

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE M'HAMED BOUGARA-BOUMERDES



Faculté de Technologie

Département Ingénierie des Systèmes Electriques

Mémoire de Master

Présenté par

Boumedrane otmane et Bey faouaz

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Machines Electriques

La commande par mode glissant d'une Machine
Synchrone à Aimants Permanents

Soutenu le 15/12/2020 devant le jury composé de :

Dr. Messaoudi noureddine

MCA

UMB Boumerdes Président

Dr. Riache samah

MCB

UMB Boumerdes Examineur

Dr. Yakhelef yassine

MCA

UMB Boumerdes Rapporteur

Année Universitaire : 2019/2020

Dédicaces

C'est avec un cœur plein de joie que je dédie ce modeste travail :

A ceux qui m'ont été une source d'inspiration et de volonté : mon exemple de vie mon très cher père et ma très chère mère pour leurs sacrifices et encouragements durant toute la période de mes études.

A tous mes frères et soeurs.

A mes amis.

A tous mes collègues et tous ceux dont les noms ne figurent pas sur cette liste.

Résumé

Résumé

Les moteurs synchrones à aimants permanents sont de plus en plus utilisés dans les servomécanismes grâce à leurs performances supérieures aux autres moteurs à courants alternatifs. Ce mémoire porte sur la commande du moteur synchrone à aimants permanents. Les résultats de l'étude, exprimés en régime de démarrage et en régime de charge, sont largement présentés et discutés. Lorsque le système à commander est soumis à des fortes non linéarités et à des variables temporelles, il faut concevoir des algorithmes de commandes assurant la stabilité et la robustesse du comportement du processus. Le réglage par mode glissant fait partie de ces méthodes de commande robuste. Le dernier chapitre est consacré à la description mathématique de la commande par modes glissants qui sera appliquée à la machine synchrone à aimants permanents pour la régulation des courants statoriques. Ainsi, tant que les conditions de glissement sont assurées, la dynamique du système reste insensible aux variations des paramètres du processus, aux erreurs de modélisation.

Mots-clés: Moteur synchrone à aimants permanents (MSAP), Commande par mode glissants (MG), Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI).

Abstract

Synchronous Motors with permanent magnets are increasingly used in servomechanisms because of their superior performance compared to other AC motors. This thesis concerns the control of the synchronous motor with permanent magnets. The results of the study, expressed as start-up and load regime, are widely presented and discussed. When the system to be controlled is subjected to strong nonlinearities and temporal variables, Control algorithms must be designed to ensure the stability and robustness of the process behavior. Sliding mode adjustment is one of those robust control methods. The last chapter is dedicated to the mathematical description of the sliding mode control that will be applied to the permanent magnet synchronous machine for the regulation of stator currents. Thus, as long as the sliding conditions are ensured, the dynamics of the system remains insensitive to variations in the parameters of the process, to modeling errors.

Key words : Synchronous motor with permanent magnets (MSAP), Sliding mode control (MG), Pulse Width Modulation (MLI).

ملخص:

المحركات المتزامنة مع المغناطيس الدائم تستخدم أكثر فأكثر في الماكينات بسبب أدائها المتفوق على المحركات الأخرى ذات التيار المتناوب، تتعلق هذه الذاكرة بالتحكم في المحرك المتزامن بمغناطيس دائم. وتعرض على نطاق واسع نتائج الدراسة، التي تم التعبير عنها كنظام بدء وحمل، عندما يخضع النظام المطلوب إلى قوى غير الخطية والمتغيرات الزمنية يجب تصميم خوارزميات التحكم لضمان استقرار ومتانة سلوك العملية تعديل وضع الانزلاق هو واحد من طرق التحكم القوية هذه. تم تخصيص الفصل الأخير للوصف الرياضي للتحكم في الوضع المنزلق الذي سيتم تطبيقه على آلة متزامنة مغناطيسية دائمة لتنظيم تيارات الموالي. وبالتالي، ما دامت الظروف المنزلة مضمونة، تظل ديناميات النظام غير حساسة للتغيرات في معايير العملية، إلى أخطاء النمذجة.

كلمات مفتاحية: محرك متزامن مع مغناطيس دائم (MSAP)، التحكم في الوضع المنزلق (MG)، تعديل عرض النبض (MLI).

<u>Sommaire</u>	I
<u>Liste des figures</u>	IV
<u>Liste des tableaux</u>	VII
<u>Nomenclature</u>	VIII
<u>Introduction générale</u>	1

Chapitre I : Présentation et modélisation de la machine synchrone à aimants permanents

I.1 Introduction	3
I.2 Présentation du MSAP	3
I.2.1 Le stator :	3
I.2.2 Le rotor :	4
I.3 types des rotors d'un MSAP	4
I.3.1 Rotor à pôles saillant :	4
I.3.2 Rotor à pôles lisses	5
I.4 Principe de fonctionnement	6
I.5 Les avantages et inconvénients du moteur synchrone	7
I.5.1 Les avantages du MSAP	7
I.5.2 Les inconvénients du MSAP	7
I.6 Domaines d'application des moteurs synchrones	7
I.7 Modélisation du moteur synchrone a aimants permanents	8
I.7.1 Description de moteur étudiée	8
I.7.2 Hypothèses simplificatrices	10
I.7.3 Mise en équations de la machine dans le repère (abc) :	10
I.7.4.1 Equations électriques :	11
I.7.4.2 Équations mécaniques	12
I.8 Transformation de Park	13
I.9 Modèle de la Machine Synchrone à Aimants Permanents dans le Repère de Park	14
I.9.1 Equations des Tensions	14
I.9.2 Equations des Flux	15
I.9.3 Expression du couple électromagnétique	15

I.10 Bloc de Simulation de la machine synchrone à aimants permanents.....	16
I.11 Résultats de simulation de la MSAP alimentée par un réseau triphasé.....	16
I.11.1 Simulation à vide.....	16
I.11.2 Simulation en charge	18
I.12 Conclusion	20

Chapitre II : Modélisation de l'alimentation de la machine synchrone à aimants permanents

II.1 Introduction	22
II.2 Système d'alimentation de la machine synchrone à aimants permanents	22
II.2.1 Modélisation de la redresseur triphasée double alternance à diodes.....	23
II.2.2 Modélisation de filtre.....	24
II.2.3 Modélisation de l'onduleur	24
II.2.3.1 Définition de l'onduleur de tension	25
II.2.3.2 Modélisation de l'onduleur triphasé de tension à deux niveaux.....	25
II.2.3.3 Onduleur de Tension à MLI	27
II.3 Résultats de simulation de la MSAP alimenté par onduleur de tension MLI à Sinus Triangle	29
II.3.1 Bloc de simulation association onduleur MLI+MSAP	29
II.3.2 Résultats de simulation	30
II.4 Conclusion.....	33

Chapitre III : Commande de la machine synchrone à aimants permanents par mode glissant

III.1 Introduction	34
III.2. Théorie de la commande par mode de glissement :.....	34
III.2.1. Régime glissant idéal :.....	35
III.2.2. Régime glissant réel :	35
III.3. Conception de l'algorithme de commande par mode de glissement :	36
III.3.1 Choix de la surface de glissement.....	36
III.3.2 Conditions d'existence de la convergence	37

III.3.2.1 Fonction directe de commutation	38
III.3.2.2. Fonction de Lyapunov :.....	38
III.3.3. Détermination de la loi de commande :.....	39
III.4. Avantage et inconvénients de la commande par mode glissant :	40
III.4.1. Avantage	40
III.4.2. Inconvénients	40
III.5. Elimination du phénomène de broutement (Chattering).....	40
III.6 Application de la commande par mode glissant à la machine synchrone à aimants permanents	41
III.6.1 Stratégie de réglage à trois surfaces	41
III.7 Résultats de Simulation.....	44
III.7 .1 Bloc de simulation de MSAP commande pare mode glissant	44
III.7.2. Essai à en charge :	44
III.7 .3. Essai de l'inversion de sens de rotation :.....	47
III.7 .4. Essai de variation du couple de charge et inversion du sens de rotation.....	49
III.8 Conclusion.....	52
<u>Conclusion générale</u>	53
<u>Annexes</u>	54
<u>Bibliographie</u>	59

Liste des figures

Chapitre I

Figure (I.1) photo du stator de la machine synchrone à aimants permanents 4

Figure (I.2) photo du rotor de la machine synchrone à aimants permanents 4

Figure (I.3) : Les différentes géométries de rotors. 4

Figure (I.4) : Structures d'une machine à aimants permanents à pôles saillants 5

Figure (I.5) : Structures d'une machine à aimants permanents à pole lisses 5

Figure (I.6) : Différents types de rotors d'une MSAP. 6

Figure (I.7) : Principe de fonctionnement du moteur à aimants permanents 6

Figure (I.8) : Référentiel a, b, c et référentiel d-q. 9

Figure (I.9) : La disposition des aimants permanents sur le rotor. 10

Figure (I.10) : Schéma de la MSAP dans le repère abc. 11

Figure (I.11) : Schéma équivalent de la machine synchrone à aimants permanents dans le repère(d, q)..... 14

Figure (I.12) : Schéma bloc de la MSAP 16

Figure (I.13) : La vitesse de rotation..... 17

Figure (I.14) : Le couple C_e 17

Figure (I.15) : Le courant i_d 18

Figure (I.16) : Le courant i_q 18

Figure (I.17) : La vitesse de rotation..... 18

Figure (I.18) : Le couple 19

Figure (I.19) : Le courant i_d 19

Figure (I.20) : Le courant i_q 20

Chapitre II

Figure II.1 : exemple d'alimentation de l'onduleur 22

Figure II.2 : schéma du pont triphasé redresseur double alternance à diodes 23

Figure II.3 : schéma du filtre passe bas 24

Figure II.4 : Représentation d'un onduleur triphasé de tension à deux niveaux. 26

Figure II.5 : Illustration de la MLI triangulé-sinusoidale 29

Figure.II.6 bloc de simulation association onduleur MLI+MSAP	30
Figure .II.7 : Le couple	31
Figure. II.8 : La vitesse de rotation.....	31
Figure. II.9 : Le courant iq.....	32
Figure. II.10 : Le courant id.....	32
Figure. II.11 : La tension	33

Chapitre III

Figure III.1 : <i>Convergence du système glissant.</i>	35
Figure III.2 : <i>Glissement idéal</i>	36
Figure III.3 : <i>Glissement réel</i>	36
Figure III.4: Trajectoire de l'état vis-à-vis de la surface.	38
Figure.III.5: Fonction sign.....	40
Figure. III.6 : Illustration du phénomène de broutement.....	41
Figure.III.7: Schéma global de réglage par mode glissant, stratégie à trois surfaces.	42
Figure.III.8: Bloc de simulation de MSAP commande pare mode glissant	44
Figure.III.9: Le couple	45
Figure.III.10: La vitesse.....	45
Figure.III.11: Le courant id	46
Figure.III.12: Le courant iq	46
Figure.III.13: Le couple	47
Figure.III.14: La vitesse.....	48
Figure.III.15: Le courant iq	48
Figure.III.16: Le courant id	49
Figure III.17: Le couple.....	50
Figure III.18: La vitesse	50
Figure III.19: Le courant id	51
Figure III.20: Le courant iq	51

Annexe

Figure .1 :Bloc de similation de MSAP alimente aus reseax derecte	55
Figure.2 :Shcema bloc de londeloure a dux niveau	56
Figure.3 :Schéma bloc de MLI sinus-triangle	56
Figure.4 :Reglage de vitesse pare mode glissent.....	57
Figure.5 :Reglage detonsion vq pare mode glissent.....	57
Figure.6 :Reglage detonsion vd pare mode glissent.....	58

Liste des tableaux

Chapitre I

Tableau (I.1) : Caractéristique de la MSAP.....08

Annexe

Tableau (A.1): Paramètre de la machine utilisée en simulation 54

Liste des symboles

Symbole	Signification	Unité
$[V_s]$	Vecteur tensions statoriques	V
$[i_s]$	Vecteur courants statoriques	A
$[R_s]$	Matrice résistance stator	Ohms
R_s	Résistance de l'enroulement statorique	Ohms
$[L_{ss}]$	Matrice inductance stator	H
L_{ss}	Inductance cyclique statorique par phase	H
L_s	Inductance propre d'une phase statorique	H
$[\varphi_f]$	Vecteur flux engendré par l'aimant	Wb
$[\varphi_s]$	Vecteur flux statoriques	Wb
ω	Pulsation électrique	rad/s
Ω	Vitesse de rotation de la machine	rad/s
C_{em}	Couple électromagnétique délivré par le moteur	N.m
C_r	Couple résistant	N.m
P	Puissance	Watts
P	Nombre de paires de pôles	
J	Moment d'inertie des parties tournantes ramenées à l'arbre moteur	Kg.m ²
θ	Angle entre l'axe d et l'axe de référence dans le système triphasé	
F	Coefficient de frottement visqueux	N. m. s/rad
\bar{U}_0	Tension continue appliquée à l'onduleur	V
I	Courant statorique de ligne	A
Φ	Flux	W b
$P(\theta)$	Matrice de passage direct de <i>Park</i>	
$P(\theta)^{-1}$	Matrice de passage inverse de <i>Park</i>	
t	Temps	sec
X_{abc}	Vecteur de la variable X dans le repéré triphasé	
X_{dq0}	Vecteur de la variable X dans le repéré de <i>Park</i>	
L_d, L_q	Inductance des axes d et q	H
I_d, I_q	Courants des axes d et q	A
V_d, V_q	Tensions des axes d et q	V
φ_d, φ_q	Flux des axes d et q	W b
X_0	Composante homopolaire	
T_i	Interrupteurs de l'onduleur	
S_i	Commande logique des interrupteurs	
F_p	Fréquence de la porteuse	Hz
f_r	Fréquence de la référence	Hz
V_p	Tension de la porteuse	V
V_r	Tension de la référence	V
K_p	Gain proportionnel du régulateur PI	
K_i	Gain intégral du régulateur PI	
T_i	Constante de temps d'intégration PI	
$S(x)$	Surface e glissement de la variable x	
$e(x)$	Ecart de la variable à régler	
$\lambda(x)$	Constante positive qui interprète la bande passante du contrôle désiré	
$V(x)$	Fonction de <i>Lyapunov</i>	
V_{dref}, I_{dref}	Tension et courant de référence	
U	Grandeur de la commande	
U_{eq}	Commande équivalente	
R	Degré relatif	
K	Gain positif	

Abréviation

MSAP	Moteur Synchrone à Aimants Permanents.
F.E.M	Force électromotrice.
CSV	Commande à structure variable.
CMG	Commande par Mode glissant.
CMC	Commande par Mode de convergence.
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion
MRP	Mode de régime permanent

Introduction générale

Dans le domaine de la vitesse variable, la machine synchrone à aimants permanents assure actuellement une part très importante et toujours croissante du marché grâce à sa simplicité, sa robustesse et son faible coût de fabrication. Malgré tous ces avantages, sa commande reste une des plus complexes comparativement à celle de la machine à courant continu, car son modèle mathématique est non linéaire et fortement couplé, ce qui est à l'opposé de sa simplicité structurelle [1] [2].

L'étude du comportement dynamique et statique de la machine synchrone à aimants permanents qui exige en générale une bonne modélisation mathématique décrivant de façon adéquate son comportement. Cette étude de la MSAP a été présentée ; en se basant sur le modèle équivalent de Park en tenant compte des hypothèses simplificatrices [3].

La commande des systèmes en général, est un problème compliqué à cause des non linéarités, perturbation difficile à mesurer et incertitudes sur les paramètres des systèmes. Lorsque la partie commandée du processus est faiblement perturbée, les algorithmes de commandes classiques, peuvent s'avérer suffisants si les exigences sur la précision et la performance du système ne sont pas trop strictes [4].

Néanmoins, dans le cas contraire et particulièrement lorsque la partie commandée est soumise à des fortes non linéarités et à des variables temporelles, il faut concevoir des algorithmes de commandes assurant la robustesse du comportement du processus vis-à-vis des incertitudes sur les paramètres extérieurs et leur variation [5].

Le réglage par mode de glissement fait partie de ces méthodes de commandes robustes. Il possède des avantages incontestables pour le système mal identifié ou à paramètres variables. Cependant, la nature commettante (discontinue) de cette technique peut provoquer l'effet de broutement, appelé en anglais "chattering" [6].

Ainsi, tant que les conditions de glissement sont assurées, la dynamique du système reste insensible aux variations des paramètres du processus, aux erreurs de modélisation, et certaines perturbations.

L'objectif principal de ce travail, est de valider les résultats déjà aménagés pour la commande par mode glissant du MSAP.

Ce travail se décompose en trois chapitres :

Dans le premier chapitre, On a fait la modélisation de moteur synchrone à aimants permanents en utilisant la transformation de Park.

Dans le deuxième chapitre On présente le système d'alimentation de la machine synchrone à aimants permanents .

Dans le dernier chapitre, l'application de la commande par mode glissant sur le MSAP est validé par la simulation.

Enfin, le travail se termine par une conclusion générale et une étude bibliographique avec d'annexe .

Chapitre I

Présentation et modélisation de
la machine synchrone à
aimants permanents

I.1 Introduction

L'étude de tout système et plus particulièrement des machines électriques s'appuie sur un modèle de représentation. L'objectif de cette modélisation est le développement d'un outil mathématique représentant fidèlement les caractéristiques électriques, magnétiques et mécaniques de la machine.

Dans ce chapitre, la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) destinée aussi bien à l'étude de son comportement qu'à la mise en place des fonctions de la commande est élaborée.

I.2 Présentation du MSAP

Le terme de machine synchrone regroupe toutes les machines dont la vitesse de rotation du rotor est égale à la vitesse de rotation du champ tournant du stator. Pour obtenir un tel fonctionnement, le champ magnétique rotorique est généré soit par des aimants, soit par un circuit d'excitation. La position du champ magnétique rotorique est alors fixe par rapport au rotor, ce qui impose le synchronisme entre le champ tournant statorique et le rotor ; d'où le nom de machine synchrone. La vitesse de rotation du champ tournant est proportionnelle au nombre de pôles de la machine et à la pulsation des courants statorique. On note : [7]

$$\omega_r = \frac{\omega}{P} \quad (\text{I.1})$$

I.2.1 Le stator : est une partie fixe où se trouvent les enroulements liés à la source, il est semblable au stator de toutes les machines électriques triphasées. Il est constitué d'un empilage de tôle magnétique qui contient des encoches dans lesquelles sont logés trois enroulements identiques décalés entre eux de $2\pi/3$ (rad) [8] [9]



Figure (I.1) photos du stator de la machine synchrone à aimants permanents

I.2.2 Le rotor : est une partie mobile, se compose d'aimants permanents. Les aimants permanents apporte beaucoup de simplicité comme l'élimination des ballais (donc les pertes rotoriques). Cependant, le flux rotorique n'est plus commandables [8] [9]

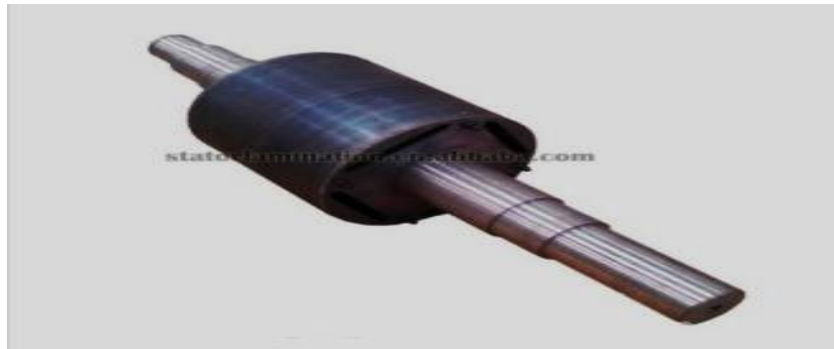
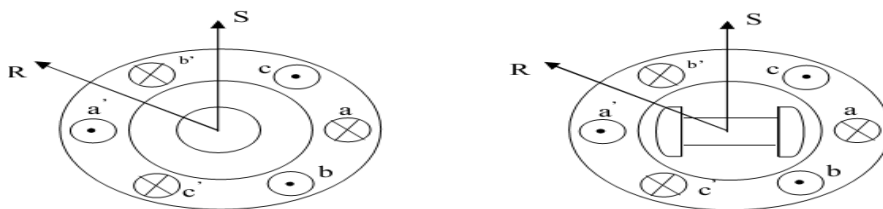


Figure (I.2) photo du rotor de la machine synchrone à aimants permanents

I.3 Types des rotors d'un MSAP

Les différentes géométries possibles pour les rotors sont présentées à la **Figure(I.3)** [10]



A. Moteur à pôles lisses

B. Moteur à pôles saillants

Figure (I.3) : Les différentes géométries de rotors.

I.3.1 Rotor à pôles saillant : C'est un électro-aimant dont les pôles sont alternativement nord et sud. Les enroulements sont alimentés en courant continu, ils sont placés autour des noyaux polaire (**figure (I.4)**). Le nombre de pôles est toujours pair, [11] il varie suivant la machine réalisée.

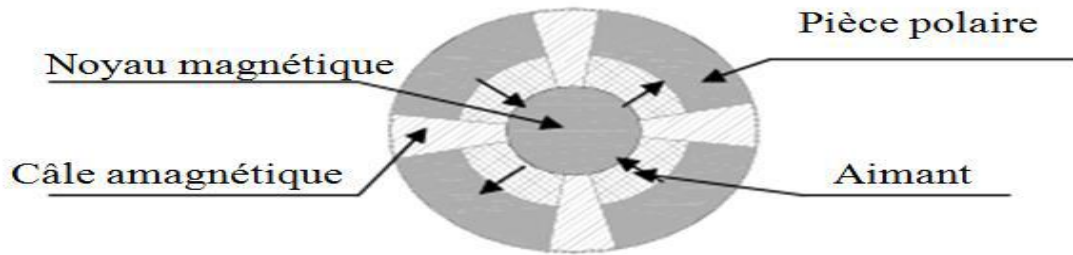


Figure (I.4) : Structures d'une machine à aimants permanents à pôles saillants

I. 3.2 Rotor à pôles lisses

Le rotor est un cylindre plein dans lequel les encoches sont usinées. Il possède le plus souvent deux pôles [11]

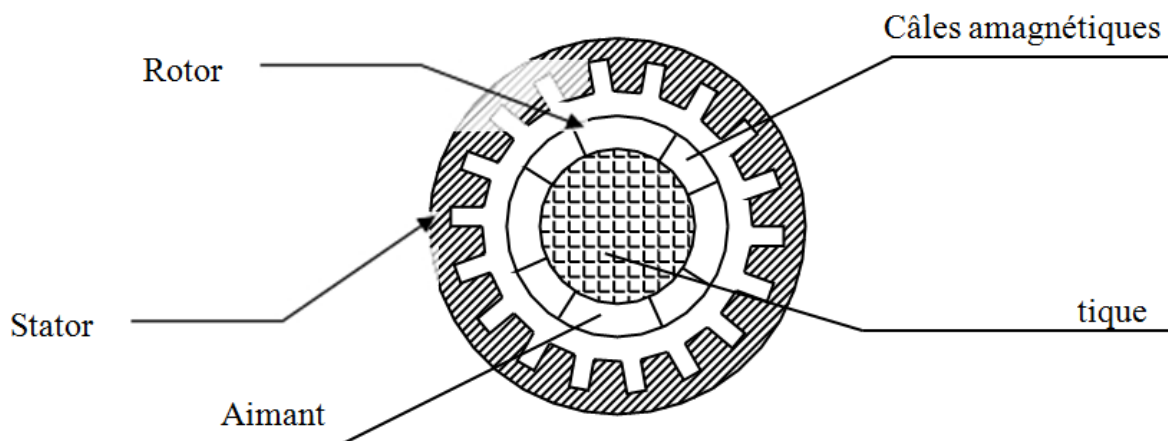


Figure (I.5) : Structures d'une machine à aimants permanents à pole lisses

Le rotor possède différentes configurations [7] [8] . La figure(I.6) montre trois cas typiques pour un rotor à quatre pôles :

- Une configuration du rotor à pôles saillant possédant des pièces polaires servant à la concentration du flux est montrée à la figure(I.6.a). Les aimants permanents sont magnétisés dans le sens radial.
- Une autre possibilité consiste à disposer les aimants permanents radialement (aimants noyés dans le rotor). Les aimants sont magnétisés tangentiellement comme le montre la figure(I.6.b).

- Enfin la figure(I.6.c) représente le cas où les aimants permanents sont distribués uniformément sur la surface cylindrique du rotor. L'aimantation des aimants est radiale.

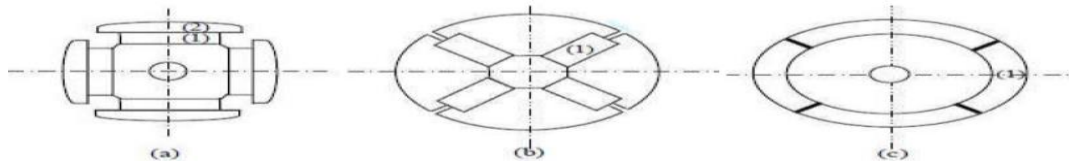


Figure (I.6) : Différents types de rotors d'une MSAP.

- (a) : Aimants permanents (1) et pièce polaire saillante.
- (b) : Aimants permanents (1) noyés.
- (c) : Aimants permanents (1) distribués sur la surface du rotor.

I.4 Principe de fonctionnement

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.7) représente un moteur ayant un rotor bipolaire et un stator comportant une paire de pôles. Les phases a et b et 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.7.a) à la Figure (I.7.c). Les demi-bas sont obtenus en alimentant deux phases à la fois (Figure (I.7.b)). De nombreux moteurs sur le marché utilisent ce genre de structure [12].

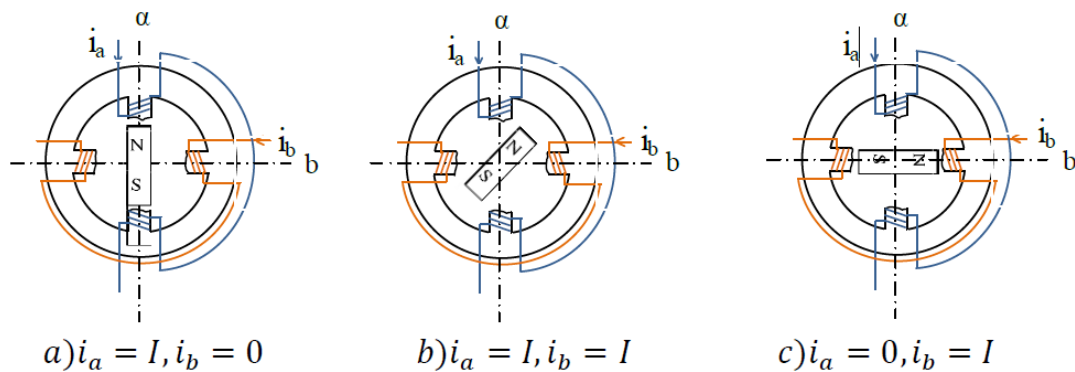


Figure (I.7) : Principe de fonctionnement du moteur à aimants permanents

I.5 Les avantages et inconvénients du moteur synchrone

I.5.1 Les avantage du MSAP

Les machines synchrones à aimants permanents présentent plusieurs avantages par rapport aux autres types de machines [13] [14] [15] [16]:

- Puissances massiques importantes et élevées
- Absence de contacts glissants.
- Pas des pertes résistives au rotor ; ce qui facilite l'évaluation de la chaleur due aux pertes dans la machine. Ainsi, il y a suppression d'équipement de refroidissement au rotor.
- Suppression des bagues et des ballait, ce qui réduit les problèmes de maintenance.
- Possibilité de supporter des surcharges transitoires importantes et un bon comportement dynamique en accélération et en freinage.
- Grande fiabilité.
- Fonctionnement en survitesse.

I.5.2 Les inconvénients du MSAP [17]

- Commutateur mécanique remplacé par une autre électronique, ce qui a pour effet de rendre le contrôle du moteur plus complexe et coûteux que celui d'un moteur à courant continu.
- Prix des aimants le rend plus cher.
- La présence de pulsation de couple.
- Pertes par courant de Foucault dans les aimants.

I.6 Domaines d'application des moteurs synchrones

Le moteur synchrone est utilisé dans une large gamme de puissance, allant du Watt au Mégawatt, dans des applications aussi diverses que le positionnement, la synchronisation, l'entraînement à vitesse constante et la traction [9]

A ces nombreux domaines d'emploi, correspondent autant de technologies différentes, dont les plus répandues peuvent être scindées en deux grandes familles :

1. Les moteurs synchrones à inducteur bobiné, à pôles saillants ou à pôles lisses,
2. Les moteurs synchrones à aimants permanents, avec ou sans pièces polaires.

Les moteurs à aimants se développent de manière importante à l'heure actuelle, grâce à la mise au point d'aimants permanents de grande qualité, permettant l'option des couples massiques élevés. Lorsque le nombre de pôles est élevé, les puissances peuvent atteindre quelques centaines de Kilowatts. Toutefois, leur domaine d'emploi privilégié pour les puissances inférieures à quelques dizaines de Kilowatt, où l'aimant permanent permet d'obtenir, une induction dans l'entrefer plus élevée que les moteurs à rotor bobiné. Par ailleurs, l'emploi d'aimants permanents à la place de l'enroulement inducteur annule les pertes par effet Joule au rotor et augmente le rendement [9]

Le tableau suivant, précisées caractéristiques du MSAP [18] :

MACHINE	CARACTERISTIQUES
MSAP	<ul style="list-style-type: none">• Excitation assurée par les aimants.• Pertes associées à la composante magnétisante négligeable.• Possibilité des fonctionnements à des facteurs de puissances élevés.• Dégradation des performances avec l'augmentation de la température.• Cout et l'assemblage aimant.

Tableau (I.1) : Caractéristique de la MSAP

I.7 Modélisation du moteur synchrone a aimants permanents

L'étude du comportement d'un moteur électrique est une tâche difficile et qui nécessite, avant tout, une bonne connaissance de son modèle dynamique afin de bien prédire, par voie de simulation, son comportement dans les différents modes de fonctionnement envisagé. La modélisation d'un moteur synchrone à aimants permanents est identique à celle d'une machine synchrone classique sauf que l'excitation en courant continu attachée au rotor est remplacée par le flux de l'aimant [9] Donc, le modèle est issu du modèle de la machine synchrone classique. [19]

I.7.1 Description de moteur étudiée

Le moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) comporte au stator un enroulement triphasé représenté par les trois axes (a-b-c) déphasés, l'un par rapport à l'autre, de 120° électrique (**Figure (I.8)**) et au rotor des aimants permanents assurant son excitation. [12]

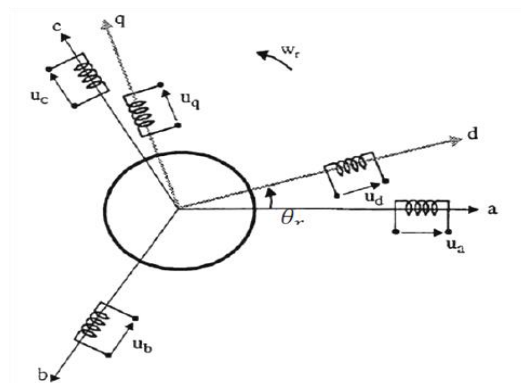


Figure (I.8) : Référentiel a, b, c et référentiel d-q.

Selon la disposition des aimants on rencontre :

- Le cas où les aimants sont calés sur le noyau magnétique rotorique (**Figure (I.9.a)**), dans ce cas, la machine se caractérise par un faible taux de saillance ($\frac{L_d}{L_q} \approx 1$).
- Le cas où les pôles ferromagnétiques sont intercalés entre les aimants (**Figure (I.9.b)**), le taux de saillance ici est supérieur à l'unité ($\frac{L_d}{L_q} > 1$)

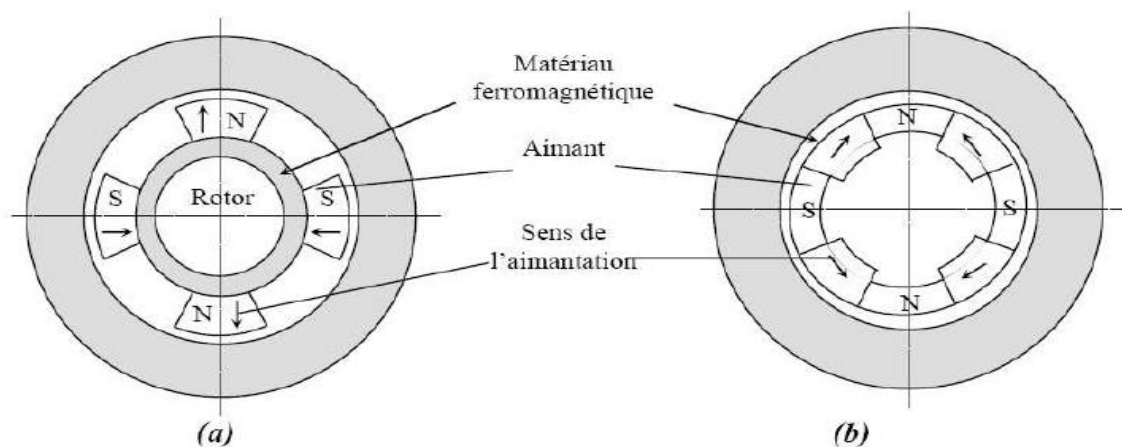


Figure (I.9) : La disposition des aimants permanents sur le rotor.

L'emploi des aimants permanents, permet d'obtenir des performances électrotechniques intéressantes, tel qu'un rendement élevé (à cause de l'absence des pertes Joules au niveau de l'inducteur), ainsi que des performances dynamiques et statiques très élevées en particulier dans les systèmes embarqués en raison de son rapport puissance/masse élevé.

1.7.2 Hypothèses simplificatrices

La mise sous forme d'un modèle mathématique d'une MSAP est nécessaire pour l'étude de sa commande dans les différents régimes de fonctionnements transitoire et permanent [19]. Les hypothèses simplificatrices usuelles adoptées dans la modélisation de la machine, données dans la majorité des références [28] :

- Les circuits magnétiques ne sont pas saturés, ce qui permet d'exprimer le flux, comme fonction linéaire des courants
- Les pertes par courants de Foucault et par hystérésis sont négligées
- La distribution de la force magnétomotrice créée par les enroulements au stator est sinusoïdale
- Le système de tension est équilibré
- Il n'existe pas d'enroulement amortisseur au rotor l'effet des amortisseurs est négligé

I.7.3 Mise en équations de la machine dans le repère (abc) :

La Figure (I.10) donne la représentation des enroulements pour une machine synchrone triphasée à aimants permanents.

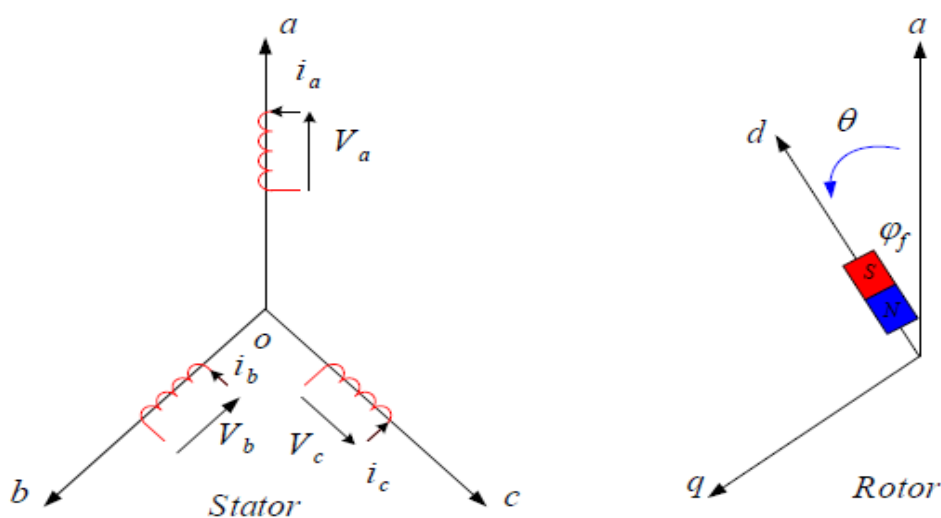


Figure (I.10) : Schéma de la MSAP dans le repère abc.

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

- Equations électriques,
- Equations magnétique,
- Equations mécaniques

I.7.3.1 Equations électriques :

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

$$\begin{cases} V_a = R i_a + \frac{d\varphi_a}{dt} \\ V_b = R i_b + \frac{d\varphi_b}{dt} \\ V_c = R i_c + \frac{d\varphi_c}{dt} \end{cases} \quad (I.2)$$

Avec :

R : Résistance d'un enroulement statorique

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

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

V_{abc} : Les tentions des phases statoriques.

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

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

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

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

$$\varphi_{aa} = L_s \cdot i_a$$

$$\varphi_{ba} = M_s i_b$$

$$\varphi_{ca} = M_s i_c$$

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

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

$$\varphi_a = \varphi_{aa} + \varphi_{ba} + \varphi_{ca} + \varphi_{fa} = L_s \cdot i_a + M_s \cdot (i_b + i_c) + \varphi_{fa} \quad (I.4)$$

Du fait que la machine est équilibrée a neutre isolé, on a, $(i_a + i_b + i_c = 0)$ d'où l'expression du flux dans la phase `a` se réduit alors à :

$$\varphi_a = (L_s - M_s)i_a + \varphi_{fa} = L_{sc}i_a + \varphi_{fa} \quad (I.5)$$

Avec :

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

L_s L'inductance propre d'une phase statorique.

M_s Mutuelle inductance entres phases du stator.

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

$$\begin{aligned} \varphi_b &= L_{sc}i_b + \varphi_{fb} \\ \varphi_c &= L_{sc}i_c + \varphi_{fc} \end{aligned} \quad (I.6)$$

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

$$\text{On obtient : } \begin{cases} V_a = R i_a + L_{sc} \cdot \frac{di_a}{dt} + \frac{d\varphi_{fa}}{dt} \\ V_b = R i_b + L_{sc} \cdot \frac{di_b}{dt} + \frac{d\varphi_{fb}}{dt} \\ V_c = R i_c + L_{sc} \cdot \frac{di_c}{dt} + \frac{d\varphi_{fc}}{dt} \end{cases} \quad (I.7)$$

I.7.3.2 Équations mécaniques

L'équation mécanique de la machine s'écrit :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = (C_{em} - C_r - C_f) \quad (I.8)$$

Avec :

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

C_r : Couple résistant.

C_{em} : Couple électromagnétique.

C_f : Couple de frottement.

J : Moment d'inertie.

P : Nombre de paires de pôles.

Ω : Vitesse électrique du rotor.

F_r : Coefficient de frottement.

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

Pour simplifier ce problème, ont utilisé la transformation de Park

I.8 Transformation de Park

La transformation de Park consiste à transformer la représentation du moteur triphasée équilibrée à une représentation biphasée équivalente caractérisée par deux axes d-q, à condition que le champ où les forces magnétomotrices et la puissance instantanée soient conservés [21] [22]

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

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

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

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

I.9 Modèle de la Machine Synchrone à Aimants Permanents dans le Repère de Park

Pour supprimer la non linéarité des équations du modèle précédent, nous utilisons la transformation de Park qui consiste à remplacer les enroulements des phases (a, b, c) par deux enroulements (d, q) don les axes magnétiques sont solidaires au rotor et tournant avec lui avec une vitesse (ω) comme le représente dans la figure (I.11)

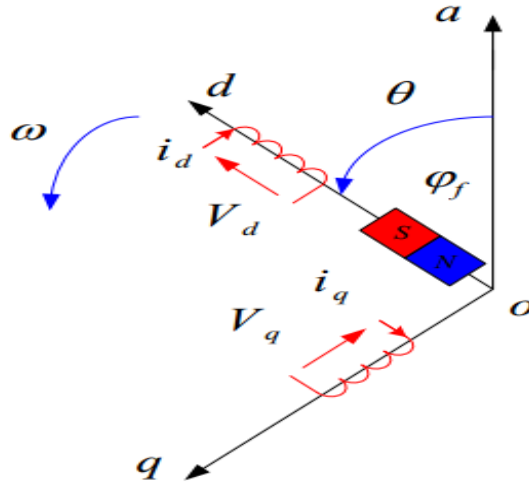


Figure (I.11) : Schéma équivalent de la machine synchrone à aimants permanents dans le repère (d, q) .

I.9.1 Equations des Tensions

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

$$[v_{dq}] = [P(\theta)][u_{abc}] = [P(\theta)][R][c] + [P(\theta)]\frac{d}{dt}[\varphi_{abc}] \quad (I.11)$$

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

$$[v_{dq}] = [T_\theta][R][T_\theta]^{-1}[i_{dq}] + [T_\theta][T_\theta]^{-1}\frac{d}{dt}[\varphi_{dq}] + [T_\theta]\left(\frac{d}{dt}[T_\theta]^{-1}\right)[\varphi_{dq}] \quad (I.12)$$

À l'aide de (I.12) on obtient les équations statoriques de la machine exprimées dans le référentiel de Park lié au rotor :

$$\begin{cases} v_d = R * i_d + \frac{d\varphi_d}{dt} - \frac{d\theta}{dt} * \varphi_q \\ v_q = R * i_q + \frac{d\varphi_q}{dt} + \frac{d\theta}{dt} * \varphi_d \end{cases} \quad (I.13)$$

I.9.2 Equations des Flux

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

$$\begin{aligned} [\varphi_{dq}] &= [T_\theta][\varphi_{abc}] = [L][i_{abc}] + \varphi_f \\ [\varphi_{dq}] &= [T_\theta][L][T_\theta]^{-1}[i_{dq}] + \varphi_f \end{aligned} \quad (I.14)$$

D'où

$$\begin{cases} \varphi_d = l_d * i_d + \varphi_f \\ \varphi_q = l_q * i_q \end{cases} \quad (I.15)$$

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

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

$$\begin{cases} v_d = R i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - P\Omega L_q i_q \\ v_q = R i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + P\Omega (L_d i_d + \varphi_f) \end{cases} \quad (I.16)$$

I.9.3 Expression du couple électromagnétique

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

$$p(t) = V_a * i_a + V_b * i_b + V_c * i_c \quad (I.17)$$

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

$$p(t) = \frac{3}{2} (v_d i_d + v_q i_q) \quad (I.18)$$

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

$$p(t) = \frac{3}{2} \left[P\omega_r \left((L_d - L_q) i_d i_q + \varphi_f i_q \right) + R (i_d^2 - i_q^2) + \left(i_d L_d \frac{di_d}{dt} + i_q L_q \frac{di_d}{dt} \right) \right] \quad (I.19)$$

Cette puissance est composée de :

- Puissance perdue par effet joule :

$$p_j = \frac{3}{2} R (i_d^2 + i_q^2) \quad (I.20)$$

- Puissance électromagnétique :

$$p_{em} = \frac{3}{2} \left[P\Omega \left((L_d - L_q) i_d i_q + \varphi_f i_q \right) \right] \quad (I.21)$$

- La variation d'énergie magnétique emmagasinée :

$$p_v = \frac{3}{2} \left(i_d L_d \frac{di_d}{dt} + i_q L_q \frac{di_d}{dt} \right) \quad (I.22)$$

Le couple qu'est produit par l'interaction entre les pôles formés par les aimants au rotor et les pôles engendrés par les Fmm dans l'entrefer généré par les courants statoriques [28] Il est exprimé par

$$C_{em} = \frac{p_{em}}{\Omega} = \frac{3P}{2} [(L_d - L_q)i_d i_q + \varphi_f i_q] \quad (I.23)$$

I.10 Bloc de Simulation de la machine synchrone à aimants permanents

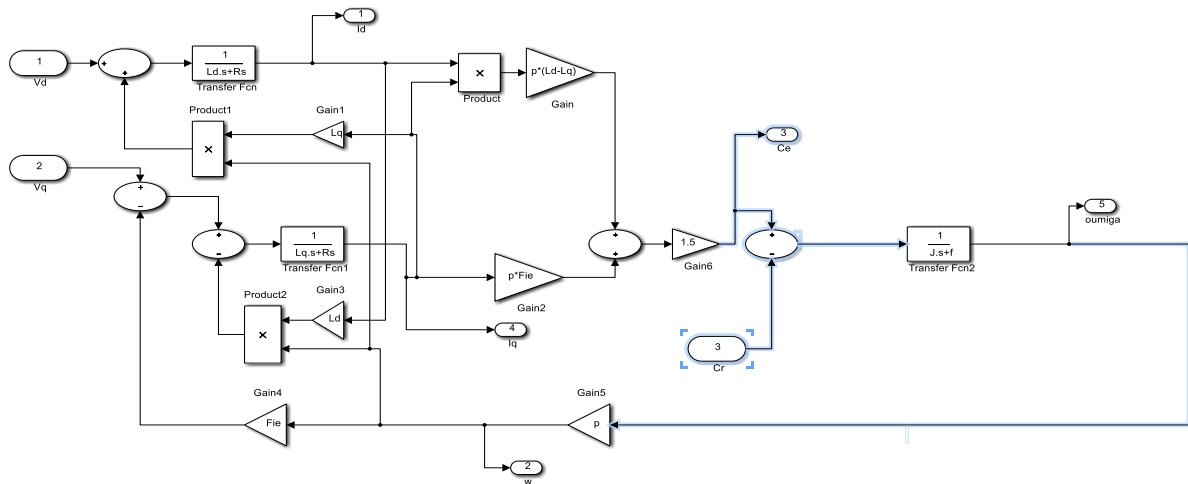


Figure (I.12) : Schéma bloc de la MSAP dans simulink

I.11 Résultats de simulation de la MSAP alimentée par un réseau triphasé

La simulation a été effectuée sous l'environnement Matlab/Simulink. Dans cette partie on présentera la simulation numérique d'un moteur synchrone à aiment permanent .On alimente le moteur par une source de tension sinusoïdale de valeur efficace 220 V et de fréquence50Hz.

I.11.1 Simulation à vide

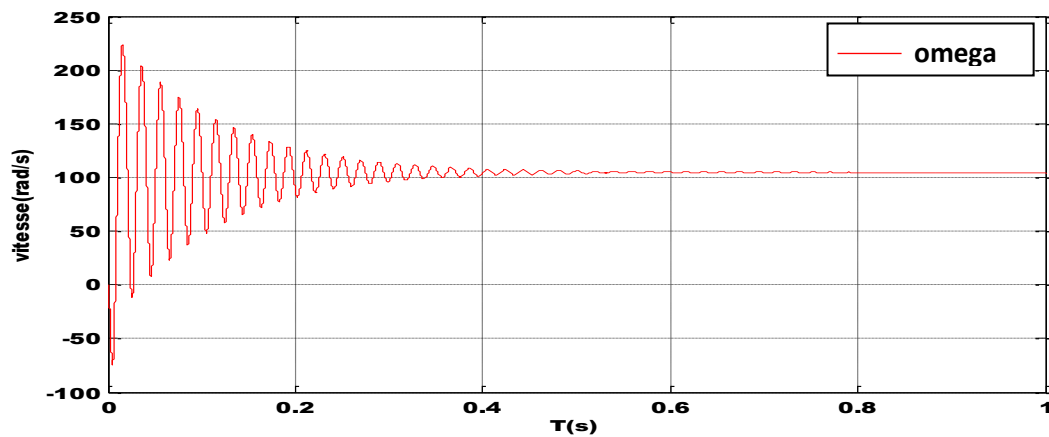


Figure (I.13) : La vitesse de rotation

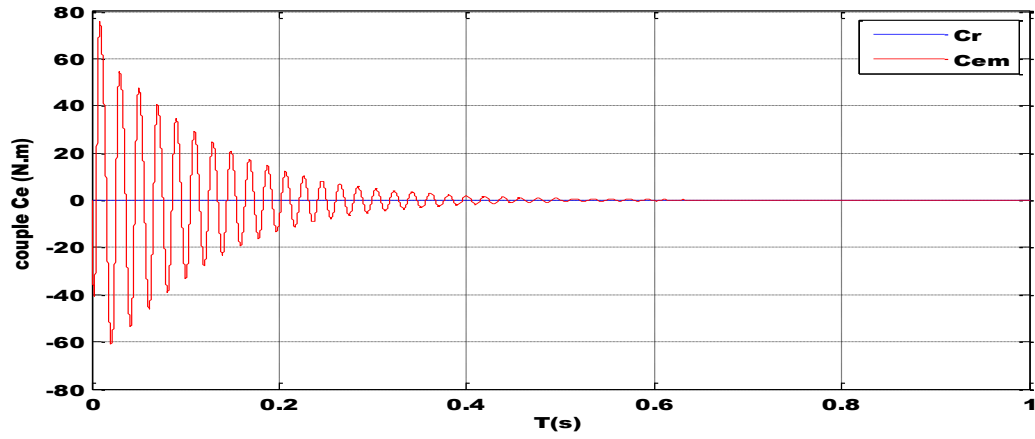


Figure (I-14) : Le couple C_e

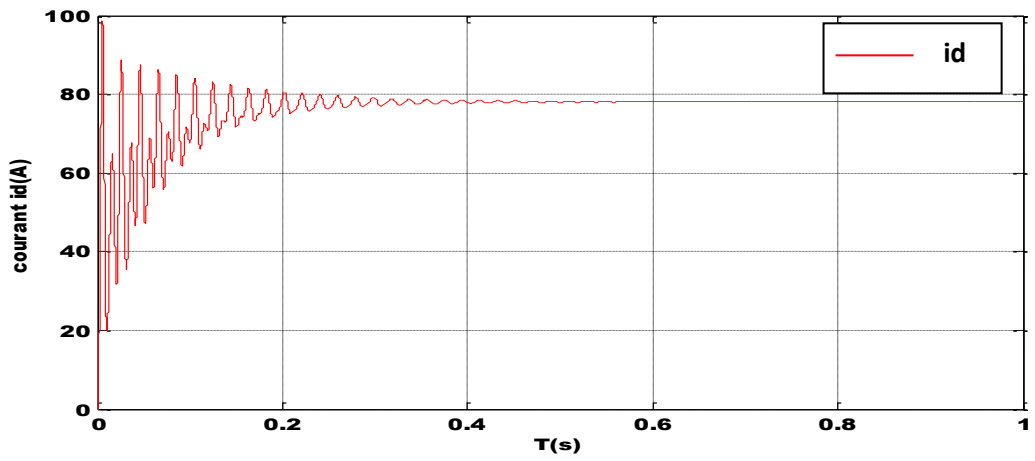


Figure (I.15) : Le courant i_d

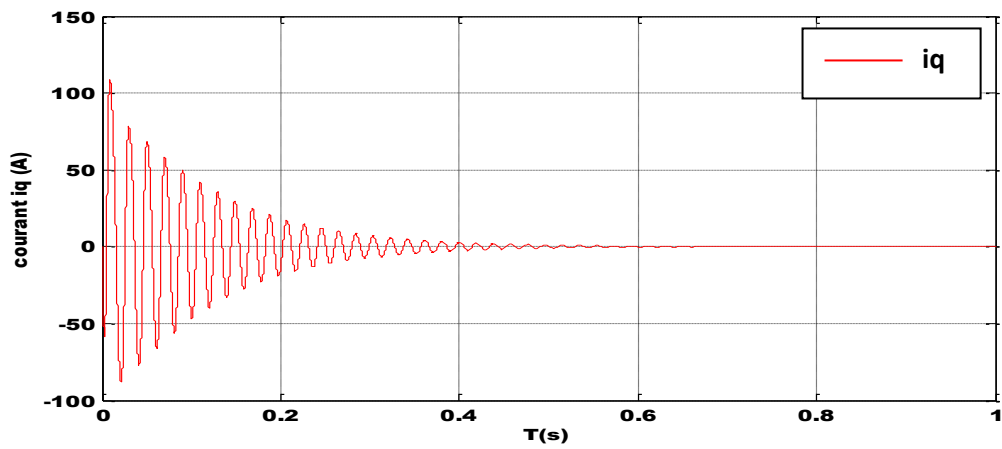


Figure (I.16) : Le courant i_q

I.11.b Simulation en charge

En appliquant un couple de charge $C_r = 5$ N.m à l'instant $t = 0.5$ s. Les résultats de la simulation sont illustrés par les figures (I.17) à (I.20).

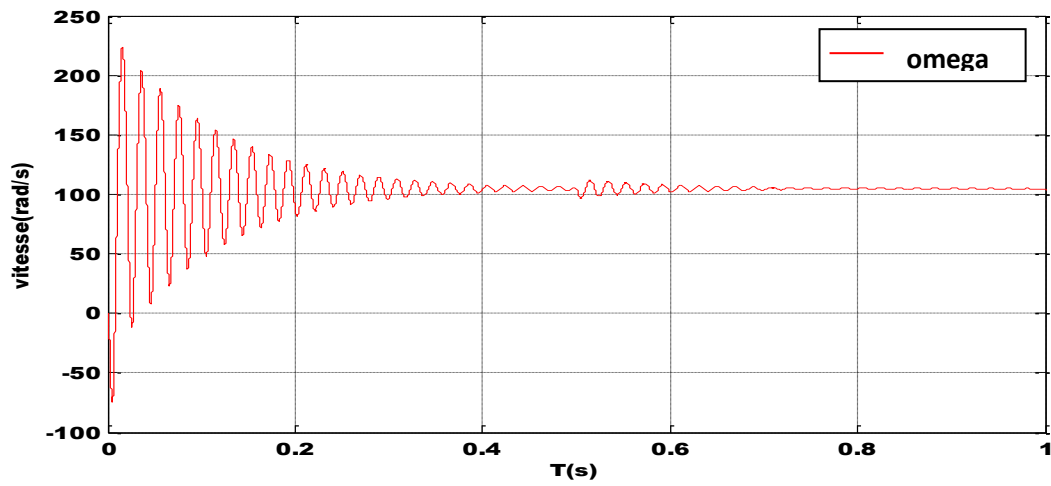


Figure (I-17) : La vitesse de rotation

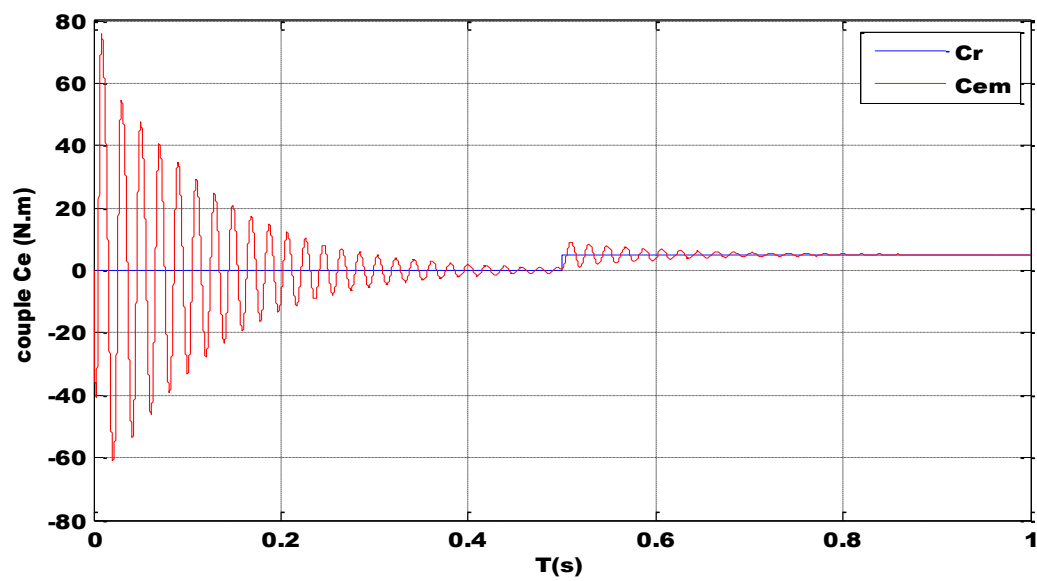


Figure (I-18) : Le couple

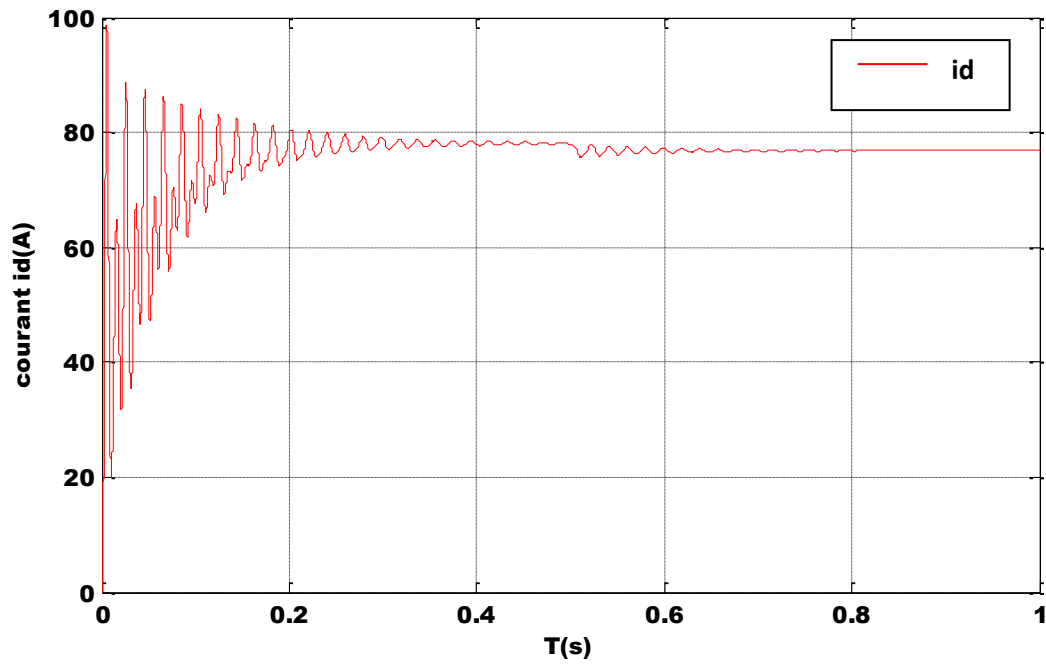


Figure (I.19) : Le courant i_d

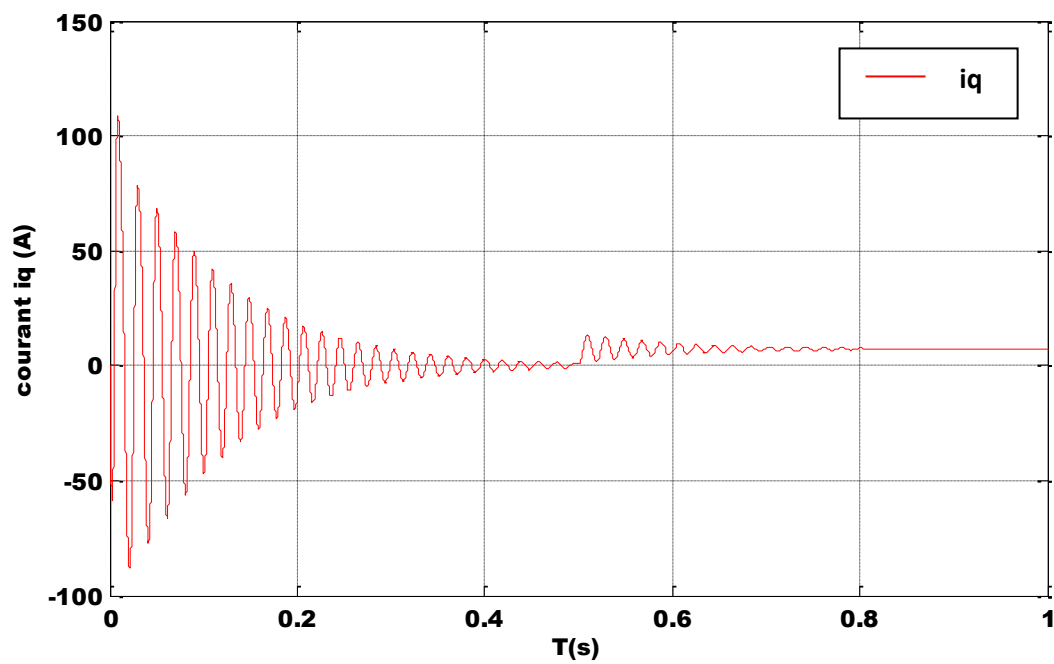


Figure (I.20) : Le courant i_q

- **Interprétation des résultats de simulation**

La réponse de la vitesse est identique à celle du fonctionnement à vide lors de la présence de la perturbation de charge, On constate que de 0 jusqu'à 0.5 s la vitesse elle est oscillée jusqu'à 225 *rad/s* puis se stabilise à partir de 0.5 s reste constante, c'est une propriété de la machine synchrone puisque celle-ci fonctionne toujours à la vitesse de synchronisme. Le couple électromagnétique présente une allure identique à celle du courant d'axe 'q' du fait de la linéarité

Les résultats de la simulation montrent clairement une forte demande de courant au démarrage du moteur MSAP.

Après l'insertion du couple de charge $C_r = 5 \text{ N.m}$ à $t=0.5s$, on remarque que la vitesse oscille jusqu'à 0.6s et après il se stabilise.

Ces résultats montrent la très faible inertie du MSAP, une très bonne maîtrise du couple et un fonctionnement avec une vitesse stable au synchronisme même en présence de charge.

I.12 Conclusion

Dans ce chapitre, On a présenté la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents MSAP. Le modèle triphasé est rarement utilisé à cause de sa complexité et du fort couplage de ses équations.

La transformation de Park, permet le passage du système réel triphasé (a, b, c) à un autre système d'axes (d, q, o) formant le référentiel de Park, ce qui rend le modèle dynamique du MSAP simple et les non-linéarités sont réduites au nombre de trois. Ce modèle devient encore plus simple si la machine synchrone est à aimant permanent sans pièces polaires.

Le processus du démarrage du moteur a été simulé à vide et en charge. De point de vu de la simulation, on peut constater que la charge joue un rôle effectif pour le moteur à cause de l'oscillation de la vitesse qu'elle introduit.

Chapitre II

Modélisation de l'alimentation
de la machine synchrone à
aimants permanents

II.1 INTRODUCTION

Le convertisseur statique est utilisé généralement pour transformer l'alimentation à fréquence et amplitude fixes en une autre à fréquence et amplitude variables. Il se constitue de trois étages : un redresseur connecté au réseau, un filtre qui permet de réduire les ondulations du courant et de la tension, et un onduleur qui permet d'alimenter la machine par un système de tension alternatif à fréquence variable. Pour réduire l'effet des harmoniques, qui gênent le fonctionnement de la machine, l'onduleur est commandé par une des techniques de modulation de largeur d'impulsions (MLI). Dans le premier chapitre on a présenté la modélisation respectivement de la machine synchrone à aimant permanent et leur généralité, Donc, dans ce chapitre, nous allons présenter l'alimentation de cette machine et comprendre les convertisseurs statiques. On présente la modélisation individuelle de chaque bloc constituant le convertisseur statique, ainsi que leurs mises sous forme d'équations d'état. Terminera par la simulation du système fonctionnant en charge alimenté par le convertisseur statique.

II.2 Système d'alimentation de la machine synchrone à aimants permanents

Après avoir présenté le modèle de la machine, on présentera le système d'entraînement complet où la machine synchrone à aimants permanents est associée à deux convertisseurs en cascade. Le convertisseur coté réseau est constitué d'un redresseur triphasé à diodes et d'un filtre, et le convertisseur coté machine, un onduleur de tension triphasé. La fig(II.1) illustre le schéma de principe de cette association [15] [24].

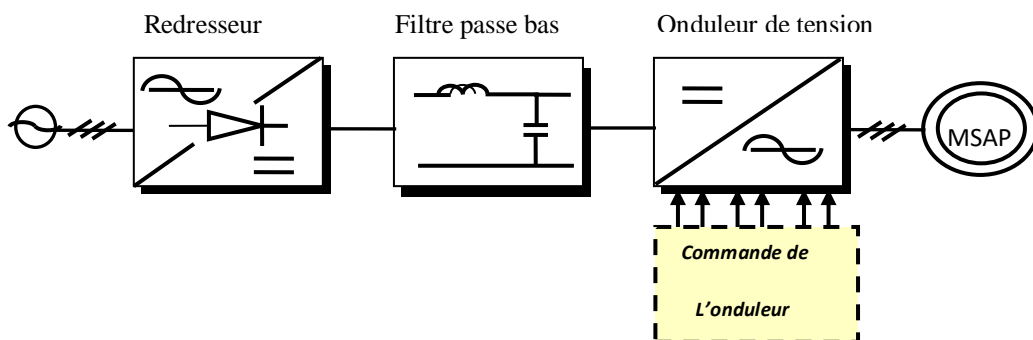
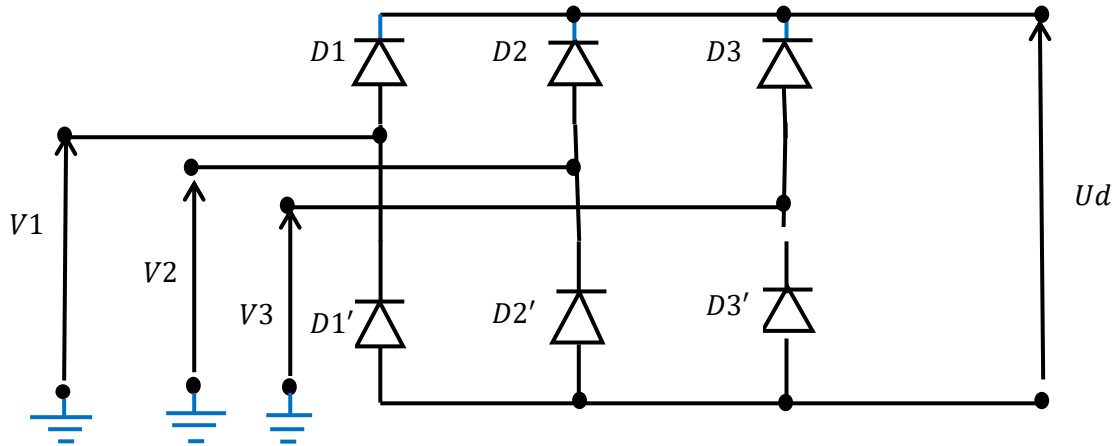


Figure (II.1) : exemple d'alimentation de l'onduleur

II.2.1 Modélisation du redresseur triphasé double alternance à diodes

Le redresseur est un convertisseur « alternatif/continue », Une conversion d'énergie électrique permet de disposer d'une source de courant continue à partir d'une source alternative, il est représenté par la (fig.II.2). [25]



Figur.II.2 : schéma du pont triphasé redresseur double alternance à diodes

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

$$\begin{cases} V1 = V_m \sin(2\pi ft) \\ V2 = V_m \sin\left(2\pi ft - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V3 = V_m \sin\left(2\pi ft - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

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

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

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

La tension U_d à la sortie de redresseur est :

$$U_d = V_i - V'_i = \max(V_j) - \min(V_j) \quad (\text{II.2})$$

Avec :

$D_i; D'_i$; Les diodes en conduction ..

V_i : La tension à l'anode de D_i

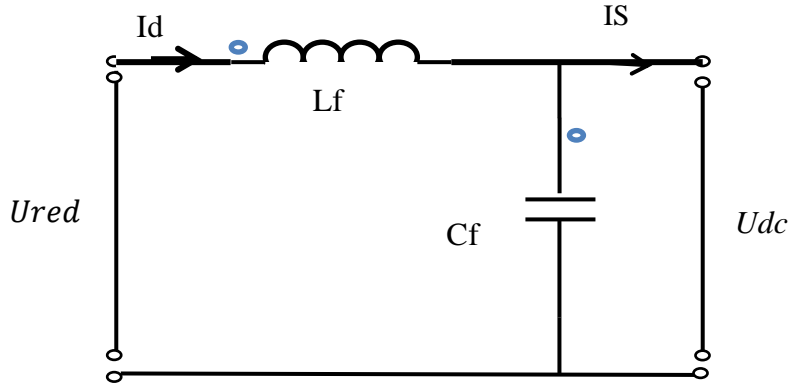
V'_i : La tension à la cathode de D'_i

La valeur moyenne de la tension redressée est donnée par :

$$Ud_{moy} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \quad (II.3)$$

II.2.2 Modélisation de filtre

On utilise un filtre passe-bas « LC », pour éliminer les hautes fréquences . Ce filtre est schématisé par la (figure II.3) [26] .



Figur.II.3 : schéma du filtre passe bas

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

$$\begin{cases} U_{re}(t) = L_f \frac{dI_d(t)}{dt} + U_{dc}(t) \\ \frac{dU_{dc}(t)}{dt} = \frac{1}{C_f} [I_d(t) - I_s(t)] \end{cases} \quad (II.4)$$

La fonction du transfert correspondante est donnée par

$$F(s) = \frac{u_{dc}(s)}{u_{red}(s)} = \frac{1}{1+(\sqrt{L_f C_f} s)^2} \quad (II.5)$$

Le rôle de la capacité C'est d'assurer le caractère de source de tension à l'entrée de l'onduleur, de fournir l'énergie réactive à la machine, et d'absorber le courant négatif restitué par la charge. Le rôle de l'inductance L'est de lisser le courant id. Le filtre est du deuxième ordre dont la fréquence de coupure [27] .

$$f_c = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}} \quad (II.6)$$

II.2.3 Modelisation de l'onduleur

L'onduleur est un convertisseur statique capable de transformer l'énergie électrique d'une source de tension continue en une énergie électrique de type alternative. L'utilisation des onduleurs est très vaste dans l'industrie, tels que les variateurs de vitesse pour les moteurs triphasés, les alimentations de secours.....etc.

Grâce au développement technologique des semi-conducteurs, et l'apparition des nouvelles

techniques de commandes les onduleurs sont devenus plus performants. D'autre part la forme de tension de sortie d'un onduleur doit être plus proche d'une sinusoïde pour laquelle le taux d'harmoniques soit le plus faible possible, cette dernière dépend largement de la technique de commande utilisée . [23]

On distingue plusieurs types d'onduleurs :

- Selon la source
 - onduleurs de tension,
 - onduleurs de courant.
- Selon le nombre de phases (monophasé, triphasé, etc.),
- Selon le nombre de niveaux (2,3,etc....).

II.2.3.1 Définition de l'onduleur de tension

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

II.2 .3.2 Modélisation de l'onduleur triphasé de tension à deux niveaux

Pour modéliser l'onduleur de tension (Figure II.4) on considère son alimentation comme une source parfaite, supposée d'être de deux générateurs de F.E.M égale à

$\frac{U_0}{2}$ Connectés entre eux par un point noté n_0 . [27]

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

- $S_i S_i = +1$, Alors T_i est passant et T_i' est ouvert,
- $S_i S_i = -1$, Alors T_i est ouvert et T_i' est passant,

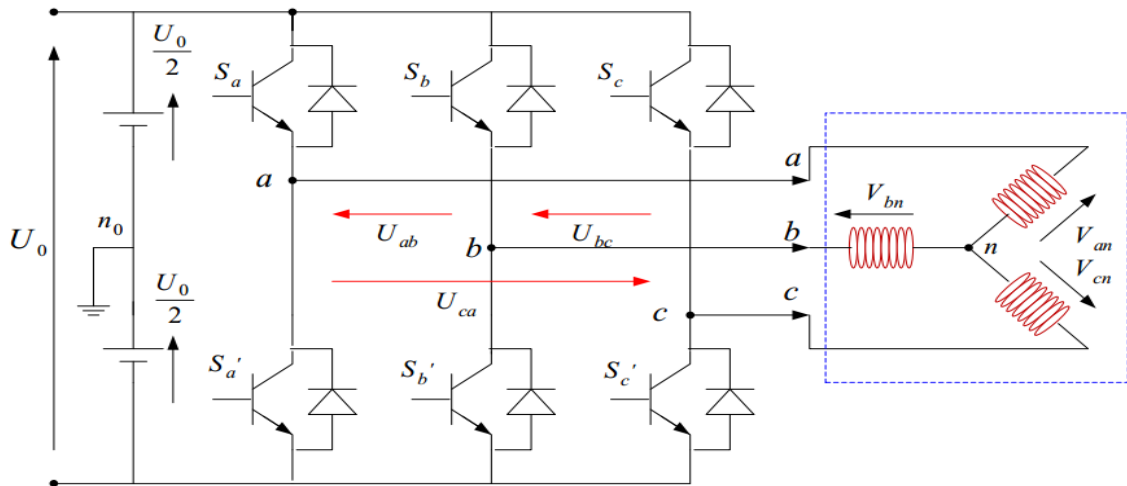


Figure.II.4 : Représentation d'un onduleur triphasé de tension à deux niveaux.

Dans ces conditions on peut écrire les tensions V_{in0} en fonction des signaux de commande $S_i (i = a, b, c)$. Et en tenant compte du point fictif n_0 représenté sur la (fig II.4)

$$V_{in0} = S_i U_{dc} \quad (\text{II.7})$$

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

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

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an} - V_{bn} \\ U_{bc} = V_{bn} - V_{cn} \\ U_{ca} = V_{cn} - V_{an} \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

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

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{1}{3} [U_{ab} - U_{ca}] \\ V_{bn} = \frac{1}{3} [U_{bc} - U_{ab}] \\ V_{cn} = \frac{1}{3} [U_{ca} - U_{bc}] \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

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

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an0} - V_{bn0} \\ U_{bc} = V_{bn0} - V_{cn0} \\ U_{ca} = V_{cn0} - V_{an0} \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

En remplaçant (II.8) dans (II.9) on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} +2 & -1 & -1 \\ -1 & +2 & -1 \\ -1 & -1 & +2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an0} \\ V_{bn0} \\ V_{cn0} \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

Des relations suivantes :

$$\begin{cases} V_{an0} = V_{an} + V_{nn0} \\ V_{bn0} = V_{bn} + V_{nn0} \\ V_{cn0} = V_{cn} + V_{nn0} \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

On peut déduire le potentiel entre les points n et n₀:

$$V_{nn0} = \frac{1}{3} [V_{an0} + V_{bn0} + V_{cn0}] \quad (\text{II.13})$$

L'utilisation de l'expression (II.7) permet d'établir les équations instantanées des tensions simples en fonction des grandeurs de commande :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U_{dc} \begin{bmatrix} +2 & -1 & -1 \\ -1 & +2 & -1 \\ -1 & -1 & +2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.14})$$

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

II.2.3.3 Onduleur de Tension à MLI

L'onduleur a pour objectif de générer à sa sortie, des tensions les plus sinusoïdales possibles. Les grandeurs de sortie des commandes analogiques ou numériques de l'onduleur servent à obtenir les tensions ou courants désirés aux bornes de la machine.

La technique de modulation de largeur d'impulsions (MLI en français et PWM ou Pulse Width Modulation en anglais) permet de reconstituer ces grandeurs à partir d'une source à fréquence fixe et tension fixe (en général une tension continue) par l'intermédiaire d'un convertisseur direct. Celui-ci réalise les liaisons électriques entre la source et la charge. Le réglage est effectué par les durées d'ouverture et de fermeture des interrupteurs et par les rapports cycliques. Les techniques de modulation de largeur d'impulsions sont multiples ; cependant, quatre catégories de MLI ont été développées:

- Les modulations sinus-triangle effectuant la comparaison d'un signal de référence à une porteuse, en général, triangulaire, pour notre travail on utilise cette méthode.
- Les modulations pré calculées pour lesquelles les angles de commutation sont calculés hors ligne pour annuler certaines composantes du spectre.
- Les modulations post calculées encore appelées MLI régulières symétriques ou MLI vectorielles dans lesquelles les angles de commutation sont calculés en ligne.

➤ Les modulations stochastiques pour lesquelles l'objectif fixé est le blanchiment du spectre (bruit constant et minimal sur l'ensemble du spectre). Les largeurs des impulsions sont réparties suivant une densité de probabilité représentant la loi de commande.

II.2.3.3.1 Modulation de largeur d'Impulsions Sinus-Triangle

Le principe général de la commande MLI consiste à convertir une modulante (tension de référence au niveau commande), généralement sinusoïdale, en une tension sous forme de créneaux successifs, générée à la sortie de l'onduleur (niveau puissance).

Cette technique repose sur la comparaison entre deux signaux :

- Le premier, appelé signal de référence, de fréquence f représente l'image de la sinusoïde qu'on désire à la sortie de l'onduleur. Ce signal est modulable en amplitude et en fréquence.
- Le second, appelé signal de la porteuse, de fréquence f_p c'est un signal de haute fréquence par rapport au signal de référence

L'intersection de ces signaux donne les instants de commutation des interrupteurs des sorties de l'onduleur. Telle que lorsque le signal de référence est au-dessus du signal de la porteuse, l'impulsion de sortie est 1, et lorsqu'il est au-dessous de la porteuse, l'impulsion de sortie est égale à 0. [28]

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

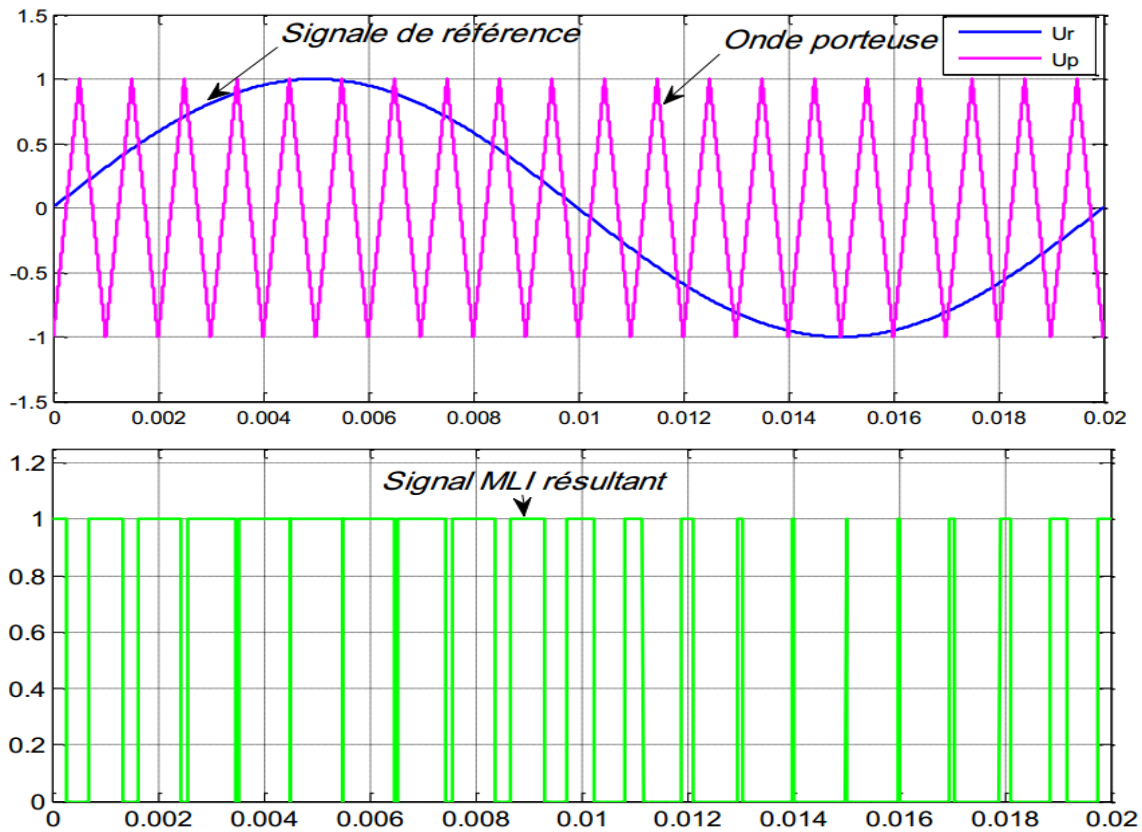
$$Si \ U_r \geq U_p \Rightarrow S(t) = 1 \ \text{sinon} \ S(t) = 0$$

U_r la tension de référence

U_p la tension de porteuse

$S(t)$ est le signal MLI résultant

La (Figure II.5), illustre le principe de cette commande :



Figur.II.5 : Illustration de la MLI triangulé-sinusoïdale [14]

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

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

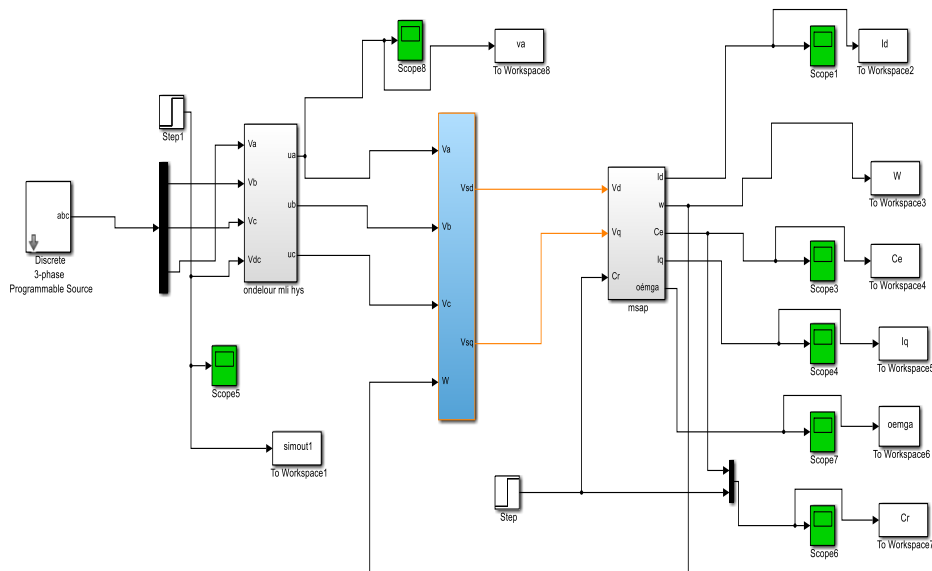
$$m = \frac{f_p}{f} \quad (\text{II.15})$$

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

$$r = \frac{U_r}{U_p} \quad (\text{II.16})$$

II.3 Résultats de simulation de la MSAP alimenté par onduleur de tension MLI à Sinus-Triangle

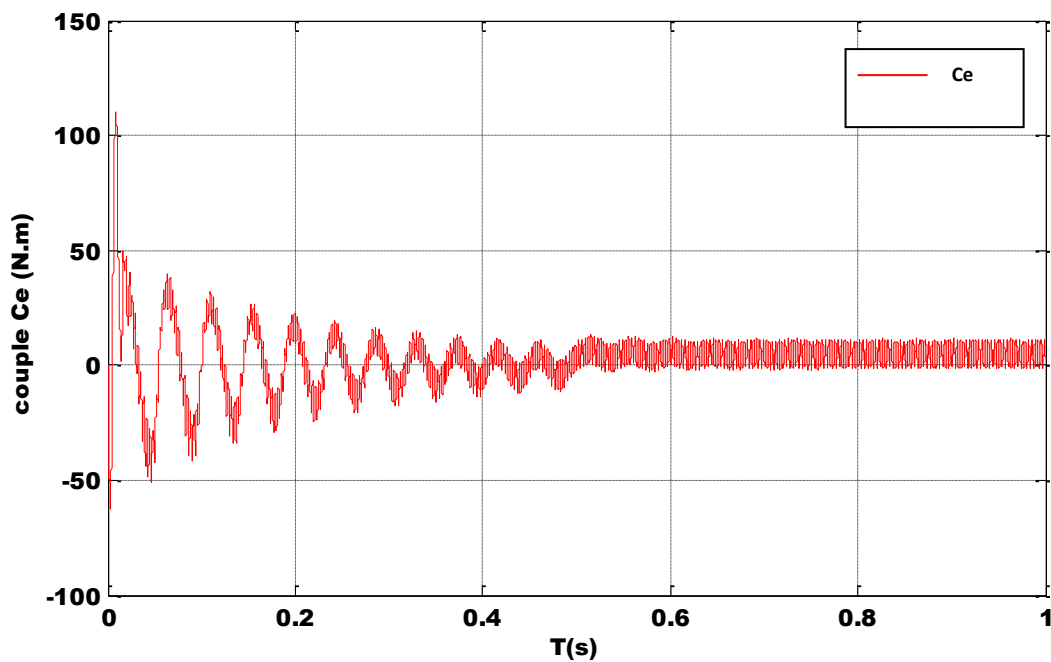
II.3.1 bloc de simulation association onduleur MLI+MSAP



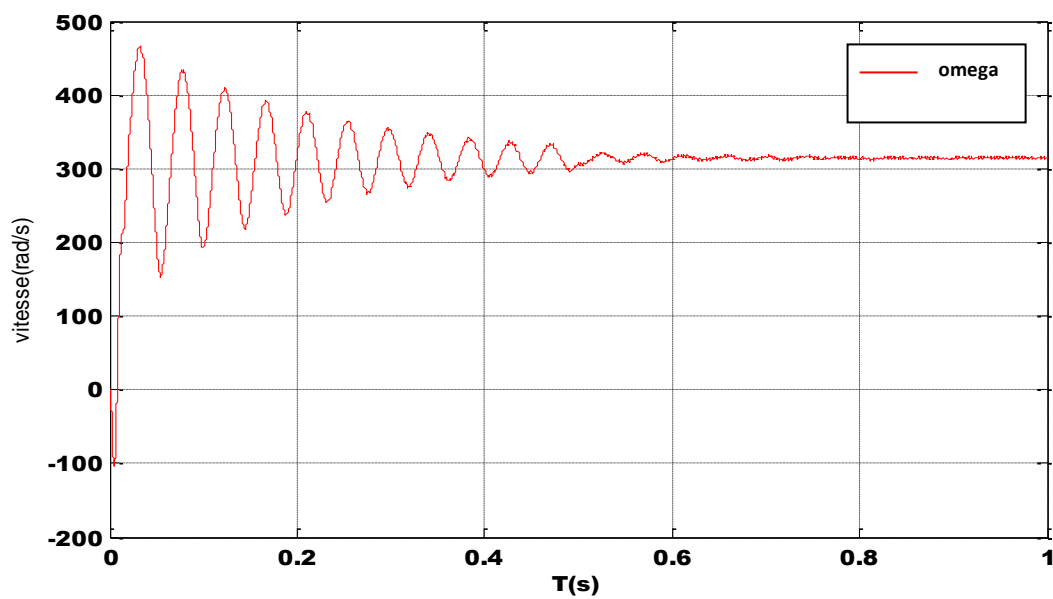
Figur.II.6 bloc de simulation association onduleur MLI+MSAP

II.3.2 Résultats de simulation :

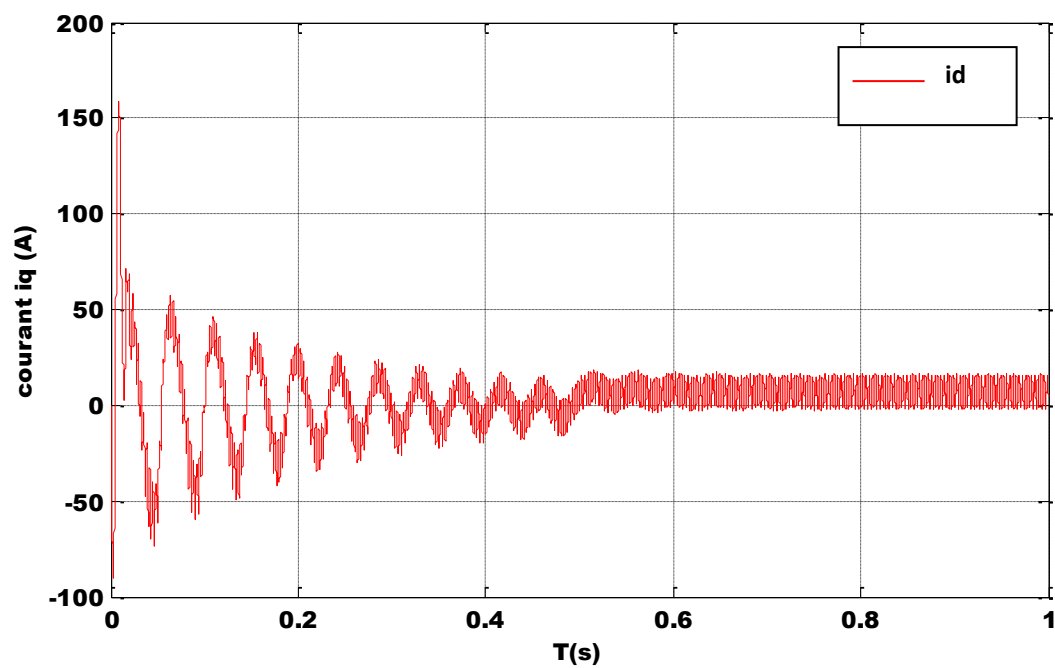
Résultats de simulation de la MSAP alimentée par onduleur de tension MLI Sinus-Triangle démarrage à vide suivi d'une application de charge de 5N.m à t=0.5sec



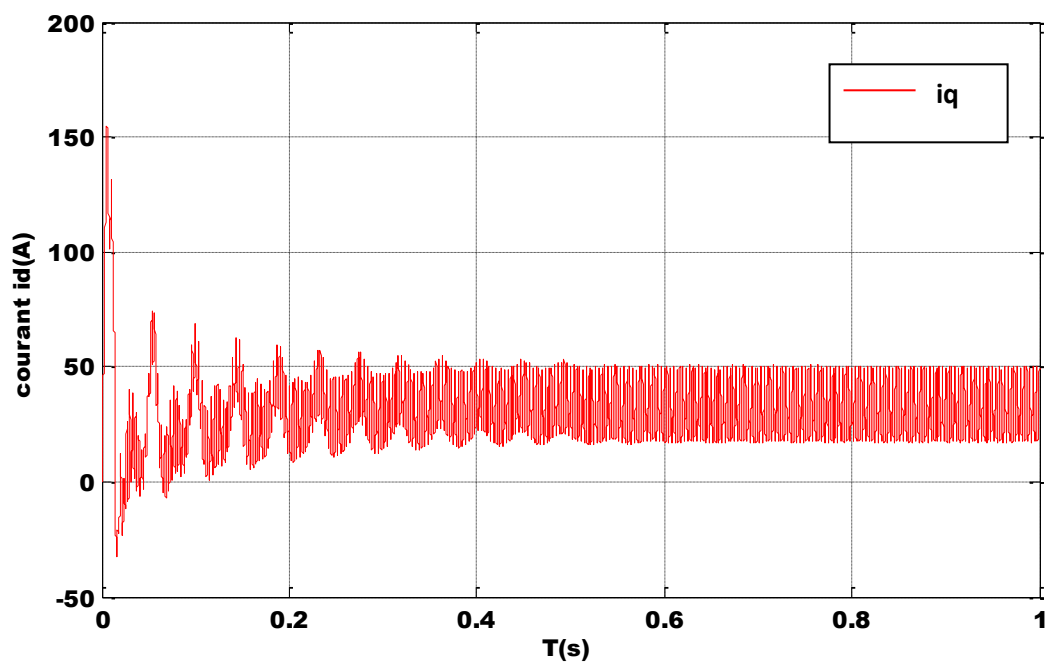
Figur.II.7 : Le couple



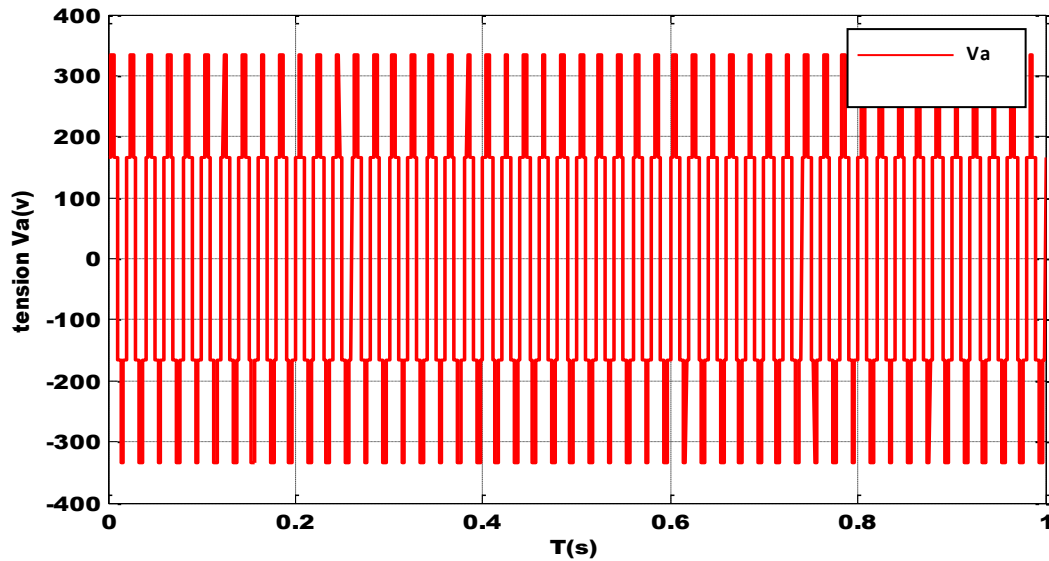
Figur.II.8 : La vitesse de rotation



Figur.II.9 : Le courant i_q



Figur.II.10 : Le courant i_d



Figur.II.11 : La tension

➤ **En termes d'Interprétations des résultats obtenus**

Nous avons simulé L'association convertisseur statique-MSAP, pour un démarrage à vide puis on applique un couple résistant de 5 N.m à l'instant $t = 0.5s$. L'onduleur est commandé par (MLI sinus-triangle),

Si on compare ces résultats (MSAP alimentée par un onduleur) avec ceux obtenus auparavant (MSAP alimentée par le réseau), on constate qu'ils sont similaires, sauf que la présence de l'onduleur engendre des ondulations.

La commande par MLI vectorielle permet de diminuer les ondulations du couple et du courant, d'obtenir un régime transitoire court.

II.4 Conclusion

On a présenté dans ce chapitre la structure de la machine synchrone à aimants permanents, Malgré les hypothèses simplificatrices adoptées, le modèle triphasé est de nos jours rarement utilisé à cause de sa complexité et du fort couplage entre ses équations. Nous avons montré qu'à l'aide de la transformation de Park le modèle devient plus simple et les non linéarités sont réduites .En suite nous avons présenté le modèle de l'onduleur de tension et de sa commande. Il s'agit de la technique de commande par : MLI sinus-triangle. Et en dernière partir, nous avons simulé le modèle de la MSAP alimenté par une source parfaite, puis par un onduleur de tension commende par MLI sinus-triangle.

D'après les résultats de simulation qu'on a pu avoir, les réponses sont très rapides et stables mais on remarque que les performances ne sont pas bons surtout au démarrage et lors de l'application de perturbation du couple de charge.

Donc, pour obtenir des performances statiques et dynamiques élevées on applique la commande vectorielle qui sera développée dans le chapitre suivant.

Chapitre III

Commande de la machine

synchrone à aimants

permanents par mode glissant

III.1 Introduction

Dans la conception des systèmes automatiques, on cherche toujours à améliorer les performances dynamiques et à minimiser le temps de réponse.

Les techniques de commande classiques par exemple le régulateur proportionnelle intégrale peuvent s'avérer suffisants si les exigences sur la précision et les performances des systèmes ne sont pas trop strictes .Néanmoins, dans le cas contraire et particulièrement lorsque la partie commandée est soumise à des fortes non linéarités et à des variations temporelles, il faut concevoir des lois de commande assurant la robustesse du comportement du processus vis-à-vis des incertitudes sur les paramètres et leurs variations [29]

Ce chapitre est consacré dans un premier temps à une présentation générale des concepts de base de la commande par mode glissant(CMG), son principe, ses propriétés de robustesse ainsi que ses défauts sont abordées. Par la suite en appliquant cette méthode de la commande sur le moteur synchrone à aimants permanents où la stabilité du système est théoriquement prouvée par la fonction de Lyapunov.

III.2. Théorie de la commande par mode de glissement :

La commande à structure variable par régime glissant est apparue depuis le début des années 60. Elle a été étudiée et développée exclusivement en union soviétique dans les années soixante. Par la suite, de nombreuses recherches ont été menées partout ailleurs, soit pour compléter l'étude théorique, soit pour l'appliquer aux systèmes physiques. La CSV qui, par sa nature, est une commande non linéaire. Elle est basée sur la commutation de fonctions de variables d'état, utilisées pour créer une variété ou hypersurface de glissement, dont le but est de forcer la dynamique du système à correspondre avec celle définie par l'équation de l'hypersurface. Quand l'état est maintenu sur cette hypersurface, le système se trouve en régime glissant. Sa dynamique est alors insensible aux perturbations extérieures et paramétriques tant que les conditions du régime glissant sont assurées . La trajectoire dans le plan de phase est constituée de trois parties distinctes, (Figure III.1) [30] [31]:

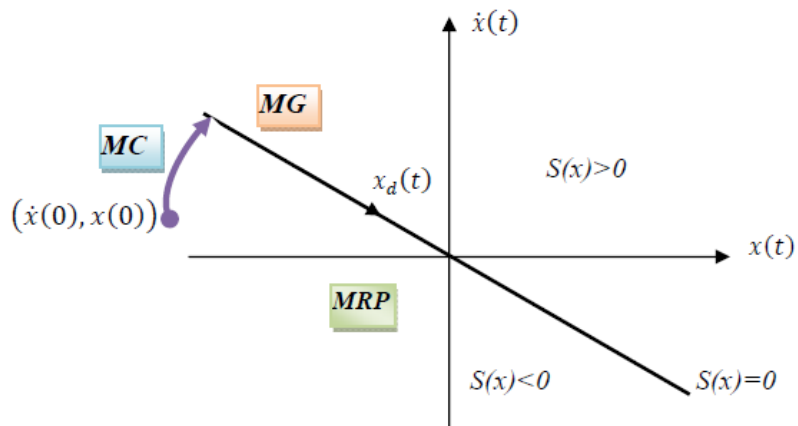


Figure III.1 : Convergence du système glissant.

➤ **Le mode de convergence (MC) :**

Durant lequel la variable à régler se déplace à partir de N'importe quel point initial dans le plan de phase et tend vers la surface de commutation $S(x)=0$, et l'atteint dans un temps fini. Ce mode est caractérisé par la loi de commande et le critère de convergence.

➤ **Le mode de glissement (MG):**

Durant lequel la variable d'état a atteint la surface de glissement et tend vers l'origine du plan de phase. La dynamique dans ce mode est caractérisée par le choix de la surface de glissement $S(x)=0$.

➤ **Le mode de régime permanent (MRP) :**

Il permet l'étude de la réponse du système autour du point d'équilibre (origine du plan de phase). Il caractérise la qualité et la performance de la commande. Il est utilisé spécialement pour l'étude des systèmes non linéaires.

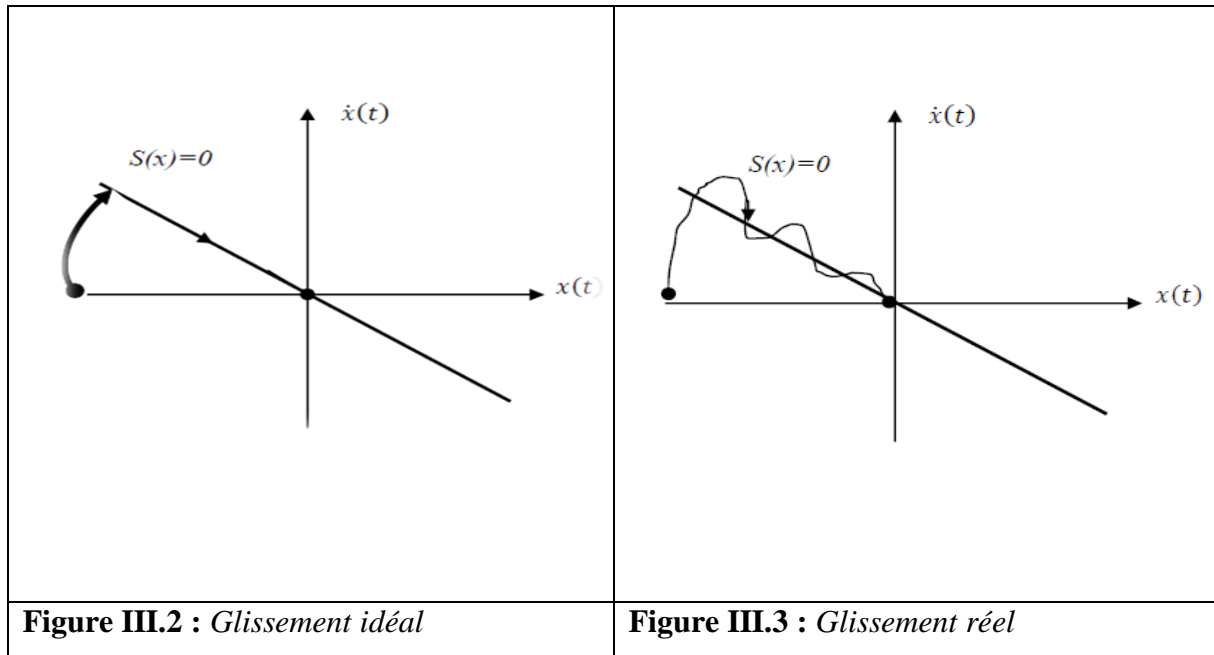
III.2.1. Régime glissant idéal :

En théorie, l'organe de commutation est supposé insensible aux bruits, et la trajectoire en régime glissant décrit parfaitement l'équation $S(x)=0$. Le régime glissant idéal correspond à une oscillation de fréquence infinie et d'amplitude nulle, le point représentatif de l'évolution du système glisse parfaitement sur l'hyper surface de commutation (Figure III.2).

III.2.2. Régime glissant réel :

En pratique l'organe de commutation est réalisé à partir de relais qui présentent des imperfections comme les retards de commutations, dans ce cas la trajectoire de phase du régime glissant reste au voisinage de la surface de commutation donnant naissance à des

oscillations indésirables qui éliminent la précision du système et néanmoins sa stabilité (Figure III.3).



III.3. Conception de l'algorithme de commande par mode de glissement :

La conception des régulateurs par les modes glissants prend en charge les problèmes de stabilité et des performances désirées d'une façon systématique. La mise en oeuvre de cette méthode de commande nécessite principalement trois étapes :

- Le choix de la surface,
- L'établissement des conditions d'existence de la convergence,
- La détermination de la loi de commande.

III.3.1 Choix de la surface de glissement

Le choix de la surface de glissement concerne le nombre nécessaire de ses surfaces et également leur forme, en fonction de l'application et de l'objectif visé. Pour un système défini par [40] :

$$\dot{x}(t) = f(x, t) + b(x, t)U(t) \quad (\text{III.1})$$

Avec

$x(t)$ vecteur d'état, $U(t)$ vecteur d'entrée, et $f(x, t)$ et $B(x, t)$ des fonctions non linéaires. 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 [33]

Dans le cas du traitement dans l'espace 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. 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. [32] [33] [34]

L'équation est donnée par:

$$S(t) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda_x \right)^{r-1} e(x) \quad (\text{III.2})$$

Où :

$e(x)$: L'écart de la variable à réguler $e(x) = x_{ref} - x$.

λ_x : 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 :

$$r = 1, \quad S(x) = e(x)$$

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

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

$s(x) = 0$ est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est $e(x) = 0$. Elle tend vers zéro pour un choix correct du gain λ_x .

Le problème de poursuite de trajectoire dont l'objectif est de garder $s(x) = 0$, est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart en respectant la condition de convergence .

III.3.2 Conditions d'existence de la convergence

Les conditions de convergence sont situées dans le cadre de permettre aux dynamiques du système de se converger vers les surfaces de glissement indépendamment de la perturbation.

On a deux conditions [35] [36]

III.3.2.1 Fonction directe de commutation Elle est étudiée par Emilyanov et Utkin.

Il s'agit de donner à la surface une dynamique convergente vers zéro. Elle est donnée par :

$$S(x). \dot{S}(x) < 0 \quad (\text{III.3})$$

III.3.2.2. Fonction de Lyapunov :

Cette approche est utilisée pour estimer les performances de la commande, l'étude de la robustesse et de la stabilité des systèmes non linéaires. Il s'agit de choisir une fonction scalaire positive $V(x) > 0$ pour les variables d'état du système et de choisir une loi de commande qui fera décroître cette fonction $\dot{V}(x) < 0$.

Pour une fonction candidate de Lyapunov de la forme :

$$V(x) = \frac{1}{2}S^2(x) \quad (\text{III.4})$$

La dérive de cette fonction est :

$$\dot{V}(x) = S(x) \cdot \dot{S}(x) \quad (\text{III.5})$$

Pour que la fonction de Lyapunov décroisse, il suffit d'assurer que sa dérivée est négative. Ceci est vérifié si :

$$\dot{V}(x) = S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0 \quad (\text{III.6})$$

Cette équation montre que le carré de la distance vers la surface, mesuré par $S^2(x)$, diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à se diriger vers la surface des deux côtés figure (III.4). Cette condition suppose un régime glissant idéal.

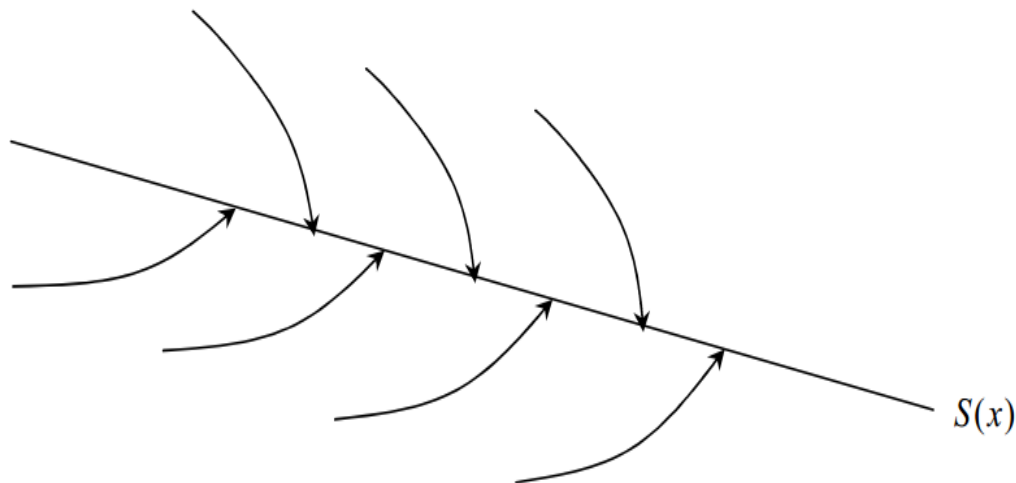


Figure III.4: Trajectoire de l'état vis-à-vis de la surface.

III.3.3. Détermination de la loi de commande :

Si la surface de glissement est choisie, ainsi que le critère de convergence, donc il reste à déterminer la commande nécessaire pour ramener la variable à contrôler vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant la condition d'existence des modes glissants.

La structure d'un contrôleur par mode de glissement est constitué de deux parties, une concernant la linéarisation exacte U_{eq} et l'autre la stabilité U_n [9]. Cette dernière est très importante dans la commande par mode de glissement, car elle est utilisée pour éliminer les effets d'imprécision du modèle et de rejeter les perturbations extérieures.

$$U(t) = U_{eq} + U_n \quad (III.7)$$

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 $S(x)$. 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 :

$$\dot{S}(x) = \frac{dS}{dt} = \frac{\partial S}{\partial x} \cdot \frac{\partial x}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} [f(x, t) + B(x, t)U_{eq}(t)] + \frac{\partial S}{\partial x} [B(x, t)U_n] \quad (III.8)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, la surface est nulle et par conséquent, sa dérivée et la partie discontinue sont aussi nulles. D'où on déduit l'expression de la commande équivalente.

$$U_{eq} = - \left[\frac{\partial S}{\partial x} B(x, t) \right]^{-1} \left(\frac{\partial S}{\partial x} f(x, t) \right), \quad U_n = 0 \quad (III.9)$$

Avec la condition d'existence :

$$\left[\frac{\partial S}{\partial x} B(x, t) \right]^{-1} \neq 0 \quad (III.10)$$

U_n : Est un terme introduit pour satisfaire la condition de convergence $S(x)\dot{S}(x) < 0$ Durant le mode de convergence et en remplaçant la commande équivalente par son expression dans (III.6) on obtient la nouvelle expression de la dérivée de la surface :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} [B(x, t)U_n] \quad (III.11)$$

Le problème revient à trouver U_n tel quel :

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) = S(x) \frac{\partial S}{\partial x} [B(x, t)U_n] < 0 \quad (III.12)$$

La solution la plus simple est de choisir U_n sous la forme de relais Figure.3.6 Dans ce cas, la commande s'écrit comme suit :

$$U_n = K \cdot \text{sign}(S(x)) = K \cdot \frac{S(x)}{|S(x)|} \quad (III.13)$$

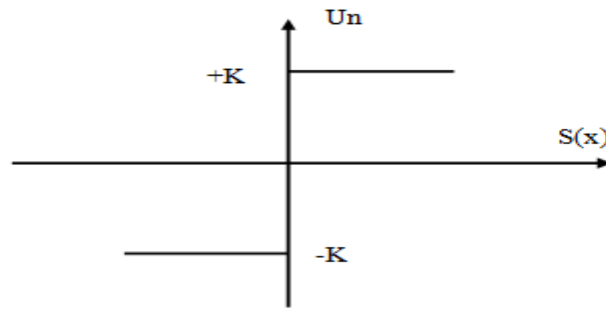


Figure.III.5: Fonction sign

En remplaçant l'expression (III.13) dans (III.12), on obtient :

$$S(x). \dot{S}(x) = S(x) \frac{\partial S}{\partial x} B(x, t) K \cdot \frac{S(x)}{|S(x)|} < 0 \quad (\text{III.14})$$

Où le facteur $\frac{\partial S}{\partial x} B(x, t)$ est toujours négatif et le gain K est choisi positif pour satisfaire la condition (III.14).

III.4. Avantage et inconvénients de la commande par mode glissant :

III.4.1. Avantage

Il y'a plusieurs avantages pour la commande par mode glissant : la précision, stabilité, 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 a cause de problèmes d'identifications des paramètres, soit a cause de la simplification sur modèle des systèmes.

III.4.2. Inconvénients

cette technique fait appel à un grand effort de commande, chose qui peut détériorer les organes de commande. De plus, en réalité, on n'a pas le glissement idéal sur la surface mais des zigzags autour de celle-ci. Ce phénomène est appelé 'broutement' ou encore 'chattering', il engendre plusieurs effet indésirable sur la qualité et la réalisation de la commande et sur le système .

Le phénomène de broutement est considéré comme un obstacle réel pour l'application de la commande par mode glissant, pour y remédier plusieurs solutions ont été proposées. Comme l'utilisation d'algorithmes de commande par mode de glissement d'ordre supérieur cette dernière solution a permis la réduction ou même l'atténuation du phénomène de chattering tout en gardant les propriétés de robustesse et la convergence en temps fini

III.5. Elimination du phénomène de broutement (Chattering)

Le phénomène de ‘Chattering’ est provoqué par une commutation non infiniment rapide de la commande quand les techniques des modes glissants sont utilisées. Ce phénomène est indésirable car il ajoute au spectre de la commande des composantes de haute fréquence. Le phénomène de broutement (Chattering) peut être réduit en remplaçant la fonction «sign» par une fonction de saturation adéquate qui filtre les hautes fréquences [37] .

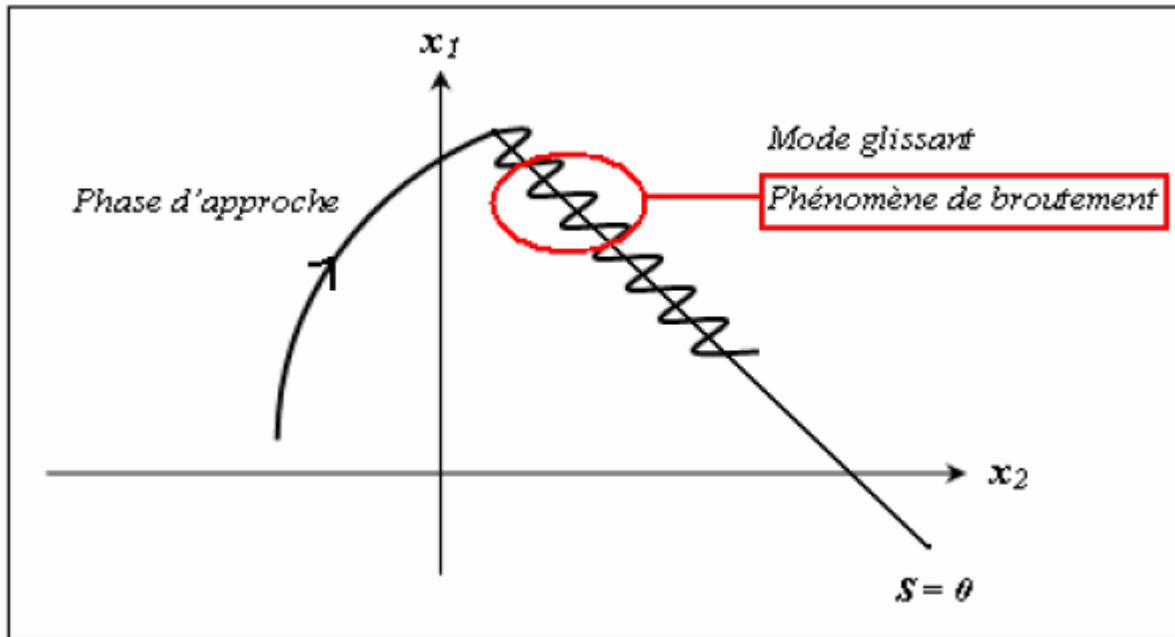


Figure. III.6 : Illustration du phénomène de broutement.

III.6 Application de la commande par mode glissant à la machine synchrone à aimants permanents

Après avoir présenté la théorie de la commande à structure variable (CSV) avec les différentes structures de la commande non linéaire, nous allons analyser dans cette partie l'application de la commande par mode glissant à la régulation de la vitesse du moteur synchrone à aimants permanents afin de valider l'approche présentée, par des résultats de simulation. Nous rappelons également les équations d'ordre électrique, ainsi que celles d'ordre mécanique représentant la dynamique de la machine

$$\begin{cases} \dot{i}_d = \frac{R_s}{L_s} i_d + P\Omega i_q + \frac{V_d}{L_s} \\ \dot{i}_q = \frac{-R_s}{L_s} i_q - P\Omega i_d - \frac{\varphi_f}{L_s} P\Omega + \frac{V_q}{L_s} \\ J\dot{\Omega} = C_e - C_r - f_r\Omega \end{cases} \quad (\text{III.15})$$

III.6.1 Stratégie de réglage à trois surfaces

La Figure (III.7) présente le schéma du réglage par mode glissement d'ordre 1 (MGO1), utilisant le principe de la méthode de réglage en cascade (structure de trois surfaces). La boucle interne permet de contrôler les courants, tandis que la boucle externe permet de contrôler la vitesse.

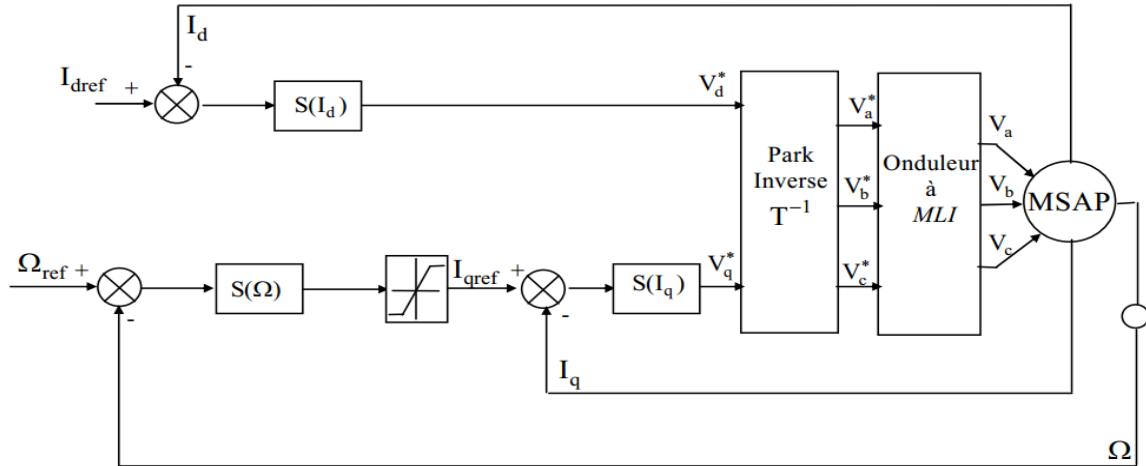


Figure.III.7: Schéma global de réglage par mode glissant, stratégie à trois surfaces.

A. Commande du courant direct (i_d)

Le degré de la surface de glissement est égal à un, donc nous déduisons l'expression de la surface :

$$S(i_d) = i_{dref} - i_d \quad (III.16)$$

La dérivée de la surface est donnée par :

$$\dot{S}(i_d) = \frac{R_s}{L_s} i_d - P\Omega \cdot i_q - \frac{V_d}{L_s} \quad (III.17)$$

Durant le régime permanent, la surface $S(i_d)$ devient nulle, de même que sa dérivée, ce qui conduit à l'expression de la commande équivalente :

$$\dot{S}(i_d) = 0 \Rightarrow V_{deq} = R_s i_d - PL_s i_q \Omega \quad (III.18)$$

$$V_{dn} = 0 \quad (III.19)$$

Où V_{deq} et V_{dn} sont les deux composantes de la tension de commande V_d .

La condition $S(i_d) \cdot \dot{S}(i_d) < 0$ Est satisfaite par le choix suivant :

$$V_{dn} = K_d \cdot \text{sing}(s(i_d)) \quad (III.20)$$

Par conséquent, la commande totale à la sortie du régulateur devient:

$$V_d = R_s i_d - P L_s i_q \Omega + K_d \cdot \text{sing}(s(i_d)) \quad (\text{III.21})$$

B. Commande de la vitesse

La structure de la commande de la vitesse contient deux boucles en cascade, l'une est extérieure concerne la vitesse Ω et l'autre est intérieure concerne le courant i_q .

La surface de glissement pour un degré relatif égal à 1 est donnée par:

$$S(\Omega) = \Omega_{\text{réf}} - \Omega \quad (\text{III.22})$$

Durant le régime permanent, la surface $S(\Omega)$ devient nulle de même que sa dérivée :

$$\dot{S}(\Omega) = 0 \Rightarrow i_{qeq} = \frac{2(f_r \Omega + C_r)}{3P\varphi_f} \quad (\text{III.23})$$

$$i_{qn} = 0 \quad (\text{III.24})$$

Durant le régime transitoire, la condition de convergence $(\Omega)\dot{S}(\Omega) < 0$, tel que:

$$i_{qn} = K_\Omega \text{sing}(s(i_q)) \quad (\text{III.25})$$

C- Commande du courant en quadrature (i_q)

La valeur de $i_{qréf}$ à la sortie du régulateur de vitesse est comparée à celle mesurée, L'erreur résultante sera corrigée par un régulateur fonctionnant en mode de glissement.

L'expression de la surface est donnée par :

$$S(i_q) = i_{qréf} - i_q \quad (\text{III.26})$$

Sa dérivée est définie par :

$$\dot{S}(i_q) = \frac{R_s}{L_s} i_q + P\Omega i_d + \frac{P\Omega\varphi_f}{L_s} - \frac{V_q}{L_s} \quad (\text{III.27})$$

Durant le mode de glissement la surface $S(i_q)$ devient nulle de même que sa dérivée :

$$\dot{S}(i_q) = 0 \Rightarrow V_{qeq} = R_s i_q + P\Omega(\varphi_f + L_s i_d) \quad (\text{III.28})$$

$$V_{qn} = 0 \quad (\text{III.29})$$

La condition $S(i_q)\dot{S}(i_q) < 0$ est vérifiée afin d'assurer la convergence :

$$V_{qn} = K_q \cdot \text{sing}(s(i_q)) \quad (\text{III.30})$$

La commande V_q devient :

$$V_q = R_s i_q + P\Omega(\varphi_f + L_s i_d) + K_q \text{sing}(s(i_q)) \quad (\text{III.31})$$

III.7 Résultats de Simulation

III.7.1 Bloc de simulation de MSAP commande par mode glissant

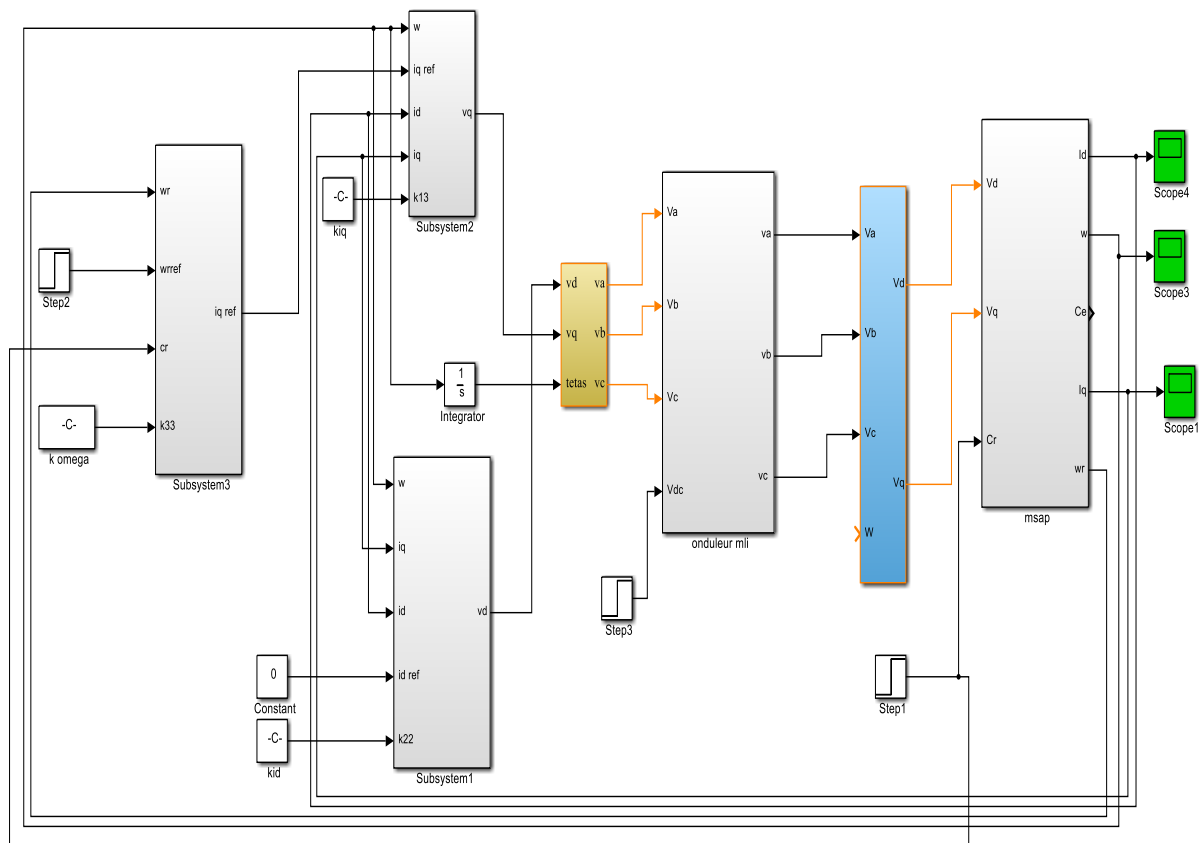


Figure.III.8: Bloc de simulation de MSAP commande par mode glissant

Afin de tester la robustesse de la commande mode glissant, Trois tests Sont effectués de la manière suivante :

- Essai à vide et en charge
- Essai de l'inversion de sens de rotation
- Essai de variation de la résistance statorique et du couple de charge

III.7.2. Essai en charge :

Résultats de simulation de la MSAP lors d'un démarrage à vide suivie d'une application de charge de 5 N.m à $t = 0.5$ s.

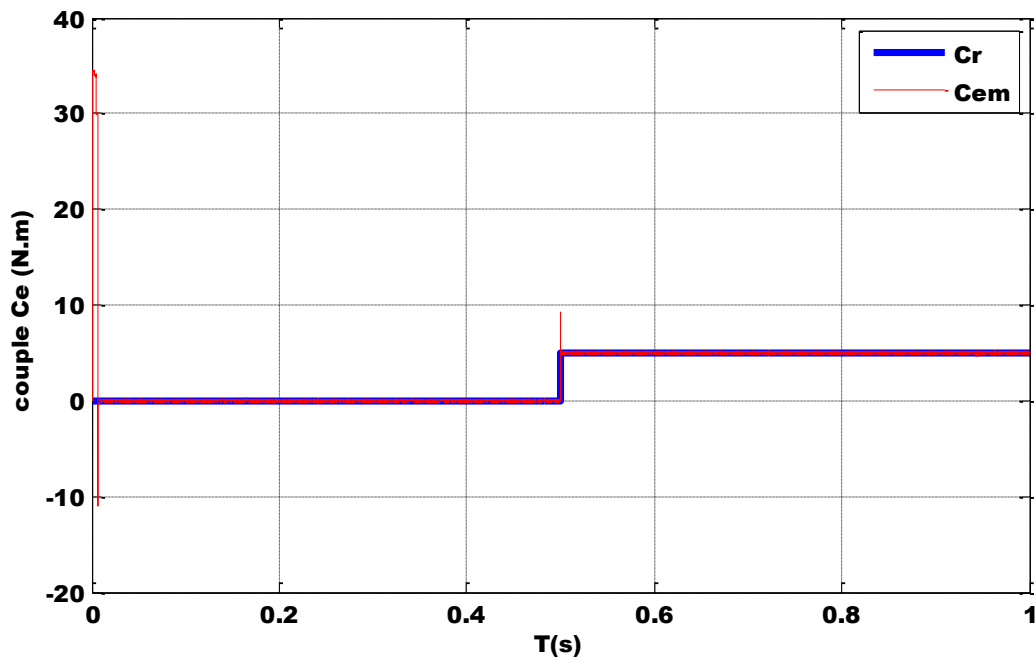


Figure.III.9: Le couple

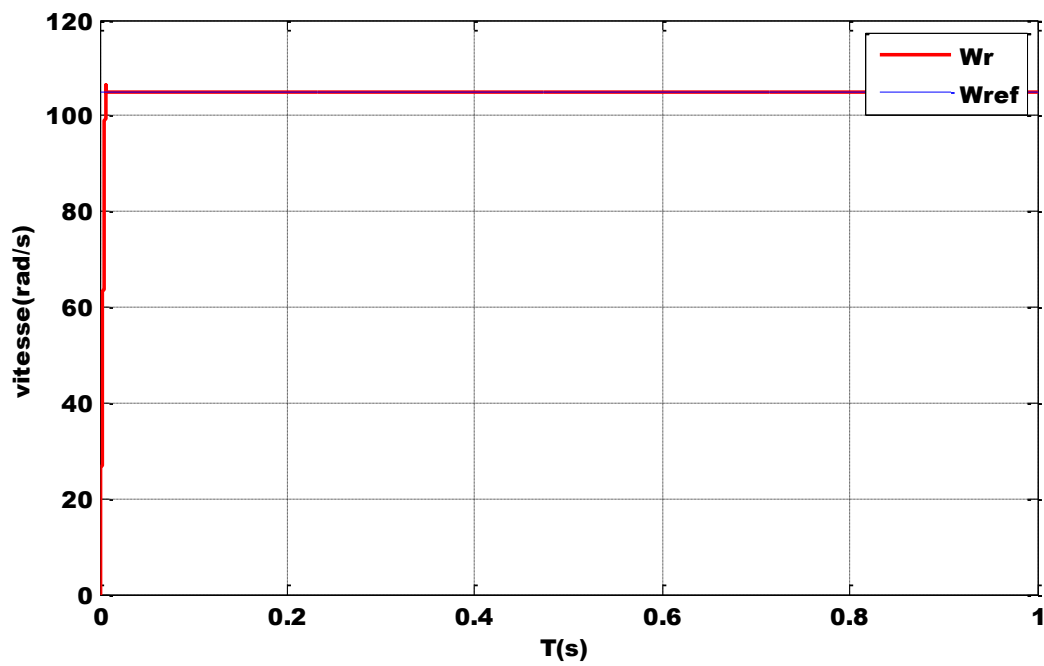


Figure.III.10: La vitesse

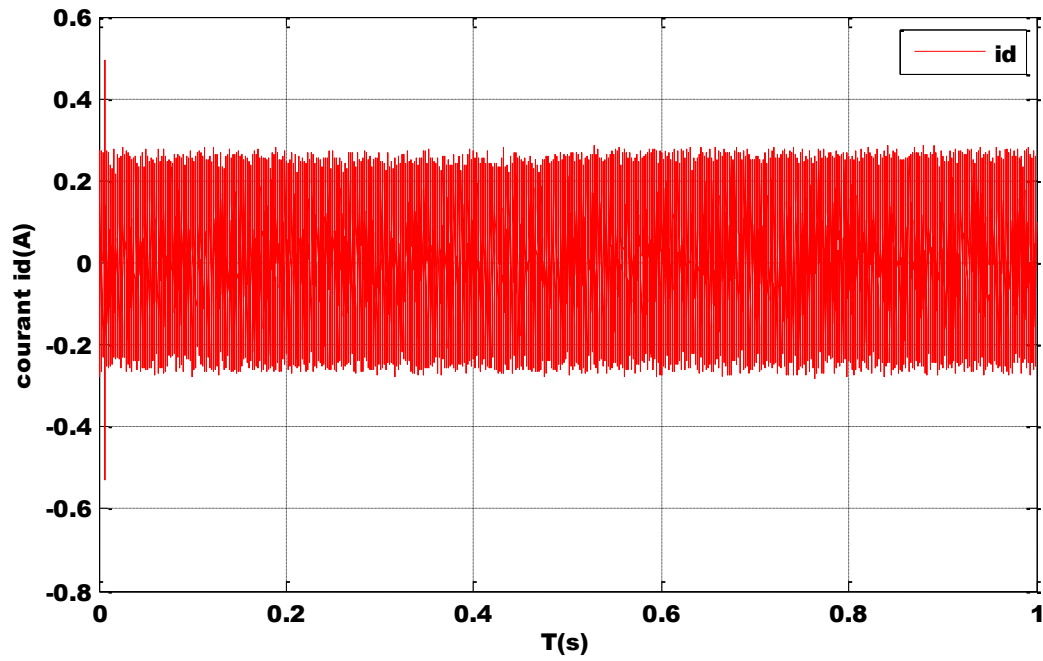


Figure.III.11: Le courant i_d

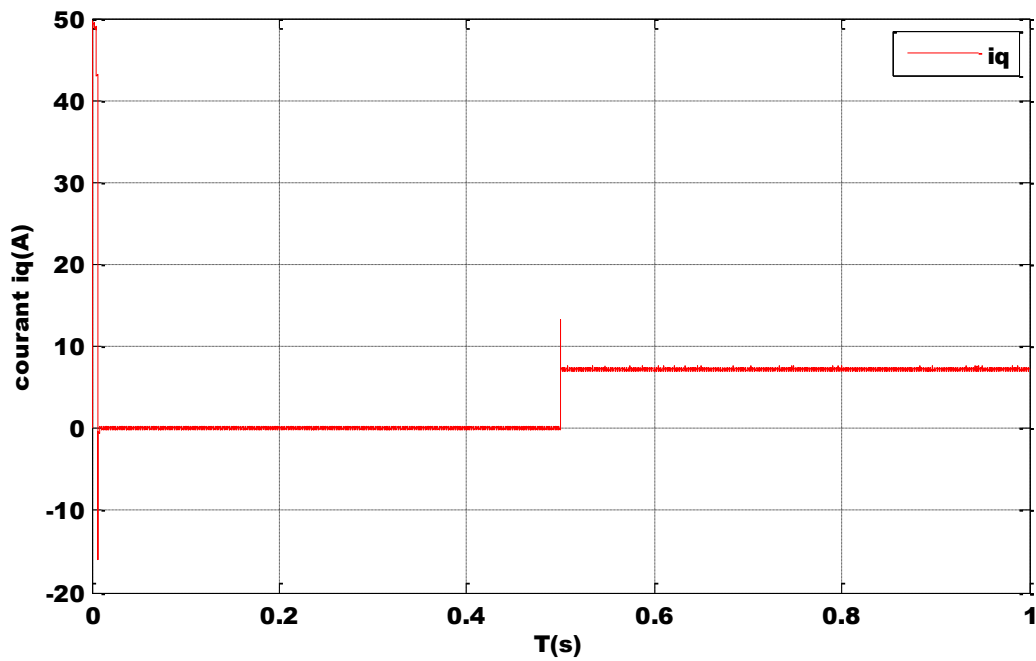


Figure.III.12: Le courant i_q

❖ Interprétation des résultats

La figure III.9 représente les résultats de simulation de l'essai en charge du MSAP, pour un échelon de consigne de 105 rad/s, et suivie d'une application de charge de 5 N.m à partir de $t=0.5s$. On remarque que :

- l'allure de la vitesse possède une caractéristique presque linéaire et atteint la vitesse de référence dans un temps de réponse très petit. Après l'application de la charge à l'instant $t=0.5s$, on ne constate presque aucune influence sur l'allure de la vitesse,
- Le couple subit au moment du démarrage un pic, puis atteint rapidement la valeur du couple résistant avant et après l'application de la charge,
- Un découplage réalisé avec succès par le maintien de i_d nul,
- le phénomène de chattering apparaît clairement dans le couple,
- Le courant i_q est l'image du couple.

III.7 .3. Essai de l'inversion de sens de rotation :

Résultats de simulation de la MSAP pour une inversion du sens de rotation à $t = 0,5s$.

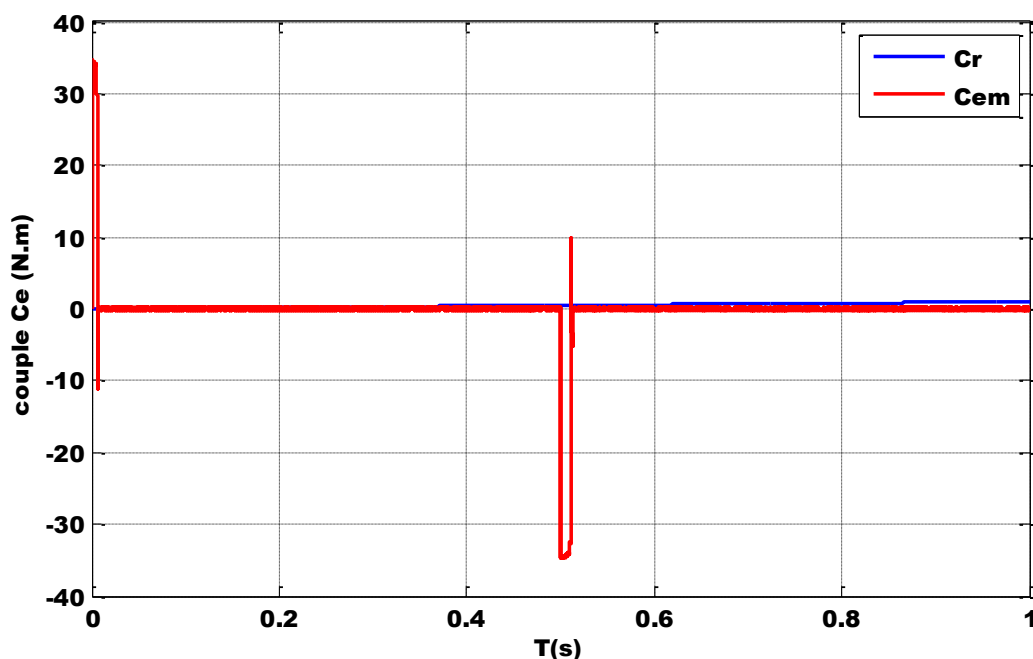


Figure.III.13: Le couple

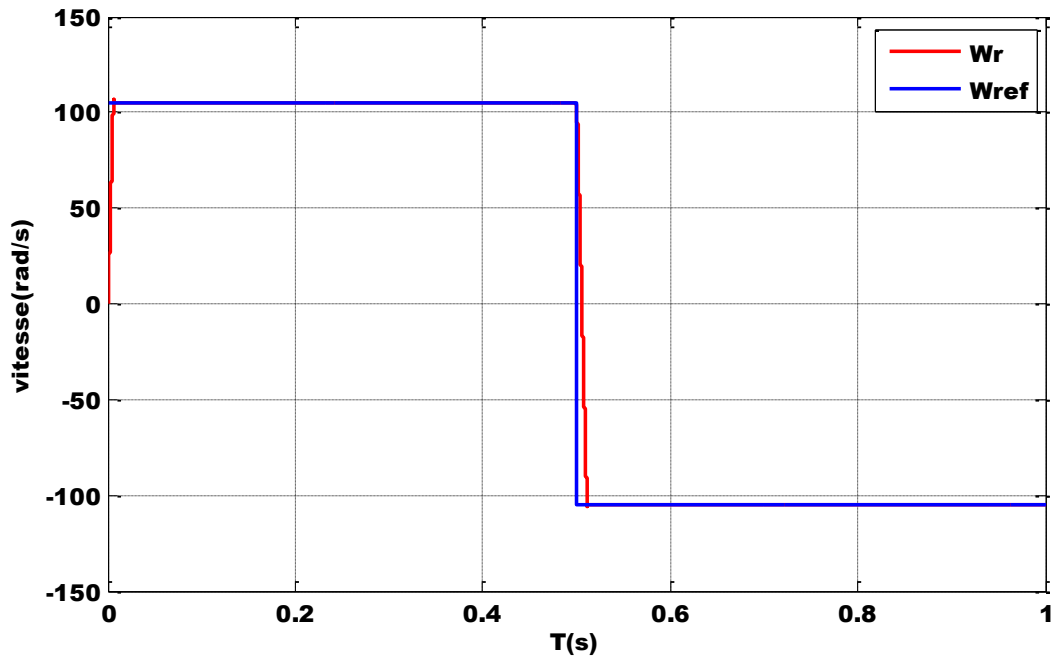


Figure.III.14: La vitesse

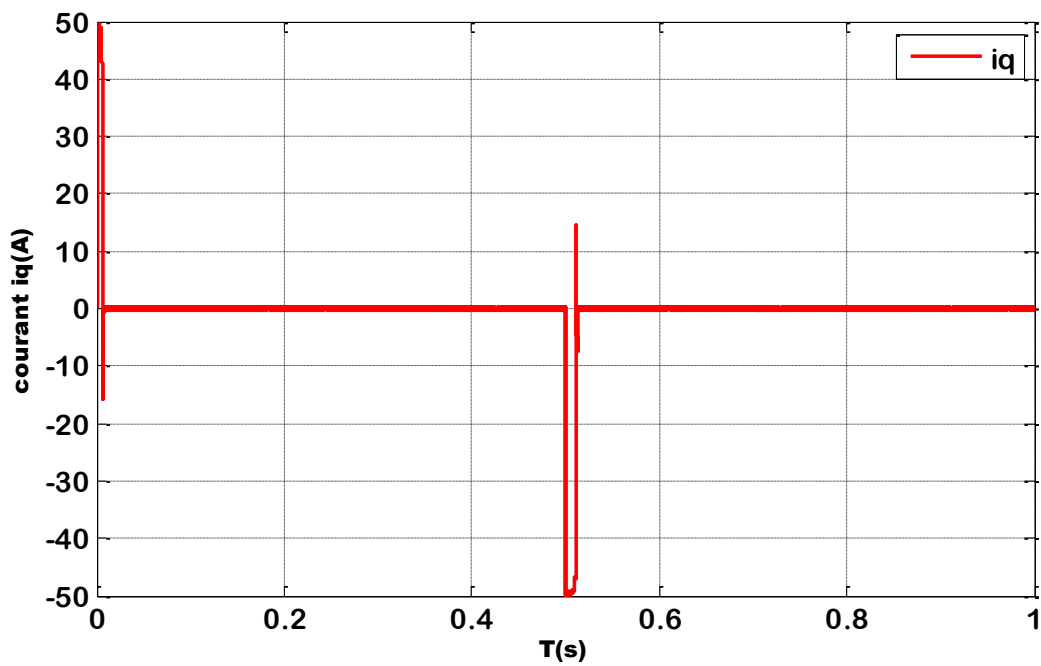


Figure.III.15: Le courant i_q

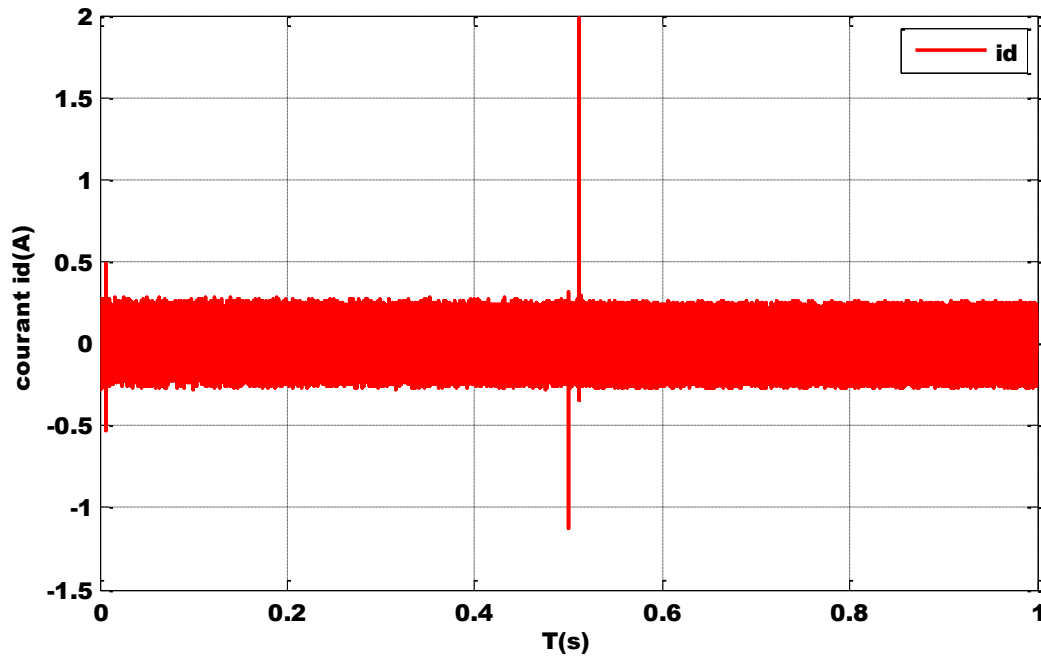


Figure.III.16: Le courant i_d

❖ Interprétation des résultats

La figure III.10, nous avons inversé le sens de rotation de $+105$ rad/s à -105 rad/s à l'instant $t=0,5$ s sans charge. On constate que la vitesse suit parfaitement sa référence qui est atteinte très rapidement, lors de l'inversion, la vitesse diminue à cause du fonctionnement de la machine en génératrice délivrant un couple électromagnétique résistant qui sert à freiner la machine. Puis lorsque la rotation s'inverse la machine fonctionne comme génératrice, la vitesse augmente jusqu'à ce qu'elle atteigne sa nouvelle référence de -105 rad/s. donc on peut dire que la robustesse de cette commande est garantie vis-à-vis de ce fonctionnement.

III.7.4. Essai de variation du couple de charge et inversion du sens de rotation

Résultats de simulation de l'inversion de vitesse de 105 rad/sec à -105 rad/sec à $t=0.5$ s, avec l'application d'un couple C_r sur les deux vitesses

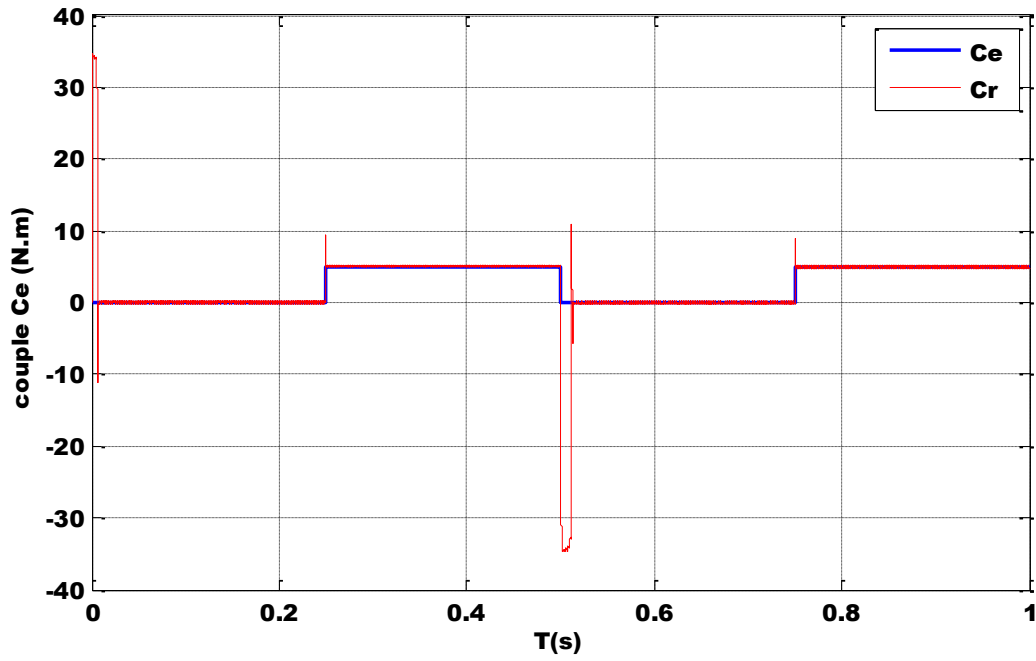


Figure III.17: Le couple

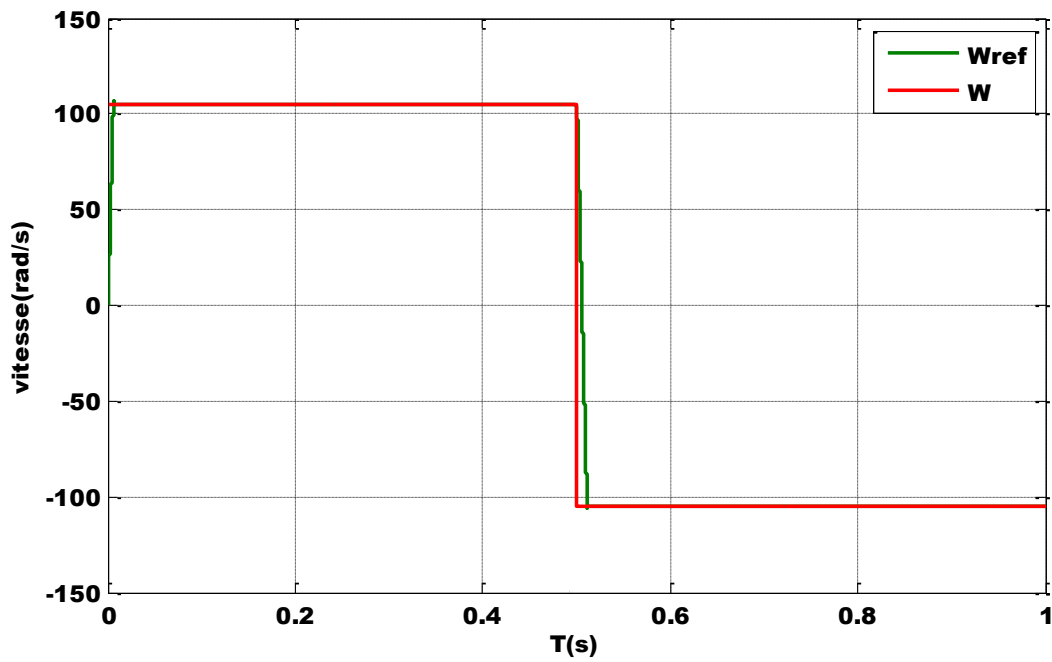


Figure III.18: La vitesse

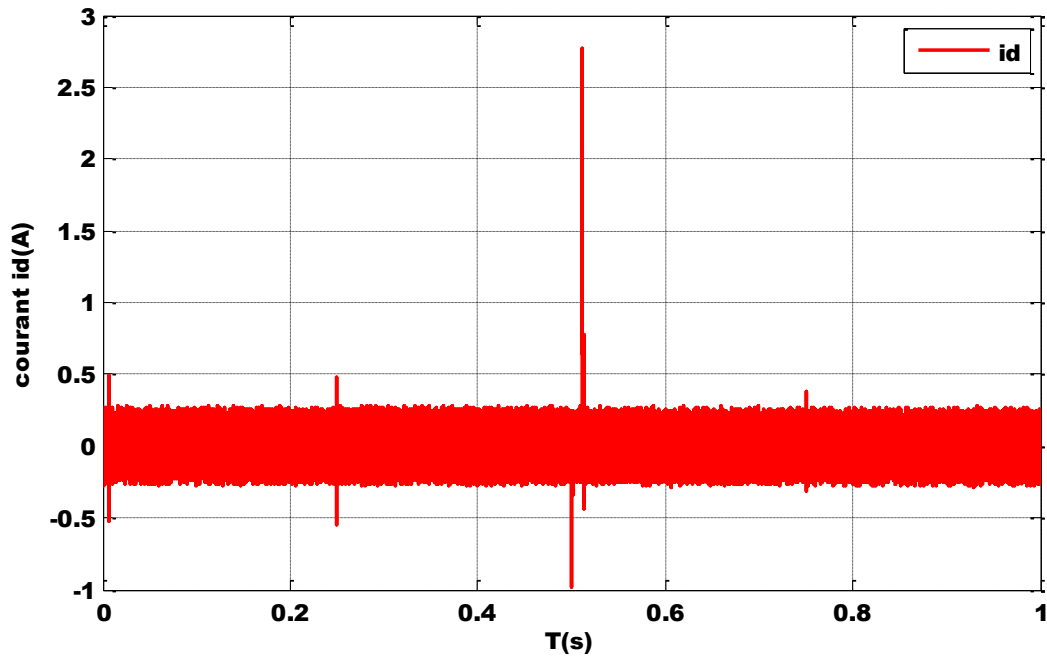


Figure III.19: Le courant i_d

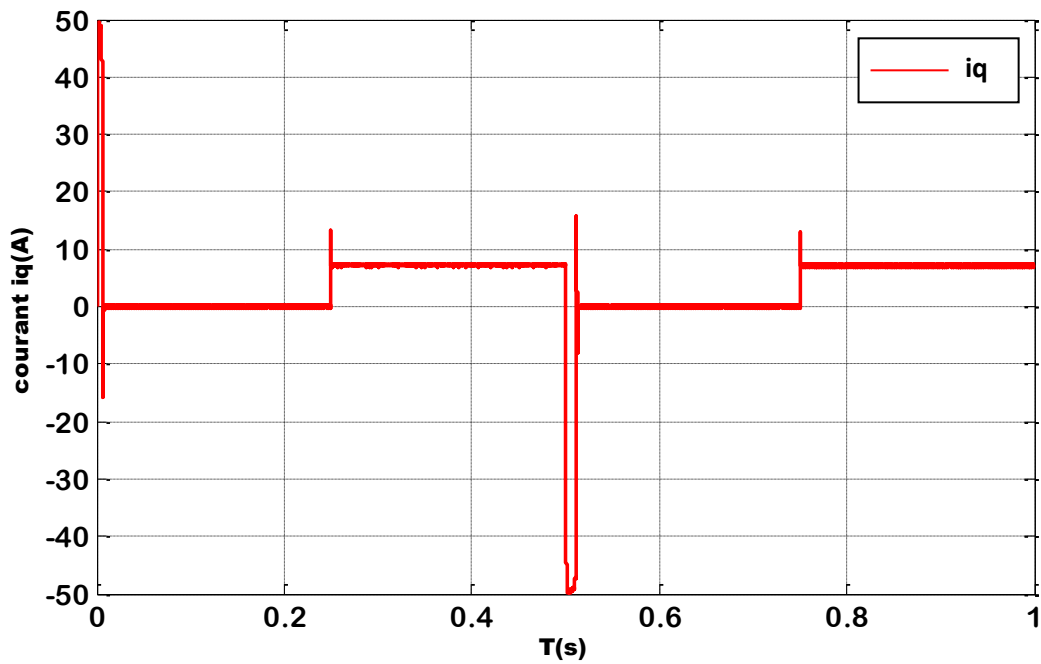


Figure III.20: Le courant i_q

❖ Interprétation des résultats

- montre que les grandeurs telles que la vitesse, le couple, et les courants sont influencées par cette variation. Nous constatons que la vitesse est légèrement influencée par l'introduction de la charge et suit sa vitesse de référence sans dépassement
- le couple suit le couple résistant. nous remarquons que lors de l'inversion, la vitesse diminue à cause du fonctionnement de la machine en génératrice délivrant un couple électromagnétique résistant qui sert à freiner la machine. Puis lorsque la rotation s'inverse la machine fonctionne comme moteur, la vitesse augmente jusqu'à ce qu'elle atteigne sa nouvelle référence de -105rad/s . nous constatons également que le couple suit sa consigne.
- Le courant i_d nul i_q est l'image de couple donc on peut dire que la robustesse de cette commande est garantie vis-à-vis de ce fonctionnement

III.8 Conclusion :

Dans ce chapitre, on a présenté la technique de commande par mode glissant appliquée au MSAP. la commande par mode glissant présente plusieurs avantages tel que, robustesse, précision importante, stabilité et simplicité, temps de réponse très faible.

Les résultats de la simulation montrent clairement que la commande par mode glissant est performante, efficace et insensible aux variations paramétriques.

Conclusion générale

Dans ce mémoire, On a présenté une étude de commande robuste basée sur le mode glissant pour un moteur synchrone à aimants permanents alimentée en tension. Cette étude est considérée comme une alternative à la commande par orientation du flux rotorique, qui présente un inconvénient majeur d'être relativement sensible aux paramètres du moteur. D'autre part, la commande par la technique de mode glissant est intéressante parce qu'elle assure au système La stabilité, La précision, La rapidité .

Suite à l'étude de la simulation numérique, on a obtenu plusieurs résultats qui expriment le bon comportement de la machine en termes de poursuite de la vitesse et du couple électromagnétique.

Finalement, on recommande de poursuivre notre travail de mémoire par une application d'une commande par mode glissant d'ordre supérieur ou bien avec une commande intelligente par exemple (logique floue).

Annexe

Annexe (A)

Description	Paramètres
Puissance nominale	$P_n=1.5\text{kw.}$
Tension nominale	$V_n=220/380\text{V.}$
Nombre de paires de pôles	$P=3$
Vitesse de rotation nominale	$\omega_m=105\text{rad/s}$
Résistance statorique	$R_s=1.4\Omega$
Inductance longitudinale	$L_d= 0.0058\text{H.}$
Inductance transversale	$L_q=0.0058\text{H}$
Flux des aimants	$\varphi_f = 0.1546\text{Wb.}$
Moment d'inertie	$J= 0.00176 \text{ kg m}^2.$
Coefficient de frottement	$f_c = 0.00038\text{N m/rad}$
Couple résistant	$C_r = 5\text{Nm.}$

Tableau A.1 : Paramètre de la machine utilisée en simulation

Annexe (B)

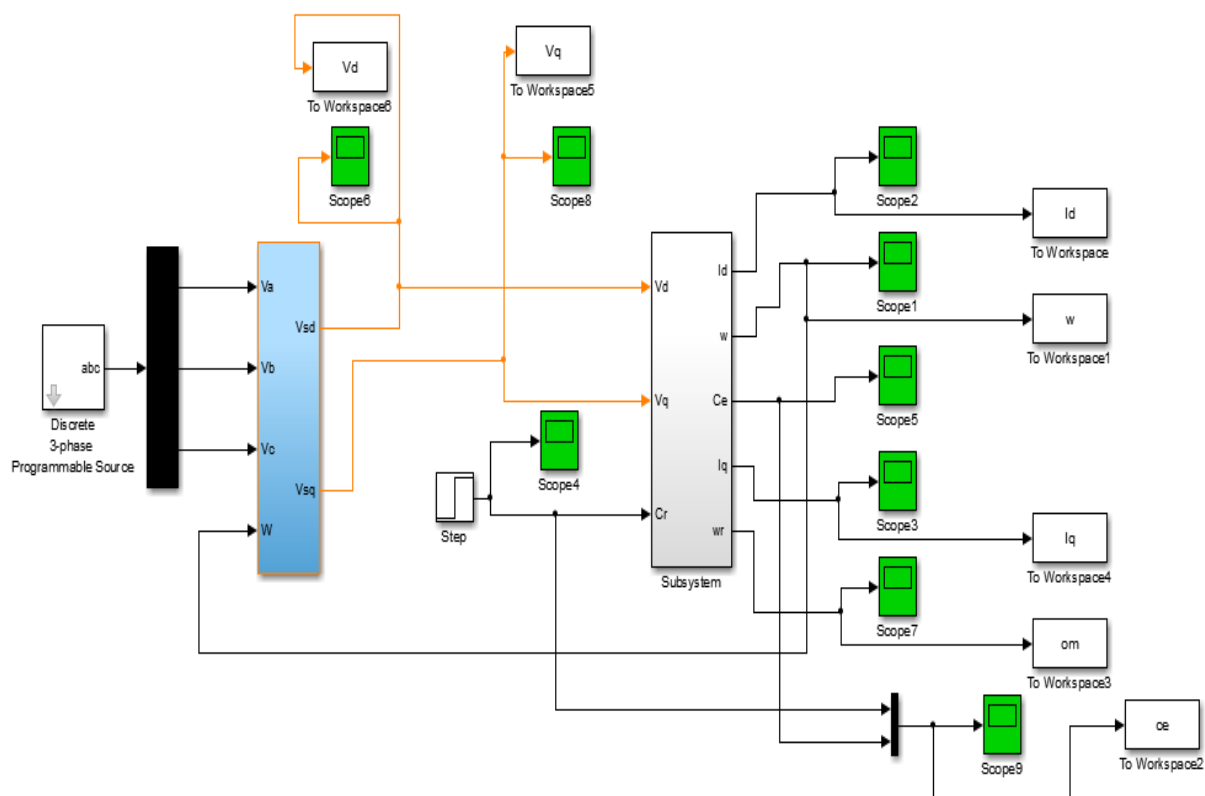


Figure .1 :Bloc de simulation de MSAP alimente aus reseax directe

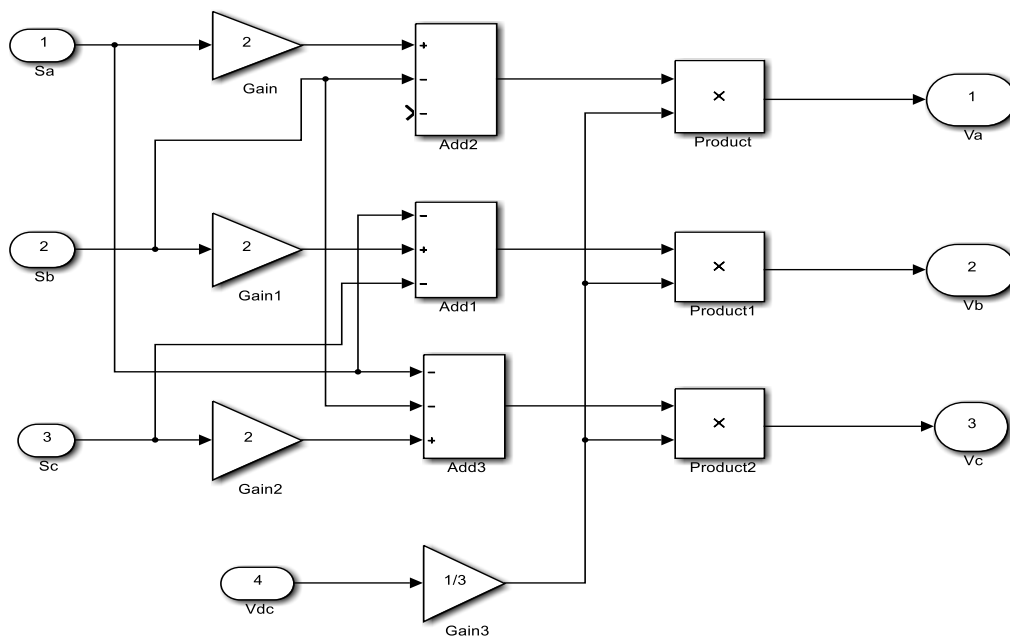


Figure.2 :Schéma bloc de l'onduleur a deux niveau

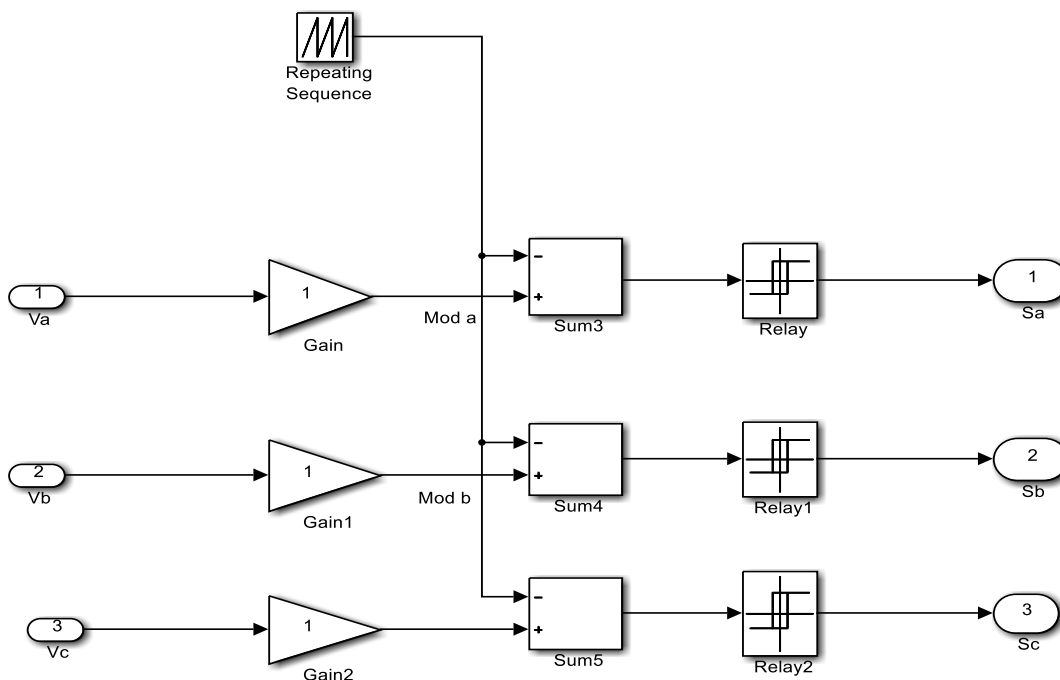


Figure.3 :Schéma bloc de mli sinus-triangle

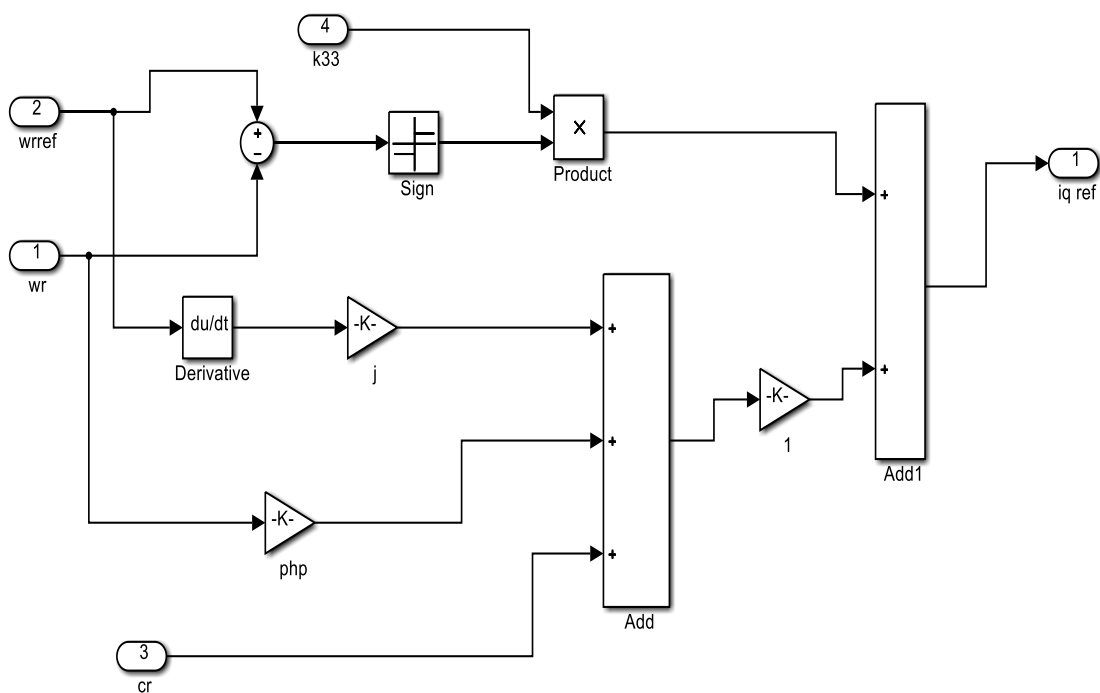


Figure.4:Reglage de vitesse pare mode glissent

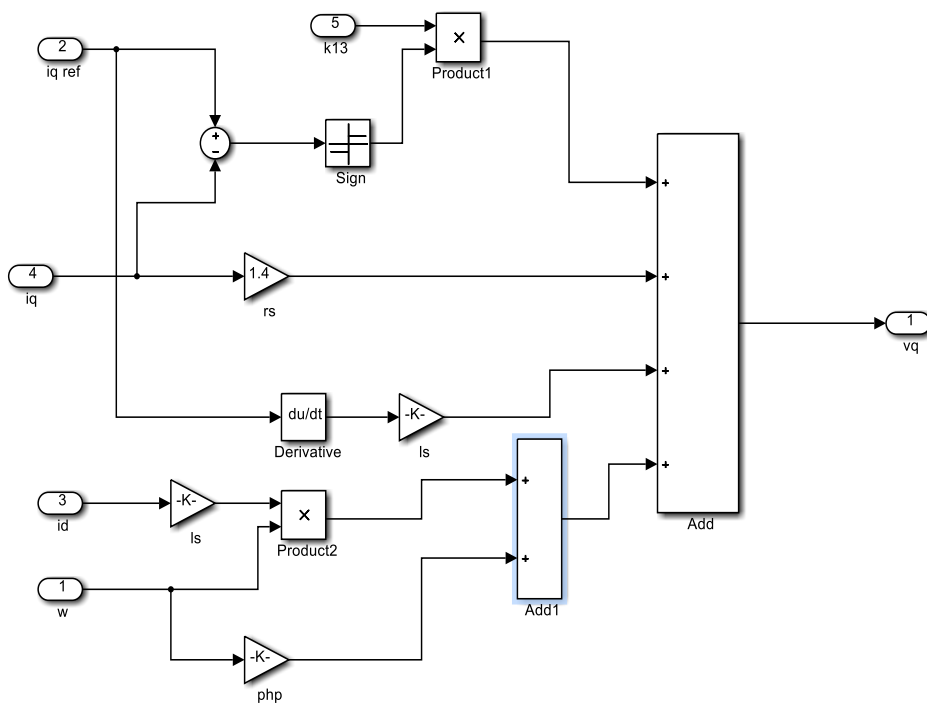


Figure.5 :Reglage detension vq pare mode glissent

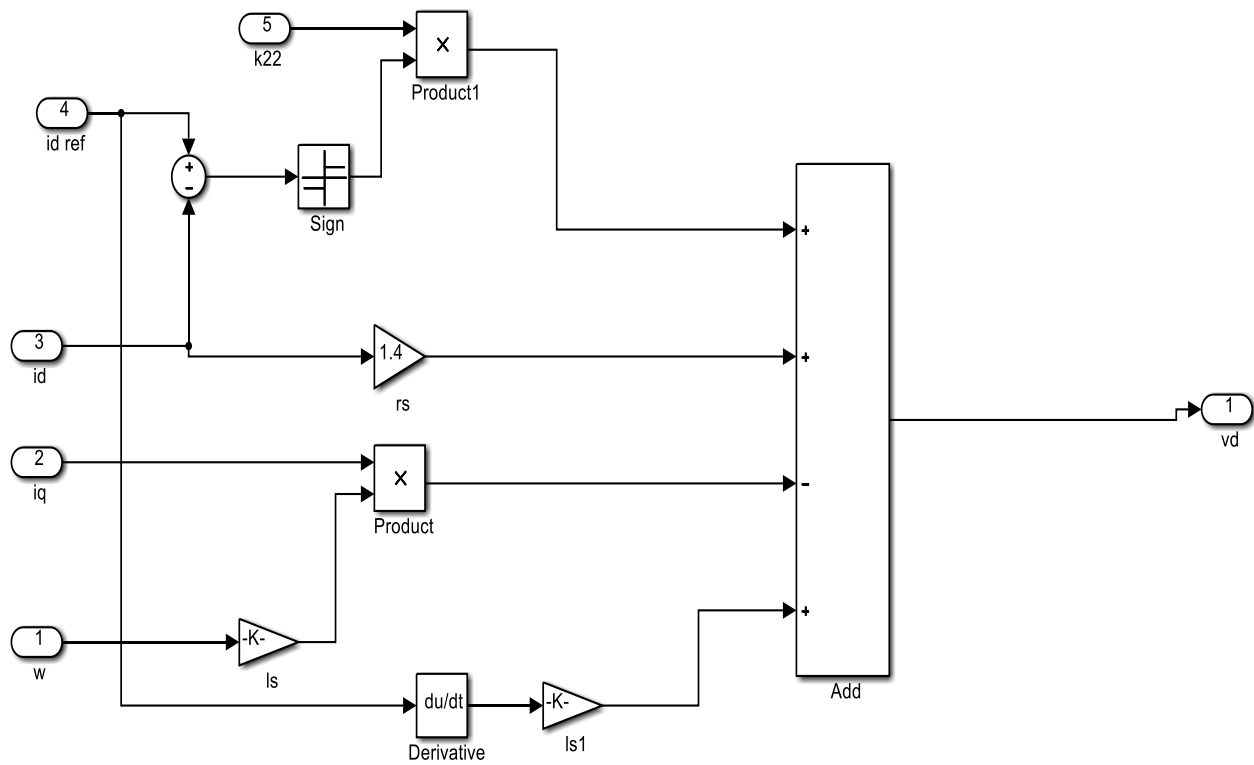


Figure.6:Reglage detension v_d pare mode glissent

Bibliographie

BIBLIOGRAPHIE

- [1] : E. Ben Youssef, S. Ouanes, « Estimation Paramétrique de la Machine Asynchrone à induction », mémoire d'ingénieur de l'université de M'sila, Département d'Electrotechnique, 2009.
- [2] : B. I. Bakhti, " Conception d'un observateur par mode glissant d'une machine à induction ", Mémoire d'ingénieur de l'université de M'sila, Département d'Electrotechnique, 2007.
- [3] : L. Baghli, "Modélisation et commande de la machine asynchrone ", mémoire master IUFM de Lorraine UHP 2005.
- [4] : Ph. Ladoux ; "Variation de Vitesse des Machines à Courant Alternatif", Cours sur Site (www.google.fr), Variateur de Vitesse d'une Machine Asynchrone).
- [5] : G. Buche, "Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone en Environnement de Temps Réel Matlab/Simulink", Thèse Doctorat, Automatismes Industriels, 2005
- [6] : D. Benanter, Y. Diaf, "Modélisation et commande d'un onduleur triphasé pilote par structure multi niveaux" mémoire de Master, université de Ouargla, 2012.
- [7] : A. Benbrahim, "Commande prédictive généralisée d'une machine synchrone à aimants Permanents", Thèse de Magister, Université de Batna, 2009.
- [8] : N. Choug, " Etude de la robustesse des contrôleurs flous d'une machine synchrone à aimants permanents avec pilotage vectoriel ", Thèse de Magister, Université de Batna, 2011.
- [9] : F. Benchabane, "Commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattering", Thèse Magister, Université de Biskra, 2005.
- [10] : A. Kobbi, M. Dekkiche « Etude comparative entre la commande vectorielle et la commande non linéaire », Mémoire Master Académique ; Université Kasdi Merbah Ouargla, 2016/2017
- [11] : AM. Karoui, B. Ammar, « Détection de défaut statorique par suivi paramétrique d'un moteur synchrone à aimants permanents », Mémoire de Master, Université de Ouargla, 2014.

- [12] : N. Bounasla « Commande par Mode de Glissement d'Ordre Supérieur de la Machine Synchrones à Aimants Permanents », mémoire de magister en électrotechnique Université Ferhat ABBAS Sétif ,2014.
- [13] : K.Azeddine "Etude d'une commande non- linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents", Québec, Canada, 2000.
- [14] : M.Sebaa "Etude comparative entre les différentes méthodes de commande d'une machine synchrone à aimants permanents ", Mémoire de magister, ENSET-Oran, 2003.
- [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", Mémoire de magister Université de Batna, 2005.
- [16] : K.Hartani "Contribution à la stabilité du véhicule électrique à l'aide du contrôle des systèmes des systèmes anti-patinage", Thèse de Doctorat Es-Science, U.S.T.O Oran, Algérie, 2007.
- [17] : S.Zeghoudi, « Commande par passivité de la machine synchrone a aimant permanent », mémoire master Université AbouBakrBelkadi – Tlemcen 2014 - 2015
- [18] : S .Rezgui, « Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents MSAP »,Mémoire de Master Université Mohamed Khider Biskra2013 / 2014
- [19] : J.Chiasson "Modeling and High-Performance Control of Electrical Machines", Wiley-Interscience a John Wiley and Sons, INC Publication, 2005.
- [20] : R. Abdessemed, “Modélisation et simulation des machines électriques”, Presse de Université de Batna, 2011.
- [21] : R.Abdessemed, M.Kadjoudj," Modélisation des Machines Electriques ", Presses de L'Université de Batna ,1997.
- [22] : Leila Parsa, " Performance Improvement Of Permanent Magnetic Motors». Theses of Doctoral, University of Science and Technology, Tehran, Iran, May 2005.
- [23] : A.kadouri,"étude d'une Commande Non Linéaire Adaptative d'une Machine Synchrones A aimants Permanents". Thèse de doctorat de l'université Laval Québec Novembre 2000. Magister En Electrotechnique Université de Batna, 2003.

- [24] : S. Belkacem " Etude comparative des performances statique et dynamique d'un control de découplage et de DTC d'un moteur induction alimenté par un convertisseur statique". Mémoire De Magister En Electrotechnique, Université De Batna,2005.
- [25] : K.Kouzi,"Commande Vectorielle D'Moteur a Induction Sans Capteur de Vitesse Par Réglage Pi- Flou à Gains-Flou Adapté Associa Un Observateur Par Modes de Glissement " Thèse de Magistère, Université de Batna, 16.09.2002.
- [26] : T. Hanene, " Robustesse d'un Contrôle Vectoriel de Structure Minimale d'une Machine Asynchrone " Mémoire de Magister, Université de Batna 2006
- [27] : R.Lateb,"Modélisation Des Machines Asynchrones et Synchrones a 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.
- [28] : M.S.Mahgoun. Application De La Commande Aux Systèmes Linéaires Perturbés, Mémoire de Magister, Université ferhat abbas-Setif (UFAS), 2012
- [29] :H. Tamrbed, T.Azarobr«Réglage par mode glissant d'une machine asynchrone», Mémoire d'ingénieur, Annaba, 2000.
- [30] : R. Sadouni, “ Commande par mode glissant flou d'une machine asynchrone à double étoile”, Thèse de Magister, Université de Sidi Bel Abbès, 2010.
- [31] : F. Betin , “ Commande d'actionneurs électriques soumis à une charge mécanique à fortes variations paramétriques ”, Habilitation à Diriger le Recherches, Université de Picardie Jules Verne, France, 2003.
- [32] :A. E. Khaldi, " Diagnostic et Commande d'une Machine Synchrone a Aimants Permanents", Thèse de magistère, Ecole Nationale Polytechnique, El-Harrach, 2006.
- [33] : L. Nezli, D. Boudana, M.S. Boucherit," Réglage Par Mode de Glissement en Cascade D'une Machine Synchrone Autopilotée Alimentée en Courant ",Conférence Nationale SMAPDIMA'99 Annaba.
- [34] :A. Aoufi," Utilisation D'observateurs a Modes Glissants Pour Le Contrôle Direct de

- Couple et Le Contrôle Vectoriel d'une Machine Asynchrone a Cage ", Thèse de Magistère, Université de Biskra, 2011 .
- [35] :B. Belabbes, "Etude comparative de la CSV et la commande non linéaire pour l'asservissement de vitesse d'un moteur synchrone à aimants permanents," Conférence on Electrical Engineering, Batna, 10-11 Décembre 2002.
- [36]: Levant, "Siding order and sliding accuracy in sliding mode control," International Journal of Control, vol. 58, pp. 1247-1263, 1993.
- [37] :V. Bregeault, "Quelques contributions à la théorie de la commande par modes glissants," Thèse de Doctorat, École Centrale de Nantes, 2010.