

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Centre Universitaire Abdelhafid Boussouf - Mila
Institut des Sciences et de Technologie
Département de Geni mécanique et Eléctromécanique



N° Réf :.....

Projet de Fin d'Etude préparé En vue de l'obtention du diplôme
de MASTER
Spécialité: Electromécanique

Contrôle robuste de la vitesse du PMSM par
utilisation du “ contrôle en mode glissant “

Réalisé par :
- AIFOUR Feryal
- BAGHI Yousra

Soutenu devant le jury :

M. H. BENSLIMANE
M. N. GUERFI
M. S. BAZI

Président
Examinateur
Promoteur

Année universitaire : 2021/2022

Dédicace

*A ma chère mère **RABIAA***

Tu m'as donné la vie, la tendresse et le courage pour réussir tout ce que je peux t'offrir ne pourra exprimer l'amour et la reconnaissance que je te porte

*A mon cher Père **Mahfoudm***

L'épaule solide, l'œil attentif compréhensif et la personne la plus digne de mon estime et de mon respect.

Aucune dédicace ne saurait exprimer mes sentiments, que Dieu te préserve et te procure santé et longue vie.

*A mon frère **ZAKI***

*A mes chères sœurs **AMIRA, KENZA et KHADIDJA***

Pour leur aide et leur encouragement pour moi dans les moments difficiles

*A tous les membres de ma famille et toute personne qui porte le nom **BAGHI**, je suis heureux et fier de vous avoir comme famille*

*A mes amis **Sonya, Madiha, Hala et wafa***

Pour tous les bons moments que nous avons partagés ensemble .merci d'exister.

*A mon encadreur **M.BAZI. S** qui mérite tous mon respect et tribut.*

*A mon collègue dans ce travail, mon amie **Faryal***

« La confiance en soi le premier secret du succès »

YOUSRA

Dédicace

Avant tous, je remercie dieu le tout puissant de M' avoir donné le courage et la patience pour réaliser ce travail malgré toutes les difficultés rencontrées.

Je dédie ce modeste travail :

A mes très chers parents, que dieu les garde et les protège pour leurs soutien moral et financier, pour leur encouragements et les sacrifices qu'ils ont endurés. A ceux qui sont la source de mon inspiration et mon courage, à qui je dois de l'amour et de la reconnaissance.

A mes frères : Haithem et Ahmed

A mes soeurs : Soumia et Hadjer

A ma nièce : Tasnim et jana

*Aux chers amis : Sara, shaimaa, dounia, rayan, yousra,
Faryal et nessrine.*

A tous mes professeurs, surtout DR.S.BAZI qui nous a beaucoup aidé dans ce travail et demandez à dieu tout-puissant de bénir ses enfants.

A tous les amis (es) d'études

D'électromécanique promotion juin 2022

FERYAL

Remerciements

El hamdou li ALLAH !!! Enfin !!! (^ _ ^)

Le travail présenté, dans ce mémoire, a été effectué au département de sciences et technologie, spécialité Electromécanique de l'université Abdelhafid Boussouf –Mila.

Avant tout, nous remercions ALLAH le Tout-puissant de nous avoir donné le courage, la volonté et la patience de mener à terme ce présent travail dans des meilleures conditions.

Nous remercions vivement en premier lieu, Dr S.BAZI, professeur au centre universitaire de Mila, et notre directeur de mémoire de master, qui par sa compétence, ses encouragements, ses critiques constructives et son soutien moral a su nous informer, nous conseiller, et nous rendre de plus en plus autonome pour bien réaliser ce travail.

Ce fut un honneur et un plaisir, pour nous, de travailler sous la supervision de Mr S.BAZI.

Nous remercions également, le Dr. H. BENSLIMANE et le Pr. N. GUERFI, qui nous ont honorés en acceptant de juger ce modeste horaire de travail.

Nous remercions également nos professeurs et le chef du département des sciences et technologies d'Abdelhafid Boussouf Mila.

Nous remercions également nos collègues de la promotion Master 2021-2022 et sans oublier nos parents pour leur contribution, leur soutien et leur patience.

Enfin, nous adressons nos plus sincères remerciements à tous nos proches et amis, qui nous ont toujours encouragés au cours de la réalisation de ce mémoire.

Nous vous remercions du fond du cœur.

FERYAL et YOUSRA

Sommaire

dédicace.....	
remerciement.....	
liste des abrégés.....	
liste des figures.....	
Introduction générale.....	1
<i>Chapitre I: généralités sur les moteurs synchrones à aimant permanent</i>	
I.1. Introduction	4
I.2. présentation de la machine synchrone.....	4
I.3. présentation de la machine synchrone à aimants permanents.....	5
I.3.1. définition.....	5
I.3.2. constitution de la MSAP	5
I.3.2.1. stator	5
I.3.2.2. rotor.....	6
I.4. démarrage d'un moteur synchrone à aimants permanents	6
I.4.1. démarrage par un dispositif extérieur.....	6
I.4.2. démarrage à fréquence progressive	7
I.5. structures des inducteurs des machines synchrones à aimants	7
I.5.1. structures à pôles saillants.....	7
I.5.2. structures à pôles lisses.....	8
I.6. les différents types d'aimants permanents	8
I.6.1. matériaux pour aimants	8
I.6.1.1. les alnico	9
I.6.1.2. les ferrites	9
I.6.1.3. les alliages métaux terres rares.....	10
I.7. principe de fonctionnement de MSAP	11
I.8. domaines d'application	11
I.9. les avantages et les inconvénients de la MSAP	11
I.9.1. avantages de la MSAP.....	11
I.9.2. inconvénients.....	12
I.10. Conclusion :.....	12

Chapitre II:modélisation de la MSAP et son alimentation

II.1.	Introduction	14
II.2.	hypothèses simplificatrices.....	14
II.3.	mise en équation du modèle de la machines	14
II.3.1.	équation électriques.....	15
II.3.2.	équation magnétiques.....	15
II.3.3.	équation mécanique.....	16
II.4.	transformation de park.....	16
II.4.1.	passage direct.....	16
II.4.2.	passage inverse.....	17
II.5	modélisation de la MSAP dans le plan de park	17
II.5.1.	équation électriques.....	17
II.5.2.	équation magnétiques.....	18
II.5.3.	équation électromagnétiques.....	18
II.5.4.	équation de mouvement.	19
II.5.5.	mise sous forme matricielle	20
II.6.	modélisation de l'association convertisseur-MSA.....	20
II.6.1.	définition de l'onduleur	20
II.7.	commande par modulation sinus-triangle	21
II.8.	résultats de simulation.....	22
II.9	interprétation des résultats de simulation	25
II.10.	Conclusion	26

Chapitre III :commande vectorielle de la MSAP

III.1.	Introduction	28
III.2.	commande de vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents.....	28
III.2.1.	découplage.....	29
III.2.1.1.	découplage par compensation.....	30
III.3.	avantages et inconvénients de la commande vectorielle du MSAP	31
III.4.	commande vectorielle de la MSAP alimentée en tension	32
III.5.	la régulation	33
III.6.	calcul des régulateurs	34
III.6.1	régulateur des courants.....	34
III.6.2.	calcul du régulateur de vitesse.....	37

III.7.	résultats de simulation.....	39
III.7.1.	simulation de la commande vectorielle de la MSAPet interprétations des résultats.....	39
III.7.2.	interprétations des résultats.....	41
III.8.	Conclusion :.....	41
<i>Chapitre IV: commande de mode glissant du MSAP</i>		
IV.1.	Introduction	44
IV.2.	l'objectif de la commande par mode glissant.....	44
IV.3.	systèmes à structure variables en mode glissant.....	44
IV.3.1.	mode de convergence	44
IV.3.2.	mode de glissement	44
IV.3.3.	mode du régime permanent	44
IV.4.	principe et conception de la commande par mode de glissement.....	45
IV.4.1.	choix des surfaces de glissement.....	45
IV.4.2.	l'établissement des conditions d'existence et de convergence	47
IV.4.2.1.	fonction directe de commutation.....	47
IV.4.2.2.	fonction de lyapunov	47
IV.4.3.	détermination de la loi de commande.....	48
IV.4.3.1.	la commande équivalents.....	49
IV.4.3.2.	commande discontinue.....	50
IV.4.3.2.1.	commande signe	50
IV.4.3.2.2.	commande avec un seul seuil.....	51
IV.4.3.2.3.	commande adoucie	51
IV.4.3.2.4.	commande continue avec composante intégrale	52
IV.5.	avantage et inconvénients de la commande par mode glissant.....	53
IV.6.	elimination du phénomène de chattering.....	54
IV.7.	application de la commande par mode glissant à la MSAP	55
IV.7.1.	stratégie de réglage à une surface	55
IV.7.1.1.	réglage de vitesse	56
IV.7.1.2.	estimations des perturbations.....	58
IV.7.1.3.	synthèse.....	59
IV.8.	résultats de simulation	59
IV.9.	etude comparative entre commande en PI et commande rn CMG	62

IV.10. Conclusion	63
Conclusion générale	65
Références bibliographiques	67
annexes..	71
résumé.....

Liste des abréviations

<i>Symboles</i>	<i>Significations</i>	<i>Unités</i>
MSAP (PMSM)	machine synchrone à aimant permanent	
MCC	machine à courant continu	
DC	direct current	
MLI	modulation du largeur d'impulsion	
PI	Proportionnel et Intégrale (Régulateurs classiques)	
PID	action proportionnel intégral dérivée	
RMG	Réglage par mode glissant	
MC	mode de convergence	
MG	mode de glissement	
MRP	mode du régime permanent	
FTBO	fonction de transfert en boucle ouverte	
FTBF	fonction de transfert en boucle fermée	
CMG	Commande par Mode Glissant	
CSV	La commande à structure variable	
<i>a.b.c</i>	axes liés aux enroulements triphasés	
<i>d.q</i>	axes du référentiel de park	
<i>$\alpha.\beta$</i>	axes du référentiel statorique	
θ	position angulaire du rotor par rapport au stator	
R_s	résistance de l'enroulement statorique	Ω
V_s	tension statotique	V

$v_{sa} \cdot v_{sb} \cdot v_{sc}$	tension satatorique de la phase a,b ou c	V
$v_d \cdot v_q$	tension satatorique sue l'axe d et l'axe q	V
U	valeur moyenne de la tension u	V
$i_{sa} \cdot i_{sb} \cdot i_{sc}$	courant satatorique de la phase a.b ou c	A
$i_d \cdot i_q$	courant satatorique sue l'axe d et l'axe q	A
I	valeur moyenne du courant i	A
L_s	inductance cyclique statorique par phase	H
L_d	inductance sur l'axe d	H
L_q	inductance sur l'axe q	H
$\varphi_a \cdot \varphi_b \cdot \varphi_c$	les flux statorique de phases a,b ou c	H
$\varphi_d \cdot \varphi_q$	les flux statorique sur l'axe d et l'axe q	H
φ_f	flux magnétique du rotor	wb
φ_s	flux statorique	
Ω_r	vitesse de rotation de rotor	rad / s
ω	pulsation électrique	rad / s
p	Nombre de paires de poles	
J	moment d'inertie des parties tournantes ramenées à l'arbre moteur	kg.m ²
f	coefficient de frottement	N.s / rad

C_{em}	couple électromagnétique	Nm
C_r	couple résistant (couple de charge)	Nm
$p(\theta)$	transformation de park	
C	transformation de clark	
M_s	inductance mutuelle entre deux phases statorique	
$F.é.m.u_0.E$	force électromotrice	V
$X(t)$	vecteur d'état	
$U(t)$	vecteur d'entrée	V
$F(x,t),g(x,t)$	des fonction non linéaires	
$e(x)$	l'écart de la variable à réguler	
λ_x	une constant positive qui interprète la bande passante du controle désiré	
r	degré relatif, représentant le nombre de fois qu'il faut dériver la surface	
V_{dref}, I_{dref}	tension et courant de référence	
U_{eq}	La commande équivalente	V
U_n	La commande discontinue	V
$S(\Omega)$	La surface de glissement de la vitesse	rad/s
U_{max}, U_{min}	La commande minimale, maximale, respectivement	
$V(x)$	fonction de lyapunov	
K	gain (les paramètres de la commande par mode glissant)	
$\mathcal{E}(x)$	l'écart entre la valeur estimée et l'état réel	
t	temp	s
$\gamma(x)$	Constante positive qui interprète la bande passante du contrôle désiré	
y	Vecteur d'observation	
$S(t)$	surface de glissement de la variable t	

$S(I_q)$ surface de glissement du courant I_q

$S(I_d)$ surface de glissement du courant I_d

Liste des figures

Chapitre I :

Figure (I.1) : machine synchrone.....	5
Figure (I.2) : Machine synchrone à aimants permanents.....	5
Figure (I.3) : stator et rotor de la machine synchrone à aimants permanents.....	6
Figure (I.4) : symbole de machine synchrone.....	6
Figure (I.5) : Structures à pôles saillance.....	7
Figure (I.6): Structures à pôles lisses.....	8
Figure (I.7) : Différents types des moteurs synchrones à aimants permanents.....	8
Figure (I.8) : Aimants AlNiCo	9
Figure (I.9): Aimants ferrites.....	9
Figure (I.10) : Aimants terres-rares.....	10
Figure (I.11) : Caractéristiques magnétiques de quelques matériaux	10
Figure (I.12) : Principe de fonctionnement du moteur à aimants permanents.....	11

Chapitre II :

Figure (II.1): Schéma de la MSAP dans le référentiel(abc)et(dq).....	14
Figure (II.2): Représentation vectorielle des vecteurs de tensions dans les repères (a, b, c) et (α , β , o).....	16
Figure (II.3): Schéma du modèle de la MSAP dans le repère de park.....	20
Figure (II.4): schéma de principe de MLI sinus-triangle.....	21
Figure (II.5): allure des courbes de la MSAP sans onduleur à gauche et avec onduleur à droite.....	23
Figure (II.6): génération d'une MLI pour un signal de la porteuse de 3Khz.....	24

Chapitre III:

Figure (III.1) : principe de la commande vectorielle.....	27
Figure (III.2) :.Modèle de MSAP commande à flux orienté Id nul.....	28
Figure (III.3) :.Découplage par compensation.....	29
Figure (III.4) : commande découplée.....	29
Figure (III.5) :.Schéma bloc d'une régulation de vitesse de la MSAP alimentée en tension et commandée par l'orientation du fluxkl	31
Figure (III.6) :.représentation de la commande par PI.....	32
Figure (III.7) :régulateur PI.....	32
Figure (III.8) :.commande des courants en deux boucles indépendantes.....	33
Figure (III.9) :boucle de régulation de vitesse.....	36
Figure (III.10) : boucle de régulation de vitesse.....	37
Figure (III.11) :.:schéma de simulation lors d'un test normal.....	39
Figure (III.12) :schéma de simulation lors d'un test de robustesse.....	39

Chapitre IV :

Figure (IV.1) : les modes de trajectoire dans le plan de phase.....	43
Figure (IV.2) : linéarisation exacte de l'écart.....	45
Figure (IV.3) : tranjectoire de l'état vis-à vis de la surface.....	46
Figure (IV.4) :commande appliquée au système.....	47
Figure (IV.5) : commande équivalente U_{eq}	48
Figure (IV.6) : représentation de la fonction "sign".....	49
Figure (IV.7) : fonction sign de la commande avec un seul seuil.....	49
Figure (IV.8) : fonction sign de la commande adoucie.....	50
Figure(IV.9) :commande rendue continue.....	50
Figure (IV.10) : illustration du phénomène de broutement.....	52
Figure (IV.11) :schéma global de réglage par mode glissant.....	54

Figure (IV.12): réponses du système par application de la CMG à la MSAP.....	58
Figure (IV.13): impact du coefficient K_c sur la rapidité de la réponse de la vitesse.....	58
Figure (IV.14): test de robustesse pour la commande en MG de la MSAP.....	59
Figure (IV.15): comparaison entre la commande vectorielle de la MSAP et la commande en mode glissant (CMG).....	60

Introduction générale

Introduction générale

Dans ces deux dernières décennies, le domaine de la conversion de l'énergie électrique ne cesse de s'améliorer, comme de nombreux autres domaines. Ainsi, les machines à courant continu, synchrone et asynchrone ont toujours servi le besoin de l'industrie.

Cette amélioration n'a été possible que grâce aux apports de l'électronique de puissance. Le développement des composants à base de semi-conducteurs, le renforcement de leur intégration dans la commande des machines ont contribué à accroître l'utilisation des machines dans notre vie quotidienne, domestique ou industrielle.

Parmi ces machines, le moteur synchrone à aimant permanent (MSAP). La MSAP est une machine à courant alternatif autopilotée et recommandée dans le monde industriel. Ceci est dû au fait qu'elle est fiable, robuste et simple à construire. Sa vitesse de rotation est proportionnelle à la fréquence d'alimentation et elle est moins encombrante que la machine à courant continu grâce à l'élimination de la source d'excitation. Elle est, aussi, caractérisée par un couple massique important, un rendement élevé [1].

Ainsi, ces avantages l'ont rendue la plus attractive dans le monde de l'industrie, grâce à l'évolution de la technologie des aimants permanents et son mode de contrôle ou de la commande [2].

Dans le monde de la commande, des techniques ont été élaborées pour garantir un réglage précis, rapide et robuste. Ces techniques sont élaborées afin de rendre le système insensible aux perturbations extérieures et aux variations paramétriques [3]. Les techniques de commande à base du correcteur de type PI couvrent une large gamme dans les applications industrielles à savoir la commande scalaire, la commande vectorielle, la DTC, ...etc. Ce sont des techniques de commande qui trouvent leurs limites vis-à-vis la non linéarité, les perturbations et les variations paramétriques internes des systèmes à commander [3].

La technique de commande, par mode glissant, comme toutes les autres techniques de commande non linéaire a été développée depuis le début des années 80. Cette commande consiste à définir une surface dite de glissement et une loi de commande par mode glissant (CMG) de manière à conduire et à obliger le système de rester sur ou au voisinage d'une surface dite de commutation, créée par un hyperplan entre une variable et sa dérivée. L'existence du système dans cette plage de variation assure sa convergence [4].

Le présent travail traite le contrôle en vitesse de la PMSM par insertion d'un contrôleur, à base de mode glissant et un observateur pour estimation des couple, à la place du régulateur classique de vitesse PI. De ce fait, ce mémoire est subdivisé en quatre chapitres, avec une introduction générale et une conclusion générale, représentés comme suit :

Le premier chapitre présentera une généralité sur la technologie des machines synchrones à aimant permanent.

Le deuxième chapitre est consacré à la modélisation du moteur synchrone à aimants permanents. Un modèle biphasé issu d'un modèle triphasé à travers la transformation de Park est présenté. Une alimentation, par onduleur à base de MLI, est également présentée. Enfin, le tout est validé par une simulation sur Matlab/Simulink, avec présentation et interprétation des résultats obtenus.

Le troisième chapitre fera l'objet de l'application de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique à la MSAP. Une simulation avec présentation et interprétation des résultats s'est donnée.

Le quatrième chapitre sera consacré à une brève étude théorique de la commande par mode glissant, puis une application de cette commande sur la commande de la MSAP. Un contrôleur (CMG) et un observateur de couple remplacent le régulateur classique PI pour la commande en vitesse de cette MSAP.

Enfin, le travail est clôturé par une conclusion générale sur le travail abordé avec des perspectives.

Chapitre J
généralités sur les moteurs
synchrones à aimant
permanent

I.1.Introduction:

L'étude du comportement d'un moteur électrique est une tâche importante et qui nécessite, avant tout, une bonne connaissance de son modèle mathématique afin de prévoir, par simulation, son comportement dynamique dans les différents modes de fonctionnement souhaités.

Historiquement, le moteur à courant continu (M.C.C) a constitué, pendant longtemps, la source électromagnétique primordiale de vitesse variable. Cependant, le problème majeur du système balai collecteur a toujours été un inconvénient de la M.C.C, ce qui limite son usage. C'est pour cette raison qu'on a eu intérêt à utiliser des moteurs électriques à courant alternatif afin d'écartier cet inconvénient.

Parmi les moteurs à courant alternatif utilisés dans les entraînements à vitesse variable, le moteur synchrone à aimant permanent (MSAP), en anglais, Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM). Son choix est devenu attractif et concurrent de celui des moteurs asynchrones grâce à l'évolution des aimants permanents qu'ils soient à base d'alliage ou à terre rare. Cela leur a permis d'être utilisés comme inducteur dans les moteurs synchrones offrant ainsi, par rapport aux autres types de moteur, beaucoup d'avantage, entre autres, une faible inertie et un couple massique élevé [5].

Dans ce chapitre nous présentons des généralités sur les moteurs synchrones à aimant permanent (PMSM), leurs constitutions et leurs principes de fonctionnement.

I.2.Présentation de la machine synchrone :

La machine synchrone est une machine à champ magnétique tournant qui présente $2p$ pôles magnétiques au rotor ainsi qu'au stator. représente le nombre de paires de pôles (nord et sud). La vitesse de rotation n du rotor dépend directement de la fréquence f de la tension d'alimentation, dite vitesse de synchronisme [6].

Cette famille de machine a en fait plusieurs sous familles :

- ❖ les machines synchrones à rotor bobiné.
- ❖ les machines synchrones à réluctance.
- ❖ les machines synchrones à aimants permanents.

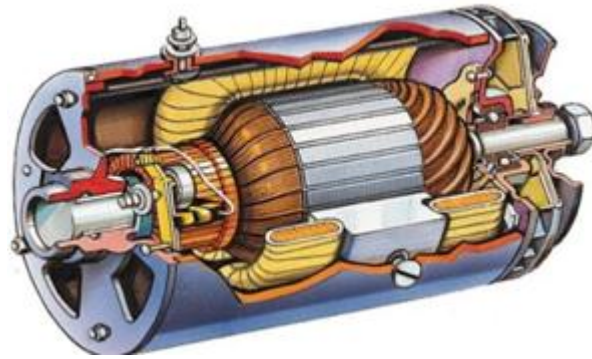


Figure (I.1) : machine synchrone.[18]

I.3. Présentation de la machine synchrone à aimants permanents :

I.3.1. Définition :

La machine synchrone à aimants permanents est un dispositif électromécanique qui comprend un stator et un rotor.



Figure (I.2) : Machine synchrone à aimants permanents.[7]

I.3.2. Constitution de la MSAP :

Le moteur synchrone est constitué de deux parties, une partie mobile ou rotor constituant l'inducteur, et une partie fixe ou stator portant des enroulements constituant l'induit :

I.3.2.1. Sator:

Le stator d'une machine synchrone à aimants permanent, est similaire à celui de la machine asynchrone. Il est constitué de trois enroulements identiques représenté par trois axes (a,b,c) décalés de 120° dans l'espace logés dans les encoches du circuit magnétique fixe. Ce dernier est feuilleté afin de réduire les courants de Foucault et de limiter les pertes dans le fer [8]. La vitesse de rotation du champ tournant est proportionnelle au nombre de pôles de la

machine et à la pulsation des courants statoriques, elle est donnée par [7]: $\Omega = \frac{\omega}{p}$

I.3.2.2. Rotor :

Dans le cas du moteur synchrone à aimants permanents, l'inducteur est remplacé par des aimants, ce qui présente l'avantage d'éliminer les balais et les pertes rotoriques, la nécessité d'une source pour fournir le courant d'excitation, cependant, on ne peut pas contrôler le flux rotorique.

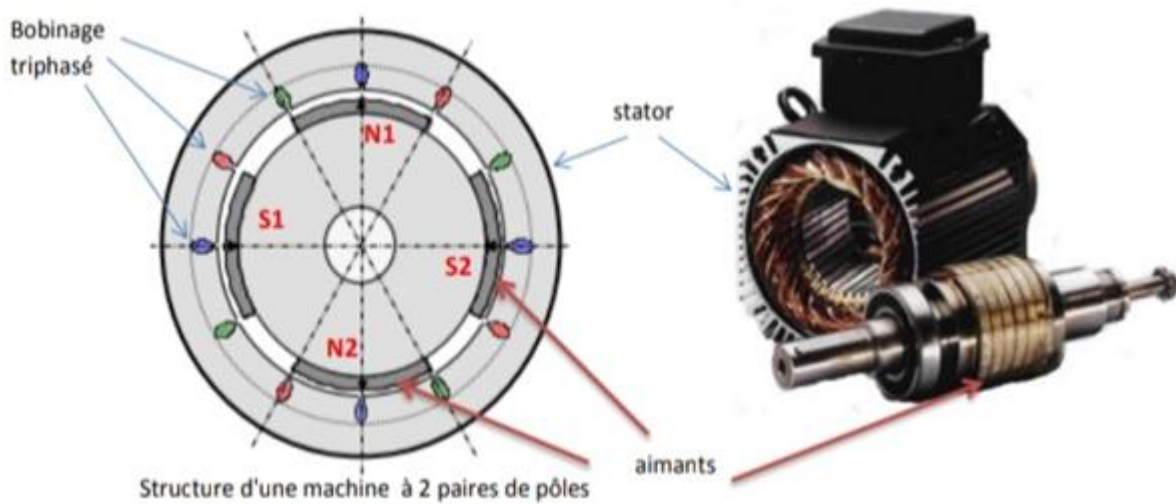


Figure (I.3): stator et rotor de la machine synchrone à aimants permanents.[7]



Figure (I.4): symbole de machine synchrone.[7]

I.4. Démarrage d'un moteur synchrone à aimants permanents :

I.4.1. Démarrage par un dispositif extérieur :

Le démarrage de la machine synchrone n'est pas autonome, dans la pratique, pour mettre la machine en fonctionnement, alors qu'elle n'est pas raccordée au réseau, on la lance par une autre machine (moteur électrique ou turbine) à une vitesse très proche de la vitesse de synchronisme

$$\Omega = \frac{\omega}{p}$$

ω : La pulsation des courants statoriques [rad/s].

p : Le nombre de paire de pôles de la machine.

Ω : La vitesse de rotation de la machine [rad/s].

I.4.2. Démarrage à fréquence progressive :

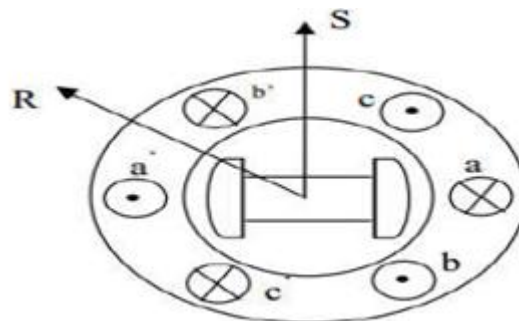
Dans le cas d'un moteur alimenté par un onduleur, on peut démarrer le moteur à partir d'une fréquence très faible que l'on augmente progressivement. Il faut réduire la tension lorsque la fréquence est faible car il n'y a pas beaucoup de force contre-électromotrice. Certains moteurs synchrones destinés à être connectés au réseau disposent cependant d'une alimentation à fréquence variable (électronique ou autre) qui ne sert qu'au moment du démarrage [9].

I.5. Structures des inducteurs des machines synchrones à aimants :

Le rotor de la MSAP est généralement de deux types [10], [11]:

I.5.1. Structures à pôles saillance :

Rotor possédant des pièces polaires servant à la concentration du flux d'induction dans le quel les aimants sont orientés soit parallèlement soit perpendiculairement à l'entrefer, soit de manière plus complexe. Dans ce type de machine, l'inducteur est à pôles saillance.



Figure(I.5): Structures à pôles saillance.[10]

I.5.2. Structures à pôles lisses :

Rotor sans pièces polaires donc à entrefer constante dans le quel l'aimantation des aimants est généralement perpendiculaire à l'entrefer. La différence entre les deux structures réside dans le fait que les inductances synchrones ont des valeurs sensiblement moins élevées et les ondulations du couple sont moins importantes pour des machines sans pièces polaires que celles avec pièces polaires.

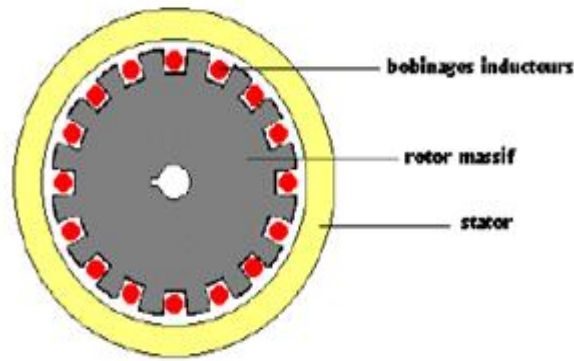
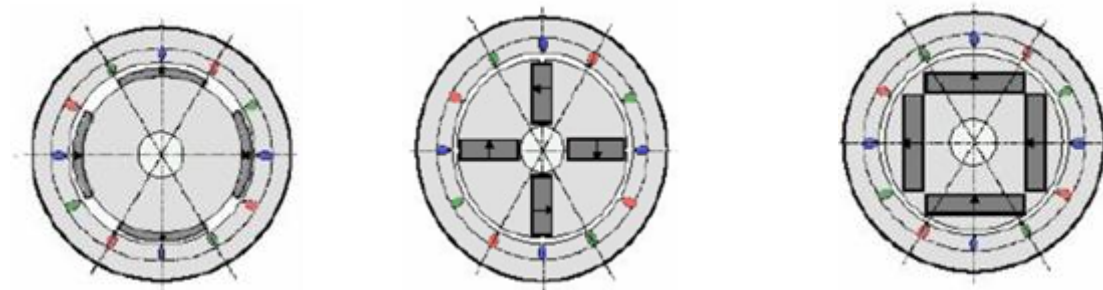


Figure (I.6): Structures à pôles lisses.[11]

I.6. Les différents types d'aimants permanents :

Les moteurs synchrones sont classés en trois types d'après l'arrangement des aimants dans le rotor [12] :

- 1) Le moteur synchrone à aimants collés (SPMSM, Surface Permanent Magnet Synchronous Motor).
- 2) Le moteur synchrone à aimants enterrés (IPMSM, Interior Permanent Magnet Synchronous Motor).
- 3) Le moteur synchrone à concentration du flux (SynRM Synchronous Reluctance Motor)



Machine à aimant collés

Machine à aimant enterrés

Machine à concentration de flux

Figure (I.7) : Différents types des moteurs synchrones à aimants permanents.[12]

I.6.1. Matériaux pour aimants :

On peut distinguer trois types de matériaux pour la réalisation des aimants :

I.6.1.1 Les Alnico :

Les aimants permanents sont réalisés à partir d'un alliage Aluminium-Nickel-Cobalt, caractérisés par une induction rémanente élevée et un champ coercitif faible, ils sont donc de caractéristiques énergétiques médiocres [13]. En effet, de part leur composition métallique ils sont le siège de pertes fer, et le procédé de fabrication induit une direction privilégiée de

l'aimantation, qui est celle de la plus grande longueur. Actuellement, en raison de leur basse qualité, ils ne sont presque plus utilisés.



Figure (I.8) : Aimants AlNiCo.[13]

I.6.1.2. Les Ferrites :

Les aimants permanents, formés de matériaux de la famille des céramiques et donc électriquement non-conducteurs et quasiment ferromagnétiques. Ils sont caractérisés par une faible induction rémanente mais ont un champ coercitif élevé. Ils sont surtout intéressants pour leur bon rapport densité d'énergie – prix [13].



Figure (I.9) : Aimants ferrites.[13]

I.6.1.3. Les alliages métaux -terres rares :

Ils sont, actuellement, les plus performants des aimants permanents utilisés dans la construction des machines synchrones. La version la plus courante est l'alliage samarium–cobalt, caractérisé par une induction rémanente et un champ coercitif élevés. A taille égale, la densité d'énergie emmagasinée dans l'aimant est trois fois plus grande que celle des Alnico et six fois plus que celle des ferrites, réduisant ainsi de façon considérable le volume du rotor, ce qui permet donc d'augmenter le couple massique de la machine et de réduire son inertie. Leur prix est cependant élevé [13].



Figure (I.10) : Aimants terres-rares.[13]

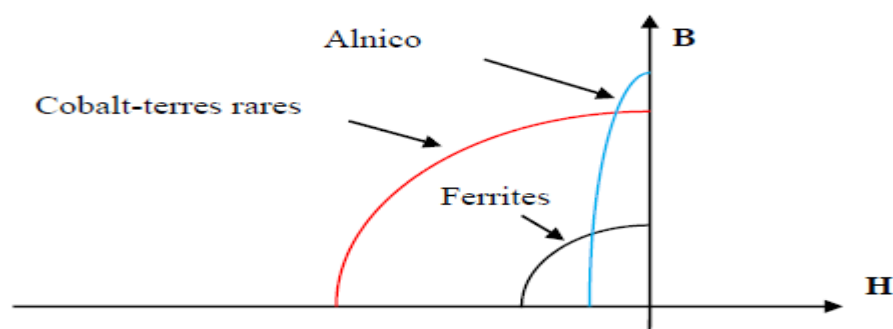


Figure (I.11): Caractéristiques magnétiques de quelques matériaux.[13]

I.7. Principe de fonctionnement de la MSAP :

Le principe des moteurs à aimants permanents est assez simple. Seules les bobines sont alimentées. Le champ créé par les enroulements oriente le rotor qui est constitué par des aimants. La Figure (I.12) représente un moteur ayant un rotor bipolaire et un stator comportant une paire de pôles. Les phases a et b sont portées par des enroulements opposés. La présence de courants dans les phases oriente le rotor. On définit un “pas” élémentaire θ_p comme étant le déplacement angulaire du rotor lorsque l’alimentation est commutée d’une phase à la suivante. Nous obtenons pour cette structure $\theta_p = 90^\circ$ Ceci correspond au passage de la Figure (I.12.a) à la Figure (I.12.c). Les demi-pas sont obtenus en alimentant deux phases à la fois (Figure (I.12.b)). De nombreux moteurs sur le marché utilisent ce genre de structure [14].

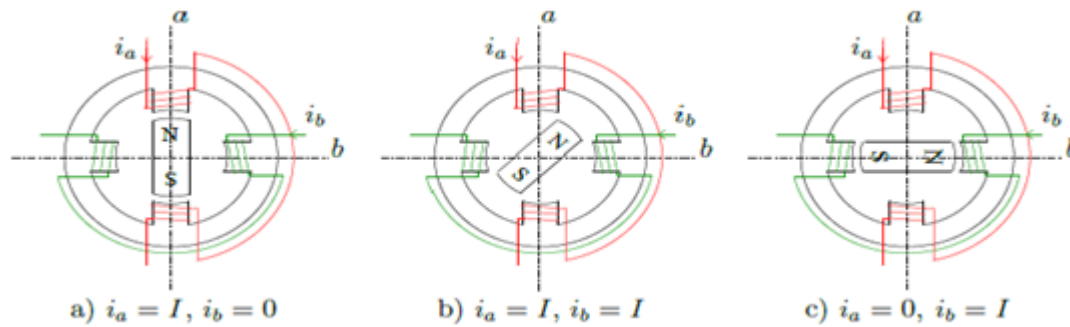


Figure (I.12) : Principe de fonctionnement du moteur à aimants permanents.[14]

1.8. Domaines d'application :

Le moteur synchrone à aimants permanents est utilisé dans une large gamme de puissance, allant des centaines des watts (servomoteur) à plusieurs méga watts (système de propulsion des navires) [15], C'est ainsi que le moteur synchrone peut être très utile dans de nombreuses applications, comme [16] :

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

I.9. Les avantages et les inconvénients de la MSAP :

I.9.1. Avantages de la MSAP [17] :

- L'absence d'enroulement rotorique annule les pertes joules au niveau du rotor.
- Le couple volumique et la puissance massique important permettent une meilleure compacité.
- L'absence des collecteurs et des balais simplifie la construction et l'entretien.

- La densité de flux, relativement élevée dans l'entrefer, assure une très bonne performance dynamique.
- Possibilité de supporter des surcharges transitoires importantes et un bon comportement dynamique en accélération et en freinage.
- Très bon rendement et un facteur de puissance élevé (proche de l'unité).
- Grande fiabilité et fonctionnement à très haute vitesses.

I.9.2.Inconvénients [16] :

- Coût élevé (à cause du prix des aimants).
- Problème de tenue en température des aimants.
- Risque de démagnétisation irréversible des aimants par la réaction d'induit.
- Impossibilité de régler l'excitation.
- Pour atteindre des vitesses élevées, il est nécessaire d'augmenter le courant statorique afin de démagnétiser la machine.
- Ceci entraînera inévitablement une augmentation des pertes statoriques par effet Joule.
- La non-régulation de ce flux ne permet pas une souplesse de contrôle sur une très large plage de vitesse.
- Influence des vibrations et des chocs sur la structure de la machine.

I.10. Conclusion :

On a présenté dans ce chapitre, des généralités sur la machine synchrone, sa structure ses domaines d'application, le principe fonctionnement, ainsi que les avantages et les inconvénients de la MSAP .

Le chapitre suivant sera consacré à la modélisation et à la simulation de cette machine sous différents circonstances pour valider le modèle utilisé sur matlab/simulink.

Chapitre II
modélisation de la MSAP et
son alimentation

II.1.Introduction :

Grâce au développement de la technologie des composants de l'électronique de puissance et l'apparition des processeurs numériques, le moteur synchrone à aimants permanents, est de plus en plus utilisé dans le domaine de vitesse variable et les entraînements électriques [19].

Alors, l'objectif de ce chapitre est de présenter, une modélisation de la machine synchrone sous forme de modèles d'état dans le référentiel biphasé (d,q) dit de Park. Ce référentiel est défini à partir du référentiel triphasé naturel de la machine synchrone à travers la matrice de Park [20].

II.2.Hypothèses simplificatrices :

Elle s'appuie sur un certain nombre d'hypothèses [21] :

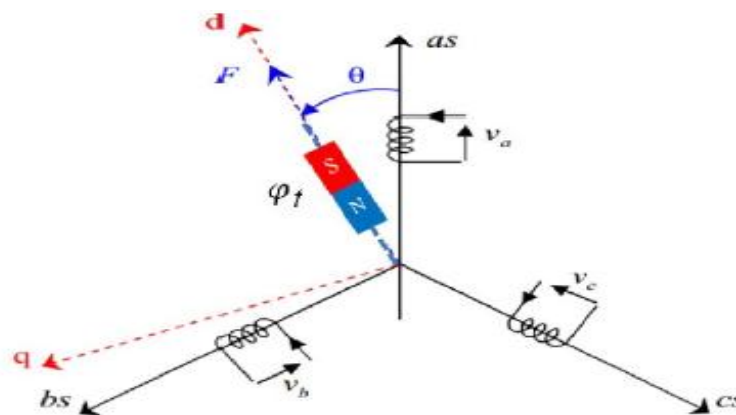
- Entrefer constant.
- Le courant homopolaire ne peut circuler (pas de neutre utilisé).
- Parfaite symétrie de construction.
- Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constant.
- Pertes ferromagnétiques négligées.

II.3.mise en équation du modèle de la machine:

Le comportement de la machine est entièrement défini par trois types d'équations à savoir [20] :

- les équations électriques
- les équations magnétiques
- les équations mécaniques

Le modèle peut être représenté dans les axes (abc) et (dq) sur le schéma de la figure (II.1).



Figure(II.1): Schéma de la MSAP dans le référentiel (abc) et (dq).[20]

II.3.1.Équations électriques:

Dans une MSAP, seules les équations aux tensions et aux flux du stator des trois phases qui existent, elles sont données par :

$$[V_{abc}] = R[i_{abc}] + \frac{d}{dt}[\phi_{abc}] \quad (\text{II.1})$$

Où :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.2})$$

II.3.2. Equations magnétiques :

Puisque la machine est non saturée et équilibrée les flux sont liés aux courants par [22] :

$$\begin{cases} \phi_a = L_a \times i_a + M_{ab} \times i_b + M_{ac} \times i_c + M_{af} \times i_f \\ \phi_b = L_b \times i_b + M_{ba} \times i_a + M_{bc} \times i_b + M_{bf} \times i_f \\ \phi_c = L_c \times i_c + M_{ca} \times i_a + M_{cb} \times i_c + M_{cf} \times i_f \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

Pour un réseau symétrique : $L_a = L_b = L_c = L$

$$M_{af} = M_f \cos(\theta)$$

$$M_{bf} = M_f \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$M_{cf} = M_f \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)$$

Donc :

$$\begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + M_f i_f \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{II.4})$$

Tel que : M : Mutuelle inductance entre phases du stator.

L : Inductance propre d'une phase statorique.

$M_f i_f$: Flux constant dû aux aimants permanents (ϕ_f)

II.3.3. Equation mécanique :

L'expression de l'équation mécanique est :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega = C_e - C_r \tag{II.5}$$

C_e : Le couple électromagnétique.

C_r :le couple résistant ou de charge.

Ω : vitesse de rotation.

J : Moment d'inertie total de la machine.

f :Coefficient de frottement visqueux.

II.4. Transformation de Park :

La transformation de Park est constituée d'une transformation triphasée-biphasé suivie d'une rotation est définie par la matrice [P], Elle permet le passage du repère triphasé (abc) vers le repère biphasé (d q) [23].

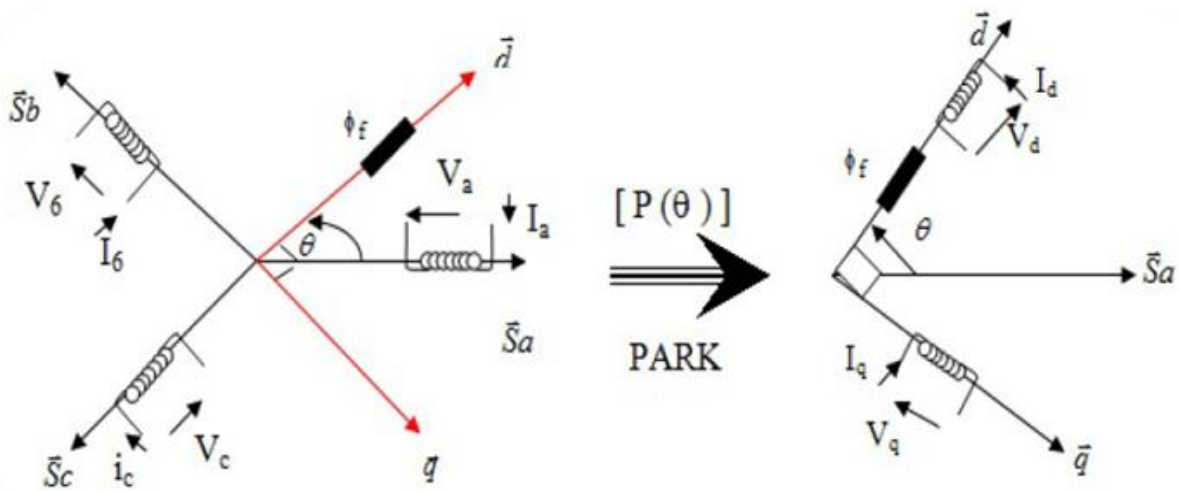


Figure (II.2):représentation angulaire des systèmes d'axes dans l'espace électrique.[23]

II.4.1. Passage direct (triphase au diphasé) :

L'équation qui traduit le passage du système triphasé au système biphasé (d,q) est donnée par:

$$[X_{dq0}] = [p(\theta)][X_{abc}] \tag{II.6}$$

Avec:

$[p(\theta)]$: La matrice de passage direct de Park,

X : Représente les variables considérées de la machine (tensions, courants ou flux),

X_0 : La composante homopolaire, additionnée pour rendre la transformation réversible, elle est nulle lorsque le système est équilibré.

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

II.4.2. Passage inverse (diphasé au triphasé) :

Le passage inverse peut être donné par :

$$[X_{dq0}] = [p(\theta)]^{-1} [X_{abc}] \quad (\text{II.8})$$

Et la matrice de passage inverse de Park $[p(\theta)]^{-1}$, est donnée par :

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

θ : L'angle entre le repère du système triphasé à transformer et le repère de Park.

II.5. Modélisation de la MSAP dans le plan de Park

En appliquant la transformation de PARK au système d'équations, on peut exprimer tous les vecteurs dans un repère lié au rotor [24],[25].

On peut exprimer La transformation de PARK comme suit :

$$[X_{dq0}] = P(\theta) \cdot [X_{abc}] \quad (\text{II.10})$$

II.5.1. Equations électriques :

$$\begin{cases} V_d = R_s i_d + \frac{d\phi_d}{dt} - p\omega\phi_q \\ V_q = R_s i_q + \frac{d\phi_q}{dt} + p\omega\phi_d \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

II.5.2. Equations magnétiques:

Les flux sont donnés par :

$$\begin{cases} \phi_d = L_d i_d + \phi_f \\ \phi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

Avec : $\phi_f = M_f i_f$

Après l'introduction de (I.14) dans (I.13), on aura le système des équations aux tensions :

$$\begin{cases} V_d = R_s i_d + L_d \frac{d}{dt} i_d - p \omega_r L_q i_q \\ V_q = R_s i_q + L_q \frac{d}{dt} i_q + p \omega_r (L_d i_d + \phi_f) \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

Après arrangement :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} i_d = -\frac{R_s}{L_d} i_d + p \omega_r \frac{L_q}{L_d} i_q + \frac{V_d}{L_d} \\ \frac{d}{dt} i_q = -\frac{R_s}{L_q} i_q - p \omega_r \frac{L_d}{L_q} i_d + \frac{V_q}{L_q} - \frac{1}{L_q} \phi_f p \omega_r \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

II.5.3. Equations électromagnétiques :

Le couple électromagnétique est exprimé par la dérivée partielle de l'énergie électromagnétique par rapport à l'angle géométrique de rotation du rotor comme suit [26] :

$$C_{em} = \frac{dw_e}{d\theta_{geo}} = p \frac{dw_e}{d\theta} \quad (\text{II.15})$$

Selon Park, l'expression de la puissance transmise est la suivant :

$$P(t) = \frac{3}{2} (V_d i_d + V_q i_q) \quad (\text{II.16})$$

$$P(t) = \frac{3}{2} \left[R_s (i_d^2 + i_q^2) + \left(\frac{d\phi_d}{dt} i_d + \frac{d\phi_q}{dt} i_q \right) + \frac{d\theta}{dt} (\phi_d i_q - \phi_q i_d) \right] \quad (\text{II.17})$$

- $\frac{3}{2} R_s (i_d^2 + i_q^2)$: représente la puissance dissipée en pertes Joules dans les enroulements du stator.
- $(\frac{d\phi_d}{dt} i_d + \frac{d\phi_q}{dt} i_q)$: représente la variation de l'énergie magnétique emmagasinée dans les enroulements du stator.
- $(\phi_d i_q - \phi_q i_d)$: représente la puissance électromagnétique.

Sachant que :

$$P_e = C_{em} \omega_r \quad (\text{II.18})$$

Il vient :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p (\phi_d i_q - \phi_q i_d) \quad (\text{II.19})$$

L'expression du couple électromagnétique en fonction des courants est comme suit :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p [(L_d - L_q) i_d i_q + i_q \phi_f] \quad (\text{II.20})$$

Si le rotor est lisse ($L_d=L_q$), cette équation se simplifie en:

$$C_e = \frac{3}{2} p i_q \phi_f \quad (\text{II.21})$$

II.5.4. Equations du mouvement :

L'expression de l'équation mécanique est :

$$\begin{cases} J \cdot \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega = C_e - C_r \\ C_e = \frac{3}{2} p ((L_d - L_q) I_d I_q + \phi_f I_q) \\ \Omega = \frac{\omega_r}{p} \end{cases} \quad (\text{II.22})$$

p : nombre de pairs de pôles.

ω_r : vitesse électrique de la machine.

II.5.5. Mise sous forme matricielle :

Finalement, Le modèle de notre système peut être écrit sous forme :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \omega_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} i_d + p \frac{L_q}{L_d} i_q \omega_r \\ -\frac{R_s}{L_q} i_q + p \frac{L_d}{L_q} i_d \omega_r - p \frac{\phi_f}{L_q} \omega_r \\ \frac{3}{2} \frac{p}{J} (\phi_f i_q - (L_q - L_d) i_d i_q) - \frac{f}{J} \omega_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_d}{L_d} \\ \frac{V_q}{L_d} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (II.23)$$

En combinant les expressions (II-15) et (II-20) et (II-22), nous obtenons le schéma bloc de la figure (II.3).

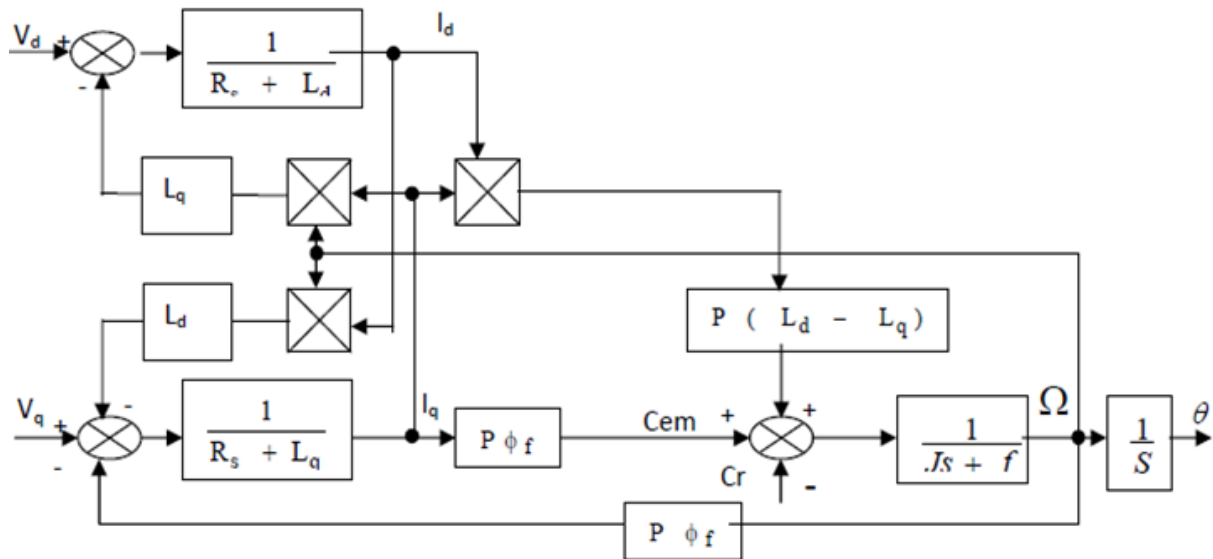


Figure (II.3): Schéma du modèle de la MSAP dans le repère de Park.[26]

II.6. Modélisation de l'association convertisseur–MSAP :

II.6.1 Définition de l'onduleur :

Les onduleurs de tension alimentent les machines à courant alternatif à partir d'une source de tension continue. Ils permettent d'imposer aux bornes de la machine des tensions d'amplitude et de fréquence réglable par la commande. Notre machine est alimentée par un onduleur de tension à trois bras comprenant chacun deux cellules de commutation. Chaque cellule est composée d'un interrupteur, commandé à l'amorçage et au blocage et d'une diode antiparallèle [27].

II.7. Commande par modulation sinus-triangle :

La M.L.I sinus-triangle est réalisée par comparaison d'une onde modulante basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante [28].

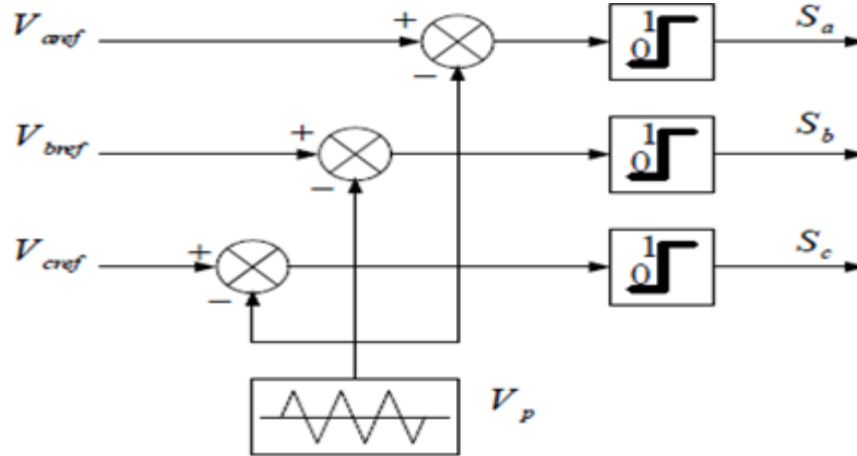


Figure (II.4) : Schéma de principe de MLI sinus_triangle.[28]

Les tensions de références sinusoidales sont exprimées par :

$$\begin{cases} V_{aref} = V_m \sin(\omega t) \\ V_{bref} = V_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{cref} = V_m \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{II.24})$$

L'équation de la porteuse triangulaire est exprimée par :

$$\begin{cases} V_{pm} (4(\frac{t}{T_p}) - 1) \text{si} & 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ V_{pm} (-4(\frac{t}{T_p}) + 3) \text{si} & \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases}$$

(II.25)

Cette technique est caractérisée par les deux paramètres suivants :

L'indice de modulation m égal au rapport de la fréquence de modulation f_p sur la fréquence de référence f , ($m = f_p / f$)

Le coefficient de réglage en tension r égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence V_m à la valeur crête de l'onde de modulation V_{pm} , ($r = V_m / V_{pm}$).

Si la charge connectée à l'onduleur est équilibrée ($V_{s1}+V_{s2}+V_{s3}=0$); les tensions de sorties phases neutres s'expriment comme, suit [28]:

$$\begin{bmatrix} V_{s1} \\ V_{s2} \\ V_{s3} \end{bmatrix} = \frac{U_c}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \end{bmatrix}$$

(II.26)

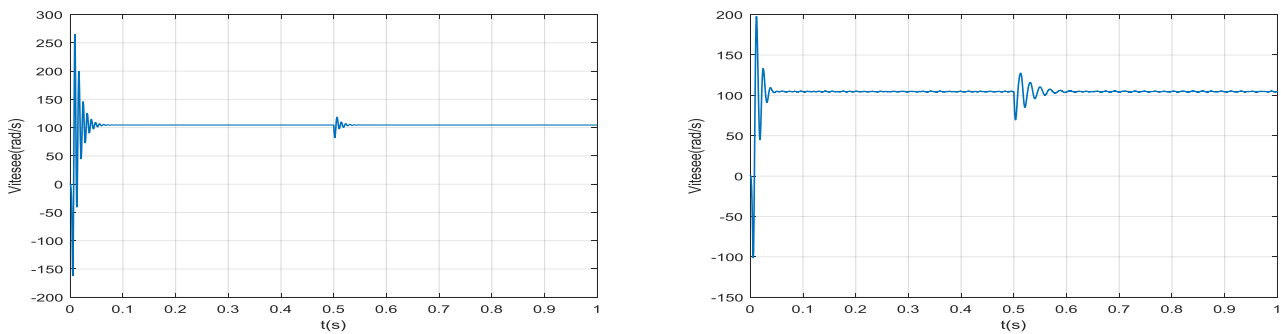
II.8. Résultats de Simulation :

Le modèle de la MSAP est simulé sous simulink, sous l'environnement MATLAB. Les schémas bloc de simulation sont donnés en annexe.

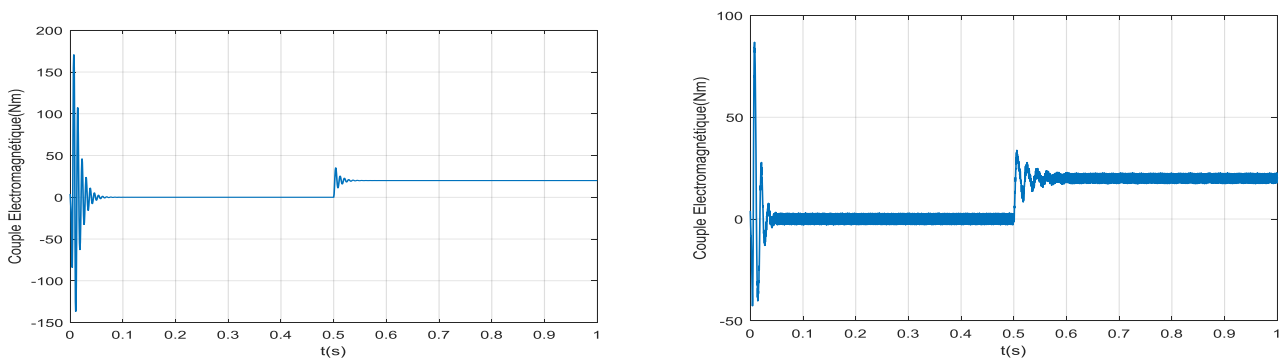
La première simulation est effectuée pour une MSAP alimentée directement par un réseau triphasé, alimentation directe.

La deuxième simulation est réalisée pour une MSAP alimentée par un onduleur à MLI.

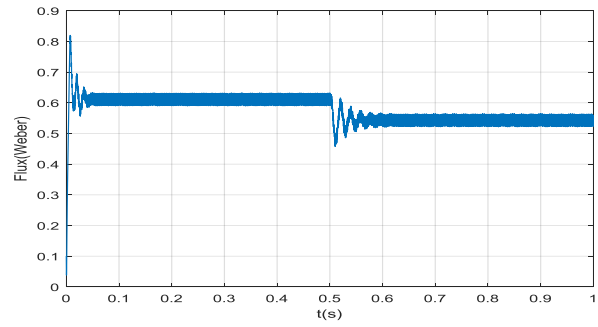
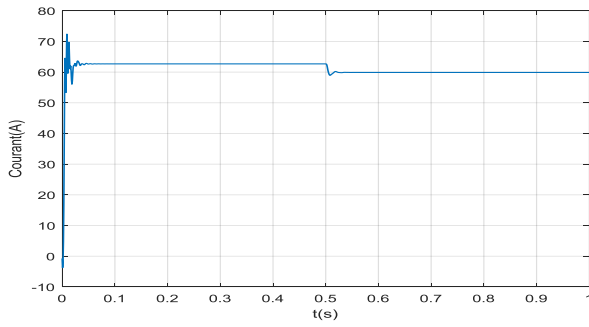
Les résultats de simulations sont illustrés par les graphes de la figure (II.5) et (II.6).



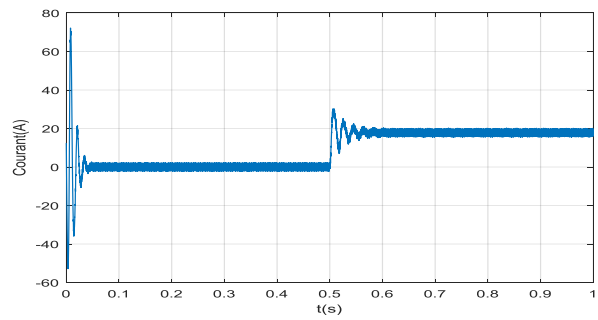
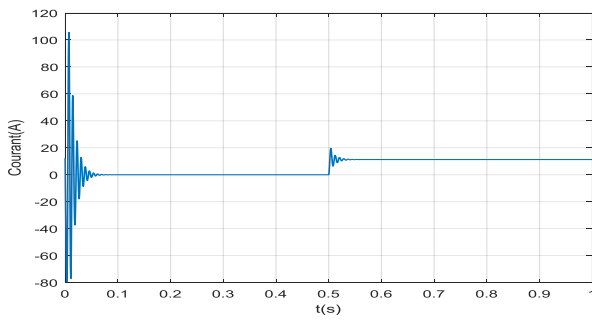
(a) La vitesse de rotation.



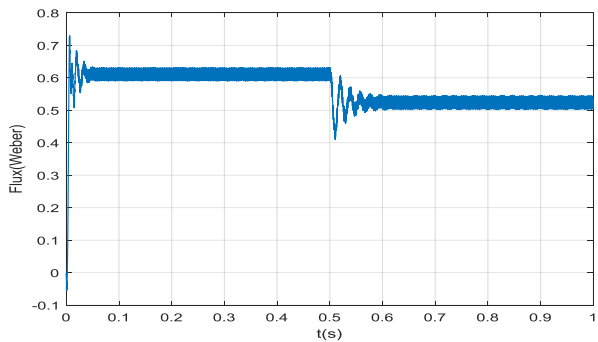
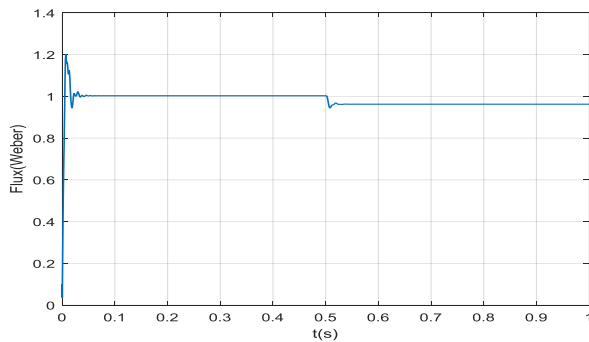
(b) Le Couple électromagnétique.



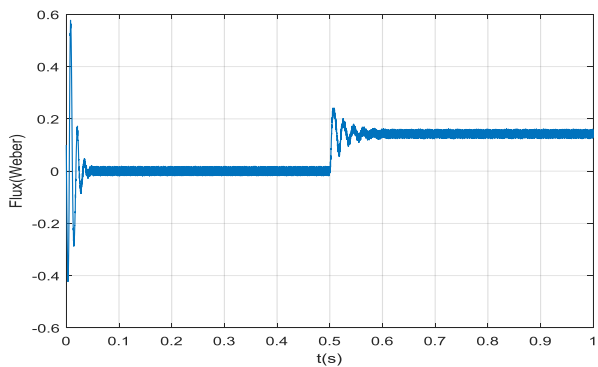
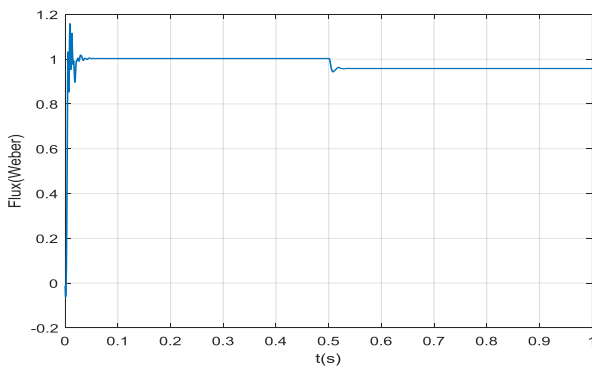
(c) Le Courant Id.



(d) Le Courant Iq.



(e) le flux sur l'axe d.



(f) le flux sur l'axe q.

Figure (II.5): allure des courbes de la MSAP sans onduleur à gauche et avec onduleur à droite.

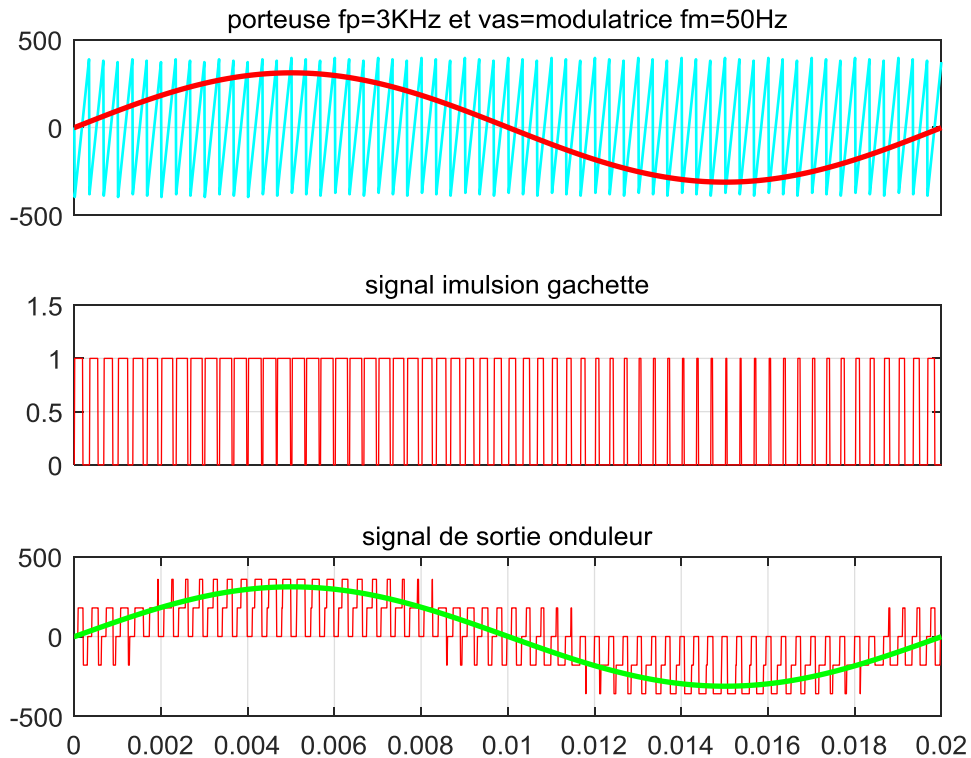


Figure (II.6) : Génération d'une MLI pour un signal de la porteuse de 3 kHz.

II.9. Interprétation des Résultats de Simulation :

Les courbes de simulation, dans les deux cas, présentent un démarrage à vide suivi d'une application d'une charge résistive $C_r=20\text{Nm}$ à l'instant $t=0.5\text{s}$. L'allure du couple illustre cette variation, également les autres allures des courants directs et en quadrature ainsi que les deux composantes des flux. La vitesse, après des oscillations se stabilise à 104.6 rd/s qui est la vitesse nominale pour notre machine ou ($p=3$). Lors de la charge elle est un peu perturbée puis revient à sa valeur initiale, propriétés du synchronisme de la machine.

Le couple, le courant en quadrature ainsi que le flux ont la même image parce qu'ils sont liés linéairement par des constantes.

Enfin, la représentation du signal, de la MLI pour une fréquence de 3kHz , est illustrée où le signal de la référence, de la porteuse, le signal des impulsions et finalement la tension de sortie de l'onduleur pour une phase.

II.10. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents dans le référentiel de Park lié au rotor. Cette modélisation rend la MSAP plus simple à étudier. Deux simulations sont présentées pour ce modèle avec onduleur et sans onduleur. On a également présenté la modélisation de l'onduleur de tension et de sa commande à MLI sinus triangle.

Cette modélisation sera la base de la commande la machine en PI dans le chapitre suivant.

Chapitre III

Commande vectorielle de la MSAP

III.1.Introduction :

La commande des machines à courant alternatif est difficile du fait qu'il existe un couplage complexe entre le flux et le couple. Cette difficulté a encouragé le développement de plusieurs techniques de commande afin que ces machines se comportent comme des machines à courant continu, caractérisées par un découplage naturel du flux et du couple. Parmi ces techniques de commande les répandues, la commande vectorielle.

La commande vectorielle basée sur une régulation classique (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) [29].

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 proposée.

III.2.commande de vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents:

L'objectif de la commande vectorielle du MSAP est de créer un modèle équivalent d'une machine DC d'excitation séparée, un modèle linéaire et découplé qui permet d'améliorer son comportement dynamique .

Le principe de "découplage" permet de concevoir la machine synchrone comme une machine à courant continu se bénéficiant de la technologie de commande moderne. Cela consiste à contrôler le flux et le couple indépendamment. Un courant $I_d=0$ est imposé sur la boucle du flux pour contrôler ce dernier. Le couple est contrôlé par la boucle du courant en quadrature I_q . Le schéma de la figure (III.1) illustre le principe de la commande vectorielle de la MSAP par orientation du flux. [30]

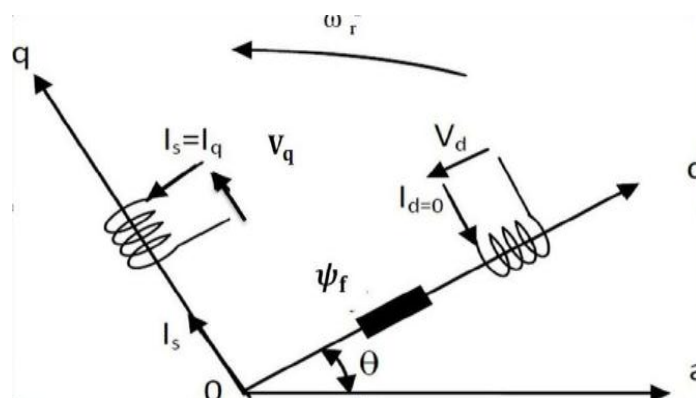


Figure (III.1): Principe de la commande vectorielle.[30]

Le courant i_d doit être nul, lorsque le système travaille à couple constant .

$$i_d = i_d = 0 \Rightarrow i_q = i_s$$

donc : $\phi_d = \phi_f$

Et la forme du couple électromagnétique sera.

$$C_{em} = \frac{3}{2} p I_q \phi_f \tag{III.1}$$

Comme le flux constant, le couple est directement proportionnel à I_q , d'où la représentation suivante :

$$C_{em} = K_t \phi_f \tag{III.2}$$

Avec :

$$K_t = \frac{3}{2} p \phi_f \tag{III.3}$$

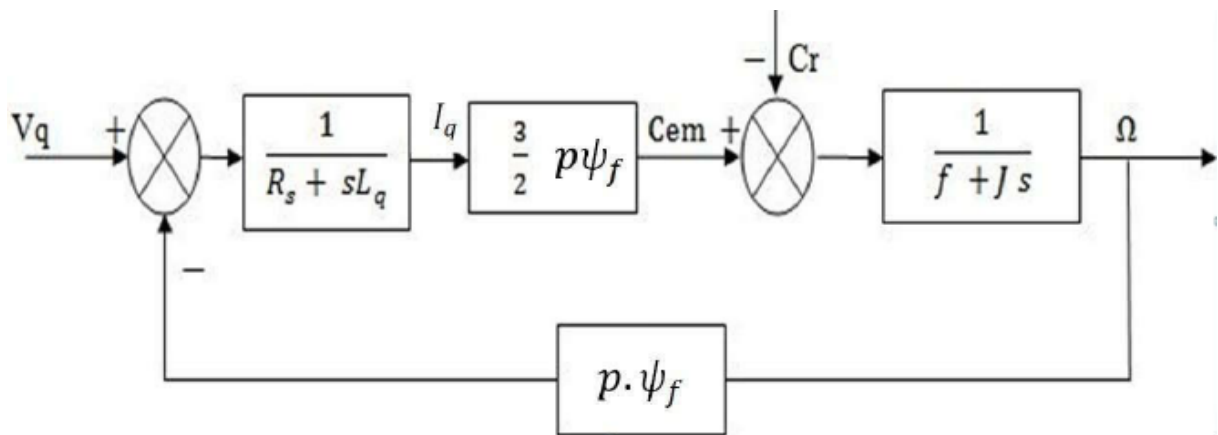


Figure (III.2):Modèle de MSAP commande à flux orienté à Id nul.[30]

III.2.1.Découplage :

Le modèle de la machine synchrone dans le référentiel de Park conduit à un système d'équations différentielles où les courants, i_d et i_q ne sont pas indépendants l'un de l'autre. Ils sont reliés par des termes non linéaires $L_q \omega i_q$ et $L_d \omega i_d$

$$\begin{cases} V_d = R_s i_d + L_d \frac{d}{dt} i_d - L_q i_q \omega \\ V_q = R_s i_q + L_q \frac{d}{dt} i_q + L_d i_d \omega + \phi_f \omega \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \frac{d}{dt} i_d = \frac{1}{L_d} (V_d - R_s i_d + L_q i_q \omega) \\ \frac{d}{dt} i_q = \frac{1}{L_q} (V_q - R_s i_q - L_d i_d \omega - \phi_f \omega) \end{cases} \quad (III.4)$$

Ce couplage est éliminé par une méthode de compensation [31]. Cette dernière méthode consiste à faire ajouter des termes afin de rendre les axes d et q complètement indépendants.

III.2.1.1 Découplage par compensation :

La compensation donc, a pour but de découpler les axes d et q . Ce découplage permet d'écrire les équations de la machine et de la partie régulation d'une manière simple et ainsi de calculer aisément les coefficients des régulateurs [32].

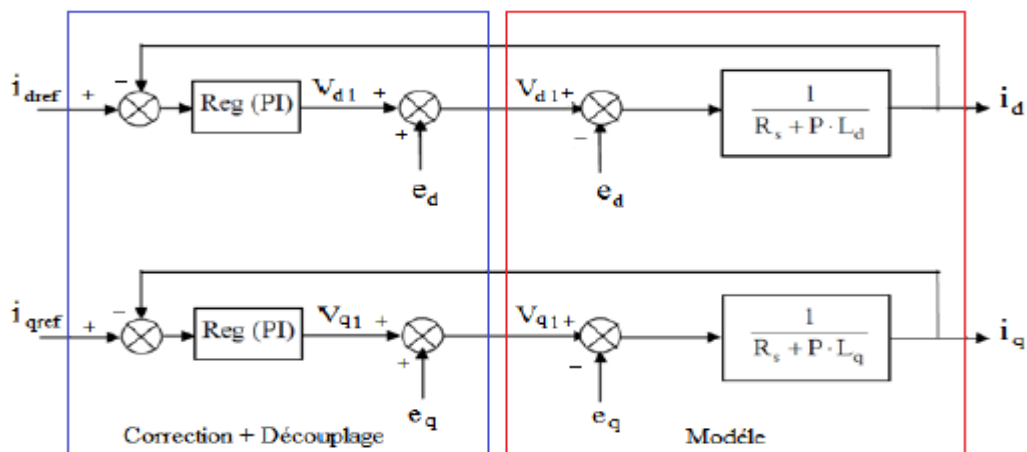


Figure (III.3): Découplage par compensation.[32]

Les actions sur les axes d et q sont donc découplés et représentées par la figure suivante :

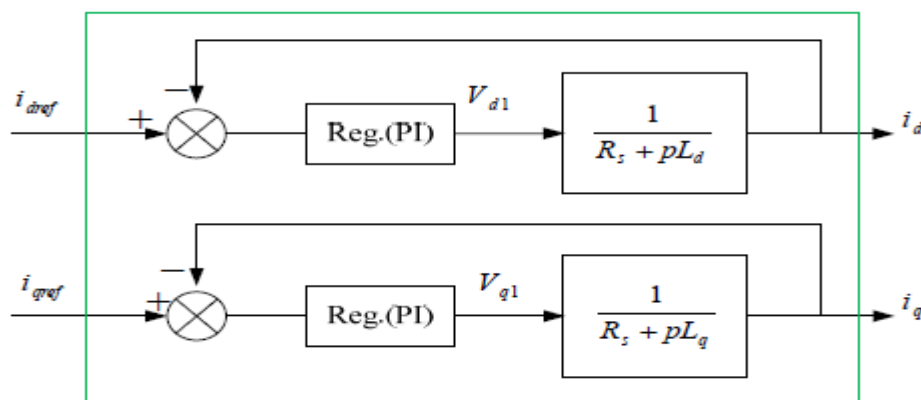


figure (III.4): Commande découplée.[32]

Le principe de ce découplage revient à définir deux nouvelles variables de commande ed, eq:

$$\begin{cases} V_d = V_{d1} - e_d \\ V_q = V_{q1} + e_q \end{cases} \quad (\text{III.5})$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{d1} = L_d \frac{di_d}{dt} + R_s i_d \\ V_{q1} = L_q \frac{di_q}{dt} + R_s i_q \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

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

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

Et :

$$\begin{cases} e_d = L_q \omega i_q \\ e_q = L_d \omega i_d + \phi_f \omega \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

$$\begin{cases} i_d = \frac{V_{d1}}{R_s + pL_d} \\ i_q = \frac{V_{q1}}{R_s + pL_q} \end{cases} \quad (\text{III.8})$$

p : Opérateur de Laplace.

III.3. Avantages et inconvénients de la commande vectorielle du MSAP[33] :

➤ Les avantages :

- 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

➤ Les inconvénients :

- Coûteuse (encodeur incrémental ou estimateur de vitesse, DSP ...). Le processeur doit être capable de calculer l'algorithme environ toutes les millisecondes.

- 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.
- La vitesse de rotation intervient explicitement dans l'algorithme de commande.
- Présence de transformations de coordonnées dépendant d'un angle θ estimé.

III.4. Commande vectorielle de la (MSAP) alimentée en tension :

La commande vectorielle porte en général sur des machines alimentées en tension et régulées en courant sur les axes d et q . Cette topologie permet une meilleure dynamique dans la commande du couple tout en évitant les inconvénients d'une alimentation en courant.

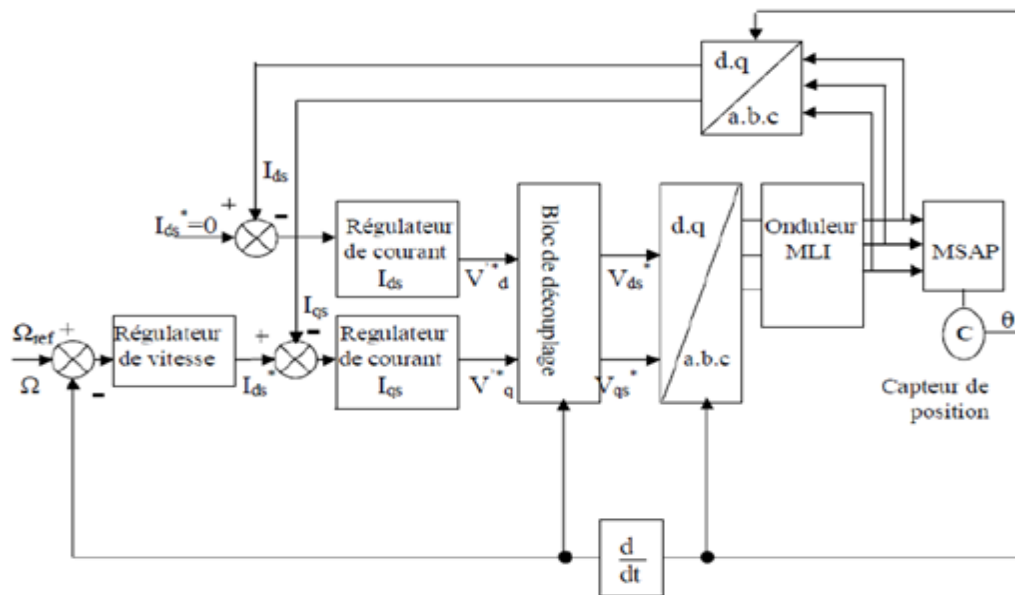


Figure (III.5): Schéma bloc d'une régulation de vitesse de la MSAP alimentée en tension et commandée par l'orientation du flux.[33]

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

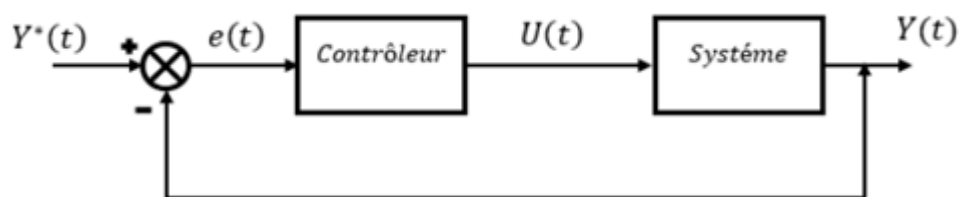
La vitesse est régulée à travers la boucle externe du bloc, la sortie de son régulateur est le couple électromagnétique de référence C_e .

Où le courant de référence I_{qs}^* est limité de manière à tenir compte des caractéristiques de l'onduleur et de la surcharge de la machine I_{qs}^* est comparé à la valeur I_{qs} issue de la mesure des courants réels. L'erreur sollicite l'entrée du régulateur de référence V_{qs}^* . En parallèle avec cette

boucle interne, on trouve une boucle de régulation de I_{ds} . Le courant I_{ds} de référence est maintenu à zéro. La sortie des régulateurs de I_{ds} et I_{qs} donnent des tensions de référence V'_{qs} et V'_{ds} et par la transformation de Park, on obtient les références de tensions V'_{as} , V'_{bs} , V'_{cs} qui sont les tensions de la commande de l'onduleur à commande MLI.[33]

III.5. La régulation :

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 [34].



Figure(III.6): Représentation de la commande par PI.[34]

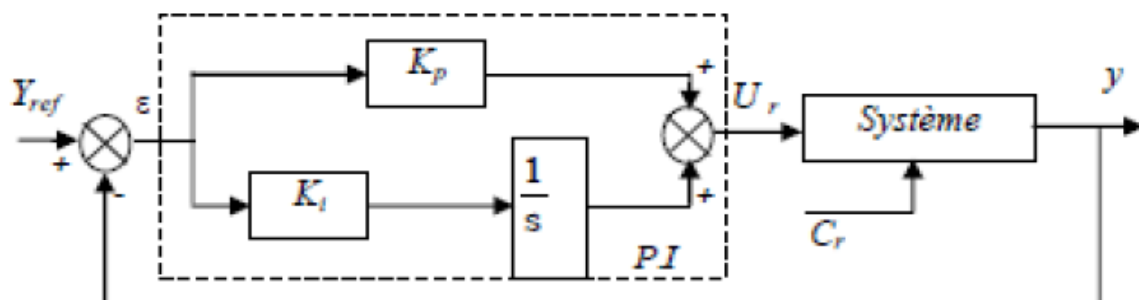


Figure (III.7):Régulateur PI.[34]

La loi de commande est :

$$U(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t) dt \quad (\text{III.9})$$

Action Proportionnelle (K_p) :

Si K_p est grand, la correction est rapide. Le risque de dépassement et d'oscillation dans la sortie s'accroît.

Si K_p est petit, la correction est lente, il y a moins de risque d'oscillations.

Action Intégrale (K_i) :

L'action intégrale régit lentement à la variation de l'erreur et assure un rattrapage progressif de la consigne.

Tant que l'erreur positive (ou négative) subsiste, l'action $U(t)$ augmente (ou diminue) jusqu'à ce que l'erreur s'annule.

III.6. Calcul des régulateurs :

Pour calculer les paramètres des régulateurs, on adopte des modèles linéaires continus. Les méthodes classiques de l'automatique sont utilisables. Ces méthodes ont l'avantage d'être simples et faciles à mettre en oeuvre.

Nous nous contentons de régulateurs classiques de type PI dans une structure par boucle imbriquée. Dans ce cas, nous pouvons distinguer deux modes :

- Le mode électrique (mode rapide : boucle interne).
- Le mode mécanique (mode lent : boucle externe).

Les régulateurs standards de type *PI* ou *PID* sont les plus utilisés dans le domaine des réglages industriels [35].

III.6.1 Régulateur des Courants :

Le schéma du contrôle des courants de la commande vectorielle se réduit à deux boucles

distinctes comme l'indique la figure suivante : [35]

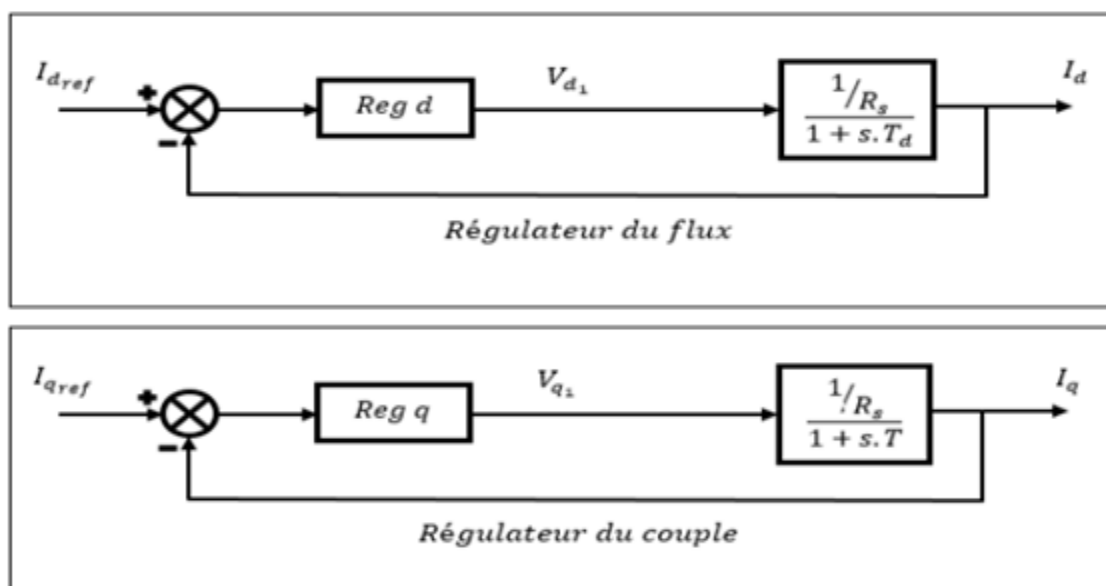


Figure (III.8): commande des courants en deux boucles indépendantes. [35]

on peut écrire les relations suivantes:

$$F_d(s) = \frac{1}{R_s} \frac{1}{1 + T_d \cdot s} = \frac{i_d}{V_{q1}} \quad (\text{III.10})$$

$$F_q(s) = \frac{1}{\frac{R_s}{1+T_q \cdot s}} = \frac{i_q}{V_{q1}} \quad (\text{III.11})$$

Avec :

$$T_d = \frac{L_d}{R_s} \quad \text{et} \quad T_q = \frac{L_q}{R_s}$$

T_d : est la constante de temps électrique relative à l'axe d .

T_q : est la constante de temps électrique relative à l'axe q .

Les régulateurs ($\text{Re } g_d$) et ($\text{Re } g_q$) ont choisis comme étant des régulateurs proportionnels et intégraux, avec des fonctions de transfert de la forme suivante :

$$\text{Re } g_d(s) = \frac{K_{id}}{s} \left(1 + \frac{K_{pd}}{K_{id}} s\right) \quad (\text{III.12})$$

$$\text{Re } g_q(s) = \frac{K_{iq}}{s} \left(1 + \frac{K_{pq}}{K_{iq}} s\right) \quad (\text{III.13})$$

K_{pd}, K_{pq} : est le gain de l'action proportionnelle du correcteur de courant i .

K_{id}, K_{iq} : est le gain de l'action intégrale.

T_i, T_{iq} : est la constante du temps d'intégration.

Les fonctions de transfert en boucle ouverte sont donnée par :

$$FTBO_d = \frac{K_{id}}{s} \left(1 + \frac{K_{pd}}{K_{id}} s\right) \frac{1}{1+T_d \cdot s} \quad (\text{III.14})$$

$$FTBO_q = \frac{K_{iq}}{s} \left(1 + \frac{K_{pq}}{K_{iq}} s\right) \frac{1}{1+T_q \cdot s} \quad (\text{III.15})$$

La démarche à suivre consiste à procéder à la compensation de la constante de temps du système, en posant :

$$\frac{K_{pd}}{K_{id}} = T_d \quad (\text{III.16})$$

$$\frac{K_{pq}}{K_{iq}} = T_q \quad (\text{III.17})$$

Ce qui ramène les fonctions de transfert des courants en boucle fermée aux expressions suivantes :

$$FTBF_d = \frac{1}{1 + \tau_d \cdot s} = \frac{i_d}{i_{d.ref}} \quad (\text{III.18})$$

$$FTBF_q = \frac{1}{1 + \tau_q \cdot s} = \frac{i_q}{i_{q.ref}} \quad (\text{III.19})$$

Avec :

$$\tau_d = \frac{R_s}{K_{id}}$$

Et :

$$\tau_q = \frac{R_s}{K_{iq}}$$

τ : le constant du temps en boucle fermée.

Les boucles de courants correspondent donc à un premier ordre, il suffit de fixer la dynamique du système à travers un choix approprié de τ_q et τ_d . Celles-ci sont choisies de manière à ce que la constante de temps du système en boucle fermée réglé soit inférieure à la constante de temps en boucle ouverte.

On impose le temps de réponse: $T_r = 3\tau$.

➤ pour le courant id :

$$K_{id} = \frac{3 \cdot R_s}{T_r} \quad (\text{III.20})$$

$$\frac{L_d}{R_s} = \frac{K_{pd}}{K_{id}} \quad (\text{III.21})$$

$$K_{pd} = \frac{L_d K_{id}}{R_s} = \frac{3.L_d}{T_r} \quad (\text{III.22})$$

➤ pour le courant i_q :

$$K_{iq} = \frac{3.R_s}{T_r} \quad (\text{III.23})$$

$$K_{pq} = \frac{L_q K_{iq}}{R_s} = \frac{3.L_q}{T_r}$$

(III.24)

II.6.2. Calcul du Régulateur de vitesse :

Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence, afin de maintenir la vitesse correspondante. La dynamique de la vitesse est donnée par l'équation mécanique suivante[35]:

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f_r \Omega = C_e - C_r \Rightarrow \Omega = \frac{C_e - C_r}{Js + f_r} \quad (\text{III.25})$$

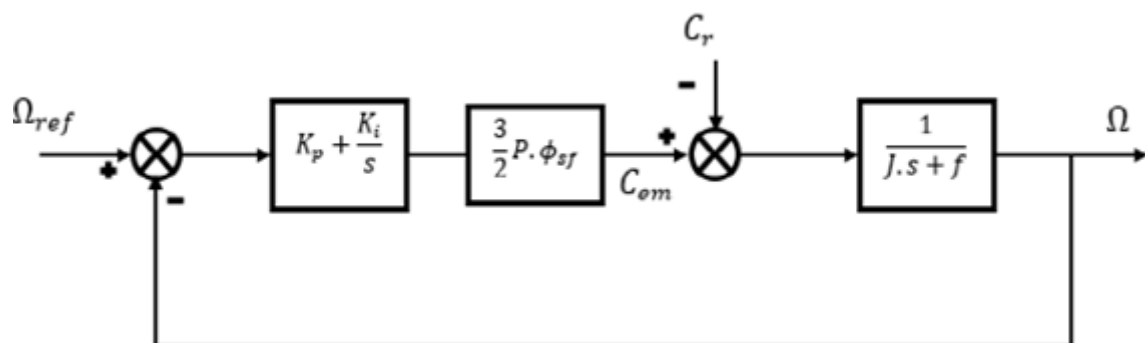


Figure (III.9): Boucle de régulation de vitesse.[35]

Le schéma de la Figure (III.9) peut être simplifié par la Figure (III.10):

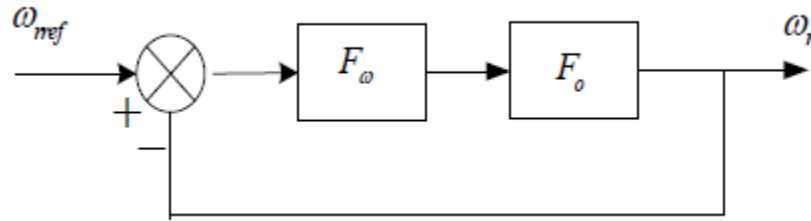


Figure (III.10):Boucle de régulation de vitesse.[35]

La fonction de transfert du régulateur de vitesse est donnée par :

$$K_{p\Omega} + \frac{K_{i\Omega}}{s} = \frac{K_{p\Omega}}{s} \left(s + \frac{K_{i\Omega}}{K_{p\Omega}} \right) \quad (\text{III.26})$$

La fonction de transfert de la vitesse en boucle ouverte est donnée par ($Cr=0$) :

$$FTBO_{\Omega} = \frac{K_{p\Omega}}{s} \left(s + \frac{K_{i\Omega}}{K_{p\Omega}} \right) \frac{3p\phi_f}{2} \frac{1}{Js + f_r} \quad (\text{III.27})$$

En adoptant la méthode de placement de pôle et la fonction de transfert de la vitesse en boucle fermée est donnée par:

$$FTBF_{\Omega} = \frac{3p\phi_f \cdot K_{p\Omega} \left(s + \frac{K_{i\Omega}}{K_{p\Omega}} \right)}{2J \cdot s^2 + (2f_r + 3p\phi_f \cdot K_{p\Omega})s + 3p\phi_f \cdot K_{i\Omega}} \quad (\text{III.28})$$

Après le calcul on trouve :

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

$$FTBF_{\Omega} = \frac{1}{\omega_0^2} s^2 + \left(\frac{2\xi}{\omega_0} \right) s + 1 \quad (\text{III.29})$$

Avec:

ω_0 : Pulsation propre du système,

ξ : Coefficient d'amortissement.

Et ξ représente le coefficient d'amortissement et ω_0 représente la pulsation naturelle. Par identification des équations suivant :

$$\frac{2J}{3p\phi_f \cdot K_{i\Omega}} = \frac{1}{\omega^2} \quad (\text{III.30})$$

$$\frac{2f_r + 3p\phi_f \cdot K_{i\Omega}}{3p\phi_f \cdot K_{p\Omega}} = \frac{2\xi}{\omega_0} \quad (\text{III.31})$$

On déduit K_i et K_p :

$$K_i = \frac{2 \cdot J \cdot \omega_0^2}{3p\phi_f} \quad (\text{III.32})$$

$$K_{p\Omega} = \frac{4 \cdot \xi \cdot J \cdot \omega_0 - 2 \cdot f_r}{3p\phi_f} \quad (\text{III.33})$$

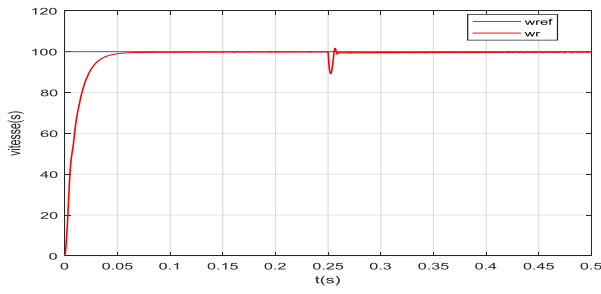
III.7. Résultats de Simulation :

III.7.1. Simulations de la commande vectorielle de la MSAP et Interprétations des résultats :

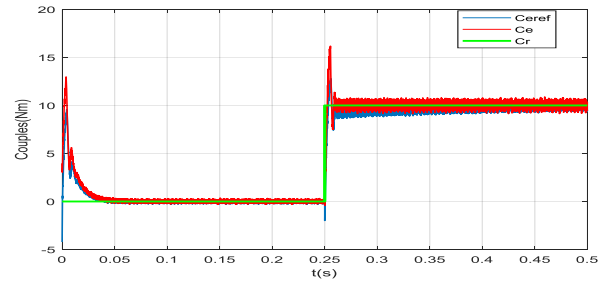
La machine est commandée vectoriellement, alimentée en tension, à travers un onduleur et la régulation est assurée par les correcteurs PI. Trois régulateurs sont utilisés : le régulateur de la vitesse, le courant i_d (le flux) et le courant i_q (le couple), le schéma de simulation implémenté sur Matlab/Simulink est reporté en annexe figure (A.10).

Les schémas de simulation sont présentés ci-dessous. La première simulation est consacrée à un essai naturel de la machine, présenté par la figure (III.11). Où, un démarrage à vide, avec une consigne de 100rd/s, suivi d'une application d'une charge de $C_r=10\text{Nm}$ à $t=0.25\text{s}$, dans le but voir le comportement de la machine et ses performances lors de ce réglage.

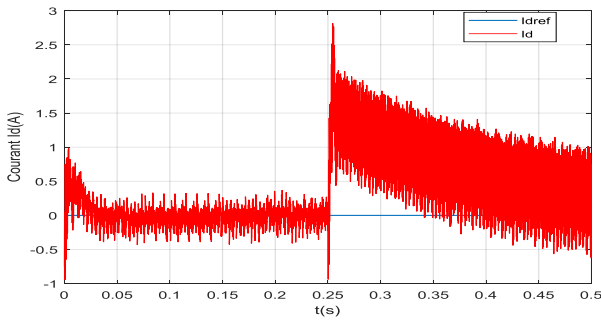
Un deuxième essai de robustesse est présenté. Afin de voir toujours les performances de la commande machine dans la plage des grandes vitesses, inversions de vitesse et les basses vitesses. Les résultats de cette simulation sont illustrés par la figure (III.12).



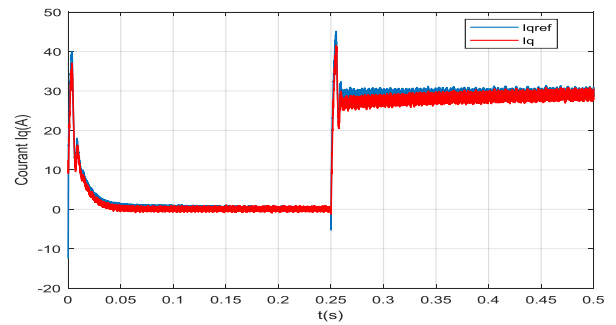
(a) vitesse



(b) couple

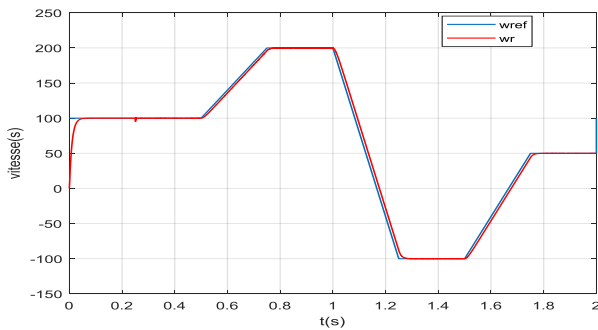


(c) courant Id

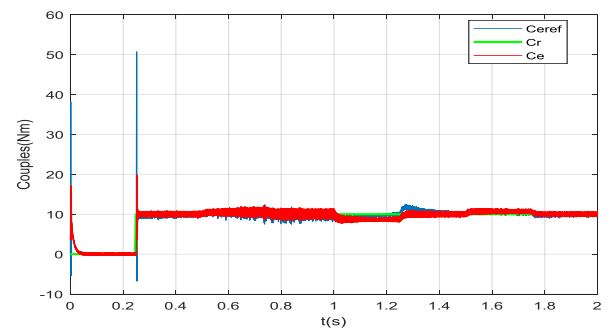


(d) courant Iq

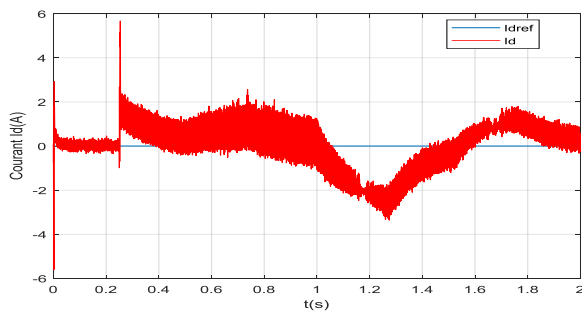
Figure (III.11): schéma de simulation lors d'un test normal.



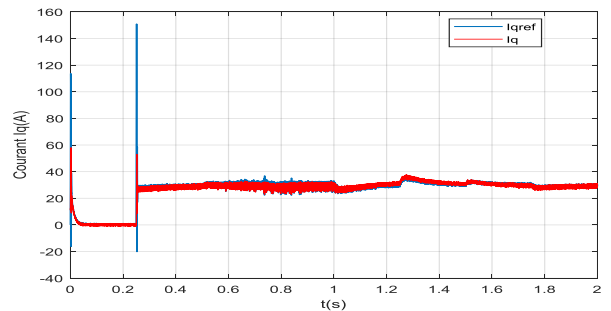
(a) vitesse



(b) couple



(c) courant Id



(d) courant Iq

Figure (III.12): schéma de simulation lors d'un test de robustesse.

III.7.2. Interprétations des résultats :

- pour le test normal :

L'allure de la vitesse montre l'inversion de la vitesse de rotation du MSAP de la valeur (100rad/s). lorsqu'on charge à ($t=0.25s$), on constate également que la vitesse suit sa consigne.

Le courant i_q est l'image du couple, ainsi le courant $i_d=0$. Avec une petite perturbation.

Les résultats de simulation montrent que le découplage est maintenu quelque soit la variation de la référence (partie poursuite), ou de la charge (partie régulation) dans le régime permanent.

Nous déduisons, que la régulation *PI* utilisé est bien paramétrée du fait qu'il donne de bonnes Performances de poursuite et de rejet rapide de la perturbation de charge.

- pour le test de robustesse :

On remarque seulement une légère perturbation sur l'allure du courant de phase et du couple électromagnétique. Par contre une augmentation de l'inertie augmente les temps de réponse et l'apparition de petit dépassement. Donc on peut conclure que la MSAP est robuste vue les variations des paramètres.

III.8. Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons établi la technique de la commande vectorielle appliquée à la MSAP, cette stratégie permet le découplage entre le couple électromagnétique et le flux de la machine ce qui rend la machine synchrone à aimants permanents similaire à la machine à courant continu. Le réglage de la vitesse avec un régulateur classique permet d'obtenir des performances dynamiques et statiques satisfaisantes.

Puisque les correcteurs classiques sont dimensionnés à partir des paramètres de la machine, alors il est préférable de voir d'autres techniques de réglage robuste. La commande par mode glissant, qui est le sujet du chapitre suivant

Chapitre IV

commande de mode

glissant du MSAP

IV.1. Introduction :

Dans la conception des systèmes asservis, la recherche tend toujours à améliorer les performances dynamiques des systèmes telles que : rapidité, précision et stabilité [36].

La commande par mode de glissement (CMG) est un cas particulier de la commande à structure variable. Elle consiste à amener la trajectoire d'état d'un système vers une surface de glissement (surface de commutation) et de la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation appropriée autour de celle-ci jusqu'au point d'équilibre, d'où le phénomène de glissement [37].

Dans ce chapitre, on présente brièvement le principe de la commande par mode glissant et son application sur la commande d'une MSAP. Le régulateur de vitesse fait l'objet de cette application. Finalement, une simulation au système proposé est effectuée avec présentation et interprétation des résultats obtenus.

IV.2.L'objectif de la commande par mode glissant :

L'objectif de la commande par mode glissant se résume en deux points essentiels [38].

- Synthétiser une surface (S) telle que toutes les trajectoires du système obéissent à un comportement désiré de poursuite, régulation et stabilité.
- Déterminer une loi de commande (commutation), qui est capable d'attirer toutes les trajectoires d'état vers la surface de glissement et les maintenir sur cette surface.

IV.3. Systèmes à structure variables en mode glissant :

Un système à structure variable (SSV) est un système dont la structure change pendant son fonctionnement, il est caractérisé par le choix d'une structure et d'une logique de commutation. Ce choix permet au système de commuter d'une structure à l'autre à tout instant. Dans les systèmes à structures variables avec mode de glissement, la trajectoire d'état est amenés vers une surface (Hyperplan), puis à l'aide de la loi de commutation, elle est obligée de rester au voisinage de cette surface. Cette dernière est dite surface de glissement et le mouvement le long de laquelle se produit, est dit mouvement de glissement [39]. Trois parties essentielles peuvent décrire l'état du système, à savoir [40-42]:

IV.3.1.Mode de convergence (MC) : C'est le mouvement de la variable, de l'état initial, vers la surface de commutation ($S(x)=0$).

IV.3.2.Mode de glissement (MG) : C'est le mode durant lequel la variable d'état a atteint la surface de glissement ($S(x)=0$) et tend vers l'origine du plan de phase.

IV.3.3. Mode du régime permanent (MRP) : Il est souvent ajouté pour l'étude de la réponse du système autour de son point d'équilibre (origine du plan de phase), il est caractérisé par la qualité et les performances de la commande.

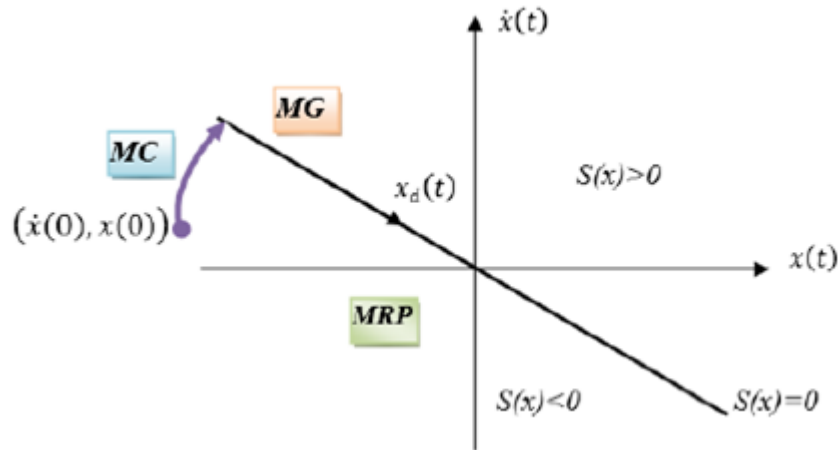


Figure (IV.1) : Les modes de trajectoire dans le plan de phase.[40-42]

IV.4. Principe et conception de la commande par mode de glissement :

La commande par mode glissant est une classe de la commande à structure variable, elle est efficace et robuste pour les systèmes linéaires et non linéaires. La tâche principale de la commande par mode glissant, est de fournir une surface de commutation, selon des lois d'existence, de convergence et de stabilité. La surface de commutation peut être atteinte par la trajectoire d'état grâce aux changements appropriés de la structure du système commandé [43].

La conception des régulateurs par les modes glissants prend en charge les problèmes de stabilité et les performances désirées d'une façon systématique (régulation, poursuite de trajectoires et poursuite de modèles). [44]. [36]

Pour la résolution d'un problème par mode glissant trois étapes principales sont à définir :

- Choix des surfaces.
- L'établissement des conditions d'existence et de convergence (fonction candidate).
- Détermination des lois de commande.

IV.4.1. Choix des surfaces de glissement :

Le choix de la surface se fait selon la nature de l'application et l'objectif à atteindre. En général, pour un système d'état décrit par l'équation d'état suivante [45] :

$$\begin{cases} \dot{\chi}(t) = f(\chi, t) + g(\chi, t)U(t) \\ Y(t) = C\chi \end{cases} \quad (IV.1)$$

Avec :

$\chi \in R^n$: Vecteur d'état.

$U \in R^m$: Vecteur d'entrée.

$Y \in R^m$: Vecteur de sortie.

$f(\chi, t)$: Fonction vectorielle

$g(\chi, t)$: Matrice de commande (n x m).

$f(\chi, t)$ et $g(\chi, t)$ des fonctions non linéaires.

On a un nombre de " m " surfaces de glissement pour un vecteur U de dimension "m". En ce qui concerne la forme de la surface, deux possibilités se présentent, soit dans l'espace d'état ou dans le plan de phase [46].

Dans le plan de phase, la fonction de commutation est une fonction scalaire, telle que la variable à régler glisse sur cette surface pour atteindre l'origine du plan de phase [46]. Ainsi, la surface $S(x)$ représente le comportement dynamique désiré du système.

J. J. Slotine propose une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable à sa valeur de consigne [47]. L'équation est donnée par:

$$s(t) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda x \right)^{r-1} e(x) \quad (IV.2)$$

Où:

$e(x)$: L'écart de la variable à réguler $e(x) = \chi_{ref} - \chi$

λ : Une constante positive qui interprète la bande passante du contrôle désiré.

r : Degré relatif, représentant le nombre de fois qu'il faut dériver la surface pour faire apparaître la commande.

Pour :

$$r=1, \quad s(t) = e(x)$$

$$r=2, \quad s(t) = \lambda x e(x) + \dot{e}(x)$$

$$r=3, \quad s(t) = \lambda^2 e(x) + 2\lambda x \dot{e}(x) + \ddot{e}(x)$$

$S(x) = 0$ est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est $e(x) = 0$.

En d'autre terme, la difficulté revient à un problème de poursuite de trajectoire dont l'objectif est de garder $S(x)$ égale à zéro. Ceci est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart de la variable à régler en respectant la condition de convergence. La linéarisation exacte de l'écart a pour but de forcer la dynamique de l'écart entre sa référence et la sortie à être une dynamique d'un système linéaire autonome d'ordre ' r ' comme le montre la Figure(3.4) [45] .

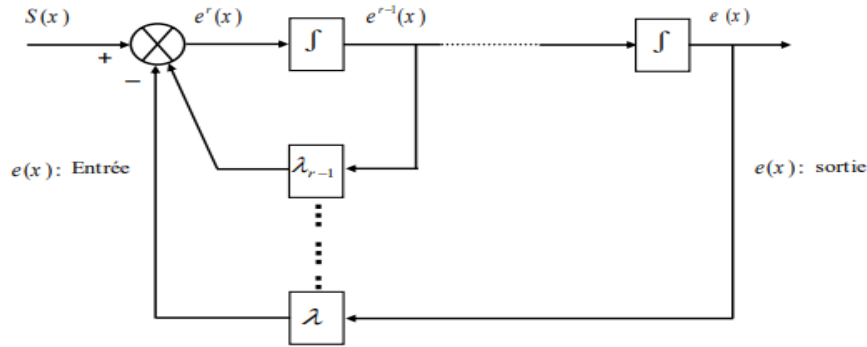


Figure (IV.2): Linéarisation exacte de l'écart.[45]

IV.4.2. L'établissement des conditions d'existence et de convergence :

Les conditions de convergence sont les critères à imposer dans le but de ramener la dynamique du système à la surface de glissement et de résister aux perturbations.

IV.4.2.1.Fonction directe de commutation :

C'est la première condition de convergence; elle est proposée par Emilianov et Utkin. Elle s'exprime sous la forme [48-49]:

$$\dot{s}(t) > 0 \quad \text{si} \quad s(t) < 0$$

$$\dot{s}(t) < 0 \quad \text{si} \quad s(t) > 0$$

Ces deux inégalités peuvent être formulées par la condition suffisante suivante :

$$s(t)\dot{s}(t) < 0$$

IV.4.2.2.Fonction de Lyapunov :

La fonction de Lyapunov est une fonction scalaire positive pour les variables d'état du système. L'idée est de choisir une fonction scalaire $S(x)$ pour garantir l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence [50]. Elle est défini comme suit :

$$V(x) = \frac{1}{2} s^2(x) \quad (\text{IV.3})$$

Le dérivé de cette fonction est :

$$\dot{V}(x) = s(x)\dot{s}(x) \quad (\text{IV.4})$$

Pour que la fonction $V(x)$ puisse décroître, il suffit d'assurer que sa dérivée est négative. D'où la condition de convergence exprimée par :

$$s(x)\dot{s}(x) < 0 \quad (\text{IV.5})$$

Cette équation montre que le carré de la distance vers la surface, mesuré par s^2 , diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à se diriger vers la surface des deux côtés, figure (IV.3). Cette condition suppose un régime glissant idéal.

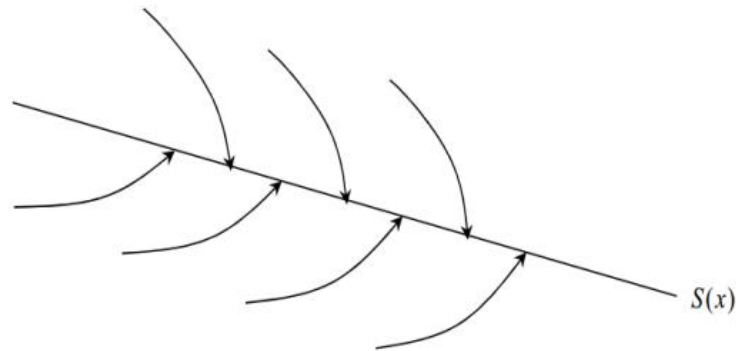


Figure (IV.3): Trajectoire de l'état vis-à-vis de la surface.[50]

IV.4.3. Détermination de la loi de commande :

Une fois la surface de glissement est choisie, ainsi que le critère de convergence, il reste à déterminer la commande nécessaire pour attirer la variable à régler vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre (origine du plan de phase) en maintenant la condition d'existence du mode de glissement.

La dynamique du système est indépendante de la loi de commande. De ce fait, on peut introduire une partie continue pour diminuer l'amplitude de la discontinuité.

Une des hypothèses essentielles dans la conception des systèmes à structures variables pour la commande par mode de glissement est que la commande doit commuter entre U^+ et U^- instantanément (fréquence infinie) en fonction du signe de la surface de glissement [51] Figure(IV.4).

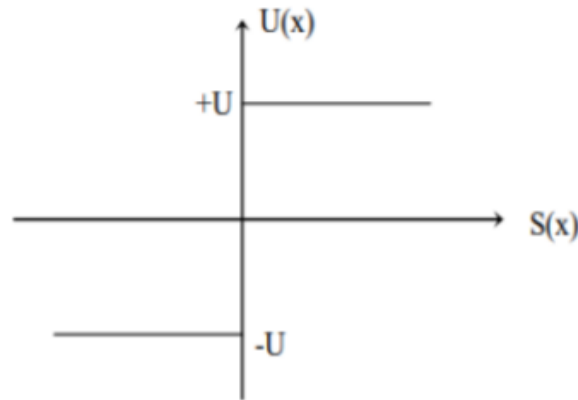


Figure (IV.4): Commande appliquée au système.[51]

IV.4.3.1. La commande équivalente :

La structure d'un contrôleur par mode de glissant est constituée de deux parties, une concernant la linéarisation exacte U_{eq} et l'autre la stabilité U_n . Cette dernière est très importante dans la technique de la commande par mode de glissant, car elle est utilisée pour éliminer les effets d'imprécision du modèle et de rejeter la perturbation extérieures, alors la commande totale est donnée par [52] :

$$U(t) = U_{eq} + U_n \quad (IV.6)$$

U_{eq} : Correspond à la commande équivalente proposée par Filipov et Utkin, elle sert à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement (x), La commande équivalente est déduite en considérant que le dérivé de la surface est nul $\dot{s}(x) = 0$. La dérivée de la surface est :

$$\dot{s}(x) = \frac{ds}{dt} = \frac{\partial s}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} = \frac{\partial s}{\partial x} \{f(x, t) + g(x, t)U_{eq}(t)\} + \frac{\partial s}{\partial x} \{g(x, t)U_n\} \quad (IV.7)$$

En mode de glissement et en régime permanent, La surface $S(x)$ est nulle par conséquent sa dérivée et la composante discontinue U_n sont aussi nulles. D'où, nous déduisons l'expression de la commande équivalente:

$$\begin{cases} U_{eq}(t) = \left\{ \frac{\partial s}{\partial x} g(x, t) \right\}^{-1} \left\{ -\frac{\partial s}{\partial x} f(x, t) \right\} \\ U_n = 0 \end{cases} \quad (IV.8)$$

En portant U_{eq} dans l'équation (III.3), on obtient l'équation du régime glissant idéal :

$$\dot{x}(t) = f(x, t) - g(x, t) \cdot \left[\frac{\partial s}{\partial x} g(x, t) \right]^{-1} \cdot \frac{\partial s}{\partial x} f(x, t) \quad (IV.9)$$

Cette équation représente la dynamique du système équivalent dans la surface de glissement. La commande équivalente U_{eq} peut être interprétée comme la valeur moyenne modulée ou grandeur continue que prend la commande lors de la commutation rapide entre $U^+ (U_{max})$ et $U^- (U_{min})$ [53-54].

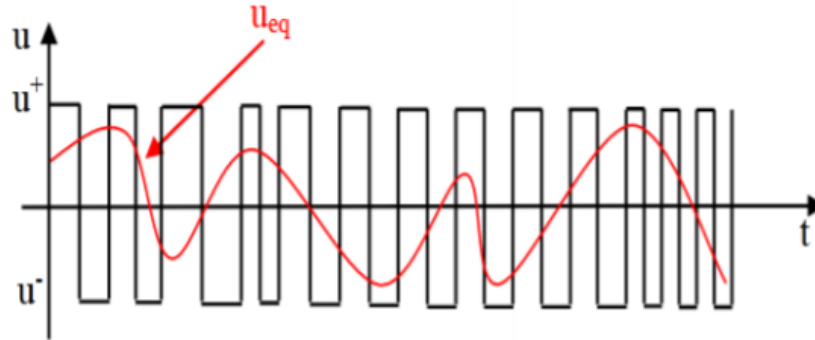


Figure (IV.5): Commande équivalente U_{eq} . [53-54]

U_N : correspond à la commande qui garantit l'attractivité de la variable à contrôler vers la surface et satisfaire la condition $s(x)\dot{s}(x) < 0$. la commande discrète un est déterminée pour vérifier la condition de convergence en dépit de l'imprécision sur les paramètres du modèle du système.

IV.4.3.2. Commande discontinue :

Le régime idéal n'est pratiquement jamais réalisable, on doit ainsi faire usage du deuxième terme de la commande pour ramener l'état du système vers la surface à chaque fois qu'il s'en écarte. Il convient donc de prendre [55] :

IV.4.3.2.1. Commande signe:

Plusieurs choix pour la commande discontinue (U_N) peuvent être faits. Le plus simple consiste à exprimer la commande discontinue $U_N = [U_1, U_2, \dots, U_m]$ avec la fonction 'sign' par rapport à $S = [S_2, S_1, \dots, S_m]$.

$$\begin{cases} \text{Sign}(S(x)) = +1 \text{ pour } S(x) > 0 \\ \text{Sign}(S(x)) = -1 \text{ pour } S(x) < 0 \end{cases} \quad (\text{IV.10})$$

Ce premier choix de la fonction discontinue est représenté sur la figure (IV.6). U_N s'exprime donc comme :

$$U_N = K \cdot S(S(x)) \quad (\text{IV.11})$$

Où K est un gain positif.

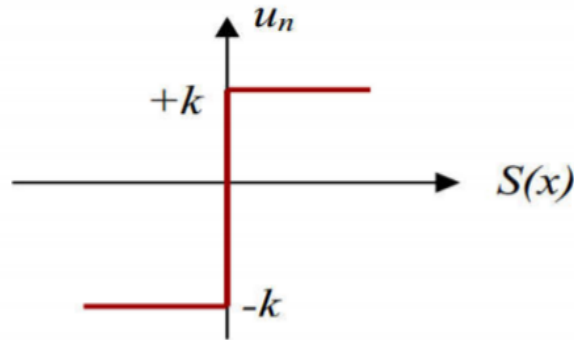


Figure (IV.6): Représentation de la fonction « sign ».[55]

IV.4.3.2.2. Commande avec un seul seuil:

Cette commande est caractérisée par un seuil et la commande discontinue est donnée par l'expression :

$$\begin{cases} U_N = 0 & \text{si } |S(x)| < e \\ U_N = K \cdot \text{sign}(S(x)) & \text{si } |S(x)| > e \end{cases} \quad (\text{IV.12})$$

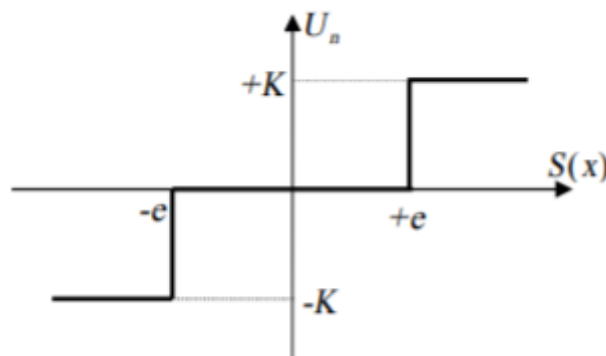


Figure (IV.7): Fonction sign de la commande avec un seul seuil.[55]

IV.4.3.2.3. Commande adoucie :

Dans le but de diminuer progressivement la valeur de la commande U_N en fonction de la distance entre la trajectoire de la variation à régler, et la surface de glissement, donc il s'agit d'encadrer la surface par une bande avec un ou deux seuils. On peut distinguer trois zones qui dépendent de la distance du point à la surface de glissement. Si la distance est supérieure au seuil e_2 , alors la fonction sign est activée. Si la distance est inférieure au seuil e_1 alors U_N est nulle (zone morte). Si le point est dans la bande (e_1, e_2) , alors U_N est une fonction linéaire de la distance droite de pente $\frac{K}{e_2 - e_1}$.

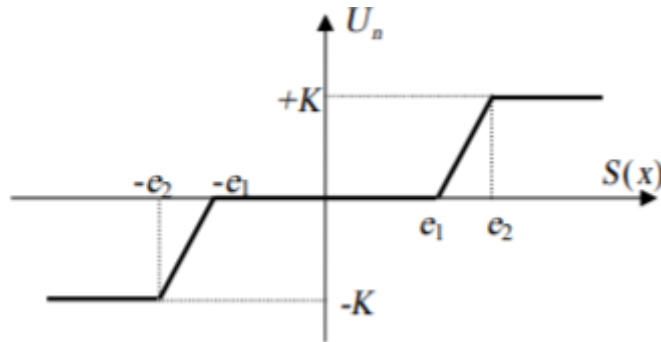


Figure (IV.8): Fonction sign de la commande adoucie.[55]

IV.4.3.2.4. Commande continue avec composante intégrale :

Les oscillations de hautes fréquences qui apparaissent sur les réponses en régime glissant peuvent être évitées en rendant continue la commande U_N et en remplaçant la fonction sign par la fonction continue suivante [56] :

$$U_N = K \cdot \frac{s(X)}{|s(X)| + \lambda} \quad (\text{IV.13})$$

Où λ : est un paramètre définissant le degré d'atténuation des oscillations. Lorsque $\lambda \rightarrow 0$ on tend vers la commande $K \cdot \text{sign}(S(x))$.

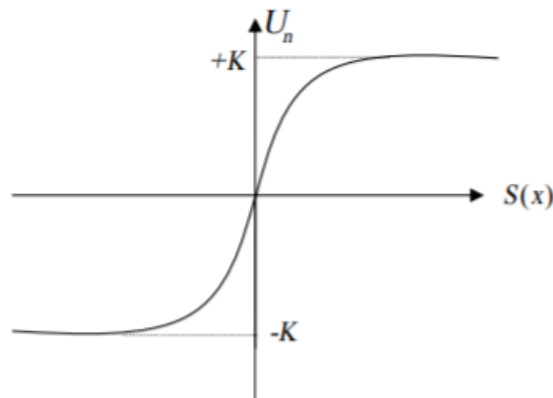


Figure (IV.9): Commande rendue continue.[56]

Afin d'augmenter la précision de la réponse du système, on peut utiliser une commande continue incluant une composante intégrale.

La loi d'attractivité sera donc :

$$U_N = K \cdot \frac{s(X)}{|s(X)| + \lambda} + \eta \quad (\text{IV.14})$$

Tel que :

$$\lambda = \lambda_0 + |\gamma| \quad (IV.15)$$

Avec:

$$\begin{cases} \gamma = \gamma_0 \int s(X) \cdot dt & \text{si } |S(x)| < e \\ \gamma = 0 & \text{si } |S(x)| > e \end{cases} \quad (IV.16)$$

Et

$$\begin{cases} \eta = \eta_0 \int s(X) \cdot dt & \text{si } |S(x)| < e \\ \eta = 0 & \text{si } |S(x)| > e \end{cases} \quad (IV.17)$$

$$\begin{cases} \eta = \eta_0 \int s(X) \cdot dt & \text{si } |S(x)| < e \\ \eta = 0 & \text{si } |S(x)| > e \end{cases}$$

Où $\gamma_0, \eta_0, \lambda_0$ sont des constantes ou paramètres adaptatifs en fonction des références.

L'utilisation de la commande rendue continue (intégrale), est l'une des meilleures solutions proposées. Elle diminue considérablement l'amplitude des oscillations de hautes fréquences. Pour cette raison, elle sera retenue comme loi d'attraction.

IV.5. Avantage et inconvénients de la commande par mode glissant :

Il y'a beaucoup d'avantages pour la commande par mode glissant : la précision, simplicité, faible temps de réponse et la robustesse. Ceci lui permet d'être particulièrement adaptée pour traiter les systèmes qui ont des modèles mal connus, soit à cause de problèmes d'identifications des paramètres, soit à cause de la simplification sur modèle des systèmes. Un régime glissant idéal requiert une commande pouvant commuter à une fréquence infinie. Evidemment, pour une utilisation pratique, seule une commutation à une fréquence finie est possible. Ainsi, durant le régime glissant, les discontinuités appliquées à la commande peuvent entraîner un phénomène de broutement (chattering). Celui-ci se caractérise par de fortes oscillations des trajectoires du système autour de la surface de glissement. La principale raison à l'origine de ce phénomène, c'est le caractère discontinu de la commande correspond à la composante discontinue de la formée $K \cdot \text{sign}(S(x))$ qui permet au point de fonctionnement d'osciller autour de la surface de

glissement avec une fréquence élevées. Le phénomène de broutement est considéré comme un obstacle réel pour l'application de la commande par mode glissant, pour y remédier plusieurs solutions ont été proposées [45].

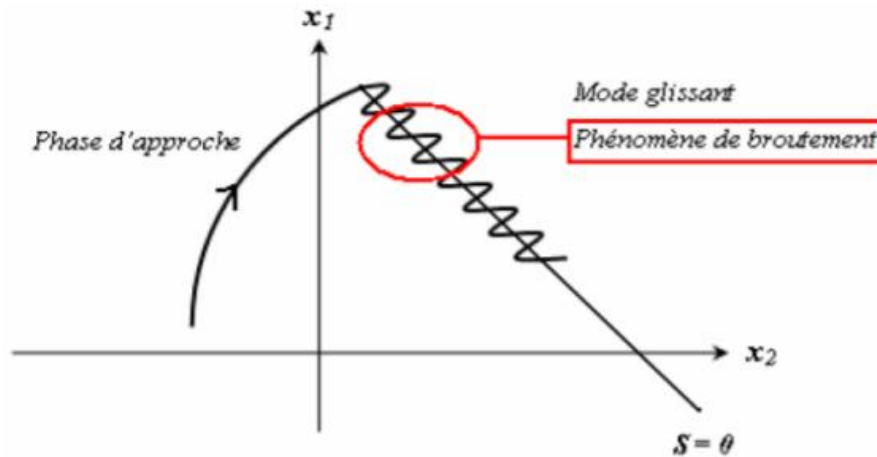


Figure (IV.10): Illustration du phénomène de broutement.[45]

IV.6. Elimination du phénomène de Chattering :

La phase de glissement correspond à celui d'un relais commutant avec une fréquence infinie. Une fréquence d'oscillation infinie suppose des éléments idéaux de commutation (relais sans seuil, ni hystérésis, ni retard de commutation), ce qui n'est pas le cas en pratique. En présence de ces imperfections, la fréquence de commutation devient alors finie et se manifeste par des oscillations autour de la surface de glissement S , ces derniers auront une amplitude d'autant plus grande et une fréquence d'autant plus basse que les imperfections sont importantes. Ce phénomène est appelé phénomène de broutement (Chattering en anglais). Pour remédier à ce problème qui peut aller jusqu'à détruire les équipements des systèmes, la fonction discontinue signe, est remplacée par des fonctions continues, en créant une bande autour de la surface de glissement [57].

D'autres méthodes sont proposées pour limiter ce phénomène dont on cite :

- Commande adoucie avec seuil.
- Commande continue avec composante intégrale.

IV.7. Application de la commande par mode glissant à la MSAP :

Nous rappelons également les équations d'ordre électrique, ainsi que celles d'ordre mécanique représentant la dynamique de la machine

$$\begin{cases} \frac{dI_d}{dt} = I_d = -\frac{R_s}{L_d} I_d + \frac{L_q}{L_d} \Omega_r I_q + \frac{V_d}{L_d} \\ \frac{dI_q}{dt} = I_q = -\frac{R_s}{L_q} I_q - \frac{L_d}{L_q} \Omega_r I_d - \frac{\varphi_f}{L_q} \Omega_r + \frac{V_q}{L_d} \\ \frac{d\Omega_r}{dt} = \dot{\Omega}_r = \left(\frac{L_d - L_q}{J} I_d + \frac{\varphi_f}{J} \right) I_q - \frac{1}{J} C_r - \frac{f}{J} \Omega_r \end{cases} \quad (\text{IV.18})$$

Pour la synthèse de la loi de commande à structure variable, on va considérer que toutes les grandeurs sont mesurables et que les caractéristiques du moteur ne varient pas ou peu, ce qui constitue des hypothèses acceptables pour la mise en œuvre.

Le choix de la commande par mode glissant appliquée pour l'asservissement de vitesse afin d'atteindre les objectifs suivants [57]:

- D'assurer la rapidité et la précision de la réponse des grandeurs asservies.
- D'assurer la robustesse du système vis-à-vis des perturbations, des variations des paramètres et des charges mécaniques sur l'arbre du moteur.
- De limiter les amplitudes des tensions et des courants lors des régimes transitoires.

IV.7.1. Stratégie de réglage à une surface :

Le réglage de la vitesse de la MSAP nécessite le contrôle indirectement absorbée par la machine. Les régulateurs du courant I_d et I_q ne subissent pas de variations. Ils sont pris de même état de la régulation en PI. La figure (IV.11) représente la structure en cascade de régulation de vitesse par mode glissant de la MSAP alimentée par un onduleur de tension, le système est doté d'un observateur pour l'estimation du couple afin de résister aux perturbations de charges [58].

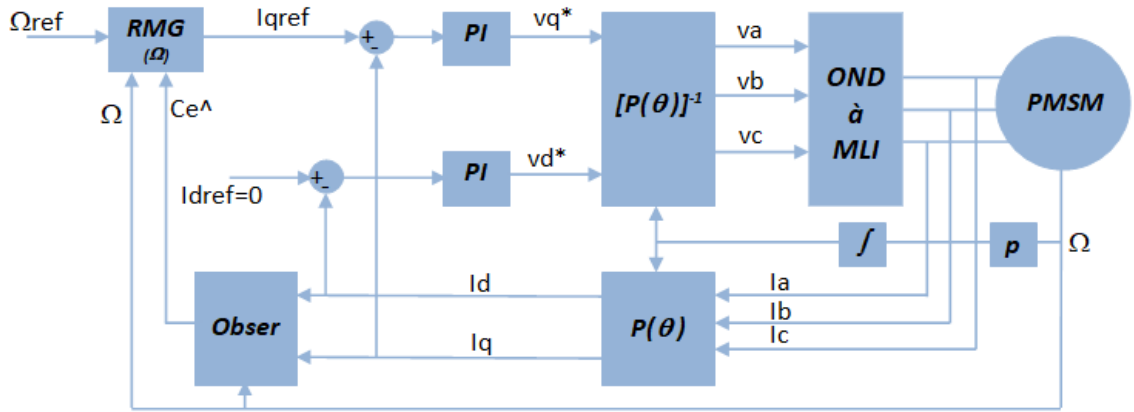


Figure (IV.11) : Schéma global de réglage par mode glissant.[58]

IV.7.1.1. Réglage de vitesse :

La conception du régulateur de vitesse par mode glissant de la MSAP s'effectue en trois étapes :

1. Choix de la surface.
2. la fonction candidate de Lyapunov.
3. Loi de commande équivalente.

L'équation du couple est :

$$C_e = \frac{3}{2}p[(L_d - L_q)I_d + \varphi_f]I_q \quad (IV.19)$$

L'équation de la vitesse est :

$$\frac{d\Omega_r}{dt} = \dot{\Omega}_r = \frac{c_e}{J} - \frac{c_r}{J} - \frac{f}{J}\Omega \quad (IV.20)$$

L'équation de l'erreur :

$$e = S = \Omega_{réf} - \Omega_r \quad (IV.21)$$

La dérivée de la surface (erreur) est :

$$\dot{S} = \dot{\Omega}_{réf} - \dot{\Omega}_r \quad (IV.22)$$

Introduisant l'équation de la dérivée de la vitesse, puis l'équation du couple :

$$\dot{S} = \dot{\Omega}_{réf} - \frac{c_e}{J} + \frac{c_r}{J} + \frac{f}{J}\Omega \quad (IV.23)$$

$$\dot{S} = \dot{\Omega}_{\text{réf}} - \frac{3p}{2J} [(L_d - L_q)I_d + \varphi_f]I_q + \frac{c_r}{J} + \frac{f}{J}\Omega \quad (\text{IV.24})$$

$$\text{Pour, } \dot{S} = 0 \Rightarrow \dot{S} = \dot{\Omega}_{\text{réf}} - \frac{3p}{2J} [(L_d - L_q)I_d + \varphi_f]I_q + \frac{c_r}{J} + \frac{f}{J}\Omega = 0 \quad (\text{IV.25})$$

D'où le courant de référence I_q :

$$I_q = \frac{\dot{\Omega}_{\text{réf}} + \frac{c_r}{J} + \frac{f}{J}\Omega}{\frac{3p}{2J} [(L_d - L_q)I_d + \varphi_f]} \quad (\text{IV.26})$$

L'équation (IV.26) assure que la trajectoire du système se dirigera vers la surface de glissement S . pour $\dot{S} = 0 \Rightarrow S = \text{constant}$ et le résultat $\dot{V} = S\dot{S} = 0$. Mais cette condition n'est pas suffisante pour la stabilité du système et on veut que la trajectoire reste sur la surface $S = 0$. Et l'erreur $e=0$ pour avoir $\dot{V} < 0$. Alors, d'ici on peut définir une nouvelle équation pour le courant, qui est le courant de référence par :

$$I_q^* = \frac{\dot{\Omega}_{\text{réf}} + \frac{c_r}{J} + \frac{f}{J}\Omega}{\frac{3p}{2J} [(L_d - L_q)I_d + \varphi_f]} + kc \cdot \text{sgn}(S) \quad (\text{IV.27})$$

Où la kc est une constante positive est introduite pour assurer la stabilité et $\text{sgn}(S)$ c'est la fonction sign.

En substituant (IV.27) dans (IV.25) on aura :

$$\dot{S} = \dot{\Omega}_{\text{réf}} - \frac{3p}{2J} [(L_d - L_q)I_d + \varphi_f]I_q + \frac{c_r}{J} + \frac{f}{J}\Omega \quad (\text{IV.28})$$

$$\dot{S} = \dot{\Omega}_{\text{réf}} - \frac{3p}{2J} [(L_d - L_q)I_d + \varphi_f] \left(\frac{\dot{\Omega}_{\text{réf}} + \frac{c_r}{J} + \frac{f}{J}\Omega}{\frac{3p}{2J} [(L_d - L_q)I_d + \varphi_f]} + kc \cdot \text{sgn}(S) \right) + \frac{c_r}{J} + \frac{f}{J}\Omega$$

$$\dot{S} = -\frac{3p}{2J} [(L_d - L_q)I_d + \varphi_f] \cdot kc \cdot \text{sgn}(S) \quad (\text{IV.29})$$

Posons : $\frac{3p}{2J} [(L_d - L_q)I_d + \varphi_f] \cdot kc = K_c$; avec $K_c > 0$, $L_d > L_q$ et tout les paramètres sont positifs.

Pour assurer la condition de stabilité, il faut que $\dot{V} = S\dot{S} < 0$, alors :

$$\dot{V} = S(-K_c \cdot \text{sgn}(S)) = -K_c \cdot \text{sgn}|S| \quad (\text{IV.30})$$

Qui est négative $\forall S$.

Une fonction est ajoutée dans la formule du courant I_q pour éliminer le phénomène de broutement [58-59].

$$I_q^* = \frac{\dot{\Omega}_{\text{réf}} + \frac{c_r}{J} + \frac{f}{J}\Omega}{\frac{3p}{2J}[(L_d - L_q)I_d + \varphi_f]} + K(s) \cdot \text{sgn}(S) \quad (\text{IV.31})$$

$K(s)$: est choisie de manière à maintenir la stabilité. Dans notre étude on a pris :

$$K(s) = \frac{k_c \cdot \text{Sexp}(S)}{16S+1} \quad (\text{IV.32})$$

Avec, $S = \Omega_{\text{réf}} - \Omega_r$

$K(s) \rightarrow 0$, quand $S \rightarrow 0$ et $t \rightarrow \infty$, ainsi le broutement est éliminé dès le début.

IV.7.1.2. Estimation des perturbations :

Dans le but d'améliorer les performances de la commande un observateur basé sur l'erreur de la vitesse est introduit dans la chaîne rétroaction pour estimer le couple de référence [58-60].

L'erreur de la vitesse estimée peut être donnée par :

$$\hat{e}(t) = \Omega_r - \widehat{\Omega}_r \quad (\text{IV.33})$$

Le but est de mettre l'erreur estimée $\hat{e}(t) \rightarrow 0$ quand $t \rightarrow \infty$

On peut écrire :

$$\hat{e}(t) = \dot{\Omega}_r - \widehat{\dot{\Omega}}_r = \dot{\Omega}_r - \frac{c_e}{J} + \frac{\hat{c}_r}{J} + \frac{f}{J}\widehat{\Omega}_r \quad (\text{IV.34})$$

$$\widehat{c}_r = c_e - J\dot{\Omega}_r - f\widehat{\Omega}_r$$

$$\widehat{c}_r = \frac{3}{2}p[(L_d - L_q)I_d + \varphi_f]I_q - J\dot{\Omega}_r - f\widehat{\Omega}_r \quad (\text{IV.35})$$

Ce qui donne : $\hat{e}(t) = 0 \Rightarrow \hat{e} = \text{constant}$ quand $t \rightarrow \infty$

Mais ce qui n'est pas suffisant dès lors on veut : $\hat{e}(t) \rightarrow 0$ quand $t \rightarrow \infty$.

On introduit, alors, le terme $k_0\hat{e}$ avec $k_0 > 0$ dans l'équation (IV.35), il vient que :

$$\widehat{c}_r = \frac{3}{2}p[(L_d - L_q)I_d + \varphi_f]I_q - J\dot{\Omega}_r - f\widehat{\Omega}_r - k_0\hat{e} \quad (\text{IV.36})$$

On remplace maintenant dans (IV.34), on obtient :

$$\hat{e} = \dot{\Omega}_r - \widehat{\dot{\Omega}}_r = \dot{\Omega}_r - \frac{\frac{3}{2}p[(L_d - L_q)I_d + \varphi_f]I_q}{J} + \frac{\frac{3}{2}p[(L_d - L_q)I_d + \varphi_f]I_q - J\dot{\Omega}_r - f\widehat{\Omega}_r - k_0\hat{e}_r}{J} + \frac{f}{J}\widehat{\Omega}$$

$$\hat{e} = -\frac{k_0}{J}\hat{e} \quad (IV.37)$$

Equation différentielle du premier ordre sans second membre, sa solution est :

$$\hat{e}(t) = \hat{e}(0) \cdot \exp\left(-\frac{k_0}{J}t\right) \quad (IV.38)$$

IV.7.1.3. Synthèse :

Enfin, on récapitule les équations :

Le modèle de la MSAP sur les axes dq :

$$\begin{cases} \frac{dI_d}{dt} = I_d = -\frac{R_s}{L_d}I_d + \frac{L_q}{L_d}\Omega_r I_q + \frac{V_d}{L_d} \\ \frac{dI_q}{dt} = I_q = -\frac{R_s}{L_q}I_q - \frac{L_d}{L_q}\Omega_r I_d - \frac{\varphi_f}{L_q}\Omega_r + \frac{V_q}{L_d} \\ \frac{d\Omega_r}{dt} = \dot{\Omega}_r = \left(\frac{(L_d - L_q)}{J}I_d + \frac{\varphi_f}{J}\right)I_q - \frac{1}{J}C_r - \frac{f}{J}\Omega_r \end{cases} \quad (IV.39)$$

L'équation du contrôleur calculé en mode glissant :

$$I_q^* = \frac{\dot{\Omega}_{réf} + \frac{C_r}{J} + \frac{f}{J}\Omega}{\frac{3p}{2J}[(L_d - L_q)I_d + \varphi_f]} + K(s) \cdot \text{sgn}(S) \quad (IV.40)$$

L'équation du couple de référence de l'observateur estimé :

$$\widehat{C}_r = \frac{3}{2}p[(L_d - L_q)I_d + \varphi_f]I_q - J\dot{\Omega}_r - f\widehat{\Omega}_r - k_0\hat{e} \quad (IV.41)$$

Pour $L_d = L_q$ et $C_r = 0$, le courant de référence et le couple de référence se réduiront :

$$I_q^* = \frac{2J}{3p\varphi_f}(\dot{\Omega}_{réf} + \frac{f}{J}\Omega) + K(s) \cdot \text{sgn}(S) \quad (IV.42)$$

$$\widehat{C}_r = \frac{3}{2}p\varphi_f I_q - J\dot{\Omega}_r - f\widehat{\Omega}_r - k_0\hat{e} \quad (IV.43)$$

IV.8. Résultats de simulation:

La simulation est exécutée avec $k_c=80$, et $k_0=1$. Elle est exécutée avec un démarrage à vide puis une charge de $C_r=10$ Nm à $t=.25$ s

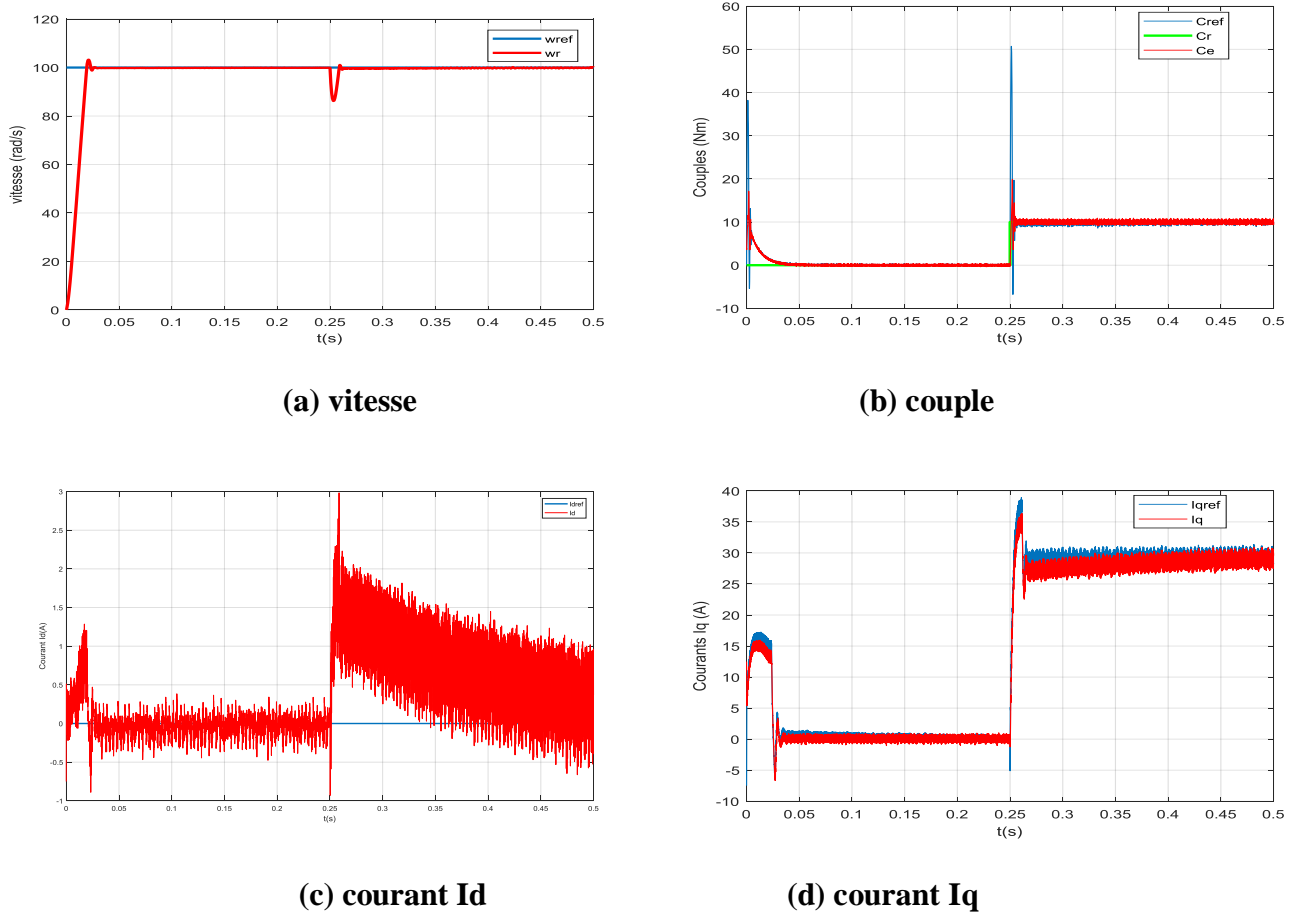


Figure (IV.12) : réponses du système par application de la CMG à la MSAP

La figure (IV.13) représente l'influence de la constante k_c sur l'évolution dynamique de la vitesse.

Bonne réponse de la vitesse lorsque $k_c \geq 60$ est avec une bonne réjection aux perturbations. Les performances se dégradent lorsque $k_c < 60$.

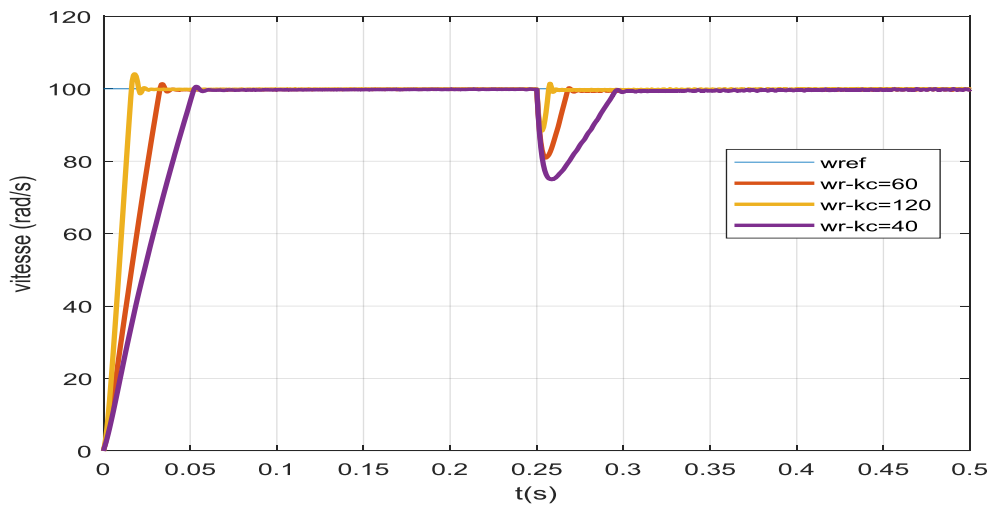
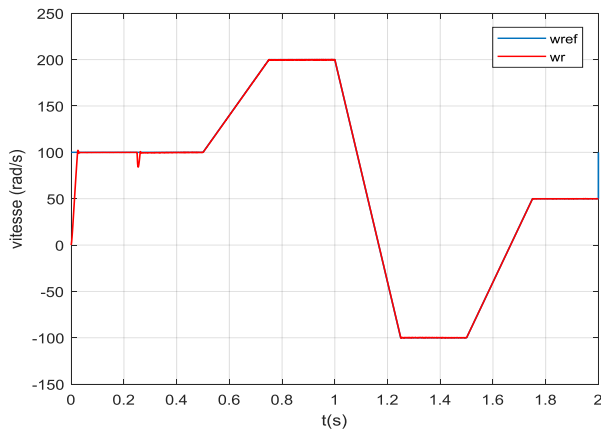
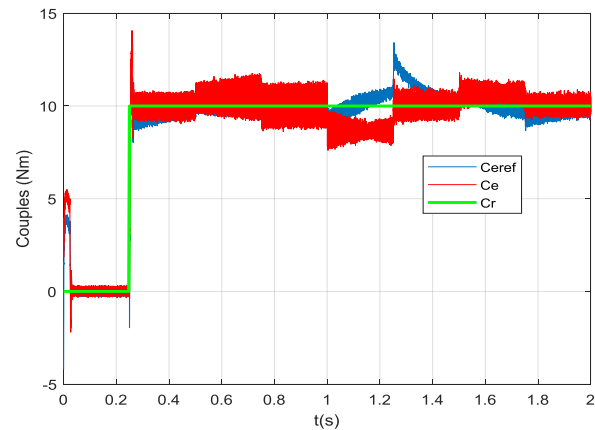


Figure (IV.13) : Impact du coefficient k_c sur la rapidité de la réponse de la vitesse

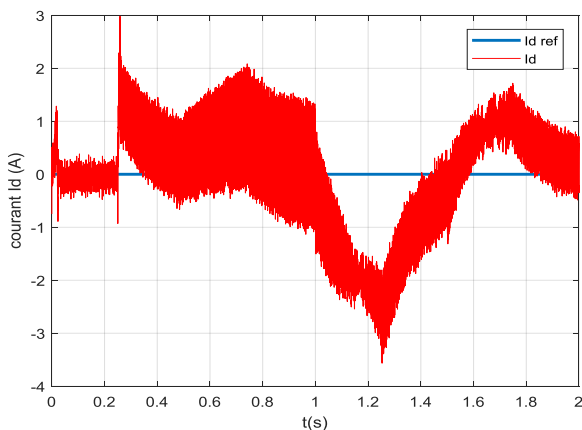
La figure (IV.14) illustre le test de robustesse effectué par la commande en mode glissant de la MSAP. La vitesse suit sa trajectoire imposée (échelon, rampe positive et négative) sans aucune perturbation. Le couple tend vers la charge introduite qui est $C_r=10$ Nm. Avec des petites fluctuations lors de changement de sens, il est l'image du courant en quadrature I_q . Le courant en quadrature $I_q=I_s$ présente un petit pic au démarrage, qui ne dépasse même pas sa valeur en charge. Et l'autre courant I_d oscille autour de sa valeur imposé pour la commande $I_d=0$.



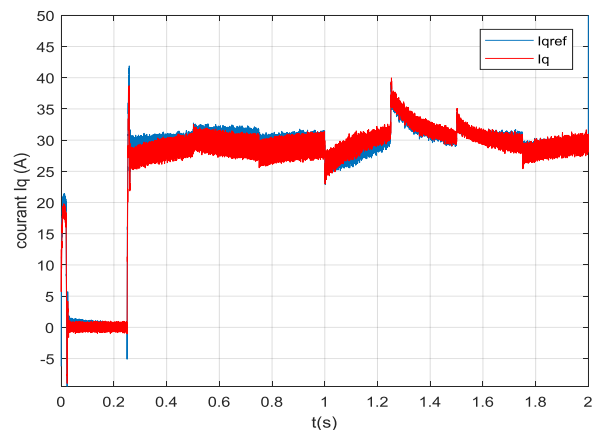
(a) vitesse



(b) couple



(c) courant Id



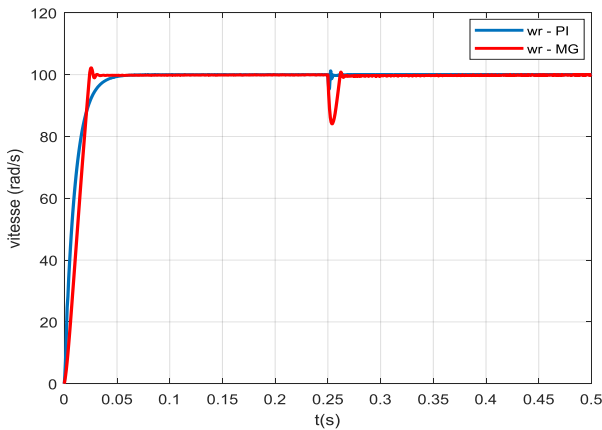
(d) courant Iq

Figure (IV.14) : Test de robustesse pour la commande en MG de la MSAP.

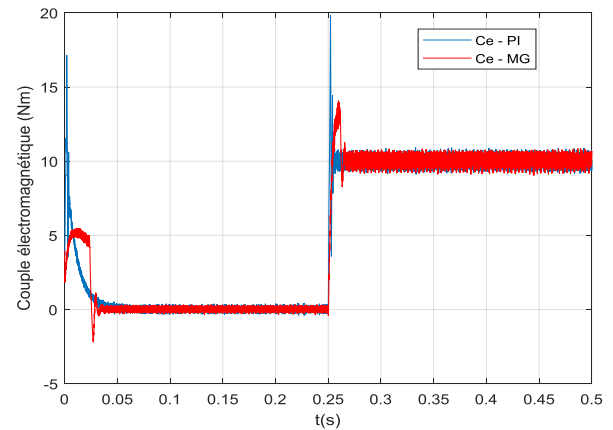
IV.9. Etude comparative entre commande en PI et commande en CMG :

Les graphes, de la figure (IV.15), présentent une comparaison entre la commande vectorielle de la MSAP et la commande en mode glissant (CMG). L'entrée de référence est un échelon $\omega_{ref}=100$ rad/s. Pour la vitesse, on remarque que le temps de montée et de réponse est presque identique avec un petit dépassement au MG. Pour la réjection de la perturbation elle est meilleure pour la CV.

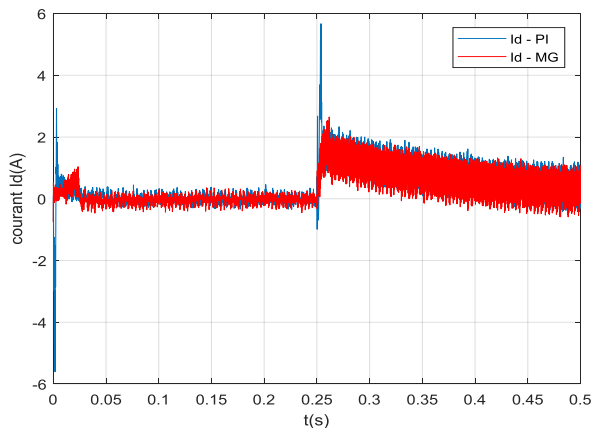
Pour le couple les pics sont absents pour la CMG et ils sont présents pour la CV. Ainsi le courant en quadrature $I_q=I_s$. Et c'est l'avantage principal de cette commande par rapport à la CV. Puisque les pics de courants sont toujours à éviter à cause des dégâts qu'ils provoquent. Le courant I_d tend toujours à s'annuler en justifiant bien la commande imposée où $I_d=0$.



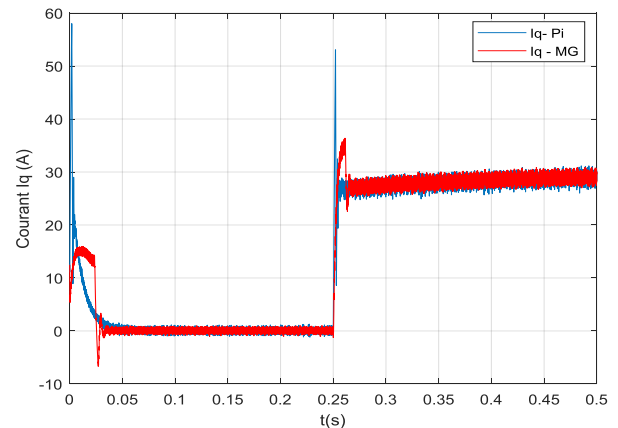
(a) vitesse



(b) couple



(c) courant Id



(d) courant Iq

Figure (IV.15): comparaison entre la commande vectorielle de la MSAP et la commande en mode glissant (CMG).

IV.10. Conclusion :

Ce chapitre a traité la théorie de la commande par mode glissant extrait de différents ouvrages universitaires.

Dans notre travail, on a commandé la MSAP à travers un régulateur par mode glissant appliqué à la vitesse dans une chaîne de retour avec un observateur pour l'estimation du couple. La simulation effectuée a validé le choix de ce correcteur. Différentes exécutions sont faites pour

voir la précision, la rapidité et la robustesse de ce régulateur. Enfin une simulation comparative est faite avec celui de la commande vectorielle et on a remarqué que l'avantage du RMG est de minimiser les pics de courant, donc celui du couple.

Conclusion générale

Conclusion générale

Dans ce mémoire, nous avons présenté une étude de commande et de réglage robuste basée sur le mode glissant pour machine synchrone à aimant permanent avec contrôle de la vitesse du PMSM.

Au début de ce mémoire on a vu dans le premier chapitre la description de la machine synchrone à aimant permanents, sa structure ces composants puis les domaines d'application ensuite les avantages et les inconvénients.

Le deuxième chapitre, on a commencé avec la modélisation de la machine en triphasé, puis une transformation de Park est appliquée pour le passage au biphasé (d-q). Ensuite, nous avons validé le modèle mathématique dans un environnement MATLAB/Simulink. A la fin de ce chapitre, nous avons donné les résultats de simulation de la MSAP alimentée directement par le réseau puis avec un onduleur à (MLI) à base sinus-triangle.

Le troisième chapitre est consacré à la commande vectorielle de la MSAP associée à des régulateurs PI classique, les coefficients des régulateurs sont calculés à travers des lois des boucles des courants et de vitesse. A la fin de ce chapitre, des résultats de simulation avec interprétation pour différents essais sont présentés.

La commande par mode glissant a fait l'objet du quatrième chapitre, c'est une commande robuste liée aux systèmes à structures variables, dont le but est de palier les inconvénients des commandes classiques et d'améliorer la qualité de la commande. L'avantage de cette technique de régulation est la simplicité de mise en œuvre et la robustesse par rapport aux perturbations.

D'après ce qui se précède, on peut conclure que le travail présenté a atteint ses objectifs et reste comme perspectives l'implémentation réelle de cette commande sur un banc expérimental pour voir exactement le comportement de cette commande.

Références Bibliographiques

Références

- [1] **BEKKOUCHE HICHAMAM**,«différents techniques de commande de la machine synchrone a aimants permanents –msap- », mémoire de master université de Biskra 2018-2019 _ **PDF**.
- [2] Rachid ABDESSAEMED,« Modélisation et simulation des machine électriques » Paris; France 25/05/2011_ **livre**
- [3] **JOHN CHIASSON MODELING** and high- performance controle of elctrical machines WILEY-INTERSCIENCEA JOHN WILEY and SONS,INC.. ,PUBLICATION.2005.
- [4] **MEKKI NASSIM** et **GOUASMIA MOHAMMED**, «commande en vitesse et en position d'une MSAP», mémoire de master université de M'SILA2016-2017 _ **PDF** .
- [5] **Boumaaza.F**, 2014."Commande non linéaire par linéarisation entrée-sortie de la machine synchrone à aimants permanents". Mémoire de master, université Larbi Ben M'Hidi-Oum El bouaghi 2014.
- [6]**BOUDJEMA ABDE RAOUF**,«Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents MSAP»,Université Mohamed Khider Biskra , Juin 2014
- [7] **E.Smigiel, G. Sturtzer** " Modélisation et Commande Des Moteurs Triphasés, Command vectorielle des moteurs synchrones, commande numérique par contrôleurs DSP". Edition Ellipses,2000.
- [8] **G.LACOMBE**," Définition et Réalisation d'une Nouvelle Génération de Logiciels pour la Conception des Moteurs Futurs ", Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 2007.
- [9] **BEKKOUCHE HICHAM**, « Différents Techniques de Commande de la Machine Synchrone à aimants permanents», mémoire de master 2017/2018-**PDF**

[10] **R. LATEB**," Modélisation Des Machines Asynchrones et Synchrones à Aimants Permanents Avec Prise en Compte des Harmoniques D'espace et de Temps : Application à la propulsion marine par POD ", Thèse de doctorat de L'Institut National Polytechnique de Lorraine, France, 2006.

[11] **B.TOUNSI**," Etude comparative de groupes électrogènes embarqués à large gamme de vitesse variable associant machines à aimants permanents et conversion statique ", Thèse de Doctorat Institut National Polytechnique de Toulouse, 30 Janvier 2006.

[12] **M.S. Merzoug, 2008.**" Étude comparative des performances d'un DTC et d'un FOC d'une machine synchrone à aimants permanents (MSAP)", Thèse de magistère, Université de Batna.

[13] **M .Abid- K. Bouchrara** « Etude d'une machine synchrone autopilotée à aimants permanents» PFE– ENP, Alger 1993.

[14] **Noureddine BOUNASLA**« Commande par Mode de Glissement d'Ordre Supérieur de la Machine Synchrone à Aimants Permanents» mémoire de master université Ferhat ABBAS Sétif - 1-PDF

[15] **A. Ameur**," Commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à modes glissants", Thèse de magistère, Université de Batna, 2005.

[16] **M. Ezzat**," Commande non linéaire sans capteur de la machine synchrone à aimants permanents ", Thèse de Doctorat, École centrale de Nantes, 2011.

[17] **Azedine HAMICHI** et **Farid BENKERROU**, Etude Et Modélisation d'une Machine Synchrone à Aimant Permanent, Mémoire Master, Université Abderrahmane MIRA De Bejaia, 2015

[18] [https:// www.pinterest.fr/pin/826340231628077203/](https://www.pinterest.fr/pin/826340231628077203/) .

[19] **R. MANAJEMY**, " Control Strategies and Parameter Compensation for Permanent Magnet Synchronous Motor Drives " , Doctor of philosophy in Electrical Engineering; Blacksburg, Virginia, 2000.

[20] **PHILIPPE BARRET** ,Régimes transitoires des machines tournantes électriques. Edition EYROLLES 1987

[21] **BOUGJTAT WALID** et **HIMOURA ABEDELKADER**, "étude et simulation d'une machine asynchrone Alimente par un onduleur de tension a commande MLI", mémoire de master électrotechnique université Badji Mokhtar- Annaba-2017-

[22] **Abrar ALLAG** « Commande et synthèse des observateurs non linéaires dédiés aux entraînements électriques avec défauts » Thèse de Doctora Université de Biskra , 2018.

[23]**R. Abdessemed**, "Modélisation et simulation des machines électriques", Presse de Université de Batna, 2011.

[24]**R. Abdessemed, M. Kadjoudj**, « Modélisation des Machines Electriques », Presses de L'Université de Batna ,1997.

[25]**Leila Parsa**, «Performance Improvement Of Permanent Magnet AC Motors». Thèse Is of Doctoral, University of Science and Technology, Tehran, Iran, May2005.

[26]**N. Bounasla**. «Commande Par Mode de Glissement D'ordre Supérieur de La Machine Synchrone à Aimants Permanents» Mémoire de Magister en Electrotechnique 2014.

[27] **GUY SEGUIER, FRANCIS LABRIQUE** Les convertisseurs de l'électronique de puissance, volume 4, La conversion continu-alternatif. Technique et documentation Lavoisier 1989.

[28] **A. Kaddouri**, "Etude d'une commande non-linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents", Thèse de Doctorat, Université de Laval, Québec, Novembre 2000.

[29] **R. Sadouni**, “ Commande par mode glissant flou d’une machine asynchrone à double étoile”, Thèse de Magister, Université de Sidi Bel Abbès, 2010.

[30] **Annane Adel** « alyse du comportement du moteur synchrone dans les entraînements électriques à vitesse variable » Mémoire de magister UNIVERSITE BADJI MOKHTAR-ANNABA,2010.

[31] **F. Benchabane**, “Commande en position et en vitesse par mode de glissement d’un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattring”, Thèse de Magister, Université de Biskra, 2005

[32] **AID Housseem et AINAWafaa**“synthèse de lois de commande non-linéaires pour un entrainement électrique à vitesse variable basé sur un moteur synchrone à aimants permanents”,mémoir de master université de Tlemcen.

[33] **AMIRI Mohammed, ALIDAHMANE OUSSAMA** “commande vectorielle en vitesse du moteur synchrone à aimants permanents dotée d’un observateur mode glissant”,mémoir de master université Aboubakr Belkaid-Telemcen 2016-2017.

[34] **N.Benyahia,K.Srairi,S.M.mimoune**, “commande de la machine asynchrone par orientation du flux rotorique”,pp.147-150.N°06.

[35] **Annane Adel**, “analyse du comportement du moteur synchrone dans les entraînements électriques à vitesse variable”,mémoir de magister,option electromecanique,université d’annaba 2009.

[36] **V. I. Utkin**: "Sliding modes and their application in variable structure systems", Edition MIR, Moscou, 1978.

[37]**T.LAAMAYAD** "Contribution à la commande d'une machine asynchrone double étoile par mode glissant. Apport de la logique floue", Thèse de doctorat de l'université de Batna, 02 Oct.2014.

[38] **BEN MADDAH Youcef et AYACHE Mohamed Fethi** "Commande par mode glissant de la machine synchrone à aimants permanents", Mémoire de Master, CENTRE UNIVERSITAIRE BELHADJ BOUCHAIB -AIN TEMOUCHENT, 2020.

[39] **SAHRAOUI Mebarek**, Commandes non linéaires de la machine asynchrone, Mémoire de Master, Université M’sila, 2013.

- [40] **N.BOUNASLA** "commande par mode de glissement d'ordre supérieur de la machine synchrone à aimant permanent" thèse de magister de l'Université de Ferhat Abbas, Sétif -1 (ALGERIE),2014.
- [41] **M.I.HEMMAMI** "Commande sans capteur de vitesse d'un moteur synchrone à aimant permanent (MSAP) par l'utilisation de la commande direct du couple et d'un observateur de vitesse à mode glissant", Mémoire de magister de l'université de Mohamed Khider -Biskra, 2012.
- [42] **Y.ZOUAOUI** "Commande par mode glissant des courants statoriques de la machine asynchrone", Mémoire de magister de l'université de Ferhat Abbas –Sétif, 03 Mar.2010.
- [43] **N. Madani, M.F. Benkhoris, S. Siala, M.O. Mahmoudi** “Sliding Mode Control of an Asynchronous Motor Drive”, Power Electronics and Variable Speed Drives, Conference Publication No. 456 IEE, Sept. 1998.
- [44] **V. I. Utkin**: "Discontinuous control system : State of art in theory and application", Institute of Control Sciences, **Ed. MIR**, Moscou,1978
- [45] **KENDOUCI Khadija** mémoire de doctorat en science universités Université des Sciences et de la Technologie d’Oran -Mohamed Boudiaf -**PDF**.
- [46] **V. I. Utkin** , : "Sliding modes in control optimization", Springer - Verlag, Berlin, 1992.
- [47] **V. I. Utkin**, “Sliding Mode Control Design Principles and Applications to Electric Drives “, IEEE Trans. on Indus Elect, Vol. 40, No. 1, pp. 23-36, Febuary 1993.
- [48] **V.I. Utkin**, “Sliding mode control design principles and applications to electric drives”, IEEE Trans. Ind. Elec, vol. 40, no. 1, pp. 23-36, Feb 1993.
- [49] **S. V Emelyanov**, “Variable Structure Control Systems”, Nauka, Moscow, 1967.
- [50] **R. Sadouni**, “ Commande par mode glissant flou d’une machine asynchrone à double étoile”, Thèse de Magister, Université de Sidi Bel Abbès, 2010.
- [51] mémoire de Master Université Mohammed Seddik Ben Yahya - JIJEL 2021.
- [52] **H.BUHLER**« réglage par mode glissement » presse polytechnique Romandes, Lausanne, Suisse, 1986.
- [53] **A. Boumediene**," Recherche et Développement de Nouvelles Approches de Commandes d’une Machine Synchrone Autopilotée Alimentée en Tension", Thèse de doctorat, Ecole nationale polytechnique, El-Harrach, 2007.

[54] **A. Kechich, B. Mazari, I. K. Bousserhane,** " Application of Nonlinear Sliding-Mode Control to Permanent Magnet Synchronous Machine", International Journal of Applied Engineering Research ISSN 0973-4562 Vol.2, No.1 (2007), pp. 125–138.

[55] **Hemmami Mohammed Ilyes,** "commande sans capteur de vitesse d'un moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) par l'ulitisation de la commande directe du couple et d'un observateur de vitesse à mode glissant",Mémoire Université Mohamed Khider – Biskramm - **PDF**

[56] **BOUGUENNA Ibrahim Farouk,** Mémoire de doctorat en science universités DJILLALI LIABES DE SIDI BEL ABBES - **PDF.**

[57] **H.Aid et W.Aina,** 2013." Synthèse de lois de commande non-linéaires pour un entraînement électrique à vitesse variable basé sur un moteur synchrone à aimants permanents", Mémoire de Master, Université Abou Bekr Belkaïd Tlemcen.

[58] **Abdelbaset Elhangari,** " SLIDING-MODE CONTROL OF THE PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR (PMSM) ", Master Thesis, The School of Engineering of the UNIVERSITY OF DAYTON, Ohio(USA), December, 2013.

[59] **H. Chouiref et S. Bekhti** "Commande en vitesse par mode glissant d'un moteur synchrone à aimant permanent", Mémoire de Master, UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA, 2017.

[60] **X. Zhang, Li. Sun, K. Zhao, and L. Sun.** **Nonlinear** Speed Control for PMSM System Using Sliding-Mode Control and Disturbance Compensation Techniques.

ANNEXE

ANNEXE

Paramètre du MSAP utilisé :

Tension nominal (V_n)	220 V
Vitesse nominal (W_r)	1000 tr/min
Fréquence nominal (f)	50 Hz
Nombre de paires de pôles (P)	03 pôles
Résistance statorique (R_s)	2.4 Ohm
Inductance statorique direct (L_d)	0.016 mH
Inductance statorique quadratique (L_q)	0.008 mH
Moment d'inertie (J)	0.00112 SI
Coefficient de frottement (f)	$1.2436 \cdot 10^{-4}$ SI
Flux des aimants (ϕ_f)	0.112 Wb

régulateurs **PI** des courants :

$K_{id}=360$

$K_{pd}=2.40$

$K_{iq}=720$

$K_{pq}=2.40$

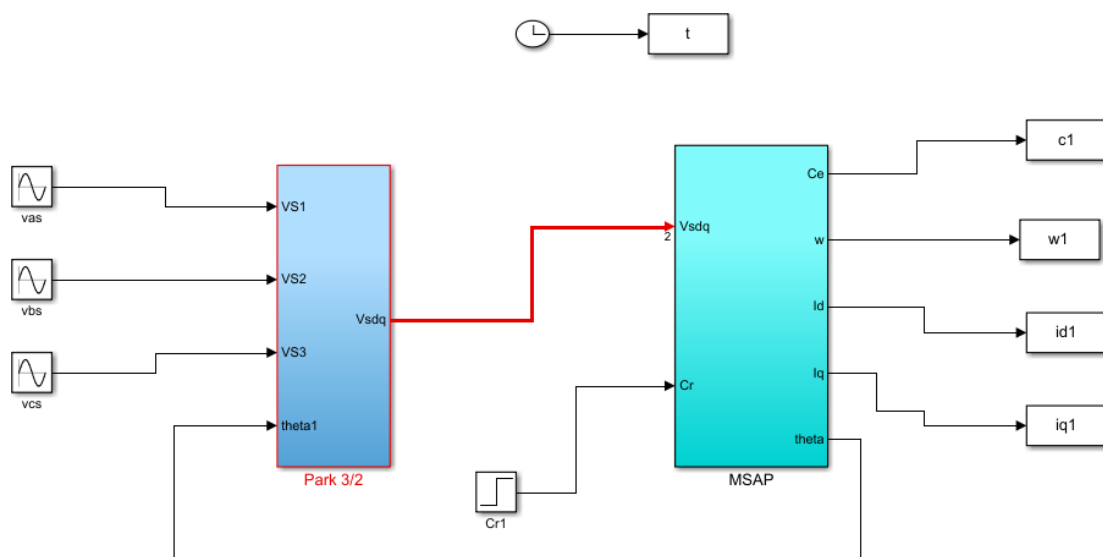
régulateur **PI** de vitesse :

$K_{i\Omega} = 8$

$K_{p\Omega} = 1.650$

$T_{sq}=0.0033$

$T_{sd}= 0.0067$



Figure(1): modélisation de la MSAP seul

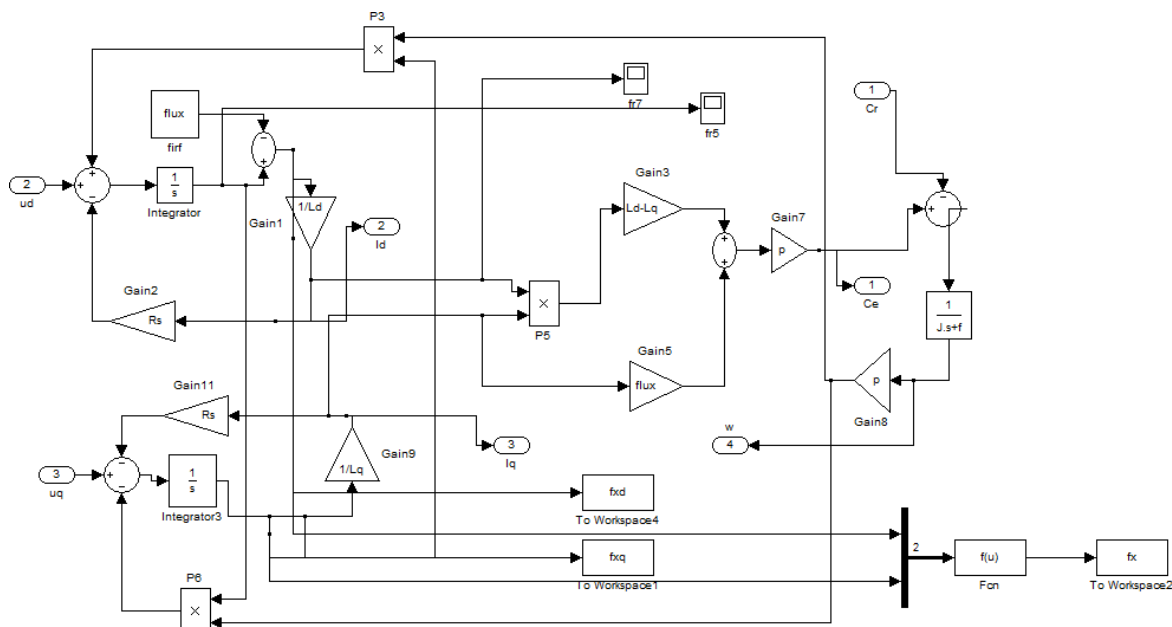


Figure (2) : Bloc du MSAP

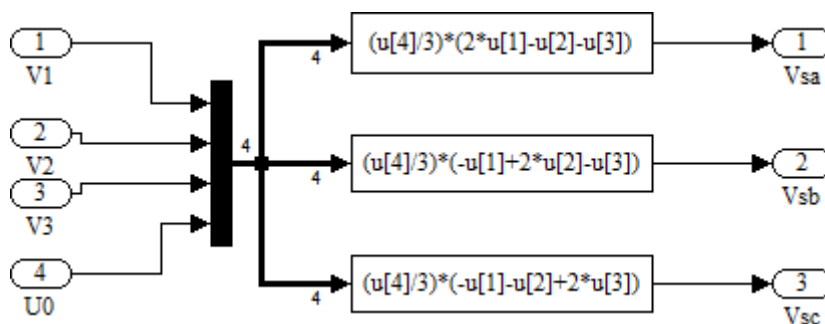


Figure (3) : Bloc de l'onduleur

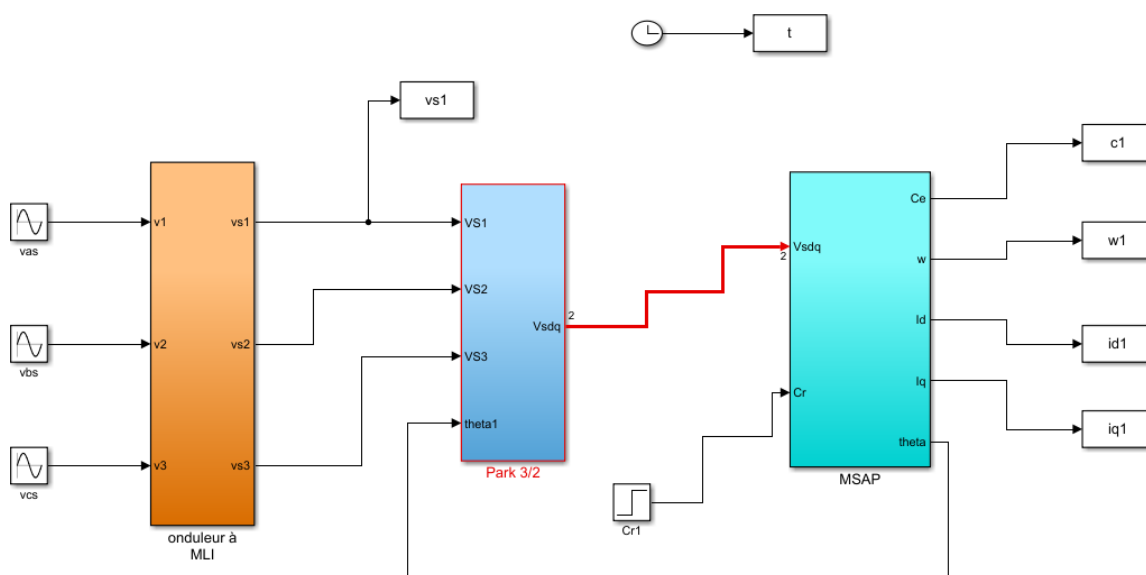


Figure (4) : Alimentation de la MSAP par un onduleur à MLI sinus triangle.

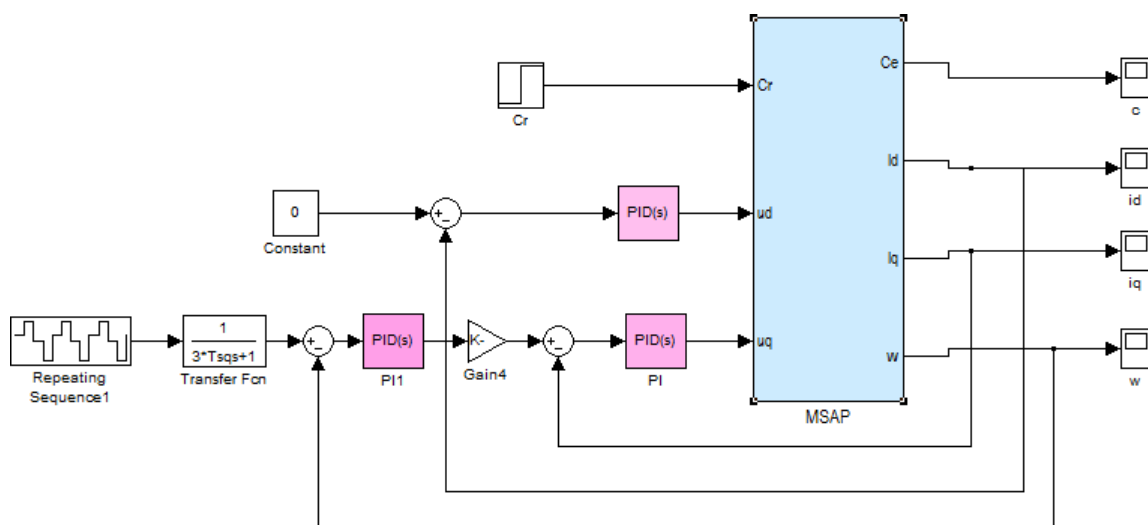


Figure (5) : commande en PI de la MSAP seul.

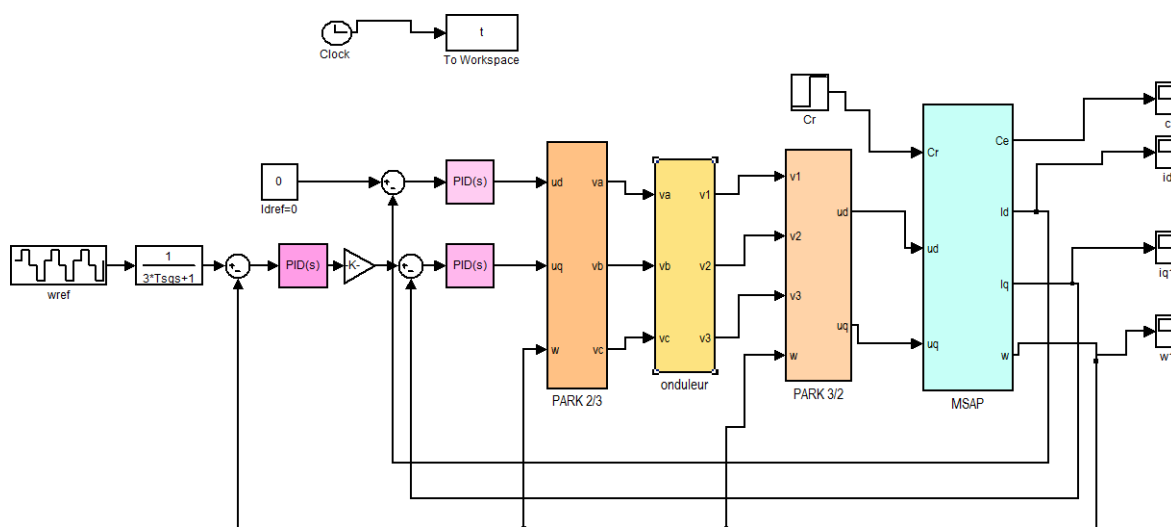


Figure (6) : commande de la MSAP en PI avec onduleur.

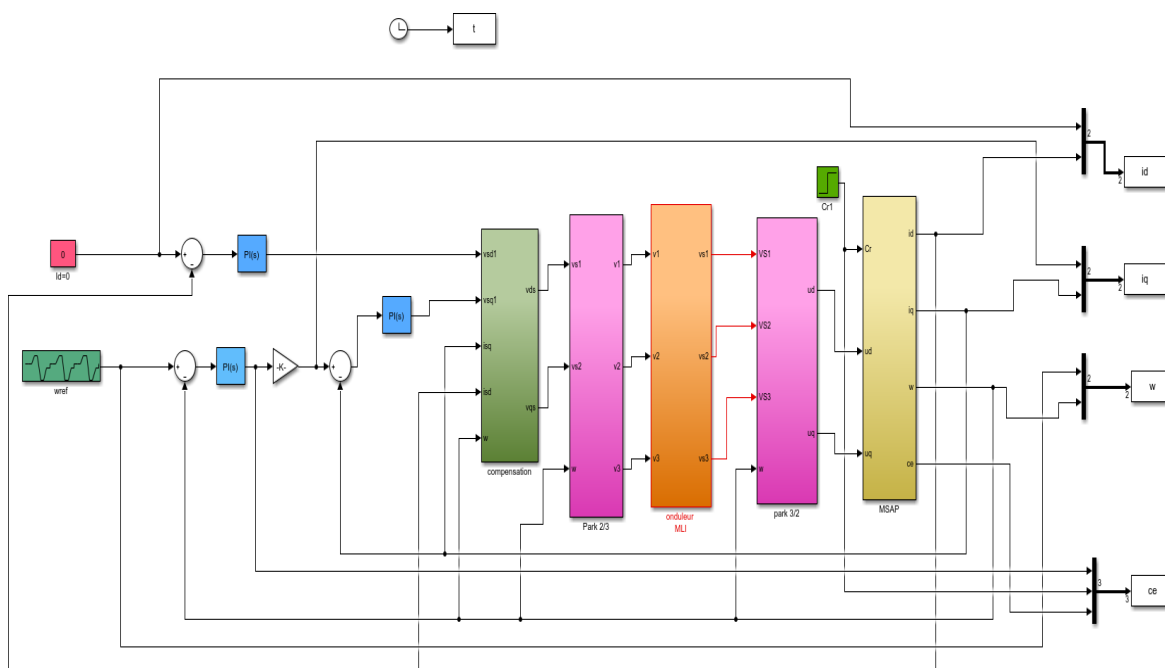


Figure (7) : Commande vectorielle de la MSAP alimentée en tension

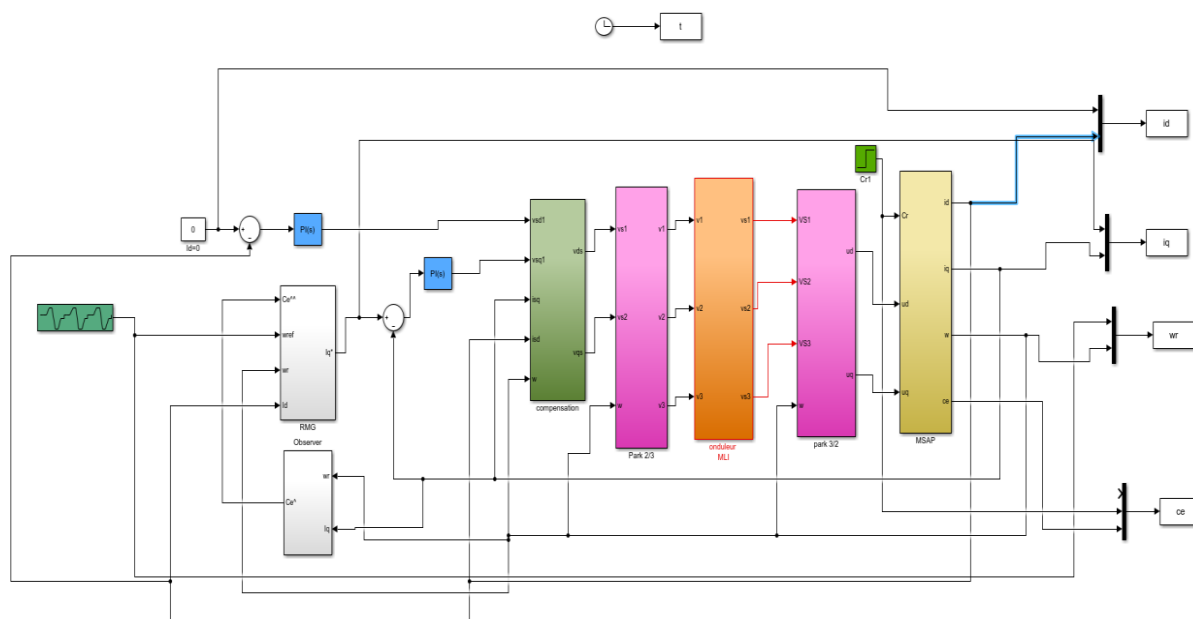


Figure (8) : Commande par mode glissant.

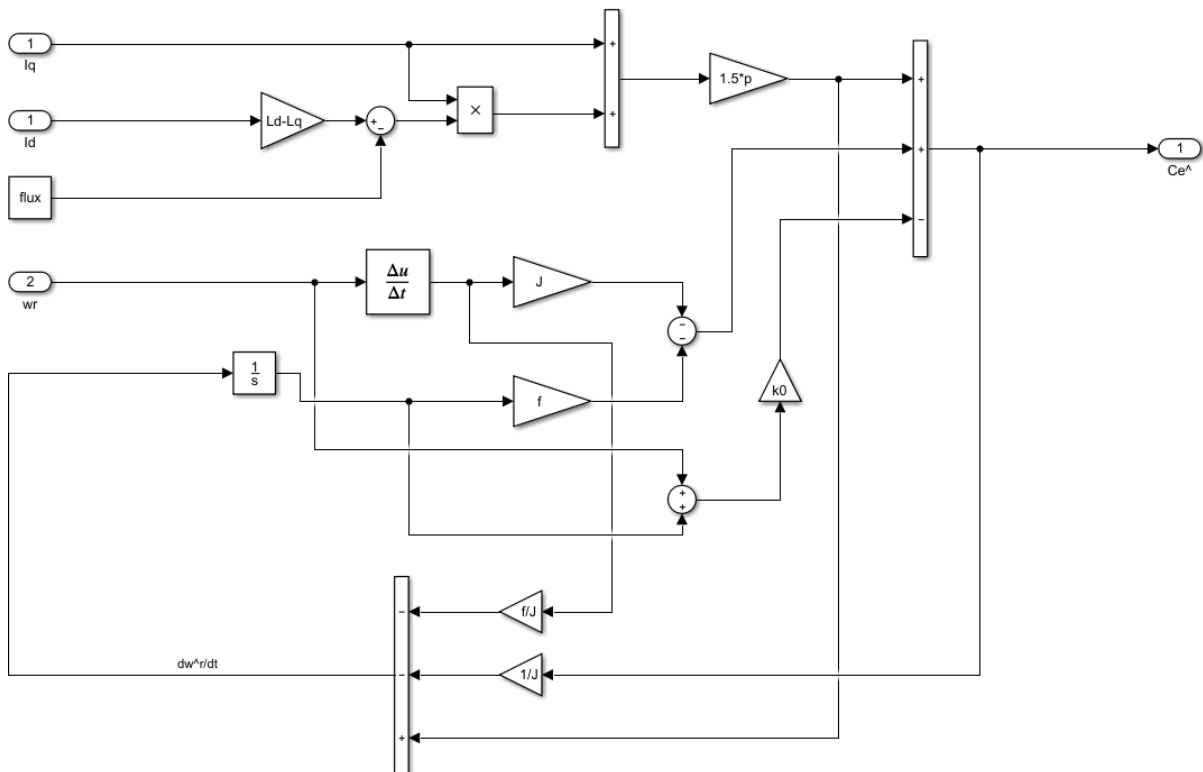


Figure (9) : Schéma de l'observateur

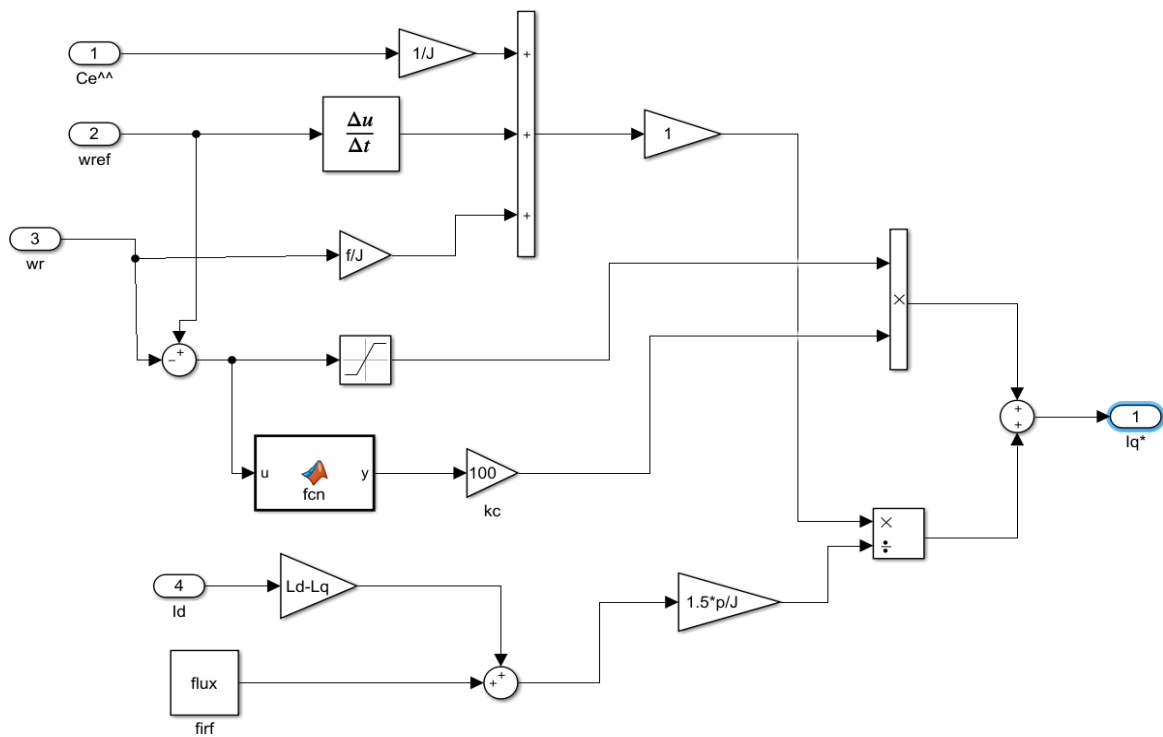


Figure (10) : Schéma du régulateur MG.

Résumé

Les machines à aimants permanents ont connu ces dernières années un grand essor grâce à l'amélioration des qualités des aimants permanents (plus précisément à l'aide des terres rares), au développement de l'électronique de puissance et à l'évolution des techniques de commande non linéaires.

Dans ce mémoire, des généralités sur la machine à aimants permanents sont présentées avec une modélisation du Moteur Synchrone à Aimants Permanents (MSAP) dans le repère de Park, lié au champ tournant, en vue de sa commande. La commande vectorielle par orientation du flux est exposée, puis le contrôle de la vitesse du MSAP par utilisation du contrôle en mode glissant, enfin en clôturant par une étude comparative avec les deux modes de contrôle.

Mots clés : MSAP, contrôle vitesse du MSAP, commande par mode glissant.

ملخص

شهدت آلات المغناطيس الدائم نموا كبيرا في السنوات الأخيرة، بفضل التحسن في صفات المغناطيس الدائم (بشكل أكثر دقة بمساعدة العناصر الأرضية النادرة)، و تطوير إلكترونيات الطاقة و تطور التقنيات التحكم غير الخطي.

في هذه المذكرة، تم عرض عموميات حول هذا المحرك، ثم تقديم نمذجة له في المعلم المرتبط بالحقل الدوار لغرض التحكم فيه. التحكم، عن طريق توجيه التدفق، كان محل عرض و دراسة ثم التحكم في سرعة المحرك عن طريق الوضع الإنزلاقي. ثم ختم البحث بعرض مقارنة بين التحكمين.

الكلمات المفتاحية: المحرك المتزامن ذوالمغناطيس الدائم، التحكم في سرعة المحرك المتزامن ذوالمغناطيس الدائم، التحكم بالنمط الإنزلاقي.

Abstract

Permanent magnet machines have experienced great growth in recent years thanks to the improvement of the qualities of permanent magnets (more precisely using rare earths) then to the development of power electronics and the evolution of techniques of nonlinear control.

In this master's thesis, generalities on the permanent magnet machine are presented with a modeling of the Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM) in the Park frame, linked to the rotating field, for its control. The vector control by flux orientation is exposed and then the control of the speed of the PMSM by sliding mode control is presented. Finally, a comparative study with both control modes is given.

Keyword: PMSM, MSAP speed control, sliding mode control.