



Université Mohamed Khider de Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de génie électrique

MÉMOIRE DE MASTER

Sciences et Technologies
Electrotechnique
Machines Electriques

Réf. :

Présenté et soutenu par :
Rezig Yasmine

Le : samedi 23 juin 2018

Commande Vectorielle et Commande par Mode Glissant de la Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP)

Jury :

Mme	Laala Widad	MCB	Université de Biskra	Président
Mr	Bourek Amor	Pr	Université de Biskra	Rapporteur
Mr	Sahraoui Mohamed	MCA	Université de Biskra	Examinateur

Dédicace

Je dédie ce modeste travail

*A mes parents avec toute ma gratitude pour toutes ces
années de sacrifices et d'encouragement*

A mon frère

A mes sœurs

A toute ma famille.

A tous mes amis

A tous ceux que j'aime

REMERCIEMENTS

*Le travail présenté dans ce mémoire a été effectué au laboratoire LGEB
de l'université Mohamed Khider Biskra.*

*Nous remercions ALLAH qui nous a donné la volonté et la patience pour
achever ce travail.*

*Je tiens à exprimer mon profond remerciement au professeur Mr. Bourek Amor,
mon encadreur de m'avoir proposé ce thème, l'avoir dirigé, ses conseils avisés tout
au long de la réalisation de ce travail.*

*Mes remerciements les plus respectueux aux membres du jury pour avoir accepté
d'évaluer ce travail Mme. Laala Widad et Mr. Sahraoui Mohamed.*

*Et aux deux plus chères personnes, Mon Père et Ma Mère qui m'ont donné
l'amour, l'affection, qui a fait tous leur possible pour me voir réussir.*

*Je remercie tous les enseignants du département d'électrotechnique de l'université
de Biskra qui ont participé à ma formation pendant le cycle de formation.*

Liste Des Figures

Figure I.1 : Structure sans pièces polaires	4
Figure I.2 : Structure avec pièces polaires	5
Figure I.3 : Structure générale d'alimentation d'une machine synchrone autopilotée.....	5
Figure I.4 : Alimentation par Onduleur de Tension	6
Figure I.5 : Alimentation par Commutateur de Courant	7
Figure I.6 : Schéma de principe du contrôle des courants par MLI	8
Figure I.7 : Contrôle des courants par des régulateurs à hystérésis	8
Figure I.8 : Allure d'un courant de phase statorique	9
Figure I.9 : Schéma de la MSAP dans le repère (a, b, c)	10
Figure I.10 : Schéma équivalent de la MSAP dans le repère (d,q)	12
Figure I.11 : Le circuit équivalent du MSAP dans le système d'axe d-q	14
Figure I.12 : schéma de principe de l'association MSAP-Alimentation	15
Figure I.13 : Configuration de l'association convertisseur MSAP	16
Figure I.14 : Schéma d'un onduleur de tension triphasé alimentant le stator de la machine ...	17
Figure I.15 : Représentation de l'onde modulante et l'onde porteuse	19
Figure I.16 : Schéma bloc de simulation du MSAP alimentée par le réseau	20
Figure I.17 : Résultats de simulation du MSAP lors d'un démarrage direct à vide ($Cr = 0$)	21
Figure I.18 : Résultats de simulation du MSAP lors d'un démarrage direct en charge ($Cr = 5 N.m$)	21
Figure I.19 : Schéma bloc de simulation du MSAP alimentée par Onduleur à MLI.....	22
Figure I.20 : Tension V_a , à la sortie de l'onduleur	23
Figure I.21 : Résultats de simulation de la MSAP alimentée par onduleur à MLI lors d'un démarrage à vide ($Cr = 0$)	23
Figure I.22 : Résultats de simulation de la MSAP alimentée par onduleur à MLI lors d'un démarrage en charge ($Cr = 5 N.m$)	24
Figure II.1 : Principe de la commande vectorielle	26
Figure II.2 : Bloc de défluxage	28
Figure II.3 : Schéma bloc d'une régulation de vitesse de la MSAP alimentée en tension et commandée par 'orientation du flux'	28
Figure II.4 : Description du couplage.....	29
Figure II.5 : Découplage par compensation	30
Figure II.6 : Commande découplée	31
Figure II.7 : Régulateur PI	31
Figure II.8 : Boucle de régulation du courant i_{sd}	32
Figure II.9 : Boucle de régulation du courant i_{sq}	33
Figure II.10 : Boucle de régulation de la vitesse	34
Figure II.11 : Résultats de simulation de la MSAP pour un démarrage suivie d'une application de charge ($Cr= 5 N.m$) à $t=0.5 s$	35
Figure II.12 : Résultats de simulation pour une inversion du sens de rotation pour une Consigne de vitesse ($\Omega=-100 rad/s$) à $t=0.5s$	36
Figure II.13 : Résultats de simulation pour un démarrage en charge avec faible vitesse ($\Omega=20rad/s$) à $t=0.5s$	37

Figure III.1 : Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase	39
Figure III.2 : Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande	41
Figure III.3 : Structure de régulation par commutation au niveau de la contre réaction d'état.	42
Figure III.4 : Structure de régulation par ajout de la commande équivalente.	42
Figure III.5 : Démonstration du mode de glissement	43
Figure III.6 : Convergence du système glissant	45
Figure III.7 : Commande équivalente et commande réelle	47
Figure III.8 : Commande discontinue	48
Figure III.9 : Surface de glissement et la commande discontinue	48
Figure III.10 : Loi de commande par bande continue au voisinage de la surface de glissement.	49
Figure III.11 : Schéma global de réglage par mode glissant, stratégie à trois surfaces	50
Figure III.12 : Résultats de simulation du démarrage à vide	53
Figure III.13 : Résultats de simulation pour un démarrage à vide Suivi d'une application de charge de $5 N.m$ à $t = 0.5 s$	54
Figure III.14 : Résultats de simulation pour la variation de la charge.	54
Figure III.15 : Résultats de simulation pour un démarrage en charge Avec faible vitesse de ($100 rad/s$ à $20 rad/s$)	55
Figure III.16 : Résultats de simulation pour une inversion du sens de rotation ($\pm 100 rad/s$) avec variation de la charge.	55
Figure III.17 : Résultats de simulation pour une variation de la vitesse de référence.	57
Figure III.18 : Résultats de simulation pour une variation de la charge	58
Figure III.19 : Résultats de simulation pour une inversion du sens de rotation et variation du couple de charge.	59

Liste des symboles et abréviations

Symbole	Signification	Unité
MSAP	Machine Synchrones à Aimants Permanents	/
APP	Structure avec pièces polaires	/
SPP	Structure sans pièces polaires	/
CSV	Commande à Structure variable	/
SSV	Système à Structure variable	/
RMG	Réglage par mode glissant	/
MC	Mode de convergence	/
MG	Mode de glissement	/
MRP	Mode de Régime permanent	/
PI	Régulateur proportionnel et intégral	/
P	Nombre de paires de pôles	/
MLI	Modulation de Largeur d'impulsion	/
Fbo	Fonction de transfert en boucle ouverte	/
Fbf	Fonction de transfert en boucle fermée	/
S	Surface de glissement	/
s	Opérateur de Laplace	/
Ki, Kp	Actions proportionnelle et intégrale	/
$[A_\theta]$	Matrice direct de Park	/
$[A_\theta]^{-1}$	Matrice inverse de Park	/
d, q	Axes du référentiel de Park	/
X_d, X_q	Composantes longitudinales et transversale statorique	/
X	Variables considérées de la machine	/
$[X]$	Vecteur d'état	/
α, β	Axes du référentiel statorique	/
a, b, c	Axes liés aux enroulements triphasés	/
θ	Position angulaire du rotor par rapport au stator	[rad]
t	Temps	[s]
t_r	Temps de réponse	[s]
τ_d, τ_q	Constantes de temps à l'axe d et l'axe q	[s]
τ_Ω, τ_m	Constantes de temps (mécanique et électrique)	[s]
Λ	Constante positive	/
$[V_s]$	Vecteur tensions statoriques	[V]
$[i_s]$	Vecteur courants statoriques	[A]
$[\varphi_s]$	Vecteur flux statoriques	[Web]
$[\varphi_f]$	Vecteur de flux crée par l'aimant	[Web]
$[L_s]$	Matrice des inductances du stator	[H]
L_s	Inductance propre d'une phase statorique	[H]
$[R_s]$	Matrice des résistances du stator	[Ohms]

R_s	Résistance de l'enroulement statorique	[<i>Ohms</i>]
L_a, L_b, L_c	Inductances propres aux phases (<i>a, b, c</i>)	[<i>H</i>]
$M_{ab}, M_{ac}, M_{ba}, M_{bc}, M_{ca}, M_{cb}$	Inductances Mutuelles aux phases (<i>a, b, c</i>)	[<i>H</i>]
L_d, L_q	Inductance statorique sur l'axe d et l'axe q	[<i>H</i>]
V_{sd}, V_{sq}	Tensions statorique sur l'axe d et l'axe q	[<i>V</i>]
i_{sd}, i_{sq}	Courant statorique sur l'axe d et l'axe q	[<i>A</i>]
i_s	Courant statorique	[<i>A</i>]
Φ_a, Φ_b, Φ_c	Flux statorique des phases (<i>a, b, c</i>)	[<i>Web</i>]
Φ_d, Φ_q	Flux statorique sur l'axe d et l'axe q	[<i>Web</i>]
$\Phi_{rréf}$	Flux rotorique de référence	[<i>Web</i>]
Φ_{rnom}	Flux rotorique nominal	[<i>Web</i>]
C_e	Couple électromagnétique	[<i>N.m</i>]
C_r	Couple résistant	[<i>N.m</i>]
C_{ep}	Couple principal	[<i>N.m</i>]
C_{er}	Couple de réductance variable	[<i>N.m</i>]
f_r	Coefficient de frottement	$\left[\frac{Nm}{rad} / s \right]$
J	Moment d'inertie du moteur	[<i>Kg.m²</i>]
Ω	Vitesse de rotation mécanique	[<i>rad/s</i>]
Ω_n	Vitesse nominale de rotation mécanique	[<i>rad/s</i>]
ω_r	Vitesse de rotation électrique	[<i>rad/s</i>]
S_i	Signaux de commande des bras (<i>k, k'</i>) d'onduleur	[<i>V</i>]
U_r	Valeur maximale de la tension de référence.	[<i>V</i>]
U_p	Valeur de crête de la porteuse	[<i>V</i>]
U_{dc}	La tension continue à l'entrée de l'onduleur	[<i>V</i>]
$V(x)$	Fonction de Lyapunov	/
U	Vecteur de commande	[<i>V</i>]
U_{eq}	Commande équivalente	[<i>V</i>]
U_n	Commande discontinue	[<i>V</i>]
$S(\Omega)$	Surface de glissement de la vitesse	[<i>rad/s</i>]
$S(i_{sd})$	Surface de glissement de courant i_{sd}	[<i>A</i>]
$S(i_{sq})$	Surface de glissement de courant i_{sq}	[<i>A</i>]
K_Ω, K_d, K_q	Gains (les paramètres de la commande par mode glissant)	/
i_{sdeq}, i_{sqeq}	Courants de la commande équivalente suivant l'axe d et l'axe q	[<i>A</i>]
i_{sdn}, i_{sqn}	Courants de la commande discontinue suivant l'axe d et l'axe q	[<i>A</i>]
V_{sdeq}, V_{sqeq}	Tensions de la commande équivalente suivant l'axe d et l'axe q	[<i>V</i>]
V_{sdn}, V_{sqn}	Tensions de la commande discontinue suivant l'axe d et l'axe q	[<i>V</i>]

Sommaire

Introduction Générale	1
Chapitre I : Modélisation de la Machine Synchrone à Aimants Permanents	
I.1 Introduction	3
I.2 Généralités sur la machine synchrone à aimants permanents	3
I.2.1 Description Générale des machines à aimants permanents	3
I.2.2 Structures sans pièces polaires (SPP).....	4
I.2.3 Structures avec pièces polaires (APP)	4
I.2.4 Principe de l'autopilotage des machines synchrones	5
I.2.5 Différents modes d'alimentation du MSAP	6
I.2.5.1 Alimentation par onduleur de tension	6
I.2.5.2 Alimentation par commutateur de courant	7
I.2.6 Commande MLI	7
I.2.7 Commande à Hystérésis	8
I.3 Avantages de la MSAP	9
I.4 Inconvénients de la MSAP... ..	9
I.5 Modélisation du moteur synchrone à aimants permanents	10
I.5.1 Hypothèses simplificatrices	10
I.5.2 Mise en équations de la machine	10
I.5.2.1 Equations électriques	11
I.5.2.2 Equations magnétiques	11
I.5.2.3 Equations mécaniques	12
I.5.3 Transformation de Park	12
I.5.4 Modèle de la MSAP dans le repère de Park	14
I.5.4.1 Equations de Tensions	14
I.5.4.2 Equations du flux	14
I.5.4.3 Equations du couple électromagnétique	14
I.6 Alimentation de la MSAP par onduleur à MLI	15
I.6.1 Modélisation de l'onduleur	16
I.6.2 Commande MLI de l'onduleur	18
I.7 Simulation de la MSAP	20
I.7.1 MSAP alimentée par le réseau	20
I.7.1.1 Résultats de simulation	21
I.7.1.2 Interprétation des résultats	22
I.7.2 MSAP alimentée par onduleur à MLI	22
I.7.2.1 Résultats de simulation	23
I.7.2.2 Interprétation des Résultats	24
8 Conclusion	25

Chapitre II : Commande Vectorielle de la Machine Synchrone à Aimants Permanents

II.1 Introduction	26
II.2 Principe de la commande vectorielle	26
II.3 Commande vectorielle de la MSAP	28
II.3.1 Commande vectorielle de la MSAP alimentée en tension	28
II.4 Découplage	29
II.5 Découplage par compensation	30
II.6 Régulation	31
II.6.1 Régulation du courant i_{sd}	32
II.6.2 Régulation du courant i_{sq}	33
II.6.3 Régulation de la vitesse	34
II.7 Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MSAP	35
II.7.1 Essais	35
II.7.1.1 Essai en charge	35
II.7.1.2 Essai en charge avec l'inversion de sens de rotation	36
II.7.1.3 Essai en charge à faible vitesse	37
II.7.2 Interprétation des résultats	37
II.8 Conclusion	38

Chapitre III : Commande par mode glissant de la Machine Synchrone à Aimants Permanents

III.1 Introduction	39
III.2 Systèmes à structures variables en mode glissant	39
III.2.1 Fonction de commutation	40
III.2.2 Hyperplan de commutation	40
III.2.3 Régime glissant	40
III.2.4 Surface de glissement	40
III.3 Types de commutation des systèmes à structure variable	41
III.3.1 Structure par commutation au niveau de l'organe de commande	41
III.3.2 Structure par commutation au niveau d'une contre-réaction d'état	41
III.3.3 Structure par commutation au niveau de l'organe de commande équivalente	42
III.4 Description du mode glissant	43
III.4.1 Définition du mode glissant	43
III.4.2 Explication du phénomène du glissement	43
III.5 Mode glissant pour les systèmes linéaires	44
III.5.1 Choix de la surface de glissement	44
III.5.2 Conditions de convergence et d'existence	45
A. La Fonction de commutation	45
B. La Fonction de Lyapunov	45
III.5.3 Loi de commande	46
III.5.3.1 Commande équivalente	46
III.5.3.2 Commande discontinue	47
III.5.3.3 Commande continue dans une bande de la surface	49
III.6 Application de la commande par mode de glissement de l'ordre 1 à la MSAP	50

III.6.1 Stratégie de réglage à trois surfaces	50
A. Réglage de courant i_{sd}	50
B. Réglage de vitesse	51
C. Réglage de courant i_{sq}	52
III.7 Simulation de commande par mode glissant de la MSAP	53
III.7.1 Essais	53
III.7.1.1 Essai à vide et en charge	53
III.7.1.2 Essai de variation de la charge	54
III.7.1.3 Essai en charge à faible vitesse	55
III.7.1.4 Essai de l'inversion de sens de rotation	55
III.7.2 Interprétation des résultats	56
III.8 Etude Comparative entre la CSV et la commande PI	56
III.8.1 Comparaison au niveau de variation de vitesse.....	57
III.8.2 Comparaison au niveau de variation de charge	58
III.8.3 Comparaison au niveau de variation de couple résistant et inversion du sens de rotation	59
III.8.4 Interprétation des résultats	60
III.9 Conclusion	61
Conclusion Générale	62
ANNEXE	
BIBLIOGRAPHIE	

Introduction Générale

Aujourd'hui, les moteurs synchrones à aimants permanents (MSAP) sont recommandés dans le monde industriel. Ceci est dû au fait qu'ils sont simples, fiables et moins encombrants que les moteurs à courant continu. Ainsi, leur construction est plus simple puisque ils n'ont pas de commutateurs mécaniques. Par conséquent, ceci augmente leur durée de vie et évite un entretien permanent. Ils peuvent être utilisés dans un environnement explosif car aucune étincelle n'est produite. Ils peuvent aussi fournir des puissances importantes par rapport à leur masse contrairement aux machines à courant continu qui demandent plus de sources d'alimentation et ont une puissance massique plus faible [18].

Grâce aux qualités techniques précédentes, on s'est intéressé beaucoup au MSAP en robotique, système de traction, technologie spatiale et dans des applications domestiques.

L'absence de découplage naturel entre l'inducteur et l'induit rend la commande du MSAP plus difficile, en dépit de sa simplicité structurelle. La MSAP peut être décrit par trois équations différentielles non linéaires, avec les grandeurs électriques (courants et flux) et une grandeur mécanique (vitesse). Les entrées physiques du système sont les tensions statoriques. Ce modèle dépend des résistances statoriques qui varient considérablement avec La température de la machine [24].

Dans le domaine de la commande, plusieurs techniques ont été établies pour assurer un réglage désiré. Ces techniques sont élaborées afin de rendre le système insensible aux perturbations extérieures et aux variations paramétriques. Les techniques de commande classique de type PI couvrent une large gamme dans les applications industrielles. Ce sont des techniques de commande linéaires et présentent l'intérêt de la simplicité de mise en œuvre et la facilité de la synthèse. Au cours du temps, ses applications seront non efficaces, notamment si les processus à commander ont des structures complexes et non-linéaires [23].

La commande vectorielle permet d'avoir une dynamique proche de celle de la machine à courant continu, autrement dit, une dynamique asymptotiquement linéaire et découplée. Cependant, cette structure de commande en utilisant des régulateurs classiques de type *PI* nécessite que les paramètres de la machine soient précis (les variations paramétriques internes et externes du système dues à la température, l'humidité, et aux surcharge occasionnelles, engendrent la perte de la stabilité des régulateurs classiques considérés). Ceci exige une bonne identification des paramètres [12].

La commande à structure variable (CSV) qui, par sa nature est une commande non linéaire, possède cette robustesse. Le réglage par mode de glissement est fondamentalement une méthode qui force la réponse à glisser le long d'une trajectoire prédéfinie. Cependant, cette technique de commande a un inconvénient de commutation aux hautes fréquences (chattering).

L'objectif de ce travail est l'étude de la MSAP (sa Modélisation et son association avec un convertisseur statique (onduleur)). Ensuite l'application de deux techniques de commande « la commande vectorielle puis la commande par mode de glissement ». Ce mémoire présenté est organisé en trois chapitres.

Le premier chapitre concerne, dans une première partie, la modélisation dynamique de la machine synchrone à aimants permanents dans les hypothèses classiques de linéarité. La deuxième partie est consacrée à l'étude de l'onduleur de tension et de sa commande *MLI*.

Le deuxième chapitre, sera consacré à l'application de la commande vectorielle à la machine synchrone à aimants permanents en l'associant à des régulateurs PI.

Le troisième chapitre, sera consacré à l'application de la commande par mode glissement classique d'ordre un à la MSAP, la stratégie à trois surfaces sera utilisée, enfin une étude comparative entre la commande vectorielle associé aux régulateurs PI et la commande en mode glissant sera effectuée.

Remarque: on peut dire "commande par mode glissant ou bien commande par mode glissement"

I.1-Introduction

La machine synchrone est devenue attractive et concurrente de la machine à induction dans le domaine des systèmes d'entraînement électriques, le grand avantage de la machine synchrone est l'élimination des pertes par glissement.

En particulier, la machine synchrone à aimants permanents est utilisée largement dans plusieurs applications, comme les machine outils, la robotique, les générateurs aérospatiaux et les véhicules électriques, cette large utilisation est devenue possible avec les hautes performances des aimants permanents, ce qui est permis à la machine synchrone d'avoir une densité de puissance, un rapport couple inertie et une efficacité élevés en la comparant avec la machine à induction ou la machine à courant continu [1].

Les machines synchrones à aimants permanents peuvent être classées en deux groupes : les machines à démarrage direct avec un enroulement amortisseur pour développer le couple de démarrage et les machines alimentées par des onduleurs ne possèdent pas d'enroulements amortisseurs [1],[2].

Dans ce chapitre, on va présenté le principe de fonctionnement et la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents associée avec un convertisseur statique (onduleur) commandé par la technique de modulation de largeur d'impulsion MLI.

I.2-Généralités sur la Machine à Aimants Permanents

I.2.1-Description générale des machines synchrones à aimants permanents :

Les machines synchrones à aimants permanents se composent d'un stator comportant un bobinage qui est alimenté en triphasé et produit un champ magnétique tournant à la fréquence d'alimentation, et d'un rotor où le champ magnétique est produit par des aimants permanents.

Les moteurs à aimants permanents peuvent accepter des courants de surcharge importants pour démarrer rapidement. Associés à des variateurs de vitesse électroniques, ils trouvent leur place dans certaines applications de motorisation d'ascenseurs lorsque l'on cherche une certaine accélération rapide (immeuble de grande hauteur par exemple). L'excitation, dans ce cas, est créée par les aimants permanents. Le couple instantané (dans n'importe quelle configuration de machine à aimants) est la somme de trois couples élémentaires : le couple réactif, le couple hybride et le couple de détente [2],[3].

Le rotor d'une machine synchrone à aimants permanents a une conception spéciale pour donner les caractéristiques exigées, Il existe deux structures de la MSAP selon la disposition des aimants avec les matériaux magnétiques : l'une avec pièce polaires APP et l'autre sans pièces polaires SPP [4].

I.2.2-Structures sans Pièces Polaires (SPP) :

Les machines de structure sans pièce polaire sont des machines synchrones à aimants permanents à rotor lisse.

Dans ces machines le champ des aimants généralement est radial au niveau de l'entrefer (figure I.1). De ce fait, l'inductance statorique est plus faible que celle d'une machine classique à rotor bobiné à pôles lisses. Il est alors difficile d'obtenir un couple massique important [4],[5].

Les aimants du type terres-rares ou ferrites ont une perméabilité voisine de celle de l'air, il en résulte que, pour ces machines, la réaction d'induit est très faible: pas de couple pulsatif dû à la variation de réluctance et peu de risque de démagnétisation des aimants [5].

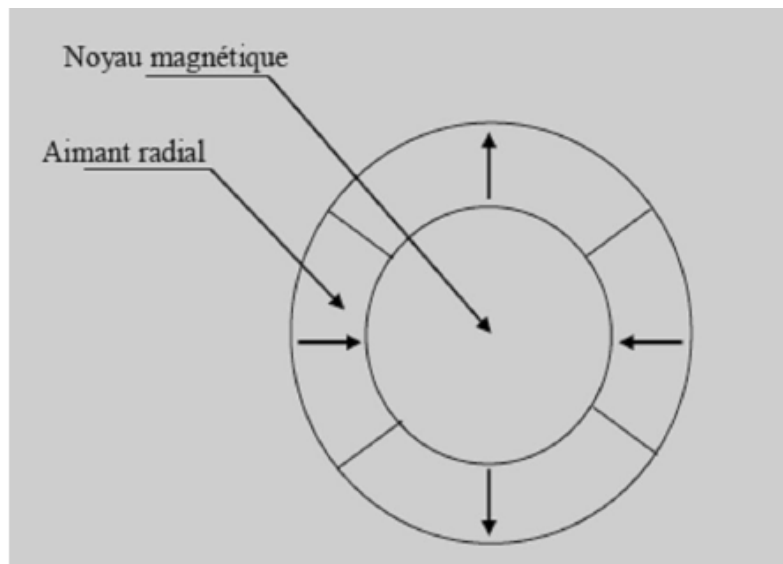


Figure I,1 : Structure sans pièces polaires

I.2.3-Structures avec Pièces polaires (APP) :

Les machines de structures avec pièces polaires sont des machines à aimants permanents à rotor saillant.

Dans ces machines, les pièces polaires servent à la concentration du flux d'induction magnétique permettant d'obtenir une induction normale suffisante au niveau de l'entrefer avec des aimants bon marché « Ferrites »(figure I.2).

Dans ce type de structure, l'inducteur présente une anisotropie magnétique (pôles saillants), et dans la plupart des configurations, contrairement aux machines classiques, la valeur de l'inductance transversale (axe interpolaire) L_q est supérieure à celle de l'inductance longitudinale (axe polaire) L_d [5].

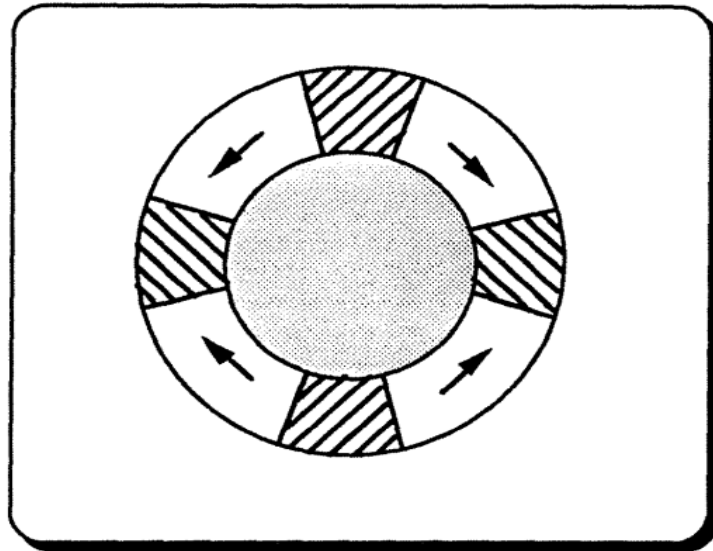


Figure I.2 : Structure avec pièces polaires

I.2.4-Principe de l'autopilotage des machines synchrones :

Afin d'assurer le bon fonctionnement des machines synchrones, les courants de phase doivent évoluer en synchronisme avec la rotation du rotor. On doit donc commander les convertisseurs à l'aide d'un capteur de position (autopilotage)[5].

Donc, l'autopilotage nécessite la mesure ou l'estimation de la position du rotor :

- L'estimation de la position du rotor repose sur la mesure de la f.c.e.m.
- La mesure de position nécessite un capteur à effet hall
- Un résolveur qui est un transformateur tournant, le primaire est solidaire du stator, le secondaire est solidaire du rotor. Donc le couplage entre le primaire et le secondaire varie en $\sin(\theta)$. Le primaire est généralement alimenté à une tension constante avec une fréquence de (1 KHz) et la tension secondaire est en modulation en $\sin(\theta)$ [6].

Pour les équipements à vitesse variable, on utilise en principe la commande autopilotée.

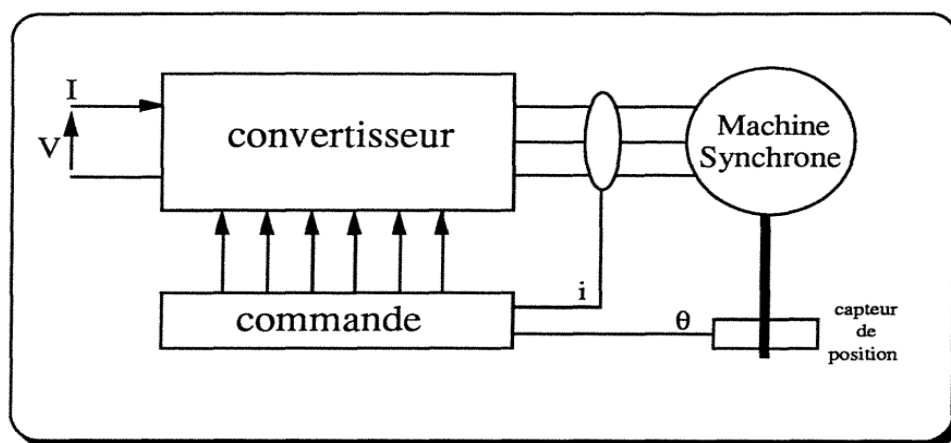


Figure I.3 : Structure générale d'alimentation d'une machine synchrone autopilotée

I.2.5-Différents modes d'alimentation du MSAP :

D'une manière générale, l'alimentation des machines synchrones utilise des convertisseurs statiques, donc il existe deux types de convertisseurs servant à alimenter la machine synchrone.

- Le premier type est le cycloconvertisseur qui est directement relié au réseau alternatif, Il a l'inconvénient d'avoir une fréquence des tensions de sortie relativement basse, ce qui limite la vitesse de rotation de la machine.
- Le deuxième type de convertisseur alimente la machine à partir d'une source de tension ou de courant continu (onduleurs de tension ou commutateurs de courants)[5],[6].

Pour les MSAP on utilise juste le deuxième type de convertisseur (onduleur de tension ou commutateur de courant)[4],[5],[6].

I.2.5.1-Alimentation par Onduleur de Tension :

Les onduleurs de tension permettent d'imposer aux enroulements statoriques de la machine des tensions d'amplitude et de fréquence réglables en agissant sur la commande des interrupteurs du convertisseur statique (G.T.O.- Transistors bipolaires, MOSFET,IGBT,...)[4],[5].

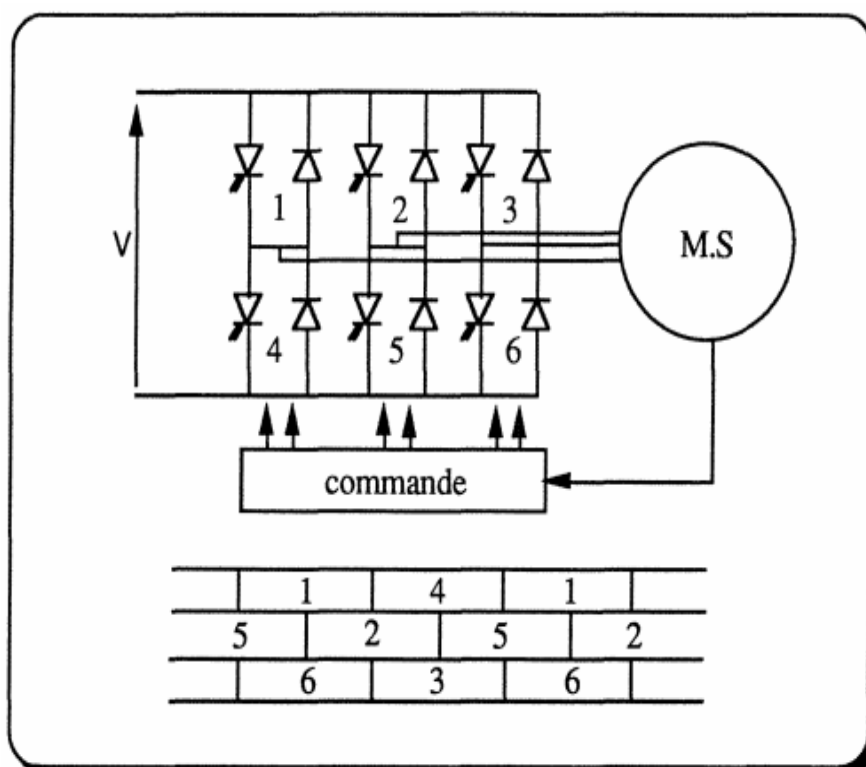


Figure I.4 : Alimentation par Onduleur de Tension

I.2.5.2-Alimentation par Commutateur de Courant :

Dans ce type d'alimentation le convertisseur associé au moteur est alimenté par une source de courant continu, grâce à l'ouverture et à la fermeture des interrupteurs de convertisseur statique, le courant est aiguillé séquentiellement dans les enroulements statoriques de la machine, de telle sorte que son amplitude soit fixée par le courant d'alimentation et que sa fréquence soit proportionnelle à la vitesse de rotation de la machine.[6],[7].

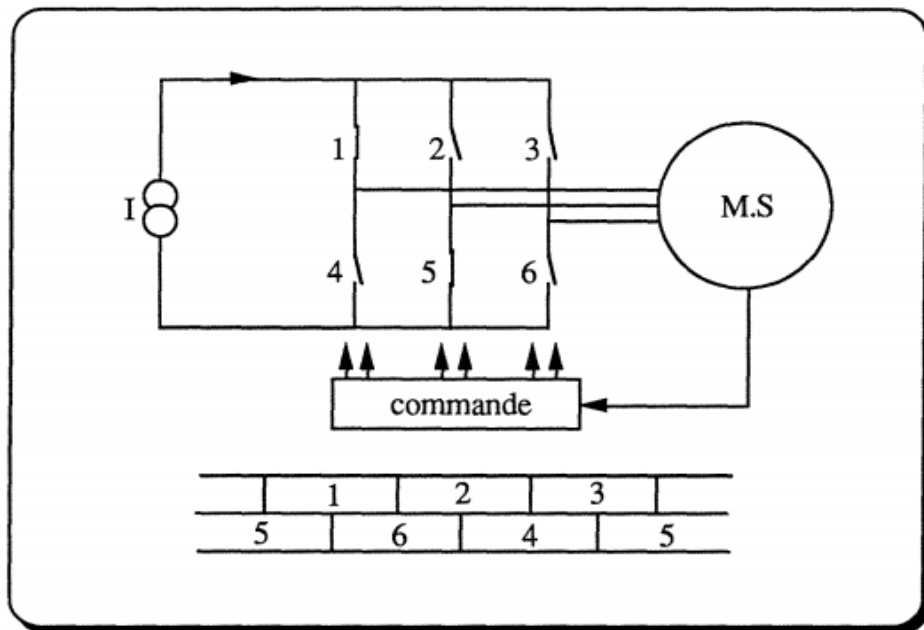


Figure I.5 : Alimentation par Commutateur de Courant

I.2.6-Commande MLI :

Le principe de cette commande est de contrôler les courants par un régulateur linéaire, le signal d'erreur du courant est appliqué à l'entrée de ce régulateur, et le signal de sortie est traité par la technique de modulation de largeur d'impulsion [5],[7].

Le principal inconvénient de ce mode de contrôle est la difficulté de mise au point des régulateurs dont les coefficients dépendent étroitement des caractéristiques de la machine.

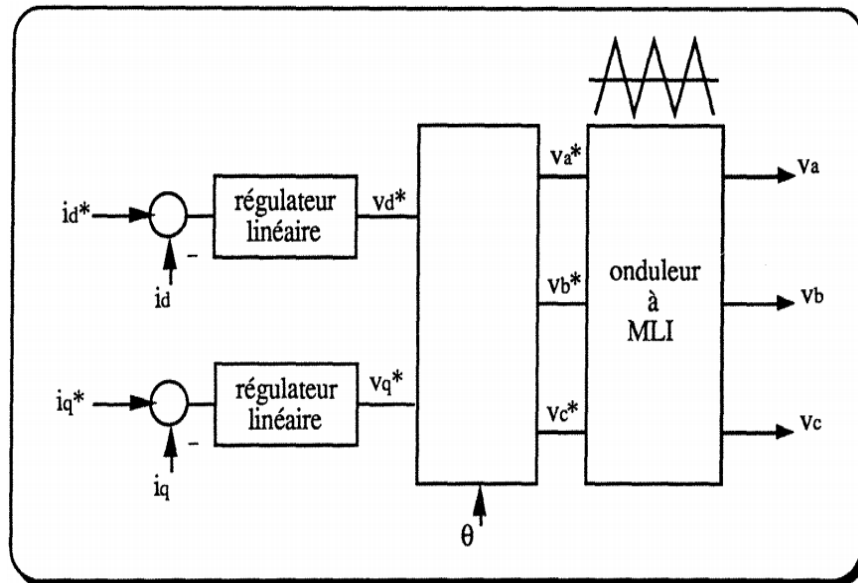


Figure I.6 : Schéma de principe du contrôle des courants par MLI

I.2.7-Commande à Hystérésis :

Le principe de fonctionnement de la commande des courants par hystérésis est basé sur une comparaison des courants dans les phases de la machine avec les courants de référence fournis par le système d'autopilotage [5].

A chaque instant l'état de conduction des interrupteurs de chaque bras dépend du signe du signal d'erreur correspondant. Quand le courant instantané dans une phase s'écarte de sa référence d'une valeur h , fixée par l'hystérésis du régulateur, une commutation est imposée aux interrupteurs du bras d'onduleur correspondant de façon à maintenir les courants à l'intérieur de leur bande[5],[9].

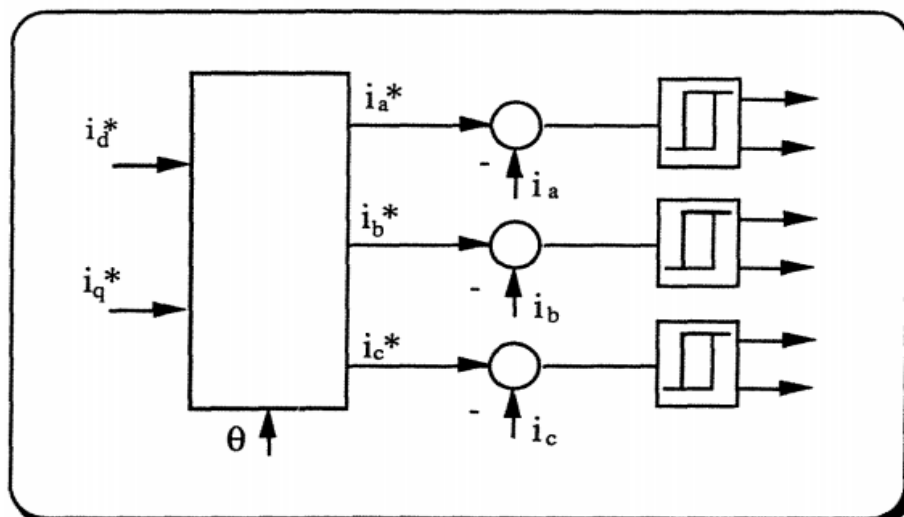


Figure I.7 : Contrôle des courants par des régulateurs à hystérésis

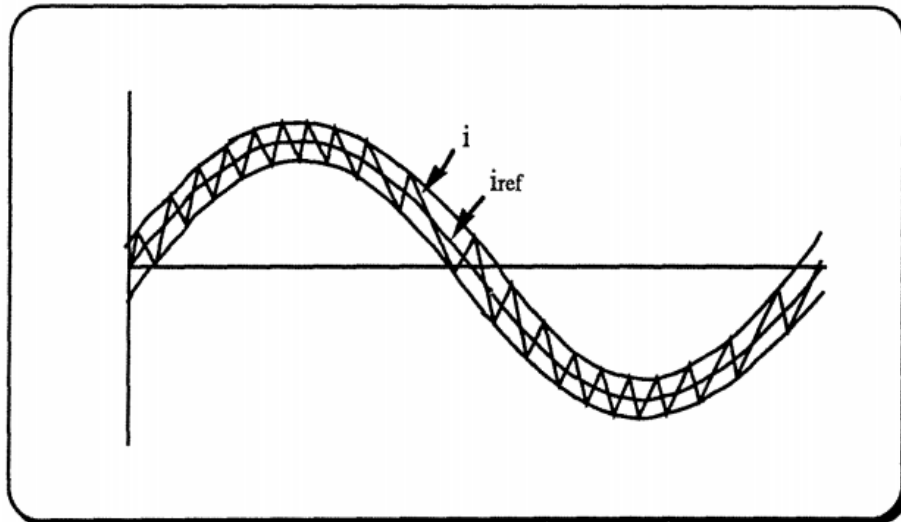


Figure I.8 : Allure d'un courant de phase statorique

Donc, Ce type de contrôle est très simple et stable. Il permet d'obtenir la réponse la plus rapide pour les courants lors des régimes transitoires, ce qui présente l'avantage d'une bonne poursuite du courant de référence; les ondulations de courant autour de la valeur désirée au centre de la plage d'hystérésis, sont fixées par la largeur de celle-ci

I.3-Avantages de la MSAP

Les machines à aimants présentent des avantages par rapport aux autres machines[12],[14] :

- Un faible moment d'inertie, ce qui à pour effet de donner une réponse plus rapide pour un couple donné .
- Un facteur de puissance et un rendement plus élevé que celui des moteurs asynchrones classiques.
- Une absence des pertes résistives au rotor.
- Une possibilité d'obtenir une excitation sans pertes Joules.
- Une plus grande robustesse par rapport au moteur à courant continu.
- Pour les mêmes performances, le moteur est de taille plus réduite, cet avantage permet d'utiliser les machines à aimants là où l'encombrement est limité. Toute fois le moteur asynchrone ne produit pas de couple de détente ce qui est le cas des machines synchrone à aimants.

I.4-Inconvénients de la MSAP

Les machines à aimants présentent aussi quelques inconvénients les plus importants:

- Une électronique de commande assez compliquée (nécessité d'un capteur de position).
- Un problème de tenu à la température des aimants.
- Un coût élevé à cause du prix des aimants.
- Une fabrication plus compliquée que les machines asynchrones à cage d'écureuil et la réluctance variable.
- L'alimentation d'une structure de régulation complexe.
- Des ondulations de couple due aux harmoniques en régime des basses vitesses.

I.5-Modélisation du Moteur Synchrone à Aimants Permanents

L'étude du comportement d'un moteur électrique est une tâche difficile qui nécessite une modélisation pour une bonne connaissance de son modèle dynamique et son comportement dans les différents modes de fonctionnement envisagé. [4],[10]

Dans notre cas, la modélisation d'une machine 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.

I.5.1-Hypothèses Simplificatrices :

On supposera que les circuits magnétiques de la machine ne sont pas saturés et on négligera : [6],[11]

- les phénomènes d'hystérésis et les courants de Foucault.
- l'effet de la température sur les résistances.
- L'effet de peau qui augmente les résistances et réduit les inductances.
- L'effet de l'encochage et on supposera que l'entrefer est d'épaisseur uniforme.
- Les couplages capacitifs entre les enroulements.

I.5.2-Mise en équations de la Machine :

La représentation des enroulements dans le repère (a, b, c) pour une machine synchrone triphasée à aimants permanents est donnée par la (figure I.9).

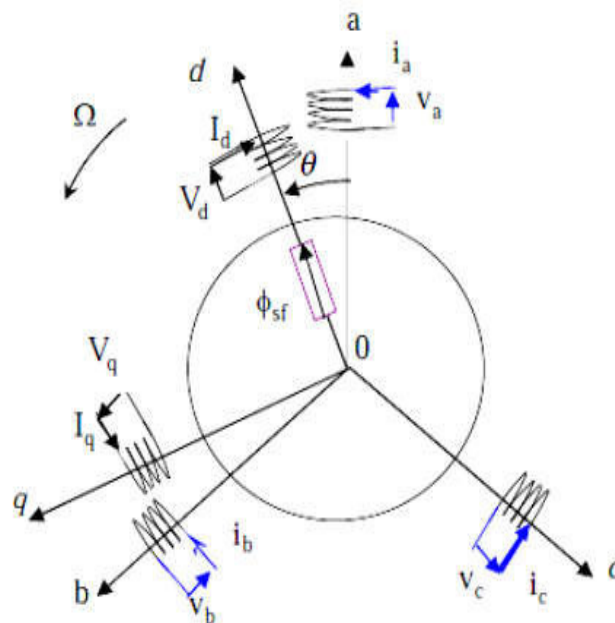


Figure I.9 : Schéma de la MSAP dans le repère (a, b, c)

I.5.2.1-Equations électriques :

Les équations électriques de la machine synchrone à aimants permanents dans le repère fixe au stator sont données par :

$$[V_S] = [R_S][i_S] + \frac{d}{dt} [\varphi_S] \quad (I.1)$$

Où :

$$[V_S] = [V_a \quad V_b \quad V_c]^T : \text{Vecteur tensions statoriques}$$

$$[i_S] = [i_a \quad i_b \quad i_c]^T : \text{Vecteur courants statoriques}$$

$$[\varphi_S] = [\varphi_a \quad \varphi_b \quad \varphi_c]^T : \text{Vecteur flux statoriques}$$

$$[R_S] = \begin{bmatrix} R_S & 0 & 0 \\ 0 & R_S & 0 \\ 0 & 0 & R_S \end{bmatrix} : \text{Matrice des résistances du stator}$$

I.5.2.2-Equations magnétiques :

$$[\varphi_S] = [L_S][i_S] + [\varphi_{f abc}] \quad (I.2)$$

Où :

$$[\varphi_{f abc}] = [\varphi_{fa} \quad \varphi_{fb} \quad \varphi_{fc}]^T : \text{Vecteur de flux créé par l'aimant aux enroulements statoriques.}$$

$$[L_S] = \begin{bmatrix} L_a & M_{ba} & M_{ca} \\ M_{ab} & L_b & M_{cb} \\ M_{ac} & M_{bc} & L_c \end{bmatrix} : \text{Matrice des inductances statoriques}$$

L_a, L_b, L_c : Des inductances propres aux phases (a, b et c) respectivement.

$M_{ab}, M_{ac}, M_{ba}, M_{bc}, M_{ca}$ et M_{cb} : Des inductances mutuelles aux phases (a, b et c) respectivement.

Les flux induits par les aimants dans les trois phases statoriques a, b, c sont donnés par :

$$\begin{cases} \varphi_{fa} = \varphi_{max} \cdot \cos \Theta \\ \varphi_{fb} = \varphi_{max} \cdot \cos \left(\Theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \varphi_{fc} = \varphi_{max} \cdot \cos \left(\Theta - \frac{4\pi}{3} \right) \end{cases}$$

Θ : Angle entre l'axe d et l'axe de référence dans le système triphasé et caractérise la position angulaire du rotor par rapport au stator.

I.5.2.3- Equation mécanique :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f_r \Omega \quad (I.3)$$

C_e : Couple électromagnétique délivré par le moteur.

C_r : Couple résistant.

f_r : Coefficient de frottement.

J : Moment d'inertie du moteur.

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

ω_r : Vitesse électrique du rotor.

À partir des équations précédentes, on remarque que l'étude du système est assez difficile vu le nombre d'équations différentielles à coefficient variables. Pour résoudre ce problème, nous allons utiliser des transformations mathématiques (transformation de Park), qui permettent de décrire le comportement de la machine à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants [12],[13].

I.5.3-Transformation de Park :

La transformation de Park permet d'obtenir les équations de la machine synchrone dans un repère tournant lié au rotor grâce à une rotation appropriée égale à l'angle électrique Θ désignant la position du rotor.

Le modèle biphasé de la MSAP s'effectue par une transformation du repère triphasé réel (a, b, c) en un repère biphasé fictif (d, q), qui n'est en fait qu'un changement de base sur les grandeurs physiques (tensions, flux et courants)[5],[12].

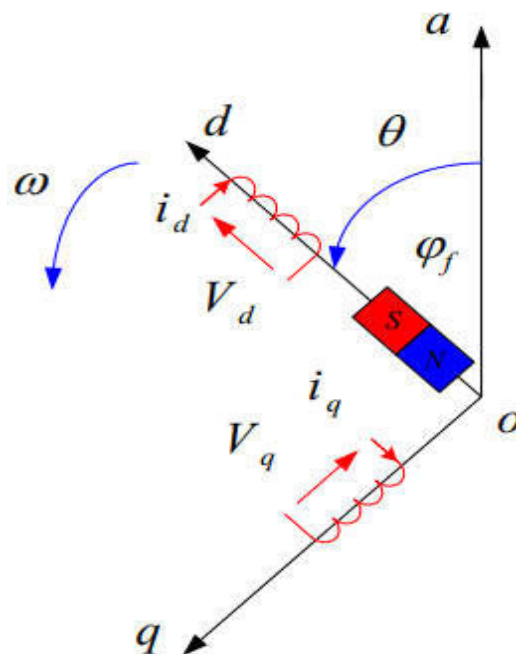


Figure I.10 : Schéma équivalent de la MSAP dans le repère (d, q)

a. Passage direct (triphase au biphasé) :

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

$$[X_{dq0}] = [A_{\theta}][X_{abc}]$$

$[A_{\theta}]$: La matrice de passage direct de Park

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

X_d, X_q : représentent les composantes longitudinale et transversale des variable statoriques (tensions, courants, flux et inductances) dans le repère (d,q).

θ : représente la position du rotor.

La matrice de transformation de Park :

$$[A_{\theta}] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin\theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}$$

b. Passage inverse (biphasé au triphasé) :

$$[X_{abc}] = [A_{\theta}]^{-1}[X_{dq0}]$$

$[A_{\theta}]^{-1}$: La matrice de passage inverse de Park

$$[A_{\theta}]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{4}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4}{3}\right) & 1 \end{bmatrix}$$

I.5.4-Modèle de la MSAP dans le repère de Park :

Après application de la transformation de Park au système d'équations, nous obtenons le modèle de la machine synchrone qui exprime tous les vecteurs dans un repère lié au rotor, Après développement des équations, on obtient un système d'équation simplifié.

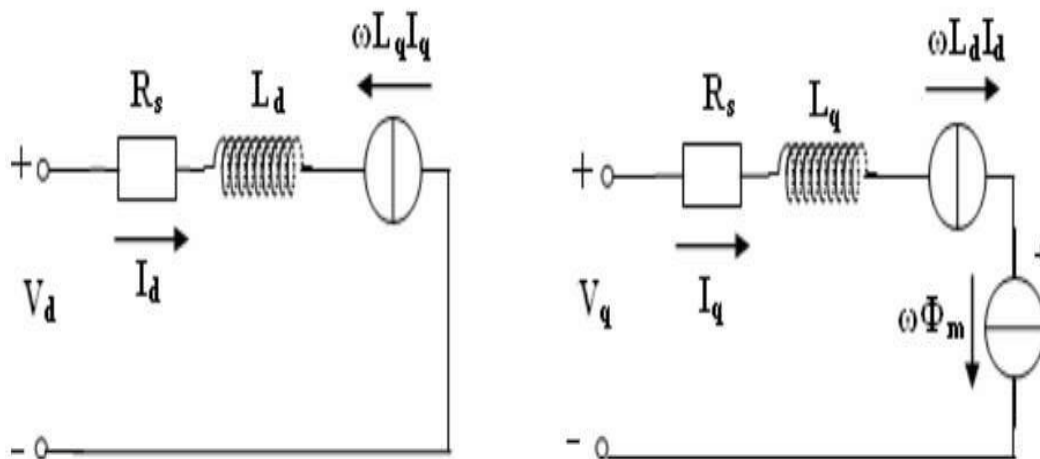


Figure I.11 : Le circuit équivalent du MSAP dans le système d'axe d-q

I.5.4.1-Equations de tensions :

Le modèle du MSAP peut s'écrire :

$$V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\varphi_d}{dt} - \omega_r \varphi_q \quad (I.4)$$

$$V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\varphi_q}{dt} + \omega_r \varphi_d$$

I.5.4.2-Equations du flux :

$$\varphi_d = L_d i_{sd} + \varphi_f \quad (I.5)$$

$$\varphi_q = L_q i_{sq}$$

φ_f : le flux des aimants permanents par pôle

En remplaçant les expressions des flux (Equ. I.5) dans le système (Equ. I.4) on obtient :

$$V_{sd} = R_s i_{sd} + L_d \frac{di_{sd}}{dt} - \omega_r L_q i_{sq} \quad (I.6)$$

$$V_{sq} = R_s i_{sq} + L_q \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_r (L_d i_{sd} + \varphi_f)$$

I.5.4.3-Expression du couple électromagnétique :

L'expression du couple peut être déduite à partir de la puissance électrique instantanée fournie aux circuits électriques rotoriques et statoriques [14].

$$P(t) = \frac{3}{2} (V_{sd} i_{sd} + V_{sq} i_{sq}) \quad (I.7)$$

Après développement et réaménagement, on obtient :

$$C_e = \frac{3}{2} p \left((L_d - L_q) i_{sd} i_{sq} + \varphi_f i_{sq} \right) \quad (I.8)$$

Celui-ci se décompose en deux termes :

$$C_{ep} = \frac{3}{2} p \varphi_f i_{sq} : \text{représente le couple principal ;}$$

$C_{er} = \frac{3}{2}p(L_d - L_q)i_{sd}i_{sq}$: représente le couple de réluctance variable ;

$C_e - C_r - f\Omega = J \frac{d\Omega}{dt}$: représente l'équation du mouvement ou l'équation mécanique.

A partir des équations précédentes, on peut établir le modèle du MSAP sous forme d'état :

$$\begin{aligned} \frac{di_{sd}}{dt} &= \frac{1}{L_d}(V_{sd} - R_s i_{sd} + \omega_r L_q i_{sq}) \\ \frac{di_{sq}}{dt} &= \frac{1}{L_q}(V_{sq} - R_s i_{sq} - \omega_r L_d i_{sd} - \omega_r \varphi_f) \end{aligned} \quad (I.9)$$

Le système peut être mis sous forme d'équation d'état :

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][U] \quad (I.10)$$

$$\text{Avec : } [X] = [i_{sd} \ i_{sq}]^t \quad \text{et} \quad [U] = [V_{sd} \ V_{sq} \ \varphi_f]^t$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \omega_r \left(\frac{L_q}{L_d}\right) \\ -\omega_r \left(\frac{L_d}{L_q}\right) & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & \frac{-\omega_r}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ \varphi_f \end{bmatrix} \quad (I.11)$$

On peut écrire les matrices [A] et [B] sous la forme :

$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} + \omega_r \begin{bmatrix} 0 & \frac{L_q}{L_d} \\ \frac{-L_d}{L_q} & 0 \end{bmatrix} = [A_1] + \omega_r [A_2];$$

$$[B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & 0 \end{bmatrix} + \omega_r \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_q} \end{bmatrix} = [B_1] + \omega_r [B_2]$$

I.6-Alimentation de la MSAP par Onduleur à MLI

Le schéma structurel de la chaîne de conversion de l'énergie alimentant le stator du MSAP est donné par la figure (I.12) :

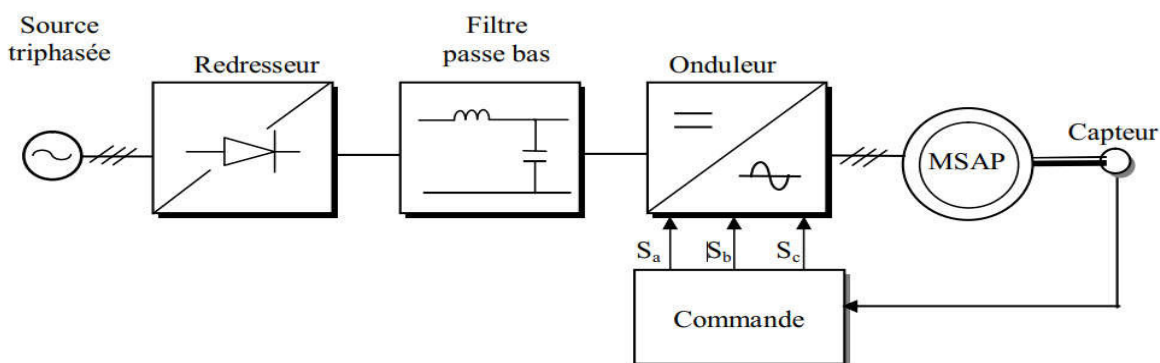


Figure I.12 : schéma de principe de l'association MSAP-Alimentation

Les différents éléments constituant la chaîne d'alimentation sont :

- Source électrique à courant alternatif :
La source électrique alternative est généralement obtenue par le réseau triphasé électrique.
- Redresseur :
Il permet de transformer une tension alternative en tension continue.
- Filtrage
Il élimine les phénomènes d'ondulation de la tension en sortie du redresseur. Ce filtre, associé au pont redresseur, constitue une source de tension continue servant à alimenter le bus continu à l'entrée de l'onduleur.
- Onduleur
Il permet de transformer une tension continue en une tension alternative d'amplitude et de fréquence variable.

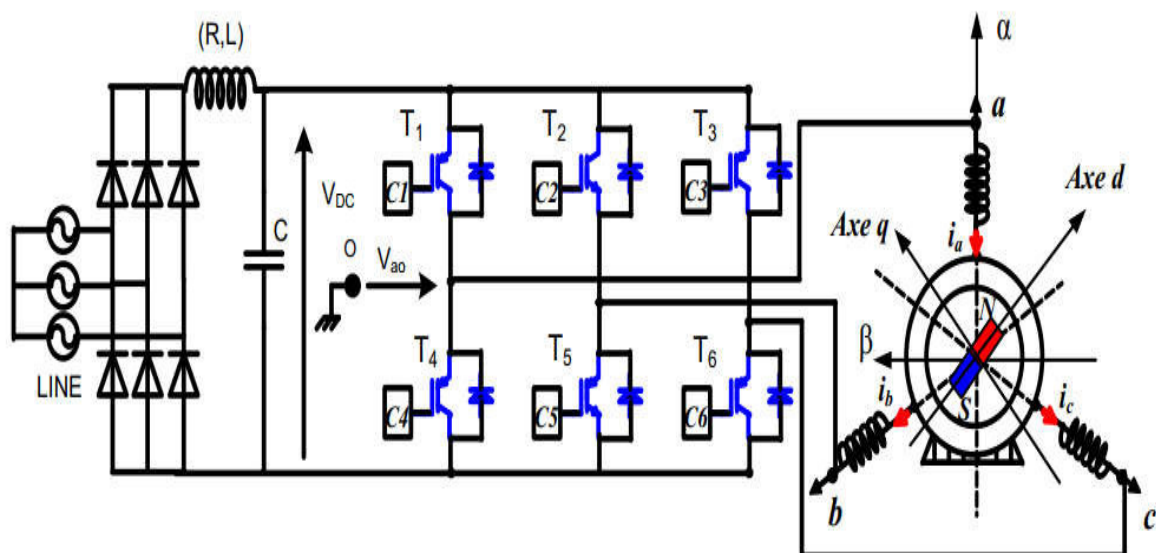


Figure I.13 : Configuration de l'association convertisseur MSAP

I.6.1-Modélisation de l'Onduleur :

Un onduleur de tension triphasé à deux niveaux est constitué de trois bras de commutation à transistors ou à thyristor GTO pour les grandes puissances. Chaque bras est composé de deux cellules comportant chacune une diode et un transistor, le séquençage imposé aux interrupteurs statiques permet de réaliser un choix précis du vecteur de tension à appliquer aux enroulements statoriques de la machine. Pour assurer la continuité en courants chaque interrupteur est monté en antiparallèle avec une diode de récupération. Les interrupteurs (K_a, K'_a) , (K_b, K'_b) , (K_c, K'_c) sont contrôlés de manière complémentaire pour éviter le court-circuit de la source. Le schéma structurel d'un tel convertisseur statique alimentant le stator de la machine est illustré par la figure (I.13)[17][18].

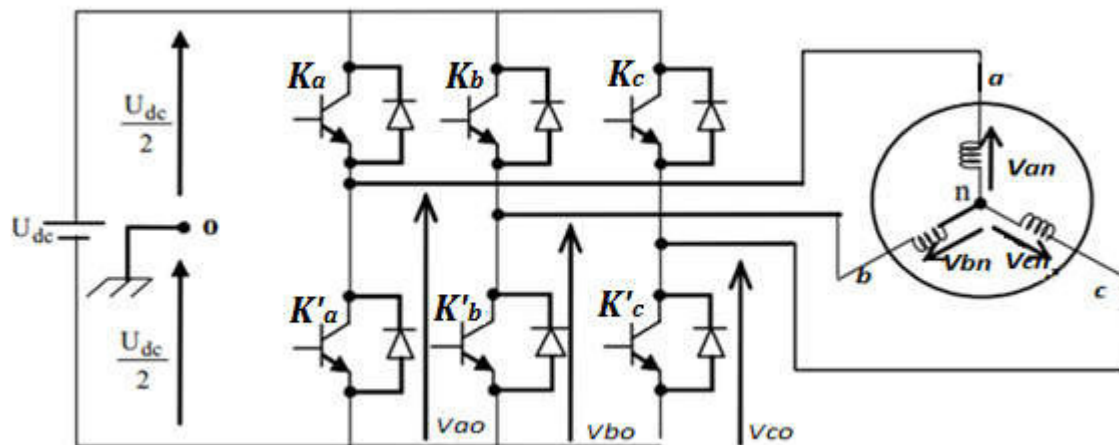


Figure I.14 : Schéma d'un onduleur de tension triphasé alimentant le stator de la machine

Pour simplifier la modélisation de l'onduleur, on supposera que :

- les interrupteurs sont idéaux (temps de commutation nul, pertes négligeables).
- la charge triphasée, est équilibrée, couplée en étoile avec un neutre isolé.
- Les tensions à l'entrée de l'onduleur V_{a0} , et V_{b0} , V_{c0} sont référencées par rapport à un point milieu fixe.
- Le neutre de la machine n'est pas connecté au point milieu. La somme des courants statorique est donc nulle.

L'objectif de la commande est de trouver la bonne combinaison de contrôle des interrupteurs, de façon à reconstituer la forme des 3 signaux sinusoïdaux. Soit S_i , les signaux de commande des bras K de l'onduleur ; avec $K \in \{a, b, c\}$.

- Si $S_i = 1$, alors K_i est fermée et K'_i est ouvert,
- Si $S_i = 0$, alors K'_i est fermée et K_i est ouvert.

Les tensions composées U_{ab} , U_{bc} , U_{ca} sont obtenues à partir des sorties de l'onduleur comme suit :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{a0} - V_{b0} \\ U_{bc} = V_{b0} - V_{c0} \\ U_{ca} = V_{c0} - V_{a0} \end{cases} \quad (\text{I.12})$$

Où V_{a0} , V_{b0} , V_{c0} sont des tensions de l'entrée de l'onduleur par rapport à un point milieu fixe.

Puisque les tensions simples des phases de la machine ont une somme nulle, on peut obtenir les relations suivantes :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{1}{3} [U_{ab} - U_{ca}] \\ V_{bn} = \frac{1}{3} [U_{bc} - U_{ab}] \\ V_{cn} = \frac{1}{3} [U_{ca} - U_{bc}] \end{cases} \quad (\text{I.13})$$

En introduisant la tension du neutre de la machine par rapport au point de référence (o) On aboutit à :

$$\begin{cases} V_{an} + V_{no} = V_{ao} \\ V_{bn} + V_{no} = V_{bo} \\ V_{cn} + V_{no} = V_{co} \end{cases} \quad (I.14)$$

Donc, on peut déduire que :

$$V_{no} = \frac{1}{3} (V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (I.15)$$

Pour une commutation idéale on obtient :

$$V_{io} = S_i U_{dc} - \frac{U_{dc}}{2} \quad (I.16)$$

On a donc :

$$\begin{cases} V_{ao} = (S_a - 0.5)U_{dc} \\ V_{bo} = (S_b - 0.5)U_{dc} \\ V_{co} = (S_c - 0.5)U_{dc} \end{cases} \quad (I.17)$$

En remplaçant (I.15) dans (I.14), on aboutit à :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{ao} + \frac{2}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} + \frac{2}{3}V_{co} \end{cases} \quad (I.18)$$

En remplaçant (I.17) dans (I.18), on déduit :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3}U_{dc} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (I.19)$$

Après avoir présenté la modélisation de l'onduleur, Il est nécessaire d'établir la stratégie de commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI).

I.6.2-Commande MLI de l'Onduleur :

Les onduleurs de tension commandés en MLI sont des convertisseurs de type continu-alternatif, a commutation forcée, ils peuvent être associés à la machine synchrone ou asynchrone.

Ce type d'onduleur a la particularité d'avoir une très bonne réponse dynamique, avec un faible niveau d'ondulation de couple.

Le principe général consiste à convertir une modulante (tension de référence au niveau commande) généralement sinusoïdale en une tension sous forme de créneaux successifs de largeur variable. Les angles de commutation sont calculés de façon à éliminer un certain nombre d'harmoniques générés à la sortie de l'onduleur (niveau puissance)[16].

Cette technique repose sur la comparaison entre deux signaux :

- Le premier qui est appelé signal de référence ($U_{réf}$) 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 qui est appelé signal de la porteuse ($U_{porteuse}$), généralement triangulaire, définit la cadence de la commutation des interrupteurs statiques de l'onduleur. C'est un signal de haute fréquence (HF) par rapport au signal de référence.

Ces deux signaux sont comparés, les résultats de comparaison servent à commander l'ouverture et la fermeture des interrupteurs du circuit de puissance.

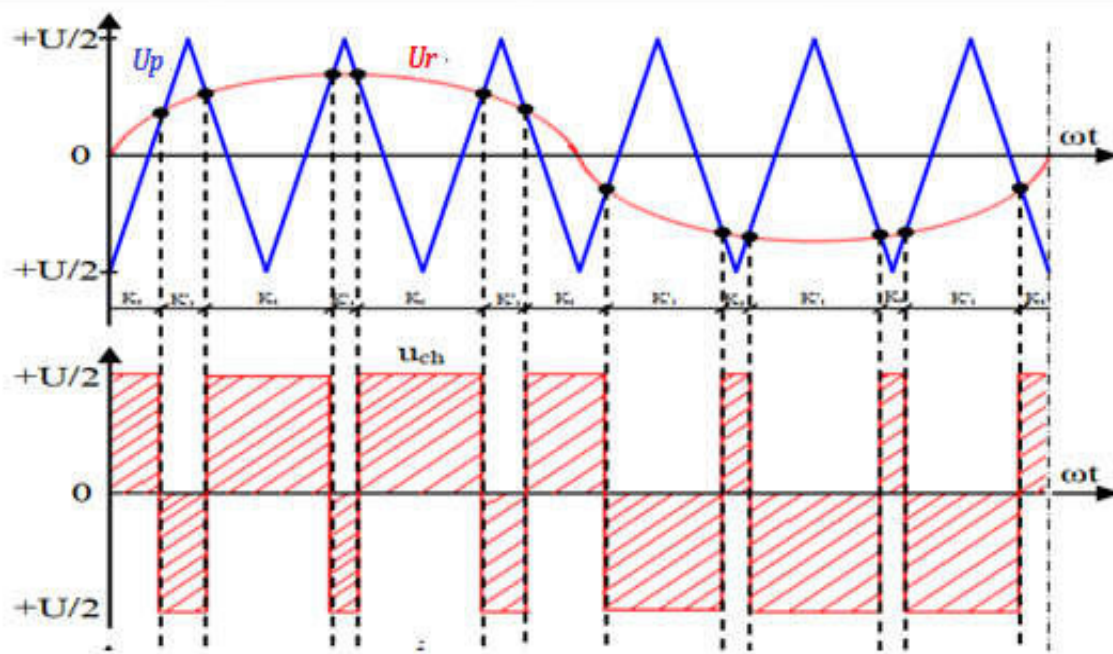


Figure I.15 : Représentation de l'onde modulante et l'onde porteuse

L'intersection de ces signaux donne les instants de commutation des interrupteurs.

$$m = \frac{f_{porteuse}}{f_{référence}}$$

m : Rapport de la fréquence de la porteuse sur celle de référence.

La technique de MLI se caractérise par deux paramètres:

- L'indice de modulation, il permet de déterminer l'amplitude du fondamental de l'onde de modulation de largeur d'impulsion.

$$I_{mod} = \frac{U_r}{U_p}$$

I_{mod} : Indice de modulation

U_r : Valeur maximale de la tension de référence.

U_p : Valeur de crête de la porteuse.

- La valeur maximale de la tension fondamentale (à la sortie de l'onduleur)

$$V_{1max} = \frac{U_{dc}}{2} I_{mod}$$

U_{dc} : La tension continue à l'entrée de l'onduleur

I.7-Simulation de la MSAP

I.7.1-MSAP alimentée par le réseau :

La simulation de cette machine (MSAP) a été effectuée par le logiciel Simulink sous MATLAB, la structure en schéma-bloc de cette simulation est présentée par la figure suivante :

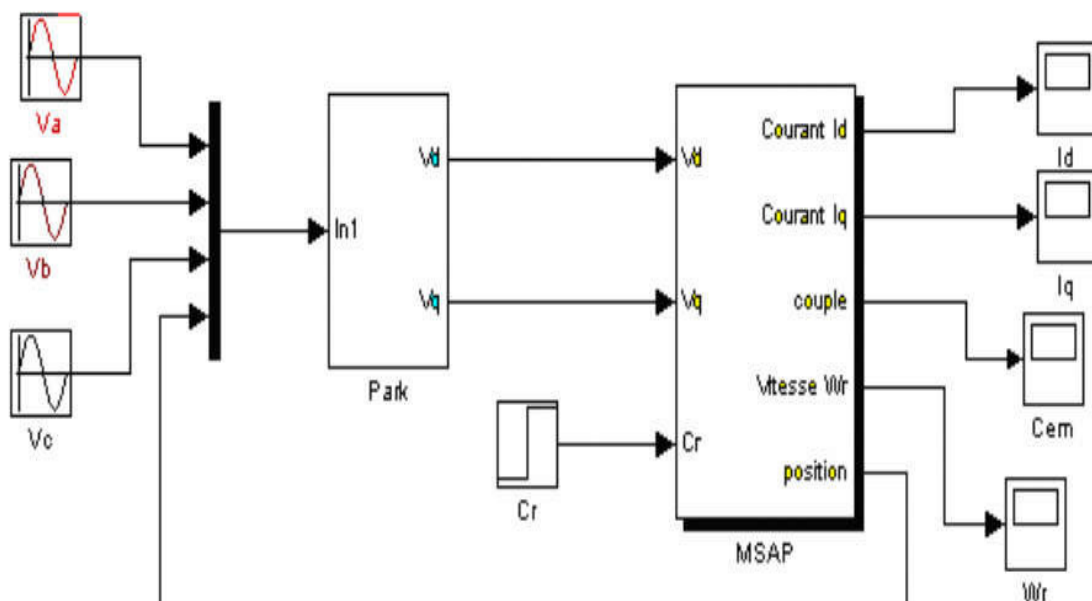


Figure I.16 : Schéma bloc de simulation du MSAP alimentée par le réseau

Les paramètres de la machine sont présentés dans l'annexe A.

Le schéma complet dans l'annexe B

I.7.1.1-Résultats de simulation :

a- à vide :

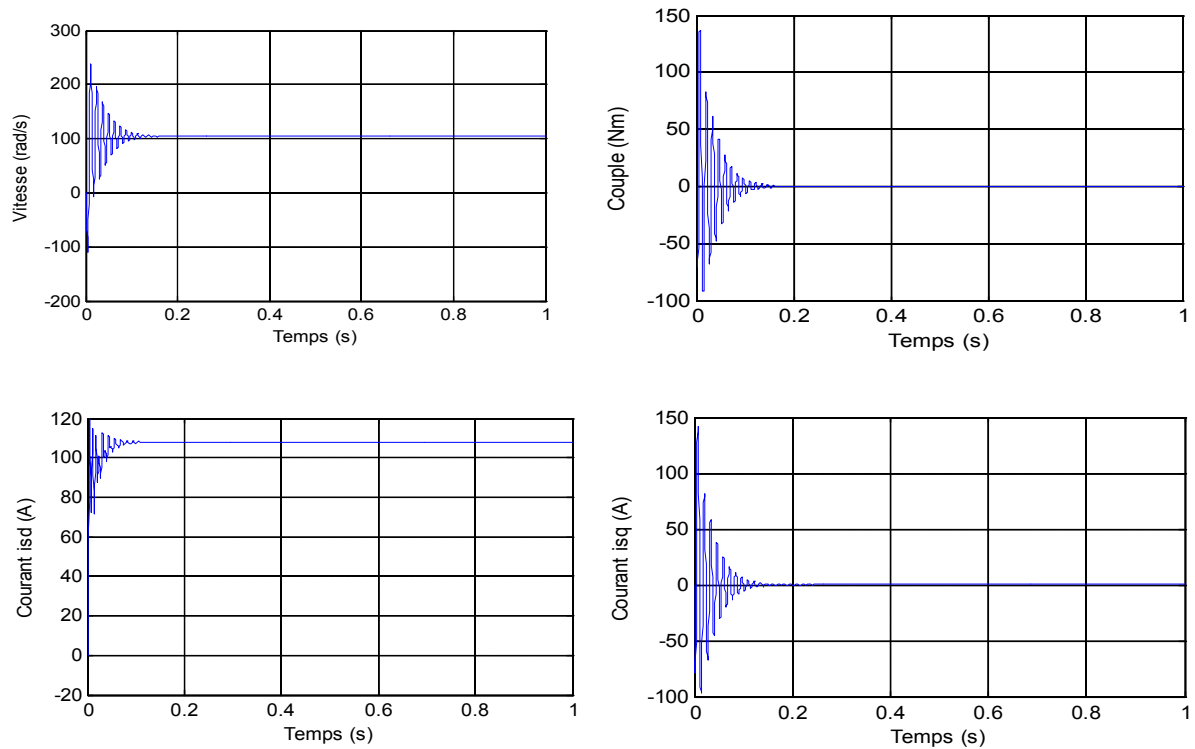


Figure I.17 : Résultats de simulation du MSAP lors d'un démarrage direct à vide ($C_r = 0$)

b- en charge :

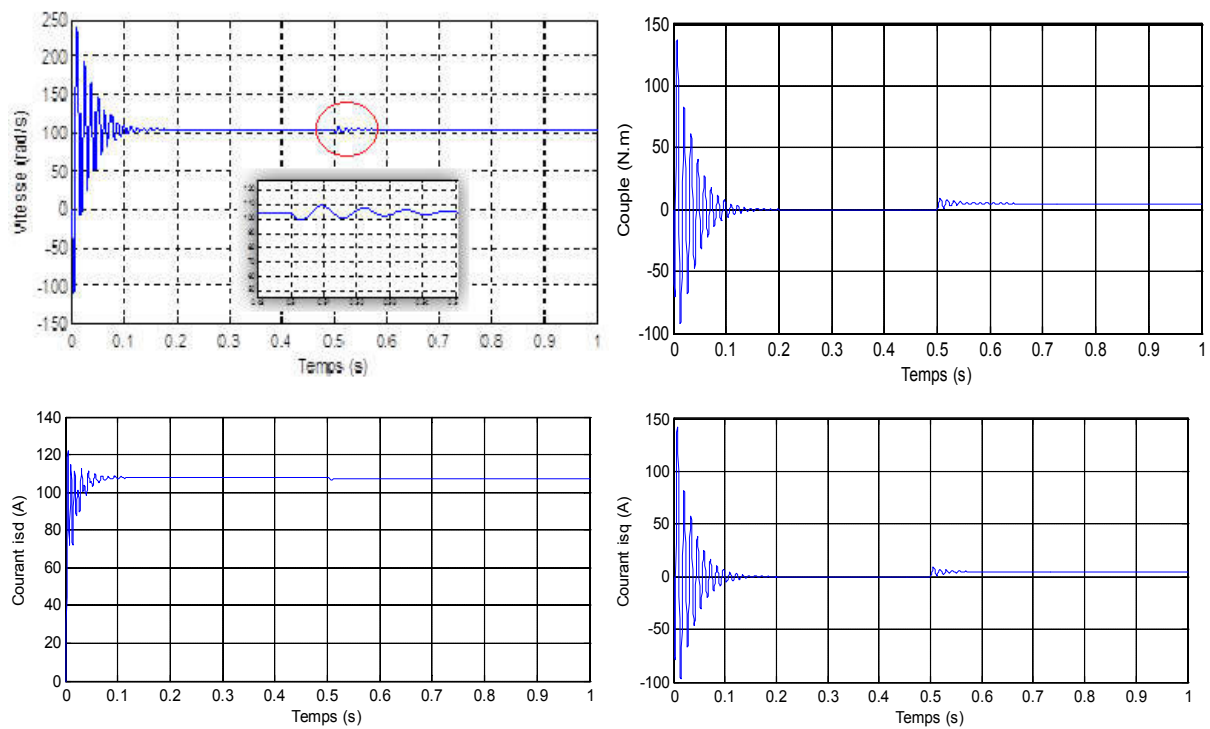


Figure I.18 : Résultats de simulation du MSAP lors d'un démarrage à vide suivi d'une introduction de charge ($C_r = 5 \text{ Nm}$) à $t = 0.5 \text{ s}$

I.7.1.2-Interprétation des résultats :

a- à vide :

- Lors d'un démarrage à vide de la machine synchrone à aimants permanents, on remarque que la vitesse présente des oscillations pendant le régime transitoire et elle prend des pics très importants au début puis se stabilise à la vitesse de synchronisme.
- On remarque aussi que l'allure du couple électromagnétique $C_e = f(t)$ présente aux premiers instants de démarrage des battements importants dans un intervalle de temps court avec un pic de $(140N.m)$, puis tend vers le régime où le couple s'annule.
- D'autre part, au début de démarrage les courants i_{sd} et i_{sq} sont caractérisés par des pics très importants pendant un temps très court, ces pics s'expliquent par la *f.e.m* qui est due à une faible vitesse au démarrage.

b- en charge :

- Lors de l'application d'une charge de $(5 N.m)$, on remarque que la vitesse prend des pics très importants mais se stabilise toujours au synchronisme.
- D'autre part, on remarque que la valeur du couple électromagnétique est un peu élevée dans $t=0.5s$ par rapport au régime à vide.
- Pour les courants i_{sd} et i_{sq} , on remarque aussi que lors de l'application d'une charge la valeur de courant est un peu élevée dans $t=0.5s$ par rapport au régime à vide.

I.7.2-MSAP alimentée par Onduleur à MLI:

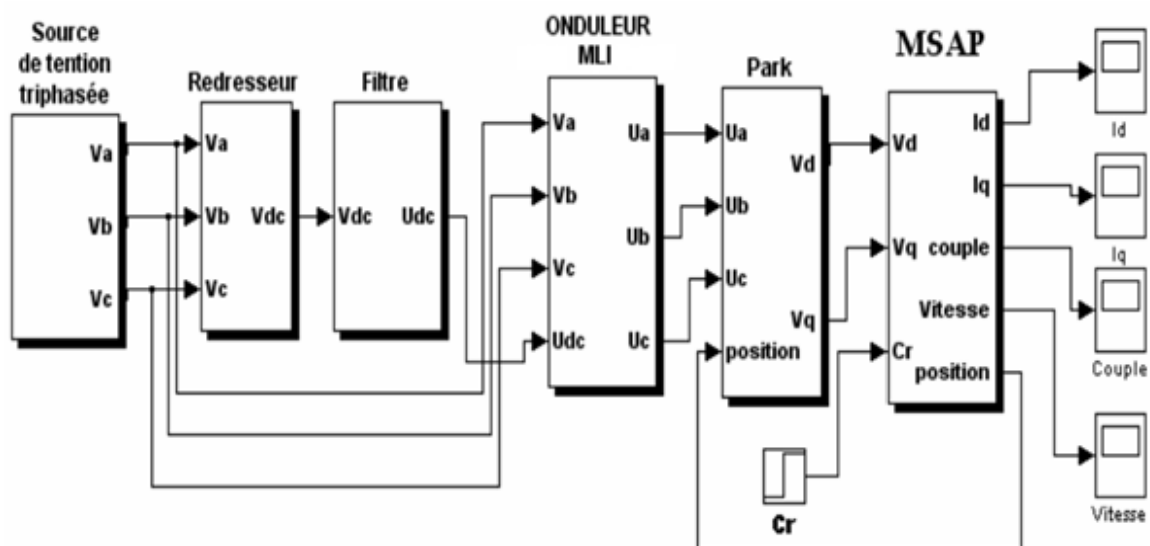


Figure I.19 : Schéma bloc de simulation du MSAP alimentée par Onduleur à MLI

Les paramètres de la machine sont présentés dans l'annexe A.

I.7.2.1-Résultats de simulation :

a-à vide :

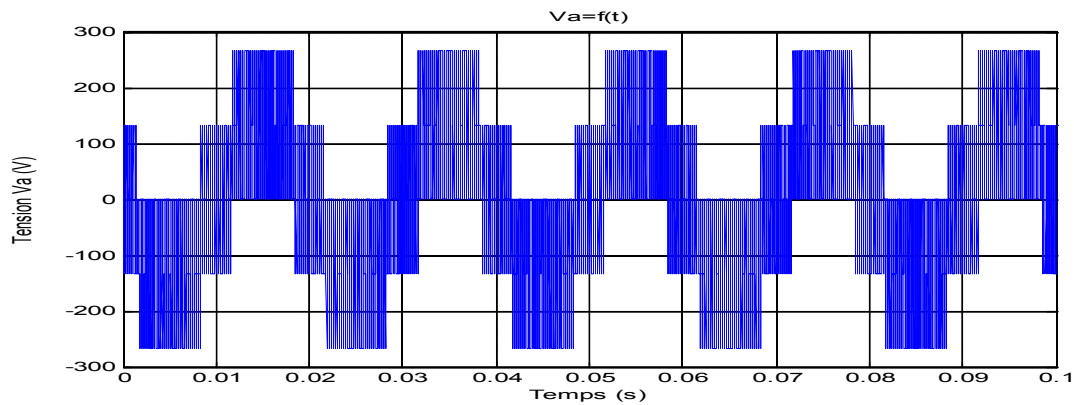


Figure I.20 : Tension V_a , à la sortie de l'onduleur

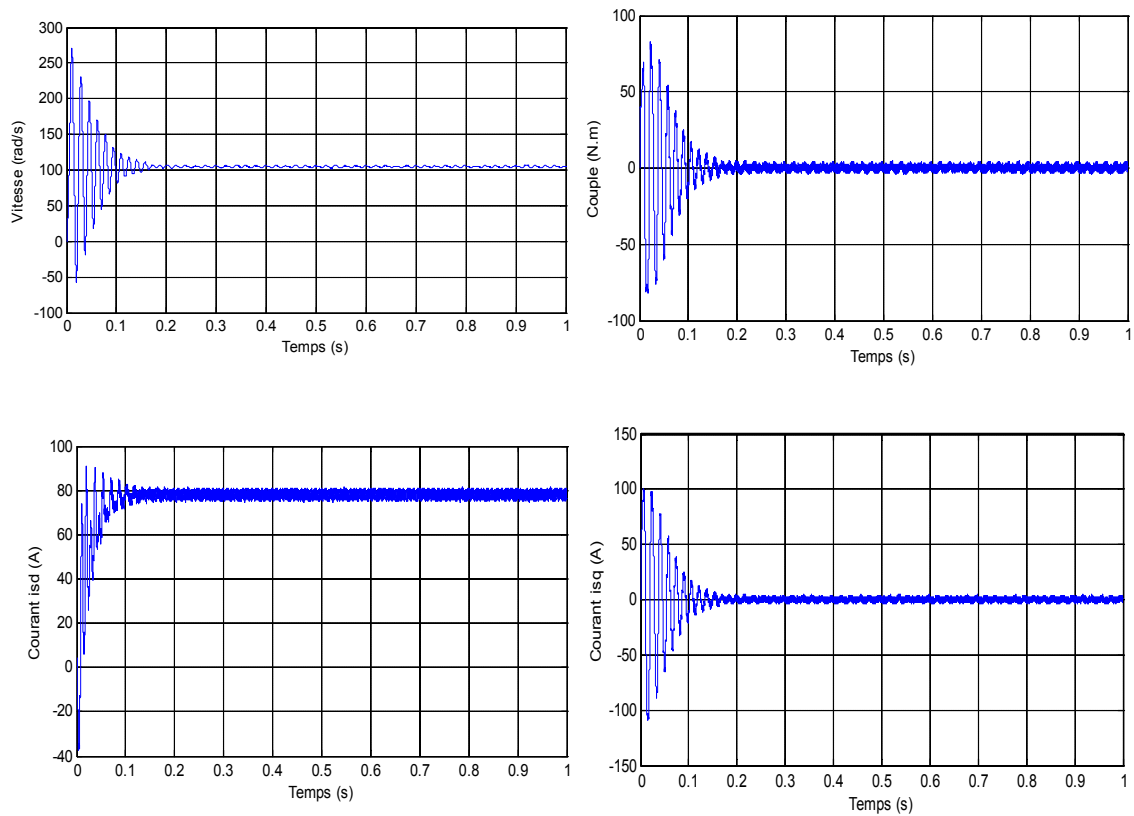


Figure I.21 : Résultats de simulation de la MSAP alimentée par onduleur à MLI lors d'un démarrage à vide ($C_r = 0$)

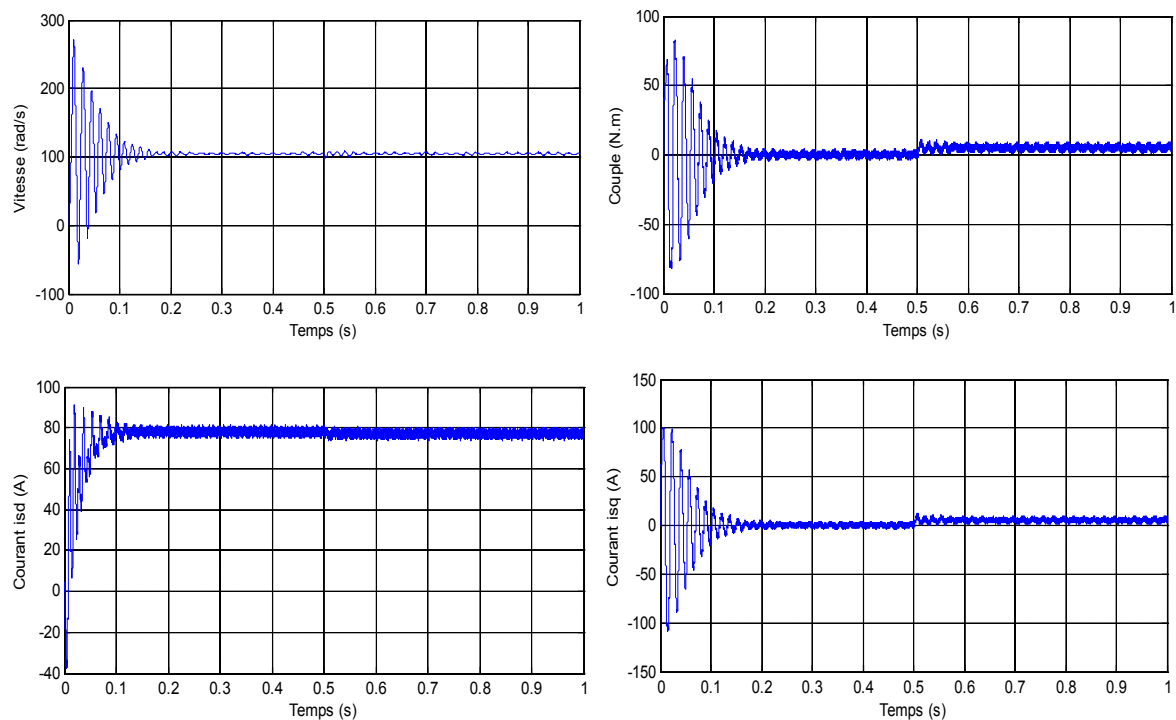
b- en charge :

Figure I.22 : Résultats de simulation de la MSAP alimentée par onduleur à MLI lors d'un démarrage à vide suivi d'une introduction de la charge ($C_r=5 \text{ Nm}$) à $t=0.5s$

I.5.2.2-Interprétation des résultats :**a- à vide :**

- Lors d'un démarrage, on remarque que l'allure de vitesse présente des oscillations pendant le régime transitoire, puis cette vitesse atteint sa valeur nominale en régime permanent pour un couple nul.
- L'allure du couple électromagnétique présente aux premiers instants de démarrage des battements importants dans un intervalle de temps court avec un pic de (80 N.m), puis tend vers le régime permanent avec des faibles oscillations.
- D'autre part, au démarrage on remarque que les allures des courants i_{sd} et i_{sq} présentent des pics importants pendant un temps très court, puis s'établissent à leurs valeurs en régime permanent avec des faibles oscillations.

b- en charge :

- Lors de l'application d'une charge de (5 N.m) à $t=0.5s$, on remarque que la valeur de vitesse un peu élevée par rapport au démarrage à vide et puis se stabilise en synchronisme dans le régime permanent.
- D'autre part, on remarque que la valeur du couple électromagnétique est un peu élevée lors de l'application de la charge à $t=0.5s$ par rapport au régime à vide.
- Pour les courants i_{sd} et i_{sq} , on remarque aussi que lors de l'application d'une charge à $t=0.5s$ la valeur de courant est un peu élevée par rapport au régime à vide.

Donc, après la simulation de la MSAP on a trouvé presque les mêmes résultats pour les deux alimentations de la machine (MSAP alimentée par le réseau, MSAP alimentée par Onduleur à MLI). Pour l'alimentation de la MSAP par l'onduleur, on remarque l'existence de faibles oscillations, même en régime permanents, qui sont dues à la commutation des interrupteurs du convertisseur statique alimentant la machine.

I.8-Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté en général la structure de la machine synchrone à aimants permanents, ses domaines d'application, ses avantages et ses inconvénients par rapport aux autres machines.

Ensuite, on a établi la modélisation, la simulation de la MSAP avec l'utilisation du modèle de Park lié au rotor, et la modélisation du convertisseur statique (l'onduleur de tension). Le système d'entraînement global est ensuite simulé (à vide et en charge), la MSAP alimenté par le réseau, puis par l'onduleur à MLI.

Après la simulation, on a obtenu presque les mêmes résultats entre les deux types d'alimentations (par réseau et par onduleur à MLI).

D'après ces résultats de simulation, on a remarqué que les réponses sont très rapides et stables, mais les performances ne sont pas bonnes surtout au démarrage et lors de l'application de la charge.

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

II.1-Introduction

La commande vectorielle ou bien la commande à flux orienté est une méthode de commande des variateurs de vitesse électrique dans laquelle les courants statoriques triphasés d'un moteur électrique à courants alternatifs sont transformés en deux composantes orthogonales qui peuvent être considérée comme étant des vecteurs.

La commande vectorielle basée sur une régulation classique Proportionnel-Intégral (*PI*), associe dans sa structure des termes de compensation qui permettent de découpler l'axe *d* (qui sera utilisé pour le réglage du flux), de l'axe *q* (qui sera utilisé pour le réglage du couple).

Cette configuration permet de réaliser des systèmes d'actionnement électriques ayant les performances exigées par les domaines d'applications [21].

Les derniers développements de commande pour le moteur synchrone ont vu l'émergence de différentes structures basées sur le contrôle vectoriel et le contrôle direct du couple DTC.

Ces stratégies de commande permettent de calculer les grandeurs de contrôle qui sont le flux statorique et le couple électromagnétique à partir des seules grandeurs liées au stator sans l'intervention de capteurs mécaniques [19].

Donc, après la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents dans le chapitre précédent, on va proposer d'utiliser les modèles obtenus pour la commande vectorielle de la machine dans ce chapitre.

Notre principal objectif est de décrire le comportement de la machine synchrone d'une manière simple, analogue à celle de la machine à courant continu à excitation séparée, et on va présenter 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 [12].

II.2-Principe de la Commande Vectorielle

La technique de la commande vectorielle est utilisée pour établir un modèle linéaire et transformer la machine synchrone à aimants à une structure équivalente à la machine à courant continu à excitation séparée, il faut cependant utiliser le modèle dans un repère particulier où le couple électromagnétique s'exprime simplement en fonction des composantes des courants suivant les deux axes (axe *d* et axe *q*).

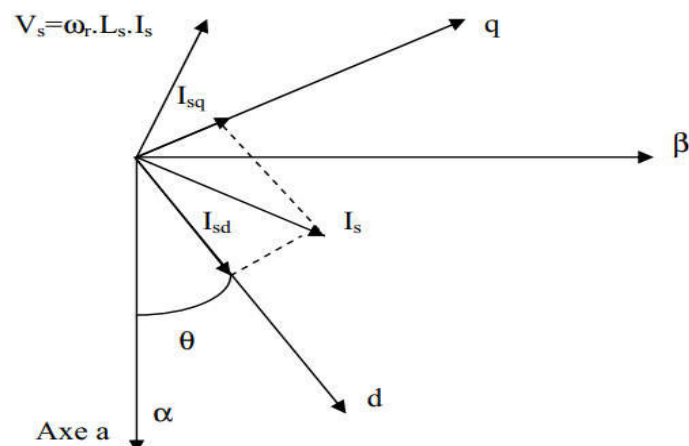


Figure II.1 : Principe de la commande vectorielle.

Par conséquent, le flux rotorique est situé à un angle θ par rapport à l'axe réel de la phase (a). L'application de la commande vectorielle nécessite que l'axe des courants (i_{sq}) soit en quadrature par rapport au flux rotorique, ce qui conduit à ce que la composante (i_{sd}) du courant statorique soit colinéaire au flux rotorique, si le courant (i_{sd}) est dans la même direction que le flux rotorique, le flux statorique suivant l'axe « d » s'ajoute aux flux des aimants ce qui donne une augmentation au flux d'entrefer (surexcitation), d'autre part si le courant (i_{sd}) est négatif, le flux statorique sera en opposition à celui du rotor ce qui donne une diminution du flux d'entrefer (défluxage ou bien sous-excitation). Les machines synchrones à aimants permanents sont conçues de telle façon que les aimants puissent donner un flux d'entrefer nécessaire jusqu'à la vitesse nominale ($\Omega = \Omega_n$) [20],[22].

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

$$i_{sd} = 0 \Rightarrow i_{sq} = i_s \quad (\text{II.1})$$

$$\text{Donc : } \varphi_f = \varphi_d \quad (\text{II.2})$$

La forme du couple électromagnétique est donnée par:

$$C_e = \frac{3}{2} p \varphi_f i_{sq} \quad (\text{II.3})$$

Comme le flux est constant, le couple est directement proportionnel à i_{sq} d'où la représentation suivante :

$$C_e = k i_{sq} \quad (\text{II.4})$$

$$\text{Avec : } k = \frac{3}{2} p \varphi_f \quad (\text{II.5})$$

Nous constatons que l'équation du couple est analogue à celle du couple de la machine à courant continu à excitation séparée et qu'un contrôle indépendant du couple et du flux est établi (découplage).

Le bloc de défluxage est défini comme suit :

Sous-vitesse	$\varphi_{réf} = \varphi_{nom}$	<i>pour</i> $ \Omega \leq \Omega_{nom}$
Survitesse	$\varphi_{réf} = \frac{\Omega_{nom}}{ \Omega } \varphi_{nom}$	<i>pour</i> $ \Omega > \Omega_{nom}$

Tableau II.1 : définition du bloc de défluxage

Ω_{nom} : La vitesse de rotation nominale.

φ_{nom} : Le flux rotorique nominal

$\varphi_{réf}$: Le flux rotorique de référence

Ce bloc de défluxage permet l'exploitation optimale des capacités magnétiques de la machine, il permet un fonctionnement à couple constant si la vitesse est inférieure à la vitesse nominale d'une part et permet, en outre d'affaiblir le flux inversement proportionnel à la vitesse pour le fonctionnement à puissance constante lorsque la vitesse excède la vitesse nominale.

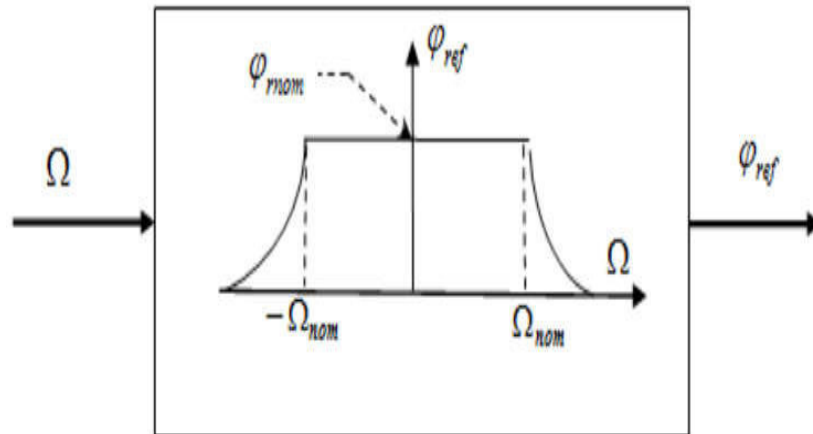


Figure II.2 : Bloc de défluxage

II.3-Commande vectorielle de la MSAP

Il existe deux méthodes distinctes pour contrôler le courant [23] :

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

II.3.1-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.

La figure (II.3) représente le schéma bloc d'une régulation de vitesse de la MSAP alimentée en tension et commandée par orientation du flux.

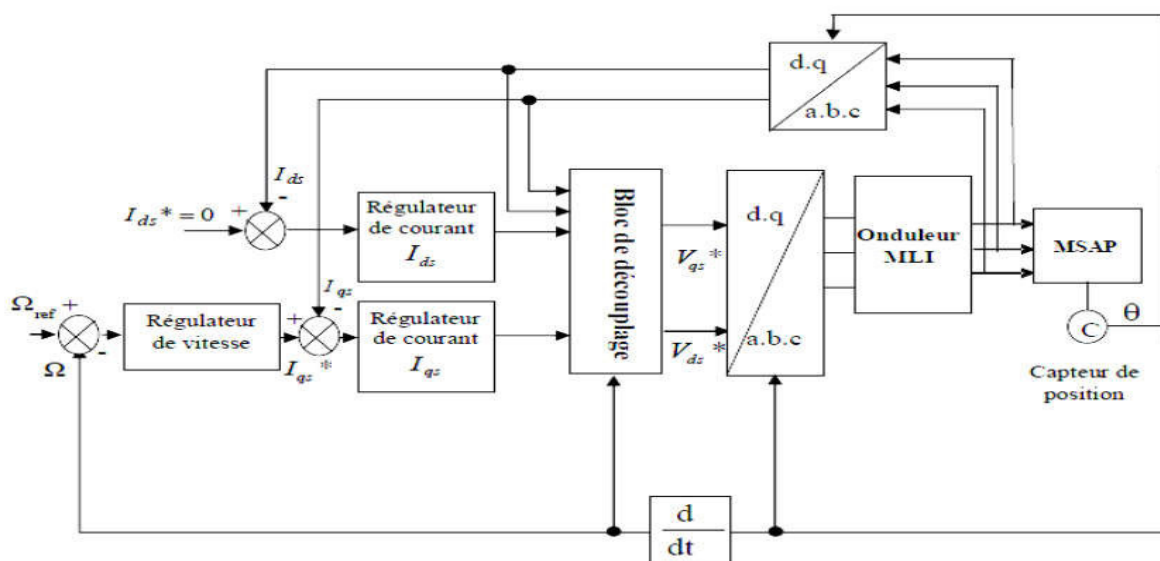


Figure II.3 : Schéma bloc d'une régulation de vitesse de la MSAP alimentée en tension et commandée par 'orientation du flux'

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

La vitesse est régulée à travers la boucle externe par un régulateur PI, la sortie de ce dernier permet de générer le courant de référence i_{sqref} qui est comparé à la valeur du courant i_{sq} issue de la mesure des courants réels et leur erreur appliquée à l'entrée du régulateur du courant i_{sq} .

Les sorties des régulateurs de courant i_{sd} et i_{sq} sont appliquées à un bloc de découplage qui permet de générer les tensions de références $V_{sdréf}$ et $V_{sqréf}$ et par la transformation de PARK inverse on obtient les tensions V_a, V_b, V_c qui sont les tensions de commande de l'onduleur à commande MLI.

II.4-Découplage

Le modèle de la machine synchrone dans le référentiel de Park conduit à un système d'équations différentielles où les courants ne sont pas indépendants l'un de l'autre, ils sont reliés par des termes ou des coefficients non linéaires $\omega_r i_{sd}$, $\omega_r i_{sq}$ et $i_{sd} i_{sq}$ [12],[23].

$$\begin{cases} V_{sd} = \left(L_d \frac{di_{sd}}{dt} + R_s i_{sd} \right) - \omega_r L_q i_{sq} \\ V_{sq} = \left(L_q \frac{di_{sq}}{dt} + R_s i_{sq} \right) + \omega_r (L_d i_{sd} + \varphi_f) \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

Le couplage entre les axes d et q est représentée par la figure (II.4) :

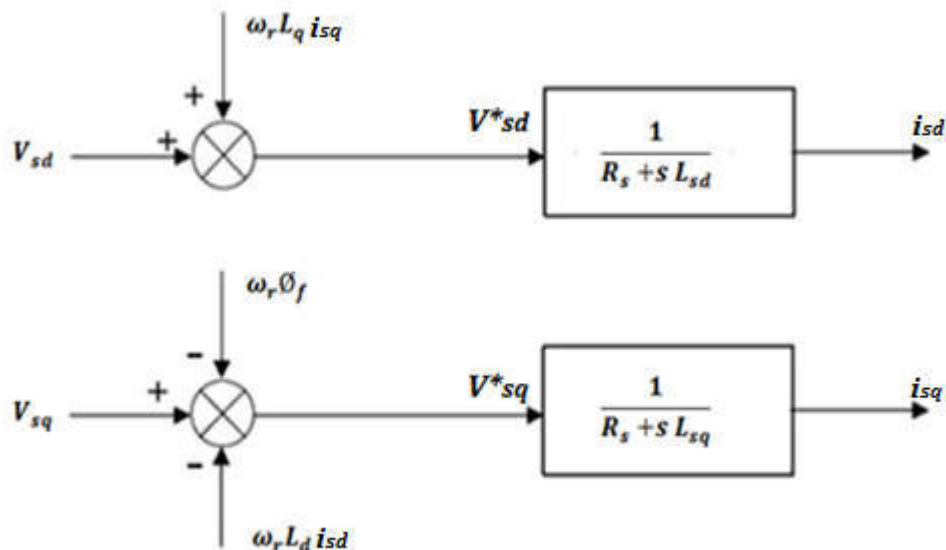


Figure II.4 : Description de couplage

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

II.5-Découplage par compensation

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

A partir des équations (II.6), il est possible de définir les termes de découplage qui sont considérés, dans la suite, comme des perturbations vis-à-vis des régulations. Pour ne pas compliquer cette étude, nous considérons le cas de décomposition des tensions figure (II.4).

Dans la première équation, on sépare la tension selon l'axe d en deux parties :

$$\text{Alors } \begin{cases} V_{sd} = V'_{sd} + e_d \\ e_d = -\omega_r L_q i_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

$$\frac{i_{sd}}{V'_{sd}} = \frac{1}{R_s + sL_d} \quad (\text{II.8})$$

La perturbation e_d est compensée par un terme identique de manière à ce que la fonction de transfert est équivalente soit celle indiquée ci-dessus. On peut considérer de manière analogue la deuxième équation qui est définie comme suit :

$$\begin{cases} V_{sq} = V'_{sq} + e_q \\ e_q = \omega_r L_d i_{sd} + \omega_r \varphi_f \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

De la même façon, le terme e_q est ajouté de manière à obtenir la fonction de transfert suivante :

$$\frac{i_{sq}}{V'_{sq}} = \frac{1}{R_s + sL_q} \quad (\text{II.10})$$

La figure (II.5) représente le découplage par compensation.

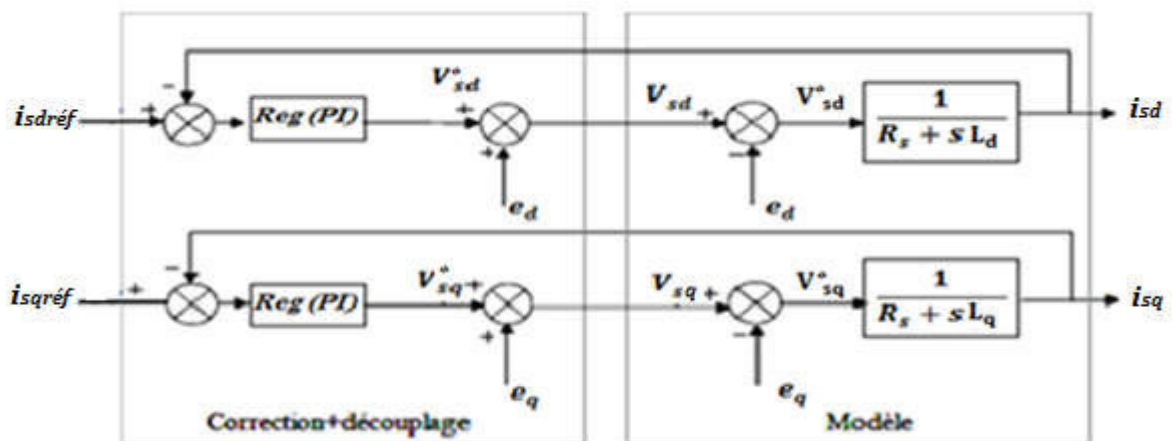


Figure II.5 : Découplage par compensation

Le terme e_q a été compensé du côté commande. Il est utilisé pour éliminer le couplage des deux axes (d et q). De la même manière que pour le courant i_{sd} , le terme e_d est utilisé pour éliminer le couplage.

Nous considérons que le découplage des courants et la compensation de la f.c.é.m. (e_d, e_q) sont parfaitement réalisés. Ainsi, les régulateurs de courant peuvent être calculés séparément.

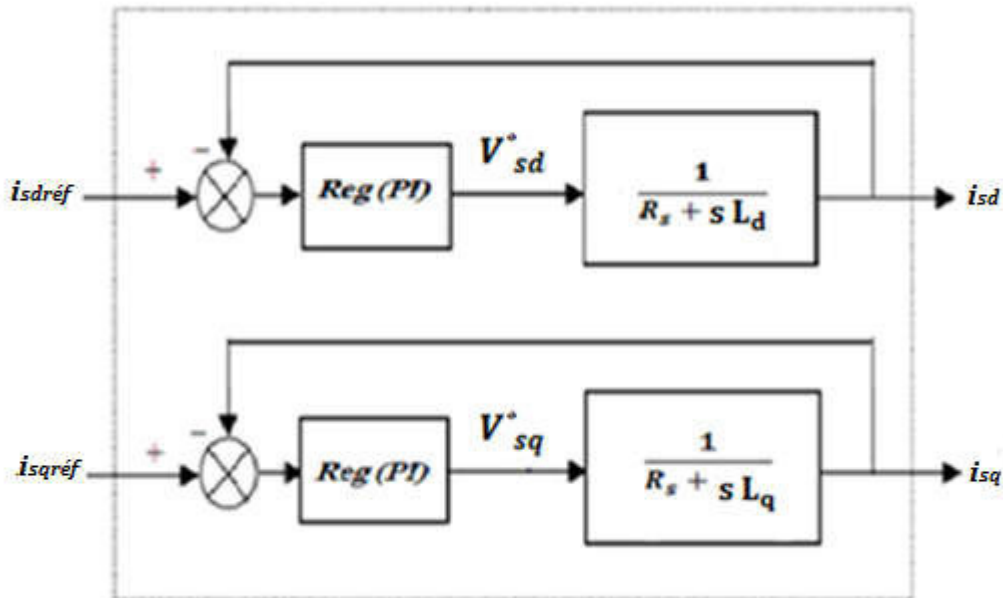


Figure II.6 : Commande découplée

II.6-La Régulation :

Lorsque le découplage entre l'axe d et l'axe q est réalisé, les régulateurs de courant et de vitesse peuvent être synthétisés au moyen des techniques classiques ou avancées développées pour les systèmes linéaires.

Dans ce chapitre on se limite à la technique de contrôle par des régulateurs classiques (PI) (proportionnelle, intégrale) dont le coefficient intégrale k_i sert à réduire l'écart entre la consigne et la grandeur régulée donc de réduire l'erreur statique et le terme proportionnel k_p permet le réglage de la rapidité du système et donc le temps de réponse.

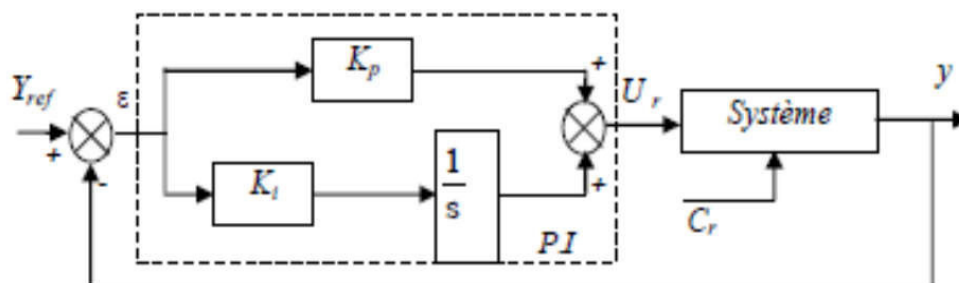


Figure II.7 : Régulateur PI

k_p : Gain proportionnel , k_i : Gain intégral

II.6.1-Régulation du courant i_{sd} :

Le rôle des régulateurs est de maintenir une grandeur de sortie égale à la grandeur de référence imposée. Les régulateurs de courant et de vitesse peuvent être synthétisés ici au moyen des techniques classiques développées pour les systèmes linéaires. Le schéma fonctionnel de la boucle du courant ($i_{sd} = \frac{V'_{sd}}{sL_d + R_s}$) est présenté par la figure (II.8)

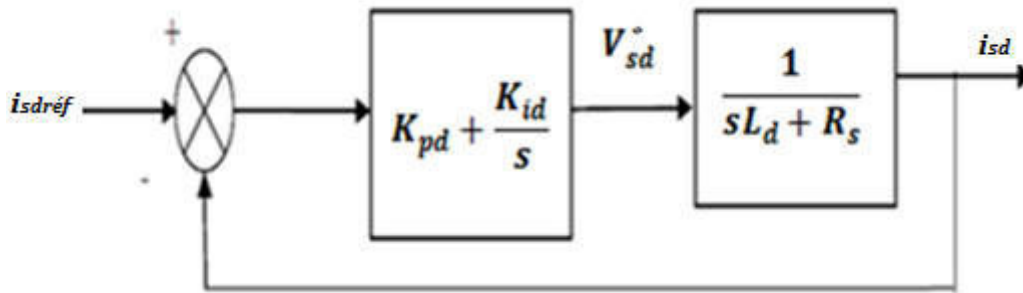


Figure II.8 : Boucle de régulation du courant i_{sd}

La fonction de transfert du régulateur proportionnel intégral est donnée, sous forme générale, par l'équation (II.11) pour les deux axes d et q :

$$F(s) = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (\text{II.11})$$

En boucle ouverte (bo) la fonction de transfert est donnée par :

$$F_{bod}(s) = \left(k_{pd} + \frac{k_{id}}{s}\right) \left(\frac{1}{sL_d + R_s}\right) = \frac{k_{id}}{s} \left(1 + \frac{k_{pd} \cdot s}{k_{id}}\right) \left(\frac{\frac{1}{R_s}}{1 + \left(\frac{L_d}{R_s}\right) \cdot s}\right) \quad (\text{II.12})$$

$$F_{bod}(s) = \frac{k_{id}}{s} \left(1 + \frac{k_{pd} \cdot s}{k_{id}}\right) \left(\frac{\frac{1}{R_s}}{1 + T_d \cdot s}\right) \quad \text{avec } T_d = \frac{L_d}{R_s} \quad (\text{II.13})$$

La fonction de transfert en boucle fermée (bf) est donnée par :

$$F_{bfd}(s) = \frac{F_{bod}(s)}{1 + F_{bod}(s)} \quad (\text{II.14})$$

Calcul des paramètres du régulateur « PI » :

La fonction de transfert en boucle ouverte du système régulé est donnée par l'équation(II.12), en posant $\frac{k_{pd}}{k_{id}} = \frac{L_d}{R_s}$, les fonctions de transfert en boucle ouverte et fermée seront :

$$\begin{cases} F_{bod} = \frac{k_{id}}{s.R_s} \\ F_{bfd} = \frac{1}{\frac{R_s}{k_{id}}.s+1} \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

$\tau_d = \frac{R_s}{k_{id}}$: La constante de temps

Pour un système de 1^{er} ordre, le temps de réponse « $t_r = 3\tau_d$ », Les gains du régulateur *PI* pour un temps de réponse donnée seront calculés comme suit :

$$\begin{cases} t_r = 3 \cdot \frac{R_s}{k_{id}} \Rightarrow k_{id} = \frac{3.R_s}{t_r} \\ \frac{k_{id}}{k_{pd}} = \frac{L_d}{R_s} \Rightarrow k_{pd} = \frac{3.L_d}{t_r} \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

II.6.2-Régulation du courant i_{sq} :

De la même manière que le calcul précédent, on détermine le régulateur du courant i_{sq} avec :

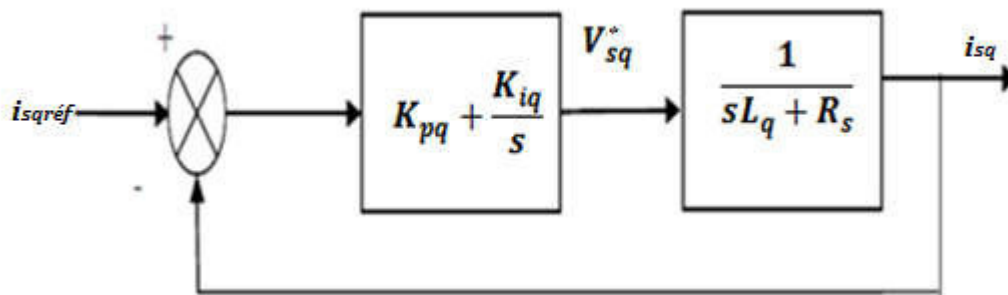


Figure II.9 : Boucle de régulation du courant i_{sq}

$$\begin{cases} t_r = 3 \cdot \frac{R_s}{k_{iq}} \Rightarrow k_{iq} = \frac{3.R_s}{t_r} \\ \frac{k_{iq}}{k_{pq}} = \frac{L_q}{R_s} \Rightarrow k_{pq} = \frac{3.L_q}{t_r} \end{cases} \quad (\text{II.17})$$

$\tau_d = \frac{R_s}{k_{iq}}$: La constante de temps

II.6.3-Régulation de la vitesse :

Le contrôle de la vitesse est basé sur la dynamique plus rapide du courant i_{sq} que celle de la vitesse.

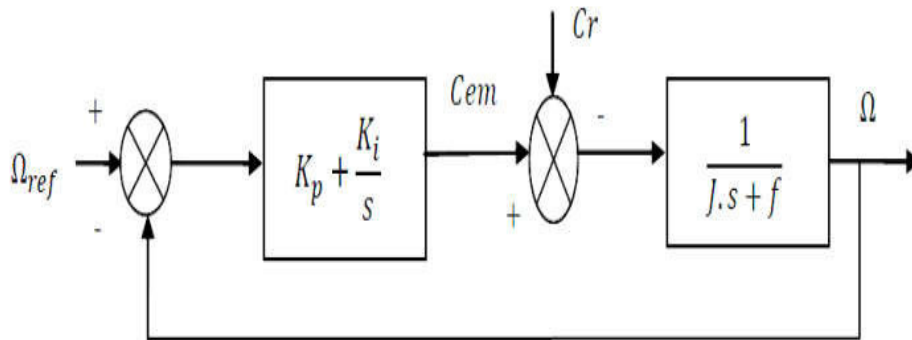


Figure II.10 : Boucle de régulation de la vitesse

$$F_{bo\Omega}(s) = \left(k_{p\Omega} + \frac{k_{i\Omega}}{s} \right) \left(\frac{1}{J.s+f} \right) = \frac{k_{i\Omega}}{s} \left(1 + \frac{k_{p\Omega} \cdot s}{k_{i\Omega}} \right) \left(\frac{\frac{1}{f}}{1 + \left(\frac{J}{f}\right) \cdot s} \right) \quad (\text{II.18})$$

$$\text{Avec : } \tau_{\Omega} = \frac{J}{f} \quad (\text{II.19})$$

En posant $\frac{k_{p\Omega}}{k_{i\Omega}} = \frac{J}{f}$: la fonction de transfert en boucle ouverte et fermée est donnée par :

$$\begin{cases} F_{bo\Omega} = \frac{k_{i\Omega}}{f \cdot s} \\ F_{bf\Omega} = \frac{1}{\frac{f}{k_{i\Omega}} \cdot s + 1} \end{cases} \quad (\text{II.20})$$

On détermine les paramètres de régulateur (PI) par la fonction de transfert en boucle fermée :

$$\begin{cases} k_{i\Omega} = \frac{4 \cdot J}{\left(\left(\frac{L_q}{R_s} \right) \cdot \left(\frac{L_q}{R_s} \right) \right)} = \frac{4 \cdot J}{\frac{L_q^2}{R_s^2}} = \frac{4 \cdot J}{\tau_m^2} \\ k_{p\Omega} = \frac{4 \cdot J}{\frac{L_q}{R_s}} = \frac{4 \cdot J}{\tau_m} \end{cases} \quad (\text{II.21})$$

II.7-Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MSAP

Après la réalisation du découplage et synthèse des régulateurs, nous effectuons la simulation de la commande en vitesse par régulateur *PI* de la MSAP. Les paramètres de la machine sont donnés en annexe A, et le schéma bloc de la commande dans l'annexe B.

II.7.1-Essais :

II.7.1.1-Essai en charge : ($\Omega_{réf} = 100rad/s$)

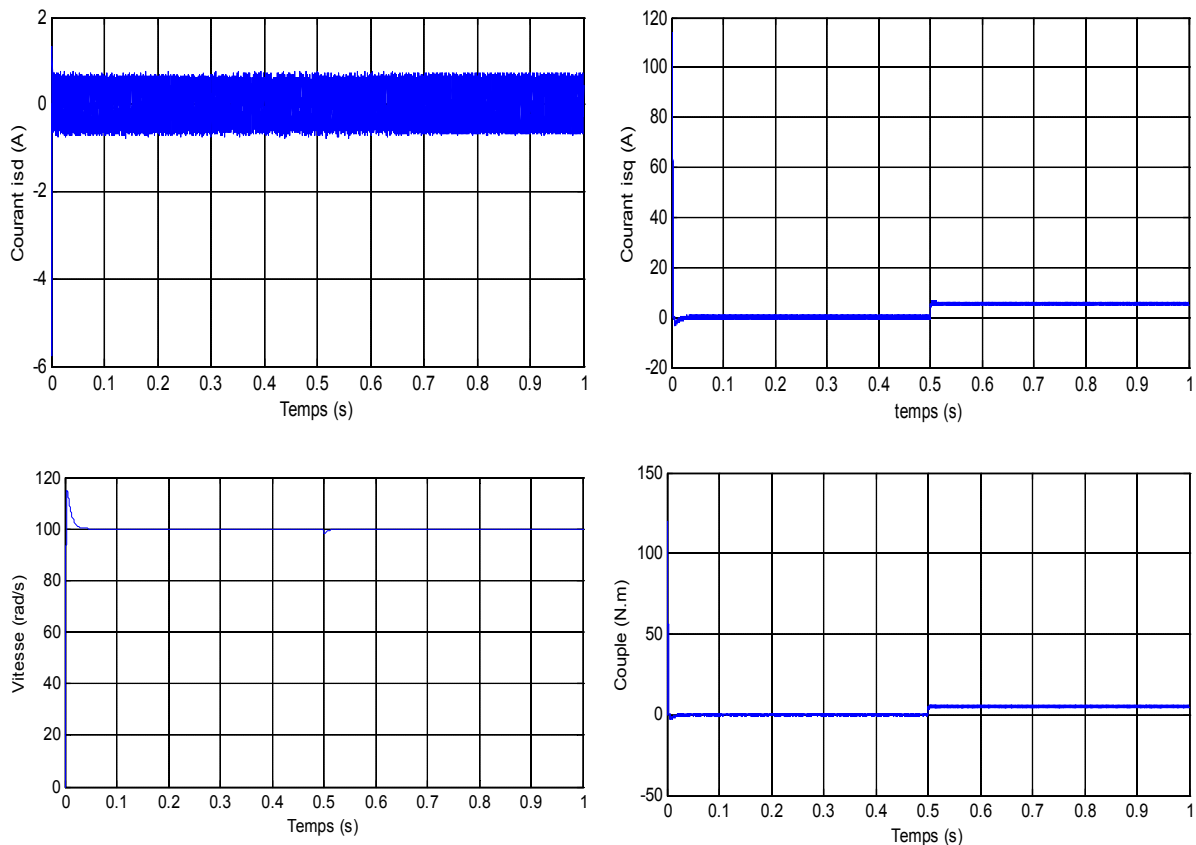


Figure II.11 : Résultats de simulation de la MSAP pour un démarrage suivi d'une application de charge ($Cr= 5 N.m$) à $t=0.5 s$

II.7.1.2-Essai en charge avec l'inversion du sens de rotation :

$$(\Omega_{réf} = -100\text{rad/s})$$

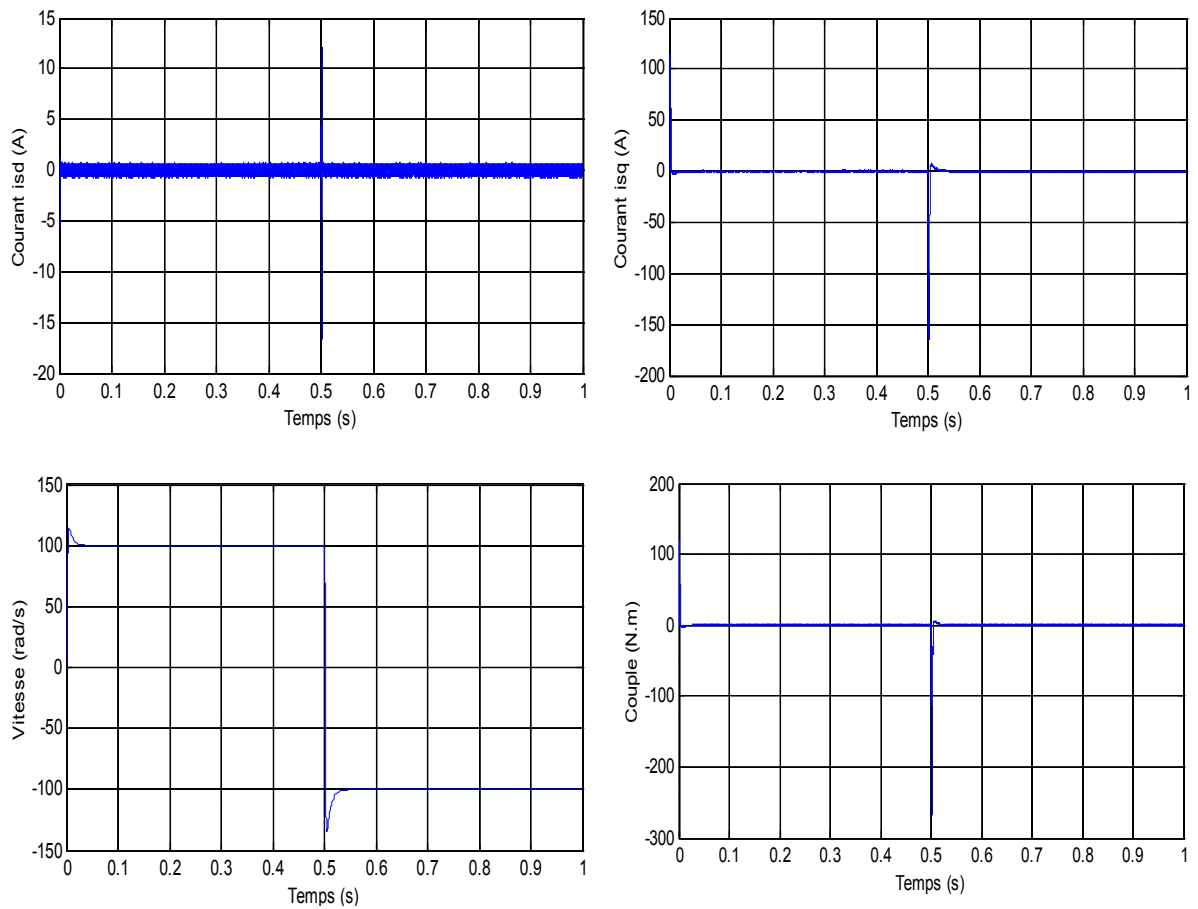


Figure II.12 : Résultats de simulation pour une inversion du sens de rotation pour une Consigne de vitesse ($\Omega=-100\text{ rad/s}$) à $t=0.5\text{s}$

II.7.1.3-Essai à vide avec une faible vitesse : ($\Omega=20\text{rad/s}$)

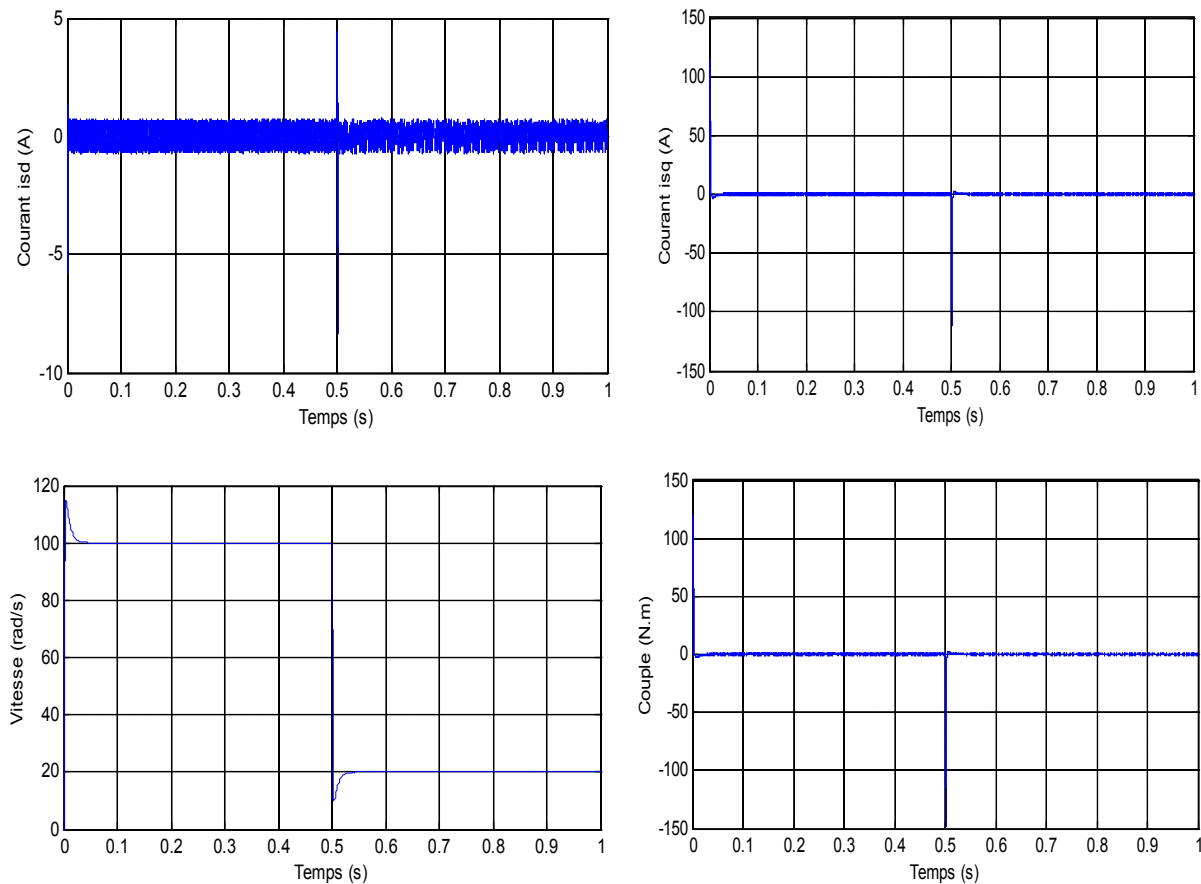


Figure II.13 : Résultats de simulation pour un démarrage à vide avec une faible vitesse ($\Omega=20\text{rad/s}$) à $t=0.5\text{s}$

II.7.2 : Interprétation des résultats :

- Dans la figure (II.11) de l'essai en charge pour une vitesse de ($\Omega = 100\text{rad/s}$) et de l'application d'une charge de 5 N.m à l'instant de $t = 0.5\text{s}$, on remarque que :
 - Après l'application de la charge (5 N.m) à l'instant $t = 0.5\text{s}$, la vitesse présente une chute qui est rejetée, puis rejoint sa valeur de référence.
 - Après l'application de charge, l'allure de couple électromagnétique présente un pic à l'instant $t = 0.5\text{s}$, puis atteint la valeur du couple résistant.
 - La réponse des deux composantes du courant montre bien le découplage introduit par la commande vectorielle de la machine ($i_{sd} = 0$) et le courant i_{sq} est l'image de couple électromagnétique.
- Dans la figure (II.12) on a inversé la vitesse de référence de (100 rad/s à -100 rad/s), à l'instant $t=0.5\text{s}$ pour étudier la robustesse du régulateur PI,
- Dans la figure(II.13), à l'instant $t=0.5\text{s}$ on a fait un changement de vitesse (100 rad/s à 20 rad/s) pour vérifier le bon fonctionnement de la commande, et on a remarqué que notre commande est performante même aux faibles vitesses.

Généralement, les résultats de simulation montrent que le découplage est maintenu quelque soit la variation de la référence ou de charge dans le régime permanent.

L'onduleur a des influences acceptable sur tous les paramètres, le courant i_{sd} après le régime transitoire revient à sa valeur de référence zéro.

La variation de la vitesse est rapide avec un faible dépassement et une erreur statique nulle, le rejet de perturbation est aussi rapide avec un temps très petit.

II.8-Conclusion

Dans ce chapitre on a présenté 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 afin d'assurer une commande souple de sa vitesse.

Avec cette commande, on a obtenu un modèle découplé de la machine et on a utilisé un réglage conventionnel à base du régulateur proportionnel intégrateur *PI*.

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

Pour obtenir de bonnes performances surtout au niveau de la robustesse, on va utiliser une commande robuste qui présente plusieurs avantages tels que, précision, stabilité et simplicité. Cette commande est appelée commande par mode glissant et qui sera l'objet du troisième chapitre.

III.1-Introduction

Les commutations de la commande s'effectuent en fonction des variables d'état, utilisées pour créer une "variété" ou "hyper surface" dite de glissement dont le but est de forcer la dynamique du système de correspondre avec celle définie par l'équation de l'hyper surface.

Quand l'état est maintenu sur cette hyper surface, le système est dit en régime glissant. 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 (dans une gamme qui reste plus large par rapport à celle des approches classiques de l'automatique), et à certaines perturbations. Ce type de commande à structure variable (CSV) présente plus d'avantages tels que robustesse, précision importante, stabilité et simplicité, temps de réponse très faible.

III.2-Systèmes à Structures Variables en Mode Glissant

Un système à structure variable (SSV) est un système dont la structure change pendant le fonctionnement. Il est caractérisé par le choix d'une fonction et d'une logique de commutation. Ce choix permet de commuter à tout instant entre chaque structure, en combinant les propriétés utiles de chacune d'elles, afin d'avoir un comportement désiré du système [19],[25].

Dans Les systèmes à structures variables avec mode de glissement, la trajectoire d'état est amenée 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 [24].

Dans la littérature de l'automatique, il a été convenu que le terme surface de glissement représente la fonction de commutation quel que soit l'ordre du système à régler. En général, les dynamiques du système peuvent suivre plusieurs surfaces. La trajectoire dans le plan de phase est constituée de trois parties distinctes Figure (III.1).

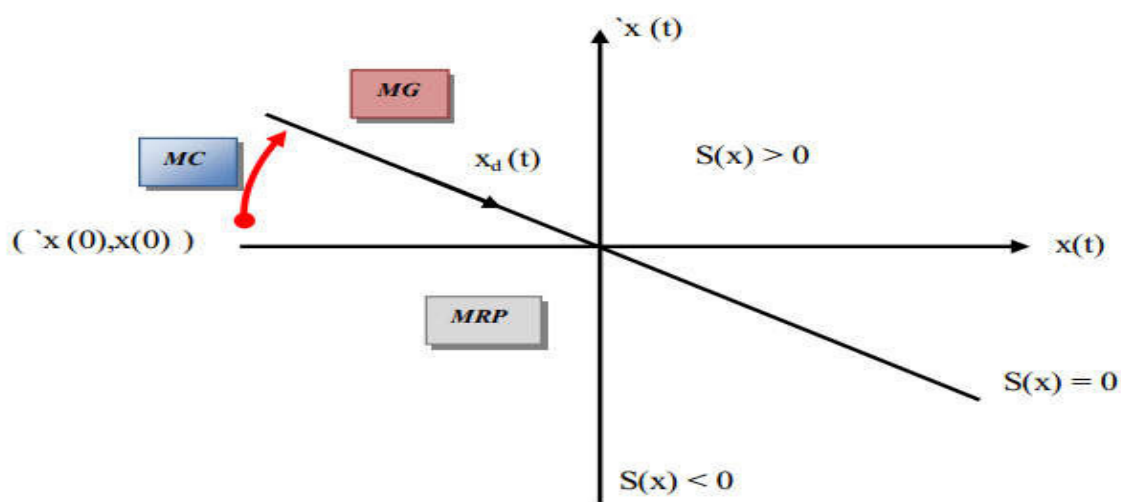


Figure III.1 : Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase

- **Mode de convergence (MC) :** C'est le mode durant lequel la variable à régler se déplace à partir 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.
- **Mode de glissement (MG) :** C'est le mode durant lequel la variable d'état 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 $S(x)=0$.
- **Mode de régime permanent (MRP) :** Ce mode est ajouté pour l'étude de la réponse du système autour du point d'équilibre (origine du plan de phase), il est caractérisé par la qualité et les performances de la commande. Il est utilisé spécialement pour l'étude des systèmes non linéaires.

Un système de commande à structure variable est défini pour chacune des composantes du vecteur de commande, $U_i: (i = 1, \dots, m)$

La forme d'une commande à structure variable :

$$\begin{cases} U_i = U_{max} & \text{si } s_i(x) > 0 \\ U_i = U_{min} & \text{si } s_i(x) < 0 \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

Telle que la condition d'accès soit vérifiée, c'est à dire telle que la trajectoire d'état atteigne la surface de commutation $S(x) = 0$ en un temps fini.

III.2.1-Fonction de commutation :

La structure de commande est caractérisée par le signe d'une fonction vectorielle $S(x) = 0$ appelée fonction de commutation. Dans le cas des modèles linéaires, la fonction de commutation est choisie comme une fonction linéaire de l'état [25] :

$$S(x) = [S_1(x), S_2(x), \dots, S_m(x)] = C_x \quad \text{où } C = [C_1, C_2, \dots, C_m] \quad (\text{III.2})$$

Chaque fonction scalaire de commutation s'écrit comme une surface linéaire $S_j(x)$.

III.2.2-Hyperplan de commutation :

La surface de commutation associée au système de commande à structure variable défini précédemment : $S_j = \{x \in R^n: S_j(x) = 0\} \quad j = 1, \dots, m$ est appelée hypersurface de glissement.

III.2.3-Régime glissant :

Si pour tout vecteur d'état initial $x(t_0) \in S$ la trajectoire d'état reste dans l'hypersurface $x(t) \in S, \forall t > t_0$ alors $x(t)$ est un mode glissant pour le système [25].

III.2.4-Surface de glissement :

Si tout point de S est tel qu'il existe des trajectoires d'état hors de S le contenant alors la surface de commutation S est appelé surface de glissement.

III.3-Types de commutation des systèmes à structure variable

Dans les systèmes à structure variable utilisant la commande par mode de glissement, on peut trouver trois configurations de base pour la synthèse des différentes commandes :

- La première correspond à la structure la plus simple où la commutation a lieu au niveau de l'organe de commande lui-même. On l'appellera, structure par commutation au niveau de l'organe de commande.
- La deuxième structure fait intervenir la commutation au niveau d'une contre-réaction d'état.
- La dernière structure est une structure par commutation au niveau de l'organe de commande avec ajout de la "commande équivalente".

III.3.1-Structure par commutation au niveau de l'organe de commande :

Le schéma d'une structure par commutation au niveau de l'organe de commande est donné par la figure (III.2). Cette structure de commande est la plus classique et la plus utilisée. Elle correspond au fonctionnement tout ou rien des interrupteurs de puissance associée dans une grande majorité d'application aux variateurs de vitesse. Elle a été utilisée pour la commande des moteurs pas à pas[24][25].

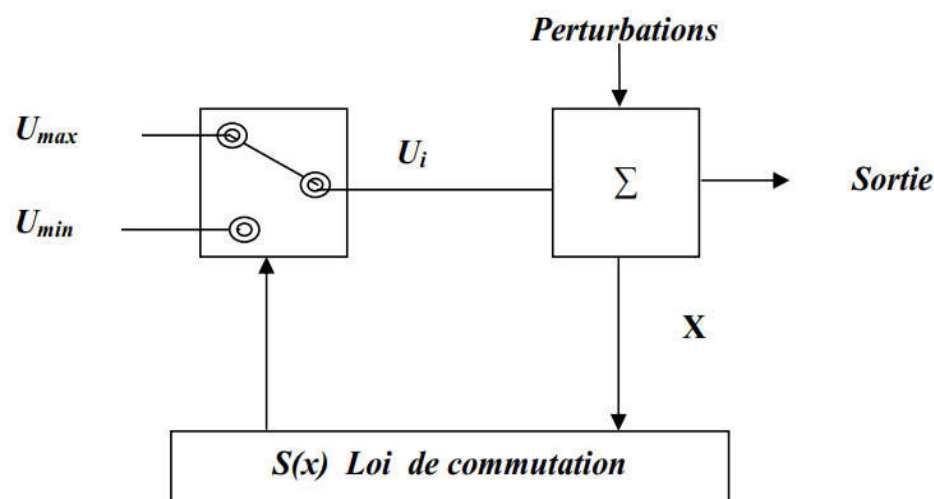


Figure III.2 : Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande

III.3.2-Structure par commutation au niveau d'une contre-réaction d'état :

Nous pourrions consulter le schéma d'une telle structure sur la figure (III.3). C'est la structure la moins exigeante au niveau de la sollicitation de la commande. Elle s'appuie sur la commande par contre réaction d'état classique où le réglage de la dynamique du système est réalisé par les gains de réglage. La non linéarité provient de la commutation entre les gains donc on crée une commutation au niveau de la dynamique du système.

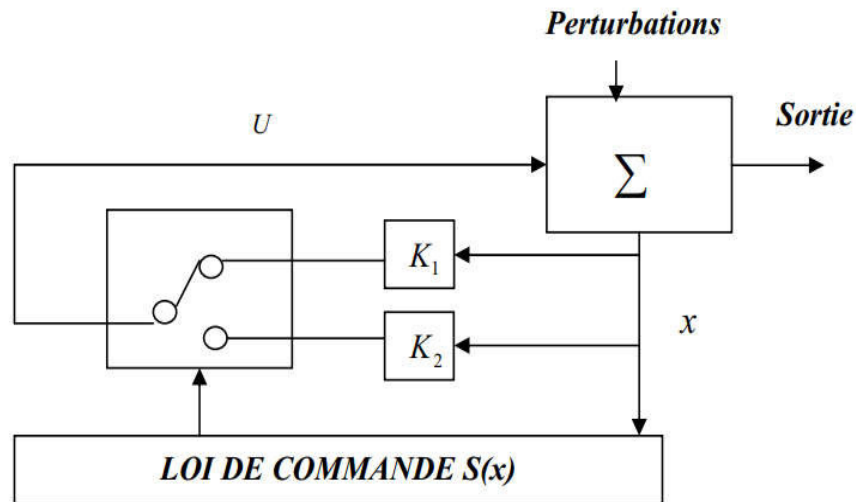


Figure III.3 : Structure de régulation par commutation au niveau de la contre réaction d'état.

III.3.3-Structure par commutation au niveau de l'organe de commande avec commande équivalente :

Une telle structure dont le principe est montré sur la figure (III.4), présente un réel avantage. Elle permet de repositionner l'état futur du système grâce à la commande équivalente qui n'est rien d'autre que la valeur désirée du système en régime permanent. L'organe de commande est beaucoup moins sollicité, mais on est plus dépendant des variations paramétriques du fait de l'expression de cette commande équivalente.

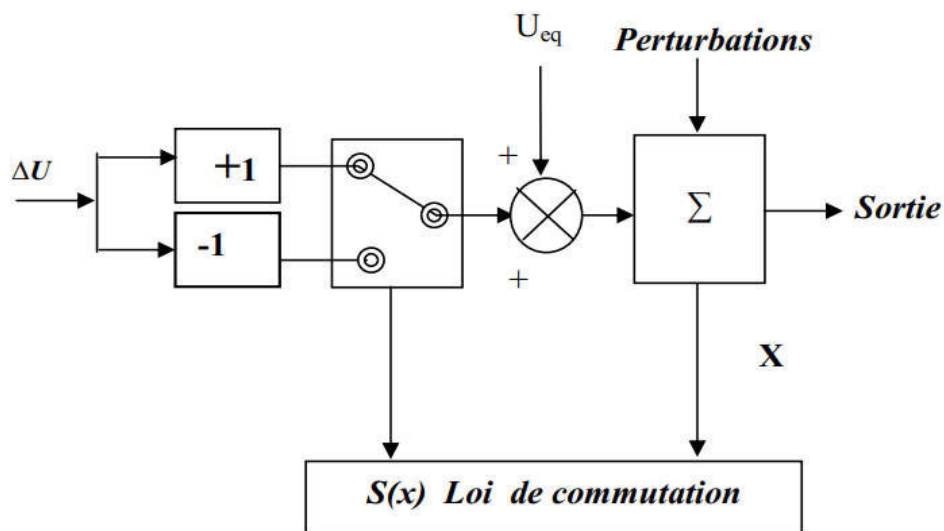


Figure III.4 : Structure de régulation par ajout de la commande équivalente.

Dans notre étude, on va se baser sur ce type de configuration de la commande. Pour une telle structure, de par sa constitution, est très simple et permet de moins solliciter la commande.

III.4-Description du mode glissant

III.4.1-Définition du mode glissant :

La technologie des modes glissants consiste à amener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement 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

III.4.2-Explication du phénomène du glissement :

Le mode de glissement existe lorsque les commutations ont lieu continûment entre " U_{max} " et " U_{min} ". Ce phénomène est démontré à l'aide de la figure (III.5)[25].

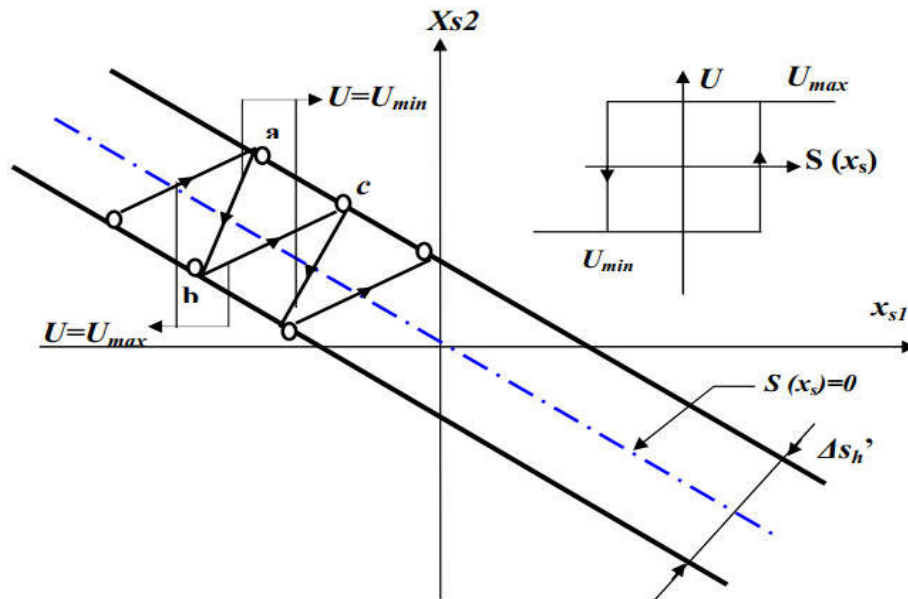


Figure III.5 : Démonstration du mode de glissement.

Pour un système à régler du deuxième ordre avec les deux grandeurs d'état (x_{s1} et x_{s2}), on admet d'abord une hystérèse sur la loi de commutation $S(x_s) = 0$. Par conséquent, les commutations ont lieu sur les droites décalées parallèlement de $\pm \Delta S_h$.

Une trajectoire avec $U = U_{max}$ touche au point 'a' le seuil de basculement inférieur si avec $U = U_{min}$, la trajectoire est orientée vers l'intérieur de la zone de l'hystérèse, elle touche au point 'b' le seuil de basculement supérieur où a lieu une commutation sur $U = U_{max}$. Si la trajectoire est de nouveau orientée vers l'intérieur, elle touchera le point 'c' le seuil de basculement inférieure et ainsi de suite.

Il y a donc un mouvement continu à l'intérieur de la zone de l'hystérèse. Ce mouvement s'approche du régime stationnaire dans une certaine zone, où des commutations continues existent, la fréquence de commutation est finie.

Le mode de glissement est un mode de fonctionnement particulier des systèmes à structure variables. La théorie donc des systèmes à structures variables et les modes glissants associés (en anglais sliding mode), est une technique de commande non linéaire, elle est caractérisée par une discontinuité de la commande aux passages par une surface de commutation appelée surface de glissement.

III.5-Mode glissant pour les systèmes linéaires

Les avantages de la commande par mode glissant sont importantes et multiples, la haute précision, la bonne stabilité, la simplicité, l'invariance, la robustesse,...etc. Ceci lui permet d'être particulièrement adapté pour les systèmes ayant un modèle imprécis [23]. Dans ce cas, la structure du contrôleur comporte deux parties: une partie continue représentant la dynamique du système durant le mode glissant et une autre discontinue représentant la dynamique du système durant le mode de convergence, cette dernière est importante dans la commande non linéaire car elle a pour rôle d'éliminer les effets d'imprécision et des perturbations sur le modèle.

La conception de la commande peut être effectuée en trois étapes principales très indépendantes l'une de l'autre [12] :

- Choix de la surface.
- L'établissement des conditions d'existence.
- Détermination de la loi de commande

III.5.1-Choix de la surface de glissement :

Le choix de la surface de glissement concerne le nombre et la forme des fonctions nécessaires. Ces deux facteurs dépendent de l'application et de l'objectif visé. Pour un système linéaire, la surface de glissement est une fonction scalaire telle que la variable à régler glisse sur cette surface et tend vers l'origine du plan de phase. La forme non linéaire est une fonction de l'erreur de la variable à régler x et elle peut être donnée par [12],[20] :

$$S(x) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda \right)^{r-1} e(x) \quad (\text{III.3})$$

$e(x)$:est l'écart entre la variable à régler et la référence.

λ : est une constante positive.

r : est un degré relatif, il présente le nombre de fois qu'il faut dériver la surface pour faire apparaître la commande.

$$\text{Pour : } \begin{cases} r = 1, & S(x) = e(x) \\ r = 2, & S(x) = \lambda \cdot e(x) + \dot{e}(x) \\ r = 3, & S(x) = \lambda^2 \cdot e(x) + 2\lambda \cdot \dot{e}(x) + \ddot{e}(x) \end{cases}$$

L'objectif de la commande est de maintenir la surface à zéro. Cette dernière est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est $e(x) = 0$.

III.5.2-Conditions de convergence et d'existence :

On représente la convergence du système par le mode de glissement d'après la figure(III.6) Suivante :

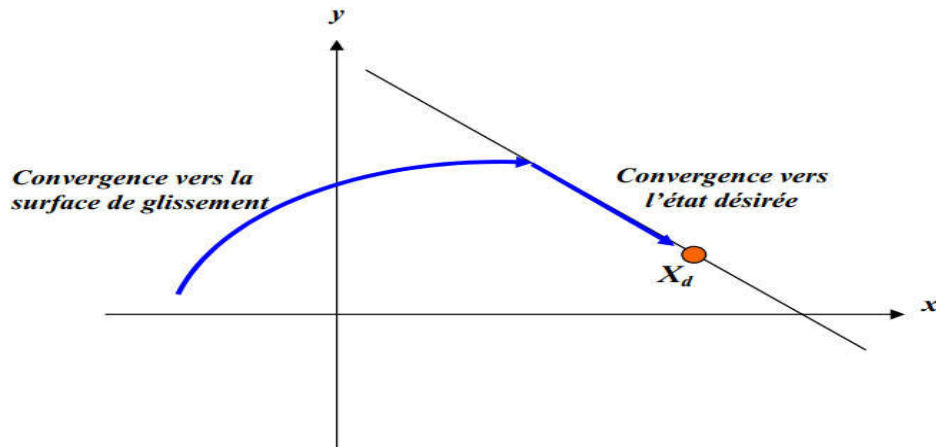


Figure III.6 : Convergence du système glissant

Les conditions d'existence et de convergence sont les critères qui permettent aux différentes dynamiques de converger vers la surface de glissement est d'y rester indépendamment de la perturbation. Il existe deux considérations pour assurer le mode de convergence :

- A. La fonction de commutation :** C'est la première condition de convergence, elle est proposée et étudiée par EMILIANOV et UTKIN. Il s'agit de donner à la surface une dynamique convergente vers zéro. Elle est donné par :

$$\begin{cases} \dot{S}(x) > 0 \text{ si } S(x) < 0 \\ \dot{S}(x) < 0 \text{ si } S(x) > 0 \end{cases} \quad (\text{III.4})$$

Cette condition peut être formulée comme suit :

$$\dot{S}(x) \cdot S(x) < 0 \quad (\text{III.5})$$

- B. La fonction de Lyapunov :** La fonction de LYAPUNOV est une fonction scalaire positive $V(x) > 0$ pour les variables d'état du système. La loi de commande doit décroître cette fonction $\dot{V}(x) < 0$. L'idée est de choisir une fonction scalaire $S(x)$ pour garantir l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence et de concevoir une commande U tel que le carré de la surface correspond a une fonction de LYAPUNOV.

Nous définissons la fonction de LYAPUNOV comme suit :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (\text{III.6})$$

La dérivée de cette fonction est :

$$\dot{V}(x) = S(x) \cdot \dot{S}(x) \quad (\text{III.7})$$

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 l'équation(III.5)

III.5.3-Loi de commande :

Lorsque le régime glissant est atteint, la dynamique du système est indépendante de la loi de commande qui n'a pour but que de maintenir les conditions de glissement (l'attractivité de la surface), c'est pour cette raison que la surface est déterminée indépendamment de la commande. Maintenant, il reste à déterminer la commande nécessaire pour attirer la trajectoire d'état vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant les conditions d'existence du mode du glissement.

L'obtention d'un régime de glissement suppose une commande discontinue. La surface de glissement devrait être attractive des deux côtés. De ce fait, si cette commande discontinue est indispensable, il n'empêche nullement qu'une partie continue lui soit ajoutée. La partie continue en effet amener à réduire autant que nous voulons l'amplitude de la partie discontinue. En présence d'une perturbation, la partie discontinue a essentiellement pour but de vérifier les conditions d'attractivité. Dans ce cas, la structure d'un contrôleur par mode de glissement est constituée de deux parties, une concerne la linéarisation exacte (U_{eq}) et l'autre stabilisante (U_n)[12],[20].

$$U = U_{eq} + U_n \quad (III.8)$$

U_{eq} : La commande proposée par FILIPOV, elle sert à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement $S(x) = 0$. La commande équivalente est déduite en considérant que la dérivée de la surface est nulle $\dot{S}(x) = 0$, elle peut être interprétée comme étant un retour d'état particulier jouant le rôle d'un signal de commande appliqué sur le système à commander, elle peut être aussi interprétée autrement comme étant une valeur moyenne que prend la commande lors de la commutation rapide entre les valeurs U_{max} et U_{min} . U_n : est déterminée pour vérifier la condition de convergence.[24]

III.5.3.1-Commande équivalente :

Soit un système linéaire, décrit par l'équation différentielle suivante :

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + BU(t) \quad (III.9)$$

Un vecteur commande équivalente U_{eq} se définit comme étant les équations du régime glissant idéal. On exprime la condition pour l'obtention de la commande équivalente comme :

$$\dot{S}(x, t) = \frac{dS}{dt} = \frac{dS}{dx} \cdot \frac{dx}{dt} \quad (III.10)$$

En remplace (III.8). (III.9) dans (III.10) nous trouvons :

$$\dot{S}(x, t) = \frac{dS}{dx} (Ax + BU_{eq}) + \frac{dS}{dx} BU_n \quad (III.11)$$

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 nous déduisons l'expression de la commande équivalente :

$$U_{eq} = - \left(\frac{dS}{dx} B \right)^{-1} \frac{dS}{dx} A \quad (III.12)$$

Pour que la commande équivalente puisse prendre une valeur finie, il faut que $\left(\frac{dS}{dx} B \neq 0 \right)$

La commande équivalente est interprétée physiquement comme étant une fonction continue représentant la moyenne des commutations successives de (U) entre (U_{max}) et (U_{min}) d'où la condition :

$$U_{min} \leq U_{eq} \leq U_{max}$$

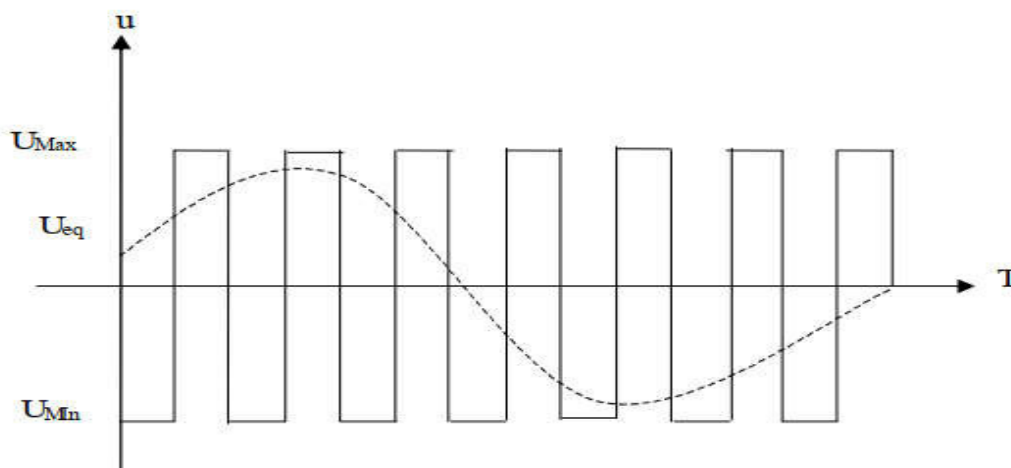


Figure III.7 : Commande équivalente et commande réelle

III.5.3.2-Commande discontinue :

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 $S = [S_1, S_2, \dots, S_m]$ est :

$$\text{sign}(S(x, t)) = \begin{cases} +1 & \text{si } S > 0 \\ 0 & \text{si } S = 0 \\ -1 & \text{si } S < 0 \end{cases} \quad (\text{III.13})$$

U_n : S'exprime donc comme :

$$U_n = -K \cdot \text{sign}(S) \quad (\text{III.14})$$

Où K est un gain positif.

On peut aussi remplacer la fonction sign par la fonction continue suivante pour éviter les oscillations de hautes fréquences qui apparaissent sur les réponses en régime glissant :

$$U_n = K \cdot \frac{S(x)}{|S(x)| + \lambda} \quad (\text{III.15})$$

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

Ce premier choix de la fonction discontinue est représenté sur la figure (III.8).

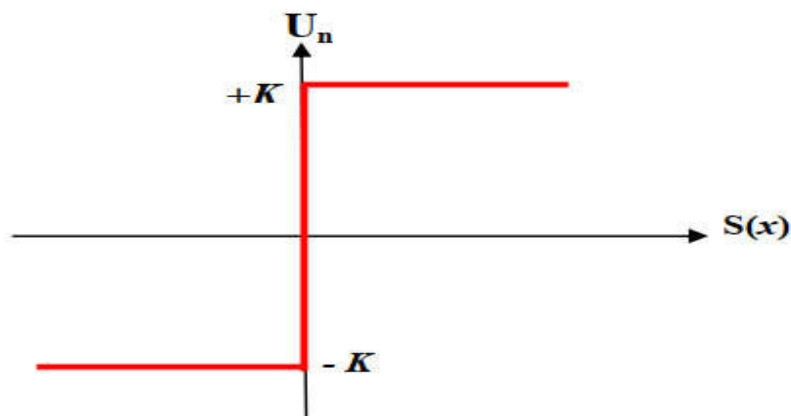


Figure III.8 : Commande discontinue

Si le gain K est très petit, le temps de réponse sera long, si K est très grand, le temps de réponse sera rapide mais des oscillations indésirables risquent d'apparaître (Couramment appelées Chattering) sur les réponses en régime permanent. La figure (III.9). Représente un cas "typique" de Chattering.

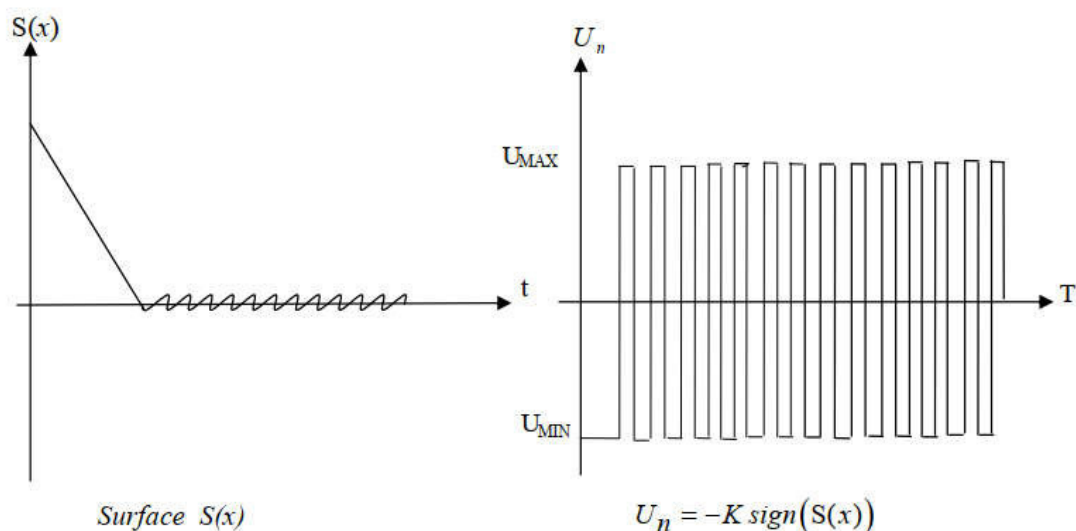


Figure III.9 : Surface de glissement et la commande discontinue.

Dans le but de réduire les oscillations haute fréquence (indésirables sur les réponses), nous allons présenter quelques solutions classiques qui consiste à imposer une variation de la valeur de la commande U_{eq} en fonction de la distance entre la variable d'état et la surface de glissement. Certaines de ces méthodes introduisent une commande continue dans une bande de la surface.

III.5.3.3-Commande continue dans une bande de la surface :

La solution proposée par Slotine consiste à remplacer la loi de commande discontinue par une loi continue en x à l'extérieur d'une bande fine située au voisinage de la surface de glissement, la discontinuité étant conservée à l'extérieur de cette bande. On choisit pour la composante haute fréquence :

$$U_i = U_{ieq} + U_{in} ; \quad U_{in} = K_i \text{Sat}\left(\frac{S_i}{\varphi_i}\right) \quad (\text{III.16})$$

Avec :

$$\text{Sat}\left(\frac{S_i}{\varphi_i}\right) = \begin{cases} \frac{S_i}{\varphi_i} & \text{si } \left|\frac{S_i}{\varphi_i}\right| \leq 1 \\ \text{sign}(S_i) & \text{si } \left|\frac{S_i}{\varphi_i}\right| > 1 \end{cases} \quad (\text{III.17})$$

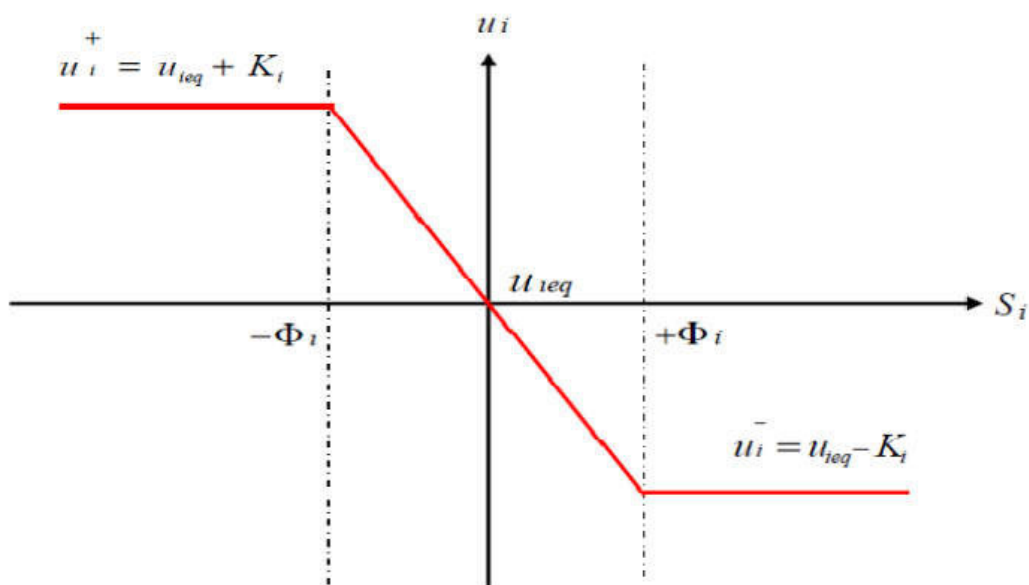


Figure III.10 : Loi de commande par bande continue au voisinage de la surface de glissement.

III.6-Application de la commande par mode de glissement d'ordre 1 à la MSAP

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = -\frac{R_s}{L_d} i_{sd} + \frac{L_q}{L_d} p\Omega i_{sq} + \frac{V_{sd}}{L_d} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -\frac{R_s}{L_q} i_{sq} - \frac{L_d}{L_q} p\Omega i_{sd} - \frac{\varphi_f}{L_q} p\Omega + \frac{V_{sq}}{L_q} \\ \frac{d\Omega}{dt} = \frac{C_e - C_r - f_r \Omega}{J} \end{cases} \quad (.III.18)$$

III.6.1-Stratégie de réglage à trois surfaces :

Le réglage de la vitesse de la MSAP nécessite le contrôle du courant absorbé par la machine. Une solution classique consiste à utiliser 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.

La figure (III.11) représente la structure cascade de régulation de vitesse par mode glissant de la MSAP alimentée par un onduleur de tension.

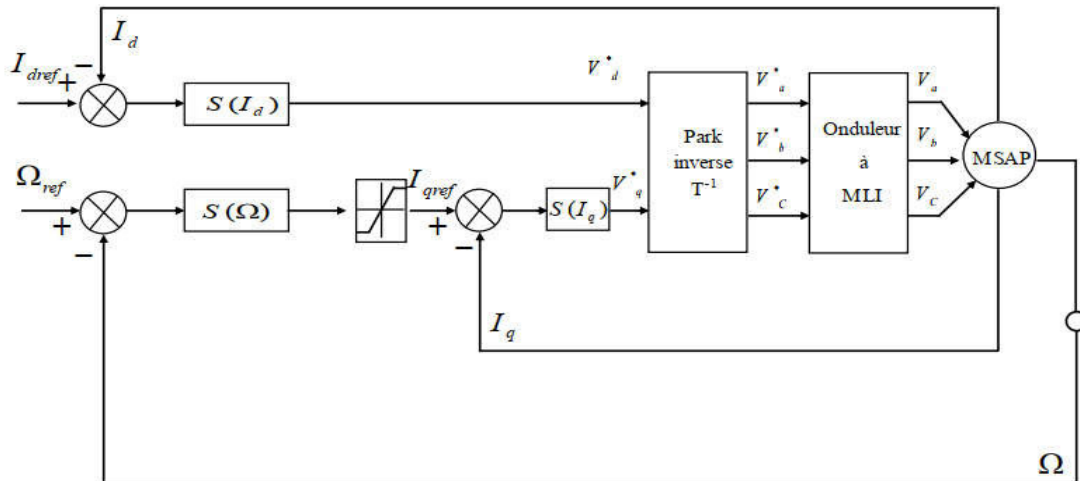


Figure III.11 : Schéma global du réglage par mode glissant, stratégie à trois surfaces

A. Réglage du courant i_{sd} :

Soit e_d l'erreur du courant direct :

$$e_d = i_{sdref} - i_{sd} \quad (.III.19)$$

Le degré r de la surface de glissement est égale à 1, on en déduit la surface :

$$S(i_{sd}) = i_{sdref} - i_{sd} \quad (.III.20)$$

La dérivée de la surface est donnée par :

$$\dot{S}(i_{sd}) = \frac{R_s}{L_d} i_{sd} - p \cdot \Omega \cdot i_{sq} - \frac{V_{sd}}{L_d} \quad (.III.21)$$

Durant le mode de glissement, la surface $\dot{S}(i_{sd}) = 0$ On trouve la loi de commande :

$$V_{sdeq} = R_s i_{sd} - L_q i_{sq} p \Omega \quad \text{et} \quad V_{sdn} = 0 \quad (\text{III.22})$$

Où V_{sdeq} et V_{sdn} sont les deux composantes de la tension de commande V_{sd}

Durant le mode de convergence on satisfait la condition $\dot{S}(i_{sd}) \cdot S(i_{sd}) < 0$ en choisissant :

$$V_{sdn} = K_d \cdot \text{sign}(S(i_{sq}))$$

ou :

$$V_{sdn} = K_d \cdot \frac{S(x)}{|S(x)| + \lambda} \quad (\text{III.23})$$

La commande de référence $V_{sdréf}$ est :

$$V_{sdréf} = V_{sdeq} + V_{sdn} \quad (\text{III.24})$$

Soit :

$$V_{sdréf} = R_s i_{sd} - L_q i_{sq} p \Omega + K_d \cdot \frac{S(x)}{|S(x)| + \lambda} \quad (\text{III.25})$$

B. Réglage de vitesse :

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

$$S(\Omega) = \Omega_{réf} - \Omega \quad (\text{III.26})$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, on a :

$$S(\Omega) = 0 \quad \text{et} \quad \dot{S}(\Omega) = 0 \quad (\text{III.27})$$

D'où nous déduisons : $i_{sqn} = 0$

$$S(\Omega) = 0 \rightarrow i_{sqeq} = \frac{f_r \cdot \Omega + C_r}{\frac{3}{2} \cdot P \cdot [\varphi_f + (L_d - L_q) i_{sd}]} \quad (\text{III.28})$$

Durant le mode de glissement, le produit de la surface par sa dérivée doit être inférieur à zéro. Cela exige de vérifier la condition de Lyapunov suivante :

$$S(\Omega) \cdot \dot{S}(\Omega) < 0 \quad (\text{III.29})$$

$$\dot{S}(\Omega) = 0 \Rightarrow i_{sqeq} = \frac{2 \cdot (f_r \cdot \Omega + C_r)}{3 \cdot p \cdot \varphi_f} \quad (\text{III.30})$$

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

$$i_{sqn} = K_\Omega \cdot \text{sign}(S(\Omega))$$

ou :

$$i_{sqn} = K_\Omega \cdot \frac{S(x)}{|S(x)| + \lambda} \quad (\text{III.31})$$

C. Réglage du courant i_{sq} :

La commande $i_{sq\text{réf}}$ représente la somme des grandeurs i_{sqeq} , i_{sqn} :

$$i_{sq\text{réf}} = i_{sqeq} + i_{sqn} \quad (\text{III.32})$$

La valeur de $i_{sq\text{réf}}$ 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 :

$$S(i_{sq}) = i_{sq\text{réf}} - i_{sq} \quad (\text{III.33})$$

La dérivée de la surface est donnée par :

$$\dot{S}(i_{sq}) = \frac{L_d \cdot \Omega \cdot P}{L_q} i_{sd} + \frac{R_s}{L_q} i_{sq} + \frac{V_{sq}}{L_q} + \frac{P \cdot \Omega \cdot \varphi_f}{L_q} \quad (\text{III.34})$$

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

$$S(i_{sq}) = 0 \quad \text{et} \quad \dot{S}(i_{sq}) = 0 \quad (\text{III.35})$$

Avec :

$$V_{sqn} = 0$$

On obtient :

$$V_{sqeq} = R_s i_{sq} + P \cdot \Omega [\varphi_f + L_d i_{sd}] \quad (\text{III.36})$$

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

$$V_{sqn} = K_q \cdot \text{sign}(S(i_{sq}))$$

ou :

$$V_{sqn} = K_q \cdot \frac{S(x)}{|S(x)| + \lambda} \quad (\text{III.37})$$

La commande V_{sq} devient :

$$V_{sq} = V_{sqeq} + V_{sqn} \quad (\text{III.38})$$

$$V_{sq} = R_s i_{sq} + P \cdot \Omega [\varphi_f + L_d i_{sd}] + K_q \cdot \frac{S(x)}{|S(x)| + \lambda} \quad (\text{III.39})$$

La stabilité du système nécessite de vérifier que le produit de la surface et sa dérivée est inférieur ou égal à zéro. afin d'assurer cette condition, les paramètres, K_d , K_v et K_q sont toujours positifs.

Ces paramètres sont choisis de façon à :

- assurer la rapidité de la convergence.
- imposer la dynamique en mode de convergence et de glissement.
- limiter le courant à une valeur admissible pour un couple maximal. Dans le régime permanent, on a :

$$i_{sq} = 0 \quad i_{sd} = 0 \quad \dot{\Omega} = 0 \quad (\text{III.40})$$

En remplaçant (III.40) dans (III.18), on obtient :

$$\begin{cases} -R_s \cdot i_{sd} + P \cdot \Omega \cdot L_q \cdot i_{sq} + V_{sd} = 0 \\ -R_s \cdot i_{sq} + P \cdot \Omega \cdot L_d \cdot i_{sd} + V_{sq} - P \cdot \Omega \cdot \varphi_f = 0 \\ C_e - C_r = f_r \cdot \Omega \end{cases} \quad (\text{III.41})$$

Les gains des régulateurs (K_d, K_Ω et K_q) sont donnés en annexe A.

Le schéma de la commande est donné en annexe B

III.7-Simulation de la commande par mode glissant de la MSAP

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

- Essais à vide et en charge
- Essai de variation de la charge
- Essai en charge à faible vitesse (100 rad/s à 20 rad/s)
- Essais de l'inversion du sens de rotation (± 100 rad/s)

III.7.1-Essais :

III.7.1.1- Essai à vide et en charge :

a- A vide :

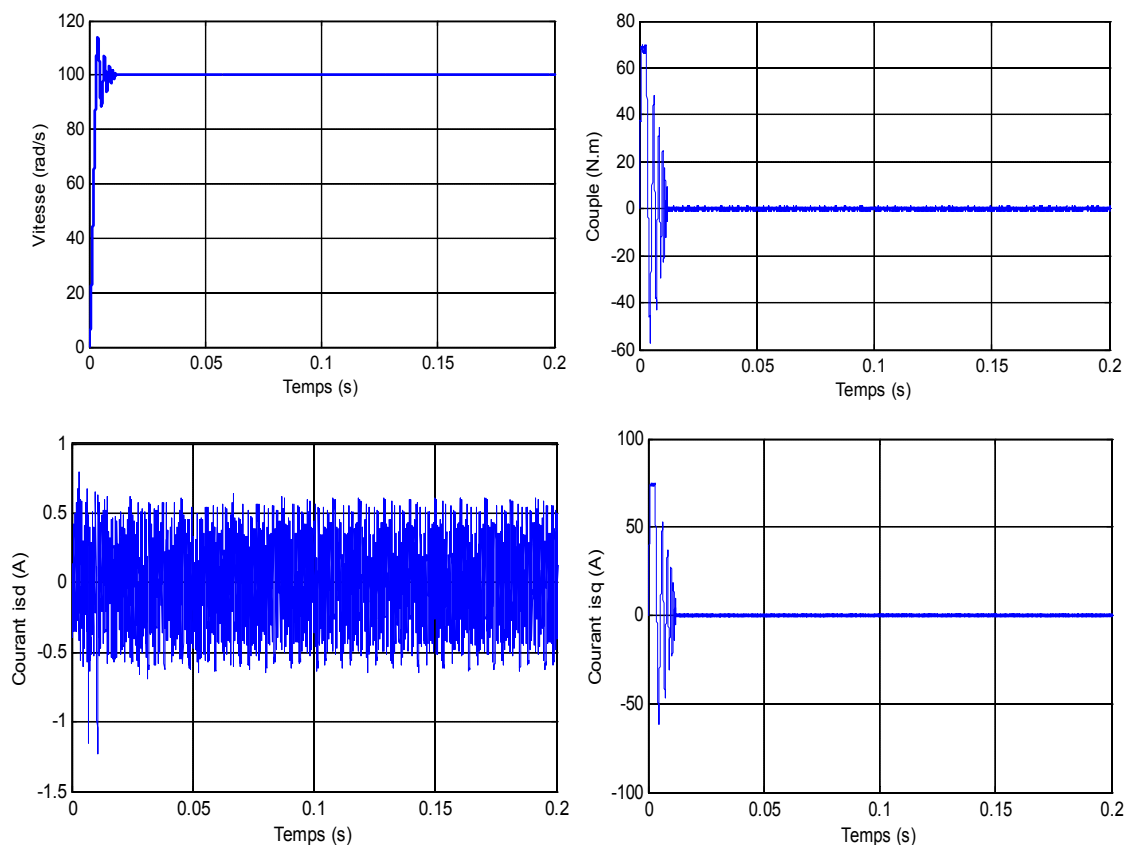


Figure III.12 : Résultats de simulation du démarrage à vide.

b- En charge : ($Cr = 5 N.m$)

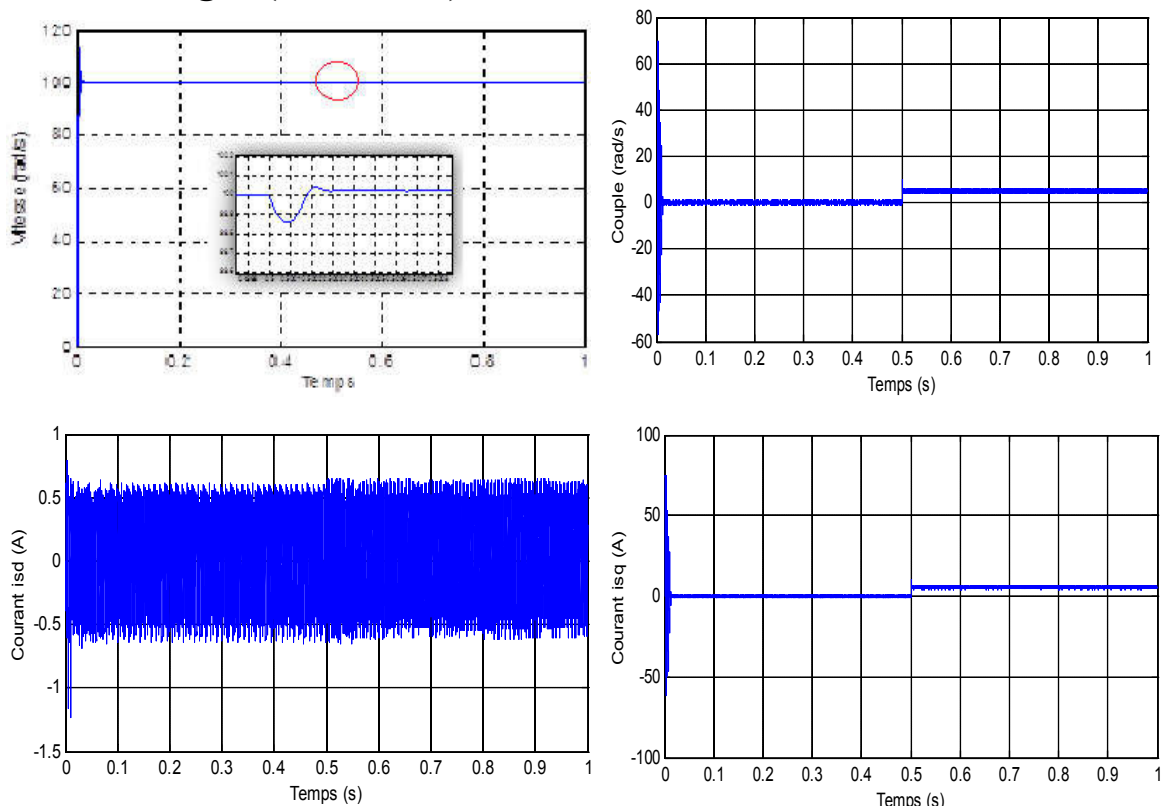


Figure III.13 : Résultats de simulation pour un démarrage à vide
 Suivie d'une application de charge de $5 N.m$ à $t = 0.5$ s.

III.7.1.2-Essai de variation de la charge: ($3N.m$ à $t=0.2s$ puis $6N.m$ à $t=0.5$)

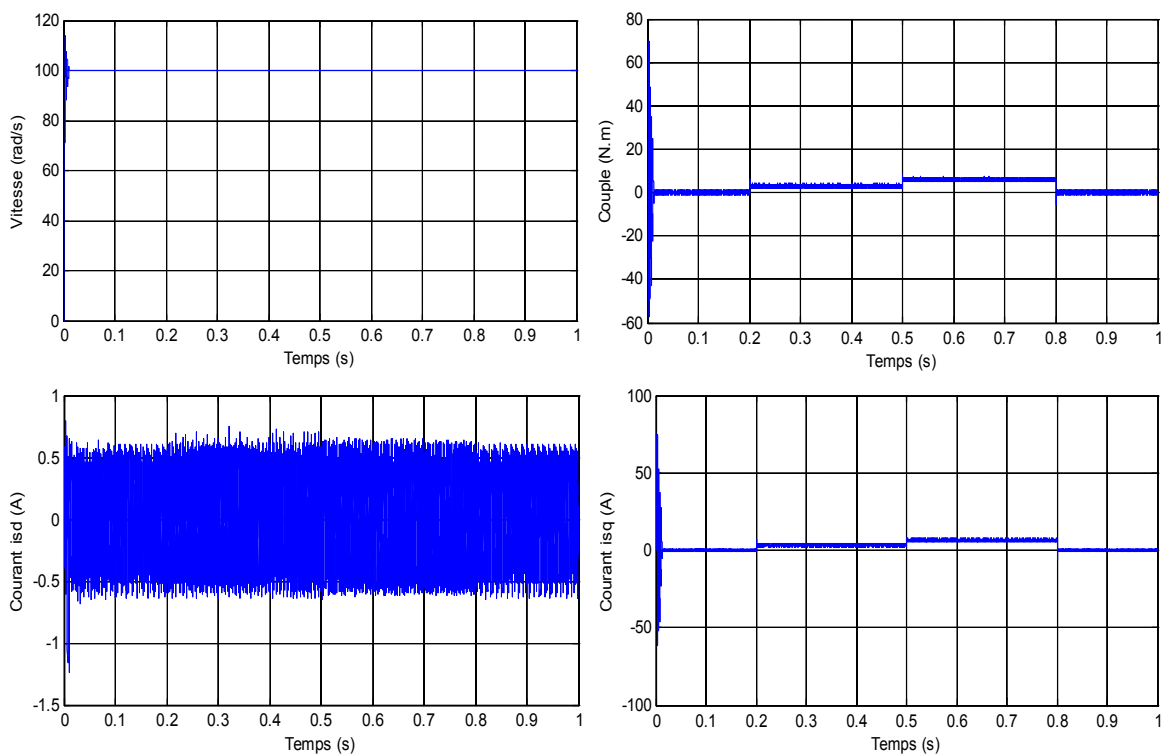


Figure III.14 : Résultats de simulation pour la variation de la charge.

III.7.1.3-Essai en charge à faible vitesse : (100 rad/s à 20 rad/s)

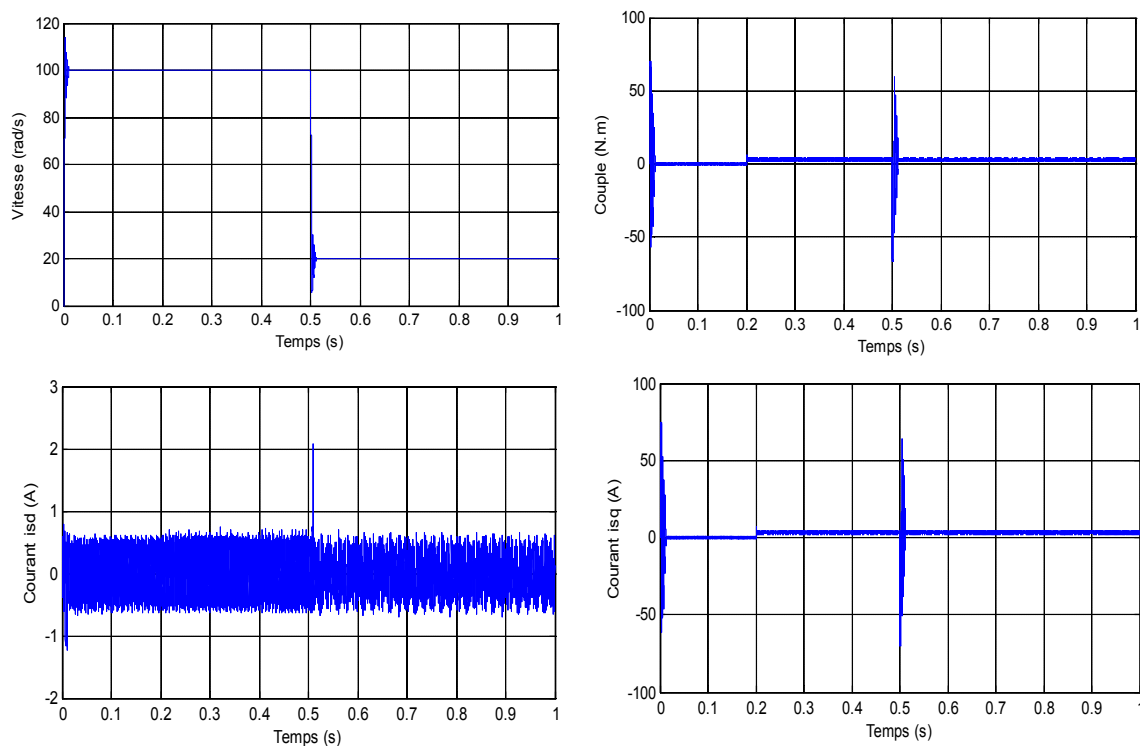


Figure III.15 : Résultats de simulation pour un démarrage en charge
Avec faible vitesse de (100 rad/s à 20 rad/s)

III.7.1.4- Essais de l'inversion de sens de rotation : (± 100 rad/s)

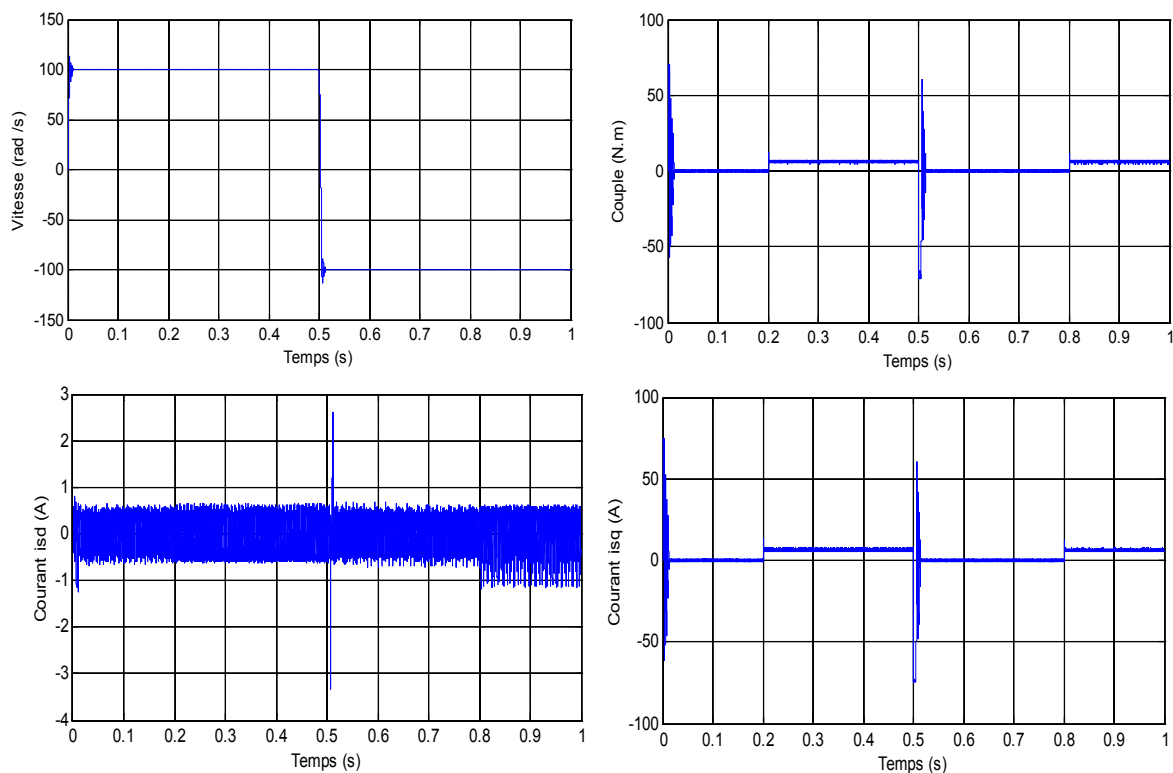


Figure III.16 : Résultats de simulation pour une inversion du sens de rotation
(± 100 rad/s) avec variation de la charge.

III.7.2- Interprétation des résultats :

- La figure (III.12) et la figure (III.13) représentent les résultats de simulation de l'essai à vide et en charge du MSAP, pour une vitesse de ($\Omega=100 \text{ rad/s}$), suivie d'une application de charge de (5 N.m) à partir de $t=0.5s$. On remarque que :
 - l'allure de la vitesse dans le fonctionnement à vide est une caractéristique presque linéaire et atteint la vitesse de référence dans un temps de réponse très petit. Après l'application de la charge (5 N.m) à l'instant $t=0.5s$, on ne constate presque aucune influence sur l'allure de la vitesse,
 - Après l'application de charge (5 N.m), l'allure de couple électromagnétique au moment du démarrage présente un pic, puis atteint rapidement la valeur du couple résistant.
 - Le courant i_{sd} est nul, ce qui indique la présence de découplage. Et le courant i_{sq} est l'image du couple.
- La figure (III.14) représente les résultats de simulation de l'essai de variation de la charge, à l'instant $t=0.2s$ on applique une charge de (3 N.m), puis on applique une autre charge de (6 N.m) à $t=0.5s$, qu'on annule à l'instant $t=0.8s$, on remarque que :
 - les grandeurs telles que la vitesse, le couple et les courants (i_{sd}, i_{sq}) sont influencées par cette variation.
 - Le courant i_{sq} est toujours image du couple, donc on peut dire que la commande est bonne dans cet essai.
- La figure (III.15) représente les résultats de simulation de l'essai en charge à faible vitesse (100 rad/s à 20 rad/s) à $t=0.5s$ avec une charge de (3 N.m), on remarque que :
 - La vitesse suit rapidement sa nouvelle référence.
 - Le couple subit un pic à l'instant de changement de référence de la vitesse. Donc on peut dire que notre commande est performante.
- La figure (III.16) représente les résultats de simulation pour une inversion du sens de rotation ($\pm 100 \text{ rad/s}$) à $t=0.5s$ avec variation de la charge, à l'instant $t=0.2s$ on applique une charge de (6 N.m), qu'on annule à l'instant $t=0.5s$. Ensuite on applique un couple de (6 N.m) à $t=0.8s$, on remarque que :
 - les grandeurs telles que la vitesse le couple et les courants (i_{sd}, i_{sq}) sont influencées par cette variation. Lors de l'inversion de vitesse, on constate que le couple suit la variation de la charge et l'inversion de sens de rotation.
 - le courant i_{sq} est l'image du couple. Donc on peut dire que cette commande est robuste.

III.8- Etude comparative entre la CSV et la commande PI

Les résultats de simulation obtenus précédemment par les deux commandes vectorielle et mode glissant de la MSAP alimenté par un onduleur nécessitent une étude comparative pour connaître les performances de chaque méthode. Donc on va étudier :

- Comparaison au niveau de la variation de vitesse
- Comparaison au niveau de la variation de charge
- Comparaison au niveau de variation du couple résistant et inversion du sens de rotation

III.8.1- Comparaison au niveau de la variation de vitesse :

PI

RMG

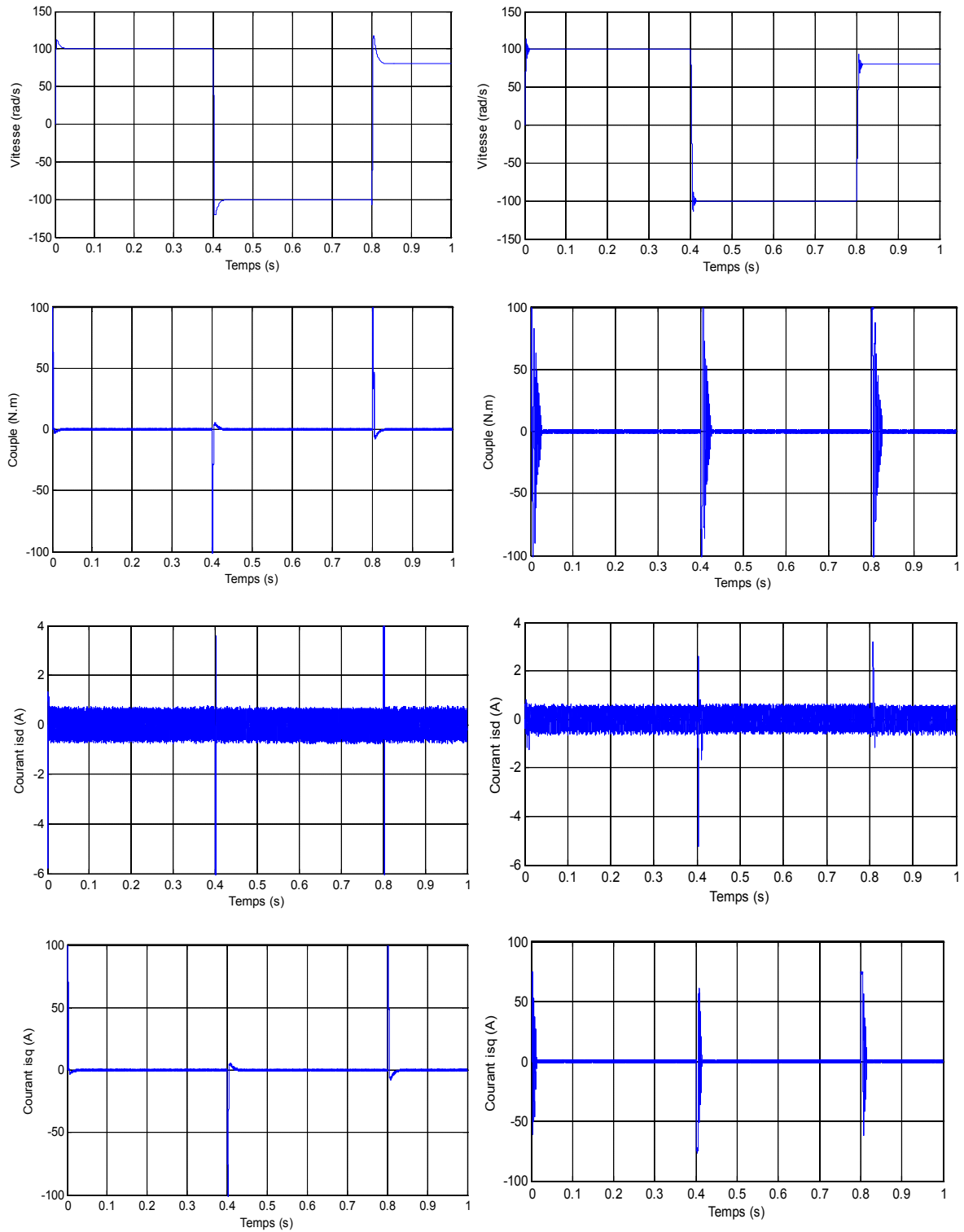


Figure III.17 : Résultats de simulation pour une variation de la vitesse de référence.

III.8.2- Comparaison au niveau de la variation de charge :

PI

RMG

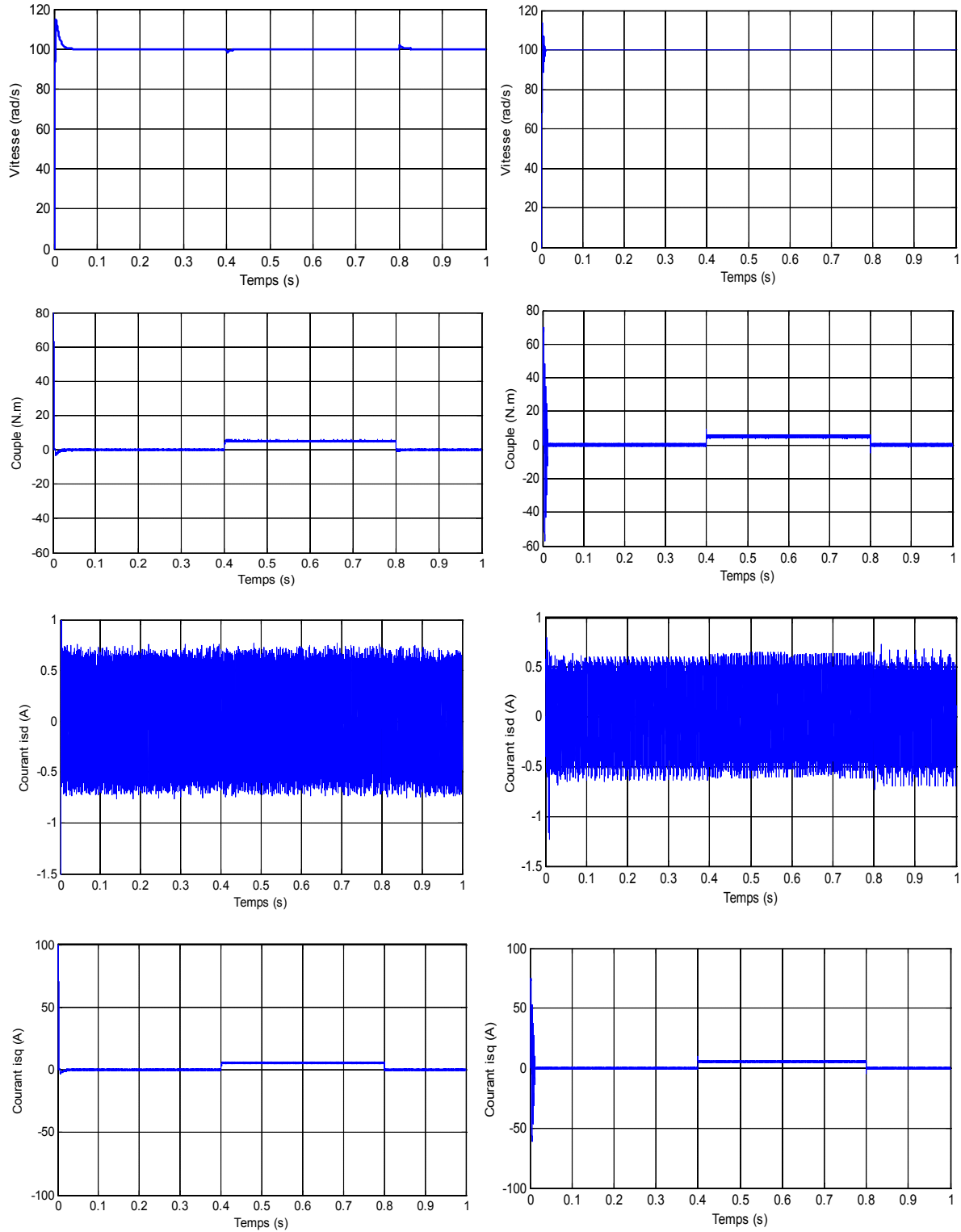


Figure III.18 : Résultats de simulation pour une variation de la charge

III.8.3- Comparaison au niveau de variation du couple résistant et inversion du sens de rotation :

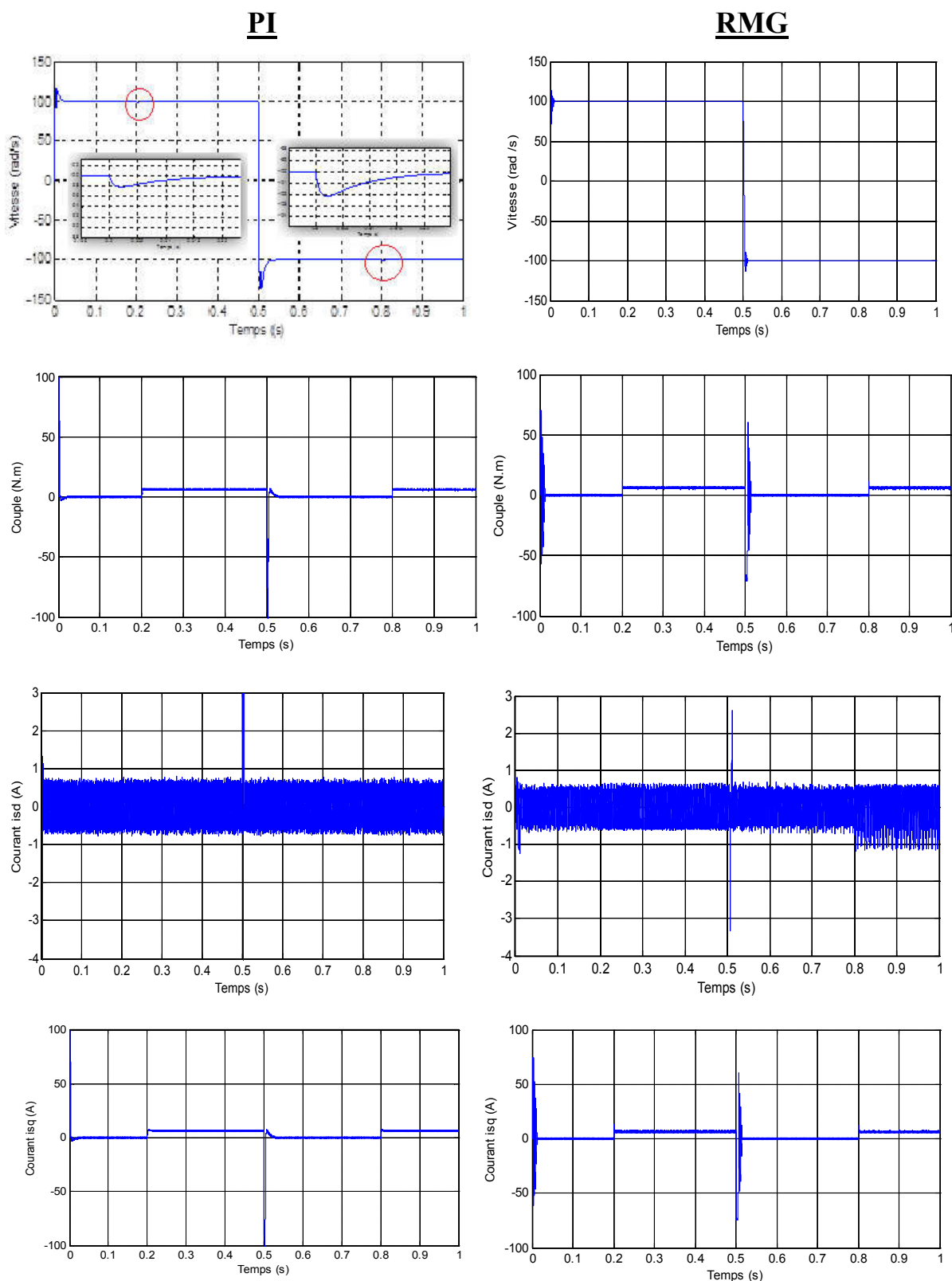


Figure III.19 : Résultats de simulation pour une inversion du sens de rotation et variation du couple de charge.

III.8.4- Interprétation des résultats :

Ces tests est fait pour montrer la robustesse de la commande par mode glissant par rapport à la commande vectorielle.

- La figure (III.17) représente les résultats de simulation pour une variation de la vitesse de référence dans le cas d'un démarrage à vide pour un échelon de vitesse de (100rad/s), à l'instant $t=0.4\text{s}$, on a fait inversion de la vitesse à (-100rad/s), puis d'une deuxième inversion de la vitesse à ($+80\text{rad/s}$) à $t=0.8\text{s}$. On a remarqué que la réponse obtenue dans le système commandé par CSV est plus rapide (temps de réponse très petit) et sans dépassement que le système commandé par la commande PI. D'autre part, le couple obtenu par la CSV est maintenu plus long temps à sa valeur maximale, tandis que le couple obtenu par la commande PI diminue progressivement.
- La figure (III.18) représente les résultats de simulation pour une variation de la charge, à l'instant $t=0.4\text{s}$ on applique un couple de charge de (5N.m), puis on l'annule à l'instant $t=0.8\text{s}$. On remarque que dans la commande CSV, la vitesse garde toujours sa forme sans dépassement et sans aucune déformation et on constate que le couple répond instantanément, Mais pour la commande PI, on observe que l'erreur sur la vitesse provoquée par la perturbation de la charge est très importante. La vitesse rejoint sa référence après une déformation. Le couple ne répond pas instantanément.
- La figure (III.19) représente les résultats de simulation pour une inversion du sens de rotation et variation du couple de charge, à l'instant $t=0.2\text{s}$ on a applique une charge de (6N.m) qu'on annule à l'instant $t=0.5\text{s}$ au même temps on a inversé la vitesse ($\pm 100\text{rad/s}$), puis on applique une charge de (6N.m) à $t=0.8\text{s}$. dans ce test on remarque que le système commandé par CSV est plus robuste vis-à-vis des variations de la charge que le système commandé par des régulateurs PI.

	Commande PI	CSV
Temps de réponse	rapide	Plus rapide
Dépassement	Il y a un petit dépassement	Aucun dépassement
Erreur statique	Erreur très importante (sur la vitesse)	Aucune erreur

Tableau III.1 : Comparaison entre la commande PI et la CSV

III.9.Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la commande à structure variable (CSV) fonctionnant en mode de glissement appliquée à la machine synchrone à aimants permanents, nous avons réalisé une simulation de la commande avec surface de commutation non linéaire.

La commande par mode glissant montre de bonnes performances de la vitesse (rapidité de réponse sans dépassement, sans erreur statique).

Le point fort de cette technique de régulation est la simplicité de mise en œuvre et la robustesse même en présence des perturbations internes et externes avec un temps de réponse très faible.

Finalement, on peut conclure que la caractéristique essentielle de cette technique est la capacité de robustesse dans tout le régime permanent. Mais cette robustesse reste limitée par un inconvénient du réglage qui réside dans l'existence d'une loi de contrôle discontinu produisant l'effet de «Chattering »

Finalement, on a présenté une étude comparative entre la commande vectorielle à régulateur PI et la CSV de la MSAP. Les résultats de simulation nous montrent que le système commandé par CSV est plus robuste que le système commandé par des régulateurs PI.

Conclusion Générale

Le travail présenté s'inscrit dans le domaine de la commande des machines synchrones à aimants permanents. Etant donné que l'asservissement de la vitesse représente le principal levier de commande d'un tel moteur, nous avons centré notre travail sur l'étude et l'analyse des performances de l'asservissement de vitesse de la machine synchrone à aimant permanent alimentée par un onduleur commandé par la technique MLI. La MSAP est commandée par deux différentes structures de commande : commande vectorielle et commande par mode glissant.

Dans le premier chapitre, nous avons vu brièvement la modélisation de la MSAP. Nous avons utilisé la transformation de Park pour présenter la machine triphasée dans un repère à deux axes afin de simplifier la résolution des équations électromagnétiques de la machine. Ensuite, nous avons modélisé l'onduleur de tension triphasé et sa commande à MLI sinus triangle.

Dans le deuxième chapitre, nous avons réalisé la technique de commande vectorielle qui permet de simplifier la commande de la machine. Cette commande est associée à des régulateurs PI classiques. Nous avons confirmé dans notre étude que les résultats de simulation obtenus montrent que Les performances dynamiques obtenues par le réglage de la vitesse de la MSAP sont très satisfaisantes. La perturbation est rejetée en un temps très court, ce qui vérifie le comportement correct des régulateurs PI et le système possède un temps de réponse satisfaisant.

Dans le troisième chapitre, nous avons utilisé le réglage par mode de glissement qui représente un cas particulier de la commande à structure variable. Cette technique est connue dans la littérature par sa robustesse, sa stabilité, sa simplicité et son temps de réponse rapide

Aussi, nous avons fait une étude comparative des résultats obtenus avec le réglage par mode glissant et ceux obtenus avec les régulateurs de type PI en tenant compte du fonctionnement dynamique de la machine. Les réponses obtenus avec le réglage par mode glissant sont plus rapides et plus robustes vis à vis aux variations dynamiques de la charge appliqué à la machine. Malheureusement, la fonction sign dans cette dernière commande introduit des ondulations importantes (phénomène du chattering).

ANNEXE

Annexe A

- Paramètres du MSAP utilisé :

<i>Description</i>	<i>Paramètres</i>
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	$\Omega_n = 105 \text{ rad/s}$
Résistance statorique	$R_s = 1.4 \Omega$
Inductance Longitudinale	$L_d = 0.0066 \text{ H}$
Inductance Transversale	$L_q = 0.0058 \text{ H}$
Flux des aimants	$\phi_f = 0.1546 \text{ Web}$
Moment d'inertie	$J = 0.00176 \text{ kg.m}^2$
Coefficient de frottement	$f_r = 0.00038 \text{ N.m.s /rad}$

Tableau 1 – Paramètres nominaux du MSAP étudié

- Conditions des simulations :

Les différentes simulations ont été faites à l'aide du logiciel MATLAB/ SIMULINK.
Les conditions adoptées lors des simulations sont les suivantes :

Type : Fixed step	
Ode4 (Rung-Kutta)	
Fixed step size (fundamental sample time)	0.0004
Tasking mode for periodic sample time	Auto

Tableau 2 – Conditions des simulations

- Les gains des commandes utilisés :

<i>Régulateur PI</i>		<i>Réglage par mode glissant</i>	
$K_{p\Omega}$	1.6993	K_Ω	50
$K_{i\Omega}$	410.1784		
K_{pd}	341.4634	K_d	1000
K_{id}	1.6098		
K_{pq}	341.4634	K_q	2000
K_{iq}	1.4146		

Tableau 3 – gains des commandes

Annexe B

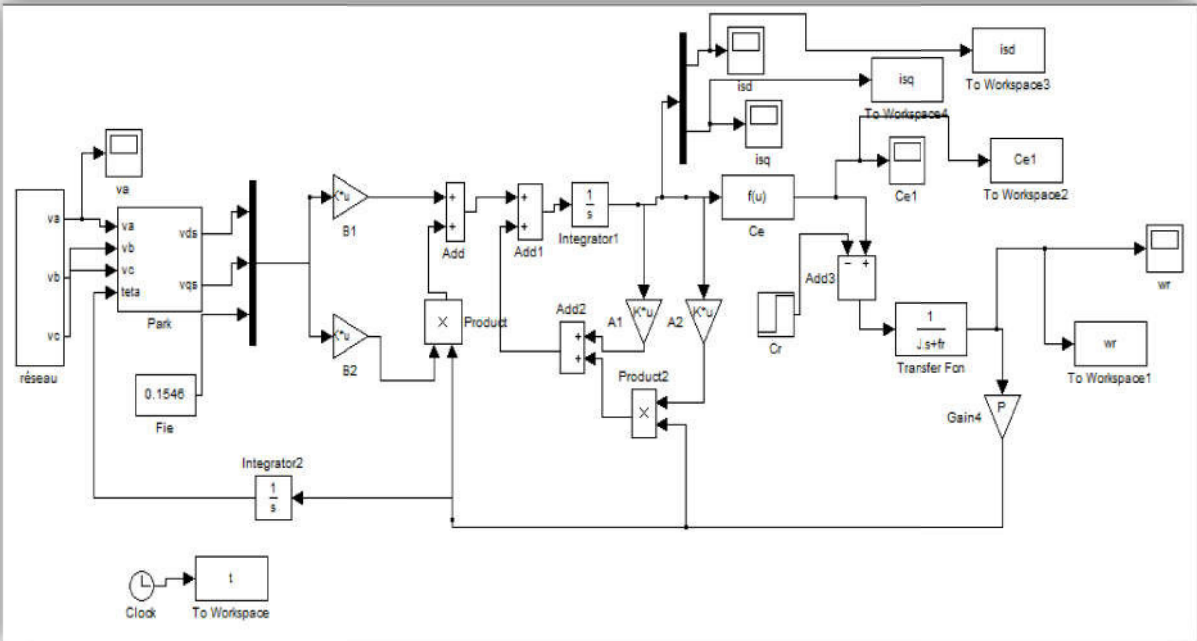


Figure B1 – Bloc du MSAP

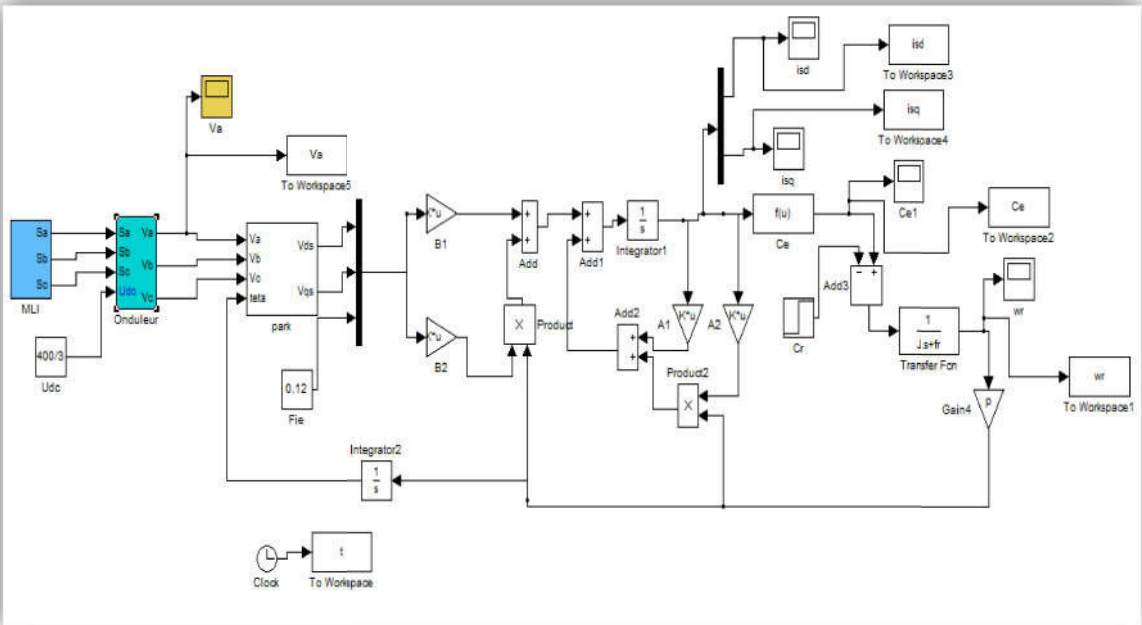


Figure B2 – Bloc de l'association MSAP+Onduleur

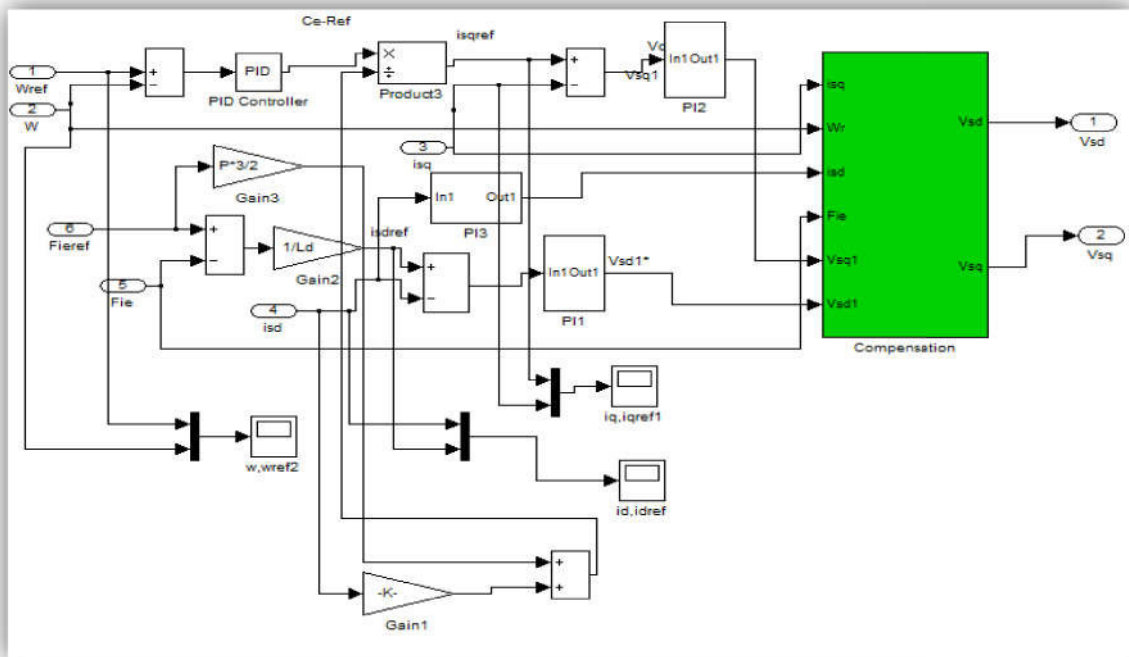


Figure B3 – Bloc de la commande vectorielle

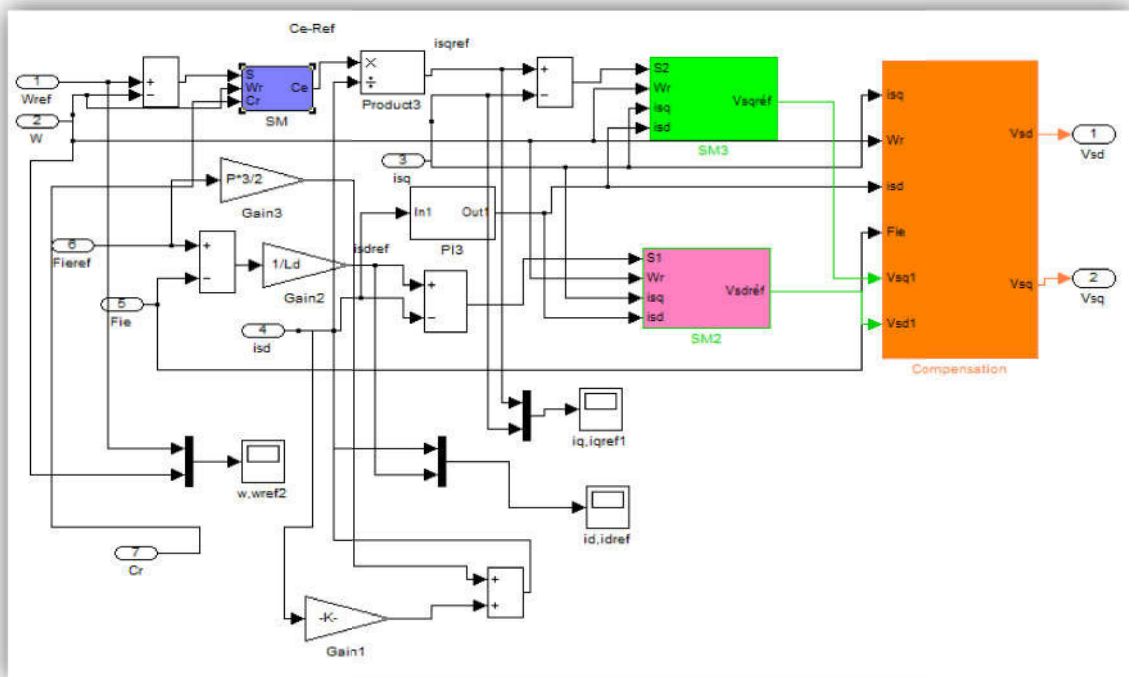


Figure B4 – Bloc de la commande par mode glissant

