picard. Conseiller Régional, administrateur du STIF et secrétaire général de la commission des transports et mobilités, Octobre 2013
- [21] C. Espanet. *Modélisation et conception optimale de moteurs sans balais à structure inversée*
- *Application au moteur-roue*, Thèse de doctorat, Université de Franche-Comté, Janvier 1999.
- [22] G. Henni, *Modélisation et Commande d'un véhicule électrique hybride*, Mémoire de Magister, Université Hassiba Ben Bouali de Chlef,
- [23] Z. Q. ZHU, D. HOWE, « Electrical Machines and Drives for Electric, Hybrid and Fuel Cell Vehicles », *Proceeding of the IEEE*, Vol. 95, N°4, pp. 746-763, April 2007.
- [24] B. GASBAOUI, "Analyse et Commande Directe du Couple d'un Véhicule Electrique à deux Roues Motrices", Thèse Doctorat Université de Béchar, 2012.
- [25] P. CHAPOULIE, "Modélisation Systématique Pour la Conception de Véhicules électriques multi-moteurs, Thèse Doctorat, institut nationale polytechnique de Toulouse, 1999.
- [26] S. I. Sakai, 'Motion Control in an Electric Vehicle with 4 Independently Driven In-Wheel-Motors', *IEEE Trans. on Mechatronics*, Vol.4, No.1, 1999, pp.9-16.
- [27] C.C. CHAN, « An Overview of Electric Vehicle Technology », *Proceedings of the IEEE*, Vol. 81, N° 9, pp. 1201-1213, September 1993.
- [28] B. Multon, L. Hirsinger, 'Problème de La Motorisation D'un Véhicule Electrique', Ecole Normale Supérieure de Cachan, d1375, *Revue 3E.I.* N°5 mars 1996, pp. 55-64
- [29] A. Boucha, *Réalisation et commande d'un véhicule électrique par dSpace embarqué*, Mémoire de magister, Université des Sciences et de la Technologie d'Oran.

Annexes

ANNEXE A

Paramètres du MSAP utilisée en simulation

Description	Paramètres
Puissance nominale	$P_n=1.5\text{kw}$
Tension nominale	$V_n=220/380\text{V}$
Nombre de paires de pôles	$P=3$
Vitesse de rotation nominale	$\omega_m=105\text{rad/s}$
Résistance statorique	$R_s=1.4 \Omega$
Inductance longitudinale	$L_d=0.0058\text{H}$
Inductance transversale	$L_q=0.0058\text{H}$
Flux des aimants	0.12 Wb
Moment d'inertie	$J=0.0016 \text{ kg m}^2$
Coefficient de frottement	0.0014
Couple résistant	$C_r= 5\text{Nm}$

ANNEXE B

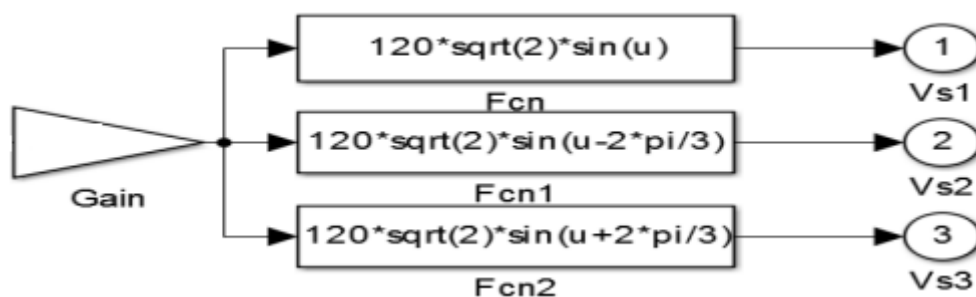


Figure B.1 : Bloc de l'alimentation triphasée du MSAP

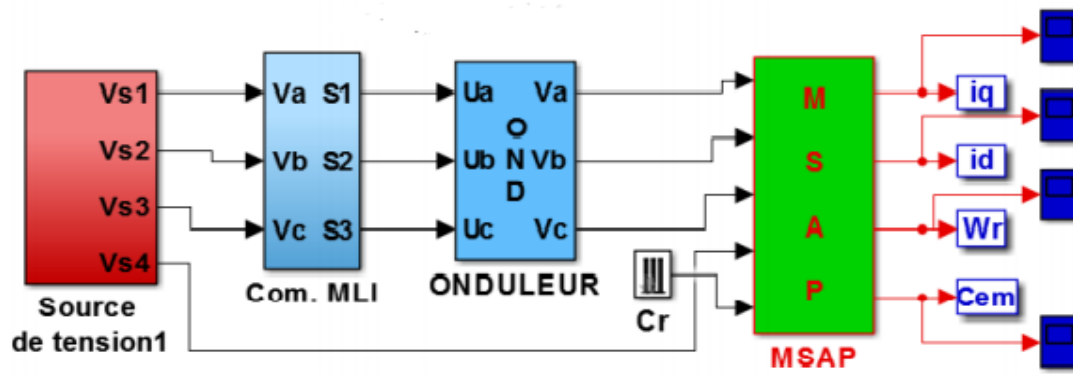


Figure B.2 : Bloc de l'association MSAP+Onduleur

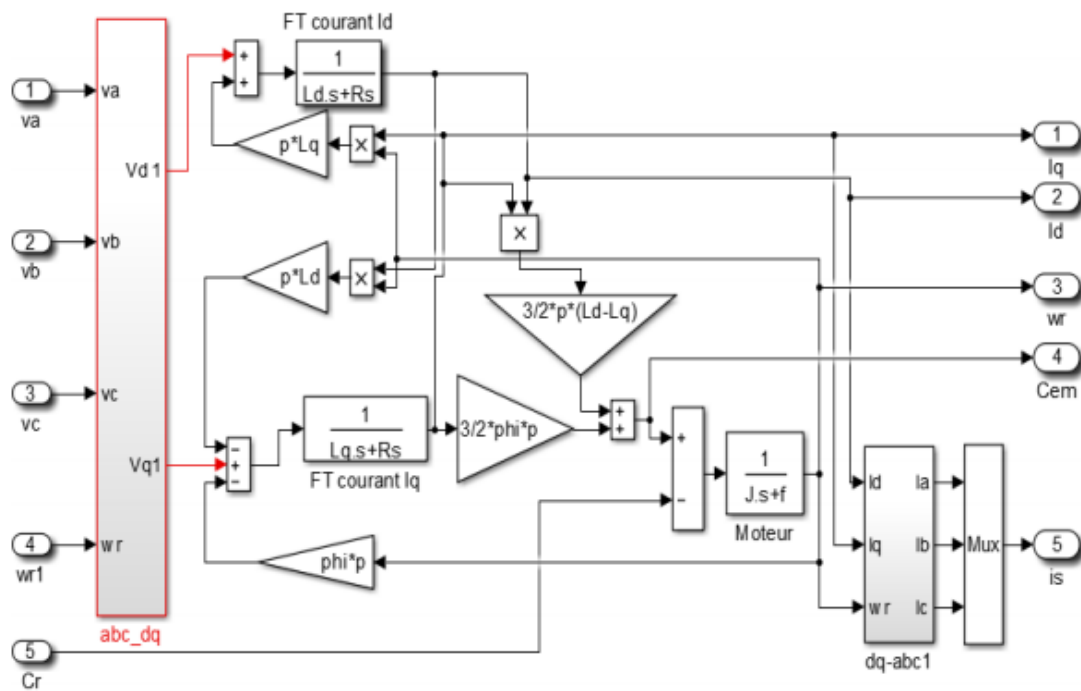


Figure B.3 : Bloc du MSAP

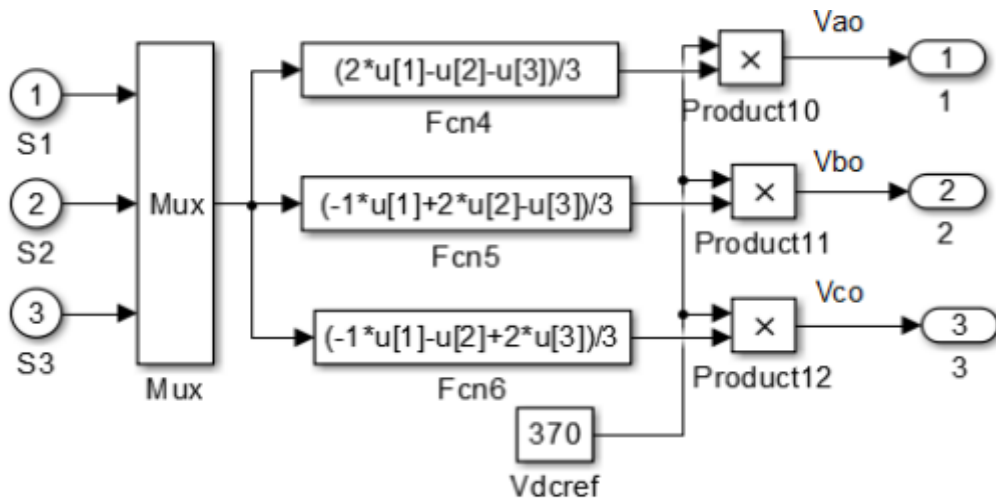


Figure B.4 : Bloc de la MLI sinus-triangle

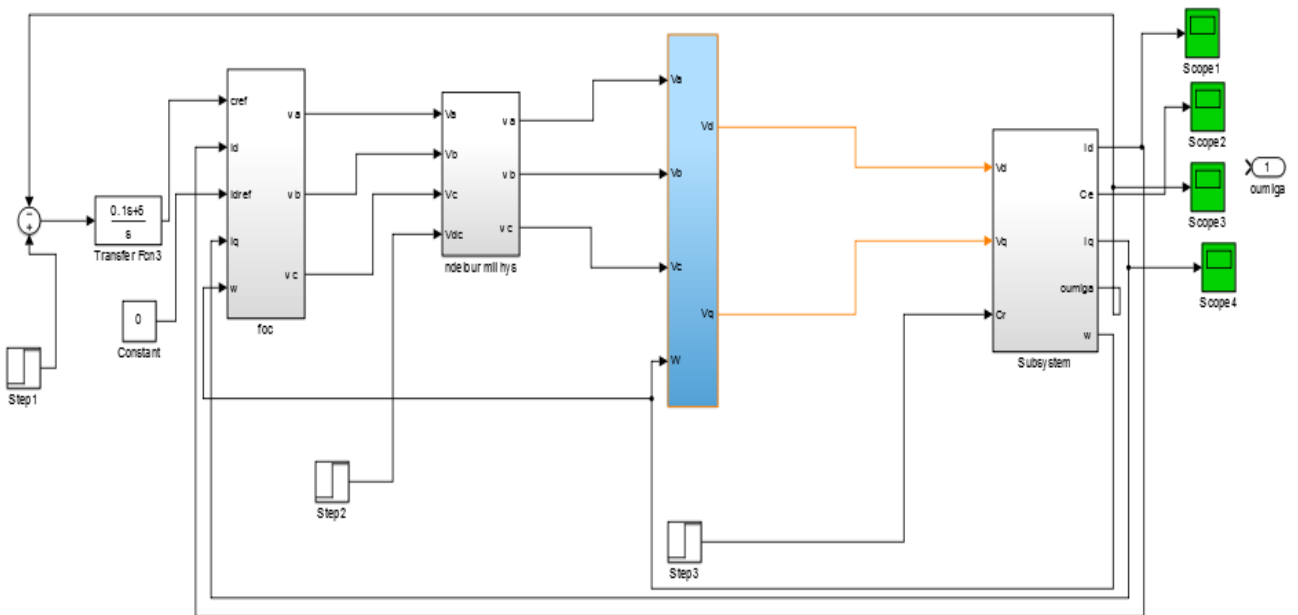


Figure B.5 : Bloc du MSAP avec la commande vectorielle