



Université ABBES LAGHROUR Khenchela



Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Industriel
جامعة عباس لغرور خنشلة
كلية العلوم والتكنولوجيا
قسم الهندسة الصناعية

N° Série :

Mémoire de fin d'étude

Pour l'obtention du diplôme de Master

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Commandes Electriques

Présenté par :

Gasmi Ziyad

Touati Brahim

THEME

***Analyse de la stabilité de réglage en vitesse
d'un moteur synchrone aimant permanent
pour une application automobile***

Soutenu le : xx juillet 2023 devant la commission d'examen composée de :

MOKHTARY Khalil

Pr : à L'Université Abbes Laghrou de Khenchela

Président

REZZAK Daoud

*MCB : à L'Université Abbes Laghrou de
Khenchela*

Encadreur

BOUMAAREF Abdelaali

*MCA : à L'Université Abbes Laghrou de
Khenchela*

Examinateur

Promotion 2022/2023

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

Dédicaces

A mes très chers parents, source de vie, d'amour et
d'affection

A mes chers frères IMAD, MALIK, source de joie et de
bonheur

A toute ma famille, source d'espoir et de motivation

A tous mes amis,

A vous cher lecteur

A tous ceux qui ont contribué à mon éducation

Ziyad

Dédicaces

Nous dédions ce modeste travail à : A nos parents.

Aucun hommage ne pourrait être à la hauteur de l'amour
Dont ils ne cessent de nous combler. Que dieu leur procure
bonne santé et longue vie. A toute nos familles, et nos amis,
Aux personnes qui m'ont toujours aidé et encouragé, qui
étaient toujours à nos côtés, et qui nous ont accompagnaient
durant nos chemins d'études supérieures, nos aimables amis,
collègues d'étude et frères de cœur

Brahim

Remerciements

Au terme de ce travail, je tiens à exprimer ma gratitude au
cher notre enseignant encadrant,

REZZAK Daoud Et pour le temps qu'il lui a consacré et
pour les précieuses informations qu'il nous a fournies avec
soin et compréhension.

Nos remerciements vont à tout le personnel que nous avons
rencontré au cours de ce voyage, de qui j'ai eu un accueil
chaleureux et l'aide dont nous avons besoin.

Nous ne laisserons pas passer cette opportunité sans
remercier tous les enseignants et le personnel de
l'Université, en particulier ceux qui travaillent dans le
département de génie industriel pour leur aide, leurs
précieux conseils et leur préoccupation pour nous.

Enfin, nous tenons à remercier tous ceux qui ont contribué
de près ou de loin au bon déroulement de notre carrière
universitaire.

Liste des Symboles et des Acronyme

Liste des Symboles

MSAP :	Machine (moteur) synchrone à aimants permanents.
d-q :	Axes longitudinal et transversal (transformation de Park).
α-β	Indice du repère de concordia lié au rotor
ω_r :	Vitesse mécanique du rotor.
ω_s :	Pulsation des tensions statoriques.
Ω :	la vitesse de rotation mécanique de la MSAP
θ :	Caractérise la position angulaire du rotor par rapport au stator.
ξ :	Coefficient d'amortissement
F_{mm} :	Force magnétomotrice.
V_a, V_b, V_c :	Tensions de phases statoriques.
i_a, i_b, i_c :	Courants de phases statoriques.
$\varphi_a, \varphi_b, \varphi_c$:	Les flux produits par les phases statorique respectivement a, b, c.
R_s :	Résistance d'une phase statorique
L_s :	Inductance propre d'une phase statorique.
L_d :	Inductance dans l'axe Longitudinal.
L_q :	Inductance dans l'axe transversal.
L_{sa}, L_{sb} et L_{sc} :	Les inductances propres respectivement des phases a, b, c
L_{ss} :	Inductance mutuelle du stator sous forme matriciel.
L_{sc} :	Inductance cyclique d'un enroulement statorique.
L_{ls} :	Inductance de fuite
L_{0s} :	Terme constant de l'inductance propre d'une phase du stator
L_{2s} :	Amplitude du premier harmonique de l'inductance propre d'une phase
M_s :	Mutuelle inductance entre phase du stator.
$M_{ab}, M_{ac}, M_{ba}, M_{bc}, M_{ca}$ et M_{bc} :	Les inductances mutuelles respectivement des phases a,b,c
M_{sf} :	Le matrice inductance qui correspond au couplage entre le rotor et le stator
f_c :	Coefficient de frottement.
C_{em} :	Couple électromagnétique.
C_r :	Couple résistant.
P :	Nombre de paires de pôles
J :	Le moment d'inertie du moteur
T_θ :	Matrice de transformation de Park.
T_d :	La constante du temps d'intégration.
u_d, u_q :	Tension statoriques d'axe direct et en quadrature.

i_d, i_q :	Courants statoriques d'axe direct et en quadrature.
ϕ_f :	Flux crée par les aimants au rotor.
MLI :	Modulation de largeur d'impulsion.
K_p, K_i :	Coefficients des régulateurs PI
N_p :	Nombre de pair de pôles
K_{Pd} :	Le gain de l'action proportionnelle du correcteur i_{sd} .
K_{Id} :	Le gain de l'action intégral.
T_d :	La constante du temps d'intégration
$p(\theta), p(\theta)^{-1}$:	Les matrices de passage directe et invers
θ_m :	Position mécanique réelle du rotor
θ_r :	Position électrique du rotor
f :	Le coefficient de frottement visqueux
$F_{traction}$:	L'effort de traction résultant de l'action des roues motrices
F_{aero} :	L'effort de résistance aérodynamique provenant des frottements de l'air
T_e :	Le couple électromagnétique délivré par le moteur
T_r :	Le couple résistant ou de charge
O_x :	l'axe longitudinal
S :	L'opération de Laplace
Ψ_a :	Vecteur flux des phases statoriques
Ψ_d :	Constante indiquant le champ dû à l'aimantation permanente du rotor sur l'axe
R_s :	Résistance d'une phase statorique

Liste des Acronymes

VE :	Véhicule électrique
MSAP :	Moteur synchrone aimant permanent
PI :	Régulation classique Proportionnel-Intégral
PàC :	Piles à combustibles
SC :	Super condensateurs
MT :	Moteur thermique
VEP :	Véhicules électriques purs
VEB :	Véhicules Electrique à Batterie
DC :	Direct courant
VEH :	Véhicules électriques hybrides
VEHs :	Véhicules électriques hybrides série parallèle
SOC:	State of charge
MLI :	Modulation de largeur d'impulsion
PWM:	Pulse width modulation
NEDC :	New Européen Driving Cycle
UDDS:	Urban Dynamomètre Driving Schedule
FTP :	Federal Test Procedure
INRETS:	Institut national de recherche sur les transports et leur sécurité
UDC :	Urban Driving Cycle
PID :	Régulation classique Proportionnel-Intégral-Dérivée
FTBO :	Fonction de transfert en boucle ouverte
FTBF :	Fonction de transfert en boucle fermé
C :	Représente le contrôleur à utiliser.
G :	La fonction de transfert du système.
H :	La fonction de transfert du filtre de mesure.
F :	Représente le gain de référence.

Table des Matière

INTRODUCTION GÉNÉRALE.....	1
<i>Chapitre I : Généralités sur les véhicules électriques hybrides à pile à combustible</i>	
I.1 Introduction.....	3
I.2 Différentes configurations des véhicule.....	3
I.2.1 Configuration des véhicules conventionnels.....	3
I.2.2 Configuration des véhicules électriques	4
I.2.3 Configurations des véhicules hybrides thermiques électriques.....	6
I.2.3.1 Configuration hybride série.....	6
I.2.3.2 Configuration hybride parallèle.....	7
I.2.3.3 Configurat hybride série-parallèle.....	8
I.2.3.4 Configuration hybride complexe.....	9
I.2.4 Configuration du véhicule électrique adopté	10
I.3 Conclusion.....	11
<i>Chapitre II : Modélisation de la Machine Synchrone à Aimants Permanents</i>	
II.1 Introduction	12
II.2 Modélisation de la MSA.....	12
II.2.1 Généralités	12
II.2.2 Hypothèses simplificatrices	12
II.2.3 Principe de fonctionnement de la MSAP	13
II.2.4. Les domaines d'application de MSAP	13
II.2.5 Avantages et Inconvénients de la MSAP.....	14
II.3 Constitution d'une MSAP	14
II.3.1 Différente structure du rotor	15
II.4 Equations électriques d'une machine synchrone à aimants permanent.....	16
II.4.1 Les équations électriques	16
II.4.2 Les équations magnétiques	17
II.4.3 Les équations mécanique	17
II.4.4 Mise en équation de la MSAP en diphasé	18
II.4.4.1 Principe de la transformation de Park	18
II.4.5 Modélisation de moteur synchrone à aimant permanent dans le plan de Park	19
II.4.5.1 Equations électriques	19
II.4.5.2 Equations magnétiques	19
II.4.5.3 Expression du couple électromagnétique	20
II.5 Paramètres du moteur synchrone a aimants permanents	21
II.5.1 En pratique	21
II.5.2 A vide	22
II.5.3 En charge	22

II.6 Modélisation de l'onduleur triphasé pour la MSAP	23
II.7 Le véhicule	25
II.7.1 Les roues	26
II.8 La réduction et la transmission	27
II.9 Profil de vitesse pour les tests des véhicules	27
II.10 conclusion	30
<i>Chapitre III : la commande vectorielle</i>	
III.1 Introduction	31
III.2 Principe de la commande vectorielle	31
III.3 Commande vectorielle de la MSAP	33
III.4 Avantages et inconvénients de la commande vectorielle.....	34
III.4.1 Avantage de la commande vectorielle	34
III.4.2 Inconvénient de la commande vectorielle	34
III.5 Stratégie de la commande vectorielle de la MSAP	35
III.6 Découplage par compensation et boucle de courant simplifié	36
III.7 Boucle de vitesse	38
III.8 Dimensionnement du régulateur utilisé	38
III.9 régulateur des courant	38
III.9.1 dimensionnement des paramètres PI de la boucle de régulateur du courant i_{sd}	38
III.9.2 dimensionnement des paramètres PI de la boucle de régulateur du courant i_{sq}	40
III.10 dimensionnement de régulateur de vitesse mécanique	40
III.11 défluxage	41
III.12 Interprétation des résultats	42
III.13 Conclusion	46
<i>Chapitre IV : Analyse de la stabilité des boucles de régulation de l' MSAP</i>	
IV.1 Introduction	47
IV.2 Analyse de la stabilité du système de régulation	47
IV.3 Etude de la stabilité de la boucle de vitesse	51
IV.4 Ajustement des paramètres des correcteurs PI des boucles de régulation.....	52
IV.5 Ajustement des correcteurs des boucles de courant	52
IV.6 Ajustement des paramètres du correcteur de la boucle de vitesse	54
IV.7 Conclusion	55
<i>CONCLUSION GÉNÉRALE</i>	56
<i>ANNEXE</i>	
<i>BIBLIOGRAPHIE</i>	

Liste des
Figures et des
Tableaux

Liste des Figures

Chapitre I

Figure I.1 : Configuration du moteur conventionnel.....	4
Figure I.2 : Configuration du véhicule électrique à batterie	5
Figure I.3 : Configuration du véhicule électrique à batterie.	5
Figure I.4 : Configuration du véhicule hybride série.	6
Figure I.5 : Configuration du véhicule hybride parallèle.	7
Figure I.6 : Configuration du véhicule hybride série-parallèle.	9
Figure I.7 : Configuration du véhicule hybride complexe.	9

Chapitre II

Figure II.1 : Représentation de la machine synchrone à aimants permanents.	15
Figure II.2 : Machine à aimants permanents (MSAP).	15
Figure II.3 : Schéma de la machine synchrone à aimant permanent.	16
Figure II.4 : Schéma équivalent d'une (MSAP) dans le repère (d, q).	19
Figure II.5 : Schéma bloque simulation du MSAP.	20
Figure II.6 : Simulation d'un démarrage direct a vide ($c_r = 0$) $C_{em} = f(t)$ et $w = f(t)$	22
Figure II.7 : Simulation d'un démarrage direct a vide ($c_r = 0$) : $i_{sd} = f(t)$ et $i_{sd} = f(t)$	22
Figure II.8 : Simulation d'un démarrage direct à vide ($c_r = 30Nm$) $T_e = f(t)$ et $w = f(t)$	23
Figure II.9 : simulation d'un démarrage direct a vide ($c_r = 30Nm$) : $i_{sd} = f(t)$ et $i_{sd} = f(t)$	23
Figure II.10 : Onduleur de tension triphasé à deux niveaux.	24
Figure II.11 : Validation du modèle à valeur moyenne du l'onduleur triphasé.	25
Figure II.12 : Bilan des forces s'exerçant sur le véhicule.	26
Figure II.13 : Profil de vitesse pour un véhicule suivant un cycle NEDC.	28
Figure II.14 : Profil de vitesse pour un véhicule suivant un cycle UDC.	28
Figure II.15 : Profil de vitesse suivant un cycle combiné UDC et EUDC.	29
Figure II.16 : Puissance à fournir pour le véhicule hybride.....	29

Chapitre III

Figure III.1 : Diagramme de phase de la MSAP dans le référentiel (d, q) lié au champ tournant.....	32
Figure III.2 : Schémas de la commande vectorielle de la MSAP alimentée en tension.....	33
Figure III.3 : Principe de la commande vectorielle.....	36
Figure III.4 : Découplage par compensation.....	37
Figure III.5 : Boucles de courant simplifiées.....	37
Figure III.6 : Boucles de vitesse.....	38

Figure III.7 : La boucle de régulation du courant i_{sd}	38
Figure III.8 : La boucle de régulation du courant i_{sq}	40
Figure III.9 : La boucle de régulation de la vitesse mécanique.....	40
Figure III.10 : Schémas de défluxage.....	41
Figure III.11 : Couples Moteurs Electrique	42
Figure III.12 : vitesse de référence (km/h)	43
Figure III.13 : Courant i_{as} statorique du moteur électrique.....	43
Figure III.14 : courant statorique sur l'axe d.....	44
Figure III.15 : courant statorique sur l'axe q.....	44
Figure III.16 : tension compose.....	45
Figure III.17 : tension simple.....	45
Figure III.18 : vitesse de référence en bleu vitesse de l' MSAP en rouge (red/sec)	46

Chapitre IV

Figure IV.1 : control and estimation tools manger.....	47
Figure IV.2 : control architecture	48
Figure IV.3 : système data	48
Figure IV.4 : control and estimation tools manger.....	49
Figure IV.5 : diagramme de bode pour les boucles de courant i_{sd} et i_{sq}	50
Figure IV.6 : control and estimation tools manger.....	50
Figure IV.7 : la boucle de courant en échelon de système en boucle ferme	51
Figure IV.8 : diagramme de bode en boucle ouvert de la boucle de vitesse	51
Figure IV.9 : la boucle de vitesse en échelon de système en boucle ferme	52
Figure IV.10 : diagramme de bode de la boucle du courant ajuste	53
Figure IV.11 : la boucle de courant en échelon du système en boucle ferme du correcteur ajuste	53
Figure IV.12 : diagramme de bode en boucle de la vitesse de l' MSAP.....	54
Figure IV.13 : la boucle de vitesse en échelon de système en boucle ouvert	54

Liste des tableaux

Chapitre IV

Tableau II.1 : Paramètre des contrôleurs PI.....	49
---	----

Introduction Générale

INTRODUCTION GENERALE

Avec la croissance démographique mondiale et le développement des pays l'énergie est devenue indispensable à la vie quotidienne, mais l'homme n'est jamais préoccupé des menaces que peuvent lui apporter l'exploitation de cette énergie : d'une part cette énergie est appelée à s'épuiser et d'autre part elle est associée à des effets secondaires sur l'environnement. Le secteur des transports routiers est un des plus consommateur d'énergie et pollueur en termes d'émissions de gaz à effets de serre. Cette prise de conscience collective a entraîné des réglementations toujours plus strictes sur les émissions polluantes et la consommation des véhicules. En parallèle à cela, les progrès technologiques ne cessent de se développer, avec l'arrivée des nouveaux dispositifs d'électronique de puissance et de matériaux de stockage de l'énergie. Ces multiples aspects favorisent la transition vers le véhicule électrique qui permet de se déplacer de manière plus Écologique.

Le véhicule électrique (VE) a commencé à s'intégrer dans les marchés automobiles ces dernières années, divers modèles ont été expérimentés et ont tenté de rivaliser avec les véhicules thermiques. L'échec a été à chaque fois au rendez-vous, Le frein essentiel était la batterie dont la capacité était insuffisante, comparés à celle des véhicules thermiques. Cela a prouvé que la polyvalence et l'autonomie étaient au centre des enjeux du développement des véhicules. Afin de pallier ces faiblesses, les constructeurs tendent à développer des véhicules qui sont à la fois moins polluants et qui possèdent une autonomie suffisante, cela paraît possible en associant les avantages du véhicule traditionnelle à combustible à ceux du véhicule électrique, ce nouveau type est appelé le véhicule hybride. [1] [2]

Ce type de moteur confère une qualité de roulement qualifiée de douce puisque en principe il n'utilise pas la transmission ce qui confère au véhicule une accélération continue progressive. La voiture électrique est très adaptée aux conditions urbaines dans la mesure où elle ne consomme de l'énergie ni dans le freinage ni dans les embouteillages et s'auto-recharge dans les descentes, quant à ses inconvénients ils sont tout aussi multiples et vont des conditions de production de l'énergie électrique aux différents coûts de la voiture, et surtout au stockage embarqué de l'énergie

Comme le véhicule automobile est un système physique complexe composé de plusieurs sous-systèmes, la modélisation de chaque sous-système s'avère une tâche difficile qui nécessite des études cinématique et dynamique approfondies du véhicule. [1]

Le développement du véhicule électrique demande de multiples compétences du fait de sa conception et sa gestion de l'énergie qui le classe dans les systèmes pluridisciplinaire. En effet, diverses fonctionnalités y sont associées: la production et la distribution de l'énergie

électrique à bord, la conversion de l'énergie électrique et le stockage. Dans ce mémoire on se focalise à commander et améliorer les performances du mouvement du véhicule tel que le suivi de consigne, la rapidité et la stabilité, en utilisant des techniques de commande linéaire avec découplage. Ces techniques doivent assurés la robustesse du comportement du véhicule vis-à-vis des perturbations. Parmi ces techniques, on peut citer la commande vectorielle permet à la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) d'avoir une dynamique proche de celle de la machine à courant continu qui concerne la linéarité et le découplage. Pour cette raison des régulateurs linéaires de type proportionnel-intégral(PI) ont été utilisés. Ces derniers assurent la régulation de vitesse ainsi que le bon suivi des consignes, même en présence de perturbations extrinsèques au VE.

Dans le premier chapitre de notre mémoire, nous présentons des généralités sur les véhicules électriques hybrides à pile à combustible et nous étudions les configurations les plus importantes des véhicules conventionnels, électriques et hybrides. Nous montrerons ensuite le mode de fonctionnement, les principales caractéristiques, ainsi que les avantages et les inconvénients de telles structures.

Le deuxième chapitre, traite trois parties importantes qui sont, la modélisation et la simulation de la machine synchrone à aimants permanents, la comparaison par la simulation entre le modèle moyenné et détaillé d'un onduleur de tension triphasé et l'étude de la dynamique du VE, où on a présenté les différentes forces auxquelles le véhicule est soumis avec le profil de vitesse pour les tests des véhicules.

Dans le troisième chapitre nous introduisons la commande vectorielle de la machine synchrone aimant permanent, La commande vectorielle basée sur une régulation classique Proportionnel-Intégral (PI), associe dans sa structure des termes de compensation qui permettent de découpler l'axe d (qui sera utilisé pour le réglage du flux), de l'axe q (qui sera utilisé pour le réglage du couple). Cette configuration permet de réaliser des systèmes d'actionnement électriques ayant les performances exigées par les domaines d'application

Le dernier chapitre, nous analysons la stabilité des boucles de régulation de L'MSAP ce chapitre est fondé sur l'étude de la stabilité de ces boucles de régulation. Ensuite une amélioration de ces paramètres a été faites en se basant sur l'amélioration des performances des boucles de régulation.

Finalement, nous terminons ce mémoire par une conclusion générale et nous tirons quelque perspective.

Chapitre I :

Généralités sur les véhicules électriques hybrides à pile à combustible

I.1. Introduction

Le manque des ressources fossiles et les conséquences des gaz à effet de serre ont favorisé le développement de nouvelles configurations de véhicules hybrides (Moteur thermique et électrique) ou tout électrique. Afin d'atteindre l'objectif de zéro émission de gaz à effet de serre, un deuxième concept de véhicule électrique fondé sur l'hybridation tout électrique en utilisant des batteries [3-4] est apparu. Connaissant la faible autonomie des batteries et leur courte durée de vie [4], ces dernières peuvent être remplacées par des piles à combustibles (PàC) qui utilisent l'hydrogène comme source d'énergie principale et produisent de l'eau comme rejet [5, 6-7].

Dans ce chapitre nous allons étudier les configurations les plus importantes des véhicules conventionnels, électriques et hybrides. Nous montrerons ensuite le mode de fonctionnement, les principales caractéristiques, ainsi que les avantages et les inconvénients de telles structures. Le véhicule électrique hybride alimenté par deux sources d'énergie « une pile à combustible comme source d'énergie principale et une batterie de super condensateurs (SC) comme source d'énergie auxiliaire » est aussi présenté, en outre nous allons voir les différentes architectures des véhicules électriques hybrides à piles à combustible et nous allons effectuer un choix justifié d'une architecture comme objet de cette thèse.

I.2. Différentes configurations des véhicules

Afin de choisir la meilleure configuration du véhicule, nous allons présenter les différents types de véhicules (conventionnels, électriques, hybrides et électriques hybrides), qui peuvent être adaptés pour bénéficier du concept de la gestion d'énergie, dans le but d'économiser le carburant, de réduire les émissions de gaz à effet de serre et de prolonger la durée de vie des sources d'énergie [8, 7-9].

L'examen de ces configurations est d'une grande utilité pour bien comprendre le concept des véhicules hybrides. De plus, en fonction des performances de certaines configurations par rapport à d'autres, nous orientons notre travail vers la configuration qui répond le mieux à nos critères de choix.

I.2.1. Configuration des véhicules conventionnel

La figure I.1 représente la configuration d'un véhicule conventionnel, le moteur thermique (MT) fournit toute la puissance de propulsion du véhicule [9]. La transmission d'un véhicule conventionnel comprend l'embrayage, la boîte de vitesses et l'entraînement final.

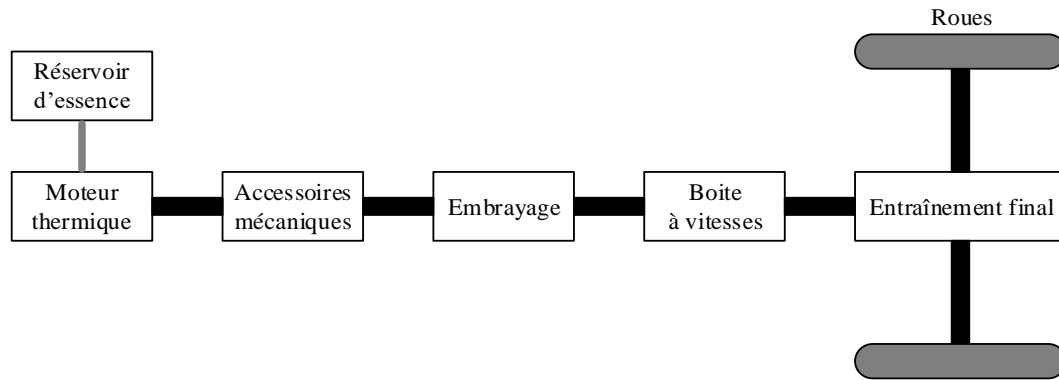


Figure I.1: Configuration du moteur conventionnel

La conversion couple-vitesse est assurée par la transmission mécanique pour la vitesse propre des roues avant ou arrière. Une transmission à plusieurs vitesses est nécessaire en raison des limites du moteur thermique, telles que l'incapacité de tourner en dessous de 800 tours par minute [9] ainsi que l'incapacité de fournir un couple important pour les opérations des véhicules à faible vitesse ou de maintenir une haute efficacité dans certaines conditions de fonctionnement. Plusieurs fabricants sont capables de produire des véhicules conventionnels d'où le large choix actuel à travers le monde.

Comme une solution alternative aux véhicules conventionnels qui sont les principaux contributeurs à la pollution atmosphérique et aux émissions de gaz à effet de serre, les nouvelles technologies de propulsion automobile en cours de développement incluent les véhicules électriques et les véhicules électriques hybride.

I.2.2. Configuration des véhicules électriques

Contrairement aux véhicules conventionnels entraînés par un moteur thermique (MT), le véhicule électrique est propulsé par l'électricité stockée dans les systèmes de stockage d'énergie, comme les batteries, les super condensateurs ou les volants d'inerties. Les véhicules électriques sont aussi appelés véhicules électriques purs (VEP), ou véhicules électrique à batterie (VEB) dans le cas où la source principale de stockage d'énergie est une batterie.

La configuration du Véhicules Electrique à Batterie (VEB) est représentée dans la figure I.2 [4, 9].

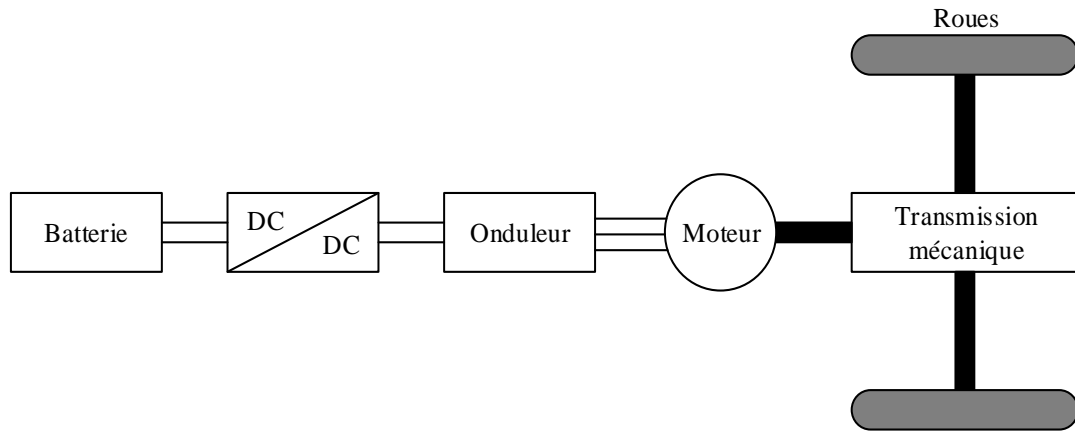


Figure I.2: Configuration du véhicule électrique à batterie

Le véhicule électrique à batterie est constitué d'une batterie pour le stockage d'énergie, d'un moteur électrique et de deux convertisseurs électroniques de puissance à savoir un hacheur et un onduleur.

La batterie est chargée par un chargeur qui peut être soit à bord du véhicule ou monté à l'extérieur au niveau d'un point de charge. L'onduleur est responsable de la direction et la quantité d'énergie fournie vers / par le moteur électrique de telle sorte que la vitesse du véhicule et la direction de déplacement peuvent être commandées. On doit noter qu'au cours du processus de freinage, la batterie est rechargée par une énergie régénérative. Le convertisseur DC-DC est utilisé pour faire correspondre la tension de la batterie à celle du Bus continu de l'onduleur. La transmission mécanique montrée dans la figure I.2 est constituée par l'ensemble des engrenages et des réducteurs de vitesse.

La limite des véhicules électriques à batterie dans les longs voyages (sans recharge) incite à la recherche et au développement des véhicules électriques à pile à combustible (PàC), ces derniers ont presque la même configuration que celle des véhicules électriques à batteries (comme représenté dans la figure I.3) à l'exception de la source d'énergie principale, le carburant utilisé est l'hydrogène pur stocké à bord. Les véhicules à pile à combustible ont une grande autonomie et sont réellement des véhicules à zéro émission de gaz [9].

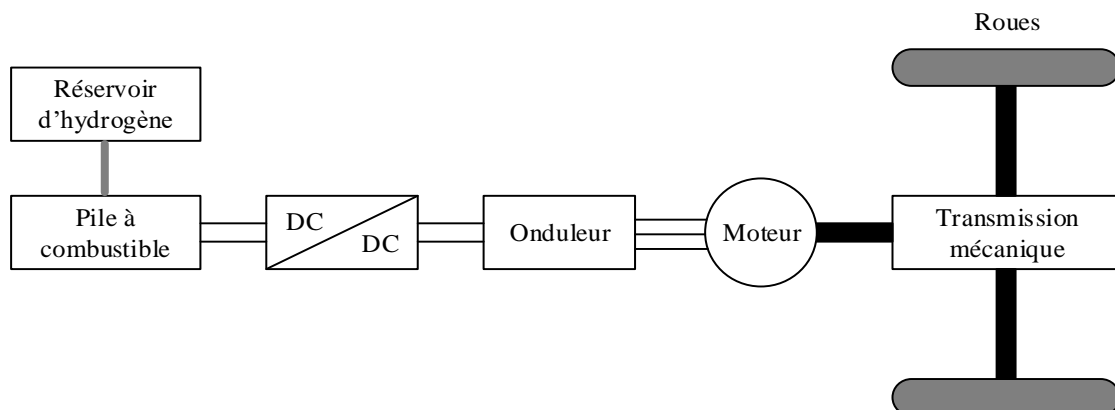


Figure I.3: Configuration du véhicule électrique à pile à combustible

I.2.3. Configurations des véhicules hybrides thermiques électriques

Dans les véhicules hybrides il y a deux ou plusieurs sources d'énergie de natures différentes, dans les types les plus courants on trouve généralement un moteur thermique (MT) combiné avec une batterie, un moteur électrique, et / ou un générateur électrique. Les véhicules hybrides thermiques électriques peuvent être classifiés en quatre types différents, selon la façon dont les composants du groupe propulseur sont arrangés en configuration: série, parallèle, série-parallèle, et complexe [8, 4, 10-11].

I.2.3.1 Configuration hybride série

Ce type de véhicules (Figure I.4), est équipé de deux sources d'énergie, alimentant un ou plusieurs moteurs électriques pour propulser le véhicule. La source d'énergie principale est un réservoir de carburant et le convertisseur d'énergie est un moteur thermique couplé à une génératrice électrique [8, 4, 10-11]. La sortie de la génératrice électrique est reliée à un bus d'alimentation électrique par l'intermédiaire d'un convertisseur électronique (redresseur), qui assure la recharge de la source auxiliaire d'énergie et l'alimentation de la motorisation électrique. La source auxiliaire d'énergie est une source bidirectionnelle, elle peut être une batterie, connectée au Bus continu par l'intermédiaire d'un convertisseur de puissance (convertisseur DC-DC). Le Bus à courant continu est connecté aussi à l'onduleur de la machine électrique qui assure la propulsion du véhicule. La machine de traction peut être contrôlée pour fonctionner soit comme un moteur soit comme une génératrice [8, 4, 10-11].

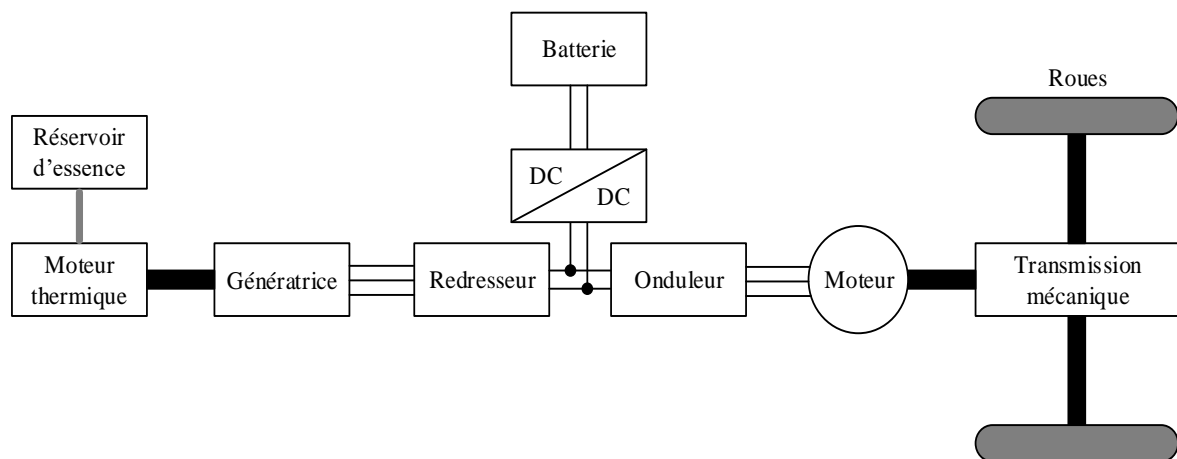


Figure I.4: Configuration du véhicule hybride série

Parmi les avantages du véhicule hybride série nous citons [8, 12, 10-9]:

- Le moteur thermique est entièrement découplé mécaniquement des roues motrices, ce qui lui permet de travailler dans sa plage de rendement maximal avec une émission minimale des gaz à effet de serre.
- La possibilité d'utilisation de stratégies de contrôles simples.
- La possibilité d'utiliser deux moteurs ou même quatre, au lieu d'un, sans complexité au niveau de la transmission de la puissance aux roues.
- Parmi les inconvénients, nous pouvons citer [8, 12, 10-9] :
- Un faible rendement global. En effet, la transformation en deux temps de l'énergie mécanique produite par le moteur thermique en énergie électrique via la génératrice, puis en énergie mécanique par le moteur électrique diminue le rendement du véhicule.
- Des frais supplémentaires engendrés par le prix et le poids de la génératrice couplée au moteur thermique.
- Le moteur de traction doit être dimensionné pour répondre à la forte demande de puissance, car il est la seule source d'énergie reliée aux roues.

I.2.3.2 Configuration hybride parallèle

Dans ce type de véhicules, le moteur électrique et le moteur thermique sont reliés à la transmission par l'intermédiaire d'un dispositif de couplage mécanique, comme des embrayages séparés, de sorte que le véhicule puisse être entraîné soit par le moteur thermique, soit par le moteur électrique, soit par les deux en même temps [8]. Les exigences de puissance du moteur thermique dans les configurations hybrides parallèles sont inférieures à celles d'un véhicule électrique de taille similaire. La configuration du véhicule hybride parallèle est représentée sur la figure I.5 [8, 12, 10, 11].

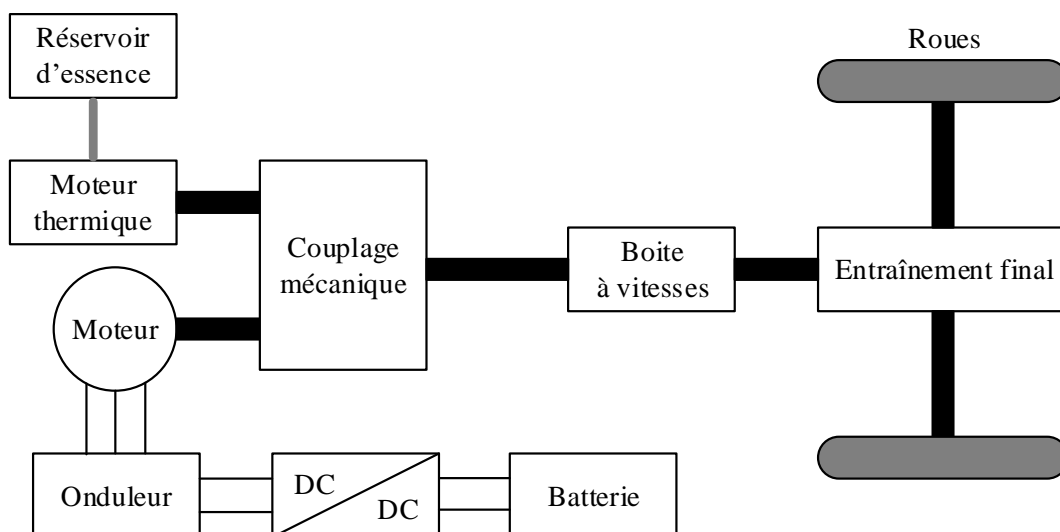


Figure I.5: Configuration du véhicule hybride parallèle

Parmi les avantages du véhicule hybride parallèle nous citons [8, 12, 10-9] :

- Le moteur thermique et le moteur électrique sont reliés directement aux roues sans conversion de l'énergie requise, par conséquent les pertes d'énergie sont moindres par rapport à la configuration série.
- Un petit moteur thermique offre une meilleure économie de carburant et pour avoir plus de puissance le moteur électrique et le moteur thermique fonctionnent ensemble.
- Parmi les inconvénients du véhicule hybride parallèle nous citons:
- La liaison rigide entre le moteur thermique et les roues constituent un obstacle pour l'exploitation de celui-ci efficacement.
- La complexité de la conception et de l'architecture contrôle commande.

I.2.3.3 Configuration hybride série-parallèle

Considérant les avantages des deux configurations séries et parallèles, les fabricants et les chercheurs ont mis au point des véhicules électriques hybrides (VEH) série parallèle. Ces VEHs peuvent fonctionner soit par l'utilisation du moteur électrique seul soit avec l'assistance du moteur thermique [13-14]. La configuration des véhicules série-parallèle est représentée dans la figure I.6; les puissances du moteur thermique et du moteur électrique sont couplées pour conduire le véhicule en fonctionnement parallèle. Pendant que la puissance circule du moteur thermique vers la génératrice et ensuite vers le moteur électrique la configuration peut être considérée en série [9]. Il y a beaucoup de choix pour concevoir l'appareil de "sélection de mode". Le plus simple consiste à utiliser des embrayages à fin de sélectionner l'arbre à relier au moteur thermique, c'est-à-dire pour connecter soit l'entraînement final soit la génératrice au moteur thermique. Un autre choix est celui d'avoir un dispositif de répartition de puissance comme le train planétaire épicycloïdal pour répartir la puissance du moteur thermique entre l'arbre d'entraînement et le générateur électrique.

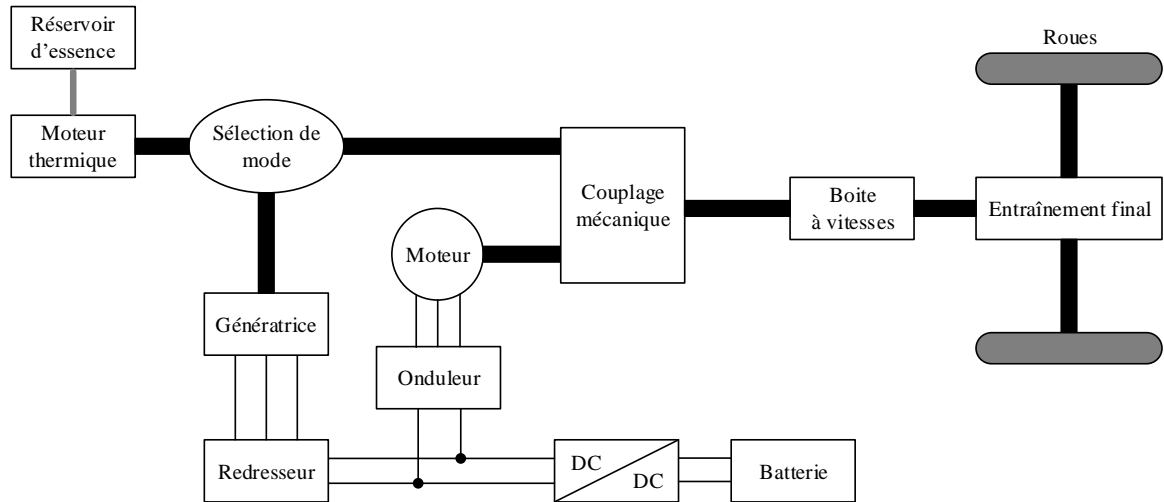


Figure I.6: Configuration du véhicule hybride série-parallèle

La batterie peut être chargée par la puissance fournie par la génératrice. Le moteur électrique peut aussi fournir la puissance aux roues en parallèle avec le moteur thermique. L'unité de contrôle prend en charge la sélection du mode de conduite. Lorsque de courtes rafales de puissance sont nécessaires, le moteur thermique et le moteur électrique fournissent l'ensemble de la puissance requise par la demande du véhicule.

I.2.3.4 Configuration hybride complexe

Il existe d'autres configurations des véhicules hybrides thermiques électriques qui ne peuvent pas être classifiées dans les trois types vus dans les sections précédentes. Un exemple est représenté dans la figure I.7 [8,4, 10-11]. Il est basé sur deux axes de propulsions, une capacité de quatre roues motrices, plusieurs moteurs électriques et un moteur thermique [9].

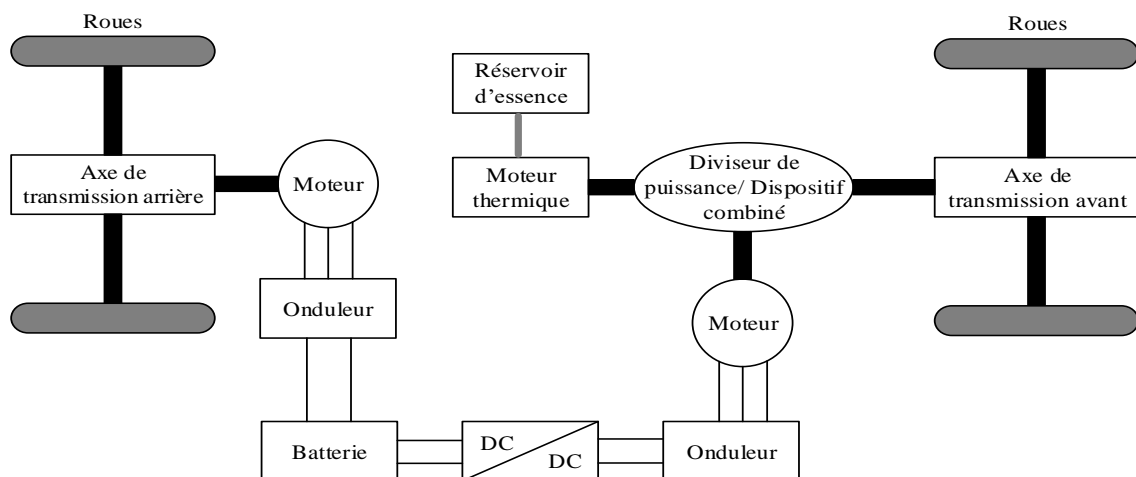


Figure I.7: Configuration du véhicule hybride complexe

Cette configuration est similaire au système hybride série-parallèle. Toutefois, la différence principale est que le moteur électrique connecté au (diviseur de puissance/

dispositif combiné) dans la configuration hybride complexe permet un écoulement d'énergie dans les deux directions, tandis que le générateur dans la configuration hybride série-parallèle permet seulement un écoulement d'énergie dans une seule direction.

Cet écoulement d'énergie en deux directions résulte en un mode de fonctionnement à trois puissances de propulsion (délivrées par le moteur thermique et par les deux moteurs électriques) qui est impossible dans la configuration série-parallèle [11]. Une autre différence est que généralement dans la configuration hybride série-parallèle, le véhicule est propulsé à travers les roues avant par le moteur thermique et/ou un moteur électrique. Néanmoins, dans la configuration hybride complexe, l'axe des roues avant et l'axe des roues arrière sont séparément entraînés par un système hybride : moteur thermique et moteur électrique, respectivement. Dans le mode de fonctionnement normal, la puissance du moteur thermique est divisée pour propulser l'axe avant et pour entraîner le moteur électrique utilisé comme générateur pour charger la batterie.

Quand la demande en charge est faible, la batterie alimente en puissance le moteur électrique avant pour entraîner l'axe avant et il est inutile de faire fonctionner le moteur thermique et le moteur électrique arrière. Si le véhicule circule à une forte charge (accélération par exemple), le moteur thermique et le moteur électrique avant fournissent tous les deux l'énergie nécessaire pour entraîner l'axe avant, pendant que le moteur électrique arrière propulse les roues arrière. Les deux moteurs électriques avant et arrière deviennent générateurs pour charger la batterie dans le mode de régénération (freinage ou décélération) [9].

I.2.4. Configuration du véhicule électrique adopté

Dans la suite de ce mémoire nous avons adopté la configuration représentée dans la figure I.2. Dans notre étude nous avons supposé que la batterie soit idéale avec une tension constante et un état de charge (SOC) infinie. Cette hypothèse nous a permis d'éliminer le convertisseur DC/DC et de se concentrer sur l'onduleur, l'MSAP et la dynamique du véhicule.

I.3. Conclusion

L'objectif de ce chapitre consiste tout d'abord à présenter quelques aspects caractérisant les véhicules électriques, hybrides thermiques électriques et électriques hybrides. Ensuite, le véhicule électrique hybride est traité avec une attention particulière afin de poser la problématique de nos travaux de thèse à savoir: une gestion efficace des flux énergétiques dans un véhicule électrique hybride à pile à combustible.

Dans la première partie de ce chapitre nous avons présenté brièvement plusieurs architectures de véhicules électriques et hybrides qui présentent des performances et des fonctionnalités variées.

Dans la deuxième partie nous avons étudié les différentes structures des véhicules électriques hybrides à pile à combustible, en utilisant deux sources d'énergie: la pile à combustible comme source d'énergie principale et le super condensateur comme source d'énergie secondaire. Les principaux avantages apportés par cette source secondaire sont l'augmentation de la puissance disponible, l'autonomie et la durée de vie de la pile à combustible ainsi que la récupération efficace de l'énergie au freinage.

La structure du véhicule électrique hybride à pile à combustible choisie pour la suite de notre travail, garantit une souplesse pour la gestion efficace des flux énergétiques entre les sources hybrides et la charge, en plus elle permet d'assurer une tension de Bus continu réglable à une valeur désirée, ce qui permet un réglage de vitesse facile du moteur électrique basé sur la tension et la fréquence d'alimentation.

Chapitre II :
Modélisation de la
Machine Synchrone à
Aimants Permanents

II.1 Introduction :

Actuellement, la littérature témoigne d'un grand intérêt porté à la MSAP. En effet, elle a une large utilisation dans le domaine d'entraînements électriques à vitesse variable. De ce fait, il nous paraît important de lui consacrer toute une partie dans cette thèse. Nous présenterons l'actionneur étudié qui se limite, dans notre thèse, à la MSAP et son système de contrôle commande. En effet, sous le nom de machine synchrone, on regroupe toutes les machines dont la vitesse de rotation de l'arbre du rotor est égale à la vitesse de rotation du champ tournant, pour obtenir un fonctionnement en moteur ou en générateur, le champ magnétique du rotor est généré par des aimants permanents. Après avoir évalué les différentes structures du rotor à aimants utilisées dans la construction du rotor, nous rappellerons les éléments de constitution de cette machine. Ensuite, nous décrirons la modélisation de la MSAP dans un repère lié au rotor et dans un repère lié au stator. Enfin, nous présenterons la modélisation de la chaîne de puissance qui l'alimente.

II.2 Modélisation de la MSAP

II.2.1 Généralités

Pour l'application de la commande en vitesse variable, la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents repose sur les paramètres électrique et mécanique (le moment d'inertie, le frottement visqueux, résistances et inductances, flux d'excitation des aimants...), qui décrivent les phénomènes électromagnétiques et électromécaniques, et sur les hypothèses simplificatrices citées ci-dessous. La modélisation de cette machine associée à un onduleur triphasé permet d'appliquer la commande et à l'identification de ces paramètres. Nous nous intéresserons, tout d'abord, à la modélisation de la MSAP dans l'espace d'état. Ensuite, nous présenterons le modèle de l'onduleur.

II.2.2 Hypothèses simplificatrices

Le modèle de la machine synchrone à aimants est beaucoup plus complexe que celui des machines à courant continu, il nécessite l'utilisation des lois de commandes de plus en plus performantes, et par voie de conséquence leur commande se verra plus complexe, du fait que [15], [16]:

- Les grandeurs sont alternatives, à fréquence fixe ou variable;
- Le système est non linéaire à coefficients variables et à entrées et sorties multiples.

Le modèle établi au système lors de son fonctionnement, est basé sur des phénomènes physiques qui peuvent être partiellement ou totalement pris en compte. Le modèle sera plus simple pour un nombre d'hypothèses plus grand. Dans le cas de la MSAP, la modélisation est dépendante des hypothèses simplificatrices suivantes :

- L'hystérésis, et l'effet de peau dans les parties magnétiques sont négligeables;
- Circuit magnétique est supposé non saturé;
- Harmoniques d'encoche et d'espaces ne sont pas prises en compte;
- Distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices (F.m.m.) entrefer;
- Circuit magnétique est supposé parfaitement feuilleté.

II.2.3 Principe de fonctionnement de la MSAP

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

- Le stator : ou l'induit est la partie fixe de la machine, il se compose de trois enroulements parcourus par des courants alternatifs décalés de 120° dans l'espace et dans le temps, logés dans les encoches du circuit magnétique fixe.
- Le rotor : ou inducteur est la partie mobile de la machine se compose d'aimants permanents. Ce dernier présente l'avantage d'éliminer les balais et les pertes rotorique, ainsi que la nécessité d'une source pour fournir le courant d'excitation.

Cependant, on ne peut pas contrôler l'amplitude du flux rotorique.

Il existe deux types de rotor, ayant pour rôle de générer le champ d'induction rotorique. Les rotors à pôles lisses et les rotors à pôles saillants. [17], [18].

II.2.4 Les domaines d'application de MSAP

Maintenant on présente des exemples d'application des MSAP utilisées dans différentes plages de puissance. [19]

1-Applications aux petites puissances ($P < 600W$) :

- Micro Ventilateur
- Disque Dur
- Frais de dentiste
- Programmeur mécanique

2-Applications aux moyennes puissances ($500W < P < 100kW$) :

- Vélo a assistance
- Voiture électrique (Toyota Prius)
- Machine-outil
- Robot industrie

3- Applications aux fortes puissances (>100KW) :

- Traction ferroviaire
- Propulsion navale

II.2.5 Avantages et Inconvénients de la MSAP

Les machines synchrones à aimants permanents présentent plusieurs avantages par rapport aux autres types de machines : [19][20][21][22][23][24]

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

Cette machine est donc bien indiquée pour les systèmes embarqués et peut être employée pour des systèmes de faible puissance (petits moteurs) ou de puissance plus importante (jusqu'à quelques dizaines de MW en fonctionnement moteur) .

Comme inconvénients de la MSAP on cite :

- Technologie coûteuse liée au coût des aimants.
- Interaction magnétique due au changement de structure.
- Ondulations de couple.

II.3 Constitution d'une MSAP

La structure du MSAP se comporte, comme une machine asynchrone. Le schéma de la MSAP peut être représenté par trois enroulements a, b et c au stator avec les aimants permanents au rotor.

L'alimentation des enroulements statoriques donne naissance à une force magnétomotrice tournante à la vitesse angulaire θ_r le rotor ou la roue polaire à aimants permanents dont le nombre de pôles est égal à celui du stator permet de produire la force magnétomotrice d'excitation, le schéma de la figure II.1 illustre la représentation de la MSAP.

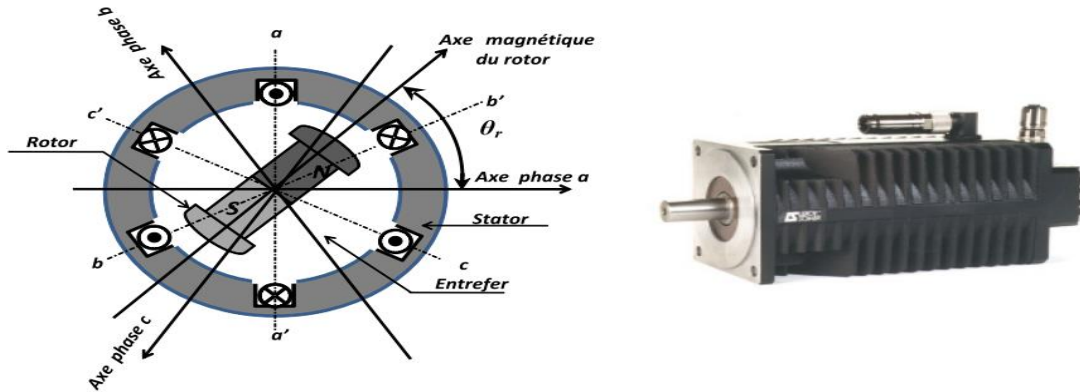
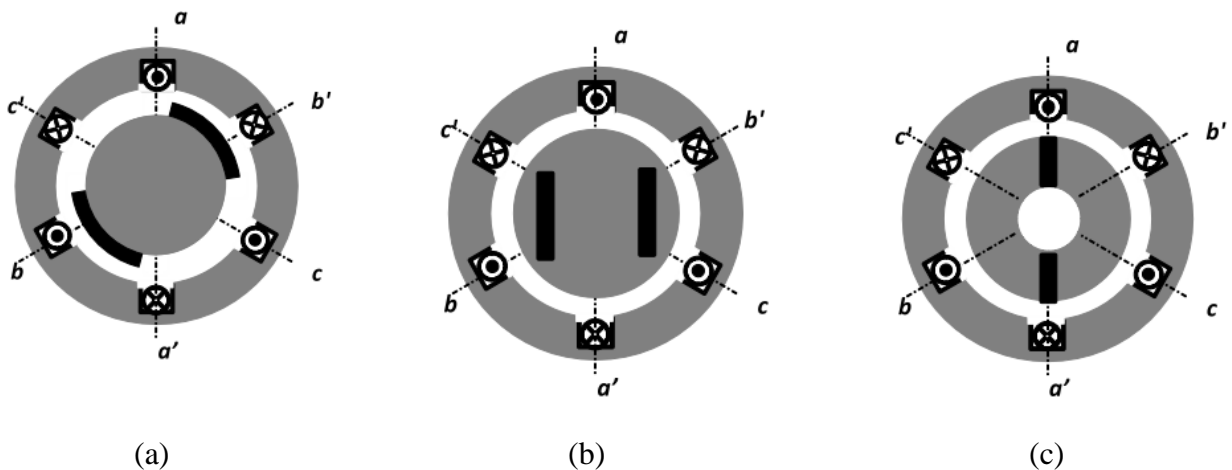


Figure II.1 : Représentation de la machine synchrone à aimants permanents.

II.3.1 Différente structure du rotor

La figure suivante représente la machine à aimants avec les différentes structures

Possibles du rotor à pôles lisses et pôles saillants :



Machine à aimants collés Machine à aimants insérés en surface Machine enterrées au rotor

Figure II.2 : Machine à aimants permanents (MSAP).

La figure II.2 (a) représente une machine à aimants collés en surface à pôles lisses (l'inductance d'axe direct est égale à l'inductance d'axe en quadrature $L_{sd} = L_{sq}$) elle est caractérisée par un grand entrefer [25]. De plus, la figure II.2 (b) représente une machine à aimants insérés. Cette machine est caractérisée par une saillance directe (l'inductance d'axe direct est inférieure à l'inductance d'axe en quadrature ($L_{sd} < L_{sq}$). Par conséquent, l'effet de saillance provoque l'augmentation du couple max. Pour finir, la figure II.2 (c) représente une machine à aimants enterrés au rotor, dite aussi à concentration de flux. Elle est caractérisée par une saillance inversée (l'inductance d'axe en quadrature est inférieure à l'inductance d'axe direct ($L_{sd} > L_{sq}$) [25], [26].

Les phases du stator et l'aimant permanent sont représentés par leurs axes. Les phases statoriques seront indiquées par a, b et c. Le flux du rotor sera désigné par f .

- L_{sa} , L_{sb} et L_{sc} : Les inductances propres respectivement des phases a, b, c;
- M_{ab} , M_{ac} , M_{ba} , M_{bc} , M_{ca} et M_{cb} : Les inductances mutuelles respectivement des phases a, b et c;
- L_{ls} : Inductance de fuite;
- L_{0s} : Terme constant de l'inductance propre d'une phase du stator;
- L_s : Amplitude du premier harmonique de l'inductance propre d'une phase;
- R_s : Résistance d'une phase statorique;
- N_p : Nombre de pair de pôles;
- θ_m : Position mécanique réelle du rotor;
- $\Omega = \frac{d\theta_m}{dt}$: Vitesse angulaire mécanique réelle du rotor;
- θ_r : Position électrique du rotor $\theta_r = N_p \theta_m$;
- ω_r : Vitesse angulaire électrique du rotor.

II.4 Equations électriques d'une machine synchrone à aimants permanent

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

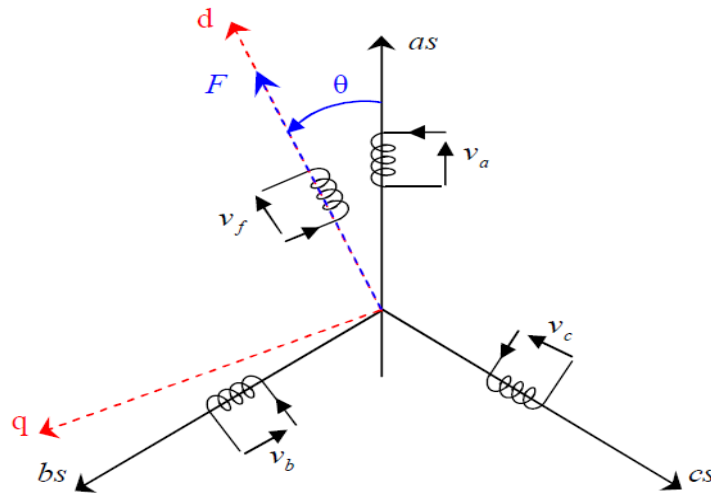


Figure II.3 : Schéma de la machine synchrone à aimant permanent.

II.4.1 Les équations électriques

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

$$u_s = R_s \cdot i_s + \frac{d\Psi_s}{dt} \quad (II.1)$$

Avec :

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

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

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

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

II.4.2 Les equations magnétiques

$$\Psi_s = L_{ss}i_s + M_{sf}i_f \quad (II.2)$$

Avec :

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

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

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

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

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

II.4.3 Les équations mécaniques

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

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

$$T_e - T_r = J \frac{d\omega_m}{dt} + f\Omega \quad (II.3)$$

Ω : la vitesse de rotation mécanique de la MSAP

J : le moment d'inertie du moteur

f : le coefficient de frottement visqueux

T_e : le couple électromagnétique délivré par le moteur

T_r : le couple résistant ou de charge

II.4.4 Mise en équation de la MSAP en diphasé

II.4.4.1 Principe de la transformation de Park

Les modèles des machines électriques les plus utilisés sont basés sur la théorie unifiée des machines électriques. Cette théorie est basée sur la transformation de Park, qui rapporte les équations électriques et rotorique à un système cartésien d'axes (dq). Dans le repère classique il y a trois axes (as , bs , cs) orientés suivant les axes des trois enroulements statorique de la machine. D'habitude, l'axe as est considéré comme référence pour les transformations ultérieures. Quant au rotor, on a toujours un seul axe (f correspondant à la direction de l'aimantation) pour la machine synchrones à aimants permanents θ donne la position du rotor par rapport au stator.[26][28]

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

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

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

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

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

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

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

II.4.5 Modélisation de moteur synchrone à aimant permanent dans le plan de Park

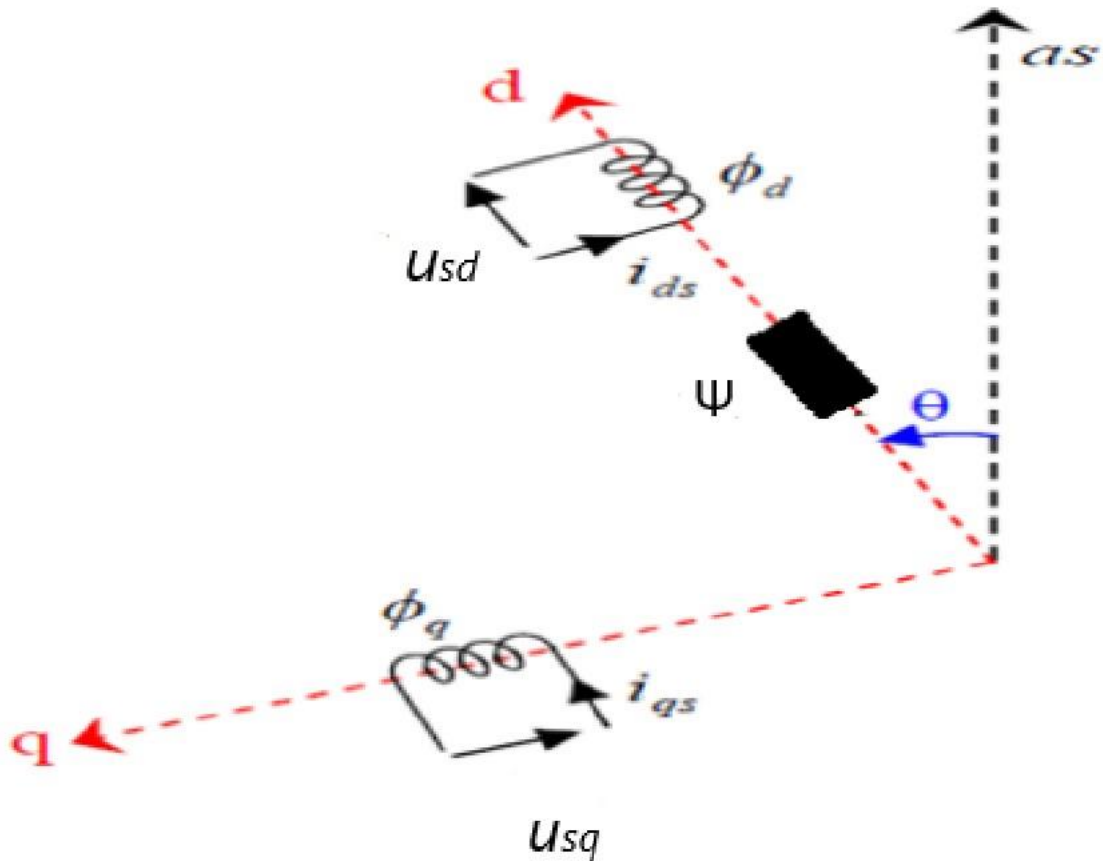


Figure II.4 : Schéma équivalent d'une (MSAP) dans le repère (d, q)

D'après le schéma on obtient les équations suivantes :

II.4.5.1 Equations électriques

$$u_{sd} = R_s * i_{sd} + \frac{d\Psi_d}{dt} - \frac{d\theta}{dt} * \Psi_q \quad (II. 8)$$

$$u_{sq} = R_s * i_{sq} + \frac{d\Psi_q}{dt} + \frac{d\theta}{dt} * \Psi_d \quad (II. 9)$$

II.4.5.2 Equations magnétiques

Les équations des flux peuvent s'écrire comme suite :

$$\Psi_d = L_{sd} * i_{sd} + \Psi \quad (II. 10)$$

$$\Psi_q = L_{sq} * i_{sq} \quad (II. 11)$$

Ψ_d : Constante indiquant le champ dû à l'aimantation permanente du rotor sur l'axe q :

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

$$\begin{cases} u_{sd} = R_s * i_{sd} + L_{sd} * \frac{di_{sd}}{dt} - \omega_r * L_{sq} * i_{sq} \\ u_{sq} = R_s * i_{sq} + L_{sq} * \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_r * (L_{sd} * i_{sd} + \Psi) \end{cases} \quad (II.12)$$

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = \frac{1}{L_d} (u_{sd} - R_s * i_{sd} + \omega_r * L_{sq} * i_{sq}) \\ \frac{di_{sq}}{dt} = \frac{1}{L_d} (u_{sq} - R_s * i_{sq} - \omega_r * L_{sd} * i_{sd} - \omega_r * \Psi_f) \end{cases} \quad (II.13)$$

II.4.5.3 Expression du couple électromagnétique

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

$$p(t) = \frac{3}{2} * (u_{sd} * i_{sd} + u_{sq} * i_{sq}) \quad (II.14)$$

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

$$p(t) = \frac{3}{2} * \left[R_s (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) + \left(i_{sd} \frac{d\Psi_d}{dt} + i_{sq} \frac{d\Psi_q}{dt} \right) + \frac{d\theta}{dt} (\Psi_d * i_{sq} - \Psi_q * i_{sd}) \right] \quad (II.15)$$

$\frac{3}{2} R_s (i_{sd}^2 + i_{sq}^2)$ Représente la puissance dissipée en pertes joules dans les enroulements du stator

$\frac{3}{2} \left(i_{sd} \frac{d\Psi_d}{dt} + i_{sq} \frac{d\Psi_q}{dt} \right)$ Représente la variation de l'énergie magnétique emmagasinée dans les enroulements du stator.

$\frac{3}{2} \frac{d\theta}{dt} (\Psi_d * i_{sq} - \Psi_q * i_{sd})$ Représente la puissance électromagnétique.

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

$$T_e = \frac{3}{2} P * (u_{sd} * i_{sd} + u_{sq} * i_{sq}) \quad (II.16)$$

Donc on peut écrire :

$$T_e = \frac{3}{2} P [(L_{sd} - L_{sq}) * i_{sd} * i_{sd} + \Psi_f * i_{sq}] \quad (II.17)$$

Dans le cas de ($L_{sd} = L_{sq}$), ce qui correspond à une machine dite à pôles lisses et l'équation du couple T_e sera :

$$T_e = \frac{3}{2} P * (\Psi_q * i_{sq}) \quad (II.18)$$

Les équations (II.12 et II.13) peuvent s'écrire sous la forme matricielle suivant

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_{sd}} & \omega_r * \frac{L_{sq}}{L_{sd}} \\ -\omega_r * \frac{L_{sd}}{L_{sq}} & -\frac{R_s}{L_{sq}} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{u_{sd}}{L_{sq}} \\ \frac{u_{sq} - \omega_r * \Psi_p}{L_{sd}} \end{bmatrix} \quad (II.19)$$

La figure ci-dessous représente le schéma bloc de simulation du moteur alimenté par des tensions sinusoïdales à 50 Hz

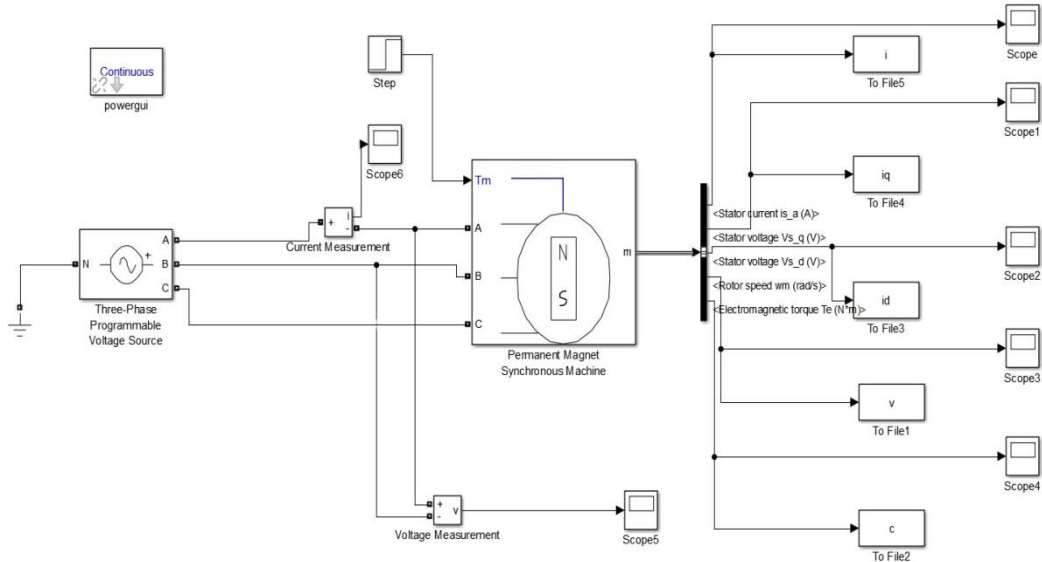


Figure II.5 : Schéma bloc simulation du MSAP

II.5 Paramètres du moteur synchrone à aimants permanents :

$$R_s = 0.0485$$

$$L_{sd} = 1.4 \times 10^{-3}$$

$$L_{sq} = 2.83 \times 10^{-3}$$

$$J = 0.0027$$

$$F = 0.0004924$$

$$P = 4$$

$$\Psi = 0.1194$$

II.5.1 En pratique

Le moteur synchrone à aimants permanents est toujours associé, lors de son fonctionnement, à un convertisseur statique. Dans ce cas les excès d'oscillation dans les caractéristiques de couple et de courants ne sont pas observés.

Les résultats présents ci-dessous ne sont que des tests théoriques pour valider le modèle de la machine.

II.5.2 A vide

Les figures (1.1) et (1.2) montrent le comportement du MSAP lors d'un démarrage a vide on remarque que la vitesse prend des pics très importants au début puis se stabilise a la vitesse de synchronisme, ces pics sont dus a l'absence d'enroulements d'amortissements pour la stabilisation de la vitesse au point de synchronisme.

Après le couple ramené le rotor a la vitesse du synchronisme ou il se stabilise au voisinage de zéro puisque il n'a pas de charge et les frottements sont négligés.

Au démarrage les courants direct et en quadrature i_d et i_q sont caractérisés par des pics très importants qui, après le régime transitoire tendent vers leurs valeurs nominales, ces pics s'expliquent par une faible f.c.é.m. liée a la valeur de la vitesse au démarrage

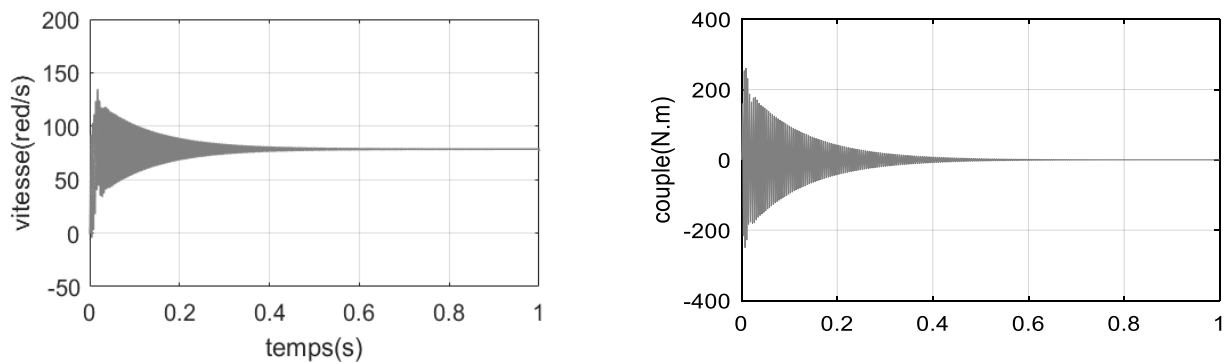


Figure II.6 : Simulation d'un démarrage direct a vide ($c_r = 0$) $C_{em} = f(t)$ et $w = f(t)$

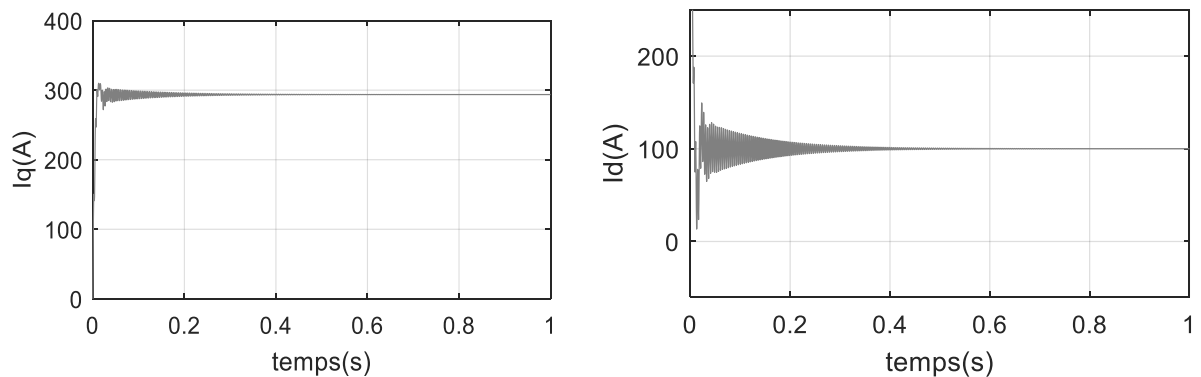


Figure II.7 : Simulation d'un démarrage direct a vide ($c_r = 0$) : $i_{sd} = f(t)$ et $i_{sq} = f(t)$.

II.5.3 En charge

Les figures (1.5) et (1.6) montrent le comportement du MSAP lors de l'application d'une charge de 30 Nm, n voit que la vitesse prend des pics plus importants que précédemment, mais se stabilise toujours au synchronisme malgré l'application de la charge.

A noter que la valeur choc du couple en charge est un peu plus élevée par rapport à celle du régime a vide, cela est tout vrai car , pour tout machine électrique ces valeur ne sont pas proportionnelles aux charges appliquées.

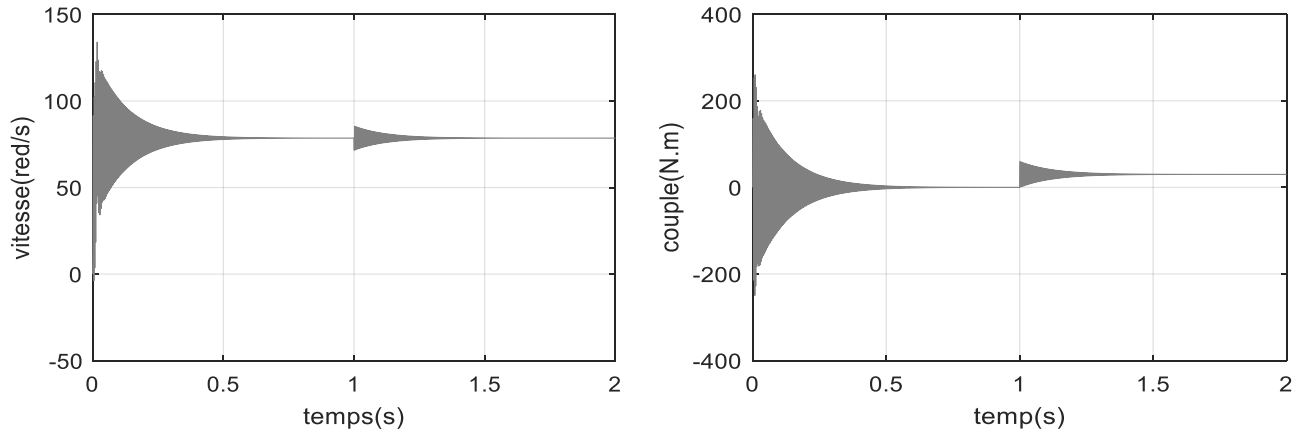


Figure II.8 : Simulation d'un démarrage direct à vide ($c_r = 30Nm$) $T_e = f(t)$ et $w = f(t)$.

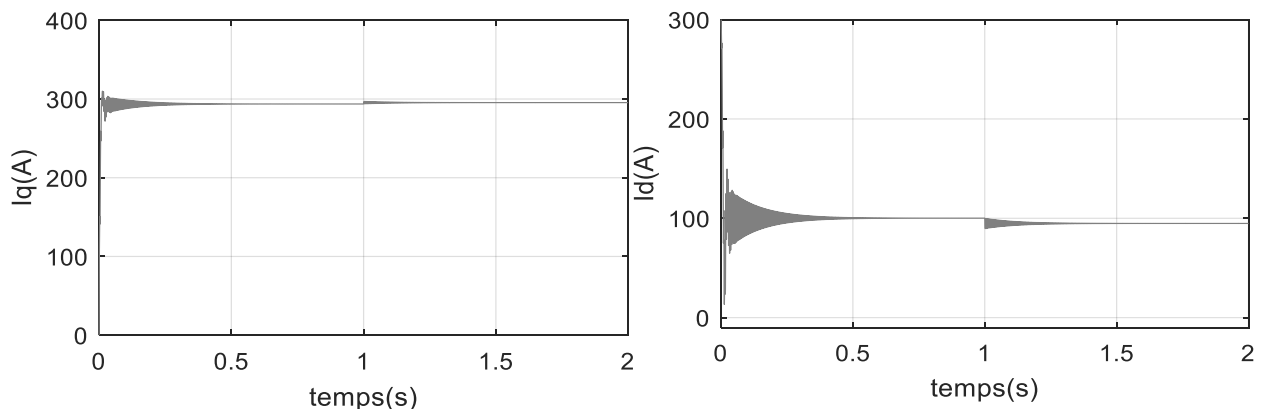


Figure II.9 : simulation d'un démarrage direct a vide ($c_r = 30Nm$) : $i_{sd} = f(t)$ et $i_{sd} = f(t)$.

II.6 Modélisation de l'onduleur triphasé pour la MSAP

Afin d'alimenter la MSAP avec un courant alternatif, un onduleur triphasé à deux niveaux (Figure II.10) est inséré entre le Bus continu (500V) et cette dernière. Là encore, l'emploi d'un modèle à valeurs moyennes de l'onduleur est préféré pour les mêmes raisons citées dans le deuxième et le troisième chapitre, à savoir une consommation minimale du temps de calcul et de l'espace mémoire.

Dans le modèle à valeurs moyennes de l'onduleur triphasé à deux niveaux que nous avons utilisé, nous considérons que le convertisseur est une source de tension triphasée parfaite, (Figure II.10) [29]. Notons que ce modèle est utilisé dans un exemple de Simulink sous la dénomination « Space Vector PWM VSI Induction Motor Drive » [29].

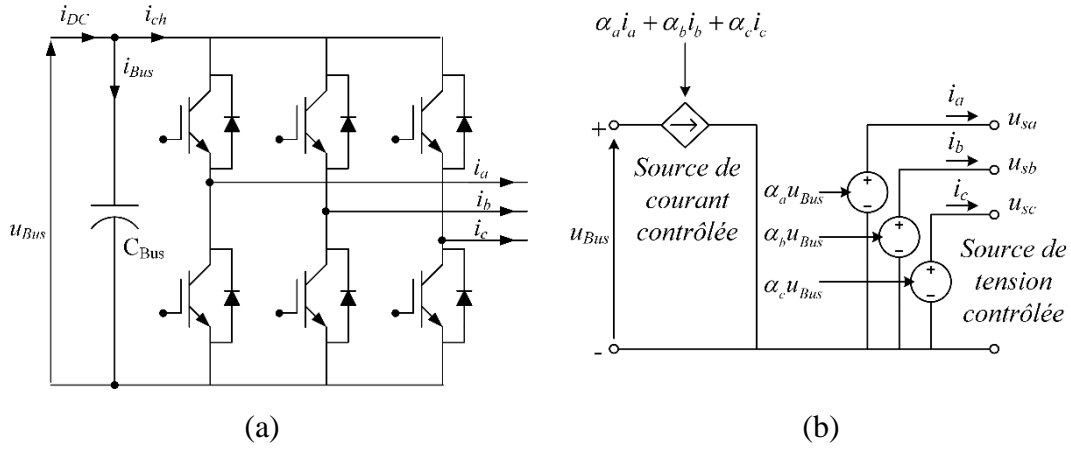


Figure II.10 : Onduleur de tension triphasé à deux niveaux.

Il est composé d'une source de courant contrôlée du côté du Bus continu et de trois sources de tension contrôlées au côté alternatif. La source à courant continu permet de représenter le comportement moyen du courant de charge fourni par le Bus continu.

$$i_{ch} = \alpha_a i_a + \alpha_b i_b + \alpha_c i_c \quad (II.20)$$

Où $(\alpha_a, \alpha_b, \alpha_c)$ sont respectivement les rapports cycliques de la MLI des bras d'onduleur a, b et c et (i_a, i_b, i_c) sont les courants triphasés correspondants. Les trois sources de tension à courant alternatif représentent les valeurs moyennes des tensions de l'onduleur triphasé (u_{sa}, u_{sb}, u_{sc}) en fonction de la tension du Bus continu u_{Bus} , donnée par l'équation suivante:

$$\begin{cases} u_{sa} = \alpha_a u_{Bus} \\ u_{sb} = \alpha_b u_{Bus} \\ u_{sc} = \alpha_c u_{Bus} \end{cases} \quad (II.21)$$

Pour valider le modèle de l'onduleur triphasé proposé nous avons simulé et superposé les résultats trouvés à l'aide de ce modèle avec ceux trouvés à l'aide du modèle triphasé détaillé. Les résultats de la comparaison donnés en Figure II.11 sont obtenus dans les conditions suivantes:

- Tension de référence d'amplitude de 225 V et de fréquence de 50 Hz.
- Fréquence de la MLI égale à 7 kHz.
- Charge (R, L) avec $(R = 0.5 \Omega$ et $L = 0.005$ H).
- Tension du bus continu constante égale à 500V.

La comparaison montre que le modèle de l'onduleur à valeur moyenne reproduit les valeurs des courants et des tensions de phases du modèle détaillé avec une bonne précision.

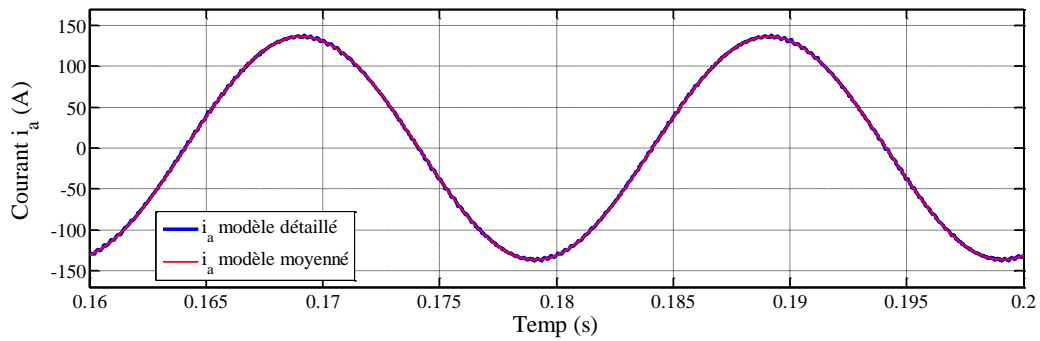
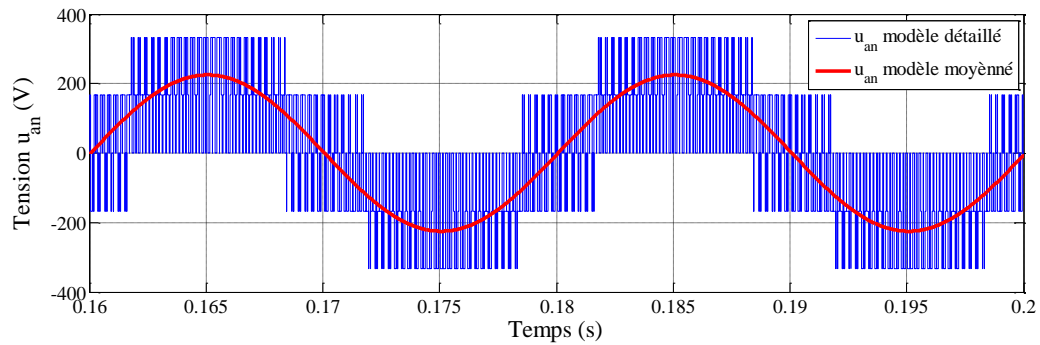
(a) Courant i_a (b) Tension u_{an}

Figure II.11 : Validation du modèle à valeur moyenne du l'onduleur triphasé.

II.7 Le véhicule

Le véhicule est considéré comme un solide en déplacement soumis à 4 efforts selon l'axe longitudinal (Ox), (Figure II.12) [30, 7, 31-32] :

- L'effort de traction $F_{traction}$ résultant de l'action des roues motrices sur la chaussée ;
- L'effort de résistance aérodynamique F_{aero} provenant des frottements de l'air sur la caisse ;

$$F_{aero}(t) = \frac{1}{2} \cdot \rho_{air} \cdot A_f \cdot C_x \cdot V_{veh}(t)^2 \quad (II.22)$$

Où ρ_{air} est la densité de l'air (kg/m^3), A_f est la surface frontale (m^2) et C_x est le coefficient de résistance aérodynamique.

1. La résistance de montée en côte F_{gx} exprimée par :

$$F_{gx}(t) = M_{veh} \cdot g \cdot \sin(\alpha(t)) \quad (II.23)$$

Où α désigne la pente (rad) et M_{veh} la masse totale du véhicule (kg).

2. L'interface entre le pneumatique et la chaussée est le siège de forces de frottement des roues F_{roue} qui s'opposent à l'avancée du véhicule.

$$F_{roue} = M_{veh} \cdot g \cdot C_r \cdot (V_{veh}(t) \cdot \cos(\alpha(t))) \quad (II.24)$$

Où M_{veh} désigne la masse totale du véhicule (kg), g la constante de gravité (m/s^2), C_r le coefficient de frottement des pneumatiques et α la pente de la chaussée (rad).

En utilisant le principe fondamental de la dynamique qui lie les forces et les accélérations d'un solide, il vient:

$$M_{veh} \cdot \dot{V}_{veh} = F_{traction} - F_{aero} - F_{gx} - F_{roue} \quad (II.25)$$

On obtient alors l'équation de la force de traction comme suit :

$$F_{traction} = F_{acc} + F_{aero} + F_{gx} + F_{roue} \quad (II.26)$$

Où $F_{acc} = M_{veh} \cdot \dot{V}_{veh}$ est la force d'accélération.

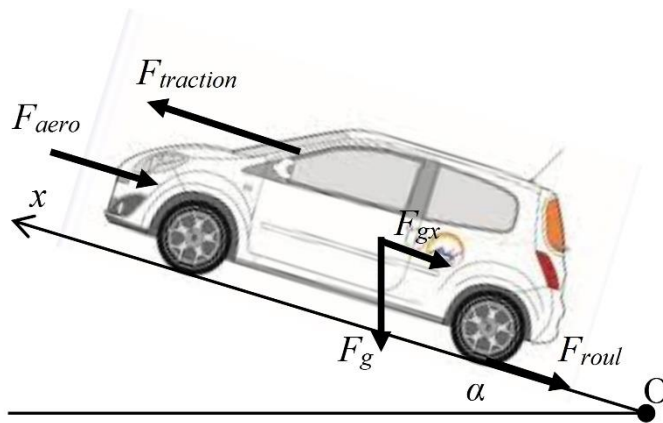


Figure II.12 : Bilan des forces s'exerçant sur le véhicule.

II.7.1 Les roues

Le modèle considéré est un modèle simplifié ne prenant en compte que la résultante des efforts générés par les 4 pneumatiques. Une unique roue virtuelle est donc suffisante pour représenter le comportement moyen des 4 roues. Le couple généré par cette roue peut être calculé en utilisant la force de traction du véhicule et le rayon de la roue à l'aide de la relation suivante [30, 7]:

$$T_{roue} = F_{traction} \cdot R_{roue} \quad (II.27)$$

Le glissement entre la chaussée et le pneumatique étant supposé négligeable (roulement sans glissement), la relation liant la vitesse linéaire du véhicule V_{veh} à la vitesse de rotation de la roue ω_{roue} est donnée par :

$$\omega_{roue} = \frac{V_{veh}(t)}{R_{roue}} \quad (II.28)$$

II.8 La réduction et la transmission

Le réducteur permet l'adaptation des vitesses de rotation et des couples entre l'arbre de la MSAP (ω_m et T_l) et les roues motrices (ω_{roue} et T_{roue}). La transmission est composée principalement du bloc différentiel chargé de répartir équitablement le couple de sortie du réducteur aux roues motrices. Un rapport de réduction globale $G > 1$ est considéré entre l'arbre de la machine électrique et la roue. Le rendement μ de l'ensemble réducteur/transmission est supposé constant. Selon les hypothèses retenues, les relations entre les couples et les vitesses sont données par [30, 7]:

$$T_l(t) = \frac{T_{roue}(t)}{G \cdot \mu} \quad (II.29)$$

$$\omega_m = G \cdot \omega_{roue} \quad (II.30)$$

II.9 Profil de vitesse pour les tests des véhicules

La littérature offre de nombreux standards pour diverses applications car l'usage d'un véhicule automobile diffère selon la zone géographique (Afrique, Europe,...), le type de voie (urbain ou autoroutier) et le type de véhicule (véhicule léger ou poids lourd). Pour notre véhicule, les cycles de référence peuvent être classés en deux catégories [30].

- Les cycles normalisés : ils sont imposés par les normes et ils sont établis à partir d'une étude portant sur des missions de circulation. A titre d'exemple, le cycle le plus utilisé en Europe est le Nouveau Cycle Européen de Conduite (NEDC: New European Driving Cycle). Pour les Etats-Unis d'Amérique, le cycle le plus commun est le UDDS (Urban Dynamomètre Driving Schedule) appelé aussi FTP (Federal Test Procedure) [33].
- Les cycles d'usage réel : ils sont issus des mesures dans des conditions d'études réelles ayant pour objet de caractériser des usages types, à l'image des cycles (Hyzem et Artemis) conçus par l'INRETS (Institut national de recherche sur les transports et leur sécurité) dans le cadre de projets européens [34].

Le cycle NEDC est largement adopté au sein de la communauté européenne (Figure II.13) [33]. Il présente un parcours mixte incluant quatre segments consécutifs (similaires) de Cycle de Conduite Urbain (UDC Urbain Drive Cycle), parcours typique d'un véhicule dans un environnement urbain (de 0 à 800 s) avec des arrêts et des démarrages fréquents, suivis d'un segment du Cycle de Conduite Extra Urbain (EUDC Extra Urbain Drive Cycle),

parcours typique d'un véhicule dans un environnement suburbain (de 800 à 1 200 s) avec des vitesses plus importantes et plus soutenues.

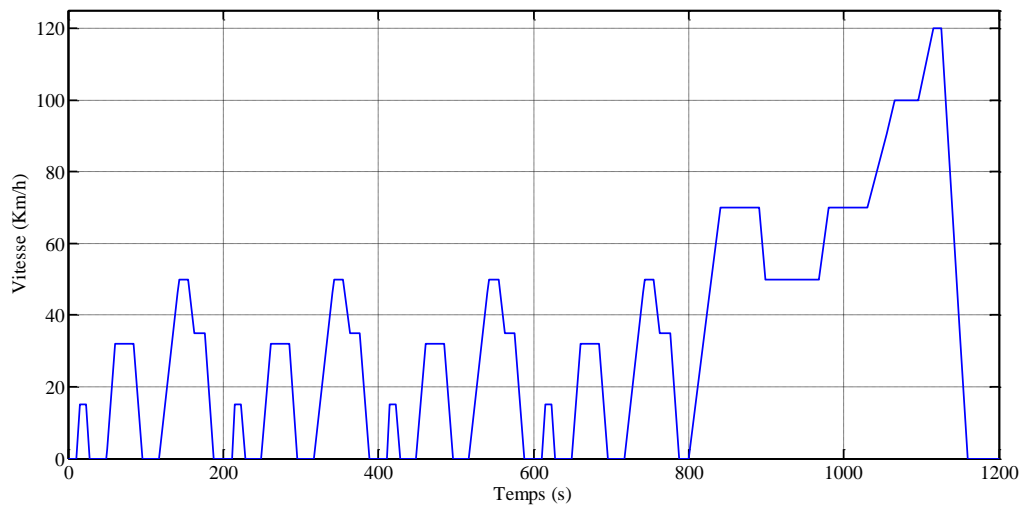


Figure II.13: Profil de vitesse pour un véhicule suivant un cycle NEDC

Le cycle urbain (UDC: Urban Driving Cycle) ou encore ECE-15 a été développé pour représenter les conditions de fonctionnement en ville. Il est caractérisé par une vitesse basse avec des arrêts fréquents (Figure II.14) [30, 7].

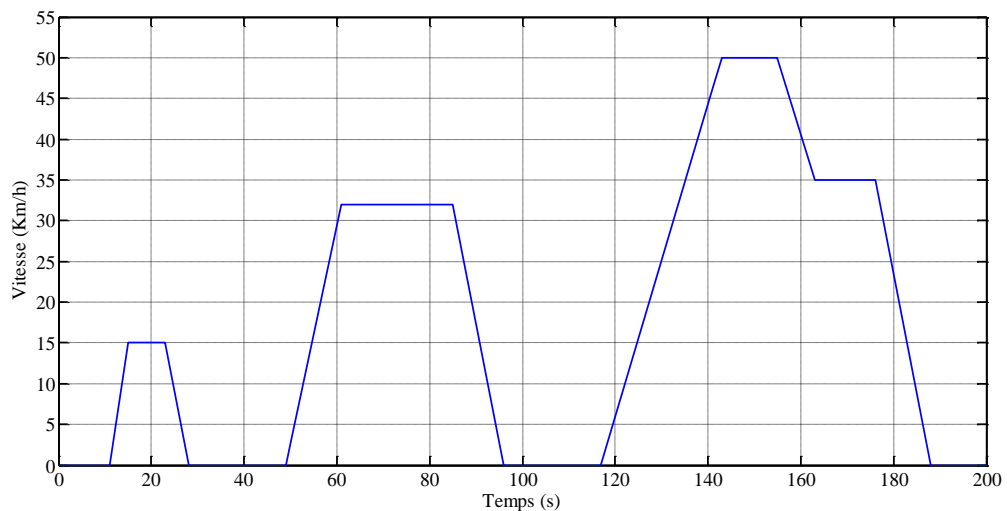


Figure II.14 : Profil de vitesse pour un véhicule suivant un cycle UDC

Dans la suite de cette thèse nous avons utilisé un cycle combiné entre l'UDC et l'EUDC (figure II.15), afin de tester les performances de notre véhicule électrique hybride à pile à combustible en urbain et en extra urbain [30, 7]. Ce ci revient à utiliser le cycle NEDC une seule fois au lieu de quatre (en supprimant la partie entre 200s et 800s) dans le but d'alléger notre simulation en temps calcul et en espace mémoire. Notons que la partie supprimée (entre 200s et 800s dans NEDC) n'est autre que de la partie située entre 0s et 200s

répétée trois fois. Dans cette figure, nous avons aussi représenté la vitesse réglée du véhicule comme exigé par le cycle proposé, mais en supposant une alimentation de l'onduleur parfaite (tension du Bus continue parfaitement constante). Le réglage est excellent, ce qui laisse prévoir de bons résultats dans le système global du véhicule électrique en tenant compte de la source hybride (PàC avec SC).

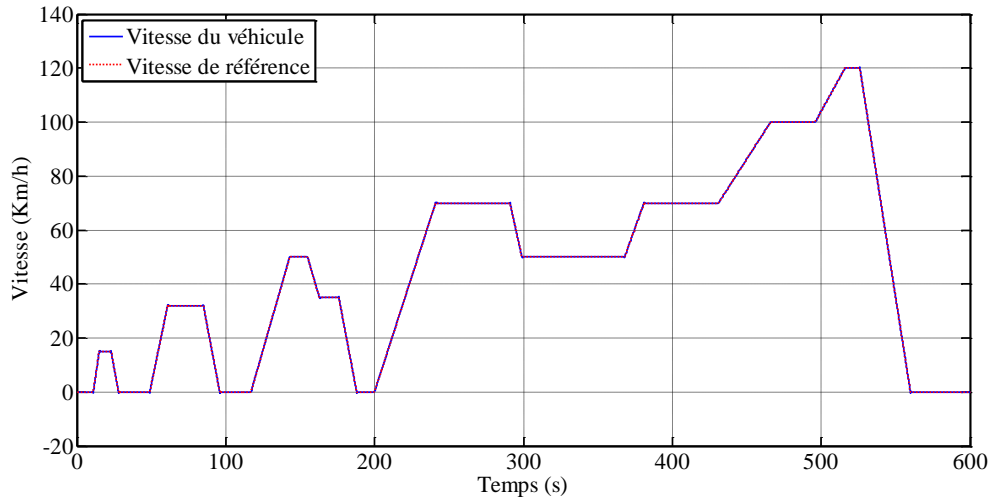


Figure II.15: Profil de vitesse suivant un cycle combiné UDC et EUDC.

En utilisant le profil de la Figure II.15 et les équations (IV.13-IV.21) avec un parcours plat ($\alpha = 0$) nous avons simulé (Figure II.16) la puissance à fournir pour le véhicule hybride en charge (quatre passagers), voir annexe C.

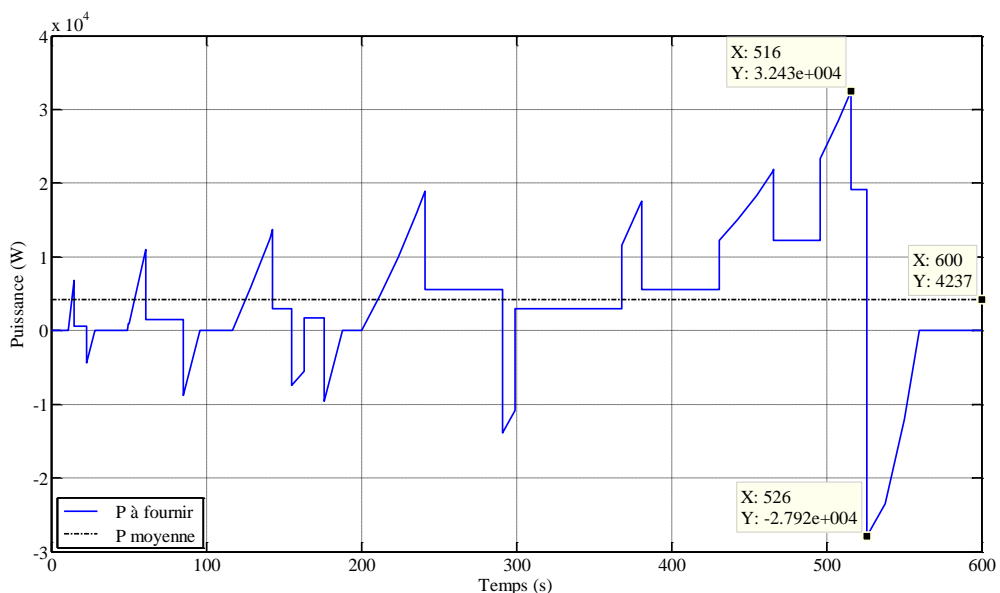


Figure II.16 : Puissance à fournir pour le véhicule hybride.

On peut remarquer des changements de puissance brutaux à chaque fois que le conducteur exige un changement de vitesse. En effet, le changement de vitesse exige un couple d'accélération ou de freinage important pour vaincre l'inertie du véhicule. Dans cet exemple, la puissance moyenne exigée par la voiture est réduite (valeur de 4237 kW), par rapport à la puissance maximale qui atteint une valeur d'environ 32 kW dans les transitoires. On constate donc un rapport (P_{Max}/P_{Moy}) très élevé qui atteint ici une valeur de 8 ; ceci constitue une contrainte de conception très forte si on adopte, pour tous les constituants, la puissance crête comme puissance nominale. Ajoutons que les contraintes dynamiques imposées ne sont pas celles qu'on peut rencontrer en réalité et elles ne représentent pas toute la diversité des comportements qu'un véhicule peut présenter (pente du terrain et comportement plus dynamique du conducteur selon la situation). Pour ces raisons, nos approches de commande et gestion d'énergie seront testées sur la simulation du cycle combiné ECE-15 et EUDC, caractéristique d'accélération et de freinages plus marqués comme de modification de la pente du terrain.

II.10 Conclusion :

Dans ce chapitre, on a présenté en premier lieu la modélisation de la MSAP. Ces équations ont été développées dans le référentiel naturel abc, puis ramenées dans le référentiel de Park, dans l'objectif d'établir les modèles d'états électriques et mécaniques de la machine. On a modélisé ensuite, modélisation de l'onduleur triphasé pour l'MSAP, et dans La dernière partie a été consacré à l'étude de la dynamique du VE, où on a présenté les différentes forces auxquelles le véhicule est soumis et Profil de vitesse pour les tests des véhicules, puis on a élaboré le modèle d'état complet, composé de la dynamique du VE.

Chapitre III :

La commande vectorielle

III.1 introduction :

Les nouvelles applications industrielles nécessitent des variateurs de vitesse ayant des hautes performances dynamiques. Ces dernières années plusieurs techniques ont été développées pour permettre aux moteurs synchrones à aimants permanents d'atteindre ces performances. Cependant le contrôle vectoriel, qui permet un découplage entre les variables de commande, reste le plus utilisé en raison des performances dynamiques élevées qu'il offre pour une large gamme d'applications.

Pour l'obtention de performances exigées dans un système de commande, nous avons amené à adjoindre au système à commander des organes extérieurs appelés régulateurs (PI), qui ont pour rôle de maintenir la grandeur régulée à une valeur de la consigne malgré la présence des perturbations dans le fonctionnement en régulation ou de suivre la variation d'une consigne dans le fonctionnement en asservissement.

La commande vectorielle basée sur une régulation classique Proportionnel-Intégral (PI), associe dans sa structure des termes de compensation qui permettent de découpler l'axe d (qui sera utilisé pour le réglage du flux), de l'axe q (qui sera utilisé pour le réglage du couple). Cette configuration permet de réaliser des systèmes d'actionnement électriques ayant les performances exigées par les domaines d'application [35].

Ce chapitre présente la commande vectorielle appliquée à la MSAP. La boucle de courant et la boucle de vitesse sont régulées à l'aide de correcteurs PI. Des résultats de simulation sont présentés pour montrer les performances de la régulation [36]

Par rapport aux autres formes de moteur, Le moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) a une meilleure performance dynamique, avec une taille plus petite et une plus haute Efficacité.

III.2 Principe de la commande vectorielle

Le principe de la commande vectorielle permet de modéliser la machine synchrone comme une machine à courant continu, par application de cette nouvelle technique de commande. Ceci concilie les avantages des propriétés du moteur à courant continu et de l'absence du collecteur mécanique. Le contrôle du couple d'une machine alternative nécessite un contrôle en phase et en amplitude des courants d'alimentation d'où le nom de contrôle vectoriel. Pour réaliser un contrôle similaire à celui des machines à courant continu à excitation séparée, il est nécessaire de maintenir le courant i_{sd} nul et de réguler la vitesse ou la position par le courant i_{sq} Via la tension u_{sq} .

Physiquement, cette stratégie revient à maintenir le flux de réaction d'induit en quadrature avec le flux rotorique produit par le système d'excitation.

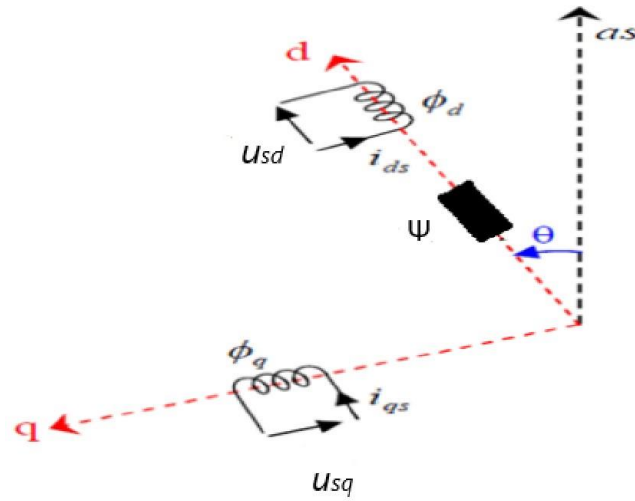


Figure III.1 : Diagramme de phase de la MSAP dans le référentiel (d, q) lié au champ tournant.

La figure III.1 montre que la position instantanée du rotor, et par conséquent le flux, rotorique est situé à un angle θ par rapport à l'axe α , du référentiel (α, β) liée au stator.

L'application de la commande vectorielle nécessite que l'axe de la composante i_{sq} soit en quadrature par rapport au flux rotorique. Par conséquent, la composante i_{sd} du courant statorique doit être colinéaire au flux rotorique.

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

Le courant i_{sd} doit être nul, lorsque le système travaille à couple constant [37]

$$i_{sd} = 0 \quad \longrightarrow \quad i_{sq} = i_s$$

Donc:

$$\Psi_{sd} = \Psi_{sf}$$

Dans le cas de fonctionnement en survitesse, une stratégie de dé fluxage est appliquée, la consigne de courant i_{sd} n'est plus égale à zéro et le couple est limité de manière à toujours respecter la relation suivante :

$$\sqrt{i_{sd}^2 + i_{sq}^2} \leq i_{smax}$$

Où : i_{smax} est le courant maximal

III.3 Commande vectorielle de la MSAP

Cette topologie permet une meilleure dynamique dans la commande du couple tout en évitant l'inconvénient d'une alimentation du courant.

La Figure III.2 représente le schéma bloc d'une régulation de vitesse de la MSAP alimentée en tension [38].

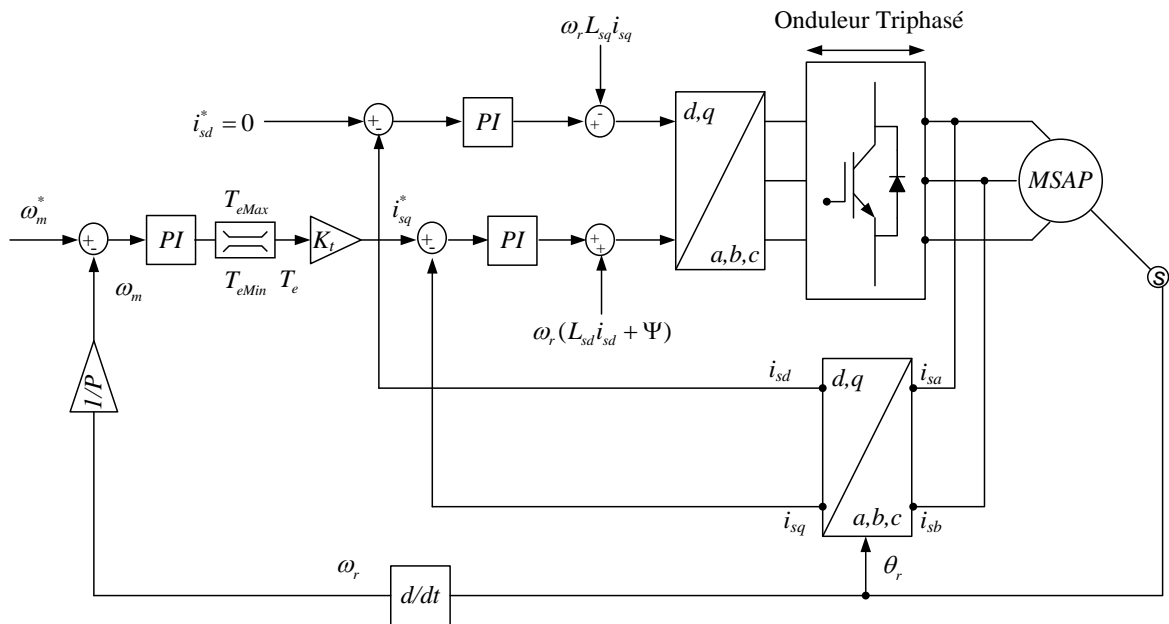


Figure III.2 : Schémas de la commande vectorielle de la MSAP alimentée en tension.

Les principaux constituants dans la commande vectorielle sont la boucle de régulation de vitesse, celle des courants i_{sd} et i_{sq} et transformation de Park.

La sortie de son régulateur est le courant de référence i_{sq}^* . Il est limité de manière à tenir compte des caractéristiques de l'onduleur et de la surcharge de la machine.

Le courant i_{sq}^* est comparé à la valeur i_{sq} issue de la mesure des courants réels. L'erreur sollicite l'entrée du régulateur de référence u_{sq} .

En parallèle avec cette boucle interne, on trouve une boucle de régulation de i_{sd} . Le courant i_{sd}^* référence est maintenu à zéro.

La sortie des régulateurs de i_{sd} et i_{sq} donne des tensions de références u_{sd}^* et u_{sq}^* et par la transformation de Park, nous aurons les tensions de référence u_{sa}^* , u_{sb}^* , u_{sc}^* qui sont les tensions de commande MLI appropriées à l'onduleur.

Le système de commande est divisé en trois boucles différentes qui sont :

- La boucle de courant i_{sd} pour le contrôle du flux.
- La boucle de courant i_{sq} pour le contrôle du couple.

- La boucle de vitesse pour le contrôle de la vitesse de rotation du moteur.

Le fait que le couple peut être commandé par le biais de i_{sq} vient de la simplification des équations IV.1 et IV.5 lorsque i_{sd}^* est égal à zéro [39-40].

$$T_e = K_t * i_{sq} \quad (III.1)$$

Où:

$$K_t = \frac{3}{2} \cdot P \cdot \Psi \quad (III.2)$$

III.4 Avantages et inconvénients de la commande vectorielle :

III.4.1 Avantages de la commande vectorielle :

- Elle est basée sur le modèle transitoire (traiter les régimes transitoires ce que ne permettait pas de faire le variateur classique)
- Elle est précise et rapide.
- Il y a un contrôle du couple à l'arrêt.
- Le contrôle des grandeurs se fait en amplitude et en phase.

III.4.2 Inconvénients de la commande vectorielle :

- Le contrôle vectoriel par orientation du flux rotorique présente un certain nombre d'inconvénients :
- Très chère (encodeur incrémental ou estimateur de vitesse, DSP.).
- Faible robustesse aux variations paramétriques et en particulier à celles de la constante de temps rotorique.
- Nécessité d'un modulateur pour la commande rapprochée de l'onduleur qui provoque des retards, surtout à basse fréquence de modulation (grande puissance). Ces retards sont responsables d'une augmentation du temps de réponse en couple, ce qui pénalise les variateurs utilisés en traction.
- Présence de transformations de coordonnées dépendant d'un angle s estimé.
- la vitesse de rotation intervient explicitement dans l'algorithme de commande. Quand on ne mesure pas cette vitesse (variateur sans capteur de vitesse), les erreurs sur l'estimée de cette vitesse dégradent les performances du variateur.

III.5 Stratégie de la commande vectorielle de la MSAP :

Dans le repère de Park, les équations électriques de la MSAP sont les suivantes [41]-[40]:

$$\psi_{sd} = L_{sd} i_{sd} + \Psi \quad (III.3)$$

$$\psi_{sq} = L_{sq} i_{sq} \quad (III.4)$$

$$u_{sd} = R_s i_{sd} + L_{sd} \frac{di_{sd}}{dt} - \omega_r L_{sq} i_{sq} \quad (III.5)$$

$$u_{sq} = R_s i_{sq} + L_{sq} \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_r (L_{sd} i_{sd} + \Psi) \quad (III.6)$$

$$T_e = \frac{3}{2} P [\psi_{sd} i_{sq} - \psi_{sq} i_{sd}] \quad (III.7)$$

Où ψ_{sd} , ψ_{sq} , u_{sd} , u_{sq} , i_{sd} et i_{sq} sont respectivement les flux, les tensions et les courants du moteur dans le repère $d-q$, ω_r est la vitesse angulaire électrique et T_e est le couple électromagnétique. Ψ est le flux des aimants permanents, P est le nombre de paires de pôles, R_s est la résistance du stator. Les inductances du stator peuvent être décomposées en deux composantes différentes L_{sd} et L_{sq} ; si le moteur a un rotor à pôle lisse, Les deux inductances ont des valeurs similaires et peuvent être considérées comme égales comme c'est le cas dans notre travail.

Le modèle est complété par les équations mécaniques définies comme suit [80-86] :

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = T_e - T_l - \beta \omega_m \quad (III.8)$$

$$\omega_r = P \omega_m \quad (III.9)$$

Où, J est le moment d'inertie du moteur et la charge couplée, T_l le couple résistant, β le coefficient de frottement et ω_m la vitesse mécanique angulaire.

Le modèle décrit par les équations précédentes montre que la MSAP est un système multi-variable, non linéaire et fortement couplé.

Le but principal de la commande vectorielle des machines à courants alternatifs est d'améliorer leurs comportements statiques et dynamiques grâce à une structure de contrôle similaire à celle d'une machine à courant continu.

La machine étudiée a un couple électromagnétique maximal lorsque le courant statorique dans le référentiel de *Park* est maintenu calé sur l'axe q ($i_{sd} = i_{sq}$). Ceci

Revient à imposer la composante directe du courant nulle Figure III.3 qui a pour effet la diminution des pertes joule.

Déviant:

$$\begin{cases} u_{sd} = -L_{sq}\omega i_{sq} \\ u_{sq} = R_s i_{sq} + L_{sq} \frac{di_{sq}}{dt} + \Psi_{sf} \end{cases} \quad (III.10)$$

Et le couple devient :

$$T_e = \frac{3}{2} p \cdot \Psi_{sf} \cdot i_{sq} \quad (III.11)$$

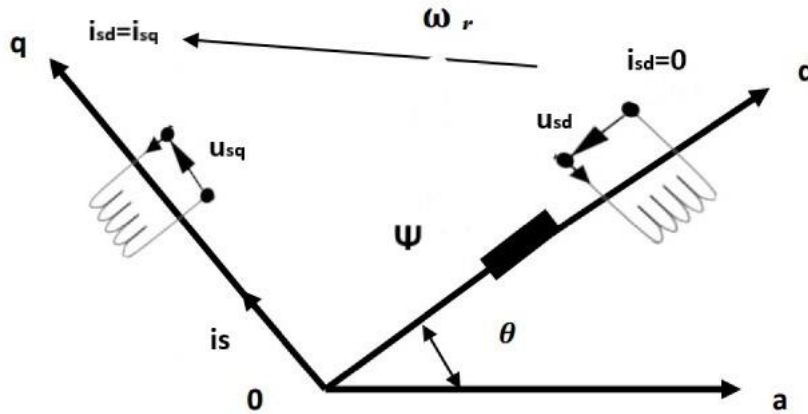


Figure III.3 : Principe de la commande vectorielle.

On remarque que cette stratégie permet d'éliminer le problème de couplage entre les axes «d» et «q».

III.6 Découplage par compensation et boucles de courant simplifié:

À partir des équations des tensions (IV.3 et IV.4) de la MSAP, on peut voir que les axes d et q ne sont pas complètement indépendants et qu'il y a un terme de couplage qui dépend des courants des autres axes. Afin d'assurer une régulation complètement indépendante des courants i_{sd} et i_{sq} , il est nécessaire de compenser l'effet du terme de couplage à la sortie des correcteurs PI de ces derniers (équations IV.12, IV.13) [40].

$$u_{sd} = \left[\overbrace{R_s i_{sd} + L_{sd} \frac{di_{sd}}{dt}}^{\text{terme linéaire}} \right] - \overbrace{\omega_r L_{sq} i_{sq}}^{\text{terme de couplage (à compenser)}} \quad (III.12)$$

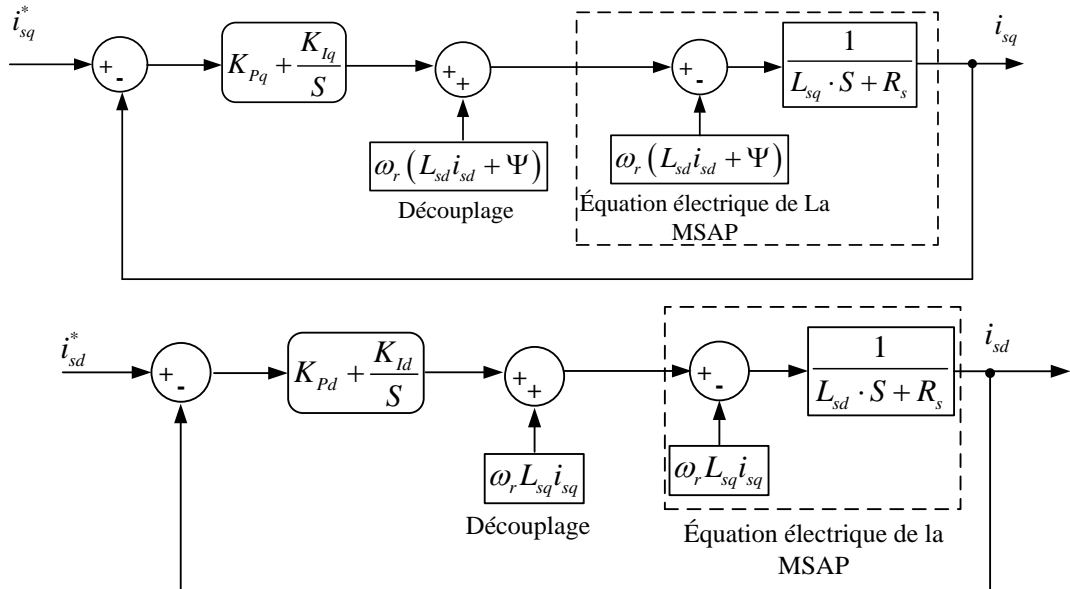


Figure III.4 : Découplage par compensation.

$$u_{sq} = \underbrace{R_s i_{sq} + L_{sq} \frac{di_{sq}}{dt}}_{\text{terme linéaire}} + \underbrace{\omega_r (L_{sd} i_{sd} + \Psi)}_{\text{terme de couplage (à compenser)}} \tag{III.13}$$

Les figures III.4.a et III.5.b représentent les deux boucles de courant i_{sd} et i_{sq} dans le domaine de Laplace, un terme de découplage est ajouté pour compenser le couplage entre i_{sd} et i_{sq} , les boucles simplifiées obtenues sont données en figure III.5.a et III.5.b, [41-42, 40].

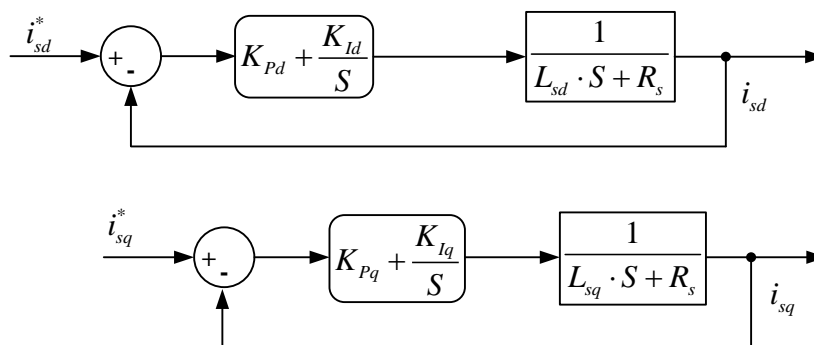


Figure III.5 : Boucles de courant simplifiées.

III.7 Boucle de vitesse :

En outre, en posant le couple résistant T_l égal à zéro, la boucle de vitesse dans le domaine de Laplace représentée par la figure IV.7.a se simplifie pour donner la boucle de la figure IV.7.b [41-42].

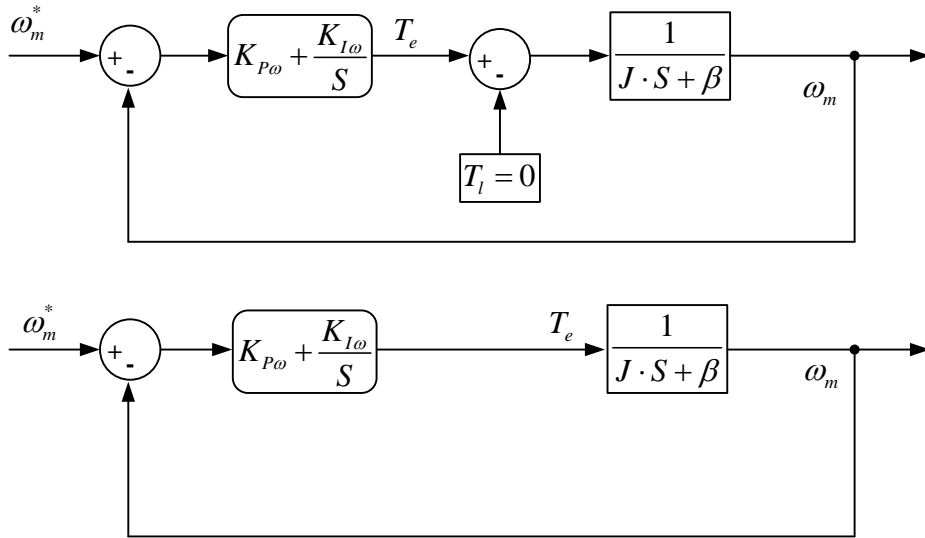


Figure III.6 : Boucles de vitesse.

III .8 Dimensionnement des régulateurs utilisé :

Les régulateurs ont, d’une part, la tâche de stabiliser le circuit de réglage, et d’autre part, ils viennent pour assurer une meilleure précision et un temps de réponse meilleur. Les régulateurs standards de type *PI* ou *PID* sont les plus utilisés dans le domaine des réglages industriels [29].

III.9 Régulateur des courants

III.9.1 Dimensionnement des paramètres PI de la boucle de régulation du courant i_{sd} :

La boucle de régulation du courant i_{sd} est donnée par la figure suivante :

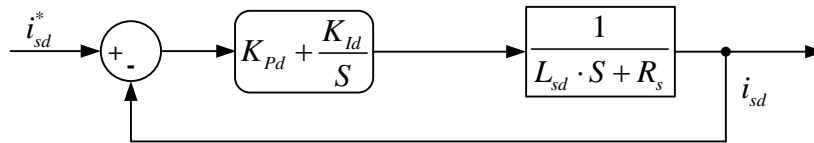


Figure III.7 : La boucle de régulation du courant i_{sd} .

Tel que :

- K_{Pd} : est le gain de l’action proportionnelle du correcteur i_{sd} .
- K_{Id} : est le gain de l’action intégral.
- T_d : est la constante du temps d’intégration.

La fonction de transfert du régulateur proportionnel intégral est donnée, sous forme générale, par l’équation :

$$F(s) = K_{Pd} + \frac{K_{Id}}{s} \quad (III.14)$$

En boucle ouverte la fonction de transfert pour l'axe « d » est donnée par :

$$FTBO(s) = \left(K_{Pd} + \frac{K_{Id}}{s} \right) \cdot \left(\frac{1}{R_s + L_{sd} \cdot s} \right) = \frac{K_{Id}}{s} \cdot \left(1 + \frac{K_{Pd} \cdot s}{K_{Id}} \right) \left(\frac{\frac{1}{R_s}}{1 + \frac{L_{sd}}{R_s} \cdot s} \right) \quad (III.15)$$

Avec:

$$T_d = \frac{L_{sd}}{R_s} = \frac{K_{Pd}}{K_{Id}} \quad (III.16)$$

Donc:

$$FTBO(s) = \frac{K_{Id}}{s} \cdot (1 + T_d \cdot s) \cdot \left(\frac{\frac{1}{R_s}}{1 + T_d \cdot s} \right) \quad (III.17)$$

En utilisant la méthode de compensation du pôle dominant on aura :

$$FTBO(s) = \frac{K_{Id}}{R_s \cdot s} \quad (III.18)$$

La fonction de transfert en boucle fermée pour l'axe « d » est donnée par :

$$FTBF(s) = \frac{FTBO(s)}{1 + FTBO(s)} = \frac{\frac{K_{Id}}{R_s \cdot s}}{1 + \frac{K_{Id}}{R_s \cdot s}} = \frac{K_{Id}}{R_s \cdot s + K_{Id}} \quad (III.19)$$

$$FTBF(s) = \frac{1}{1 + \frac{R_s}{K_{Id}} \cdot s} \quad (III.20)$$

$$FTBF(s) = \frac{1}{1 + \tau_d \cdot s} \quad (III.21)$$

La constante du temps est :

$$\tau_d = \frac{R_s}{K_{Id}} \quad (III.22)$$

Le temps de réponse t_r (Critère de $\pm 5\%$) est : $t_r = 3\tau_d$, les gains du régulateur (PI) sont calculés comme suit :

$$\begin{cases} t_r = 3 \frac{R_s}{K_{Id}} \Rightarrow K_{Id} = \frac{3 \cdot R_s}{t_r} \\ \frac{K_{Pd}}{K_{Id}} = \frac{L_{sd}}{R_s} \Rightarrow K_{Pd} = \frac{3L_{sd}}{t_r} \end{cases} \quad (III.23)$$

Pour un temps de réponse $t_r = 2$ ms, les gains du régulateur PI sont donnés par :

$$\begin{cases} K_{Id} = \frac{3 \cdot 0.05}{0.002} = 75 \\ K_{Pd} = \frac{3 \cdot 0.000635}{0.002} = 0.9525 \end{cases} \quad (III.24)$$

III.9.2 Dimensionnement des paramètres PI de la boucle de régulation du courant i_{sq}

De la même façon que le calcul de régulateur du courant i_{sd} , on détermine le régulateur du courant i_{sq} est donnée par la figure suivante :

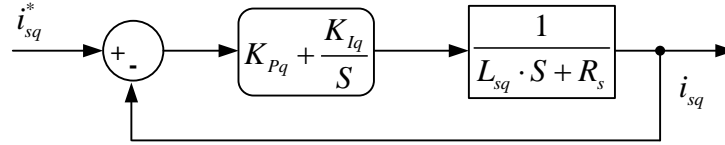


Figure III.8 : La boucle de régulation du courant i_{sq}

La fonction de transfert du régulateur proportionnel intégral est donnée, sous forme générale, par l'équation :

$$F(s) = K_{Pq} + \frac{K_{Iq}}{s} \quad (III.25)$$

$$\begin{cases} t_r = 3 \frac{R_s}{K_{Iq}} \Rightarrow K_{Iq} = \frac{3 \cdot R_s}{t_r} \\ \frac{K_{Pq}}{K_{Iq}} = \frac{L_{sq}}{R_s} \Rightarrow K_{Pq} = \frac{3L_{sq}}{t_r} \end{cases} \quad (III.26)$$

III.10 Dimensionnement du régulateur de la vitesse mécanique

Le schéma de réglage en cascade retenu nécessite, pour un bon fonctionnement, que la boucle interne (de courant) soit plus rapide que la boucle externe (de vitesse). Il est clair que le réglage du couple se fera par l'action sur le courant i_{sd} . Par conséquent, la sortie du régulateur de la boucle externe (vitesse) constitue la référence de la boucle interne (courant i_{sq}). La chaîne de régulation de vitesse peut être ainsi représentée par le schéma suivant:

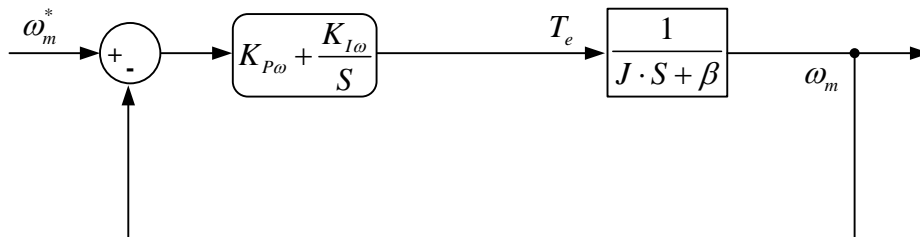


Figure III.9 : La boucle de régulation de la vitesse mécanique

$G_f=1$: Fonction de transfert de la boucle du courant I_q en régime permanent.

La fonction de transfert de la vitesse en boucle ouverte « FTBO » lorsque $T_1=0$ est donnée par:

$$FTBO(s) = \left(K_p + \frac{K_I}{s} \right) \left(\frac{1}{J \cdot s + F} \right) = \frac{K_p \cdot s + K_I}{s \cdot (J \cdot s + F)} \quad (III.27)$$

La fonction de transfert en boucle fermée « FTBO » est donnée par :

$$FTBF(s) = \frac{\frac{K_p}{K_I} \cdot s + 1}{\frac{J}{K_I} \cdot s^2 + \frac{F + K_p}{K_I} \cdot s + 1} \quad (III.28)$$

Dans le cas d'un système régulé régi par une fonction de transfert du deuxième ordre, les paramètres du régulateur « K_p, K_I » seront en fonction de deux grandeurs :

- Coefficient d'amortissement : « ξ »
- Pulsation naturelle (propre non amortie) : « ω_n »

En identifiant la FTBF (s) à la forme standard d'un système de second ordre F(s), tel que :

$$\begin{cases} \frac{F + K_p}{K_I} = \frac{2\xi}{\omega_n} \\ \frac{J}{K_I} = \frac{1}{\omega_n^2} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} K_p = \frac{2\xi K_I - F \omega_n}{\omega_n} \\ K_I = J \omega_n^2 \end{cases} \quad (III.29)$$

Pour un coefficient d'amortissement $\xi = 0.707$ et une pulsation naturelle $\omega_n = 100$ rad/s, on Obtient :

$$\begin{cases} K_I \approx 0.011 * (100)^2 = 110 \\ K_p \approx 1.5554 \end{cases} \quad (III.30)$$

III.11 défluxage

Le défluxage est une technique consistant à augmenter la vitesse d'un moteur électrique au-delà de sa vitesse de référence, ce qui réduit le couple. Cette technique est utilisée pour le contrôle de moteur dans les applications d'automatisation et pour le contrôle de moteur à traction des véhicules électriques et des locomotives, dans le but d'augmenter la vitesse du moteur quand un couple plus faible est acceptable.

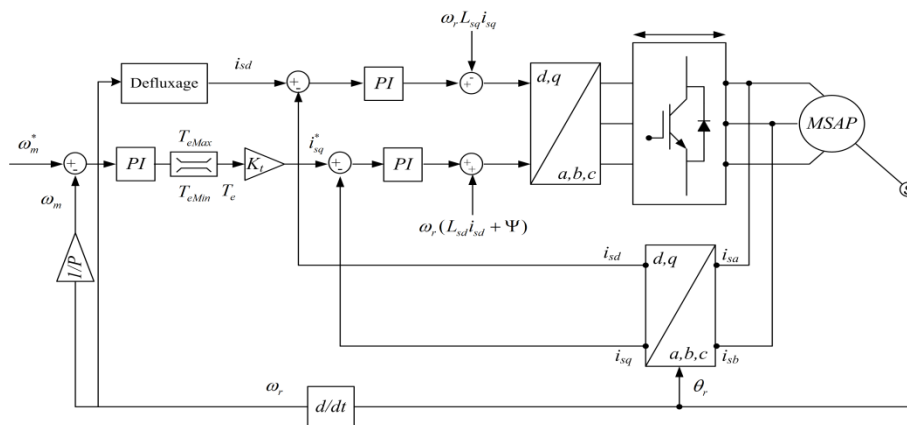


Figure III.10 : Schémas de défluxage.

$$\frac{\varphi_{ref}}{L_d} = i_{sd} \quad (III.31)$$

$$\varphi_d = \varphi_f \quad (III.32)$$

$$\varphi_d = L_d i_d + \varphi_f \quad (III.32)$$

$$\varphi_d \varphi_f = L_d i_d \quad (III.33)$$

$$i_d = \frac{\varphi_d - \varphi_f}{L_d} \quad (III.34)$$

$$\varphi_d = \varphi_f \frac{\omega_s}{\omega_r} \quad (III.35)$$

$$i_d = \varphi_f \left(1 - \frac{\omega}{\omega_r}\right) \quad (III.36)$$

$$i_d = \frac{\left(\frac{\omega}{\omega_s} - 1\right)}{L_d} \varphi_f \quad (III.37)$$

III.12 Interprétation des résultats

Les Résultats de simulation obtenir sont monté par les figures suivant :

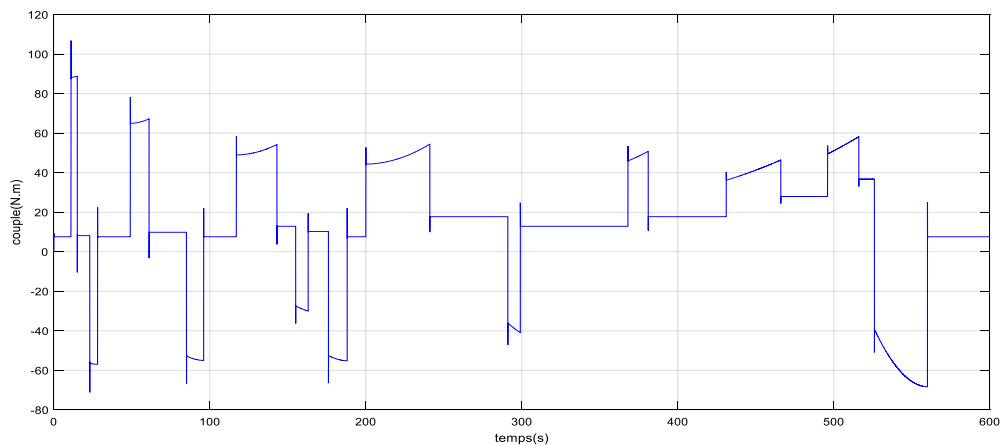


Figure III.11 : Couples Moteurs Electrique

La figure III.11 représente le couple électromagnétique dans la MSAP, Dans les variations des couples électromagnétiques des moteurs.

Nous soulignons d'abord, un couple moteur élevé pendant le démarrage. Les moteurs maintiennent ces couples électromagnétiques élevées de l'arrêt jusqu'à la stabilisation de leurs vitesses.

On remarque également que le couple électromagnétique répond rapidement à la demande de la charge. A ce moment-là, les couples moteurs commencent à diminuer puis ils se stabilisent à leur tour.

La figure III.12 montre la vitesse de référence appliquée au véhicule électriques il est compose par deux cycle qui sont le cycle urbain entre 0 et 200 s et le cycle extra urbain entre 200 et 600s.

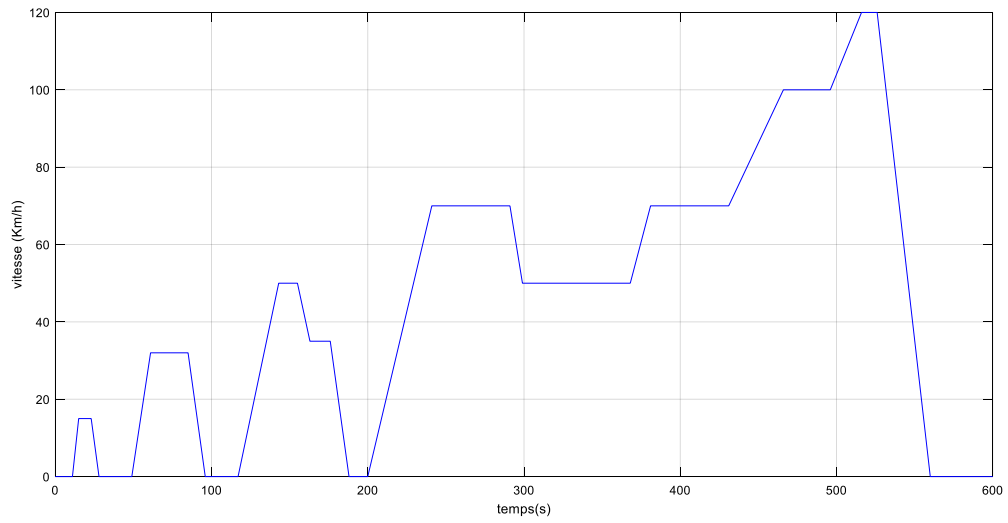


Figure III.12 : vitesse de référence (km/h)

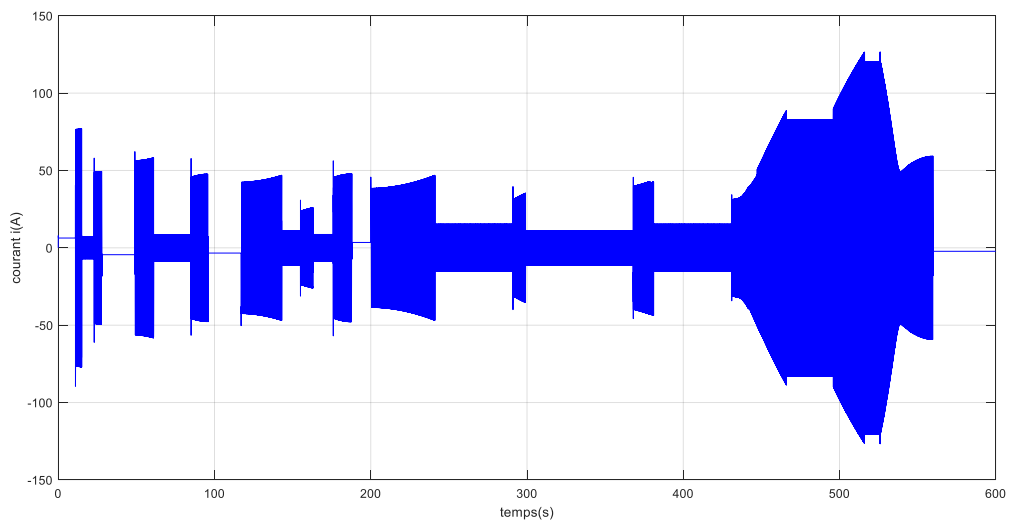


Figure III.13 : Courant i_{as} statorique du moteur électrique

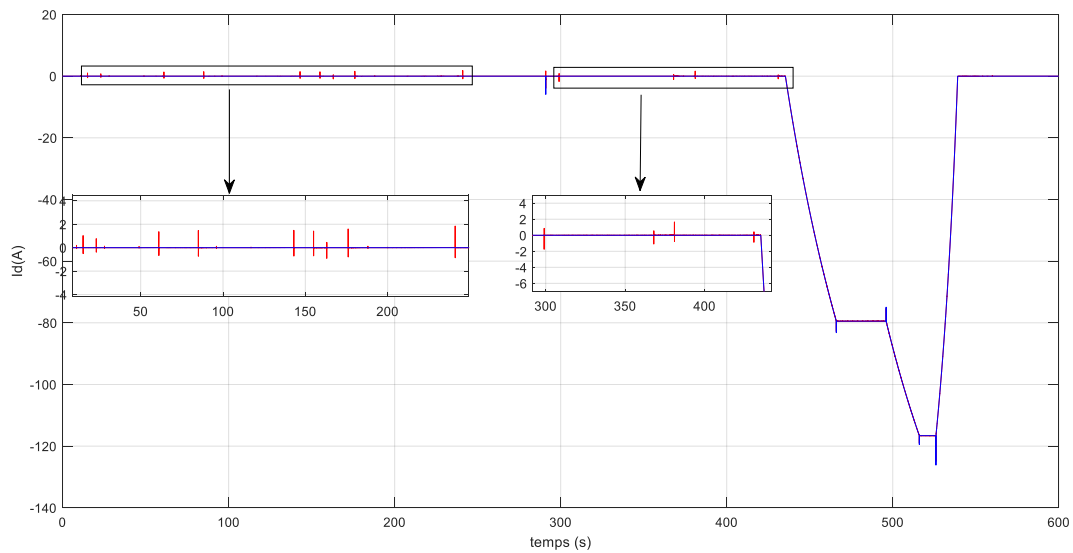


Figure III.14 : courant statorique sur l'axe d

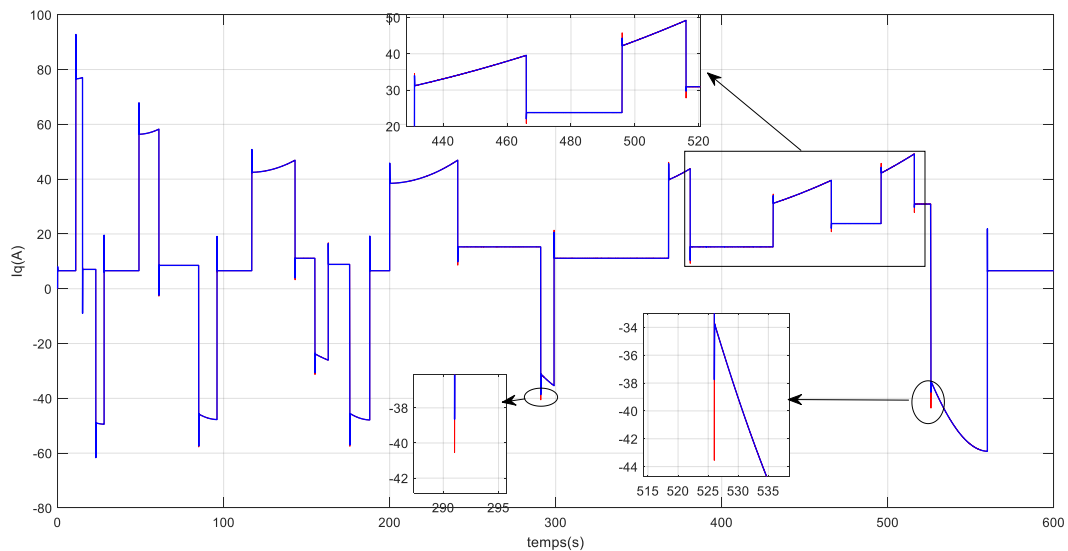


Figure III.15 : courant statorique sur l'axe q

On remarque d'après les figures III.13, 14 et 15 La réponse des deux composantes du courant montre bien le découplage introduit par la commande vectorielle de la MSAP le courant I_d est nulle.

La figure III.13 illustre l'évolution temporelle d'un courant de phase statorique lors d'une variation de la vitesse.

Le courant I_q est la même dynamique que celle du couple électromagnétique et cela pour répondre au couple de charge.

Lorsque la tension dépasse la tension nominale L MSAP fonctionne en defluxage et le courant I_d devient non nul.

L'amplitude ainsi que la fréquence s'adaptent suite à la variation de la vitesse.

Les figures III.16 et 17 montrent la tension simple et la tension composée au niveau d'une phase statorique de 1 MSAP. On voit bien que les tensions ne dépassent pas les tensions nominales de MSAP.

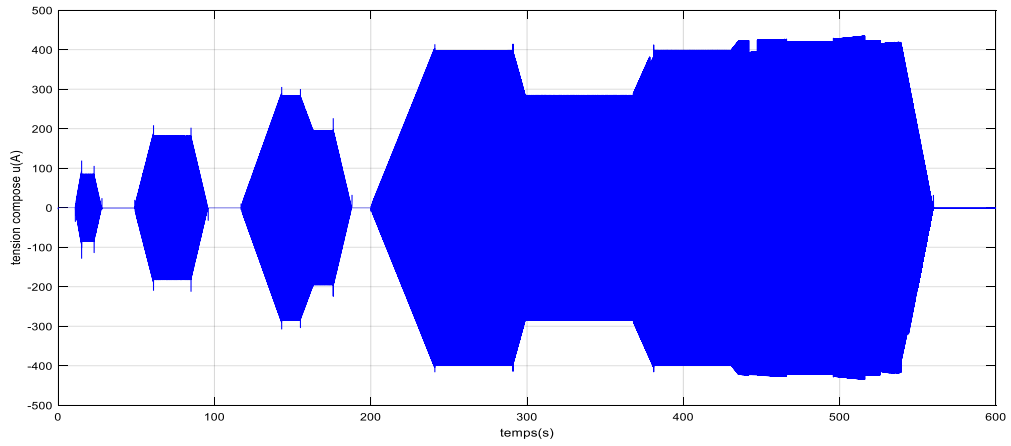


Figure III.16 : tension compose.

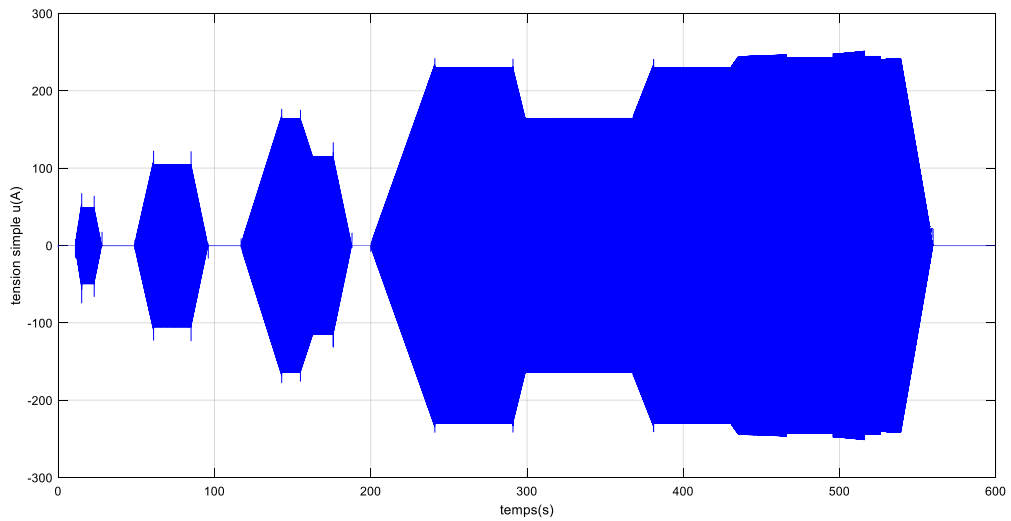


Figure III.17 : tension simple

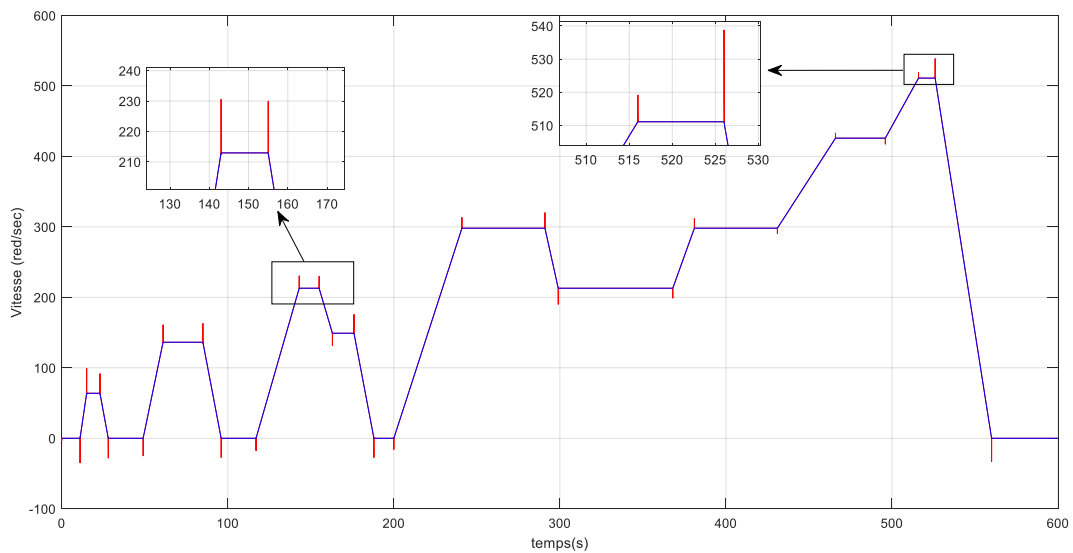


Figure III.18 : vitesse de référence en bleu vitesse de l' MSAP en rouge (red/sec)

D'après la figure III.18 on remarque que l'allure de la vitesse présente des pics acceptables qui sont rejetés rapidement, puis elle rejoint sa valeur de référence, la figure III.18 montre les performances de régulation de la vitesse de véhicule selon le cycle urbain et le cycle extra-urbain. La vitesse régulée suit parfaitement la référence pour les deux cycles, sans dépasser la tension maximale qui peut être fournie par l MSAP figure III.1 et figure III.15.

III.13 Conclusion :

Dans ce chapitre on a étudié la commande vectorielle en vitesse de la génératrice synchrone à aimants permanents qui a été présentée en deux parties :

Dans la première partie on a présenté le modèle de la machine ainsi que sa commande vectorielle en utilisant trois boucles de régulation: deux boucles pour les courants et une boucle pour la vitesse.

Ensuite on a dimensionné les correcteurs PI utilisés dans les boucles de régulations puis on analyse la stabilité de ces boucles

Cette stratégie permet le découplage entre le couple et le flux de la machine afin d'assurer une commande souple de sa vitesse.

D'après les résultats obtenus on constate que la commande vectorielle dans le plan de Park de la MSAP alimentée en tension donne des performances et des robustesses remarquables, caractérisées par des faibles temps de réponse, un rejet de perturbation rapide, une erreur statique nulle en régime permanent et un petit dépassement ou oscillations transitoires

Chapitre IV :

Analyse de la stabilité
des boucles de
régulation de
L'MSAP

IV.1 Introduction :

Après le dimensionnement des paramètres des régulateurs des boucles de courants et de vitesse de la commande vectorielle de la MSAP vue dans le chapitre précédent, ce chapitre est consacré à l'étude de la stabilité de ces boucles de régulation. Ensuite une amélioration de ces paramètres a été faite en se basant sur l'amélioration des performances des boucles de régulation en utilisant la réponse à un signal en échelon. Les résultats trouvés sont montrés dans ce chapitre.

IV.2 Analyse de la stabilité du système de régulation :

La construction et l'analyse du système de régulation est toujours une préoccupation lors de la conception de celui-ci. Nous présentons dans cette partie un outil de MATLAB d'aide à la construction et à l'analyse de la qualité des correcteurs d'un système rebouclé. Cet outil se nomme SISOTOOL. Nous allons traiter un exemple simple avec cet outil.

Supposons que nous devons construire la boucle de courant directe de la machine synchrone à aimant permanent.

La fonction de transfert est déterminée par :

$$\frac{i_d(s)}{u_{d1}(s)} = \frac{1}{L_d s + R_s} = \frac{1/R_s}{L_d/R_s * s + 1} \quad (IV.1)$$

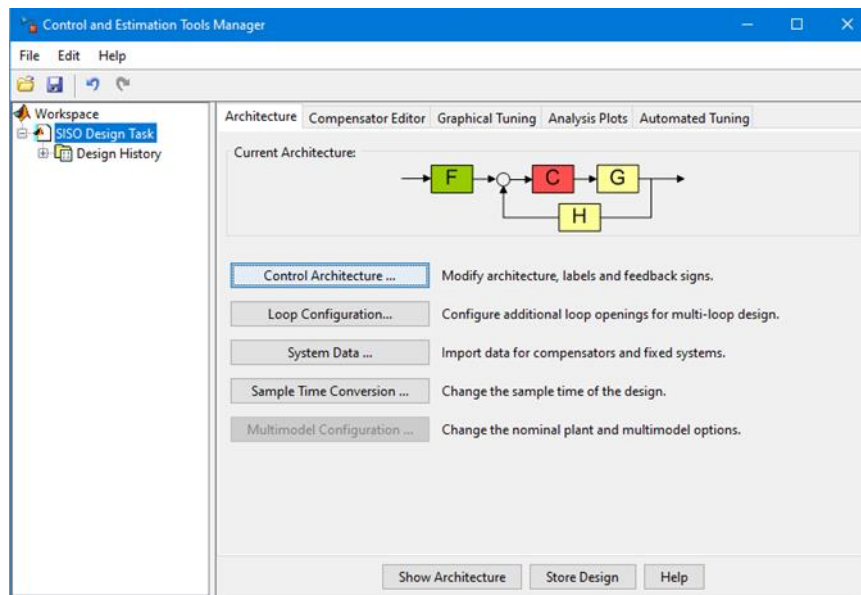


Figure IV.1: control and estimation tools manger

Dans la fenêtre Command du MATLAB, nous exécutons la commande (SISOTOOL).

La fenêtre de cet outil apparaîtrait comme dans la figure IV.1.

Après on clique sur control architecture pour choisir le type de la boucle de commande.

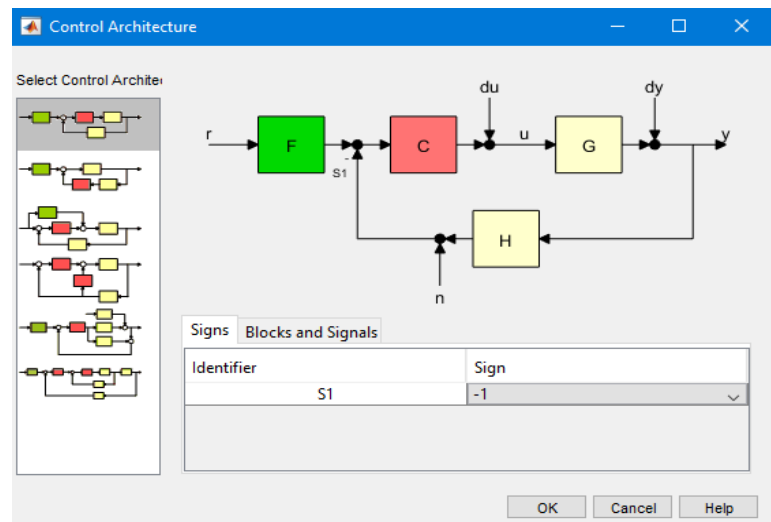


Figure IV.2 : control architecture

La fenêtre donner par la figure IV.2 s'affiche.

Avec :

C : représente le contrôleur à utiliser.

G : la fonction de transfert du système.

H : la fonction de transfert du filtre de mesure.

F : représente le gain de référence.

Ensuite on insert les fonctions de transfert de **C**, **G** et **H** trouvées dans le chapitre III afin d'étudier la stabilité du système.

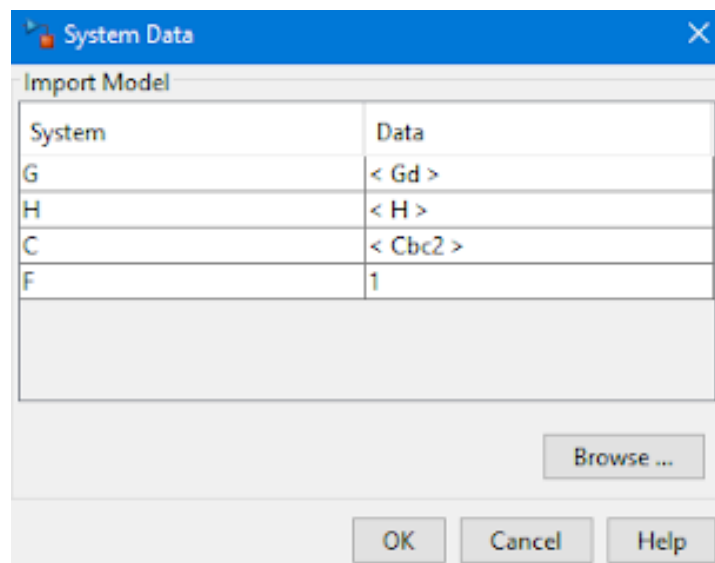


Figure IV.3 : système data

Pour étudier la stabilité du système par rapport au correcteur trouvé on utilise Graphical Tuning

	Boucle de courant i_{sd}	Boucle de courant i_{sq}
Proportional (K_P)	2	2
Integral (K_I)	20	20

Tableau IV.1: Paramètre des contrôleurs PI

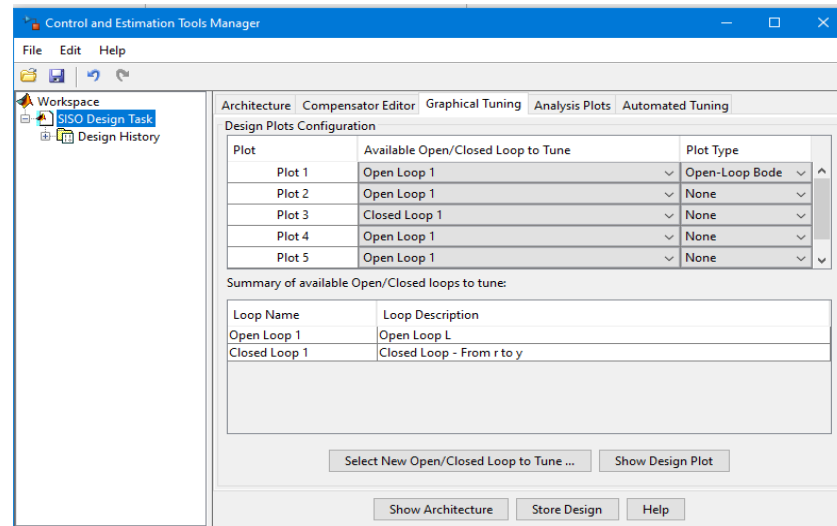


Figure IV.4: control and estimation tools manager

Finalement en trace le diagramme de Bode en boucle ouvert de la boucle de courant direct et on trouve la figure suivante.

En utilisant les paramètres des régulateurs sélectionnés dans le tableau IV.1, nous avons analysé la stabilité de la boucle de courant i_{sd} (identique à la boucle de courant i_{sq} car $L_{sd}=L_{sq}$), à l'aide du diagramme de Bode tracé directement dans l'utilitaire SISOTOOL de MATLAB (figure IV.); nous avons trouvé que les deux boucles sont stables, avec des marges de phases acceptables : 81.6° pour chacune.

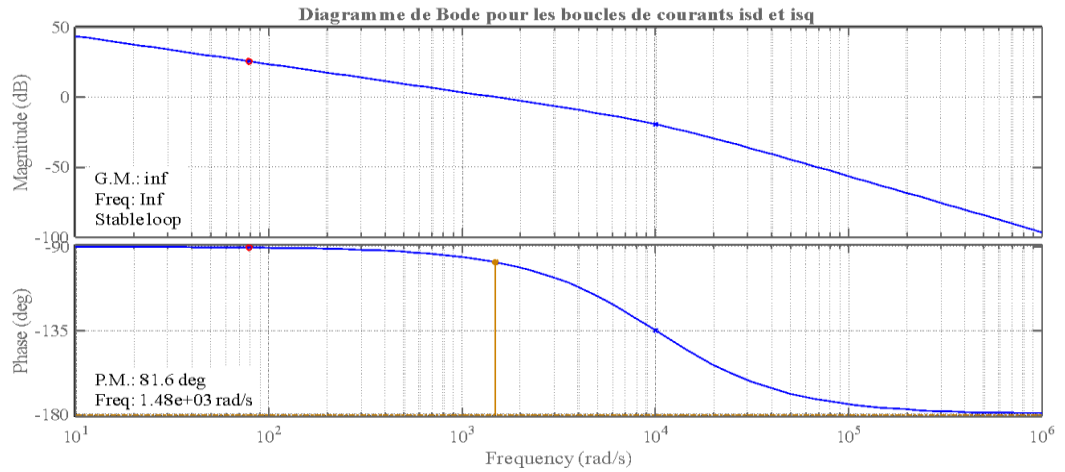


Figure IV.5 : Diagramme de bode pour les boucles de courants i_{sd} et i_{sq}

En plus, pour étudier la réponse en échelon du système en boucle fermé du correcteur trouvé, nous avons utilisé **Analyses plot** de SISOTOOL, comme représenté dans la figure suivante :

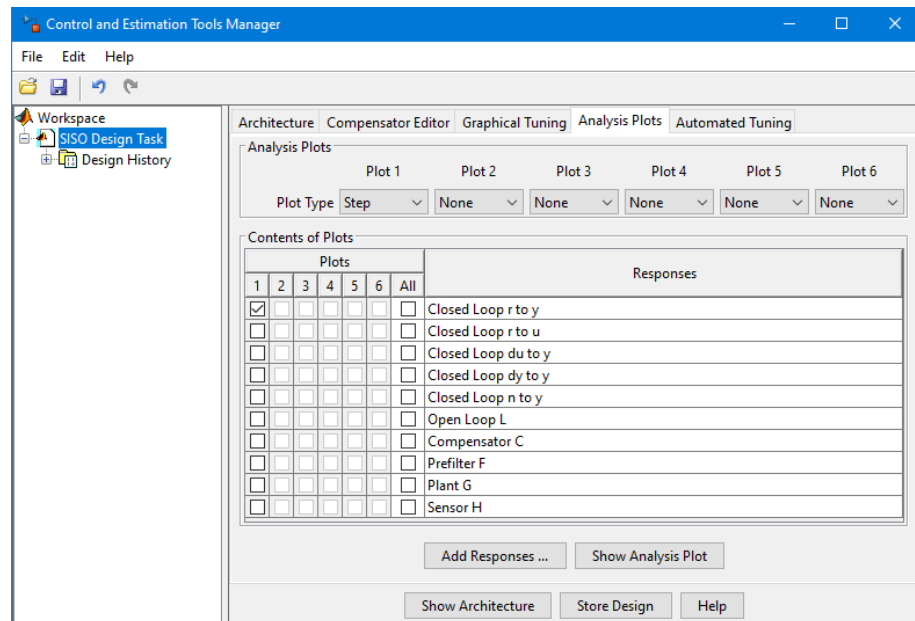


Figure IV.6 : control and estimation tools manager

La réponse en échelon du système en boucle fermé du correcteur PI trouvé dans le chapitre III est montrée dans la figure suivante :

Le temps de réponse est rapide égale à 0.00216 s, une précision parfaite avec un dépassement nulle.

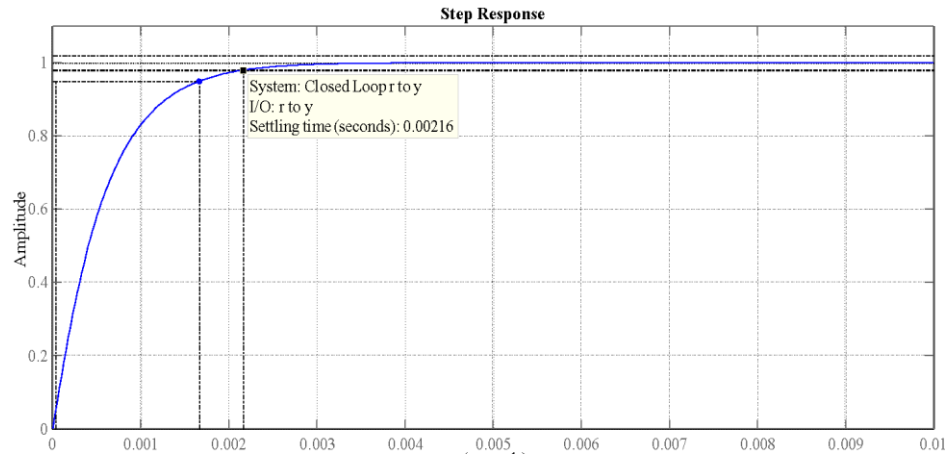


Figure IV.7 : la boucle de courant en échelon du système en boucle fermé

IV.3 Etude de la stabilité de la boucle de vitesse :

Dans cette section du mémoire, la stabilité de la boucle de vitesse a été étudiée. Les mêmes étapes vues précédemment pour étudier la stabilité de la boucle de courant sont répétées ici.

Avec :

G : la fonction du transfert donnée par l'équation mécanique de l' MSAP 'équation III.

C : le correcteur PI calculé dans le chapitre III équation

H : le filtre de la vitesse.

Le diagramme de bode en boucle ouverte de la vitesse est montré dans la figure suivante :

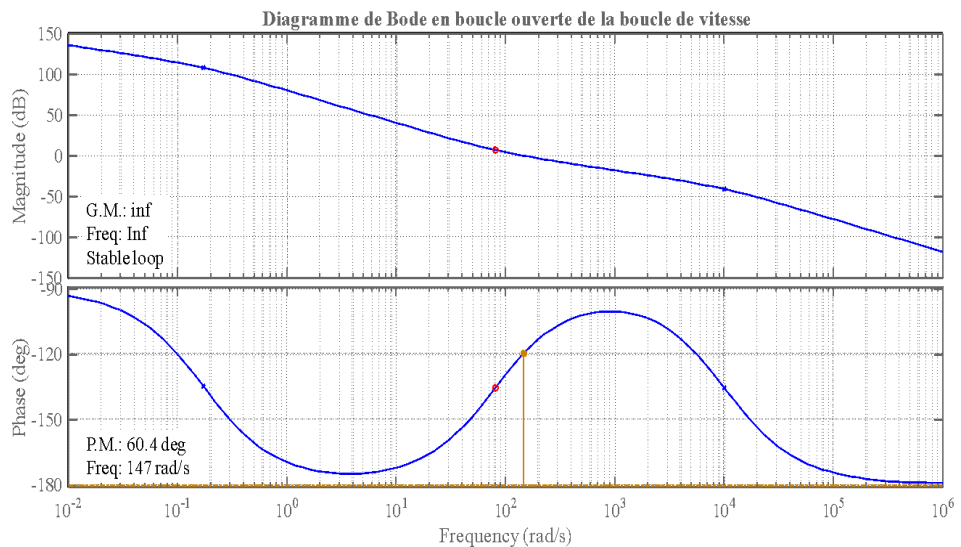


Figure IV.8 : diagramme de bode en boucle ouverte de la boucle de vitesse

La réponse en échelon du système en boucle fermé du correcteur PI trouvé dans le chapitre III est montrée dans la figure suivante :

Il s'agit du temps nécessaire pour que la sortie du système atteigne un pourcentage 100% (1.24) de la valeur finale dans s 0.0221 s après l'application de la consigne en échelon.

Un temps de montée court indique dans 0,0466 s une réponse rapide du système et une précision parfaite.

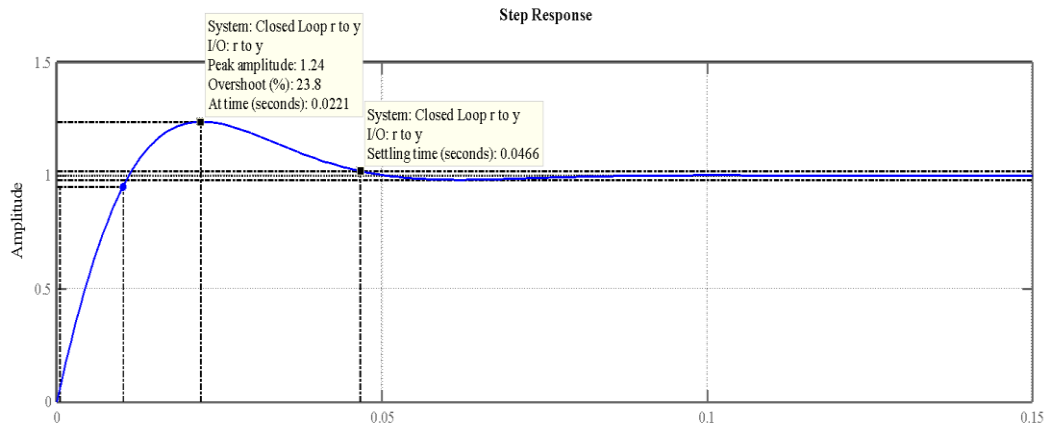


Figure IV.9 : la boucle de vitesse en échelon du système en boucle fermé

IV.4 Ajustement des paramètres des correcteurs PI des boucles de régulation :

Cette partie est dédiée à l'ajustement des paramètres des correcteurs PI des boucles de régulations.

Ces paramètres sont utilisés dans la commande vectorielle à orientation du flux de l'MSAP.

IV.5 Ajustement des correcteurs des boucles de courant :

Puisque les paramètres de la MSAP sont les mêmes selon l'axe d et selon l'axe q, on ajuste seulement les paramètres de la boucle de courant selon l'axe d et on suppose que ce sont les mêmes pour la boucle de courant selon l'axe q.

Les nouveaux paramètres trouvés sont les suivants :

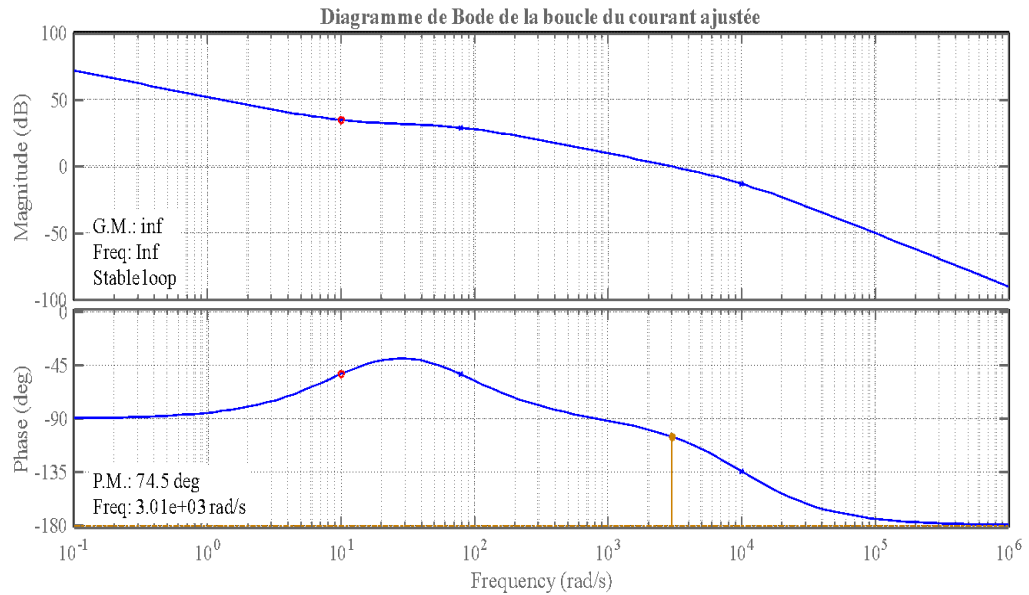


Figure IV.10: diagramme de bode de la boucle du courant ajustée

Après ajustement des correcteurs les deux boucles restent stables avec une bonne marge de phase égale à 74.5° .

La réponse en échelon du système en boucle fermé du correcteur ajusté est donnée par la figure suivante:

Le temps de réponse est rapide égale à 0.000601 s, une précision parfaite avec un dépassement nulle.

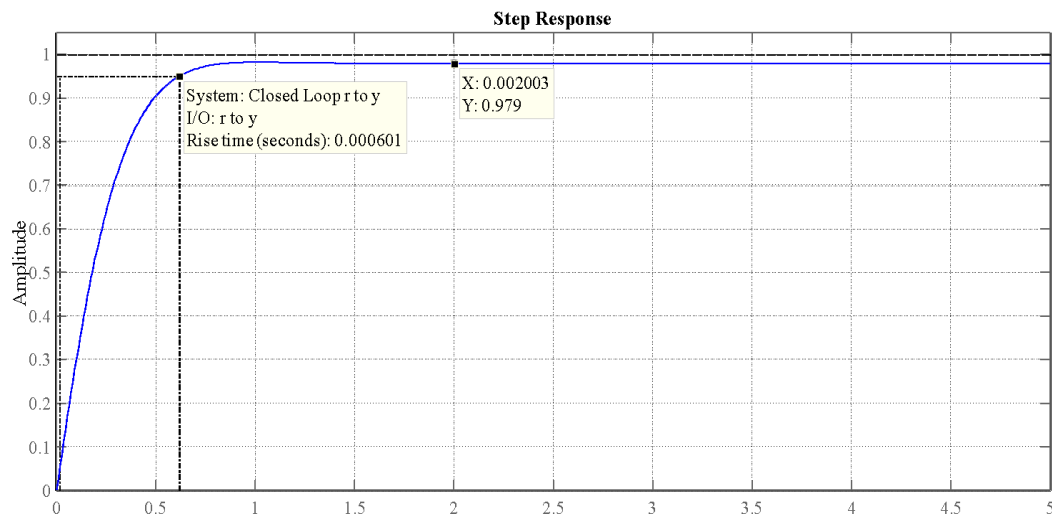


Figure IV.11 : la boucle de courant en échelon du système en boucle fermé du correcteur ajusté

IV.6 Ajustement des paramètres du correcteur de la boucle de vitesse :

Après ajustement des correcteurs les deux boucles restent stables avec une bonne marge de phase égale à 79.7° .

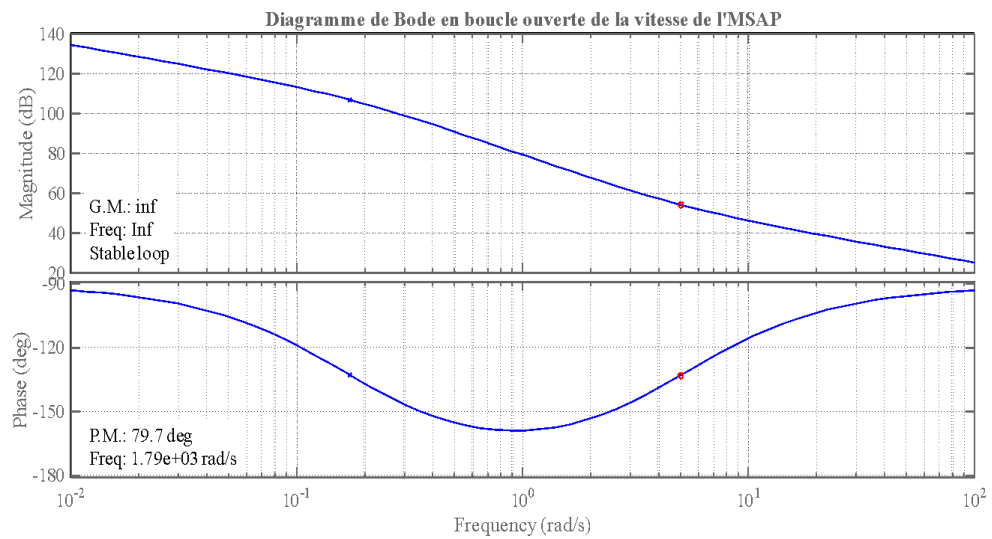


Figure IV.12 : diagramme de Bode en boucle de la vitesse de l' MSAP

La réponse en échelon du système en boucle ouvert du correcteur ajusté est donnée par la figure IV.13:

Le temps de réponse est rapide égale à 0.00125 s, une précision parfaite avec un dépassement égale a 0.19s à 0,00307 seconde. On voie bien que le dépassement est beaucoup amélioré par rapport à celui donner par la figure IV.9. Cette amélioration réduit les pics vue dans vitesse.

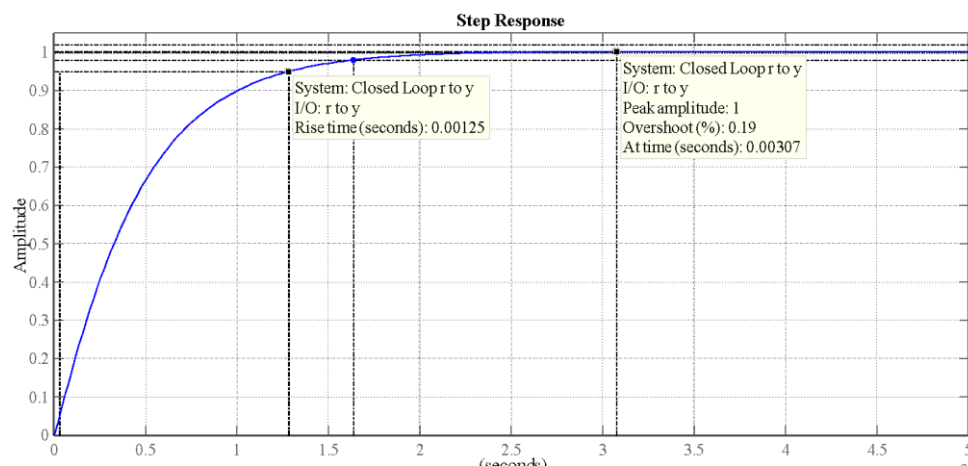


Figure IV.13 : la boucle de vitesse en échelon du système en boucle ouvert

IV.7 Conclusion :

Les résultats trouvés dans ce chapitre montrent que les paramètres des régulateurs calculés dans le chapitre III donnent des systèmes stables avec des bonnes performances de régulation. En plus l'utilisation de la bibliothèque SISOTOOL permet de corriger les paramètres de la commande vectorielle l MSAP afin d'éliminer les fortes pic dans la régulation de la vitesse de l' MSAP.

Conclusion Générale

Conclusion Générale

Dans Ce travail, nous avons choisi une structure de notre véhicule électrique basé sur une source à courant continu, un onduleur de tension à deux niveaux, une MSAP et la dynamique du véhicule.

En plus, nous avons proposé une commande vectorielle de la machine synchrone a aimants permanents en utilisant des boucles de contrôle à base de régulateurs du type proportionnel-intégral. Ces régulateurs ont été dimensionnés en utilisant les fonctions de transfert du system électrique et mécanique, la fonction de transfert du capteur et des régulateurs PI en utilisant les méthodes de compensation des pôles et l'analyse de la fonction de transfert de deuxième ordre en boucle fermée.

Les performances des paramètres trouvées ont été testées par des simulations sous Matlab/Simulink et les résultats trouvés sont satisfaisante mais la vitesse présente des pics acceptables qui sont rejetées rapidement, puis elle rejoint sa valeur de référence.

Pour éliminer ces faibles pics la stabilité du réglage a été étudiée par l'utilitaire SISOTOOL de Matlab/Simulink. Nous avons trouvé que le système simulé est stable pour les deux boucles de courant et la boucle de vitesse avec des bonnes marges de phases, mais la réponse en échelon montre qu'il y a des dépassements plus ou moins fort dans la boucle fermée de la vitesse. Pour cette raison nous avons amélioré les paramètres des régulateurs en se basant sur la diminution du dépassement de la réponse en échelon de la boucle de vitesse. Finalement la simulation nous a montré que les nouveaux paramètres des régulateurs PI améliorés donnent des résultats très satisfaisants.

N'importe quel travail reste ouvert à des améliorations et des perfectionnements. Pour cela nous tirons quelques perspectives qui sont :

- Ajouté des modèles précis des sources comme les piles à combustibles, les batteries et les SCs au véhicule électrique,
- Etudié d'autres types de commande comme la commande direct du couple.
- Utilisé d'autres types d'onduleurs de tension comme les onduleurs multiniveaux.

ANNEXE

ANNEXE :

Paramètres du moteur synchrone a aimants permanents :

$$R_s=0.0485$$

$$L_{sd}=1.4e-3$$

$$L_{sq}=2.83e-3$$

$$J=0.0027$$

$$F=0.0004924$$

$$P=4$$

$$\Psi=0.1194$$

Paramètres de Modélisation de l'onduleur triphasé pour la MSAP :

Tension de référence d'amplitude de 225 V et de fréquence de 50 Hz.

Fréquence de la MLI égale à 7 kHz.

Charge (R, L) avec ($R = 0.5 \Omega$ et $L = 0.005$ H).

Tension du bus continu constante égale à 500V

Reference

Reference

- [1] Destiny Loukakou, Christophe Espanet, Frédéric Dubas. Modélisation, Conception et Expérimentation d'un véhicule hybride léger pour usages urbains. Sciences de l'ingénieur [physics]. Université de Franche-Comté, 2012. Français.
- [2] Mohamed Yacine Ayad "Mis en œuvre des supercondensateurs dans les sources hybrides continues" Thèse de l'institut national polytechnique de Lorraine – Décembre 2004
- [3] Mamadou Baïlo Camara; Hamid Gualous; Frederic Gustin; Alain Berthon, "Design and new control of DC/DC converters to share energy between supercapacitors and batteries in hybrid vehicles", IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. 57,N°. 5, September 2008.
- [4] Adrian Florescu, "Gestion optimisée des flux énergétiques dans le véhicule électrique", Thèse de Doctorat à l'Université de Grenoble, France, 2012.
- [5] Toufik Azib; Olivier Bethoux; Ghislain Remy; Claude Marchand; Éric Berthelot, "Comparaison d'architectures d'hybridation d'une pile à combustible avec des supercondensateurs", Conférence Électrotechnique du futur (EF 2009), Compiègne, France, 24-25 Septembre 2009.
- [6] T. Azib; O. Bethoux; G. Remy; C. Marchand, "Structure and control strategy for a parallel hybrid fuel cell/supercapacitors power source", IEEE, Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC 2009), Dearborn, MI, USA, 7-10 Sept. 2009.
- [7] Jérôme Bernard, "Véhicules hybrides à pile à combustible: dimensionnement et stratégies de commande", Thèse de Doctorat à l'Université de Valenciennes et Du Hainaut-Cambresis, France, 2007.
- [8] Mehrdad Ehsani; Yimin Gao; Ali Emad, "Modern electric, hybrid electric, and fuel cell vehicles: fundamentals, theory and design", 2e Edition, CRC Press, Taylor and Francis Group, 2010.
- [9] Xi Zhang; Chris Mi, "Vehicle power management: modeling, control and optimization", British Library, Springer-Verlag, 2011.
- [10] James Larminie; John Lowry, "Electric Vehicle Technology Explained", 2e Edition, John Wiley & Sons Ltd, 2003.
- [11] KT Chau; YS Wong, "Overview of power management in hybrid electric vehicles", Energy Conversion and Management, Vol. 43, N°. 15, 2002.

- [12] Maker Hattab, "Optimisation et gestion d'énergie pour un système hybride: association pile à combustible et supercondensateurs", Thèse de Doctorat à l'Université de Technologie Belfort Montbéliard, France, 2008.
- [13] Guillaume Bailly, "Simulation multi-domaines d'un système de propulsion hybride électrique sous l'environnement matlab/simulink", Thèse de Doctorat à l'Université du Québec, Canada, 2006.
- [14] YK Park; JH Park; JY Park, "Optimal power distribution strategy for series-parallel hybrid electric vehicles", Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part D: J. Automobile Engineering, Vol. 222, 2008.
- [15] Khlaief A., ,,,"Nouvelle approche de détection de la position initiale du rotor des moteurs synchrones à aimants,"" Mémoire de mastère de l'Ecole Supérieure des Siences et Techniques de Tunis, 11 août 2007.
- [16] Robyns B., Fu Y., Labrique F., Buyse H., Commande numérique de moteurs synchrones à aimants permanents de faible puissance,"" J.Phys. III France 5 (1995) 1255-1268, , pp. 1255, Aug. 1995.
- [17] : A.Titaouine, F.Benchabane, K.Yahia "Commande d'une machine synchrone à aimants permanents et estimation de ses paramètres en utilisant le filtre de Kalman étendu', Courrier du Savoir N°07, pp.37-43, Décembre 2006.
- [18] Bernard Schneider et Alain Beuret «L'électricité au Service Des Machines» octobre 2006.
- [19] : K.Azeddine "Etude d'une commande non- linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents", Ph, Québec, Canada, 2000.
- [20] : M.Sebaa "Etude et comparative entre les di'érentes méthodes de commande d'une machine synchrone à aimants permanents ", Mémoire de magister, ENSET-Oran, 2003.
- [21] : F. Gillon: «Modélisation et Optimisation par Plan d'Expériences d'un Moteur à Commutation Electronique» ; Thèse de Doctorat, Université de Lille, 1997.
- [22] : K.Hartani "Contribution à la stabilité du véhicule électrique à l'aide du contrôle des systèmes anti-patinage", Thèse de Doctorat Es-Science, U.S.T.O Oran, Algérie, 2007.
- [23] : L.Ghaouti "Commande robuste d'un moteur synchrone à aimants permanents sans capteur de vitesse", Mémoire de magister, USTO, 2007
- [24] A.Maasoum "Commande à la commande singulièremnt perturbé d'une machine synchrone à aimants permanents (Commande à structure variable CSV) Neuro- Floue", Thèse de doctorat Es-science, Sidi Bel-Abbas, Algérie, 2007.

Reference

- [25] Grellet G., Guy C., ,,,,"Actionneurs électriques, principes modèles commande,""" Editions, Eyrolles, 1997.
- [26] Niazi P., ,,,,"Permanent magnet assisted synchronous reluctance motor design and performance improvement,""" PhD Thesis, Texas A&M University, 2005.
- [27] A. Saïad "Commande à structure variable d'un système d'entraînement électrique" Mémoire de Magister, université de Batna, 2002.
- [28] F. benchabane " Commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattering" Mémoire de magister, université de Biskra, 2005
- [29] SimPower Systems™, "Space vector PWM VSI induction motor drive©", 1984-2009 the MathWorks, Inc.
- [30] Toufik Azib, "Contribution à l'étude d'électro-générateurs à pile à combustible: conceptions d'architectures et de leurs commandes", Thèse de Doctorat à l'Université de Paris-Sud XI, France, 2010.
- [31] Margaret Ducusin; Sonya Gargies; Chunting Mi, "Modeling of a series hybrid electric high-mobility multipurpose wheeled vehicle", IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. 56, N°. 2, 2007.
- [32]T. Azib; R. Talj; O. Bethoux; C. Marchand, "Sliding mode control and simulation of a hybrid fuel-cell ultracapacitor power system", IEEE, International Symposium on Industrial Electronics (ISIE' 10), 4-7 July 2010.
- [33]Anne Jaecker Voirol, "Émissions polluantes des moteurs thermiques : Procédures d'essais", Technique d'ingénieur, N° BM 2 506, 2010.
- [34]M. André, "The artemis European driving cycles for measuring car pollutant Emission", Report INRETSLTE 0411, 2004.
- [35] A. Saïd « commande à structure variable d'un système d'entraînement électrique » Mémoire de magister, université de batna,2002 .
- [36] – F.benchabane « Commande en position et en vitesse d'un par mode de glissement d'un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattering » Mémoire de magister, université de biskra, 2005.

- [37] N. Bounasla, Commande par Mode de Glissement d'Ordre Supérieur de la Machine Synchrones à Aimants Permanents, Mémoire de magister, Université Ferhat ABBAS Sétif 1, 2014.
- [38] KT Chau; YS Wong, "Overview of power management in hybrid electric vehicles," Energy Conversion and Management, Vol. 43, N°. 15, 2002.
- [39] A. Khlaief; M. Boussak; M. Gossa, "A sensorless initial rotor position estimation scheme for a vector controlled IPMSM drive", International Journal of Sciences and Techniques of Automatic control & computer engineering, Vol. 6, N°. 1, 2012.
- [40] Amor Khlaief, "Contribution à la commande vectorielle sans capteur mécanique des machines synchrones à aimants permanents (MSAP)", Thèse de doctorat en cotutelle entre l'Université de Aix-Marseille, France et l'ESSTT de Tunisie, 2012.
- [41] M. Sébastien Carriere, "Synthèse croisée de régulateurs et d'observateurs pour le contrôle robuste de la machine synchrone", Thèse de doctorat à l'Université de Toulouse, France, 2012.
- [42] Babak Nahid Mobarakeh, "Commande vectorielle sans capteur mécanique des machines synchrones a aimants : méthodes, convergence, robustesse, identification 'en ligne' des paramètres", Thèse de doctorat à l'Institut National Polytechnique de Lorraine, France, 2001.
- [43] Wibowo Wahyu Kunto; Jeong Seokkwon, "Genetic algorithm tuned PI controller on PMSM simplified vector control", Journal of Central South University, Vol. 20, N°. 11, 2013.