

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITÉ IBN-KHALDOUN DE TIARET

FACULTÉ DES SCIENCES APPLIQUEES
DÉPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE



MEMOIRE DE FIN D'ETUDES

Pour l'obtention du diplôme de Master
Domaine : Sciences et Technologie
Filière : Electrotechnique
Spécialité : commande électrique

THÈME

**Commande d'un MSAP sans capteur mécanique fondée sur
l'observateur par mode glissant avec logique Floue et
présence de défauts**

Préparé par :

RAFA Zahra

TAYEB Fadhila

Nom et prénoms	Grade	Qualité
HASSAINE SAID	Pr	Président
SAIBI ALI	MAA	Examineur
LARBI M'hamed	MCA	Encadreur

PROMOTION 2018 /2019



Remerciements

Notre gratitude vient tout d'abords au bonne DIEU qui a permis a ce travail de voir la lumière.

*Tout d'abord, nous remercions vivement notre encadreur Monsieur **Mr. LARBI M'HAMED** pour nous avoir encadré, suivi et encouragé.*

*Nous remercions sincèrement **Mr Hassaini Said** pour le grand honneur d'avoir accepté de présidé les jury de soutenance*

*Nos vifs remerciements vont également **Mr Saibi Ali** d'avoir accepté d'examiner notre travail et d'être membres de jury de soutenance.*

Nous tenons tout particulièrement à remercier les enseignants du Département de Génie Electrique pour leurs disponibilités et encouragement, ainsi que tous les enseignants qui ont contribué à notre formation.

Nous voudrons remercier tout particulièrement nos parents ainsi que tous les membres de nos familles de leurs soutiens et leurs encouragements tout au long de notre cursus.

Enfin, Nous remercions toutes celles et tous ceux qui ont, de près ou de loin, contribué à l'élaboration de ce travail.

Abréviation

MSAP : Machine Synchrone à Aiment Permanent ;
MCC : Machine à Courant Continu ;
MLI : Modulation de Largeur d'Impulsion ;
f.é.m. : Force Electromotrice ;
PI : Proportionnelle-Intégral ;
FOC : Commande Vectorielle à Flux Orienté ;
CSV : Commande à Structure Variable ;
RMG : Mode Glissant
OMG : Observateur à Mode Glissant ;
SSV : Système à Structure Variable ;
AFTC : Active Fault Tolerant Control ;
FDI : Fault Detection and Isolation ;
FDD : Fault Detection and Diagnosis ;

Notions

Ω : Vitesse de rotation de la machine ;
 θ : Position angulaire mécanique définie sur l'arbre (position de rotor)
 ω : Pulsation des courants statorique ;
 J : Moment d'inertie de la machine ;
 P : Nombre de pair de pole de la machine ;
 $[S_{abc}]$: Enroulements statoriques ;
 $[V_{sabc}]$: Vecteur des tensions statoriques ;
 $[i_{sabc}]$: Vecteur des courants statoriques ;
 $V_{s\alpha}, V_{s\beta}$: Tensions statorique sur l'axe α et l'axe β ;
 $i_{s\alpha}, i_{s\beta}$: Courants statorique sur l'axe α et l'axe β ;
 R_s : Matrice des résistances statoriques ;
 φ_{sabc} : Vecteur de flux produit par les phases statoriques ;
 M_s : Inductance Mutuelle entre les enroulements statorique ;
 φ_f : Flux de l'aimant permanent ;
 C_{em} : Couple électromagnétique ;
 C_r : Couple résistant s'opposant ;
(d, q) : Repère de Park ;
 (α, β) : Repère de Clarke ;
(a, b, c) : Repère triphasé ;
 $P(\theta)$: Matrice de Park ;
 L_{sd} : Inductance de l'axe direct ;
 L_{sq} : Inductance de l'axe quadrature ;
 i_{sd}, i_{sq} : Courants mesurés dans le repère de Park ;
 i_{sd}^*, i_{sq}^* : Courants référentiels dans le repère de Park ;
 V_{sd}, V_{sq} : Tensions statoriques dans le repère de Park ;

NOTIONS ET ABREVIATIONS

V_{dc}	: Tension d'alimentation du bus continu de l'onduleur ;
V_s^*	: Vecteur de référence ;
α	: Angle du vecteur de référence ;
$ V_s^* $: Module du vecteur de référence ;
T_z	: Période d'échantillonnage ;
ω_n	: Pulsation Natural ;
$[X]$: Vecteur d'état ;
$[\hat{X}]$: Estimation de X ;
$[Y]$: Vecteur de sortie ;
$[\hat{Y}]$: Estimation de Y ;
$[U]$: Vecteur de sortie ;
K_p	: Gain de l'action intégrale ;
K_i	: Gain d'intégrale ;
t_d et t_q	: Constantes de temps respectivement d'axes (d, q) ;
K_{iid}	: C'est le gain intégrale de régulateur de courant I_d ;
K_{pid}	: Gain proportionnel de régulateur de courant I_d ;
η	: Rapport de la rapidité de la dynamique entre la boucle et boucle ouvert ;
T_p (s)	: Temps de réjection de la charge ;
E_r	: Erreur;
dE_r	: Première dérivée ;
k_E, k_{dE}	: Facteurs d'échelles (gain de normalisation) ;
γ	: Constante positive ;
$[\varepsilon]$: Différence entre le modèle de référence et le modèle ajustable ;
$[w]$: Bloc de contre réaction, qui constitue l'entrée du bloc linéaire ;
$k_{p\omega} k_{i\omega}$: Gains du régulateur PI ;
T_m (s)	: Temps de montée;
D_d (%)	: Dépassement au démarrage;
T_r (s)	: Temps de réponse;
E_s (%)	: Erreur statique;
D_p (%)	: Dépassement à l'application de charge.

Introduction générale

Le moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) est utilisé dans plusieurs applications, il reste un bon candidat grâce à un certain nombre d'avantage, à savoir un son rendement, sa robustesse et surtout sa maintenance simple [1].

La principale difficulté qu'on rencontre dans la commande de ce moteur réside dans l'absence du découplage entre le flux et le couple, afin de remédier à ce problème, il est nécessaire de réaliser un découplage entre ces deux paramètres, pour cela on utilise la technique de commande vectorielle [2].

La commande vectorielle est appelée aussi la commande par orientation du flux, cette technique permet de rendre les performances de la machine synchrone similaire à celui d'une machine à courant continu. Pour cela le moteur synchrone à aimants permanents a remplacé le moteur à courant continu dans plusieurs applications, mais il est sensible aux variations de charge [3]. Pour éviter ce problème on va utiliser des commandes plus robustes pour contrôler la vitesse par mode glissant et par logique floue.

La mise en œuvre des lois de commande basées sur le modèle mathématique du système repose implicitement sur l'hypothèse que tout l'état est connu à chaque instant. Pour des raisons technologiques (de matériel, de réalisabilité, etc.), de fiabilité (panne des éléments de mesure) ou encore économiques (coût des capteurs), dans de nombreuses applications [4]. La mesure de position n'est pas possible, La commande sans capteur de vitesse a occupé pendant longtemps par les scientifiques, les résultats de cette recherche sont largement acceptés par l'industrie, Ceci est dû à son faible coût et une bonne fiabilité [5]. Il est alors nécessaire, à l'aide des variables d'entrées et de sorties du système de reconstruire les variables d'état non mesurées pour élaborer la commande. De ce fait, l'idée repose sur l'utilisation d'un observateur par mode glissant et l'observateur à mode glissant-Flou OMF [4].

Notre mémoire est structurée en trois chapitres comme suit :

Dans **le premier chapitre** nous présentons la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents dans le repère de Park alimenté par un onduleur de tension avec une commande MLI Sinus triangulaire et MLI Vectorielle (SVM).

La deuxième partie du chapitre I sera basée sur le développement de la commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents. La boucle externe de vitesse et les boucles

interne des courants sont réglées par des régulateurs classique de type PI, Les résultats de simulation seront présentés à la fin du chapitre.

Le deuxième chapitre: nous présentons la commande par mode glissant et la commande par logique floue puis on termine le chapitre par une comparaison en simulation entre les différentes commandes dans le but d'apporter des améliorations au régime transitoire et permanent.

Dans **le troisième chapitre:** nous présentons deux techniques de commande sans capteur de vitesse, la première basée sur l'observateur à mode glissant OMG et la deuxième basée l'observateur à mode glissant-Flou OMGF, et pour résoudre le problème de robustesse en termes de stabilité, nous appliquons des tests de performance face aux variations de résistance et moment d'inertie. Puis le chapitre ce termine par une structure de commande tolérante aux défauts du capteur mécanique, une procédure de diagnostic va être proposée et validée pour améliorer la fiabilité et l'efficacité de la commande du système.

Enfin, nous terminerons cette thèse par une conclusion générale

Chapitre I
Commande vectorielle

TABLE DES MATIERES.

I.1.Introduction	03
I.2.Choix du modèle	03
I.2.1.Modélisation de la MSAP	04
I.2.1.1.Mise en équation de la MSAP dans le repère triphasé (abc)	04
I.2.1.1.1.Equation électrique.....	04
I.2.1.1.2.Equation mécanique	05
I.2.1.2.Mise en équation de la MSAP dans le repère diphasée	06
I.2.1.2.1.La transformation de Park	06
I.2.1.2.2.Transformation de Clarke.....	07
I.2.1.3.Application des transformations triphasée/biphasés au MSAP	08
I.2.2.Modélisation de l'alimentation de la machine	09
I.2.2.1.Modélisation de l'onduleur de tension	09
I.2.2.1.1 Commande par modulation sinus-triangle	11
I.2.2.1.2.Commande par MLI vectorielle	12
I.3.Principe de la commande vectorielle	18
I.3.1. Description du système global	19
I.3.2.Découplage des courants I_{sd} et I_{sq}	20
I.3.3.Régulation des courants par le régulateur PI	21
I.3.3.1.Régulateur de courant I_{sd}	22
I.3.3.2.Régulateur de courant I_{sq}	23
I.3.4.Régulation de la vitesse Par un régulateur PI	23
I.4.Les résultats des simulations et interprétations	25
I.5.Conclusion	28
Références	30

LISTE DES FIGURES.

Figure I.1: Schéma de la machine synchrone à aimants permanents.....	04
Figure I. 2: Schéma équivalent de la MSAP dans le repère (d, q).....	06
Figure I. 3: Schéma de l'association machine synchrone-onduleur de tension.....	10
Figure I. 4: Schéma de principe de MLI sinus triangle.	12
Figure I. 5: tension d'entrée et de sortie d'onduleur.....	12
Figure I. 6: Représentation du polygone de commutation et le vecteur de tension de référence. ...	13
Figure I.7: Organigramme général de la détermination des secteurs.	15
Figure I.8: Temps d'application par projection du vecteur.....	16
Figure I.9: Application des Signaux de commande des interrupteurs.	17
Figure I.10: Résultats de simulation de la modulation vectorielle.	18F
Figure I.11: Modèle du MSAP commandé par flux orienté à I_{sd} nul.	19
Figure I.12: Schéma global de la commande vectorielle de la MSAP.	20
Figure I.13: Découplage de la machine synchrone à aimants permanents	21
Figure I.14: Régulateur PI doté d'une structure anti-reset-windup.....	22
Figure I.15: La boucle interne du régulateur de courant I_d	22
Figure I.16: la boucle externe de réglage de vitesse.	24
Figure I.17: Caractéristiques dynamique de la MSAP en BO alimentée par un réseau triphasé ...	25
Figure I.18: Caractéristiques dynamique de la MSAP alimentée par un onduleur.....	26
Figure I.19: Résultats de simulation: Vitesses de référence et mesurée (ω , ω^*).	27
Figure I.20: Résultat de simulation : courants ,couple	22

Liste des Tableaux.

Tableau I.1 : Temps de conduction de chaque convertisseur statique pour tous les secteurs.	18
Tableau I.2: Paramètres des régulateurs de (vitesse – courant).....	27
Tableau I.3: Récapitulation des performances de l'ensemble des réglages.	27

I.1.Introduction

La stratégie de pilotage théoriquement la plus évoluée pour une machine synchrone à aimants permanents (*MSAP*) est la commande vectorielle. Elle permet d'obtenir de bonnes performances même en régime transitoire. Bien évidemment, l'amélioration des performances de la commande vectorielle repose sur l'utilisation d'un modèle du système suffisamment précis et d'une bonne identification de ses paramètres.

De plus, l'évolution spectaculaire des calculateurs et des dispositifs permettant le traitement des signaux a rendu possible la réalisation de celle-ci à des prix raisonnables [6]. Ceci a motivé davantage les chercheurs à implanter des régulations, de plus en plus performantes, appliquées aux machines électriques notamment les *MSAP*.

La première partie de ce chapitre, concerne la modélisation du moteur synchrone à aimants permanents. On présentera le modèle triphasé ainsi que le modèle obtenu à l'aide de la transformation de Park. Dans la deuxième partie, nous traitons l'association convertisseur machine où on présente un modèle général associant la machine synchrone à son alimentation, L'objectif de la troisième partie du présent chapitre est d'améliorer les performances de la commande vectorielle en introduisant plusieurs combinaisons des contrôleurs classiques des *MSAP*. Dans ce qui suit, nous présentons d'abord, brièvement, le principe de la commande vectorielle. Après cela nous décrivons la commande en couple en contrôlant le courant et nous étudierons l'asservissement de vitesse en employant un correcteur classique PI associé au contrôle des courants par des régulateurs de type PI. Ces études sont menées par: un développement théorique, une validation par simulation numérique .[7][8]

I.2.Choix du modèle

Dans le cadre du banc d'essai réalisé, l'alimentation de la machine est assurée par un onduleur de tension. Dans cette optique, le modèle de la machine doit posséder comme entrées, les tensions d'alimentation et comme sorties, les grandeurs électriques et mécaniques mesurables ou non (courants statoriques, couple, vitesse...). La mise en équation de la *MSAP* est effectuée avec les hypothèses retenues classiquement (nous les mentionnerons par la suite). Dans cette approche, on dégagera un modèle dynamique de la *MSAP* appelé modèle de Park. Il présente un bon compromis entre précision et simplicité mathématique dédié aux applications en contrôle-commande. Il présente également l'avantage de pouvoir procéder à une analyse fiable aussi bien en régime permanent qu'en régime transitoire en s'appuyant sur les paramètres électriques décrivant les phénomènes électromagnétiques (inductances et résistances) et sur bien évidemment, des hypothèses simplificatrices assez réalistes. Celles-ci définissent, parfois, ce que nous appelons la "machine idéale".[8]

I.2.1.Modélisation de la MSAP

Le comportement électrique et dynamique des machines électriques ne peut être étudié que s'il est défini par un modèle mathématique. Pour obtenir ce modèle les hypothèses simplificatrices suivantes sont prises en compte [9],[10]:

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme, et d'encoche négligeable ;
- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables ;
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et l'effet de peau est négligeable ;
- On admet que la FMM créée par chacune des phases des deux armatures est à répartition sinusoïdale.[11]

I.2.1.1.Mise en équation de la MSAP dans le repère triphasé (abc)

I.2.1.1.1.Equation électrique

Les tensions, flux et courants statoriques triphasés, sont écrits avec les notations vectorielles suivantes respectivement : $[V_s]$, $[\phi_s]$, et $[I_s]$

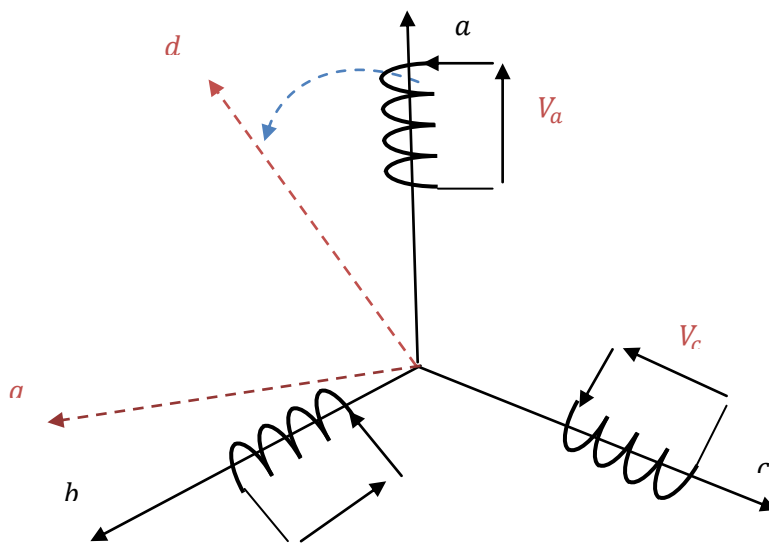


Figure I.1: Schéma de la machine synchrone à aimants permanents

Nous écrivons les équations de la machine synchrone dans le repère fixe au stator, en notation matricielle

$$[V_{sabc}] = [R_s][I_s] \frac{d}{dt} [\phi_{sabc}] \quad (I.1)$$

Tel que :

- $[V_{sabc}] = [V_{sa} \ V_{sb} \ V_{sc}]$: est le vecteur des tensions statoriques ;
- $[I_{sabc}] = [I_{sa} \ I_{sb} \ I_{sc}]$: est le vecteur des courants statoriques ;
- $[R] = [R_s][I]$: est la matrice des résistances statoriques ;

$[\phi_{sabc}] = [\phi_{sa} \ \phi_{sb} \ \phi_{sc}]$: est le vecteur de flux produit par les phases statoriques ;

Le système matriciel (1) peut être développé de la manière suivante :

$$\begin{cases} V_{sa} = R_s I_{sa} + \frac{d}{dt} \phi_{sa} \\ V_{sb} = R_s I_{sb} + \frac{d}{dt} \phi_{sb} \\ V_{sc} = R_s I_{sc} + \frac{d}{dt} \phi_{sc} \end{cases} \quad (1.2)$$

Les équations du flux sont :

$$\begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} + \phi_f \begin{bmatrix} \cos(P\theta) \\ \cos\left(P\theta - 2\frac{\pi}{3}\right) \\ \cos\left(P\theta + 2\frac{\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (1.3)$$

L_s : Inductance cyclique statorique ;

M_s : Inductance mutuelle entre les enroulements statoriques ;

ϕ_f : Flux de l'aimant permanent ;

1.2.1.1.2. Equation mécanique

L'équation mécanique de la machine est donnée par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + F\Omega = C_{em} - C_r \quad (1.4)$$

➤ Le couple électromagnétique :

Le couple électromagnétique fourni par la machine s'exprime par la relation suivante :

$$C_{em} = P\phi_f \left[I_{sa} \sin(P\theta) + I_{sb} \sin\left(P\theta - 2\frac{\pi}{3}\right) + I_{sc} \sin\left(P\theta + 2\frac{\pi}{3}\right) \right] \quad (1.5)$$

Avec :

Ω : La vitesse de rotation de la machine ;

θ : La position angulaire mécanique définie sur l'arbre ;

ω : La pulsation des courants statoriques ;

- J** : Le moment d'inertie de la machine ;
F : Le coefficient de frottement visqueux de la machine à vide ;
P : Le nombre de paire de pôles de la machine ;
 C_r : Le couple résistant s'opposant au couple électromagnétique C_{em} ;
 ➤ La puissance absorbée :

$$P_a = \Omega C_{em} \quad (1.6)$$

I.2.1.2. Mise en équation de la MSAP dans le repère diphasé

Malgré les hypothèses simplificatrices apportées au modèle de la *MSAP*, on remarque que le système triphasé engendre des équations fortement non-linéaires et couplées. Pour contourner ce problème, la majorité des travaux choisissent des transformations triphasées/biphasées.

Pratiquement, plusieurs manières pour commander le vecteur courant dans les entraînements à courant alternatif existent. La méthode la plus communément utilisée est basée sur l'emploi des transformations, dites, de Clarke et Park. Le système de coordonnées pour la transformation de Clarke s'appelle la transformation (α, β) . Quant au système de coordonnées pour la transformation de Park, il s'agit d'une transformation (d, q) . [11]

I.2.1.2.1. La transformation de Park

La transformation de Park remplace un enroulement triphasé (a, b, c) par un autre diphasé tournant équivalent (d, q) . [11]

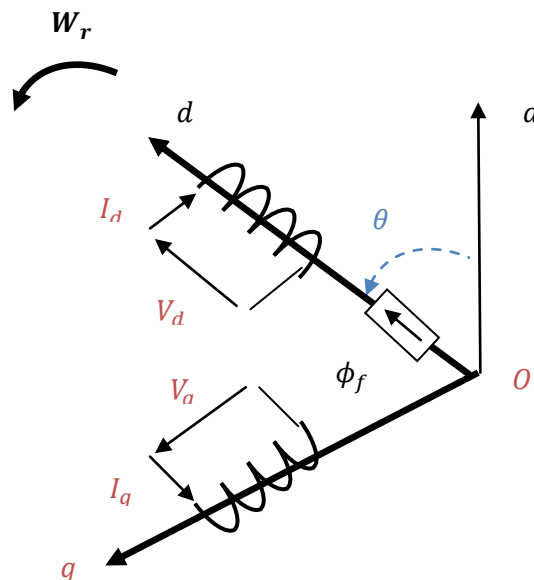


Figure I. 2: Schéma équivalent de la MSAP dans le repère (d, q)

- Passage direct : du triphasé au diphasé

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

- Passage inverse : du diphasé au triphasé

$$[p(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

I.2.1.2.1. Transformation de Clarke

Lorsque la valeur zéro est attribuée à l'angle, la transformation de park ainsi particularisée porte le nom de transformation de Clarke et les axes (a, b, c) sont habituellement désignés (α, β) .

La transformation se fait comme suit:

$$[X_{\alpha\beta}] = [C][X_{abc}] \quad (I.9)$$

- Avec, la matrice de passage direct :

$$[c] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (I.10)$$

- Et le passage inverse :

$$[c]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (I.11)$$

Le passage des axes 'α -β' au axes 'd-q' s'effectue tout simplement au moyen de la matrice de rotation R de sorte que :

$$[R] = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (I.12)$$

- Et celle de rotation inverse :

$$[R]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (I.13)$$

➤ I.2.1.3. Application des transformations triphasée/biphasés au MSAP

Le passage du système triphasé au système (dq) lié au rotor se fait en utilisant la transformation de Park, ou bien par l'intermédiaire de la transformation de Clarke, les deux méthodes nous amènent à trouver les équations des tensions et les équations des flux.

Les expressions des tensions deviennent :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d}{dt} \phi_{sd} - \omega \phi_f \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d}{dt} \phi_{sq} + \omega \phi_f \end{cases} \quad (\text{I. 14})$$

Les expressions des flux deviennent :

$$\begin{cases} \phi_{sd} = L_{sd} I_{sd} + \phi_f \\ \phi_{sq} = L_{sq} I_{sq} \end{cases} \quad (\text{I. 15})$$

En remplaçant l'expression (I.15) dans (I.14) on obtiendra par la suite

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + L_{sd} \frac{d}{dt} I_{sd} - \omega L_{sq} I_{sq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + L_{sq} \frac{d}{dt} I_{sq} + \omega L_{sd} I_{sd} + \omega \phi_f \end{cases} \quad (\text{I. 16})$$

L'expression de la puissance absorbée par la machine tout en négligeant la composante homopolaire s'écrit comme suite :

$$P_a = V_{sd} I_{sd} + V_{sq} I_{sq} \quad (\text{I. 17})$$

En remplaçant chaque grandeur par son expression dans (I. 17) on aura alors :

$$P_a = \left(R_s I_{sd} + \frac{d}{dt} \phi_{sd} - \omega \phi_f \right) I_{sd} + \left(R_s I_{sq} + \frac{d}{dt} \phi_{sq} + \omega \phi_f \right) I_{sq} \quad (\text{I. 18})$$

L'expression de la puissance électromagnétique :

$$P_{em} = \omega (\phi_{sd} I_{sq} - \phi_{sq} I_{sd}) \quad (\text{I. 19})$$

Le couple développé par la MSAP s'exprime dans le repère de Park est :

$$C_{em} = \frac{P_{em}}{\Omega} \quad (\text{I. 20})$$

Avec :

$$\Omega = \frac{\omega}{P} \quad (\text{I. 21})$$

Cela signifie que l'expression du couple s'écrit sous forme :

$$C_{em} = P (\phi_{sd} I_{sq} - \phi_{sq} I_{sd}) \quad (\text{I. 22})$$

En remplaçant les flux par leur expression on trouve :

$$C_{em} = P [(L_{sd} - L_{sq}) I_{sd} I_{sq} + \phi_f I_{sq}] \quad (\text{I. 23})$$

Donc la forme finale des équations du la MSAP dans le repère (d-q) :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ \omega \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_{sd}} I_{sd} + \frac{L_{sq}}{L_{sd}} \omega I_{sq} \\ -\frac{L_{sd}}{L_{sq}} \omega I_{sd} - \frac{R_s}{L_{sq}} I_{sq} - \frac{\phi_f}{L_{sq}} \omega \\ \frac{P^2}{J} ((L_{sd} - L_{sq}) I_{sd} I_{sq} + \phi_f I_{sq}) - \frac{F}{J} \omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{sd}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{sq}} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} \quad (I.24)$$

Dans notre travail en utilise la machine synchrone a aimant permanent a pole lisses ($L_{sd}=L_{sq}$) :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ \omega \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} I_{sd} + \omega I_{sq} \\ -\omega I_{sd} - \frac{R_s}{L_s} I_{sq} - \frac{\phi_f}{L_s} \omega \\ \frac{P^2}{J} \phi_f I_{sq} - \frac{F}{J} \omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} \quad (I.25)$$

La forme des équations du la MSAP dans le repère (α - β) :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \\ \omega \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} I_{s\alpha} + \frac{\phi_f}{L_s} \omega \sin \theta \\ -\frac{R_s}{L_s} I_{s\beta} - \frac{\phi_f}{L_s} \omega \cos \theta \\ \frac{P^2}{J} \phi_f (I_{s\beta} \cos \theta - I_{s\alpha} \sin \theta) - \frac{F}{J} \omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (I.26)$$

I.2.2.Modélisation de l'alimentation de la machine

I.2.2.1.Modélisation de l'onduleur de tension

Les onduleurs tiennent une importante dans les entrainements de vitesse des moteurs électriques .Ils sont utilisés pour générer des tensions alternatives de fréquence et amplitude variables.

L'onduleur est un convertisseur statique qui permet d'alimenter les machines à courant alternatif par un système de tensions sinusoïdales à fréquence et amplitude variables.

Néanmoins, plusieurs problèmes se posent, particulièrement celui de l'apparition des harmoniques d'ordre supérieur. Ces harmoniques ont un effet indésirable sur le comportement dynamique de la machine; elles nuisent le fonctionnement normale de la machine. En effet, la présence de ces harmoniques entraine des couples pulsatives indésirables, ainsi que des pertes supplémentaires.

L'alimentation par un onduleur de tension à modulation de largeur d'impulsion (MLI), s'avère d'un grand intérêt pour la commande des machines électrique. En effet elle permet le réglage en amplitude et en fréquence de la tension d'alimentation et de repousser les harmoniques vers des rangs plus élevés.[13][14]

L'onduleur de tension alimente la MSAP peut être idéalement représenté selon la figure(I.3), où T_i et \acute{T}_i ($i=a, b, c$) sont des transistors MOSFET, S_i et \acute{S}_i sont les commandes logiques qui leur sont associées telle que :

✓ si $S_i=1$, l'interrupteur T_i est passant et \hat{T}_i est ouvert,
 si $S_i=0$, l'interrupteur T_i est ouvert et \hat{T}_i est passant. Le convertisseur coté réseau est constituée d'un redresseur triphasé à diodes et d'un filtre, et le convertisseur coté machine, est un onduleur de tension triphasée

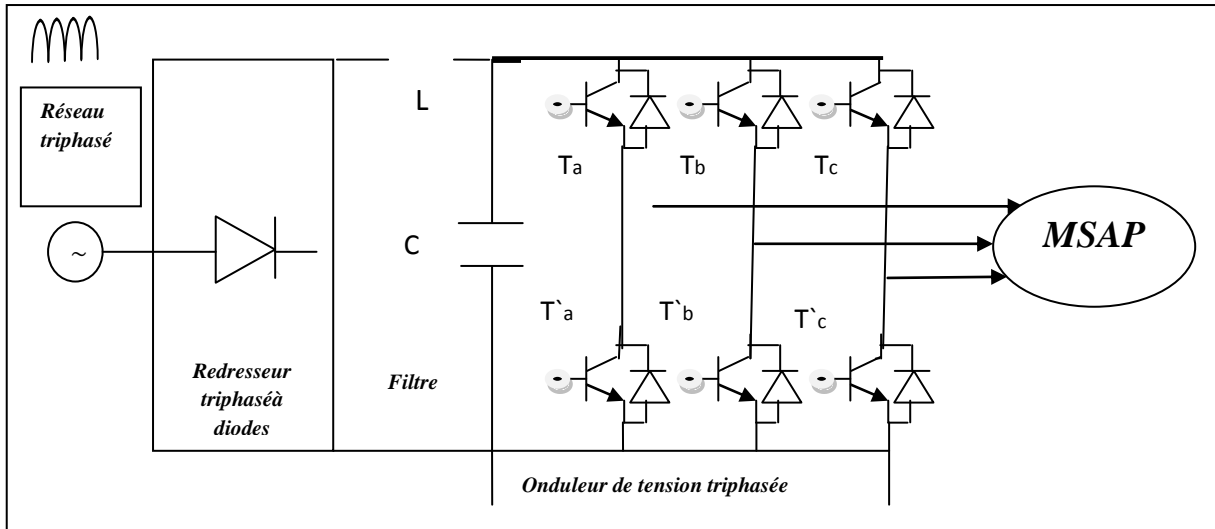


Figure I. 3: Schéma de l'association machine synchrone-onduleur de tension

On considère l'alimentation de l'onduleur est comme une source parfaite, supposée être constituée par deux générateurs de f.é.m. égale à $\frac{U_o}{2}$ connectés entre eux par un point noté no. L'onduleur est constitué de trois bras, chaque bras est constitué de deux transistors dont la commande est complémentaire. Les transistors sont shuntés par des diodes de récupération, Chaque bras de l'onduleur peut être présenté par un interrupteur à deux positions. La machine synchrone est connectée en étoile, U_{no} est la tension continue alimentant l'onduleur de tension [15].

Les tensions composées sont obtenues à partir des sorties de l'onduleur.

Pour les tensions composées on obtiendra :

$$\begin{cases} U_{ab} = U_{ao} + U_{ob} = U_{ao} - U_{bo} \\ U_{bc} = U_{bo} + U_{oc} = U_{bo} - U_{co} \\ U_{ca} = U_{co} + U_{oa} = U_{co} - U_{ao} \end{cases} \text{ (I. 27)}$$

U_{ao}, U_{co} et U_{bo} considérées comme des tensions d'entrée à l'onduleur.

'n' : l'indice du point neutre du cote alternatif. On a

$$\begin{cases} U_{ao} = U_{an} + U_{no} \\ U_{bo} = U_{bn} + U_{no} \\ U_{co} = U_{cn} + U_{no} \end{cases} \text{ (I. 28)}$$

U_{an}, U_{bn} et U_{cn} sont les tensions simples de la machine.

U_{no} : est la tension fictive entre le neutre de la MSAP et le point fictif d'indice 'o'.

Sachant que la charge est équilibrée et le neutre isolée alors on aura :

$$U_{an} + U_{bn} + U_{cn} = 0 \quad (I.29)$$

La substitution de(I.28) dans (I.29) on aboutira a

$$U_{no} = \frac{1}{3(U_{ao} + U_{bo} + U_{co})} \quad (I.30)$$

En remplaçant (I.30) dans (I.28), on obtient :

$$\begin{cases} U_{an} = \frac{2}{3}U_{ao} - \frac{1}{3}U_{bo} - \frac{1}{3}U_{co} \\ U_{bn} = \frac{2}{3}U_{bo} - \frac{1}{3}U_{ao} - \frac{1}{3}U_{co} \\ U_{cn} = \frac{2}{3}U_{co} - \frac{1}{3}U_{bo} - \frac{1}{3}U_{ao} \end{cases} \quad (I.31)$$

Alors :

$$\begin{cases} U_{an} = U_o/3(2S_a - S_b - S_c) \\ U_{bn} = \frac{U_o}{3(2S_b - S_a - S_c)} \\ U_{cn} = U_o/3(2S_c - S_a - S_b) \end{cases} \quad (I.32)$$

On peut écrire l'équation (I.32) sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} U_{an} \\ U_{bn} \\ U_{cn} \end{bmatrix} = U_o/3 \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (I.33)$$

Dans notre travail, on a appliqué deux techniques pour la commande de l'onduleur :

- La technique de commande par MLI sinus-triangle,
- La stratégie de commande par MLI vectorielle (SVM)[15].

I.2.2.1.1 Commande par modulation sinus-triangle

La MLI sinus - triangle est réalisée par comparaison d'une onde modulante basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante. La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse, le principe de cette commande illustre dans la figure. (I.4).[16]

Le schéma de principe de cette technique est donné par la figure (I.4)

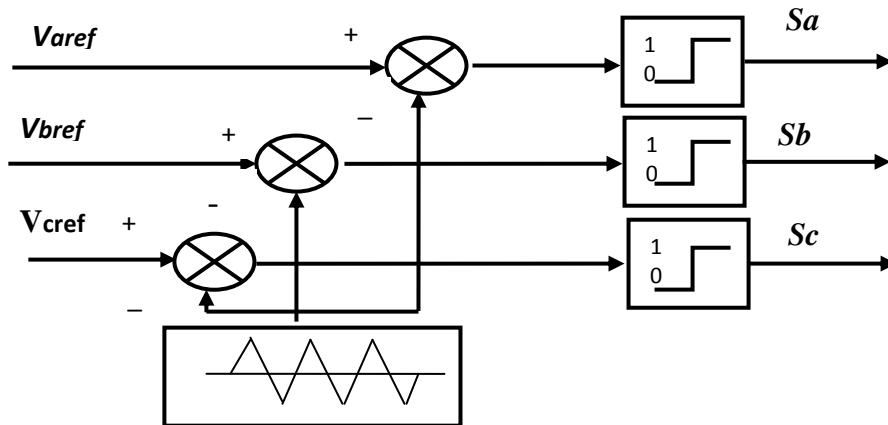


Figure I. 4: Schéma de principe de MLI sinus triangle.

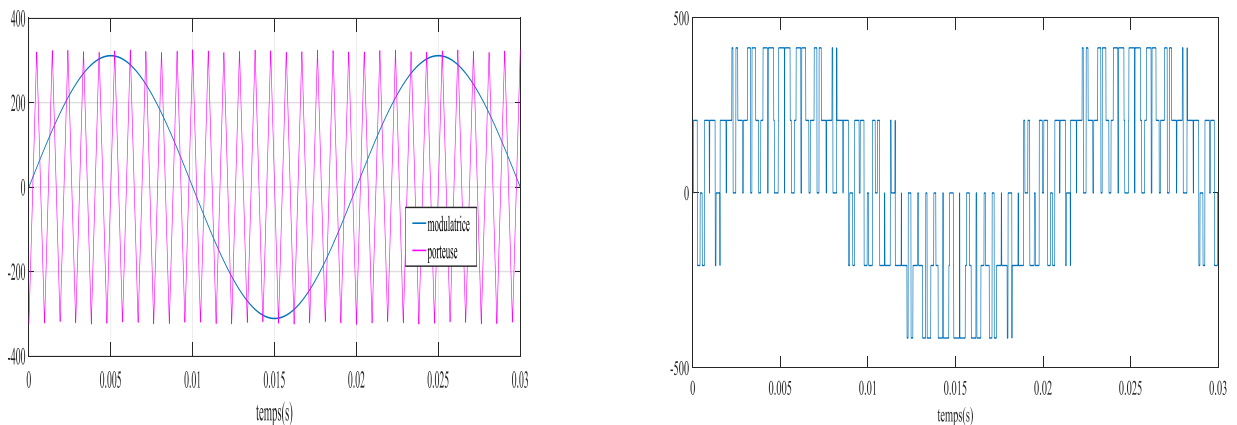


Figure I. 5: tension d'entrée et de sortie d'onduleur

1.2.2.1.2. Commande par MLI vectorielle

Cette modulation est conduite en synchronisme sur les trois phases. Les trois tensions sinusoïdales désirées à la sortie sont représentées par un seul vecteur appelé vecteur tension de référence. On approxime au mieux ce vecteur pendant chaque intervalle de modulation en agissant sur la commande des trois jeux d'interrupteurs complémentaires. Une analyse combinatoire de tous les états possibles des interrupteurs permet de calculer les vecteurs de tensions

$UC = [U\alpha \quad U\beta]^T$ Correspondants. Il s'agit alors de déterminer la position du vecteur de consigne dans ce repère α, β et le secteur dans lequel il se trouve Figure (I.6). Celui-ci est limité par les deux vecteurs V_i et V_{i+1} . Les tensions de référence sont reconstituées en effectuant une moyenne temporelle de ces vecteurs [16].

L'objectif de la stratégie MLI vectorielle est d'approximer le vecteur de tension désiré V_s^* en utilisant les huit vecteurs fournis par l'onduleur.

Dans le but d'implanter l'algorithme de la modulation vectorielle, les étapes suivantes doivent être suivies:[11][5]

Première étape : détermination du secteur où se trouve la vectrice tension de référence défini par ses composantes $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$.

Deuxième étape: détermination de T_1, T_2 et T_0 ; temps d'application de chaque vecteur adjacent au secteur calcul.

Troisième étape : calcul des rapports cycliques de chaque transistor constituant l'onduleur.

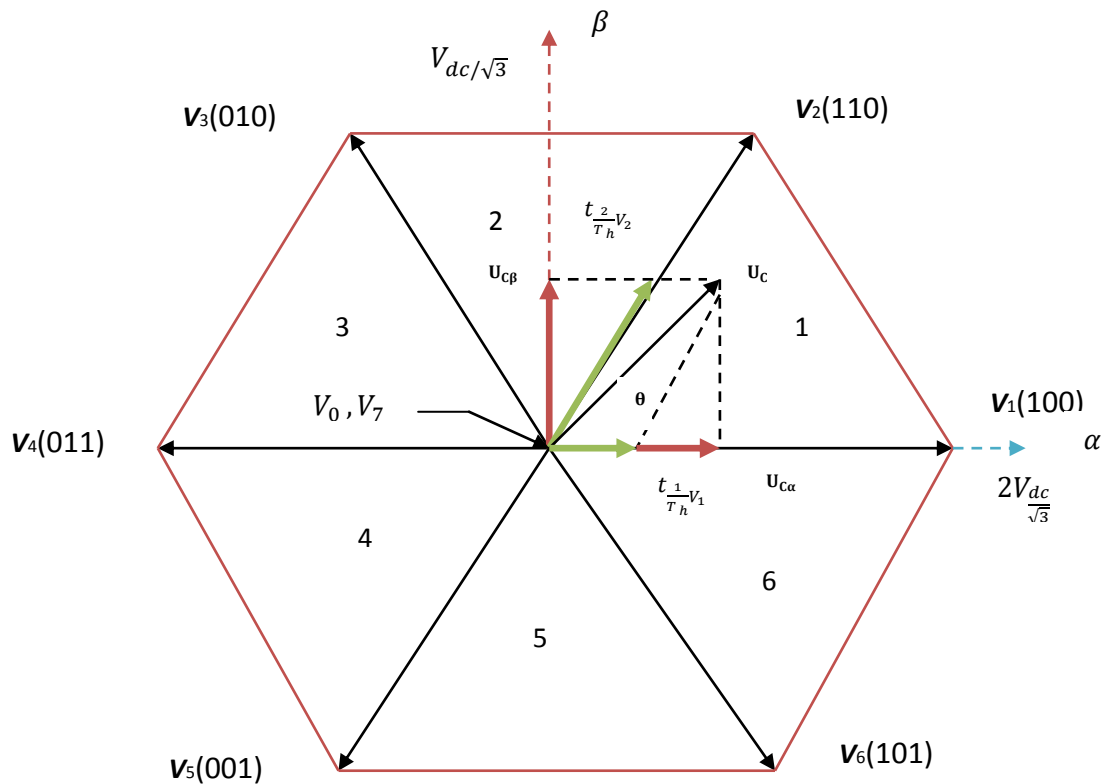


Figure I. 6: Représentation du polygone de commutation et le vecteur de tension de référence.

On un vecteur V_s^* par la relation suivante :

$$V_s^* = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} \quad (I. 34)$$

Le passage du plan abc au plan $\alpha\beta$ est réalisé en utilisant la relation qui suit:

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (I.35)$$

Le vecteur \mathbf{V}_s^* est caractérisé par son amplitude $|\mathbf{V}_s^*|$ et son angle α :

$$|\mathbf{V}_s^*| = \sqrt{V_{s\alpha}^2 + V_{s\beta}^2} \quad (I.36)$$

$$\alpha = \tan^{-1} \left(\frac{V_{s\alpha}}{V_{s\beta}} \right) \quad (I.37)$$

Ce vecteur est généré en valeur moyenne par une application successive des séquences actives des séquences de roue-libre.

❖ Détermination des secteurs

Les six vecteurs principaux sont déphasés, l'un par rapport à l'autre, de 60° formant ainsi six sections (triangles). Chaque vecteur correspond à une séquence bien définie composée de trois variables logiques qui pilotent instantanément les trois bras de l'onduleur.

Sachant qu'à la sortie du contrôleur, on obtient deux tensions de commande (V_{sd} et V_{sq}) qui tournent avec le référentiel fixé au rotor. Afin d'exploiter cette méthode, il faut transformer ces deux tensions en deux tensions de commande $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$ qui tournent avec le référentiel fixé au stator et ainsi elles deviennent les entrées du modulateur. On définit un vecteur \mathbf{V}_s représentatif à l'instant t du système triphasé, et qui satisfait: [6]

$$\mathbf{V}_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} \quad (I.38)$$

Ainsi, la détermination de la position du vecteur V_s est réalisée à l'aide de l'algorithme suivant:

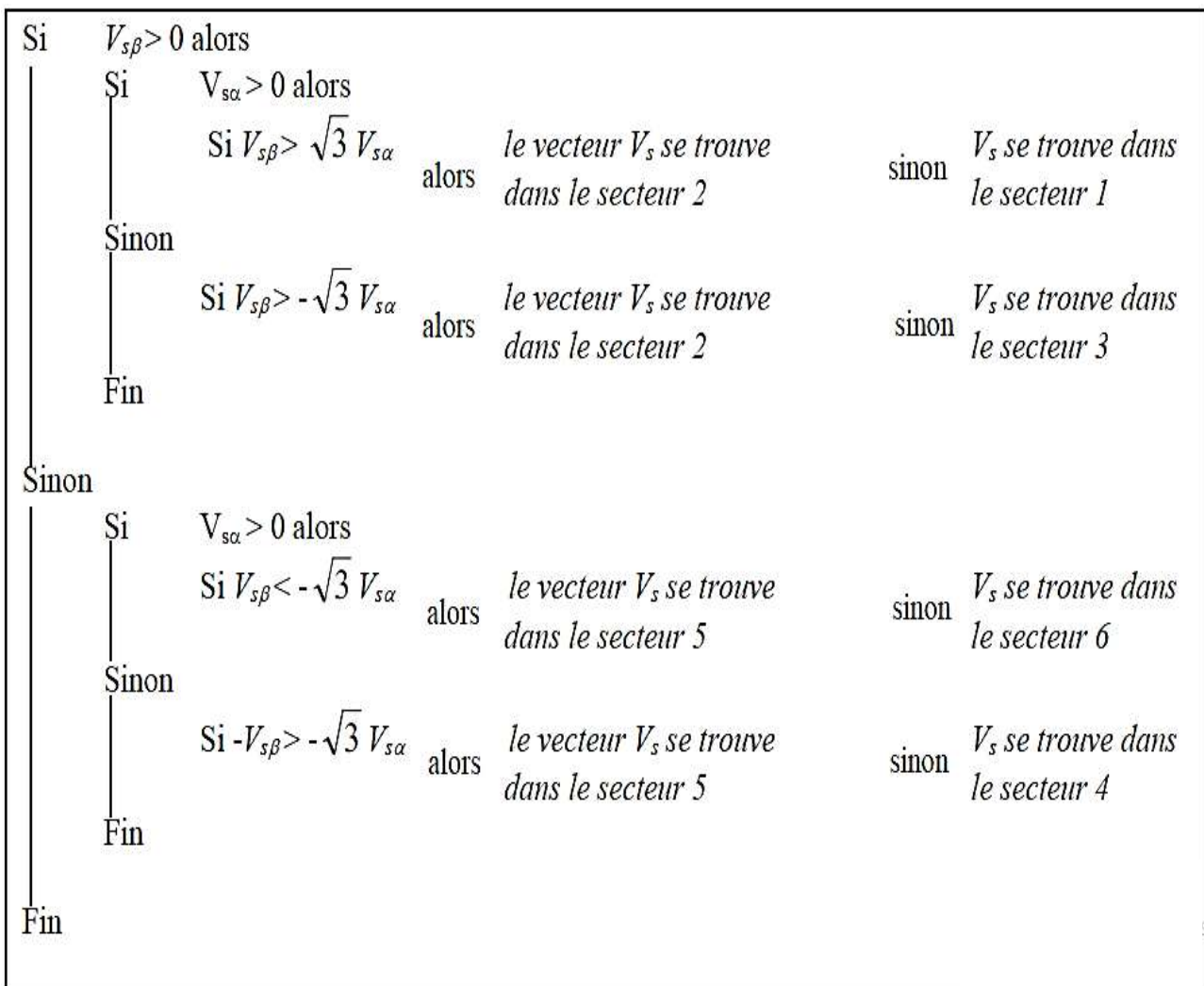


Figure I.7: Organigramme général de la détermination des secteurs.

❖ **Détermination des durées de modulation T1, T2 et T0**

À chaque rotation complète du vecteur V_s dans le plan de la Figure (I.6), les six secteurs sont balayés. Pour ne pas avoir de commutations indésirables, il est nécessaire de réarranger les séquences de sorte que pendant la transition d'un état à un autre, un seul bras de l'onduleur soit affecté à la fois.

Pour montrer comment la modulation s'effectue, on fait appel à la Figure (I.8):

Le vecteur V_s^* , se situe dans le secteur 1 entre le vecteur V_1 et V_2 , ce qui permet d'écrire:

$$T_z + \overline{V_s^*} = T_1 \overline{V_1} + T_2 \overline{V_2} \text{ (I.39)}$$

où T_z représente la période de commutation, T_1 et T_2 sont les durées de modulation liées aux séquences correspondant aux vecteurs V_1 et V_2 .

La projection des vecteurs V_s^* , V_1 et V_2 dans le référentiel $(\alpha\beta)$ permet d'écrire:

$$\begin{cases} T_z V_s^* \cos \alpha = T_1 \frac{2}{3} V_{dc} + T_2 \frac{1}{3} V_{dc} \\ T_z V_s^* \sin \alpha = T_2 \frac{1}{\sqrt{3}} V_{dc} \end{cases} \quad (I.40)$$

Nous rappelons que V_{dc} désigne la tension du bus continu de l'onduleur et $0 \leq \alpha \leq 60^\circ$.

Le système (I.40) permet de déterminer les durées T_1 et T_2 , ainsi, elles seront exprimées par:

$$\begin{cases} T_1 = \sqrt{3} T_z \frac{V_s^*}{V_{dc}} \sin(60^\circ - \alpha) \\ T_2 = \sqrt{3} T_z \frac{V_s^*}{V_{dc}} \sin(\alpha) \\ T_0 = T_z - (T_1 + T_2) \end{cases} \quad (I.41)$$

T_0 étant la durée d'application du vecteur nul (V_0 ou V_7).

Pour les six secteurs, les durées de modulation sont exprimées comme suit:

$$\begin{cases} T_1 = \sqrt{3} T_z \frac{V_s^*}{V_{dc}} \sin\left(60^\circ - \alpha + \frac{n-1}{3} 180^\circ\right) \\ \quad = \sqrt{3} T_z \frac{V_s^*}{V_{dc}} \sin\left(\frac{n}{180^\circ} - \alpha\right) \\ T_2 = \sqrt{3} T_z \frac{V_s^*}{V_{dc}} \sin\left(\alpha - \frac{n-1}{3} 180^\circ\right) \\ T_0 = \sqrt{3} T_z \frac{V_s^*}{V_{dc}} \sin\left(\alpha - \frac{n-1}{3} 180^\circ\right) \end{cases} \quad (I.42)$$

Dans les expressions précédentes, n indique le numéro du secteur où se trouve le vecteur de référence.

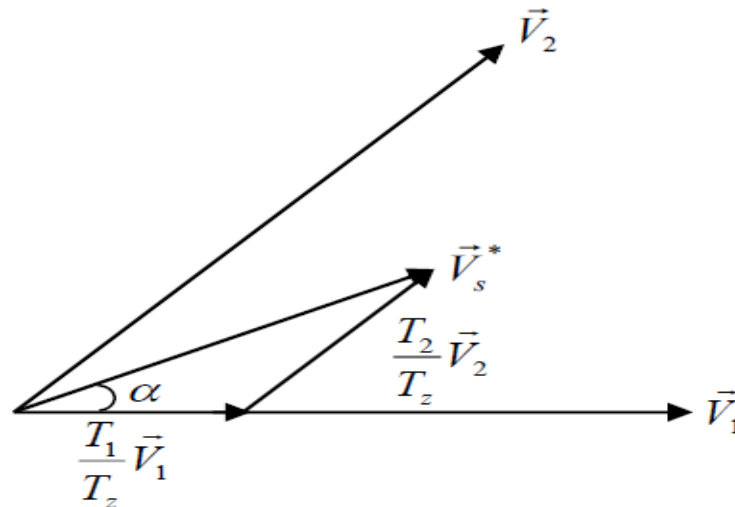


Figure I.8: Temps d'application par projection du vecteur

❖ Détermination des temps de commutation pour chaque transistor

Dans ce contexte, nous pouvons signaler que l'application des signaux d'attaque se fait de deux façons. Dans la première, l'application des séquences se fait dans l'ordre indiqué par la Figure (I.9.a). A l'intérieur d'une période de commutation, on applique la première séquence durant le temps T_1 , la deuxième séquence durant le temps T_2 et la roue libre durant le temps T_0 . Cet ordre est maintenu durant la prochaine période.

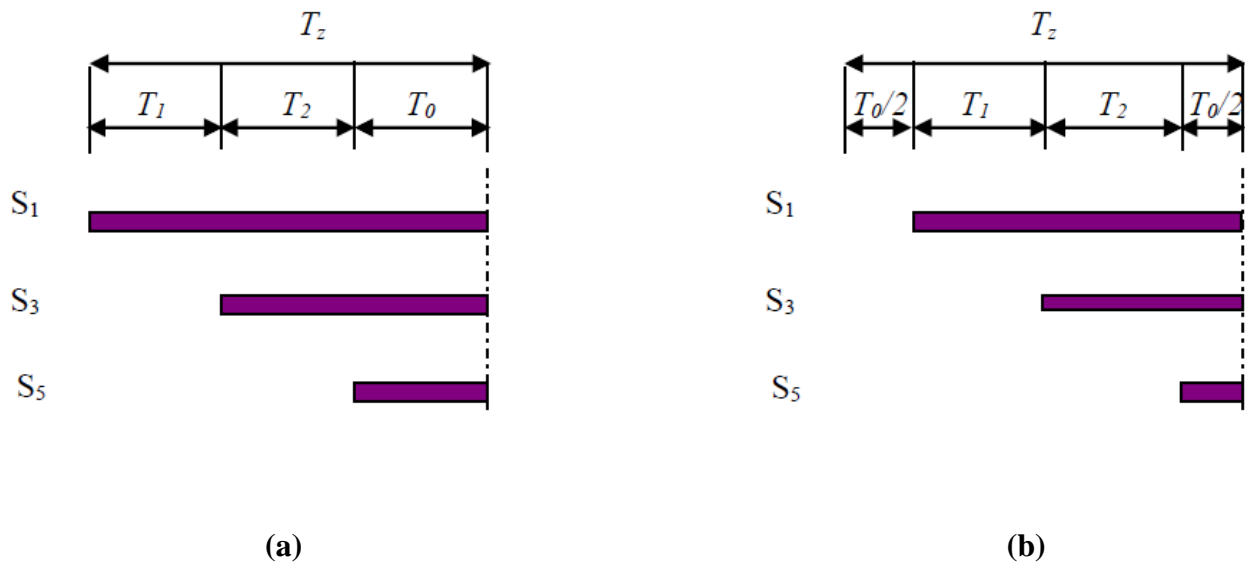


Figure I.9: Application des Signaux de commande des interrupteurs.

Dans la deuxième, on applique en premier la première séquence de roue libre durant la moitié du temps T_0 , ensuite la première et la deuxième séquence durant les temps T_1 et T_2 respectivement et finalement on applique la deuxième séquence de roue libre durant la moitié du temps T_0 , (voir Figure (I.9.b)). L'avantage de la deuxième façon est le fait qu'à chaque période, on fait appel à deux séquences de roue libre. Cette procédure permet de diminuer les contraintes thermiques sur les interrupteurs pendant la roue libre en l'effectuant une fois avec les interrupteurs hauts (S_1, S_3 et S_5) et une fois avec les interrupteurs bas (S_2, S_4 et S_6).

En effet, en se basant sur la Figure (I.9), on peut résumer, voir tableau (I.1), les temps de conduction de chaque convertisseur statique et ceci pour tous les secteurs. Ceci permettra, bien évidemment, d'implanter l'approche MLI vectorielle dans l'environnement Simulink. [6]

N° du secteur	Convertisseurs hauts (S_1, S_3 et S_5)	Convertisseurs bas (S_2, S_4 et S_6)
1	$S_1=T_1+T_2+T_0/2$ $S_2=T_2+T_0/2$ $S_5= T_0/2$	$S_4= T_0/2$ $S_6=T_1+T_0/2$ $S_2= T_1+T_2+T_0/2$
2	$S_1=T_1+T_0/2$ $S_2=T_1+T_2+T_0/2$ $S_5= T_0/2$	$S_4= T_2+T_0/2$ $S_6=T_0/2$ $S_2= T_1+T_2+T_0/2$
3	$S_1=T_0/2$ $S_2= T_1+T_2+T_0/2$ $S_5= T_2+T_0/2$	$S_4= T_1+T_2+T_0/2$ $S_6=T_0/2$ $S_2= T_1+ T_0/2$
4	$S_1= T_0/2$ $S_2=T_2+T_0/2$ $S_5= T_1+T_2+T_0/2$	$S_4= T_1+T_2+T_0/2$ $S_6=T_2+T_0/2$ $S_2= T_0/2$
5	$S_1=T_2+T_0/2$ $S_2=T_0/2$ $S_5= T_1+ T_2+T_0/2$	$S_4= T_1+ T_0/2$ $S_6= T_1+T_2+T_0/2$ $S_2= T_0/2$
6	$S_1=T_1+T_2+T_0/2$ $S_2=T_0/2$ $S_5= T_1+T_0/2$	$S_4=T_0/2$ $S_6= T_1+T_2+T_0/2$ $S_2= T_2+T_0/2$

Tableau (I.1): Temps de conduction de chaque convertisseur statique pour tous les secteurs.

Selon l'algorithme de la *MLI* vectorielle présenté, un test de fonctionnement de l'onduleur a été effectué. Le résultat est donné par la Figure (I.10).

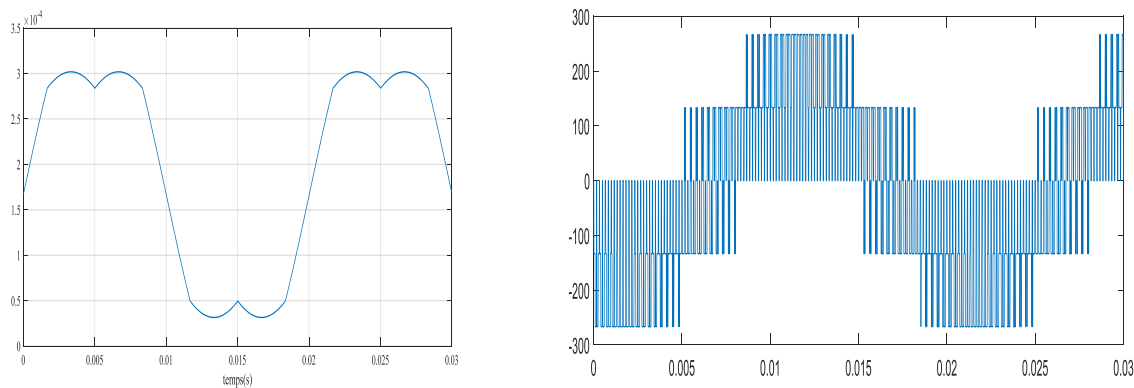


Figure I.10: Résultats de simulation de la modulation vectorielle.

I.3.Principe de la commande vectorielle

Le but de la commande est d'arriver à commander la *MSAP* comme une machine à courant continu à excitation indépendante ou il y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux, le courant d'excitation, et celle liée au couple, le courant d'induit. Ce découplage permet d'obtenir une réponse très rapide du couple.[11]

L'équation (I.43), donnant le couple, montre que celui-ci dépend de deux variables I_d, I_q .

$$Cem = P[(L_{sd} - L_{sq})I_{sd} \cdot I_{sq} + \Phi_f \cdot I_{sq}] \quad (I.43)$$

Parmi les stratégies de commande, on utilise souvent celle qui consiste à maintenir la composante I_{dnulle} . Cette stratégie permet de l'obtention d'une loi de commande simplifiée avec une relation linéaire entre le couple et le courant. On retrouve alors une caractéristique similaire à celle de la machine à courant continu à excitation séparée [15], [17].

L'expression du couple devient :

$$Cem = P \cdot \Phi_f \cdot I_{sq} \quad (I.44)$$

Comme le flux Φ_f est constant, le couple est directement proportionnel à I_{sq} . 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.

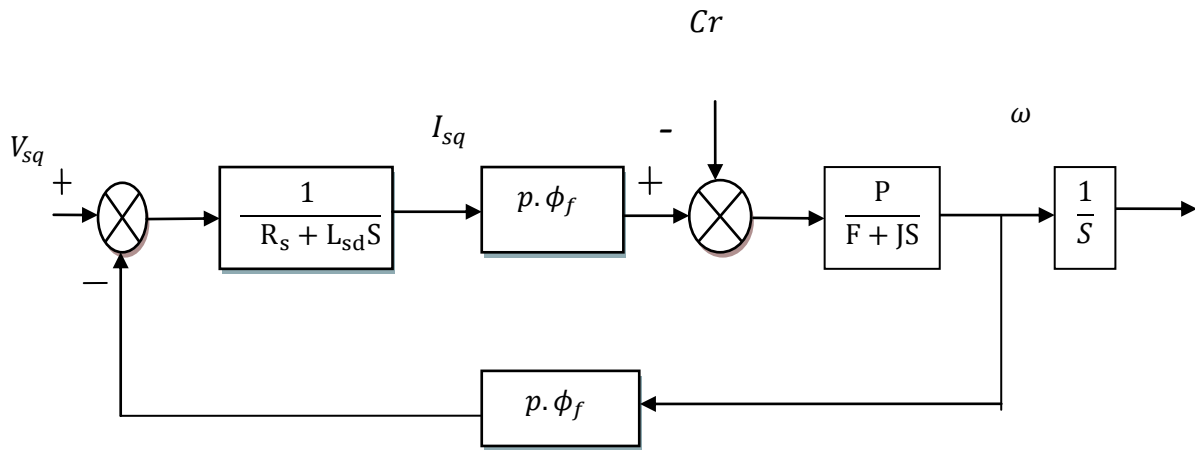


Figure I.11: Modèle du MSAP commandé par flux orienté à I_{sd} nul.

I.3.1. Description du système global

La figure (I.11) représente le schéma global de la commande vectorielle dotée des régulateurs classique pour asservir la vitesse de la MSAP alimentée en tension et commandée par orientation du flux dans le repère (d,q).

Dans ce schéma, on trouve deux boucles (boucle externe de vitesse et boucles internes descourants). La boucle externe permet de régler la vitesse, la sortie de cette boucle permet de générer le courant de référence I_{qref} qui est comparée à la valeur du courant mesurer de la machine I_q , puis on applique cette erreur à l'entrée du régulateur du courant d'axe q.

En parallèle avec cette boucle, on trouve une boucle de régulation du courant qui est maintenu à zéro.[17]

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 référence, V_{sd}^* et V_{sq}^* et par passage du repère (d, q) au repère (alpha, beta) qui

nous donne les deux tensions de référence, V^*_α et V^*_β de la commande MLI Vectorielle (SVM) de l'onduleur de tension. [19]

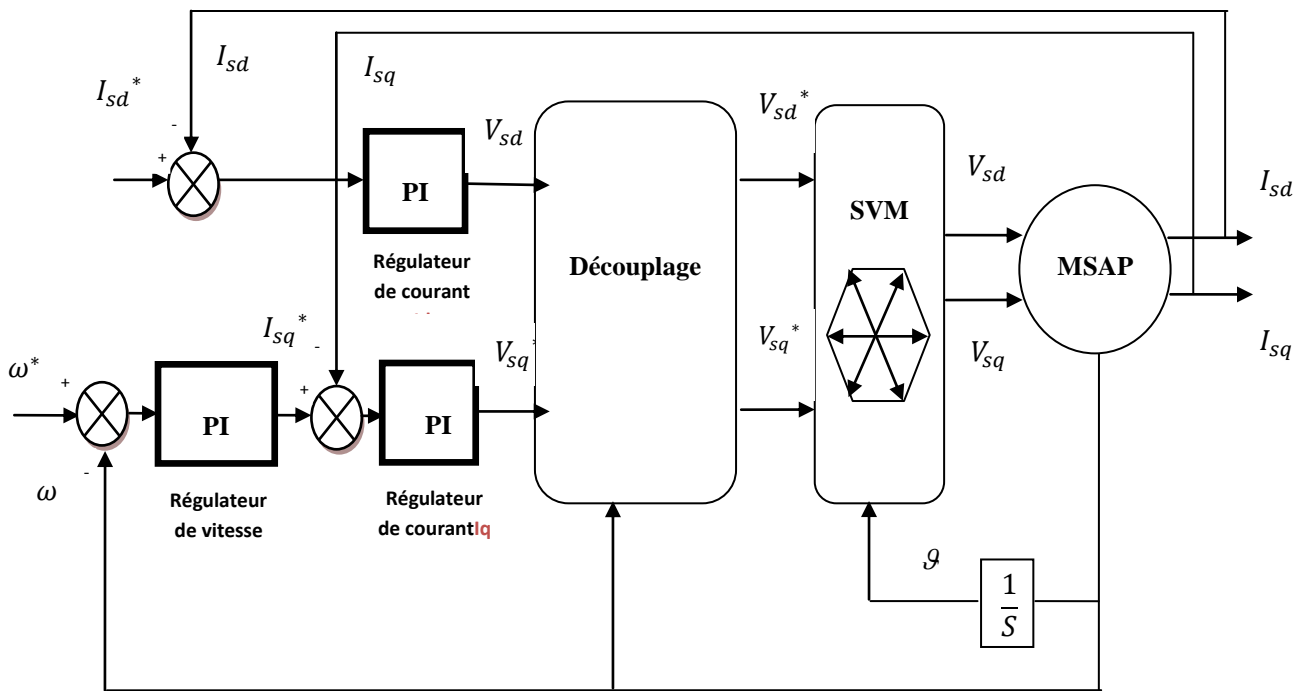


Figure I.12: Schéma global de la commande vectorielle de la MSAP.

I.3.2. Découplage des courants I_{sd} et I_{sq}

Par rapport à la structure introduite dans la Figure (I.12), l'ajout des termes de découplage du contrôle des courants statoriques est fortement préconisé. Ce découplage rend les axes d et q complètement indépendants. Il permet aussi d'écrire les équations de la machine d'une manière simple. En outre, la synthèse des correcteurs est plus aisée et le niveau des performances de la commande est plus élevé. [6]

A partir d'équation (I.26) nous pouvons écrire :

$$V_{sd} = R_s \cdot I_{sd} + L_{sd} \cdot \frac{dI_{sd}}{dt} - \omega_n \cdot L_{sq} \cdot I_{sq} \quad (I.45)$$

$$V_{sq} = R_s \cdot I_{sq} + L_{sq} \cdot \frac{dI_{sq}}{dt} + \omega (L_{sd} \cdot I_{sd} + \Phi_f) \quad (I.46)$$

Pour découpler l'évolution des courants I_d et I_q par rapport aux commandes nous allons définir des termes de compensations E_d et E_q tel que :

Pour la première composante du courant statorique nous aurons :

$$V_{sd} + \omega \cdot L_{sq} \cdot I_{sq} = R_s \cdot I_d + L_{sd} \cdot \frac{dI_{sd}}{dt} = V'_{sd} = V_{sd} - E_d \quad (I.47)$$

$$E_d = -\omega \cdot L_{sq} \cdot I_{sq} = -\omega_n \cdot \Phi_{sq} \quad (I.48)$$

Avec

Pour la seconde composante il vient :

$$V_{sq} - \omega(L_{sd} \cdot I_{sd} + \omega \cdot \Phi_f) = R_s \cdot I_{sd} + L_q \cdot \frac{dI_{sq}}{dt} = V'_{sq} = V_{sq} - E_q \quad (I.49)$$

Avec

$$E_q = \omega(L_d \cdot I_d + \Phi_f) = \omega \cdot \Phi_f + \omega \cdot \Phi_{sd} \quad (I.50)$$

Avec les nouvelles entrées V'_{sd} et V'_{sq} , nous pouvons à partir des équations différentielles (I.40) et (I.41) définir deux transmittances mono variables :

$$\frac{I_{sd}(S)}{V'_{sd}(S)} = \frac{1}{R_s + L_{sd} \cdot S} \quad (I.51)$$

$$\frac{I_{sq}(S)}{V'_{sq}(S)} = \frac{1}{R_s + L_{sq} \cdot S} \quad (I.52)$$

Avec ce découplage nous obtenons le schéma bloc suivant :

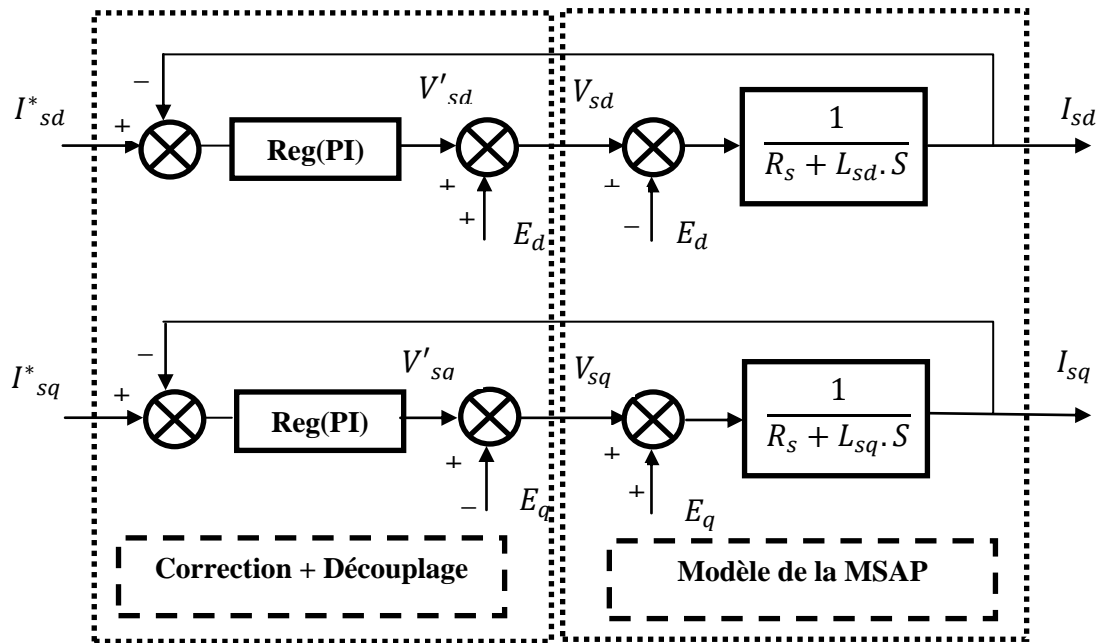


Figure I.13: Découplage de la machine synchrone à aimants permanents

I.3.3. Régulation des courants par le régulateur PI

La commande de la MSAP s'effectue en contrôlant les courants I_{sd} et I_{sq} , le système est composé d'une boucle de régulation de vitesse, qui impose la référence I^*_{sd} , le courant I^*_{sq} est maintenu nul, la commande est effectuée par les régulateurs (proportionnelle, intégrale), le terme proportionnel utilisé pour la rapidité du système c'est-à-dire minimiser le temps de réponse, Quant au terme intégral permet de réduire l'écart entre la référence et la sortie [20], [21].

La fonction de transferts de régulateur PI:

$$G(S) = \frac{Kp}{S} \left(S + \frac{Ki}{Kp} \right) \tag{I.44}$$

Avec

K_p : C'est un gain proportionnelle permet le réglage de la rapidité du système ;

K_i : Le gain de l'action intégrale

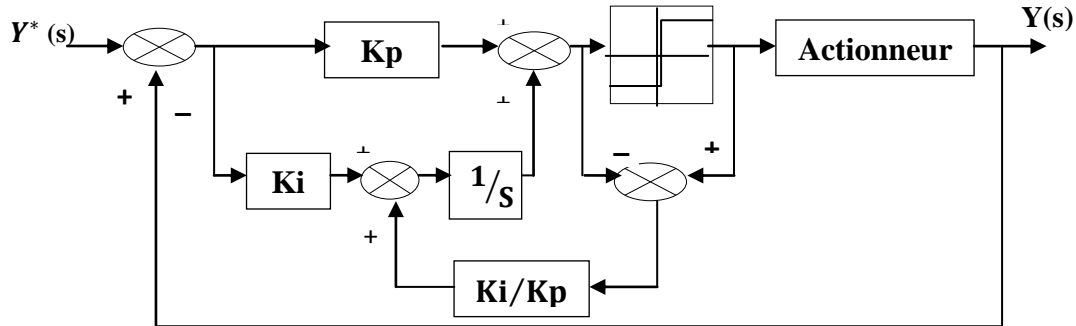


Figure I. 14: Régulateur PI doté d'une structure anti-reset-windup.

I.3.3.1. Régulateur de courant I_{sd}

La structure de régulateur du courant d'axe d est presque identique à celle d'axe q, alors on va travailler avec la boucle de courant l'axe d .La dynamique du moteur relative à la partie électrique est égale à:

$$G_{id}(s) = \frac{1}{R_s + L_{sd} \cdot S} = \frac{1/L_{sd}}{S + R_s/L_{sd}} \tag{I.53}$$

La figure (I. 14) représente la boucle interne du régulateur de courant d'axe d.

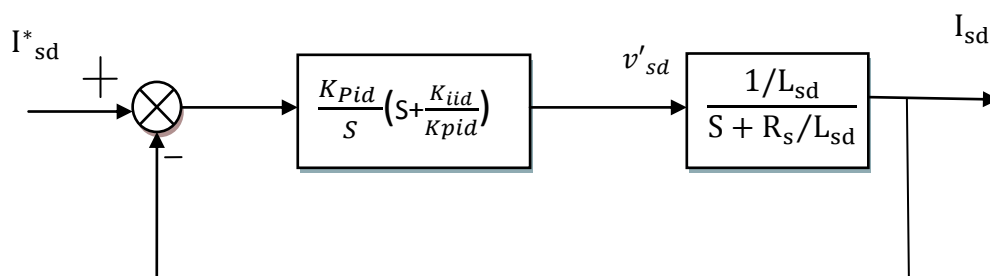


Figure I.15: La boucle interne du régulateur de courant I_d .

- K_{iid} : C'est le gain d'intégrale de régulateur de courant I_{sd} ;
- K_{pid} : C'est le gain proportionnel de régulateur de courant I_{sq} .

La fonction de transfert en boucle ouvert :

$$G_{oid}(S) = \frac{I_{sd}}{I_{sd}^*} = \frac{K_{pid}}{S} \left(S + \frac{K_{iid}}{K_{pid}} \right) * \frac{1/L_{sd}}{S + R_s/L_{sd}} \quad (I.54)$$

Alors la constante du temps électrique en boucle ouverte :

$$t_d = \frac{L_{sd}}{R_s} \quad (I.55)$$

Par compensation on aura :

$$\frac{K_{iid}}{K_{pid}} = \frac{R_s}{L_{sd}} \quad (I.56)$$

La fonction de transfert en boucle fermée :

$$G_{fid}(S) = \frac{G_{oid}(S)}{1+G_{oid}(S)} = \frac{\frac{K_{pid}}{S \cdot L_{sd}}}{1 + \frac{K_{pid}}{S \cdot L_{sd}}} = \frac{K_{pid}/L_{sd}}{S + K_{pid}/L_{sd}} \quad (I.57)$$

$\eta = t_{fd}/t_d$: C'est Le rapport de la rapidité de la dynamique entre la boucle fermé et la boucle ouvert. On pose que $\eta=10$.

La constante en boucle fermée :

$$t_{fd} = \frac{t_d}{\eta} = \frac{L_s}{K_{pd}} \quad (I.58)$$

Les gains du régulateur *PI* s'écrie comme suit :

$$K_{Pid} = \eta \cdot R_s \quad K_{iid} = \eta \cdot \frac{R_s}{t_d} \quad (I.59)$$

I.3.3.2. Régulateur de courant I_{sq}

On utilise la même méthode que le réglage du courant *id* et on obtient :

$$t_q = \frac{L_{sq}}{R_s} \quad (I.60)$$

$$K_{Piq} = \eta \cdot R_s \quad K_{iiq} = \eta \cdot \frac{R_s}{t_q} \quad (I.61)$$

I.3.4. Régulation de la vitesse Par un régulateur PI

L'utilisation des régulateurs classiques pour maintenir les grandeurs de sorties égale à grandeurs des références. Dans ce chapitre, on utilise le régulateur PI (proportionnelle, intégrale), le terme proportionnel utilisé pour la rapidité du système c'est-à-dire minimiser le temps de réponse, Quant au terme intégral permet de réduire l'écart entre la référence et la sortie.[17]

Dans un schéma de régulation en cascade, il est impératif que les boucles internes soient plus rapides que les boucles externes. Cette condition permet de trouver explicitement les paramètres adéquats des correcteurs. Par conséquent, de bonnes performances dynamiques du système peuvent être atteintes.[21]

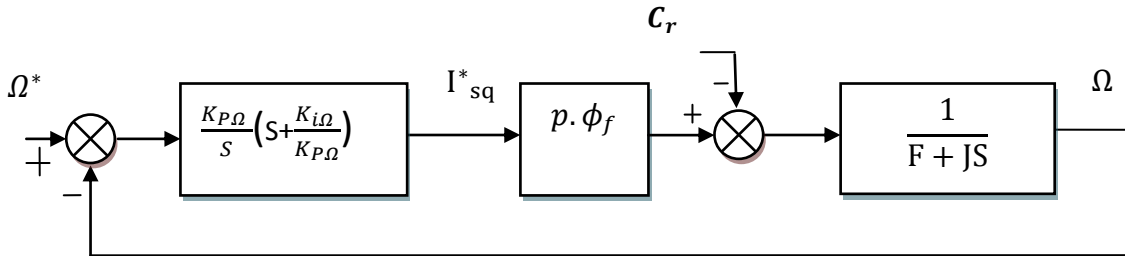


Figure I.16: la boucle externe de réglage de vitesse.

La fonction de transfert de la boucle ouverte pour le couple résistif est donnée par :

$$G_{oΩ}(S) = \frac{K_{pΩ}}{S} \cdot \left(S + \frac{K_{iΩ}}{K_{pΩ}} \right) \cdot P \cdot \Phi_f \cdot \frac{1}{F + JS} \quad (I.62)$$

La fonction de transfert en boucle fermée sans compensation:

$$G_{fΩ} = \frac{\Omega}{\Omega_{ref}} = \frac{G_{oΩ}(S)}{1 + G_{oΩ}(S)} = \frac{\frac{K_{pΩ}}{S} \cdot \left(S + \frac{K_{iΩ}}{K_{pΩ}} \right) \cdot P \cdot \Phi_f \cdot \frac{1}{F + JS}}{1 + \frac{K_{pΩ}}{S} \cdot \left(S + \frac{K_{iΩ}}{K_{pΩ}} \right) \cdot P \cdot \Phi_f \cdot \frac{1}{F + JS}} \quad (I.63)$$

$$G_{fΩ} = \frac{\frac{(K_{pΩ} \cdot P \cdot \Phi_f \cdot S + P \cdot \Phi_f \cdot K_{iΩ})}{J}}{S^2 + \frac{(K_{pΩ} \cdot P \cdot \Phi_f + F)S}{J} + \frac{K_{iΩ} \cdot P \cdot \Phi_f}{J}} \quad (I.64)$$

Par identification avec la fonction de deuxième ordre (la forme canonique), on trouve:

$$G_{fΩ} = \frac{\omega_n^2}{S^2 + 2\xi\omega_n S + \omega_n^2} \quad (I.65)$$

$$K_{pΩ} = \frac{2\xi\omega_n J - F}{P\Phi_f} \quad K_{iΩ} = \frac{J\omega_n^2}{P\Phi_f} \quad (I.66)$$

On choisit la valeur ξ (le facteur d'amortissement) et ω_n (la pulsation propre) pour calculer les gains de régulateur de vitesse.

I.4. Les résultats des simulations et interprétations

On a réalisé la simulation avec le logiciel Matlab/Simulink. Les paramètres sont donnés dans l'annexe. On traite dans la première partie en boucle ouverte le comportement d'une machine synchrone à aimants permanents triphasée de 1.1KW par un réseau triphasé équilibré de fréquence fixe (voir figure I.17) puis par un onduleur de tension commandé par MLI sinus-triangle et MLI vectorielle (voir figure I.18). Avec l'application de perturbation (couple résistant) de 5Nm entre les instants $t=0.1s$ et $t=0.2s$, La courbe de la vitesse présente des oscillations dans les premiers instants de démarrage, et atteint la vitesse de synchronisme 100 rad/sec, puis lors de présence de la perturbation de charge on constate que la vitesse reste constante. Si on compare ces résultats (MSAP alimentée par un onduleur) avec ceux obtenus auparavant (MSAP alimentée par un réseau triphasé équilibré), on constate qu'ils sont similaires, sauf que la présence de l'onduleur engendre des ondulations qui affectent le fonctionnement de la machine.

L'algorithme d'intégration utilisé est celui de RANG KUTTA (ode 4) avec un pas d'échantillonnage de $1e-4$.

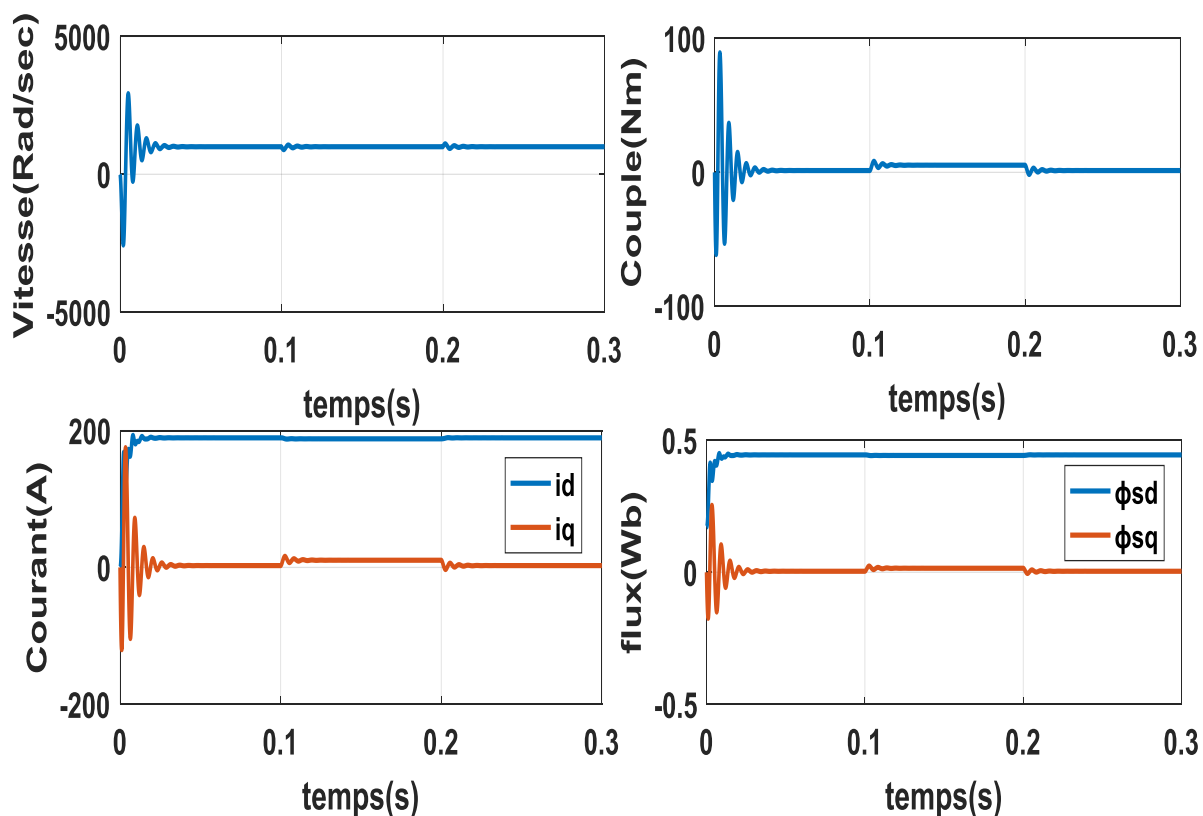


Figure I. 17:Caractéristiques dynamique de la MSAP en BO alimentée par un réseau triphasé.

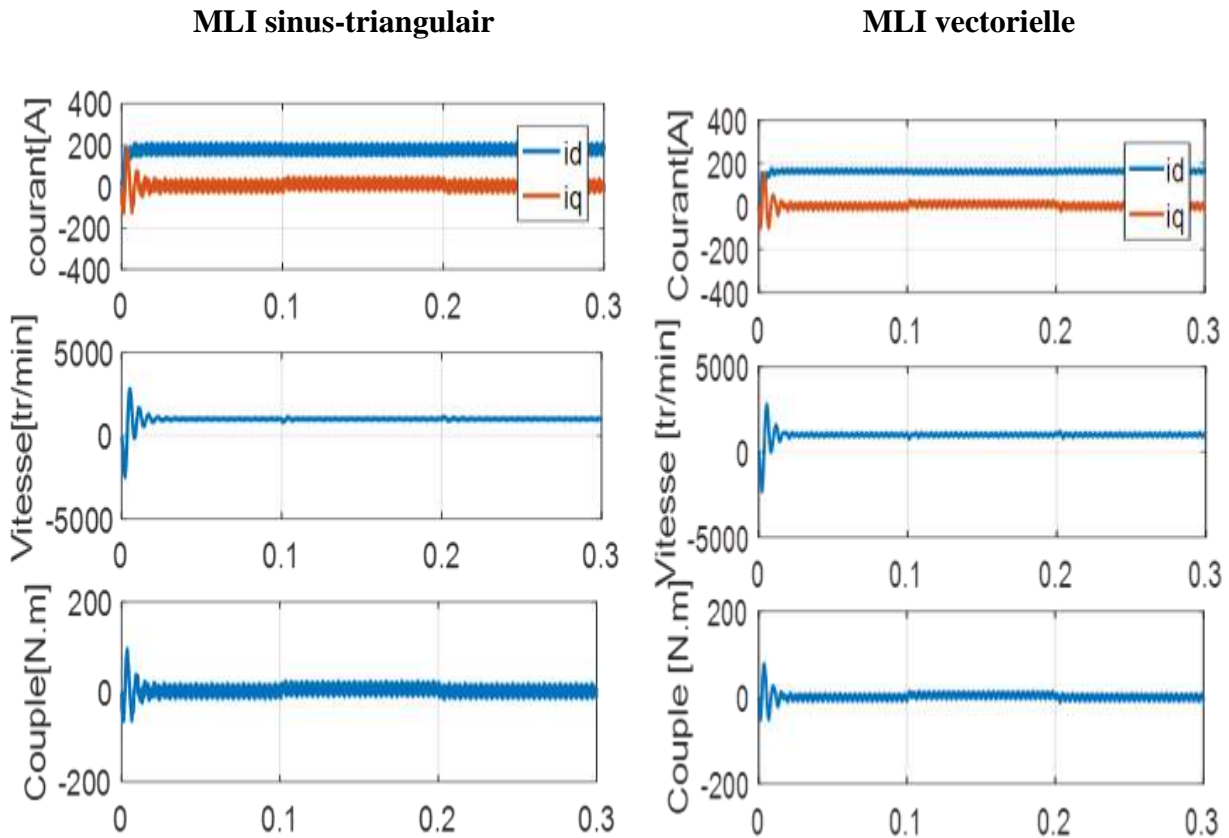


Figure I. 18: Caractéristiques dynamique de la MSAP alimentée par un onduleur.

Dans la deuxième partie en boucle fermée, nous avons simulé la commande vécatorielle du système composé du modèle de la machine associé avec l'onduleur commandé par MLI vectorielle et les régulateurs PI pour les boucles de courant et la boucle de vitesse, les paramètres des régulateur sont données dans le tableau (I.2) .

La figure (I.19) indique que le comportement de la MSAP pour une consigne de vitesse $\omega^* = (0, 100, -100, 0) \text{ rad/s}$. Le démarrage est suivi d'une application du couple charge ($Cr=5Nm$) entre les instants ($t=0.5$ et $t=1s$), puis une inversion du sens de rotation est effectuée à l'instant $t=1,2s$. La simulation du réglage de vitesse avec un régulateur *PI* classique montre que la vitesse suit parfaitement sa consigne sans retards de temps dans les performances de l'ensemble des réglages sont données par le tableau (I.3).

D'après la figure (I.19) on peut voir que la valeur $i_{sd}=0$ et la composante du courant i_{sq} est l'image du couple électromagnétique ce qui indique que la commande vectorielle est bien réalisé et les courants de phases (i_a, i_b, i_c) sont sinusoïdaux.

Régulateur de vitesse	PI	$K_{p\omega}=0.0216$	$K_{i\omega}=0.9412$	$\xi=1$	$\omega_n=40\text{rad/s}$
Régulateur de courant	PI	$K_{pid}=16.7$	$K_{iid}=19234$	$K_{piq}=16.7$	$K_{iiq}=19234$

Tableau I.2: Paramètres des régulateurs de (vitesse – courant).

Régulateur de vitesse	Dd(%)	Tr(s)	Tm(s)	Es(%)	Dp(%)	Tp(%)
PI	0.0008	0.1	0.08	0	0.83	0.015

Tableau I. 3: Récapitulation des performances de l'ensemble des réglages.

Avec

Tm (s): est le temps de montée;

Dd (%): est le dépassement au démarrage;

Tr (s): est le temps de réponse;

Es (%): est l'erreur statique;

Dp (%): est le dépassement à l'application de charge;

Tp (s): est le temps de réjection de la charge.

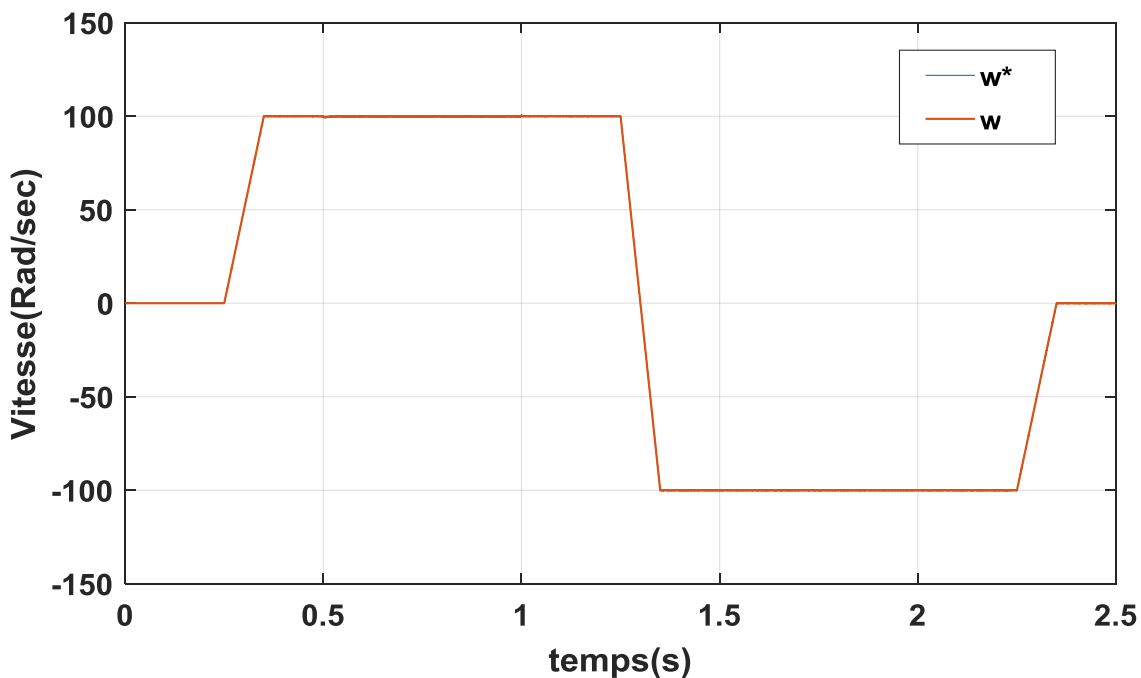
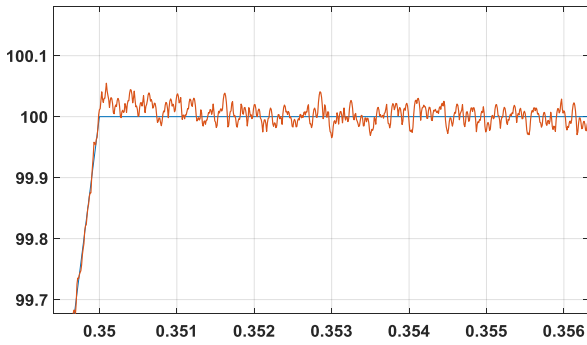
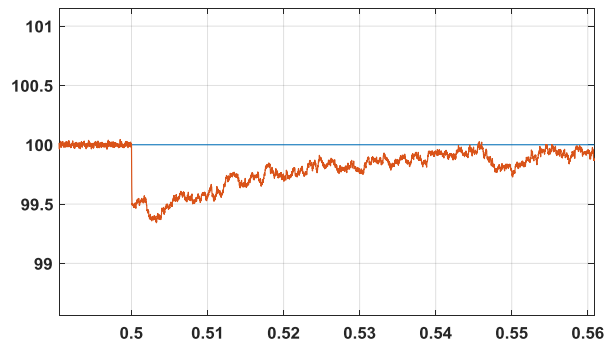


Figure I. 19: Résultats de simulation: Vitesses de référence et mesurée (ω , ω^*).



Zoom de Vitesse au démarrage



Zoom de Vitesse à l'application de charge

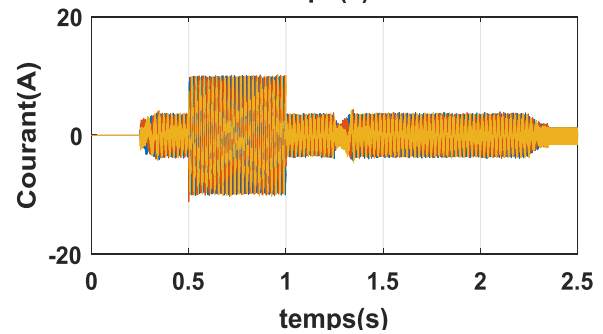
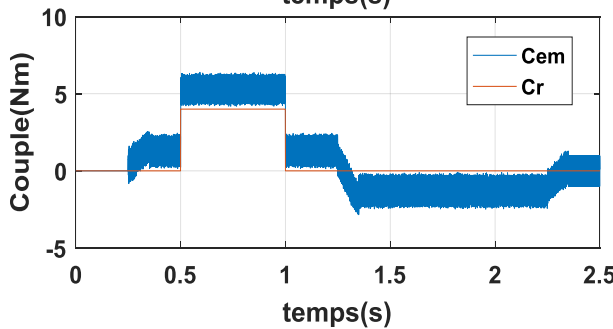
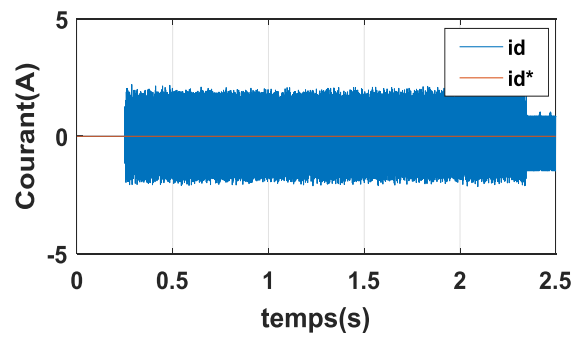
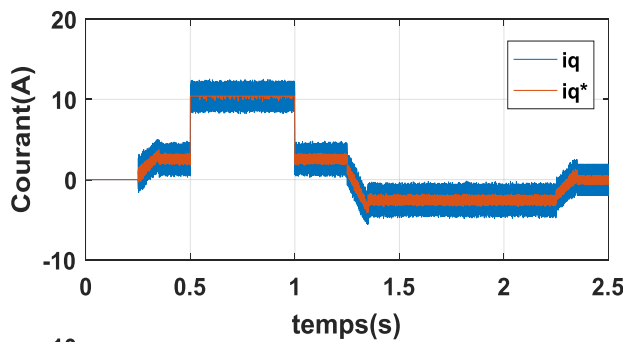


Figure I.20: Résultat de simulation : courants ,couple

I.5.Conclusion

Dans la première partie de ce chapitre, nous avons modélisé la machine synchrone à aimants permanents dans le repère de Park en tenant compte des hypothèses simplificatrices pour avoir des équations considérablement simplifiées pour nous permettre d'aborder aisément la commande qui est présentée dans la deuxième partie, Puis nous avons présentés le convertisseur statique qui assure l'alimentation du MSAP avec deux techniques de commande: 1-MLI sinus-triangle, 2-MLI vectorielle.

Pour plus de performance en boucle fermée, on a optédans la deuxième partie la commande vectorielle parorientation de flux rotorique, qui assure l'asservissement de vitesse, Cette stratégie permet le découplage entre le couple et le flux de la machine afin d'assure une commande souple de sa vitesse. Le contrôle vectoriel permet de régler les courants de phases de la même manière qu'un moteur à courant continu. Le contrôle du couple et du flux sont ainsi séparés.

Le réglage de la vitesse par la commande classique (PI) permet d'obtenir des résultats plus au moins acceptables sur le régime statique et permanent de la MSAP.

C'est pour cette raison que l'implantation d'autres régulateurs plus robuste est devenue une nécessité pour l'amélioration des performances et la robustesse de cette commande.

La commande par Mode glissant et logique floue est connue par sa robustesse, ferrons l'objet du chapitre suivant.

REFERENCE

- [1] **K .Nabti**, «Stratégies de commande et techniques intelligentes appliquées aux machines de type synchrone», 'thèse de doctorat, Mentouri Constantine.
- [2] **N.Benyahia, k. Srairi, S. Mimoune**,''Commande de la machine asynchrone par orientation du flux rotorique, »N°06Juin 2005 Pp147-150.
- [3] **Rachid .Errouissi**, «Contribution à la commande prédictive non linéaire d'une machine synchrone à aimants permanents», thèse de doctorat, L'université du Québec à Chicoutimi.
- [4] **H. Bouchareb**,«Observateur non linéaire mode glissant, Mémoire de Magistère, Université Ferhat Abbas –Setif 1- ,2013.
- [5] **Merzoug. M. s**,«Etude comparative des performances d'un DTC et d'un FOC d'une Machine synchrone à aimant permanents (MSAP) », Mémoire, Université de Batna.
- [6] **Said HASSAINE** « Application des nouvelles techniques de commande de la Machine Synchrone à Aimants Permanents», Thèse de Doctorat Université des Sciences et de la Technologie, Oran,2008.
- [7] **W. Leonhard**, «Control of Electrical Drive», Springer-Verlag,1990.
- [8] **A.Khlaief**, «Contribution à la commande vectorielle sans capteur mécanique des machines synchrones à aimants permanents (MSAP) »,Aix-Marseille Université, 2012.
- [9] **B.Nahid ,''Mobarakeh**, «Commande vectorielle sans capteur mécanique des machines synchrones a aimants: Méthodes, convergence, robustesse, Identification» en ligne des paramètre'', ''Institut Nationale Polytechnique de LORRAINE,2001.
- [10] **Lahouel .D**, « Commande Non Linéaire Adaptative D'une Machine Synchrone à Aimants Permanents », thèse magistère, Faculté des Sciences de l'Ingénieur, BATNA, 2009.
- [11] **Mr LARBI M** « Contribution à la commande sans capteur des machines synchrones à aimants permanents », thèse doctorat, Université des sciences et de technologie d'Oran, 2012.
- [12] **AID HOUSSEM et AINA WAFAA**,«synthèse de lois de commande non-linéaires pour un entraînement électrique à vitesse variable basé sur un moteur synchrone à aimants permanant»,thèse de Master, Université Tlemcen,2013.
- [13] **LAHOUEL DALILA**,«Commande Non Linéaire Adaptative D'une Machine Synchrone à aimants permanant»,thèse de Magister, Université de Batna,2009.
- [14] **Bardadibendaha.M**, « Identification des paramètres d'une machine synchrone à aimant permanent en vue d'une intégration dans des simulateurs en temps réel », thèse de Magistère, Université des Sciences et de la Technologie, Oran, 2015.
- [15] **Bounasla.N**, « Commande par Mode de Glissement d'Ordre Supérieur de la machine

Synchrone à Aimants Permanents», Université Ferhat ABBAS, Sétif, 2014.

- [16] **FouddadAssia, MamarImen**, « Commande robuste par Mode Glissant Floue avec un observateur de charge du Moteur Synchrone à Aimants Permanents», thèse de Master, Université des Sciences et de la Technologie, Tiaret, 2016.
- [17] **Amiri .M.AliDahmane .O** « Commande vectorielle en vitesse du moteur synchrone à aimants permanents dotée d'un **observateur mode glissant** », **thèse master, Université AboubakrBelkaïd, Tlemcen, 2017.**
- [18] **Ezzat.M** « Commande non linéaire sans capteur de la machine synchrone a aimants permanents », Thèse de Doctorat. Ecole Centrale de Nantes, France, 2011.
- [19] **Aloïs Zgorski**, « Commande en position et vitesse sans capteur mécanique de moteurs synchrones à aimants permanents à pôles lisses. Application à un actionneur électromécanique pour aileron. », Thèse doctorat, L'Institut National des Sciences Appliquées, Lyon ,2013.
- [20] **Lahouel .D**, « Commande Non Linéaire Adaptative D'une Machine Synchrone à Aimants Permanents », thèse magistère, Faculté des Sciences de l'Ingénieur, BATNA, 2009.



Chapitre II
Commande avancée

TABLE DES MATIERES

II.1. Introduction	32
II.2.Principe de la commande à régime glissant	32
II.2.1. Systèmes à Structures Variables.....	32
II.2.2.Conception de la commande par mode glissant	33
II.2.2.1.Choix de la surface de glissement S	33
II.2.2.2.Condition d'existence et de convergence	34
II.2.2.3.Fonction de LYAPUNOV	34
II.2.2.4.Détermination la loi de commande.....	35
II.2.2.5.Application de la commande par mode de glissement à la MSAP	37
II.2.2.6.Stratégie de réglage par mode de glissement.....	37
II.2.2.6.1.Commande de la vitesse.....	38
II.2.2.6.2.Commande du courant direct (i_{sd}).....	38
II.2.2.6.3.Commande du courant direct (i_{sq}).....	39
II.3.Logique Floue.....	39
II.3.1.Avantages et inconvénients de la commande par la Logique Floue	40
II.3.2.Eléments de Base de la Logique Floue	40
II.3.3.Structure d'un système de commande floue.....	43
II.3.4.Application du régulateur flou de Mamdani pour la commande du MSAP	44
II.3.4.1.Régulateur Flou à Trois Ensembles	45
II.3.4.2.Régulateur Flou à Cinq Ensembles	46
II.4.Résultat de simulation	48
II.5.Etude comparative	51
II.6.Conclusion	52
Références	53

LISTE DES FIGURES.

Figure II.1 : Convergences de système glissant33
Figure II.2 : Représentation de la fonction "sing"36
Figure II.3: Démonstration du phénomène de réticence36
Figure II.4: Schéma de réglage de la vitesse par mode glissant37
Figure II.5: Différentes formes des fonctions d'appartenance.41
Figure II.6: Schéma général d'un Contrôleur flou43
Figure II.7: Schéma synoptique d'un régulateur flou de vitesse.....45
Figure II.8: Formes des fonctions d'appartenance.....46
Figure II. 9: les fonctionnes d'appartenance de notre contrôleur floue.....46
Figure II.10:Surface du contrôleur flou utilisé.47
Figure II.11: Schéma global de la commande Floue de la MSAP.48
Figure II.12: Résultats de simulation: Vitesses de référence et mesurée49
Figure II.13: Résultat de simulation : courant, couple (Régulation par PI classique).....49
Figure II.14: Résultat de simulation : courant, couple (Régulation par mode glissant).....50
Figure II.15: Résultat de simulation : courant, couple (Régulation par Floue)......50

LISTE DES TABLEAUX.

Tableau II.1: Avantages et Inconvénients de la commande Floue de la MSAP.40
Tableau II.2: Matrice d'inférence du régulateur flou à trois fonctions d'appartenance.46
Tableau II.3: Matrice d'inférence du régulateur flou à cinq fonctions d'appartenance.47
Tableau II.4: Paramètres des régulateurs de (vitesse – courant).51
Tableau II.5: Récapitulation des performances de l'ensemble des réglages.51

II.1. Introduction

En générale, de nombreux systèmes réels et notamment les machines électriques présentent plus des perturbations extérieures (variation de charge manipulée), des non linéarités (exemple:frictions, hystérésis) et des perturbations paramétriques [1].

Les lois de commande utilisant les régulateurs de type PID donnent des bons résultats dans le cas des systèmes linéaires à paramètres constants, mais pour des systèmes non linéaires, ces lois de commande classique peuvent être insuffisantes car elles ne sont pas robustes surtout lorsque les exigences sur la vitesse et autres caractéristiques dynamiques du système sont strictes. On doit faire appel à des lois de commande insensibles aux variations de paramètres, aux perturbations et aux non linéarités [2].

L'utilisation des algorithmes robustes (vis-à-vis de ces non linéarités et de ces perturbations) est donc souhaitable aussi bien en régulation qu'en poursuite de trajectoire. Une solution réside dans les commandes à structure variable à régime glissant avec logique floue. Dans notre travail, nous fixons le même cahier des charges que celui utilisé lors d'un régulateur classique.

L'étude présentée dans ce chapitre concerne la première partie sur les algorithmes de commande à mode glissant appliqués à la MSAP pour le contrôle en vitesse. Nous présenterons dans un premier temps quelques éléments de la théorie de contrôle à structure variable utilisant le mode de glissement, puis les étapes à suivre pour concevoir cette commande.

La deuxième partie de ce chapitre concerne une quelques notions fondamentales sur la logique floue et l'application de cette stratégie de commande sur la MSAP.

On finira ce chapitre par une comparaison entre les performances de la régulation proposée par la mode glissant et la logique floue par rapport PI classique.

II.2.Principe de la commande à régime glissant

L'idée de base de la commande par régime glissant est premièrement d'attirer les états du système dans une région convenablement sélectionnée, puis de concevoir une loi de commande qui maintiendra toujours le système dans cette région [3].

II.2.1.Systèmes à Structures Variables

Système de structure variable (VSS) est un système dont la structure change pendant le fonctionnement d'une façon discontinue entre deux ou plusieurs expressions. Il est basé sur le choix d'une fonction et la logique de commutation. Ce dernier permet de ramener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement. La figure (II.1) présente la trajectoire dans le plan de phase, cette trajectoire constituée à trois parties [2].

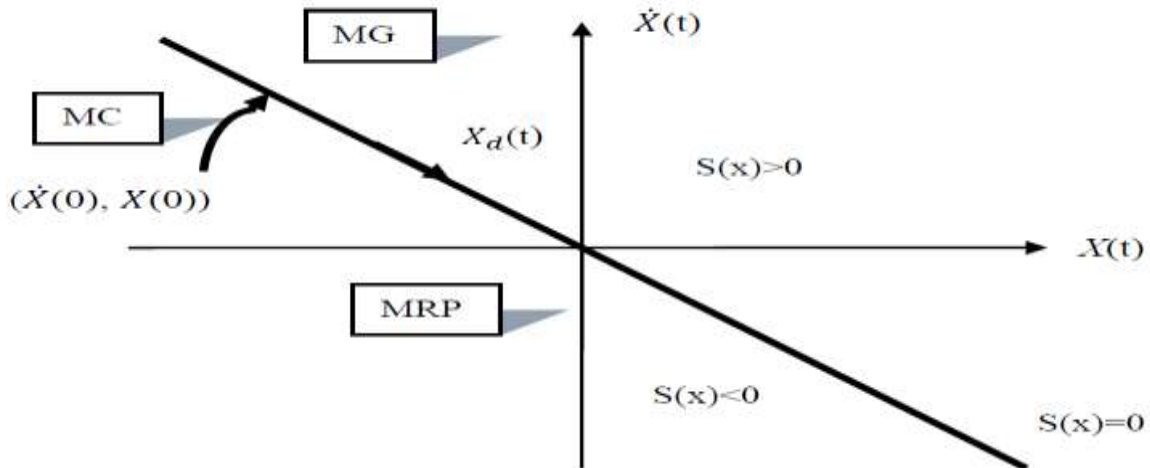


Figure II.1 : Convergences de système glissant

- **Le mode de convergence(MC)**: durant lequel la variable à régler se déplace à partir de n'importe quel point initial dans le plan de phase et tend vers la surface de commutation $S(x)=0$, et l'atteint dans un temps fini.
- **Mode de glissement (MG)** : durant lequel la variable d'état atteint la surface de glissement et tend vers l'origine du plan de phase. La dynamique de ce mode est caractérisée par le choix de la surface de glissement $S(x)=0$.
- **Le mode de régime permanent (MRP)** : il permet l'étude de la réponse du système autour du point d'équilibre (origine du plan de phase). il caractérise la qualité et la performance de la commande. il est utilisé spécialement pour l'étude des systèmes non linéaires.

II.2.2. Conception de la commande par mode glissant

La conception de la commande par mode de glissement prend en compte les problèmes de stabilité et de bonnes performances de façon systématique dans son approche [4].

II.2.2.1. Choix de la surface de glissement S

Stoline a proposé en 1991 la forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable vers une valeur désirée [5].

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

Avec :

$e(x)$: L'écart sur les variables à régler : $e(x) = x_{ref} - x$;

λ_x : Vecteur constant positif qui interprète la bande passante du contrôle désiré ;

r : Degré relatif, égal au nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour faire apparaître la commande.

$$\text{Pour } r = 1 \Rightarrow S(x) = e(x)$$

$$\text{Pour } r = 2 \Rightarrow S(x) = \lambda_x e(x) + \dot{e}(x)$$

$$\text{Pour } r = 3 \Rightarrow S(x) = \lambda_x^2 e(x) + \lambda_x \dot{e}(x) + \ddot{e}(x)$$

II.2.2.2. Condition d'existence et de convergence

Pour garantir l'existence d'un régime glissant c'est à dire le système dans le voisinage de la surface de glissement $s=0$, on a deux conditions qui respectent [5]:

- La première condition c'est l'équation d'attractivité de la surface

$$S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad (\text{II.2})$$

- La deuxième condition c'est la méthode de Lyapunov, la fonction de cette méthode $V(x, t)$ c'est une fonction scalaire positive elle définit comme suit :

$$V(x) = \frac{1}{2} \cdot S^2(x) \quad (\text{II.3})$$

La dérivée de cette fonction est :

$$\dot{V}(x) = S(x)\dot{S}(x) \quad (\text{II.4})$$

Si la dérivée $\dot{V}(x) < 0$ alors la condition de convergence est vérifiée.

II.2.2.3. Fonction de LYAPUNOV

L'approche de Lyapunov est une condition globale d'accès au mode glissant [4]. Il s'agit de formuler une fonction scalaire positive $V(x) > 0$ pour les variables d'état du système et de choisir la loi de commutation qui fera décroître cette fonction. Cette fonction est généralement utilisée pour garantir la stabilité des systèmes non linéaires [6].

En définissant la fonction de LYAPUNOV par :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (\text{II.5})$$

L'idée est de choisir cette fonction pour garantir l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence, et de concevoir une commande U telle que le carré de la surface correspond à une fonction de LYAPUNOV [4]. La dérivée de la fonction $V(x)$ donne :

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

Pour que la fonction candidate de Lyapunov puisse décroître et converger vers zéro (pour garantir l'existence du mode de glissant) [7], il suffit d'assurer que:

$$\dot{V}(x) = \dot{S}(x) \cdot S(x) < 0 \quad (\text{II.7})$$

Cette équation montre que le carré de la distance vers la surface, mesurée par $S^2(x)$, diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à se diriger vers la surface des deux côtés [6].

II.2.2.4. Détermination la loi de commande

La détermination de la commande U est nécessaire pour ramener la variable à contrôler vers la surface et ensuite vers l'origine de plan de phase en maintenant la condition d'existence des modes glissants [45]. Cette commande est composée de deux grandeurs :

$$U(t) = U_{eq} + U_n \text{ (II.8)}$$

U_{eq} : La commande équivalente concernant la linéarisation exacte, c'est-à-dire maintenir le système sur la surface de glissement, pour obtenir la commande équivalente on considère le système suivant:

$$\frac{dx}{dt} = A \cdot x + B \cdot u \text{ (II.9)}$$

Nous avons :

$$\dot{s}(x) = \frac{ds}{dt} = \frac{ds}{dx} \cdot \frac{dx}{dt} = \frac{ds}{dx} \cdot (A \cdot x + B \cdot U_{eq}) + \frac{ds}{dx} \cdot B \cdot U_n \text{ (II.10)}$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, la surface $S(x)=0$, par conséquent sa dérivée et la composante discontinue U_n sont aussi nulles nous avons :

$$\begin{cases} U_n = 0 \\ U_{eq} = - \left[\frac{ds}{dx} \cdot B \right]^{-1} \cdot \left[\frac{ds}{dx} A \cdot x \right] \end{cases} \text{ (II.11)}$$

Durant le mode de convergence, on remplace le terme U_{eq} par son expression (II.11) dans l'équation (II.10), donc l'expression $\dot{s}(x)$ s'écrit comme suit:

$$\dot{S}(x) = \frac{ds}{dx} \cdot B \cdot U_n \text{ (II.12)}$$

Le problème c'est comment trouver la commande discontinue U_n tel que:

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) = S(x) \cdot \frac{ds}{dx} \cdot B \cdot U_n < 0 \text{ (II.13)}$$

Pour vérifier cette condition, il faut que le signe U_n soit opposée de celui de $S(x) \cdot \frac{ds}{dx} \cdot B$

On prendre U_n sous forme de relais (Figure II.1), alors la commande discontinue s'écrit comme suit :

$$U_n = K \cdot \text{Sign}(S(x)) ; \text{ Avec } K > 0 \text{ (II.14)}$$

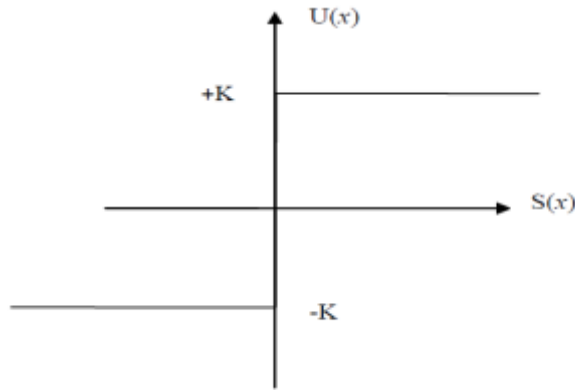


Figure II.2 : Représentation de la fonction "sing"

Le gain k est choisi positif pour satisfaire la condition (II.7). Le choix de ce gain est très influent car, s'il est très petit le temps de réponse sera très long, et s'il est choisi très grand, nous aurons des fortes oscillations au niveau de l'organe de la commande. Ces oscillations peuvent exciter les dynamiques négligées (phénomène de chattering), ou même détériorer l'organe de commande [6].

➤ **Le phénomène de réticence ou 'chattering'**

La technique de commande décrite dans la partie précédente assure un comportement non désiré du système en boucle fermée. Cependant, elle a besoin (dans le cas idéal) d'une commutation infinie au niveau des actionneurs. Cette oscillation au voisinage de la surface est appelée réticence ou broutement. La Figure (II.3) montre l'effet de la réticence dans la convergence du système. La réticence n'est pas désirable, car elle induit des dynamiques de haute fréquence du système, augmentant la consommation énergétique qui peut endommager les actionneurs [3].

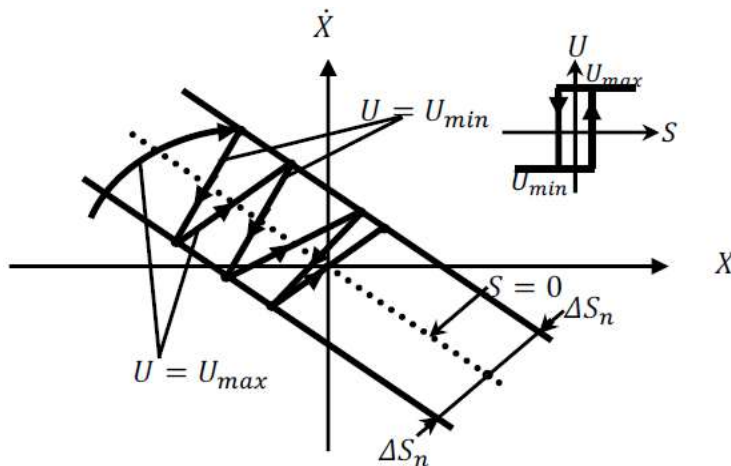


Figure II.3: Démonstration du phénomène de réticence

La réticence est le principal désavantage des modes glissants. De nombreuses études ont été effectuées dans le but de réduire ou d'éliminer ce problème, par exemple: les solutions par limitation de la condition de glissement, les solutions par observateur, etc. Dans cette section nous allons décrire les techniques de limitation de la condition de glissement, car elles sont les plus

utilisées pour les applications en temps réel. Ces techniques sont basées sur la définition d'une zone autour de la surface S, à l'intérieur de laquelle une condition de glissement moins stricte que la condition signe est appliquée. Ainsi, le terme $sign(s)$ dans la partie du glissement de la commande est souvent remplacé par un terme à variation plus douce (\tanh) [3].

II.2.2.5. Application de la commande par mode de glissement à la MSAP

On rappelle le model de la MSAP

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \omega \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_{sd}} i_{sd} + \frac{L_{sq}}{L_{sd}} \omega i_{sq} \\ -\frac{L_{sd}}{L_{sq}} \omega i_{sd} - \frac{R_s}{L_{sq}} i_{sq} - \frac{\varphi_f}{L_{sq}} \omega \\ \frac{p^2}{J} ((L_{sd} - L_{sq}) i_{sd} i_{sq} + \varphi_f i_{sq}) - \frac{F}{J} \omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{sd}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{sq}} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} \quad (II.15)$$

II.2.2.6. Stratégie de réglage par mode de glissement

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 .La boucle interne permet de contrôler les courants, tandis que la boucle externe permet de contrôler la vitesse. La figure représente la structure en cascade de la régulation de vitesse par mode de glissement de la MSAP alimentée par un onduleur de tension [9].

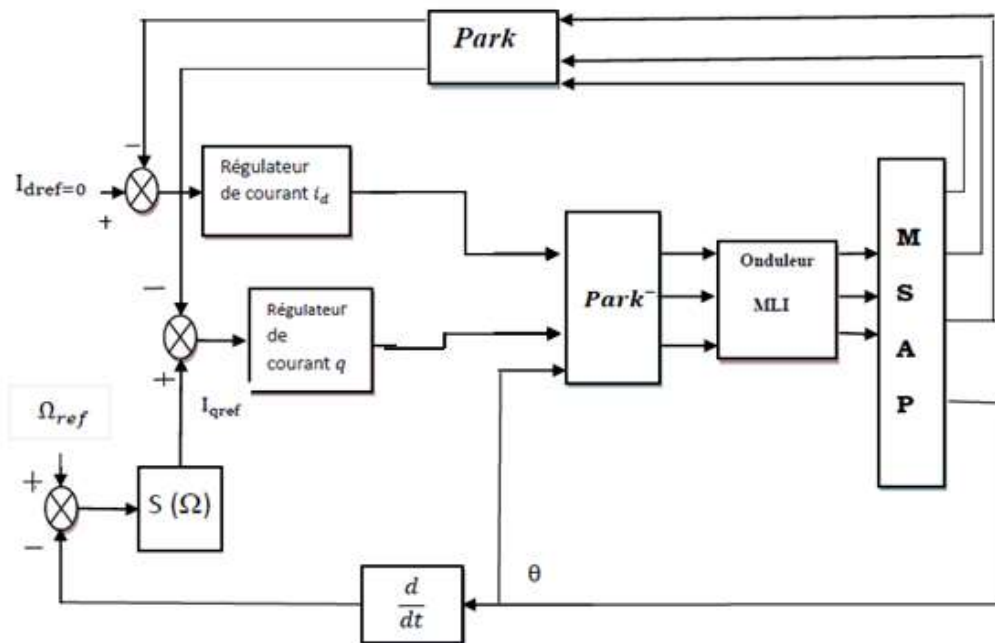


Figure II.4:Schéma de réglage de la vitesse par mode glissant

II.2.2.6.1. Commande de la vitesse

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

$$S(\Omega) = \Omega_{ref} - \Omega \quad (II.16)$$

En régime permanent la surface $S(\Omega)$ et $\dot{S}(\Omega)$ sont nulle :

$$\dot{S}(\Omega) = 0 \Rightarrow i_{sqeq} = \frac{F\Omega + Cr}{p[\varphi_f - (L_{sd} - L_{sq})i_{sd}]} \text{ et } i_{sqn} = 0 \quad (II.17)$$

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

$$i_{sqn} = K \text{sign}(S(\Omega)) \quad (II.18)$$

Le courant de référence représente la somme de deux grandeurs i_{sqeq} et i_{sqn}

$$i_{sqref} = i_{sqeq} + i_{sqn} \quad (II.19)$$

II.2.2.6.2. Commande du courant direct (i_{sd})

La surface de glissement est suivante :U

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

La dérivée de cette surface est donnée par l'expression :

$$\dot{S}(i_{sd}) = \frac{R_s}{L_{sd}} i_{sd} - \frac{L_{sq}}{L_{sd}} \omega i_{sq} - \frac{1}{L_{sd}} V_{sd} \quad (II.21)$$

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

$$V_{sdeq} = R_s i_{sd} - L_{sq} \omega i_{sq} \text{ et } V_{sdn} = 0 \quad (II.22)$$

Ou V_{sdeq} et V_{sdn} sont les deux composantes de la tension de commande V_{dn}

Durant le mode glissement, le produit de la surface par sa dérivée doit être inférieur à zéro.

Cela exige de vérifier la condition de Lyapunov (équation (II.7), tel que

$$V_{sdn} = K_{isd} \text{sing}(S(i_{sd})) \quad (II.23)$$

Ainsi, la commande V_{sdref} représente la somme des grandeurs V_{sdeq} et V_{sdn} :

$$V_{sdref} = V_{sdeq} + V_{sdn} \quad (II.24)$$

II.2.2.6.3. Commande du courant direct (isq)

La surface de glissement est suivante :

$$S(i_{sq}) = i_{sqref} - i_{sq} \quad (II.25)$$

La dérivée de cette surface est donnée par l'expression :

$$\dot{S}(i_{sq}) = \frac{R_s}{L_{sq}} i_{sq} - \frac{L_{sd}}{L_{sq}} \omega i_{sd} + \frac{\varphi_f}{L_{sq}} - \frac{1}{L_{sq}} V_{sq} \quad (II.26)$$

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

$$V_{sqeq} = R_s i_{sq} - L_{sd} \omega i_{sd} + \varphi_f \omega \text{et} V_{sqn} = 0 \quad (II.27)$$

Où V_{sqeq} et V_{sqn} sont les deux composantes de la tension de commande V_{sq}

Durant le mode glissement, le produit de la surface par sa dérivée doit être inférieur à zéro.

Cela exige de vérifier la condition de Lyapunov (équation (II.7)), tel que

$$V_{sqn} = K_{isq} \text{sing}(S(i_{sq})) \quad (II.28)$$

Ainsi, la commande V_{sqref} représente la somme des grandeurs V_{sqeq} et V_{sqn} :

$$V_{sqref} = V_{sqeq} + V_{sqn} \quad (II.29)$$

II.3. Logique Floue

Les techniques de l'intelligence artificielle sont connues actuellement pour leur grande potentialité de pouvoir résoudre les problèmes liés aux processus industriels, notamment le contrôle, l'estimation et l'identification des paramètres des systèmes variantes. Parmi ces techniques, on trouve la logique floue [9], [10].

Le terme d'ensemble flou apparaît pour la première fois en 1965 lorsque le professeur Lotfi A. Zadeh, de l'université de Berkeley aux USA, publie un article intitulé "Ensembles flous" ou "Fuzzy sets". Il a réalisé depuis de nombreuses avancées théoriques majeures dans le domaine et a été rapidement accompagné par de nombreux chercheurs développant des travaux théoriques [11]. Dès 1975, on trouve les premières applications au niveau des systèmes de réglage. À partir de 1985 environ, ce sont les Japonais qui commencent à utiliser la logique floue dans des produits industriels pour résoudre des problèmes de réglage et de commande. Tout récemment en Europe et en Amérique du Nord, une intense activité de recherche a débuté afin d'introduire le principe de réglage par logique floue [11].

La logique floue permet de faire le lien entre modélisation numérique et modélisation linguistique, ce qui a permis des développements industriels spectaculaires à partir d'algorithmes très simples de traduction de connaissances symboliques en entité numérique et inversement.

La théorie des ensembles flous a également donné naissance à un traitement original de l'incertitude, fondée sur l'idée d'ordre, et qui permet de formaliser le traitement de l'ignorance partielle et de l'inconsistance dans les systèmes d'informations avancés.

Les ensembles flous ont également eu un impact sur les techniques de classification automatique, et ont contribué à un certain renouvellement des approches existantes de l'aide à la décision [11].

II.3.1. Avantages et inconvénients de la commande par la Logique Floue

Avantages	Inconvénients
<ul style="list-style-type: none">• La possibilité d'implanter des connaissances (linguistiques) de l'opérateur de processus ;• La maîtrise du système à régler, même avec un comportement complexe.• Le non nécessité d'une modélisation mathématique rigoureuse du processus ;	<ul style="list-style-type: none">• La difficulté de montrer la stabilité dans tous les cas ;• L'approche artisanale et non systématique (implantation des connaissances des opérateurs souvent difficile).• Le manque de directives précises pour la conception d'un réglage (choix des grandeurs à mesurer, détermination de la fuzzification, des inférences et de la défuzzification) ;

Tableau II.1: Avantages et Inconvénients de la commande Floue de la MSAP.

II.3.2. Eléments de Base de la Logique Floue

• Ensembles Flous

Dans la théorie des ensembles conventionnels, un élément appartient ou n'appartient pas à un ensemble, donc le degré d'appartenance d'un élément à un ensemble ne peut être que nul ou égal à l'unité. Par contre dans la théorie des ensembles flous, un élément peut plus ou moins appartenir à un ensemble, le degré d'appartenance d'un élément à un ensemble flou peut prendre n'importe quelle valeur comprise dans l'intervalle $[0,1]$ [12].

• Univers de discours

L'univers de discours est l'ensemble des valeurs réelles qui peut prendre la variable floue x et $\mu_A(x)$ est le degré d'appartenance de l'élément x à l'ensemble flou A . Plus généralement, le domaine de définition de $\mu_A(x)$ peut être réduit à un sous ensemble de l'univers de discours. On peut ainsi avoir plusieurs fonctions d'appartenance, chacune caractérisant un sous-ensemble flou.

C'est par l'association de tous les sous-ensembles flous de l'univers de discours que l'on obtient l'ensemble flou de la variable floue x [12].

- **Fonctions d'appartenance**

Un ensemble flou est défini par sa fonction d'appartenance qui correspond à la notion de fonction caractéristique en logique classique, elle permet de mesurer le degré d'appartenance d'un élément à l'ensemble flou. En toute généralité, une fonction d'appartenance d'un ensemble flou est désignée par (x) . L'argument x se rapporte à la variable caractérisée, alors que l'indice A indique l'ensemble concerné.

Les fonctions d'appartenance peuvent avoir différentes formes :

- Triangulaires ;
- Trapézoïdales ;
- En forme de cloche (Gaussiennes)[12].

Généralement, les plus souvent utilisées sont les fonctions de forme trapézoïdale ou triangulaire.

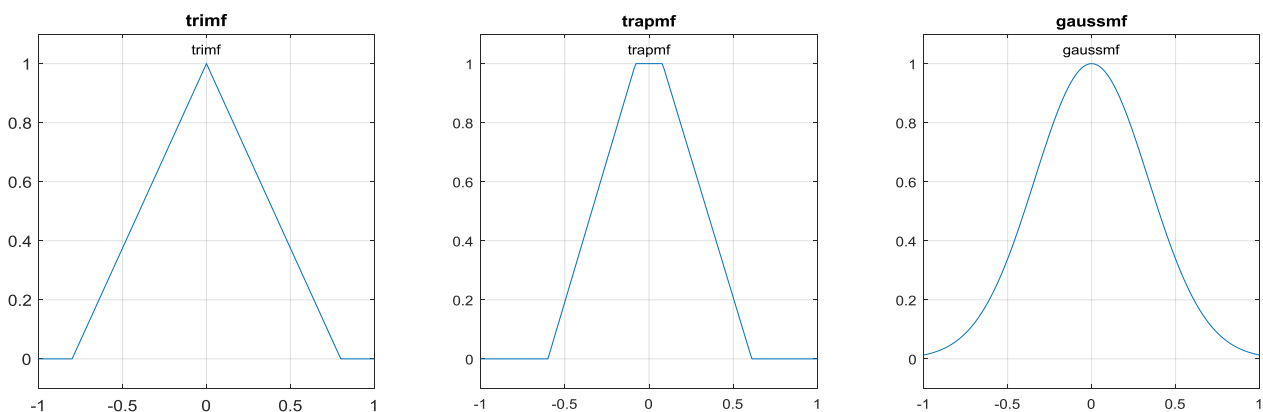


Figure II. 5: Différentes formes des fonctions d'appartenance.

- **Variable Linguistique**

La description d'une certaine situation imprécise peut contenir des expressions floues comme par exemple : "très grand", "moyen" et "petit". Ces expressions forment les valeurs d'une variable X , appelée variable linguistique, soumise à des fonctions appelées fonctions d'appartenance.

On représente les variables linguistiques par leurs fonctions d'appartenance, de telle manière qu'à chaque variable floue x et un sous-ensemble flou A est associé une fonction d'appartenance $U_A(x)$ qui désigne le degré d'appartenance de x à A . La fonction d'appartenance peut être représentée par plusieurs formes: triangulaire, trapézoïdale, sigmoïdale et gaussienne, illustrées par la figure (II.5). On peut définir d'autres formes de fonctions d'appartenance, mais

dans le réglage par logique floue, les formes déjà citées sont largement suffisantes pour délimiter les ensembles flous [13].

- **Opérateurs Flous**

La description d'une situation où il y a plus qu'une variable qui intervient, nécessite l'utilisation des opérateurs logique tel que : "ET", "OU" et "NON" qui dans la théorie de la logique floue peuvent être interprétés par les opérations respectivement : "Minimum", "maximum" et "Complément à "un" [13].

Les opérateurs les plus utilisés en logique floue sont donc :

- L'opérateur " Et " correspond à l'intersection de deux ensembles A et B. Il peut être réalisé par:

- ✓ la fonction "min" :

$$\forall x \in X \mu_D(x) = \min(\mu_A(x), \mu_B(x))$$

- ✓ la fonction arithmétique "produit" : $\forall x \in X \mu_{A \cap B}(x) = \mu_A(x) \cdot \mu_B(x)$

- l'opérateur "OU" correspond à l'union de deux ensembles A et B. il peut être réalisé par :

- ✓ la fonction "max" :

$$\forall x \in X \mu_C(x) = \max(\mu_A(x), \mu_B(x))$$

- ✓ la fonction arithmétique 'somme' : $\forall x \in X \mu_{A \cup B}(x) = \mu_A(x) + \mu_B(x)$

- l'opérateur "Non" est réalisé par : $\mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x)$ [1]

- **Règles d'inférence floues**

La méthode la plus simple est l'extraction des connaissances de l'opérateur humain qui consiste à énoncer directement les règles par des experts dans la commande. Cette connaissance est souvent traduite avec des règles sous la forme:

" Si <**Prémisse** (antécédent)> Alors <**Conclusion** (conséquence)>".

L'apport le plus essentiel de la logique floue est le fait que ces règles sont susceptibles de représenter l'imprécis si les prémisses et les conclusions sont exprimées avec des mots du langage naturel. En logique floue, une règle simple se formalise de la façon suivante :

Deux classes de modèles flous peuvent être distinguées :

- Les modèles flous à conclusion fonctionnelle dits modèles de **Takagi-Sugeno**.
- Les modèles flous à conclusion symbolique dits modèles linguistiques ou modèles de **Mamdani**.

Ces deux modèles sont basés sur une collection de règles Si **prémisse** – Alors **conclusion** et leurs prémisses sont exprimées symboliquement [14].

II.3.3. Structure d'un système de commande floue

On distingue trois structures majeures de régulateurs à logique floue (RLF):

- La structure pure
- La structure de Takagi-Sugeno-Kang (TSK) ;
- La structure de Mamdani ou le modèle « fuzzification - defuzzification ».

Dans la structure pure les variables d'entrée et de sortie du RLF sont des variables floues ou linguistiques. Ceci constitue un handicap étant donné que les entrées et les sorties des régulateurs des systèmes réels sont des variables réelles ou numériques.

La structure TSK (Takagi-Sugeno-Kang) résout ce problème par une simple transformation des variables linguistiques en variables réelles. L'inconvénient de cette structure est que le conséquent de chaque règle soit une formule mathématique.

La structure de Mamdani s'est proposé une interface de défuzzification (défuzzificateur) à la sortie de la structure pure. Le fuzzificateur transforme les variables réelles d'entrée en variables linguistiques floues, tandis que le défuzzificateur effectue l'opération inverse ; la structure de Mamdani est devenue le modèle standard du RLF le plus utilisé dans la régulation des systèmes[38]. Le schéma synoptique général d'un contrôleur flou est représenté dans la Figure II.6) qui comporte quatre blocs principaux: fuzzification, base des règles, moteur d'inférence et défuzzification.

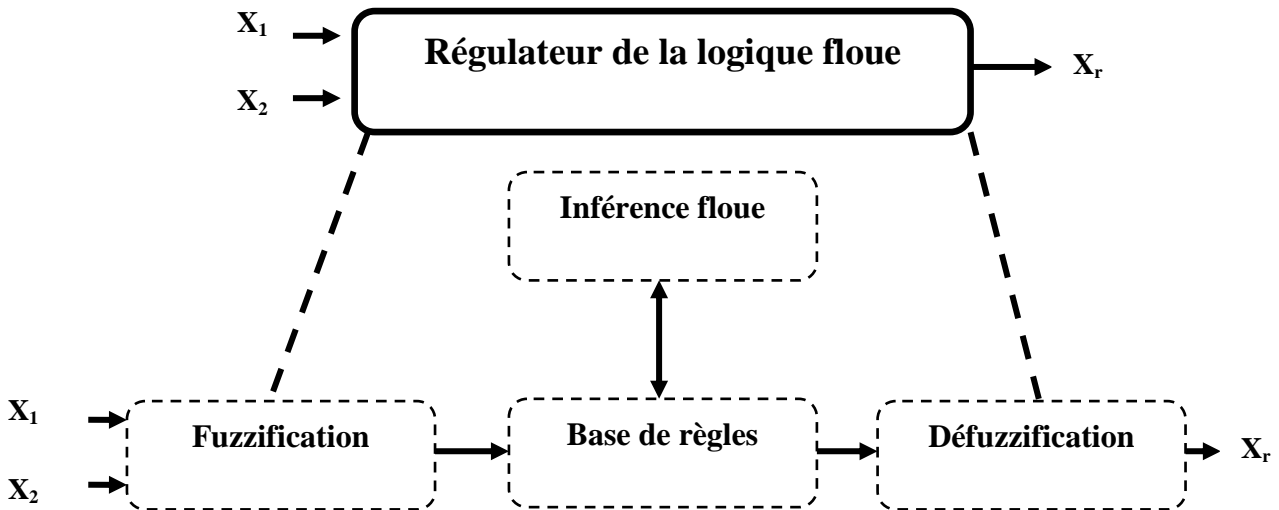


Figure II.6: Schéma général d'un Contrôleur flou

- **Le bloc de fuzzification effectue les fonctions suivantes:**

- Mesurer des variables d'entrées
- Etablir les plages de valeur pour les fonctions d'appartenance à partir des valeurs variables d'entrées,

– Effectuer une fonction de fuzzification qui convertit les données d'entrée en valeurs linguistique convenables [5].

- **Le bloc de base de connaissances (base des règles)**

Caractériser les buts et stratégies de commande émis par les experts du domaine au moyen d'un ensemble de règles linguistique de contrôle. Les règles prennent la forme d'une énumération de type [5] :

- si condition 1 et/ou condition 2 (et/ou...) alors action sur les sorties
- si condition 3 et/ou condition 4 (et/ou...) alors action sur les sorties
- si condition 5 et/ou condition 6 (et/ou...) alors action sur les sorties

- **Le bloc d'inférence**

Est le cerveau d'un RLF, qui possède la capacité de simuler les décisions humaines et de déduire (inférer) les actions de commande floue, à l'aide de l'implication floue et des règles d'inférence. Le traitement numérique des règles d'inférence qui permet d'obtenir la sortie linguistique ou floue du régulateur se fait par différentes méthodes, on cite principalement [15]:

- **la méthode d'inférence max-min**

- La méthode d'inférence max-produit
- La méthode d'inférence somme-produit

- **Le bloc de defuzzification :**

Fournit un signal de commande non-flou (réel) à partir du signal flou déduit. Les méthodes couramment utilisées sont [16]:

- La méthode de centre de gravité ;
- La méthode du maximum ;
- La méthode des surfaces ;
- La méthode des hauteurs.

II.3.4. Application du régulateur flou de Mamdani pour la commande du MSAP

Cette partie est consacrée à l'application de la logique floue à la commande de vitesse du moteur synchrone à aimants permanents et à flux orienté, nous allons suivre les étapes indiquées dans le diagramme de la figure (II.6).

Le schéma de principe de cette technique est illustré dans la figure (II.7), nous détaillerons la méthode de réglage et positionnement des fonctions d'appartenance à partir des entrées E et dE .

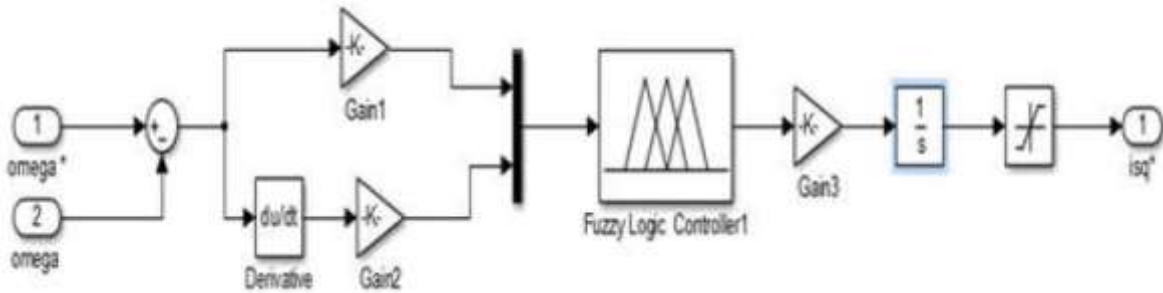


Figure II.7: Schéma synoptique d'un régulateur flou de vitesse.

• **Loi de commande**

La loi de commande est fonction de l'erreur et de sa variation $U = f(E, dE)$. Par conséquent, l'activation de l'ensemble des règles d'inférence associées donne la variation de la commande nécessaire, permettant l'ajustement de la commande μ .

La forme de cette loi de commande est donnée par :

$$\mu_{k+1} = \mu_k + K_d \mu \cdot d\mu_k + 1 \tag{II.30}$$

Où $K_d \mu$: le gain associé à la commande μ_{k+1} ;

$d\mu_{k+1}$: La variation de la commande.

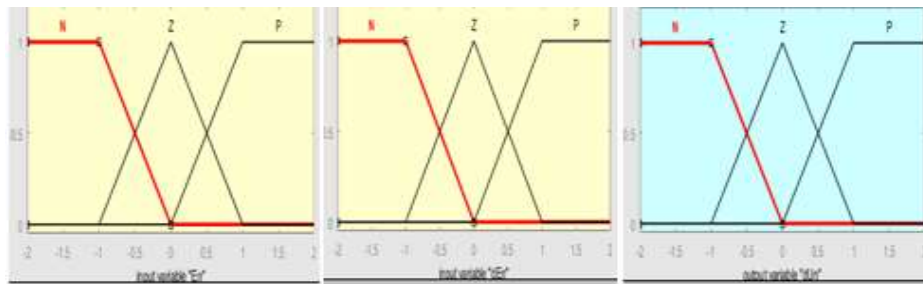
L'erreur E et la variation de l'erreur dE sont normalisées comme suit :

$$\begin{cases} XE = kE \cdot E \\ XdE = kdE \cdot dE \end{cases} \tag{II.31}$$

Où : kE et kdE sont les facteurs d'échelles (gain de normalisation). Nous faisons varier ces facteurs jusqu'à ce que nous ayons un phénomène transitoire de réglage convenable. En effet, ce sont ces derniers qui fixeront les performances de la commande [17].

II.3.4.1. Régulateur Flou à Trois Ensembles

Le régulateur admet pour chaque variable les trois ensembles flous N (négatif), EZ (zéro) et P (positif). Les fonctions d'appartenance des variables floues de l'entrée se recouvrent à la figure (II.8).



En dEnUn

Figure II.8: Formes des fonctions d'appartenance.

Le Tableau (II .2) illustre la matrice d'inférence du régulateur flou a trois ensembles.

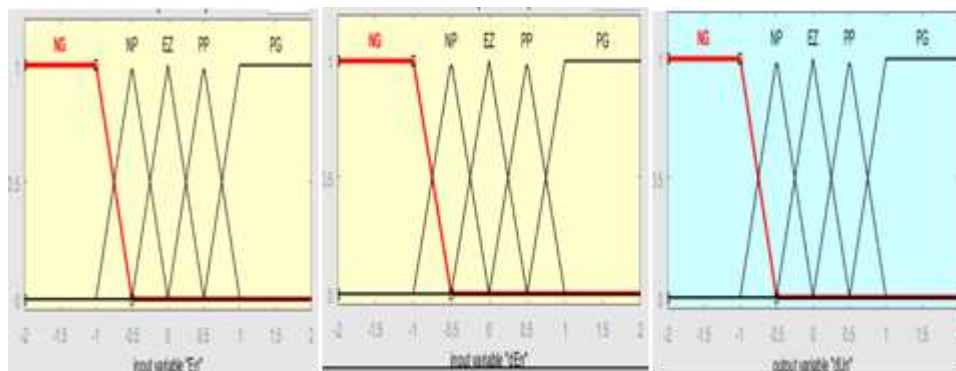
		dEn		
		N	EZ	P
En	Un	N	EZ	P
	N	N	N	EZ
	EZ	N	EZ	P
	P	EZ	EZ	P

Tableau II.4: Matrice d'inférence du régulateur flou à trois fonctions d'appartenance.

II.3.4.2.Régulateur Flou à Cinq Ensembles

Dans le cas du régulateur à trois ensembles flous, les réglages se font surtout par l'action sur les facteurs d'échelle à l'entrée et à la sortie du régulateur. Par contre, si l'on passe à un nombre plus important d'ensembles flous, cinq par exemple, un choix plus large s'offre notamment sur la matrice d'inférence et la répartition des fonctions d'appartenance.

Il est à noter que ce n'est pas le choix des opérateurs pour réaliser l'inférence qui est important mais plutôt la matrice d'inférence elle-même et, surtout, la répartition des fonctions d'appartenance sur l'univers de discours[17].



EN dEn

Un

Figure II.9: Fonctionnes d'appartenance de notre contrôleur floue.

		dEn					
Un		NG	NP	EZ	PP	PG	
En	NG	NG	NG	NP	NP	EZ	
	NP	NG	NP	NP	EZ	PP	
	EZ	NP	NP	EZ	PP	PP	
	PP	NP	EZ	PP	PP	PG	
	PG	EZ	PP	PP	PG	PG	

Tableau II.5: Matrice d'inférence du régulateur flou à cinq fonctions d'appartenance.

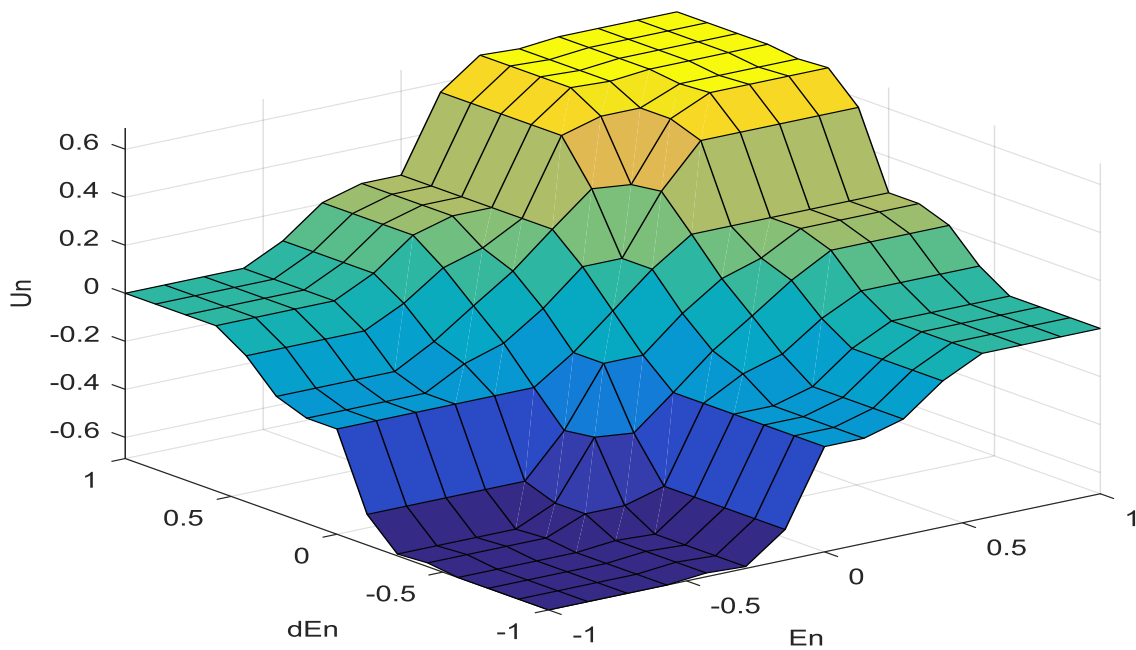


Figure II.10: Surface du contrôleur flou utilisé.

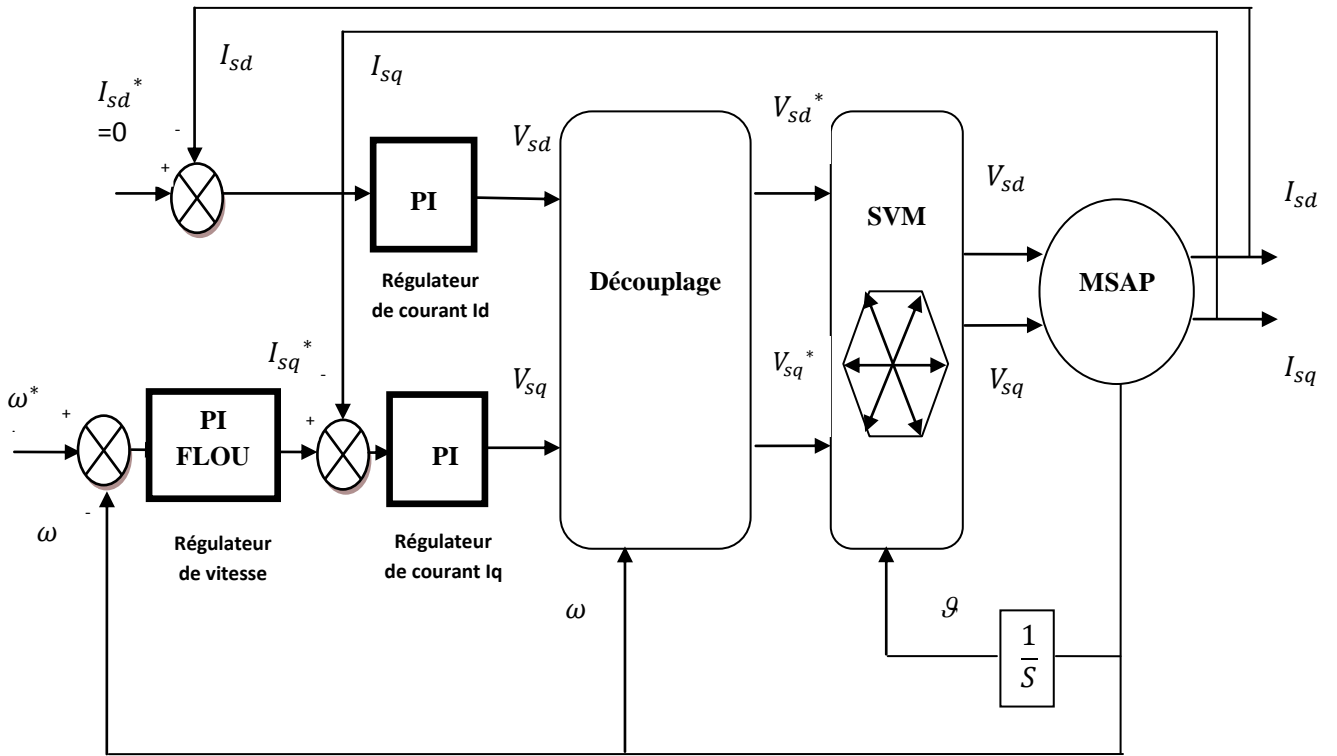
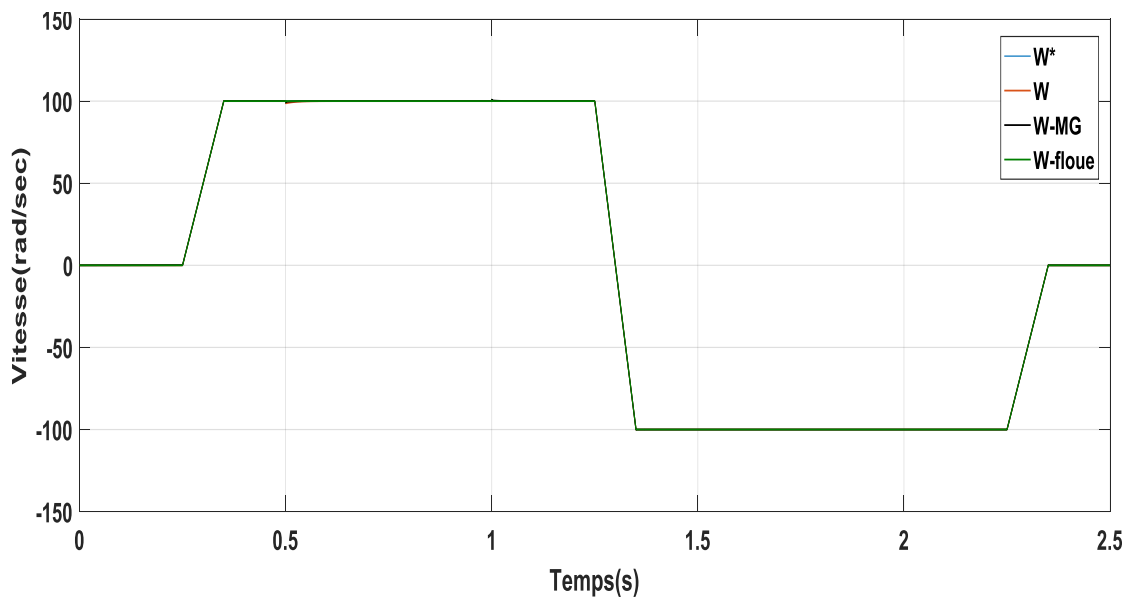


Figure II.11: Schéma global de la commande Floue de la MSAP.

II.4. Résultat de simulation

Les simulations sont effectuées en employant le logiciel MATLAB/SIMULINK. L'algorithme d'intégration utilisé est celui de RANG KUTTA (ode 4) avec un pas d'échantillonnage de 10^{-5} s. Une application du couple de charge ($Cr=5Nm$) dans l'intervalle de temps ($t= [0.5 ; 1] s$), en imposant la vitesse de référence $\omega^* = (0, 100, -100, 0)$ rad/s.



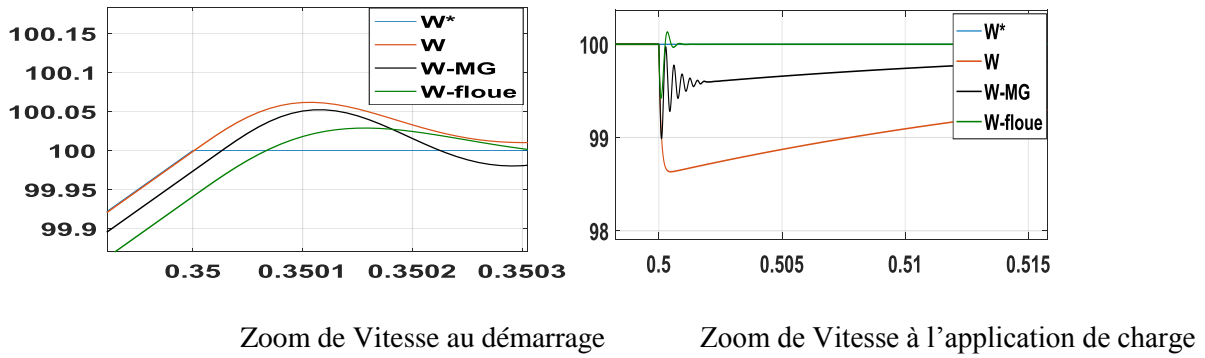


Figure II.12: Résultats de simulation: Vitesses de référence et mesurée

(ω^* , ω , ω Floue, ω MG).

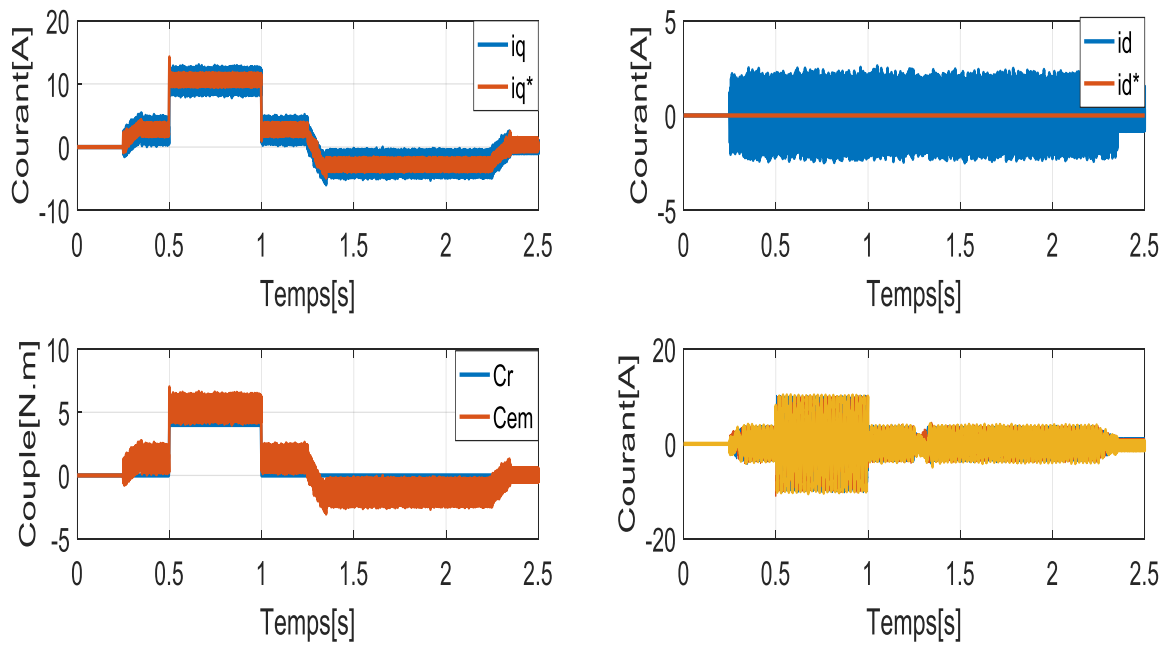


Figure II.13: Résultat de simulation : courant, couple

(Régulation par PI classique).

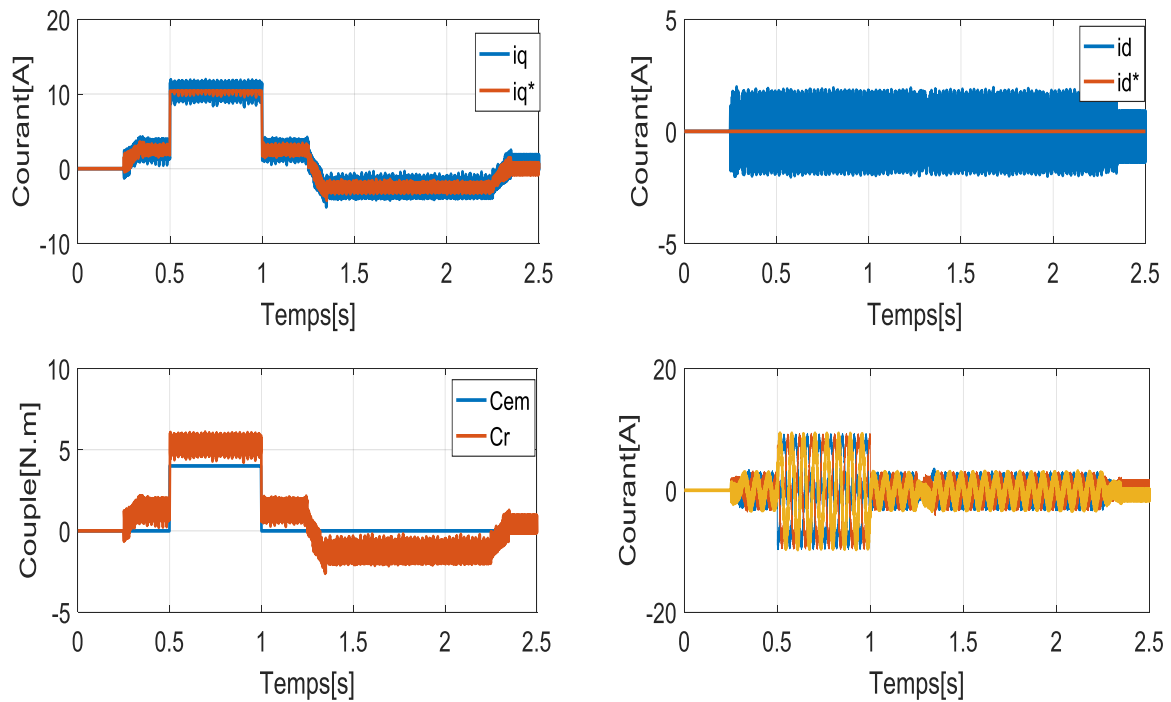


Figure II.14: Résultat de simulation : courant, couple

(Régulation par mode glissant).

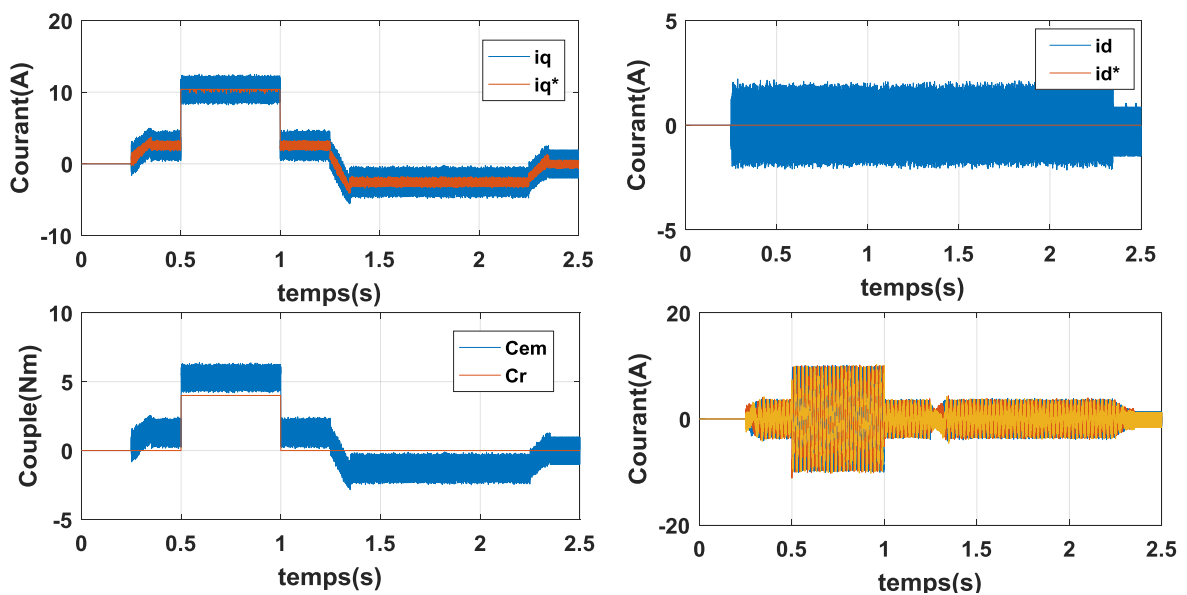


Figure II.15: Résultat de simulation : courant, couple

(Régulation par Floue).

Régulateur de vitesse	PI	$K_{p\omega}=0.0216$	$K_{i\omega}=0.9412$	$\zeta=1$	$\omega_n=40\text{rad/s}$
	RMG	$K_{\omega}=10$	/	/	/
Régulateur de courant		$K_{pid}=16.7$	$K_{iid}=19234$	$K_{piq}=16.7$	$K_{iiq}=19234$

Tableau II.4: Paramètres des régulateurs de (vitesse – courant).

Régulateur de vitesse PI classique	Dd(%)	Tr(s)	Tm(s)	Es(%)	Dp(%)	Tp(%)
Contrôleur PI	0.0008	0.1	0.08	0	0.83	0.015
Contrôleur MG	0.0008	0.35	0.08	0	0.66	0.002
Contrôleur Flou	0.0003	0.35	0.08	0	0.58	0.001

Tableau II. 5: Récapitulation des performances de l'ensemble des réglages.

II.5.Etude comparative

Dans la figure (II.12),(II.13),(II.14),(II.15) et les tableaux (II.4),(II.5), nous présentons les résultats de simulation avec une étude comparative obtenue avec la commande vectorielle pour les différents régulateurs étudiés précédemment (PI classique, MG, PI Flou). Le modèle de la MSAP utilisé pour les simulations est celui donné par (I.26), dont les paramètres sont donnés par le tableau qui décrit en annexe.

On constate que la vitesse suit parfaitement sa référence. Les simulations montrent des transitoires bien stables pour les différents régulateurs, comme on peut remarquer d'après le tableau (II.5), que la commande par logique floue présente un temps réponse très court et une erreur statique nulle au régime permanent avec un temps de réjection de la charge très court et comme un avantage de la commande logique floue par rapport aux autres commandes, est minimisée le phénomène de broutement (chattering) on peut constater que les courants de phases (i_a, i_b, i_c) sont sinusoïdaux et le courant id est nul, ce qui montre l'orientation du flux suivant l'axe d en respectant le principe de la commande vectorielle (c.à.d. orientation $\Phi_{sd} = \Phi_f$). Le contrôle du couple (image de I_q) est satisfaisant.

II.6. Conclusion

Ce chapitre nous permet de réaliser une étude comparative entre la commande MG, floue et PI classique pour l'asservissement en vitesse de la MSAP.

Les résultats de simulation obtenus montre clairement que le RLF donne des bonnes performances et d'excellents résultats en termes de rapidité de la réponse indicielle et le suivi des consignes avec la minimisation des chattering ainsi qu'une réjection efficace du couple résistant appliqué au moteur par rapport la commande MG qui donne un vitesse de sortie suit la consigne avec un petit dépassement et une petite perturbation.

Les techniques de commande MG, PI et floue nécessitent la connaissance des grandeurs d'état et de sortie. Ces grandeurs peuvent être obtenues en utilisant des capteurs mécaniques présentant plusieurs inconvénients tel que l'encombrement, la génération du bruit.....

Le chapitre suivant est consacré à l'estimation des grandeurs vitesse et position en utilisant l'Observateur à mode glissant (OMG) afin d'élaborer une commande vectorielle robuste.

REFERENCE

- [1] **P. Lopez et A. S. Nouri**, « Théorie Elémentaire Et Pratique De La Commande Par Les Régimes Glissants », Springer, 2006.
- [2] **F. Benchabane**, « Commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattering », thèse de Magistère, Université Mohammed Khider, Biskra, 2005.
- [3] **T. S. Jimenez**, « Contribution à la commande d'un robot sous-marin autonome de type torpille », Thèse de doctorat en Génie Informatique, Automatique et Traitement du Signal, Université Montpellier II, France, 2004.
- [4] **Y. Elbia**, « Commande floue optimisée d'une machine asynchrone à double alimentation et à flux orienté », thèse de Magistère, Université de Batna, 2009.
- [5] **Fouddad Assia, Mamar Imen**, « Commande robuste par Mode Glissant Floue avec un observateur de charge du Moteur Synchrone à Aimants Permanents », thèse de Master, Université des Sciences et de la Technologie, Tiaret, 2016.
- [6] **M. Abid**, « Adaptation de la commande optimisée au contrôle vectoriel de la machine asynchrone alimentée par onduleur à MLI », Thèse de doctorat d'état en Electrotechnique, Université Djillali Liabes De Sidi Bel-Abbès, Algérie, 2009.
- [7] **H. Amimeur**, « Contribution à la commande d'une machine asynchrone double étoile par mode de glissement », thèse de Magistère En Electrotechnique, Université de Batna, Algérie, 2008.
- [8] **A. Aoufi**, « Utilisation d'observateurs à mode glissants pour le contrôle direct de couple et le contrôle vectoriel d'une machine asynchrone à cage », thèse de Magistère, Université de Biskra, 2001.
- [9] **M. Ayoub, A. Omar**, « Commande Par Logique Floue D'un Moteur Synchrone à Aimants Permanents », Université Ibn-Khaldoun Tiaret, 2016.
- [10] **F. Assia, M. Imen**, « Commande Robuste Par Mode Glissant Floue avec un Observateur de Charge du Moteur Synchrone à Aimants Permanents », Université Ibn-Khaldoun Tiaret, 2017
- [11] **J-M. RETIF**, « Commandes Vectoriels Des Machines Asynchrones et Synchrones », Cours, INSA, 2008
- [12] **A. Koubi, M., M., M. dekkiche**, « Etude Comparative Entre La Commande Vectorielle et La Commande Non Linéaire », thèse Master, Université Kasdi Merbah Ouargla, 2017.

- [13] **R. Sadouni**, «Commande Par Mode Glissant Flou d'une Machine Asynchrone à Double Etoile», Thèse de Magister, Université de Sidi Bel Abbés, 2010
- [14] **N. Bounasla**, «Commande Par Mode de Glissement D'ordre Supérieur de La Machine Synchrone à Aimants Permanents », Mémoire de Magister, Université de Sétif, 2014.
- [15] **Merikhi Ayoub**, «Commande par logique floue d'un moteur synchrone à aimants permanents», Mémoire de master, Tiaret Ibn Khaldone.
- [16] **G. Salloum**, cc Contribution à la commande robuste de la machine asynchrone à doublealimentation », Thèse de Doctorat en Génie Électrique, Institut National Polytechnique deToulouse, France, 2007.
- [17] **M.Seddik**,«Application de La Commande H_{∞} Aux Systèmes Linéaires Perturbés», thèse de Magister, Université Ferhat Abbas Setif, 2012.

Chapitre III
Commande sans capteur
mécanique de vitesse du
MSAP

TABLE DES MATIERES

III.1.Introduction	55
III.2.Méthode de commande sans capteur mécanique	56
III.2.1.Conception d'un observateur mode glissant.....	56
III.2.2.Synthèse d'un Observateur à Mode Glissant.....	58
III.2.3.Etude de stabilité de l'observateur Mode Glissant	59
III.3.Approche OMG-Flou	61
III.4.Concepts généraux d'un défaut	62
III.4.1.Défauts de capteurs	63
III.4.2.Contrôle actif à tolérance de pannes	63
III.5.Résultat de simulation et interprétations	65
III.6.Vérification de la robustesse de l'observateur OMG et l'observateur OMG-Flou	67
III.6.1. pour l'observateur à mode glissant(OMG)	68
III.6.2.teste de robustesse de l'observateur à mode glissant avec floue(OMG-Flou).....	69
III.7.résultat de simulation et l'interprétation de Défaut de décalage	70
III.8.Conclusion	73
Références	74

LISTE DES FIGURES

Figure III.1 : Schéma fonctionnel d'un observateur mode glissant	57
Figure III. 2: Schéma bloc de la commande sans capteur mécanique avec OMG.....	61
Figure III. 3: Schéma bloc de la commande sans capteur mécanique par l'observateur OMG-Flou	62
Figure III.4 :Schéma de principe d'une loi de commande FTC active	64
Figure III.5: schéma de principe de génération résiduelle	64
Figure III.6: schéma de principe de détection de défaut	65
Figure III.7 : Schéma de principe de persistant	65
Figure III.8: Commande vectorielle sans capteur mécanique de Vitesses (ω^* , ω -OMG).....	66
Figure III.9: Résultat de simulation de la Commande vectorielle sans capteur mécanique fondée sur l'observateur OMG (courant-couple).....	67
Figure III.10: Résultat de simulation de la Commande vectorielle sans capteur mécanique fondée sur l'observateur OMG-Flou (courant-couple).	67
Figure III.11: Comportement de la vitesse (variation R)	68
Figure III.12: Comportement de la vitesse (variation J)	69
Figure III.13: Comportement de la vitesse (variation R)	69
Figure III.14: Comportement de la vitesse (variation J)	70
Figure III.15 :Performances du système en cas de défaut du capteur de vitesse	72

LISTE DES TABLEAUX

Tableau III.1: Récapitulation des performances de l'ensemble des réglages sans capteur mécanique.	66
---	----

III.1.Introduction

Dans les commandes des moteurs synchrones à aimants permanents, le capteur de vitesse est indésirable, L'incorporation de ces capteurs dans les systèmes peut augmenter leur complexité et leur encombrement. D'un autre côté, les mesures provenant de ces capteurs sont souvent bruitées et erronées surtout aux faibles vitesses. [1]

De plus, ils manifestent une sensibilité à l'inférence extérieure et exigent une maintenance très coûteuse. D'un autre côté, certaines grandeurs internes d'une machine ne sont pas mesurables directement (flux, couple résistant). Une recherche de la simplicité de conception et de la robustesse devient l'un des critères les plus importants dans de nombreuses applications.

On s'intéresse surtout à se débarrasser du capteur mécanique de vitesse ou de position. Il est le maillon faible de la chaîne. On essaie donc de faire remplir sa fonction par des capteurs de grandeurs électriques et d'algorithmes de calcul utilisés pour reconstituer la vitesse de la machine.

Avec les progrès des calculateurs numériques il y a tendance à remplacer ces capteurs par des observateurs qui transforment les signaux de courants et de tensions en information concernant d'autres variables du moteur telle que la vitesse.[2]

Une des classes les plus connues des observateurs robustes est celle des observateurs mode à glissant et des observateurs à mode glissant flou, ce type d'observateur est basé sur la théorie des systèmes à structure variables Ces derniers ont de bonnes propriétés de robustesse vis-à-vis des erreurs paramétriques et des perturbations bornées. [3]

Généralement, afin d'assurer la sûreté de fonctionnement d'un tel système, il faut gérer le processus face à divers problèmes de fonctionnement, qu'il s'agisse de dysfonctionnements ou de pannes de capteurs et/ou d'actionneurs. Cette problématique fait appel à toutes les informations sur le procédé (qu'elles proviennent de la modélisation, des capteurs physiques ou de la commande).

Ainsi, l'objectif du diagnostic est de constater l'apparition d'un défaut, d'en trouver la cause puis d'en déduire la marche à suivre. [4]

Dans ce chapitre, nous commençons, tout d'abord par une présentation générale de l'observateur (OMG) et l'observateur (OMG-Flou), nous allons présenter les principales approches de synthèse des lois de commande tolérantes aux défauts (*FaultTolerant Control, FTC*). Ensuite, nous allons présenter les résultats obtenus par simulation de la commande vectorielle sans capteur mécanique en utilisant la méthode citée précédemment dans le cas de la machine synchrone à pôle

lisse, puis on termine par présenter les résultats de simulation sans capteur mécanique suivi de la détection de défaut du capteur.

III.2.Méthode de commande sans capteur mécanique

Il existe plusieurs méthodes de commande sans capteurs [4], [5], [6]. Dans notre travail, on s'est basé seulement sur l'observateur à mode glissant (OMG).

III.2.1.Conception d'un observateur mode glissant

Le principe des observateurs mode glissant consiste à contraindre, à l'aide des fonctions discontinues, les dynamiques d'un système d'ordre n à converger vers une variété de dimensions de $(n-p)$ dite surface de glissement (p étant la dimension du vecteur de mesure). [3]

L'attractivité de cette surface est assurée par des conditions appelées conditions de glissement. Si ces conditions sont vérifiées, le système converge vers la surface de glissement et y évolue selon une dynamique d'ordre $(n-p)$.

Dans le cas des observateurs mode glissant, les dynamiques sont celles des erreurs d'observation $e(t) = x(t) - \hat{x}(t)$.

A partir des leurs valeurs initiales $e(0)$, ces erreurs convergent vers les valeurs d'équilibre en deux étapes:

Dans une première phase, la trajectoire des erreurs d'observation évolue vers la surface de glissement sur laquelle les erreurs entre la sortie de l'observateur et la sortie du système réel (les mesures) $e_y = y(t) - \hat{y}(t)$, sont nulles.

Cette étape qui est généralement très dynamique est appelée mode d'atteinte.

Dans la seconde phase, la trajectoire des erreurs d'observation glisse sur la surface de glissement avec des dynamiques imposées de manière à annuler les erreurs d'observation.

Ce dernier mode est appelé mode glissant.

Considérons un système d'état non linéaire d'ordre n :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x, u) \\ y = h(x) \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

où :

$x \in R^n$ Représente le vecteur d'état.

$u \in R^m$ Est le vecteur d'entrée ou la commande.

$y \in R^p$ Dénote le vecteur de sortie.

Les fonctions f et h sont des champs de vecteurs supposés suffisamment continûment dérivables sur x .

L'entrée u est localement bornée et mesurable.

L'observateur mode glissant est défini avec la structure suivante [3] :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = f(\hat{x}, u) - K \text{sign}(\hat{y} - y) \\ \hat{y} = h(\hat{x}) \end{cases} \text{(III.2)}$$

Où:

K est la matrice de gain de dimension $(n-p)$.

On remarque que l'observateur obtenu est une copie du modèle du système plus un terme correcteur

Qui établit la convergence de \hat{x} vers x .

La surface de glissement dans ce cas est donnée par :

$$s(x) = y - \hat{y} \text{(III.3)}$$

Le terme de correction utilisé est proportionnel à la fonction discontinue sign appliquée à l'erreur desortie où la fonction $\text{sign}(x)$ est définie par [3] :

$$\text{sign}(x) = \begin{cases} 1 & \text{si } x > 0 \\ 0 & \text{si } x = 0 \\ -1 & \text{si } x < 0 \end{cases} \text{(III.4)}$$

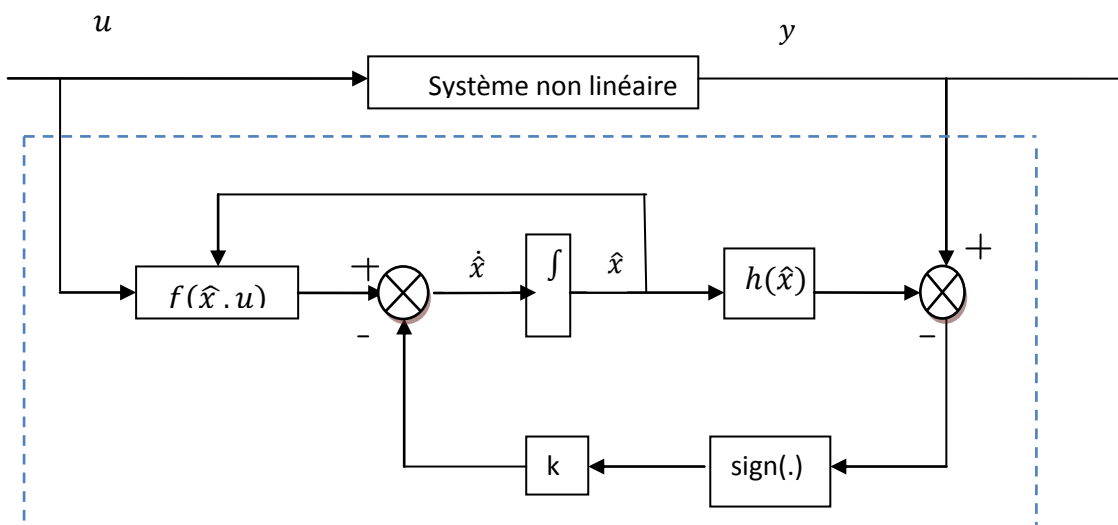


Figure III.1. Schéma fonctionnel d'un observateur mode glissant

Pour que l'état estimé converge vers l'état réel, l'observateur mode glissant doit respecter deux conditions :

La première condition concerne le mode d'atteinte et garantie l'attractivité de la surface de glissement $S=0$ de dimension p .

La surface de glissement est attractive si la fonction de Lyapunov $V(x) = S^T \times S$ vérifie la condition : $\dot{V}(x) < 0$ si $S \neq 0$.

La deuxième concerne le mode glissant, durant cette étape, la matrice des gains correctifs agit de manière à satisfaire la condition d'invariance suivante :

$$\begin{cases} \dot{S} = 0 \\ S = 0 \end{cases}$$

Durant ce mode, les dynamiques du système sont réduites et le système d'ordre n devient un système équivalent d'ordre $(n-p)$. Ces critères permettent la synthèse de l'observateur mode glissant et déterminent son fonctionnement [7].

III.2.2. Synthèse d'un Observateur à Mode Glissant

Cet observateur est basé sur le modèle complet de la MSAP (I.28) est utilisé pour la commande. En utilisant la transformation de Concordia, le modèle de la MSAP dans le repère (α, β) est donné par les équations suivantes [8], [9]:

$$\begin{cases} \dot{i}_{s\alpha} = -\frac{R_s}{L_s} i_{s\alpha} - \frac{e_\alpha}{L_s} + \frac{V_{s\alpha}}{L_s} \\ \dot{i}_{s\beta} = -\frac{R_s}{L_s} i_{s\beta} - \frac{e_\beta}{L_s} + \frac{V_{s\beta}}{L_s} \end{cases} \quad (\text{III.5})$$

Où e_α et e_β sont les forces électromotrices :

$$e_\alpha = -\Phi_f P \Omega \sin(\theta) \quad e_\beta = -\Phi_f P \Omega \cos(\theta) \quad (\text{III.6})$$

Le couple électromagnétique C_{em} est alors écrit dans un repère fixe (α, β) :

$$C_{em} = \Phi_f P \Omega (i_{s\beta} \cos(\theta) - i_{s\alpha} \sin(\theta)) \quad (\text{III.7})$$

Dans le cas d'une régulation θ du rotor, il faut prendre celle-ci comme une nouvelle variable d'état t donc le nouveau modèle d'état s'écrit:

$$\begin{cases} \dot{i}_{s\alpha} = -\frac{R_s}{L_s} i_{s\alpha} + \frac{\Phi_f}{L_s} P \Omega \sin(\theta) + \frac{V_{s\alpha}}{L_s} \\ \dot{i}_{s\beta} = -\frac{R_s}{L_s} i_{s\beta} - \frac{\Phi_f}{L_s} P \Omega \cos(\theta) + \frac{V_{s\beta}}{L_s} \\ \dot{\Omega} = \frac{C_{em} - C_r - F \Omega}{J} \\ \dot{\theta} = \Omega \end{cases} \quad (\text{III.8})$$

Alors le modèle de l'observateur peut être exprimé sous la forme suivante: [10]

$$\begin{cases} \dot{\widehat{i}_{s\alpha}} = -\frac{R_s}{L_s}\widehat{i}_{s\alpha} + \frac{p\Phi_f}{L_s}\widehat{\Omega}\sin(\widehat{\theta}) + \frac{V_{s\alpha}}{L_s} + K_1\text{sign}(\overline{i_{s\alpha}}) \\ \dot{\widehat{i}_{s\beta}} = -\frac{R_s}{L_s}\widehat{i}_{s\beta} - \frac{p\Phi_f}{L_s}\widehat{\Omega}\cos(\widehat{\theta}) + \frac{V_{s\beta}}{L_s} + K_1\text{sign}(\overline{i_{s\beta}}) \\ \dot{\widehat{\Omega}} = \frac{\overline{C_{em}} - C_r - F\widehat{\Omega}}{J} + K_2(\text{sign}(\overline{i_{s\alpha}}) + \text{sign}(\overline{i_{s\beta}})) \\ \dot{\widehat{\theta}} = \widehat{\Omega} \end{cases} \quad (\text{III.9})$$

$$\text{Où } \overline{i_{s\alpha}} = i_{s\alpha} - \widehat{i}_{s\alpha}, \quad \overline{i_{s\beta}} = i_{s\beta} - \widehat{i}_{s\beta} \quad (\text{III.10})$$

K_1 et K_2 sont les gains de l'observateur.

III.2.3. Etude de stabilité de l'observateur Mode Glissant

Les dynamiques des erreurs d'estimation, obtenues par la différence entre l'équation (III.8) et l'équation (III.9), sont:

$$\begin{cases} \dot{\overline{i_{s\alpha}}} = -\frac{R_s}{L_s}\overline{i_{s\alpha}} + \frac{p\Phi_f}{L_s}(\overline{\Omega}\sin(\theta) - \widehat{\Omega}\sin(\widehat{\theta})) - K_1\text{sign}(\overline{i_{s\alpha}}) \\ \dot{\overline{i_{s\beta}}} = -\frac{R_s}{L_s}\overline{i_{s\beta}} - \frac{p\Phi_f}{L_s}(\overline{\Omega}\cos(\theta) - \widehat{\Omega}\cos(\widehat{\theta})) - K_1\text{sign}(\overline{i_{s\beta}}) \\ \dot{\overline{\Omega}} = \frac{\overline{C_{em}} - C_r - F\overline{\Omega}}{J} + K_2(\text{sign}(\overline{i_{s\alpha}}) + \text{sign}(\overline{i_{s\beta}})) \\ \dot{\overline{\theta}} = \overline{\Omega} \end{cases} \quad (\text{III.11})$$

$$\text{Où : } \overline{\Omega} = \Omega - \widehat{\Omega}, \quad \overline{\theta} = \theta - \widehat{\theta}, \quad \overline{C_{em}} = C_{em} - \widehat{C_{em}} \quad (\text{III.12})$$

Pour étudier la convergence en temps fini de notre observateur, on considère la fonction suivante de Lyapunov :

$$V = \frac{1}{2}(\overline{i_{s\alpha}}^2 + \overline{i_{s\beta}}^2 + \overline{\Omega}^2 + \overline{\theta}^2) \quad (\text{III.13})$$

L'observateur (des courants, de la vitesse et de la position) est stable si l'équation (II.6) est vérifiée:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \overline{i_{s\alpha}}\dot{\overline{i_{s\alpha}}} + \overline{i_{s\beta}}\dot{\overline{i_{s\beta}}} + \overline{\Omega}\dot{\overline{\Omega}} + \overline{\theta}\dot{\overline{\theta}} \\ &= -\frac{R_s}{L_s}\overline{i_{s\alpha}}^2 + \frac{p\Phi_f}{L_s}\overline{i_{s\alpha}}(\overline{\Omega}\sin(\theta) - \widehat{\Omega}\sin(\widehat{\theta})) - K_1|\overline{i_{s\alpha}}| - \frac{R_s}{L_s}\overline{i_{s\beta}}^2 - \frac{p\Phi_f}{L_s}\overline{i_{s\beta}}(\overline{\Omega}\cos(\theta) \\ &\quad - \widehat{\Omega}\cos(\widehat{\theta})) - K_1|\overline{i_{s\beta}}| + \frac{\overline{C_{em}}\overline{\Omega} - C_r - F\overline{\Omega}^2}{J} - K_2\overline{\Omega}(\text{sign}(\overline{i_{s\alpha}}) + \text{sign}(\overline{i_{s\beta}}))\overline{\theta}\overline{\Omega} \end{aligned} \quad (\text{III.14})$$

Avec:

$$\begin{aligned} |\overline{i_{s\alpha}}| &= \overline{i_{s\alpha}} \operatorname{sign}(\overline{i_{s\alpha}}) \\ |\overline{i_{s\beta}}| &= \overline{i_{s\beta}} \operatorname{sign}(\overline{i_{s\beta}}) \end{aligned} \quad (\text{III.15})$$

On pose

$$|\Omega \sin(\theta) - \widehat{\Omega} \sin(\widehat{\theta})| < 2\Omega_{\max} \quad (\text{III.16})$$

$$|\overline{i_{s\alpha}}| = |\overline{i_{s\beta}}| < 2i_{\max} \quad (\text{III.17})$$

D'ou:

$$|\overline{i_{s\alpha}}(\Omega \sin(\theta) - \widehat{\Omega} \sin(\widehat{\theta}))| < 4i_{\max}\Omega_{\max} \quad (\text{III.18})$$

$$|\overline{i_{s\beta}}(\Omega \cos(\theta) - \widehat{\Omega} \cos(\widehat{\theta}))| < 4i_{\max}\Omega_{\max} \quad (\text{III.19})$$

$$|\widehat{\Omega}[(i_{s\beta} \cos(\theta) - i_{s\alpha} \sin(\theta\widehat{\theta})) - (\widehat{i_{s\beta}} \cos(\widehat{\theta}) - \widehat{i_{s\alpha}} \sin(\widehat{\theta}))]| < 8i_{\max}\Omega_{\max} \quad (\text{III.20})$$

Pour:

$$-\frac{R_s}{L_s} \overline{i_{s\alpha}}^2 < 0 \quad (\text{III.21})$$

$$-\frac{p\Phi_f}{L_s} \overline{i_{s\beta}}^2 < 0 \quad (\text{III.22})$$

$$\frac{F}{J} \overline{\Omega}^2 < 0 \quad (\text{III.23})$$

Les gains de l'observateur qui assurent la convergence de l'observateur pour $t > 0$ sont donnés par:

$$K_1 > \left| \frac{p\Phi_f}{L_s} 4\Omega_{\max} \right| \quad (\text{III.24})$$

$$K_2 > |2i_{\max} + \theta_{\max}| \quad (\text{III.25})$$

L'OMG peut être introduit dans une boucle de commande au sein du contrôle vectoriel de la MSAP, afin d'observer ses variables d'état. Le schéma ci-dessous illustre une structure générale d'une commande vectorielle sans capteur mécanique de la MSAP associé à un observateur à mode glissant.

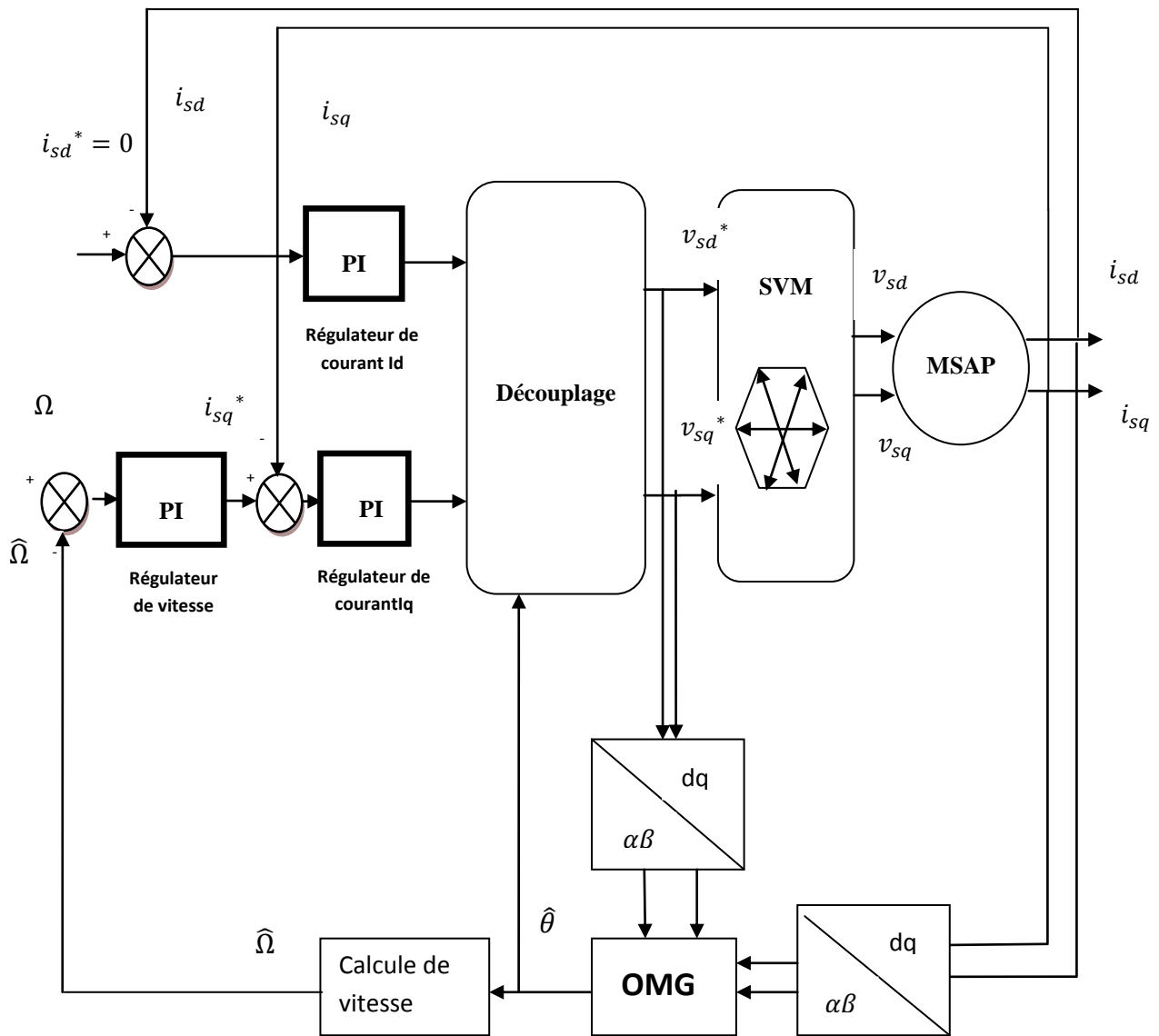


Figure III. 2: Schéma bloc de la commande sans capteur mécanique avec OMG.

III.3.Approche OMG-Flou

Pour améliorer les performances du système, on va proposer la combinaison entre deux commandes robuste, la commande par logique floue et l'observateur à mode glissant dans la boucle externe de vitesse et avec un PI-Flou dans les boucles interne des courants.

Un mécanisme flou sera proposé pour l'estimation de la vitesse. Ainsi, l'écart qui déduit à partir le modèle de la technique OMG sera ajusté avec un contrôleur flou (FLC). L'erreur et la dérivé de l'erreur sont alors considérées comme variables floues d'entrée au FLC, dont la sortie floue donnera la variation de vitesse

Estimée [11]. Les fonctions d'appartenance et les règles de contrôleur flou sont les même que les précédentes.

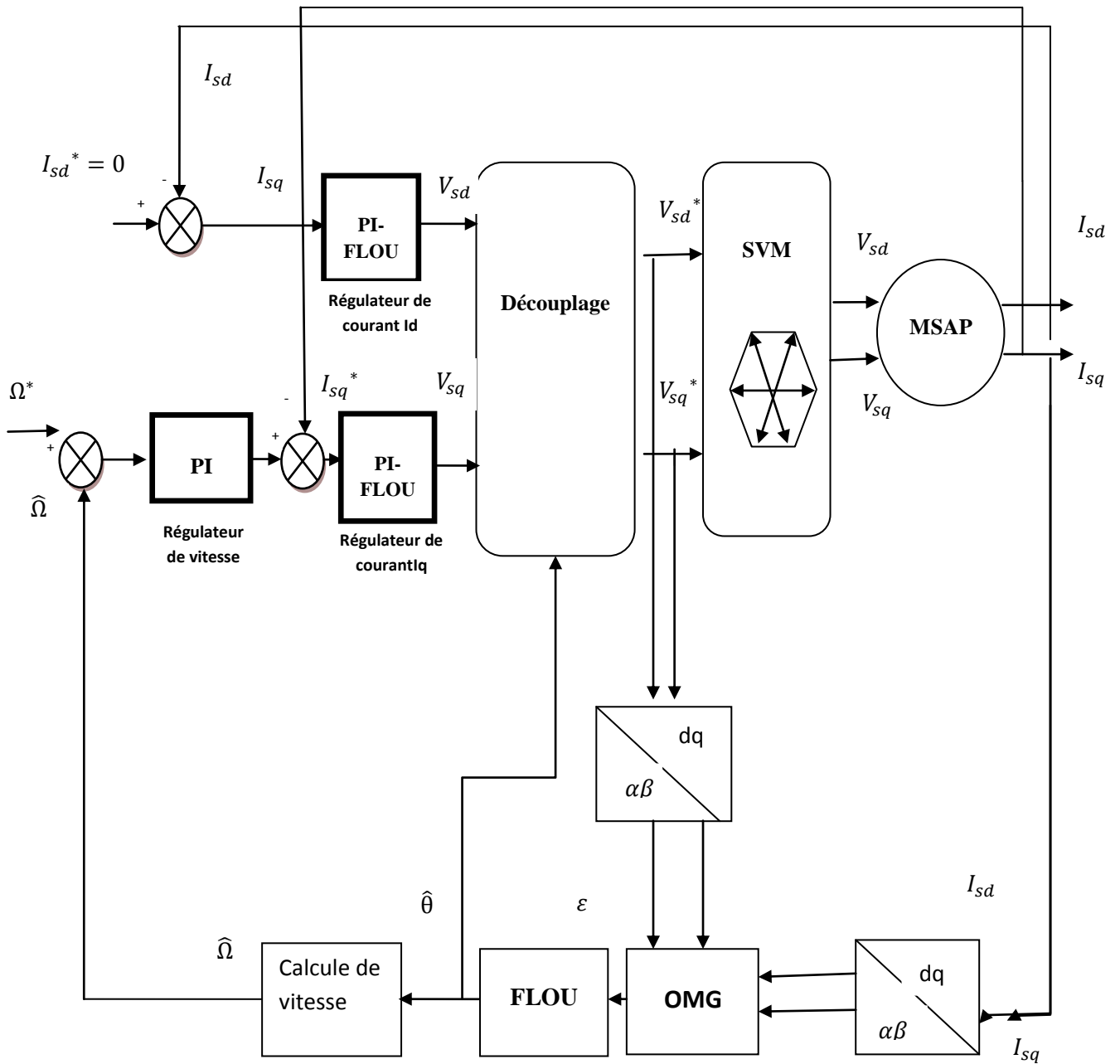


Figure III. 3: Schéma bloc de la commande sans capteur mécanique par l'observateur OMG-Flou

III.4. Concepts généraux d'un défaut

- **La tolérance aux défauts** : a pour but de permettre à un système de remplir sa fonction en dépit des défauts. La tolérance aux défauts physiques concerne les perturbations dues à l'environnement, aux défauts de conception, d'interaction et aux malveillances [11].
- **Défauts** : Le terme faute ou défaut est généralement défini comme un écart non permis d'au moins une propriété ou d'un paramètre caractéristique du système par rapport au comportement nominal [12].

- **Perturbation** : Signal d'entrée non contrôlé dont la présence est non souhaitable mais considérée comme normale [13].

III.4.1. Défauts de capteurs

Les mesures issues des capteurs contiennent l'information la plus importante pour la loi de commande du système. En boucle fermée, Le comportement du système dépend de cette information portant sur l'état du système et de son environnement. Un comportement non désiré, voire dangereux du système, peut avoir lieu à la suite d'un défaut de capteur. Les capteurs sont affectés par du bruit, des biais, des dérives ou une perte totale du capteur, etc. Dans ce travail, seuls des défauts de type biais ou dérives sont considérés [14].

L'origine des défauts de capteurs est variée, ils peuvent provenir d'erreurs humaines comme ceux de fabrication ou de vieillissement des soudures et des contacts ainsi que des perturbations électromagnétiques. [15].

III.4.2. Contrôle actif à tolérance de pannes

L'approche active de la commande FTC procède par une démarche explicite de diagnostic permettant de détecter et de localiser les défauts imprévus pouvant affecter le système. Une fois qu'un défaut est détecté, localisé et identifié, la stratégie de la FTC est activée en ligne via un mécanisme de reconfiguration [16]. La figure (III.4) représente la structure des AFTC (*Active FaultTolerant Control*).

L'architecture de la commande AFTC est constituée par :

- Un régulateur reconfigurable,
- Un module de détection et localisation des défauts (*FaultDetection and Isolation*, FDI ou *Fault*

Detection and Diagnosis, FDD) avec une bonne sensibilité aux défaillances et une bonnerobustesse par rapport aux incertitudes du modèle, aux variations des conditions d'utilisation etaux perturbations extérieures,

- Un mécanisme de reconfiguration qui permette de recouvrir les performances du système.

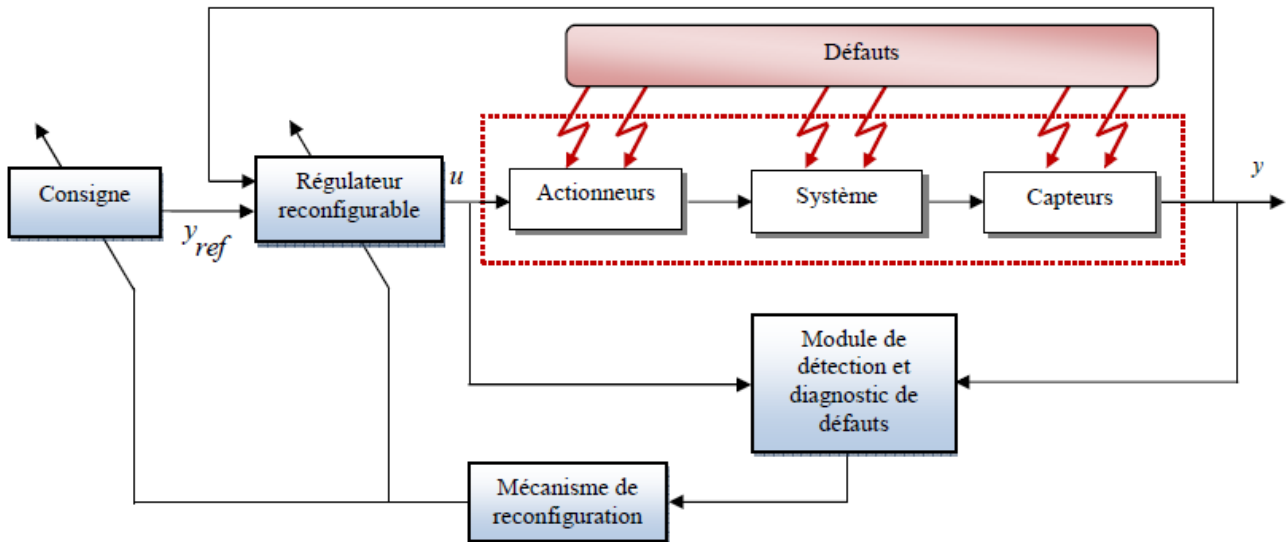


Figure III.4. Schéma de principe d'une loi de commande FTC active

Le principe AFTC peut être divisé en trois étapes: génération résiduelle, détection de défaut et reconfiguration.

a- Génération résiduelle

Le signal résiduel est la différence entre la vitesse du moteur et la vitesse estimée donnée par l'observateur en mode glissant, comme le montre la figure (III.4)

Ensuite, le schéma de diagnostic est conçu pour détecter l'occurrence de défaut de la valeur résiduelle.

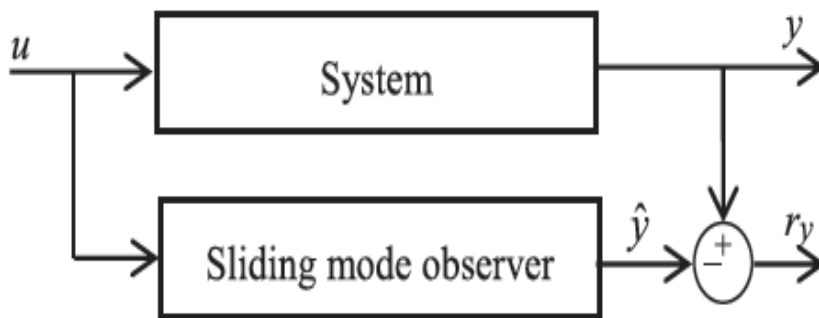


Figure III.5:schéma de principe de génération résiduelle

b- Détection de fautes

Lorsque le capteur de vitesse est affecté par un défaut de polarisation, le résidu est simplement comparé à un seuil pour générer le signal de commande binaire. Le seuil est sélectionné à 10 rad/s, ce qui a été déterminé comme un multiple de l'écart type en fonctionnement normale [19]. Cependant, quand la vitesse mesurée délivrée par le capteur est corrompue par le bruit, le résidu est traité par schéma présenté à la figure (III.5). L'inducteur de défaut (r) est réglé sur 1 uniquement lorsque le résidu est supérieur à le seuil choisi persiste sur une certaine période T_d (dans ce cas, T_d

est choisi pour être égale à 0.5 s). Cette la configuration élimine toute alarme provoquée par le bruit de mesure. Contrairement à le persistant bloc utilisé dans [20], nous proposons un bloc persistant simple implémenté dans Matlab/Simulink tel quel Figure(III.6), où le délai de persistance est défini comme la réponse temporelle (T_d)du signal fonction de transfert.

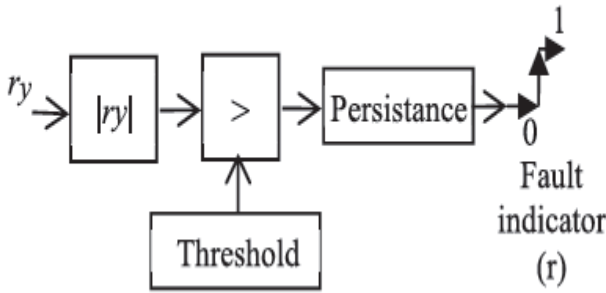


Figure III.6: schéma de principe de détection de défaut

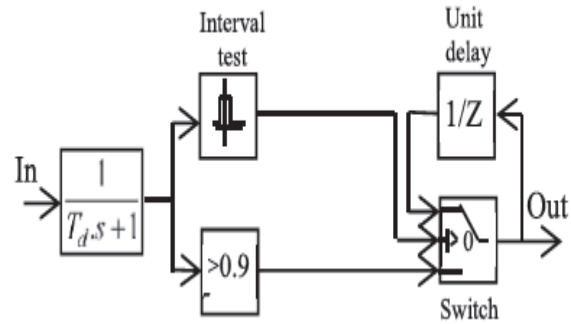


Figure III.7: schéma de principe de persistant

c- Reconfiguration

En fonctionnement normal, le contrôle de la vitesse de retour est uniquement contrôlé par le contrôleur PI performance. Cependant, en présence d'incertitudes ou de perturbations externes telles que défaut, le bloc de configuration active la commutation du mode normal au mode robuste l'observateur en mode glissant qui est conçu dans la sous-section président. [17]

III.5.Résultat de simulation et interprétations

On remplace le capteur de vitesse par son estimateur algorithmique dans la boucle de régulation de vitesse qui signifie la simulation en boucle fermée .Les schémas de principe de simulation sont donnés par les figures (III.2, III.3). Dans le but de tester les performances et la robustesse de la commande vectorielle sans capteur de vitesse par les deux méthodes (*OMG*, *OMG-Floue*).

La figure (III.8) illustre les résultats de simulation d'un démarrage suivi par application de charge ($C_r = 5Nm$) entre les instants ($t = 0.5s$ et $t = 1s$), comme on peut le constater, l'asservissement de vitesse fonctionne avec un benchmark $\omega^* = (0, 100, -100, 0) rad/sec$.

Les résultats de simulation pour la stratégie de commande sans capteur mécanique avec Observateur à Mode (*OMG*) et par Observateur à Mode Glissant-Flou (*OMG-Flou*) montrent des transitoires biens stables et des grandeurs estimées qui convergent vers celles mesurées pendant tout le cycle de fonctionnement dans les performances de l'ensemble des réglages sont donnes par le tableau (III.1).

D'après les figures (III.9 et III.10), on peut constater que les courants de phases (i_a, i_b, i_c) sont sinusoïdaux et le courant i_d est nul, ce qui montre l'orientation du flux suivant l'axe d en respectant le principe de la commande vectorielle (c.à.d. orientation $\Phi_{sd} = \Phi_f$). Le contrôle du couple (image de I_q) est satisfaisant comme on remarque une réduction du chattering en régime permanent au niveau des courants avec l'observateur à mode glissant(OMG-Flou).

Régulateur	Dd(%)	Tr(s)	Tm(s)	Es(%)	Dp(%)	Tp(%)
OMG	0.001	0.35	0.08	0	0.92	0.05
OMG-Floue	0.001	0.3	0.08	0	0.93	0.02

Tableau III.1: Récapitulation des performances de l'ensemble des réglages sans capteur mécanique.

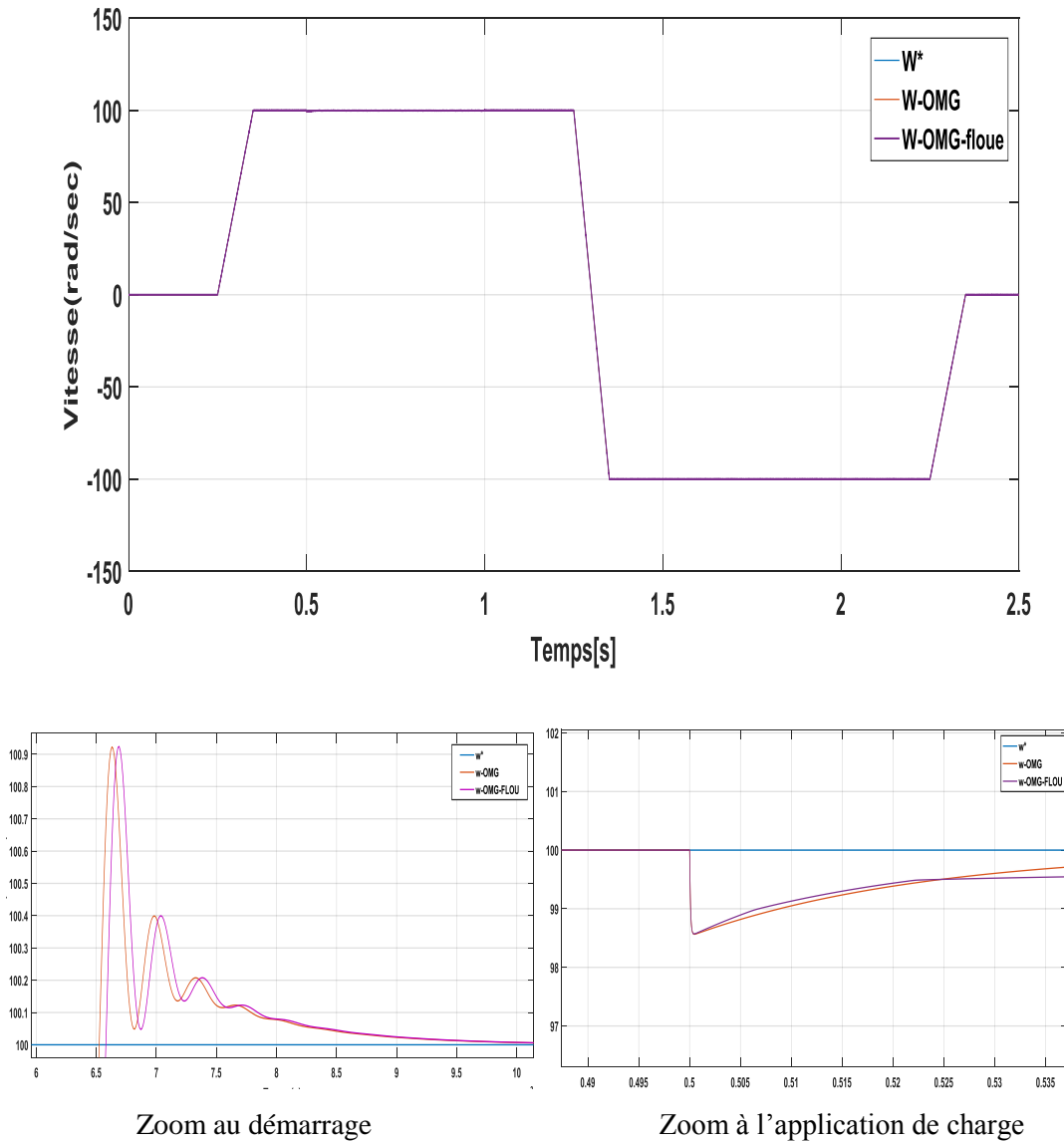


Figure III. 8: Commande vectorielle sans capteur mécanique de Vitesses ($\omega^*, \omega-OMG$)

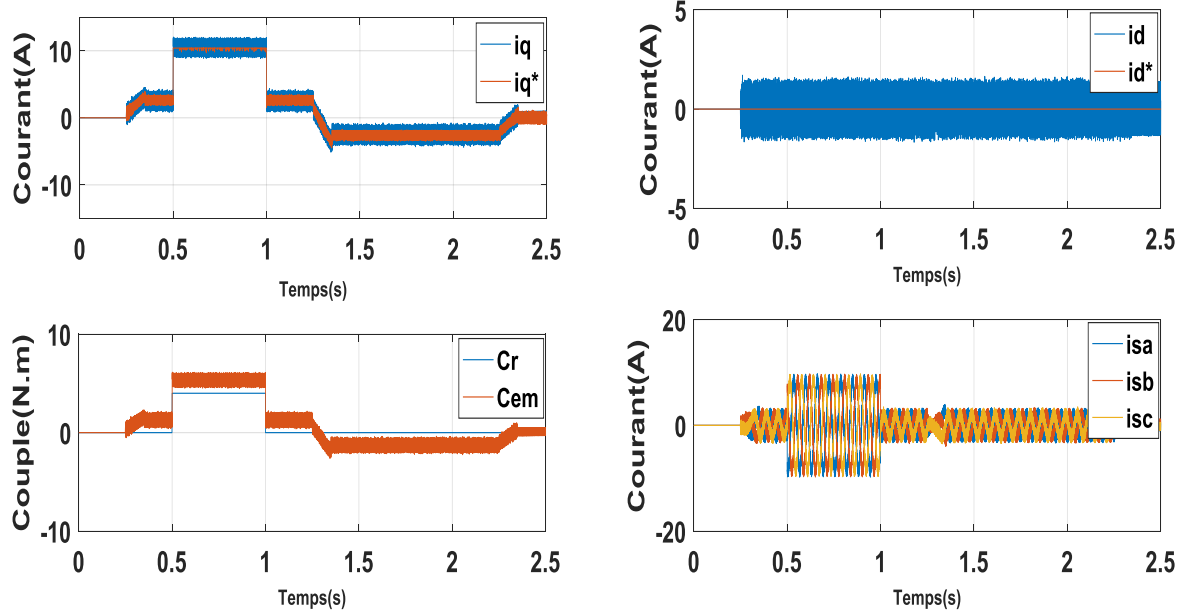


Figure III. 9: Résultat de simulation de la Commande vectorielle sans capteur mécanique fondée sur l’observateur OMG(courant-couple).

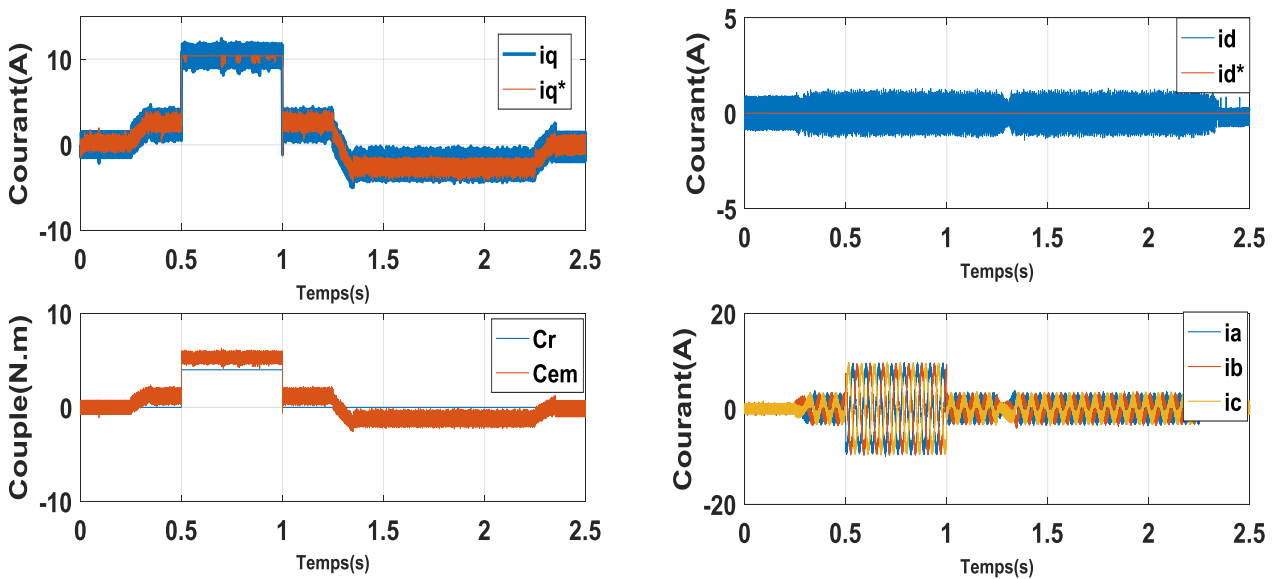


Figure III.10:Résultat de simulation de la Commande vectorielle sans capteur mécanique fondée sur l’observateur OMG-Flou (courant-couple).

III.6.Vérification de la robustesse de l'observateur OMG et l'observateur OMG-Flou

Afin de tester la robustesse vis à vis des variations paramétriques du MSAP avec une commande vectorielle fondée sur **OMG** et la commande vectorielle fondée sur **OMG-Flou**, on présente les résultats de simulation du comportement dynamique de la vitesse pour les cas suivants :

- Variation de la résistance R_s

- Variation du moment d'inertie J

III.6.1. pour l'observateur à mode glissant(OMG)

Un test à l'application d'un couple de charge ($C_r=C_n=5N.m$), avec un échelon de vitesse de référence 100rad/sec (Figure III.11).

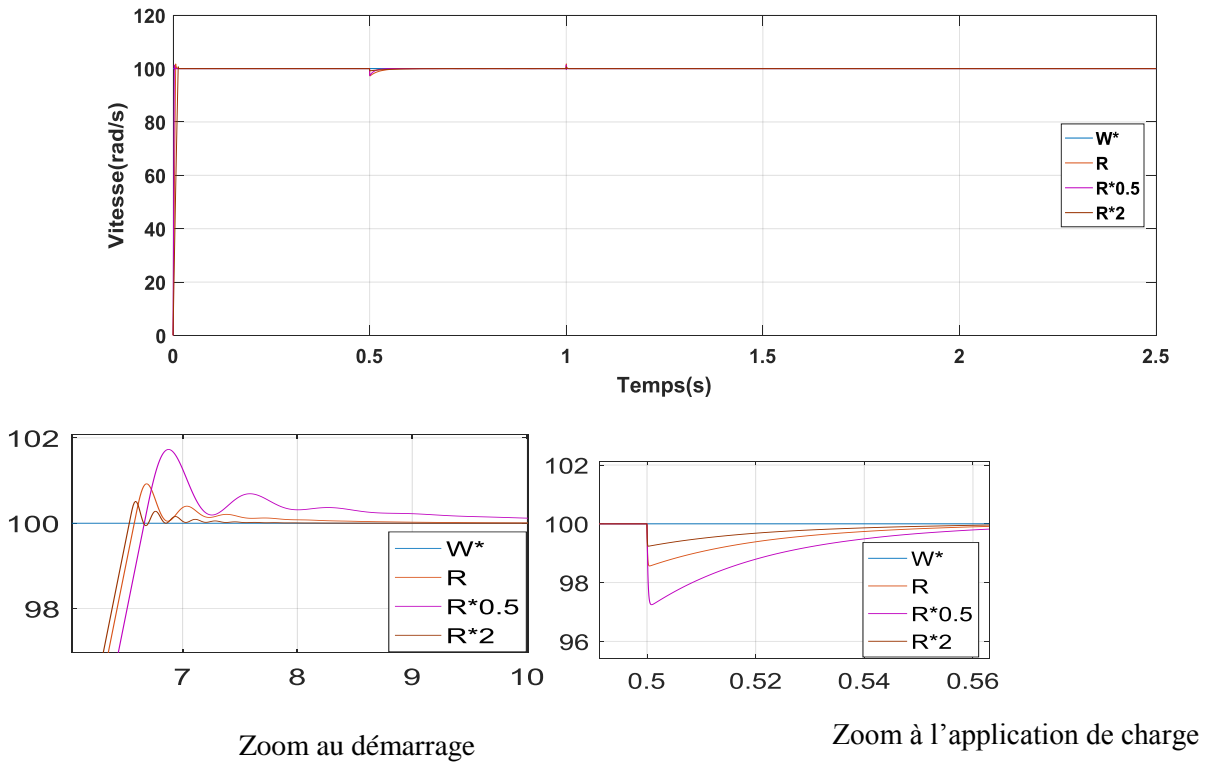
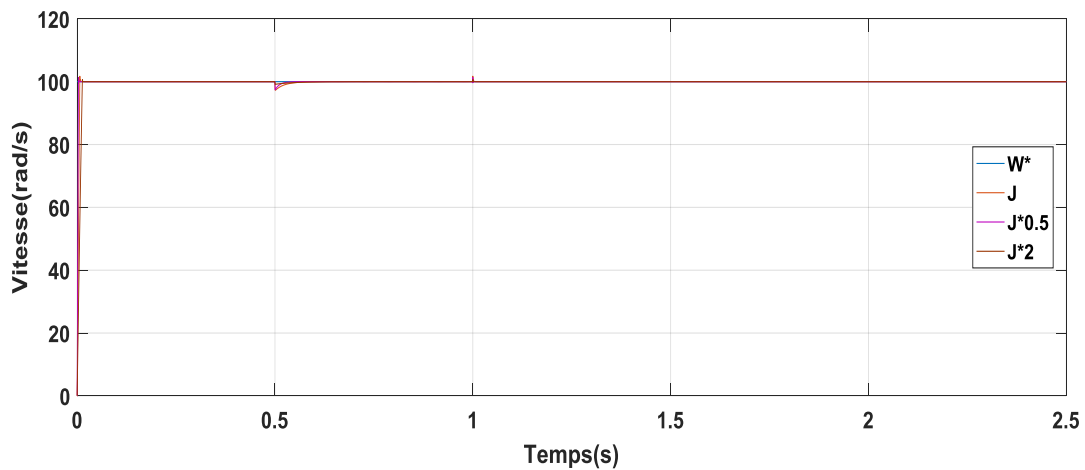


Figure III.11: Comportement de la vitesse (variation R)



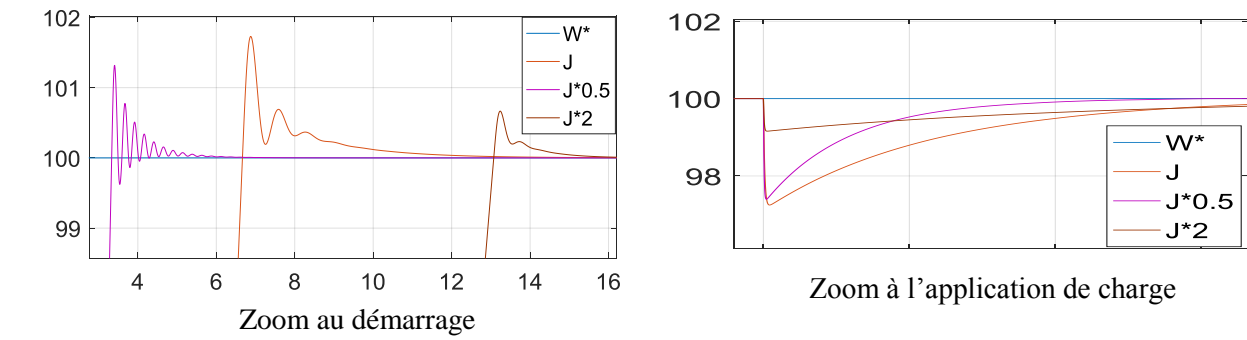


Figure III.12: Comportement de la vitesse (variation J)

La variation de la résistance statorique R et de l'inertie J n'influent pas sur la dynamique de la vitesse. On constate que ce régulateur est robuste.

III.6.2. teste de robustesse de l'observateur à mode glissant avec flou (OMG-Flou)

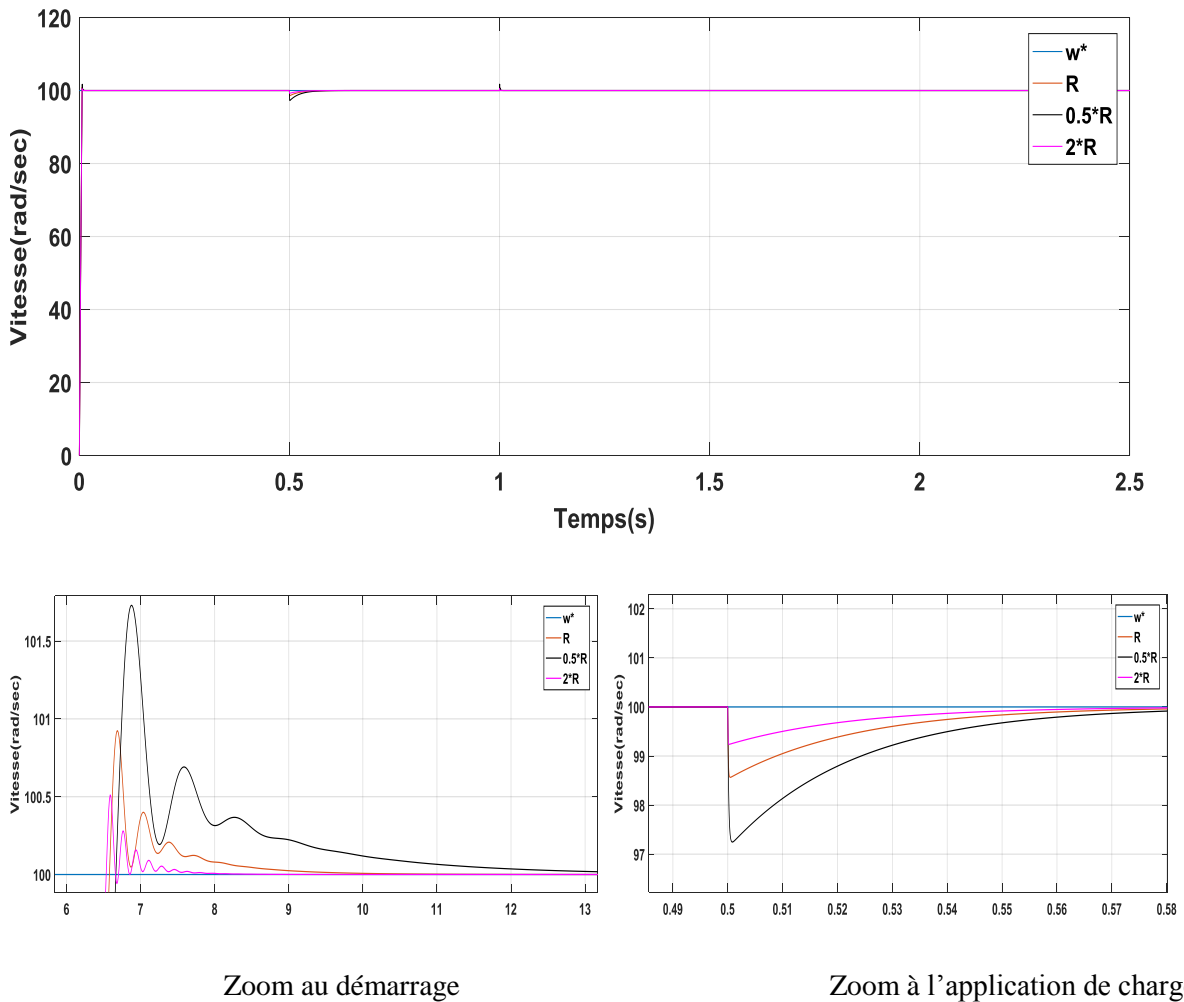


Figure III.13: Comportement de la vitesse (variation R)

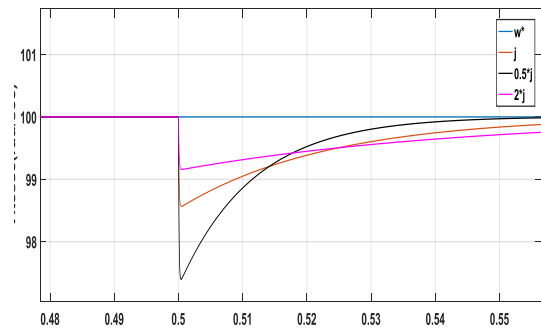
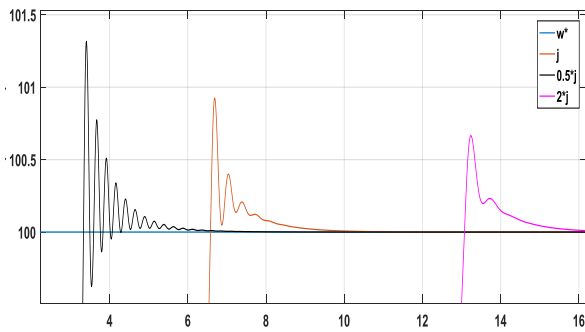
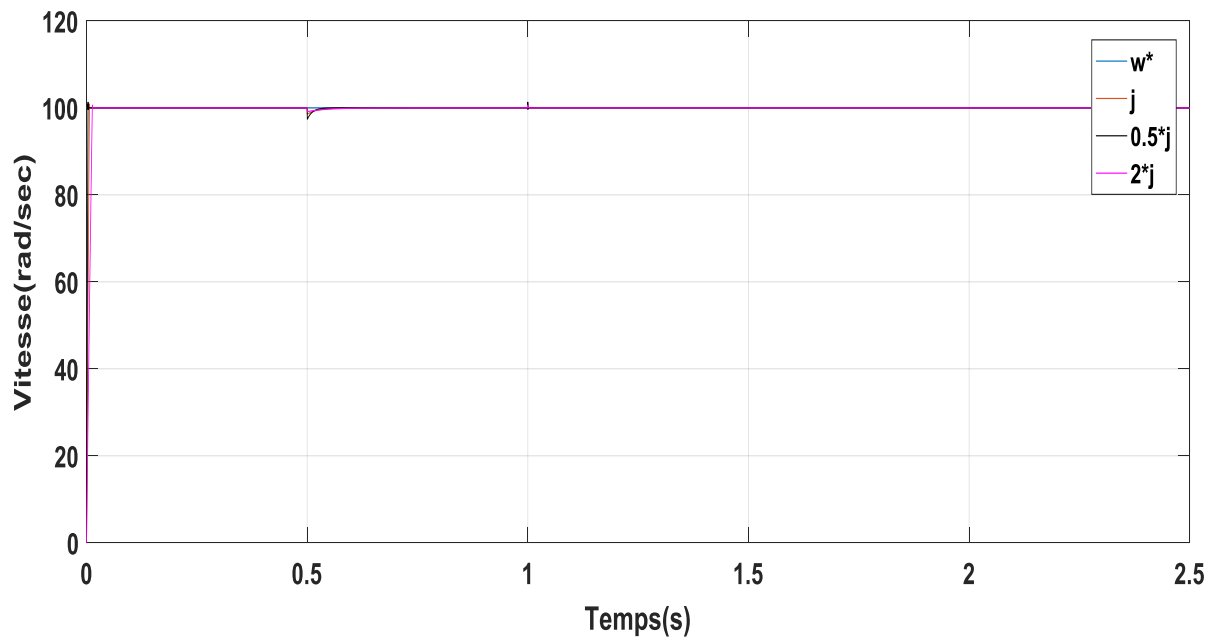
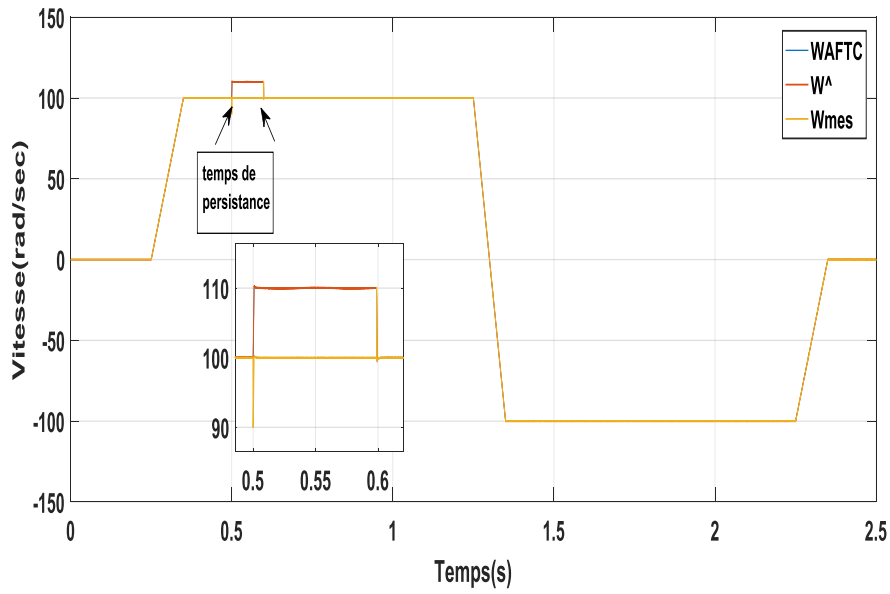


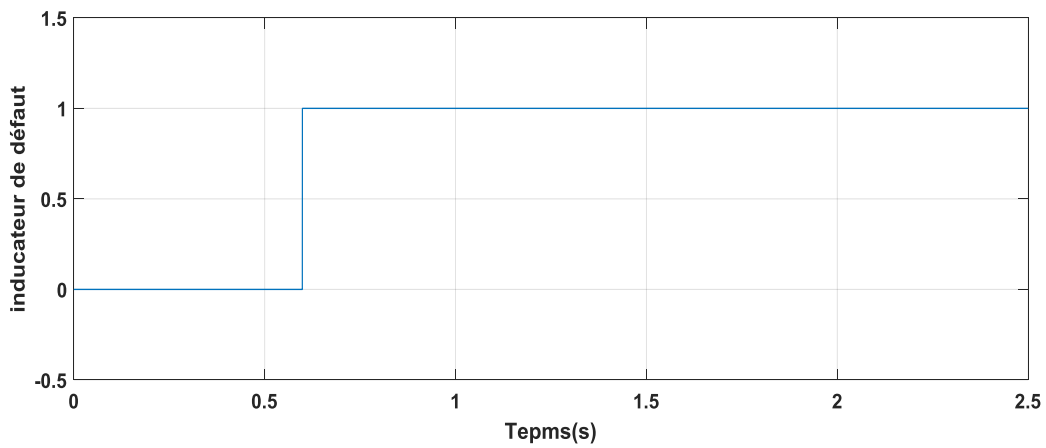
Figure III. 14: Comportement de la vitesse (variation J)

La variation de la résistance statorique R et de l'inertie J n'influent pas sur la dynamique de la vitesse, On constate que les deux observateurs sont robustes.

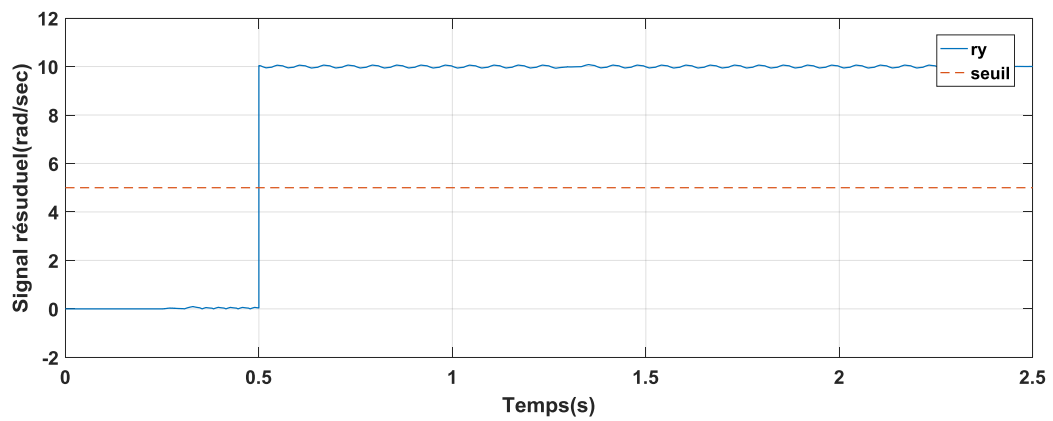
III.7. Résultat de simulation et l'interprétation de Défaut de décalage



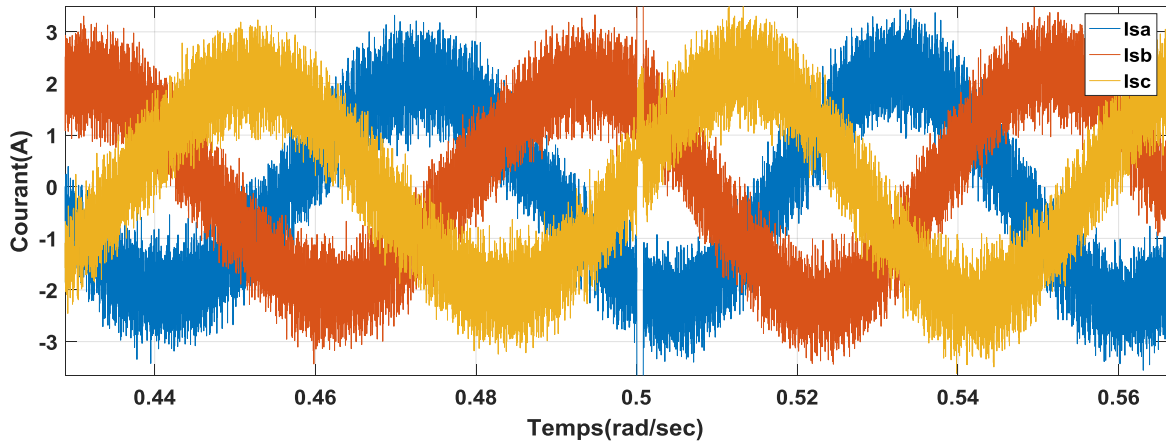
(a)



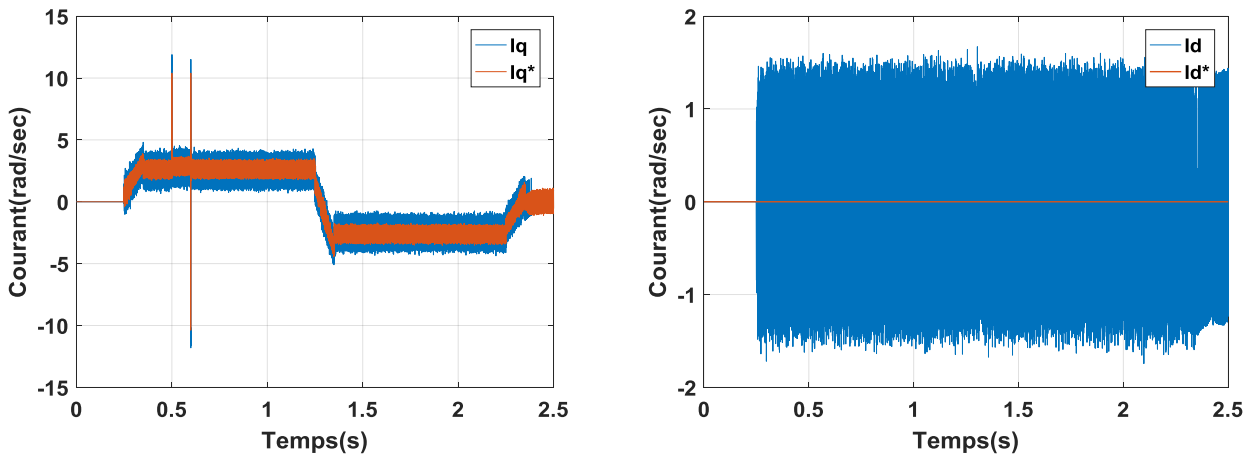
(b)



(c)



(d)



(e)

Figure III.15. Performances du système en cas de défaut du capteur de vitesse (défaut de décalage): (a) vitesse de la MSAP. (b) le signal résiduel. (c) indicateur de défaut, (d) courant triphasé (e) courant continu, courant de quadrature.

Le défaut constant du capteur est un défaut de décalage. Il est modélisé par un signal constant ajouté à la vitesse mesurée. La Figure III.11 montre l'évaluation du système de contrôle de vitesse sous un défaut constant qui est appliqué à $t=0.5\text{sec}$, où Ω_m est la vitesse mesurée, est $\hat{\Omega}$ la vitesse observée et Ω_{AFTC} est la vitesse de sortie de reconfiguration qui est utilisée par la boucle de contrôle.

En fonctionnement normal, le signal résiduel est toujours inférieur à au seuil comme indiqué sur la Figure III.11 (c). Cependant, lorsque le résidu dépasse la valeur du seuil, le défaut est détecté et le signal indicateur varie de 0 à 1 après un temps de retard de persistance, comme il est illustré sur la Figure III.11 (b). Les Figures III.11(e) montrent les réponses du courant direct et en quadrature de

la *MSAP* qui sont bien contrôlés. Enfin, les courants triphasés de la *MSAP* sont représentés sur la Figure III.11(d), où ils ne sont pas affectés avant et après la reconfiguration.

III.8.Conclusion

La commande sans capteur mécanique de vitesse est en pleine évolution, elle a pour but d'éliminer le capteur mécanique avec leur inconvénient tels que : fragilité, coût, bruit et encombrement.

Un observateur à mode glissant (OMG-Flou) pour estimer la vitesse rotorique par l'utilisation des courants et des tensions statoriques ont été présentés. Globalement, les résultats de simulation obtenus pour l'estimation de la vitesse sont très satisfaisants pour OMG-Flou du point de vue erreur d'estimation, robustesse et stabilité du système d'entraînement globale dans n'importe quelle condition de fonctionnement.

Les défauts sur le capteur de vitesse ont été étudiés et une procédure de diagnostic a été proposée et validée pour améliorer la fiabilité et l'efficacité du système, nous avons d'abord présenté les différentes stratégies et les principales approches de synthèse des lois de commande tolérante aux défauts et nous avons fait une brève introduction de l'approche de base que sont l'accommodation, la reconfiguration et la restructuration.

Les résultats obtenus par simulation montrent l'amélioration des performances dynamiques des algorithmes proposés.

- [1] **LAHOUEL DALILE**,« Commande non-linéaire Adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents», thèse de Magister, Université Batna, 2009.
- [2] **F.BENCHABANE,A.MENACER,A. BENAKCHA,D. TAIBI, k. yAHYIA**, «Etude comparative entre la commande vectorielle avec régulateurs PI et à mode glissant pour l'asservissement de la vitesse ou la position d'un moteur synchrone à aimants permanents»,2014.
- [3] **FouddadAssia, MamarImen**, «Commande robuste par Mode Glissant Floue avec un observateur de charge du Moteur Synchrone à Aimants Permanents», thèse de Master, Université des Sciences et de la Technologie, Tiaret, 2016.
- [4] **M.DURSun. Ali Faut Boz, Murat kALE, and Murat KARABACAK**,«Sensorless speed control of permanent manet synchrone motorwithhybrid speed controllerusing model reference adaptive system»,journal of Advanced Technology Sciences, vol.3.no.1.24_37,2014
- [5] **Z.Jabbour, S.Moraeu, A.Riwan,J.VanRhijn, and G. Champenois**,«Estimation de la vitesse d'une MSAP par observateur et et Filtre de Kalman pour une interface haptique»,une ,vol.9,p.10.
- [6] **A. Aoufi** ,«Utilisation d'observateurs à mode glissant pour le contrôle direct de couple et le contrôle vectoriel d'une machine asynchrone à cage»,thèse de magistère, université ,Beskra,2011.
- [7] **Boukais. Boussad**,«contribution a la modélisation des systèmes couples machines convertisseur: Application aux machines a aimants permanents », thèse de doctorat,
- [8] **M.Ezzet**,«Commande non linéaire sans capteur de la machine synchrone à aimants permanents»,thèse doctorat,2011.
- [9] **Zhang zheng,Narisha,andWang xudong**,«position Sensorless Control of PMSM Based on a Sliding Mode Observer»,proceedings of the 2nd International Conference on Intelligent Systems and Image Processing,2014.
- [10] **K.Hongryel and L.Jangmyung**,«A High-Speed Sliding Mode Observateur for the Sensorless Speed Cntrol of a PMSMIEEE Transaction on Industrial Electronics,vol.58,pp. 4069_4077,2011.
- [11] **Faiza KAMOUN CHARFI**, « Surveillance des systèmes électroniques de puissance embarqués dans le véhicule électrique -méthodes et outils ». Thèse de Doctorat. l'école nationale d'ingénieurs de Sfax. décembre 2004.
- [12] **Nassim BELKHERCHI**,« Contribution à l'étude du diagnostic et de la commande tolérante aux fautes par l'approche structurelle – application aux procédés biologiques ». Thèse de doctorat, Université Toulouse 3 Paul Sabatier (UT3 Paul Sabatier).avril 2011
- [13] **Loures R.**,«Surveillance et diagnostic des phases transitoires des systèmes hybrides basés sur l'abstraction des dynamiques continues par réseau de pétri temporel flou», Thèse de Doctorat, Université Paul Sabatier de Toulouse, France, 2006.
- [14] **Kamel MENIGHED**« Commandes coopératives embarquées et tolérantes aux défauts» Thèse de doctorat, Nancy-1, 2010.
- [15] **Smet V., Forest F., Huselstein J., Richardeau F., Khatir Z., Lefebvre S., &Berkani M.**, (2011). Ageing and Failure Modes of IGBT Modules in High-Temperature Power Cycling. IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 58, no. 10, pp. 4931–4941.
- [16] **Slimane MEDJMADJ**,« Méthodes et outils d'aide à la décision en vue de la commande

tolérante aux défauts des entraînements électriques», Thèse de Doctorat, Université Setif,2015.

- [17] **TAHRI Ahmed**,« Contribution à l'identification et à la commande robuste des génératrices synchrones à aimants permanents associées aux générateurs éoliens », Thèse de Doctorat, Université Tiaret,2018.

Conclusion générale

CONCLUSION GENERALE

Le travail présenté dans ce mémoire s'inscrit dans le cadre de l'amélioration de la commande vectorielle avec et sans capteur mécanique de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP). L'objectif principale consiste à :

- Améliorer les performances dynamiques de l'ensemble convertisseur-MSAP commandé en vitesse,
- Augmenter la robustesse de la commande de la machine,
- Assurer des bonnes performances de la commande sans capteur mécanique.

Une étude générale de modélisation de la MSAP a été présentée, on se basant sur le modèle équivalent de Park en tenant compte des hypothèses simplificatrices. Ce modèle met clairement en évidence le couplage qui existe entre le flux et le couple. L'alimentation est assurée par un onduleur commandé par la technique de la modulation de largeur d'impulsion

MLI Sinus triangulaire et MLI Vectorielle (SVM).

Un découplage entre la partie magnétique(le flux) et la partie mécanique(le couple) est nécessaire pour réaliser la commande performante de la MSAP.

La commande vectorielle est l'une des solutions qui permet de commandé la machine d'une façon semblable à la machine à courant continue à excitation séparé ou le découplage entre le flux et le couple est naturel. la régulation de vitesse et courants sont assurées des régulateurs classique de type (PI).

Cette commande nécessite que les paramètres de la machine soient stables, et c'est l'incontinent de cette dernière.

Pour remédie à ce problème on fait appel à des commande robuste comme la commande à mode glissant et la commande floue adaptative basée sur une technique d'intelligence artificielle, l'avantage de cette dernière est la simplicité de mise en œuvre et la robustesse.

Pour terminer, on a présenté la commande sans capteur mécanique de la MSAP basé sur l'observateur à mode glissant Flou (OMGF) avec une structure de commande tolérante aux défauts du capteur mécanique, une procédure de diagnostic a été proposée et validée pour améliorer la fiabilité et l'efficacité de la commande du système.

Pour la continuité des recherches relatives à ce travail, nous proposons comme perspectives :

- Utilisation des onduleurs multi niveaux afin d'augmenter le nombre de vecteur de tension utilisé, ce qui minimise les fluctuations de couple électromagnétique,
- Utilisation des techniques d'intelligences artificielles tels que les réseaux neurone, les algorithmes génétiques et la commande hybride neurofloue.

Résumé

Les travaux présentés dans cette étude portent essentiellement sur l'amélioration de la commande vectorielle avec et sans capteur mécanique des machines synchrones à aimants permanents (MSAP).

L'objectif de la commande avec capteur est de résoudre le problème de robustesse en termes de stabilité et de performances face aux variations de charge et vis-à-vis des incertitudes paramétriques. Deux lois de commande robuste (par Mode glissant RMG et Logique Floue) ont été développées et implantées. Pour un intérêt de coût et volume, la commande sans capteur est introduite avec deux stratégies; l'application d'observateur à mode glissant (OMG) et l'application d'observateur à mode glissant flou (OMGF). La technique d'observation de la vitesse est associée à une commande par orientation du flux rotorique avec la technique MLI vectorielle. Les résultats obtenus montrent l'efficacité des techniques mises en œuvre pour la commande vectorielle sans capteur mécanique du MSAP en termes de robustesse, stabilité, précision et rapidité. Et nous avons élaborées une commande d'un moteur synchrone en présence de défaut dans le capteur. Elle permet d'assurer la continuité du fonctionnement en mode dégradé et tolérer ces défauts.

Mots-clés : Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP), Commande Vectorielle, MLI Vectorielle, Commande sans Capteur, observateur à Mode Glissant (OMG), Contrôle Tolérant aux Défaut (FTC).

Abstract

The work presented in this study focuses on the improvement of the vector control with and without mechanical sensor of permanent magnet synchronous machines (MSAP).

The objective of the sensor control is to solve the problem of robustness in terms of stability and performance in the face of load variations and parametric uncertainties. Two robust control laws (by RMG Sliding Mode and Fuzzy Logic) have been developed and implemented. For a cost and volume interest, sensor less control is introduced with two strategies; the sliding-mode observer application (OMG) and the glide-slip observer (OMGF) application. The speed observation technique is associated with rotor orientation control with the vector PWM technique. The results obtained show the effectiveness of the techniques implemented for the mechanical sensorless vector control of the MSAP in terms of robustness, stability, accuracy and speed and before we developed a control of a synchronous motor in the presence of a fault in the sensor. It ensures continuity of operation in degraded mode and tolerates these defects.

Keywords : Permanent Magnet Synchronous Machine (MSAP), Vector Field Oriented Control, Vector MLI, Sensorless Control, Sliding Mode Observer (OMG), fault tolerant control (FTC).

ملخص

العمل المقدم في هذه الدراسة يتعلق في المقام الأول الى تحسين التحكم الشعاعي مع او بدون لاقط سرعة في المحركات المتزامنة ذات المغناطيس الدائم.

الهدف من التحكم الشعاعي باستعمال لاقط ميكانيكي هو إيجاد حل لمشكلة المتانة من حيث الاستقرار والأداء للتغيرات في المحولة، لحل هذه المشكلة اخترنا طريقة التحكم بالمنطق الضبابي المتكيف . أما فيما يخص التكلفة والحجم، التحكم الشعاعي بدون لاقط تم بإستراتيجية؛ التقدير في الوضع الديناميكي الذي يستند على المراقبين في الاقتباس مع تحسن عن طريق استخدام المنطق الضبابي المتكيف. هاتين الإستراتيجيتين ترتبطان بالتحكم الشعاعي وباستعمال التقنية الخطية، النتائج المحصل عليها تثبت فعالية هاتين الإستراتيجيتين في التحكم الشعاعي باستعمال لاقط سرعة في المحركات المتزامنة ذات المغناطيس الدائم خاصة فيما المتانة من حيث الاستقرار والأداء. وقمنا بتحقيق آلية تحكم في الحرك المتزامن ذو المغناطيس الدائم في وجود خطأ في المستشعر. بحيث يضمن استمرارية التشغيل في الوضع المتدهور و تحمل هذه العيوب.

الكلمات المفتاحية: المحركات المتزامنة ذات المغناطيس الدائم، التحكم الشعاعي، التحكم بدون لاقط ميكانيكي، التقدير في الوضع الديناميكي الذي يستند على المراقبين في الاقتباس، المنطق الضبابي المتكيف، التحكم بدون استشعار، مراقب وضع انزلاق، تحكم منساح مع الأخطاء.