

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة أبي بكر بلقايد - تلمسان

Université Aboubakr Belkaïd – Tlemcen –

Faculté de TECHNOLOGIE



MEMOIRE

Présenté pour l'obtention du **diplôme** de **MASTER**

Filière : ELECTROTECHNIQUE

Spécialité : COMMANDE ELECTRIQUE

Par:

Rassouad Nisrine et Touati Dounia

Sujet

Optimisation des paramètres de la commande par mode glissant de la vitesse d'une MSAP

Soutenu publiquement, le 07 /07/ 2021, devant le jury composé de :

M ^r S.A. MERZOUK	Professeur	U.A.B.Tlemcen	Président
Mr H. BENARIBA	MCB	U.A.B.Tlemcen	Examineur
M ^{me} D. BOUBEKEUR	MCB	ISTA. Oran1	Encadreur
Mr A. BOUMEDIENE	Professeur	U.A.B.Tlemcen	Co encadreur

REMERCIEMENTS

A L'ISSUE DE CE TRAVAIL, NOUS ADRESSONS NOS REMERCIEMENTS PREMIEREMENT A DIEU LE
TOUT PUISSANT POUR LA VOLONTE, LE COURAGE, LA PATIENCE ET LA FORCE QU'IL NOUS A
DONNE DURANT TOUTE LA PERIODE D'ETUDE.

JE TIENS A EXPRIMER ICI TOUT MON RESPECT ET TOUT MON MERCI A MON CO ENCADREUR,
M. BOUMEDIENE ABDELMADJID PROFESSEUR A L'UNIVERSITE D'ABOUBAKR Belkaïd A
TLEMEN, ET TOUS MES REMERCIEMENTS ET RESPECT A M^{ME} DJAMILA.BOUBEKEUR POUR
LEUR AVOIR APPORTE LEUR EXPERTISE, LEUR SOUTIEN ET LEUR ASSISTANCE DANS CE TRAVAIL. JE
LES AIME ET LES RESPECTE. MERCI BEAUCOUP.

Je remercie vivement les membres du jury pour avoir accepté d'évaluer ce
modeste mémoire

MESSIEURS MERZOUK SID AHMED ET BENARIBA HASSANE ASSISTANT MASTER A LA
FACULTE DE TECHNOLOGIE DE L'UNIVERSITE D'ABOU BAKR BELKAID A TLEMEN, D'AVOIR
ACCEPTÉ DE JUGER NOTRE TRAVAIL

Enfin, nous remercions tous ceux qui ont participé de près ou de loin à
l'élaboration de ce travail.

Dédicace

Je tiens à remercier ma chère mère KADRI FADILA

Et mon cher père RASSOUAD TAHAR

Pour leur soutien dès le début de mes études, leur amour, leurs efforts et
leurs encouragements.

Je tiens à remercier mes frères YOUCEF, AZZEDINE,

Et ma sœur MERIEM

À toute La famille 'RASSOUAD' et 'KADRI'

À ma copine TOUATI DOUNIA

Et tous les enseignants du département de génie électrique

À tous mes amis chacun pour son nom que je souhaite une bonne
réussite dans leur vie.

RASSOUAD NISRINE

Dédicaces

Avec l'aide de Dieu tout puissant, nous avons achevé ce modeste travail que je dédie :

À MON CHER PAPA

Grâce à toi, j'ai réussi à ce moment en raison de votre travail acharné et de vos prières et supplications, Dieu ne me prive pas de toi mon amour.

Ma réussite à vous ! Que Dieu vous accorde une longue vie avec santé et bien-être !

À MA CHERE MAMA

Pour les inestimables sacrifices que tu as consentis pour moi tu as tant souhaité que je parvienne à ce but. Je te serai reconnaissante toute ma vie. Qu'Allah t'accorde une longue vie pleine de santé !

À MES CHER FRERES " BOUCIF " et " MOHAMMED "

Ma source de joie et de bonheur.

À MON CHER ONCLE " MOHAMMED SAAHLI "

Ma source du bonheur et de l'optimisme.

A ma tante et ma sœur " WAFAA " :

Le secret de ma misère Haha, mon chat et Ma compagnon de rêve.

A ma sœur " RASSOUAD NISRINE " :

Ma compagnon dans ce travail bon courage ma chère.

A mon encadreur " BOUMEDIENE ABDELMADJID "et "DJAMILA BOUBEKEUR".

A tout la famille " TOUATI ".

A tous nos chers amis, A tous ceux qui m'aiment et que j'aime.

A tous nos chers collègues d'études.

A tous nos professeurs durant notre longue année d'études.

TOUATI DOUNIA

SOMMAIRE

LISTE DES TABLEAUX :	7
LISTE DES FIGURES	8
CHAPITRE I : DESCRIPTION ET MODELISATION DE LA MSAP	3
I. INTRODUCTION	4
I.1 DESCRIPTION DE LA MSAP	4
I.2 ANALYSE DU FONCTIONNEMENT DE LA MSAP	6
I.3 AVANTAGES DE LA MSAP	6
I.4 INCONVENIENT DE LA MSAP	7
I.5 DOMAINES D'APPLICATIONS DE MSAP	7
I.6 HYPOTHESES SIMPLIFICATRICES.....	7
I.7 MODELISATION DE LA MSAP.....	7
I.7.1 Mise en équation de la MSAP en triphasé (a,b,c).....	7
I.7.2 Modélisation de la MSAP dans le repère de Park	8
I.7.3 Mise en équation de la MSAP en diphasé (d,q) dans le repère de Park	9
I.7.4 Mise sous forme d'équation d'état	10
I.8 AUTOPILOTAGE DE MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS.....	11
I.9 MODELISATION MSAP – ONDULEUR DE TENSION	11
I.9.1 Définition de l'onduleur.....	11
I.9.2 Types d'onduleurs.....	11
I.9.3 Onduleur de tension	12
I.10 MODELISATION DE L'ONDULEUR DE TENSION	12
I.11 ASSOCIATION MSAP-ONDULEUR DE TENSION	13
I.12 STRATEGIES DE COMMANDE DE L'ONDULEUR	13
I.13 COMMANDE PAR MODULATION DE LARGEUR D'IMPULSIONS (MLI).....	14
I.13.1 Principe de la commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI sinus-triangle)	14
I.14 INTERET DE LA COMMANDE MLI	15
I.15 SIMULATION ET INTERPRETATION :	16
I.15.1 Résultats de simulation du démarrage de la MSAP avec charge variable	16
I.10 CONCLUSION	18
CHAPITRE II : COMMANDE PAR MODE GLISSANT ORDRE SUPERIEUR	20
II. INTRODUCTION	21
II.1 ASPECT THEORIQUE SUR LA COMMANDE PAR MODE GLISSANT	21
II.2 SYSTEMES A STRUCTURES VARIABLES.....	21
II.2.1 Régime glissant idéal.....	22
II.2.2 Régime glissant réel	22
II.3 CONCEPTION DE LA COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT.....	23
II.3.1 Choix de la surface de glissement	23
II.3.2 Degré relatif :	24
II.3.3 Condition d'existence et de convergence :	24
II.3.4 Détermination de loi de commande.....	25
II.4 COMMANDE DISCONTINUE	26
II.5 PROBLEME DE BROUITEMENT :	26
II.6 COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT D'ORDRE SUPERIEUR DE LA MSAP.....	27
II.6.1 Principe.....	27
II.6.2 Exemples de commandes par modes glissants d'ordre 2 :	28
II.6.3 Algorithme de Super Twisting :	28
II.6.4 Application d'Algorithme de Super Twisting sur la commande de la MSAP	29
II.6.5 Simulations de la commande par super twisting appliquée au MSAP.....	30
II.6.6 Interprétation :	33
II.6.7 Conclusion :	34
CHAPITRE III : COMMANDE PAR MODE GLISSANT ORDRE SUPERIEUR OPTIMISE PAR PSO	35
III. INTRODUCTION	36

III.4 OPTIMISATION D'ESSAIM DE PARTICULES (PARTICLE SWARM OPTIMIZATION).....	38
III.4.1 PRINCIPE DU PSO [KAR06].....	39
III.4.2 FORMULATION MATHEMATIQUE DU PSO.....	40
III.4. 2 ALGORITHME DE BASE DU PSO.....	41
<i>III.5 Application de la PSO sur la commande par mode glissant d'ordre 2 "Super Twisting"</i>	44
III.5.1 RESULTATS DE SIMULATION.....	44
III.5.2 INTERPRETATION DES RESULTATS.....	46
III.6 CONCLUSION :.....	47
IV. BIBLIOGRAPHIE.....	49
V. ANNEXE.....	52

Liste des tableaux

Tableau I-1: Catégories de la MSAP	6
Tableau VI-1: Paramètres du MSAP (M1)	52
Tableau VI-2: Paramètre du MSAP (M2)	52

Liste des figures

Figure I-1:Machine synchrone à aimants permanents montés en surface.....	5
Figure I-2:Machine synchrone à aimants permanents insérés	5
Figure I-3:Machine synchrone à aimants permanents chapeautés.....	5
Figure I-4:Machines synchrones à aimants permanents enterrés.....	6
Figure I-5:Caractéristique du couple-angle électrique.....	6
Figure I-6:Représentation de la transformation de Park	9
Figure I-7: Principe d'autopilotage de la MSAP.....	11
Figure I-8: schéma d'onduleur triphasé	12
Figure I-9:Schéma de l'association MSAP-onduleur de tension	13
Figure I-10: Principe de la commande MLI.....	15
Figure I-11: Schéma équivalent de l'onduleur à MLI	15
Figure I-12:Résultats des courants I_sA, I_{qs}, I_{ds}	16
Figure I-13: évolution de vitesse et de couple	16
Figure I-14: Résultats des flux φ_{qs} et φ_{ds}	16
Figure I-15: Résultats des tensions.....	17
Figure I-16:Résultats des courants [I_sA, I_{qs}, I_{ds}].....	17
Figure I-17:évolution de vitesse et de couple	17
Figure I-18: Résultats des flux φ_{qs} et φ_{ds}	18
Figure I-19: Résultats des tensions.....	18
Figure II-1:Convergence du système glissant.....	22
Figure II-2:glissement idéal	22
Figure II-3:glissement réel.....	23
Figure II-4:La commande équivalente U_{eq}	26
Figure II-5: Fonction sign	26
Figure II-6: Exemple d'un espace d'état de dimension 3 : l'intersection des 3 surfaces de commutation définit le point de référence Xref.....	28
Figure II-7:Schéma bloc de réglage par mode glissement d'ordre2 (super twisting)	30
Figure II-8:Résultats de simulation de MG-ST de la MSAP M1 (Vitesse et couple)	30
Figure II-9:Résultats de simulation de MG-ST de la MSAP M1 (les courants).....	31
Figure II-10:Résultats de simulation de MGO2 de la MSAP M1 φ_{qs} et φ_{ds}	31
Figure II-11:Résultats de simulation de MG-ST de la MSAP M1 (V_{qs} et V_{ds})	31
Figure II-12:Résultats de simulation de MG-ST de la MSAP M2 (Vitesse et couple)	32
Figure II-13:Résultats de simulation de MG-ST de la MSAP M2 (Les courants).....	32
Figure II-14:Résultats de simulation de MG-ST de la MSAP M2 (φ_{qs} et φ_{ds})	33
Figure II-15:Résultats de simulation de MG-ST de la MSAP M1 (V_{qs} et V_{ds})	33
Figure III-1:Les méthodes d'optimisation.....	38
Figure III-2: Groupe de : (a) oiseaux, (b) poissons, (c) fourmis, (d) abeilles.....	39
Figure III-3: les premières représentations proposées originellement par Wright.	42
Figure III-4:Organigramme général d'un algorithme OEP.....	43
Figure III-5: Schéma bloc de la commande optimisé de la MSAP	44
Figure III-6:Résultats de simulation de ST de la MSAP M1 (Vitesse et couple).....	45
Figure III-7:Résultats de simulation de PSO-ST de la MSAP M1 (Vitesse et couple).....	46
Figure III-8:Variation de coût en fonction des itérations.	46
Figure V-1: schema bloc de MSAP.....	53
Figure V-2: Schéma de la MSAP alimentée directement par le réseau.	53

Figure V-3:Schéma de la MSAP alimentée par un onduleur de tension triphasé.....54
Figure V-4:Schéma bloc de la commande par mode glissant ordre deux 'super twisting'54

Notations

ACO	algorithmes de colonies de fourmis
AGs	Les Algorithmes Génétiques
CSV	Commande à Structure Variable.
DR	Le Degré Relatif
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
HOSM	High Order Sliding Mode
MC	Le mode de convergence
MG	Le mode de glissement
MGOS	Modes Glissants d'Ordres Supérieurs
MGO2	Mode de glissement ordre 2.
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion
MLIST	Modulation de Largeur d'Impulsion sinus tringler
MOSFET	Transistor à effet de champ à grille isolée
MRP	Le mode de régime permanent
MSAP	Moteur synchrone à aimants permanents
MSAPC	Machines synchrones à aimants permanents chapeautés
MSAPE	Machines synchrones à aimants permanents enterrés
MSAPI	Machine synchrones à aimants permanents insérés
MSAPS	Machines synchrones à aimants permanents montés en surface
OEP	Optimisation par l'essai des particules.
PSO	Particle Swarm Optimization
PWM	Pulse Width Modulation
SSV	système à structure variable
ST	Super twisting
MG-ST	Modes Glissants 'super twisting'

V_s	<i>Vecteur tension statorique</i>
I_s	<i>Vecteur courant statorique</i>
φ_s	<i>Vecteur flux statorique</i>
R_s	<i>matrice résistance du stator</i>
L_s	<i>Matrice inductance du stator</i>
Φ_f	<i>Vecteur flux engendré par l'aimant</i>
θ	Angle de charge (position de rotor)
ω	<i>Pulsation électrique</i>
Ω_r	<i>La vitesse de rotor</i>
P	Nombre de paire de pole
J	<i>Moment d'inertie.</i>
C_{em}	<i>Couple électromagnétique</i>
C_r	<i>couple résistant.</i>
f	Coefficient de frottement
V_d	Tension statorique sur l'axe d.
V_q	Tension statorique sur l'axe q.
i_d	Courant statorique sur l'axe d.
i_q	Courant statorique sur l'axe q.
L_d	Inductance statorique sur l'axe d.
m	L'indice de modulation qui définit le rapport
F_p	fréquence de la porteuse
F_r	fréquence de la référence
R	coefficient de réglage
V_r	le rapport de l'amplitude de la modulante
V_p	la valeur crête de la porteuse
$e(x)$	L'écart de la variable à régler
λ_x	constante positive qui interprète la bande passante du contrôle désiré
r	Degré relatif, égale au nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour faire apparaître la commande
U_{eq}	Correspond à la commande équivalente
U_N	La commande discontinue
X	représente le vecteur état
f	fonction supposée suffisamment différentiable
t	le temps
S	fonction différentiable
$vi(k)$	vitesse actuelle
pi	particule
$xi(k)$	la position de la particule i à l'itération k
ω	la masse d'inertie qui contrôle l'influence de la précédente vitesse de la particule

<i>c1 et c2</i>	Des facteurs d'accélération, appelées coefficients d'accélération qui sont fixés par l'utilisateur
<i>r1 et r2</i>	des nombres générés aléatoirement à chaque itération dans l'intervalle [0, 1].

Introduction générale

Durant ces dernières années, les composants de l'électronique de puissance ont subi une grande évolution avec l'alimentation de composants interrupteurs rapides, ainsi que le développement des techniques de commande. Cette apparition a permis de concevoir des convertisseurs statiques capables d'alimenter en amplitude et en fréquence variable les moteurs à courant alternatifs. Le collecteur mécanique de la machine à courant continu a été remplacé par des inducteurs de type aimants permanents dans le cas où les machines sont à courant alternatives qui permet de supprimer les contacts glissants. Le développement en parallèle de l'électronique de puissance et des aimants permanents ont conduit à la conception d'un nouveau type de machine synchrone excitée par des aimants permanents d'où le nom : Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP) [HOU13].

La machine synchrone à aimants permanents est connue par sa robustesse qui permet de créer des commandes de vitesse et de couple avec précision et des performances dynamiques très intéressantes (actionneurs de robotiques, servomoteurs, entraînement à vitesse variable etc.....), Mais sa commande est plus compliquée que celle d'une machine à courant continu ; car le système est non linéaire et il est très difficile d'obtenir le découplage entre le courant induit et le courant inducteur. Afin de faciliter notre étude, nous avons modéliser notre machine suivant les axes d-q donc, nous avons aborder le passage du repère triphasé au repère biphasé par le biais de transformation de Park et établir les équations électriques et mécaniques de la machine synchrone à aimants permanents[HOU13].

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

Un système non linéaire commandé est un ensemble d'équations (différentielles par exemple) non linéaires décrivant l'évolution temporelle des variables constitutives du système sous l'action d'un nombre fini de variables indépendantes appelées entrées ou variables de commande, ou simplement commandes, que l'on peut choisir librement pour réaliser certains objectifs.

La commande par mode de glissement fait partie de la famille des contrôleurs à structure variable, c'est-à-dire, des commandes commutant entre plusieurs lois de commande différentes. Son principe est de contraindre les trajectoires du système à atteindre une surface donnée, appelée surface de glissement, pour ensuite y demeurer jusqu'à l'équilibre. La commande classique des systèmes en mode glissant d'ordre un présente généralement un inconvénient majeur qui est le phénomène de réticence (chattering). Pour atténuer ou éliminer celui-ci, plusieurs solutions ont été proposées comme la méthode de commande par mode de glissement d'ordre supérieur (MGOS) basée sur la théorie de l'homogénéité et l'ordre de glissement. Cette commande est basée sur la variable de glissement et le rejet des discontinuités de la commande vers les dérivées d'ordres supérieurs.

Dans la pratique il est très difficile de déterminer les paramètres optimaux du régulateur avec les méthodes classiques, par conséquent, il est recommandé d'utiliser les méthodes d'optimisation. Ces derniers prennent actuellement une place très importante dans le domaine scientifique vu la complexité des problèmes industriels. Les algorithmes de la première classe sont ceux des méthodes conventionnelles. Ces derniers incluent la méthode de Newton-, la méthode du Gradient, la méthode Hessien. Par conséquent, l'introduction de nouvelles techniques d'optimisation capables de surmonter le problème posé par les méthodes classiques est impérative. Les méthodes qui offrent cette possibilité sont des méthodes intelligentes appelées méta heuristiques qui sont récemment développé par des méthodes d'optimisation stochastique.

Les méta heuristiques sont souvent inspirées par des systèmes naturels, qu'ils soient pris en physique : les méthodes de voisinage comme le recuit simulé et la recherche tabou en biologie de l'évolution: les algorithmes évolutifs comme les algorithmes génétiques ou encore en éthologie:

l'optimisation par essaim particulaire ' Particle Swarm Optimization ' (PSO), la colonie des abeilles artificiel 'Artificial Bee Colony ' (ABC), les algorithmes génétiques, l'algorithme de recuit simulé, les algorithmes de colonies de fourmis[BEN16], Parmi ces techniques :

L'algorithme PSO est un algorithme itératif qui est basé sur la minimisation de l'erreur quadratique entre l'entrée et la sortie du système. Or le calcul de l'erreur pour chaque itération exige la mise en marche du système MAGLEV ce qui constitue une tâche très lente. Comme alternative, le système réel est remplacé par un modèle identifié utilisant la méthode de l'erreur de prédiction. Une fois les paramètres du régulateur sont obtenus, on vérifie les performances du régulateur avec le système réel pour le valider.

L'objectif de ce présent travail est l'optimisation des paramètres de la commande par mode glissant de la vitesse d'une MSAP par des régulateurs à base de mode glissement classique d'ordre un et d'ordre deux (basé sur l'algorithme Super Twisting).

Afin d'atteindre nos objectifs, nous allons diviser notre travail en trois chapitres.

Le premier présentera le principe de fonctionnement et la modélisation d'une machine synchrone à aimants permanents associée à un convertisseur statique. Ainsi que nous présentons aussi les résultats de simulation de la MSAP avec et sans onduleur.

Nous présentons dans le deuxième chapitre, des notions générales sur les systèmes à structures variables et la conception de la commande non linéaire par mode glissant d'ordre un et ses inconvénients.

Ensuite, nous traitons la commande par mode glissant d'ordre deux, l'algorithme de super twisting et son application aux variables d'états de la machine, cette dernière permet de réduire le phénomène de réticence.

Nous allons présenter dans le dernier chapitre, le principe de fonctionnement de l'algorithme PSO en premier. Nous allons l'appliquer par la suite sur la commande par mode glissant d'ordre supérieur afin d'optimiser ses gains.

CHAPITRE I : Description et modélisation de la MSAP

Introduction

L'étude du comportement d'un moteur électrique est une tâche difficile et qui nécessite, avant tout, une bonne connaissance de son modèle dynamique afin de bien prédire, par voie de simulation, son comportement dans les différents modes de fonctionnement envisagés [KAD00].

Les moteurs à courant continu ont assuré pendant longtemps le fonctionnement de la plupart d'équipements industriels (robots et machines outils). Cependant la présence du système balais collecteur a toujours été un grand inconvénient du moteur ce qui limite la puissance et la vitesse maximale et présente des difficultés de maintenance et des interruptions de fonctionnement. C'est pour cette raison qu'on a eu intérêt à utiliser des moteurs électriques à courant alternatif afin d'écartier cet inconvénient [CHO11- BEN09].

Parmi les moteurs à courant alternatif utilisés dans les entraînements à vitesse variable, le moteur synchrone à aimant permanent qui reste un bon candidat. Son choix devient attractif et concurrent de celui des moteurs asynchrones grâce à l'évolution des aimants permanents qu'ils soient à base d'alliage ou à terre rare. Cela leur a permis d'être utilisés comme inducteur dans les moteurs synchrones offrant ainsi, par rapport aux autres type de moteur, beaucoup d'avantages, entre autres, pas de pertes au rotor, une faible inertie et un couple massique élevé [NAB10].

Dans ce chapitre, nous présentons le principe de fonctionnement et la modélisation d'une machine synchrone à aimants permanents associée à un convertisseur statique. Ainsi que nous présentons aussi les résultats de simulation de la MSAP avec et sans onduleur.

I.1 Description de la MSAP

Le terme de machine synchrone regroupe toutes les machines dont la vitesse de rotation du rotor est égale à la vitesse de rotation du champ tournant du stator. Pour obtenir un tel fonctionnement, le champ magnétique rotorique est généré soit par des aimants, soit par un circuit d'excitation. La position du champ magnétique rotorique est alors fixe par rapport au rotor, ce qui impose le synchronisme entre le champ tournant statorique et le rotor ; d'où le nom de machine synchrone. [HOU13]

Le stator de la machine synchrone : est constitué de manière analogue à celui d'une machine asynchrone. Il comporte un circuit magnétique et un enroulement polyphasé, généralement triphasé, à p paires de pôles. Dans la suite de ce chapitre, nous supposons que le bobinage statorique est triphasé

Le rotor de la machine synchrone : appelé également inducteur, comporte un circuit magnétique et, généralement, un bobinage monophasé parcouru par du courant continu. IL génère $2p$ pôles magnétiques dans l'entrefer de la machine. Le circuit magnétique du rotor est réalisé en matériau ferromagnétique non feuilleté en pratique les Machine synchrones sont classées en quatre catégories selon les Caractéristique constructives du rotor :

- Les machines synchrones à pôles lisses ou turbomachines dont le rotor est un cylindre en acier ferromagnétique dans lequel ont été fraisées les encoches qui abritent le bobinage monophasé celui-ci comporte en général deux ou quatre pôles Ce type de construction ; caractérisé par un entrefer constant est utilisé pour des machines de fortes puissances destinées a tourner a grande vitesse montre en coupe une machine synchrone bipolaire a pôles lisses.
- Les machines synchrones à pôles saillants dont les pôles sont fixés sur l'axe du rotor comme indique sur la figure (I-2) dans ces machines, la répartition de l'induction a la périphérie de l'entrefer est conditionnée par la forme de celui-ci qui est choisie de manière à obtenir un champ d'induction magnétique quasi sinusoïdale.
- Les machines synchrones à aiment permanents dont les bobinages rétorques sont remplacés par des aimants permanents. Les Aimants peuvent être disposés de plusieurs manières sur le rotor.
- Les machines synchrones à réluctance variable possèdent un rotor à pôles saillants sans bobinage

Le tableau suivant présente quatre catégories de machines synchrones à aimants permanents du point de vue de la construction magnétique : [HAM13]

Machines synchrones à aimants permanents montés en surface (MSAPS) : Cette structure est la plus simple à construire parce que des aimants permanents à aimantation radiale sont disposés directement sur la périphérie du rotor. Les aimants ont généralement une forme de tuile et sont collés sur une culasse cylindrique. Cette structure de machine rentre dans la catégorie des machines à pôles lisses.

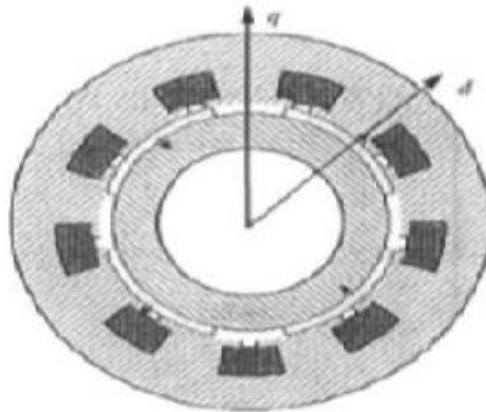


Figure 0-1: Machine synchrone à aimants permanents montés en surface

Machine synchrones à aimants permanents insérés (MSAPI) : A partir de la structure précédente, on entaille des logements pour insérer les aimants permanents dans le rotor afin de faciliter l'assemblage mécanique. Les parties de fer entre les aimants permanents sont des espaces inter polaires qui rajoutent de la saillance. Toutefois, les caractéristiques de cette structure restent fondamentalement proches de la MSAPS.

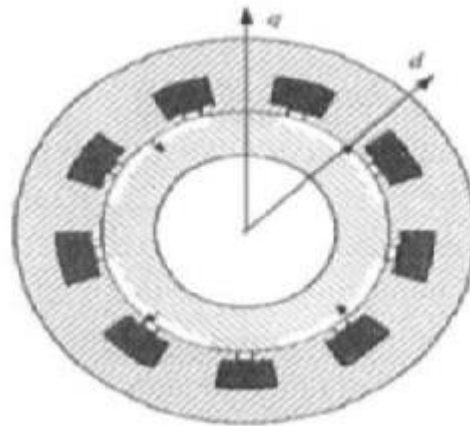


Figure 0-2: Machine synchrone à aimants permanents insérés

Machines synchrones à aimants permanents chapeautés (MSAPC) : Cette structure est déduite de celles avec des aimants permanents montés en surface. On place sur les aimants des pièces polaire généralement en acier doux. La combinaison des aimants et des pièces polaires crée une anisotropie du rotor et rajoute une saillance. Les pièces polaires permettent de contrôler la forme de la f.é.m. au stator en agissant sur le profil de la pièce.

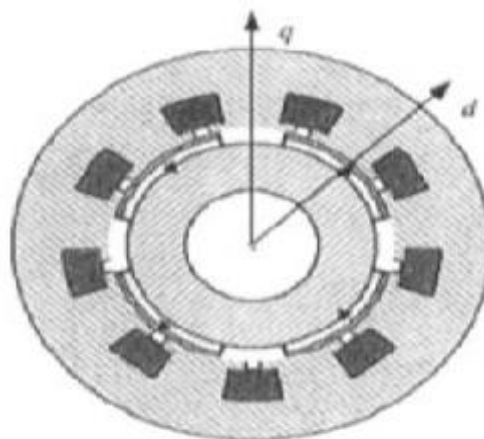


Figure 0-3: Machine synchrone à aimants permanents chapeautés

Machines synchrones à aimants permanents enterrés (MSAPE) : Le principe de cette structure est d'augmenter l'induction magnétique dans l'entrefer par rapport à l'induction rémanente des aimants permanents. En fait, les pièces polaires canalisent le flux généré par les aimants permanents à aimantation tangentielle dont la surface latérale est supérieure à la demi-surface de la pièce polaire prise au niveau de l'entrefer.

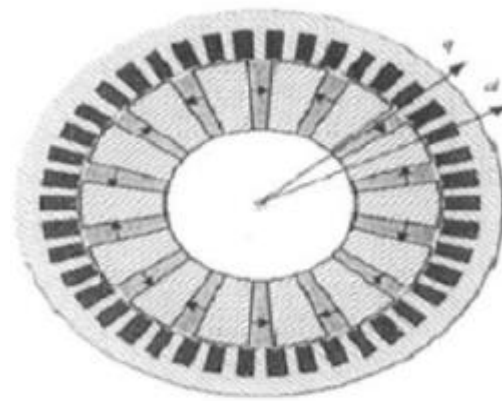


Figure 0-4: Machines synchrones à aimants permanents enterrés

Tableau 0-1: Catégories de la MSAP

I.2 Analyse du fonctionnement de la MSAP

Le principe de fonctionnement du moteur synchrone à aimants permanents est basé sur l'alimentation des trois bobines statoriques par un système de tensions triphasées équilibrées. Le champ créé par ces enroulements oriente le rotor qui est constitué par des aimants [BOU14].

Le champ tournant du stator peut être vu comme un aimant fictif qui tourne à la vitesse de synchronisme autour du rotor, l'interaction entre le champ tournant et le rotor, qui est équipé d'aimants permanents, permet d'avoir une vitesse de rotation rotorique égale à celle de synchronisme [KOT16].

La caractéristique du couple-angle électrique est illustrée dans la figure suivante :

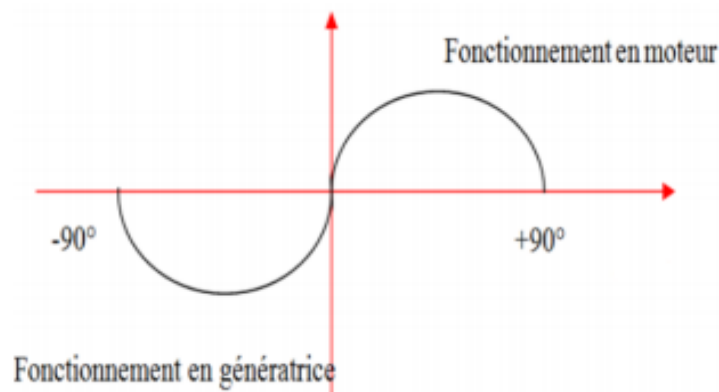


Figure 0-5: Caractéristique du couple-angle électrique

I.3 Avantages de LA MSAP

Les machines synchrones à aimants permanents présentent plusieurs avantages par rapport aux autres types de machines : [MERO8] [BEN05]

- Puissances massives importantes et élevées.
- Suppression des bagues et des ballait, ce qui réduit les problèmes de maintenance.
- Pas des pertes résistives au rotor.
- Grande fiabilité.
- Fonctionnement en survitesse.

I.4 Inconvénient de la MSAP

Le principal inconvénient de la machine à aimants est que son flux inducteur est difficile à régler de ce fait la commande du moteur est effectuée par action extérieure en particulier dans le cas d'inducteur à pôle saillants [LAG11].

I.5 Domaines d'applications de MSAP

La machine synchrone à aimants permanents est utilisée largement dans plusieurs applications comme les machines outils, la robotique, les générateurs aérospatiaux, la traction électrique,...Le domaine d'emploi de MSAP à l'heure actuelle est de quelques dizaines de Kilowatt à cause des caractéristiques magnétique des aimants qui peuvent être perdu en dépassant les limites de fonctionnement. [BOU14]

I.6 Hypothèses simplificatrices

Les hypothèses simplificatrices admises dans le modèle de la machine synchrone à aimants permanents sont : [SAM15]

- La saturation et l'hystérésis du circuit magnétique sont négligeables ainsi que les pertes par Courant de Foucault, ceci permet l'établissement des relations linéaires entre flux et courant.
- La distribution des forces électromotrices, le long de l'entrefer, est supposée sinusoïdale.
- Les réactances de fuites sont indépendantes de la position du rotor.
- La machine synchrone à aimants permanents est supposée symétrique et linéaire.

I.7 Modélisation de la MSAP

L'étude du comportement d'un moteur électrique est une tâche difficile et qui nécessite.

Avant tout, une bonne connaissance de son modèle dynamique afin de bien prédire, par voie de simulation, son comportement dans les différents modes de fonctionnement envisagé.

La modélisation d'un moteur synchrone à aimants permanents est identique à celle d'une machine synchrone classique sauf que l'excitation en courant continu attachée au rotor est remplacée par le flux de l'aimant.

Donc, le modèle est issu du modèle de la machine synchrone classique.

I.7.1 Mise en équation de la MSAP en triphasé (a,b,c)

La modélisation MSAP comprend trois types : [KOT12]

I.7.1.1 Equations électriques :

Les équations des tensions et des flux statoriques sont écrit respectivement comme suite :

$$[V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + \frac{d}{dt} [\varphi_s] \quad 0-1$$

$$[\varphi_s] = [L_s] \cdot [I_s] + [\Phi_f] \quad 1-2$$

En définissant les vecteurs suivants :

$$[V_s] = [v_a \quad v_b \quad v_c]^T \quad [I_s] = [i_a \quad i_b \quad i_c]^T \quad [\varphi_s] = [\varphi_a \quad \varphi_b \quad \varphi_c]^T \quad 0-3$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad 0-4$$

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ab} & L_b & M_{bc} \\ M_{ac} & M_{bc} & L_c \end{bmatrix} \quad 0-5$$

$[V_s]$: Vecteur tension statorique

$[I_s]$: Vecteur courant statorique

$[\varphi_s]$: Vecteur fleux statorique

$[R_s]$: matrice résistance du stator

$[L_s]$: Matrice inductance du stator

$[\Phi_f]$: Vecteur flux engendré par l'aimant définie par:

$$[\Phi_f] = \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad 0-6$$

θ : Angle de charge (position de rotor) définie par :

$$\theta(t) = \int_0^t \omega dt \quad 0-7$$

Sachant que :

$$\omega = P \cdot \Omega_r \quad 0-8$$

ω : Pulsation électrique.

Ω_r : La vitesse de rotor.

P : Nombre de pair de pole.

I.7.1.2 Equation mécanique

L'application de la deuxième loi de Newton donne l'équation de mouvement :

$$\frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{1}{J} (C_{em} - C_r - f \cdot \Omega_r) \quad 0-9$$

J : Moment d'inertie.

C_{em} : Couple électromagnétique .

C_r : couple résistant.

f : Coefficient de frottement.

I.7.1.3 Equation électromagnétique

$$C_{em} = [i_s]^T \left[\frac{1}{2} \cdot \frac{d[L_s]}{d\theta} \cdot [i_s] + \frac{1}{2} \cdot \frac{d[\Phi_f]}{d\theta} \right] \quad I-10$$

I.7.2 Modélisation de la MSAP dans le repère de Park

Les modèles différentiels à coefficients variables, le but des transformations matricielles est de le simplifier. Cette simplification réduit l'ordre de système. Synchrones dans le référentiel (a, b, c) étant fort complexe, et aboutit à des équations

I.7.2.1 Principe de transformation de Park

La transformation de Park est un outil mathématique consiste à transformer le système triphasé (a, b, c) en un système diphasé (d, q). Ce passage mathématique, transforme les trois bobines

statoriques fixes déphasées de $2\pi/3$ en deux bobines fictives équivalentes déphasées de $\pi/2$ et situées sur le rotor, l'aimant se situe sur l'axe d [NAW15].

Les variables et les paramètres sont alors représentés dans un référentiel à deux axes : l'axe direct (d) et l'axe de quadrature arrière (q), perpendiculaires, l'angle θ entre les deux repères est appelé angle Park.

La figure (I-3) montre le principe de la transformation de Park

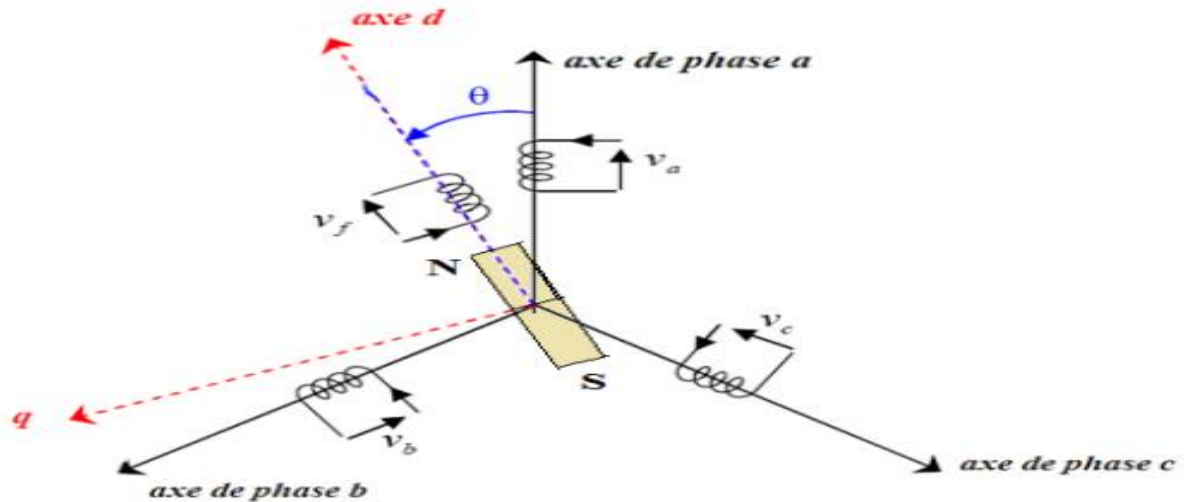


Figure 0-6: Représentation de la transformation de Park

La transformation de Park est définie par :

$$\begin{cases} [\mathbf{V}_{abc}] = [\mathbf{T}(\theta)]^{-1} [\mathbf{V}_{dq0}] \\ [\mathbf{V}_{dq0}] = [\mathbf{T}(\theta)] [\mathbf{V}_{abc}] \end{cases} \quad 0-11$$

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

$$[\mathbf{T}(\theta)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad 0-12$$

$$[\mathbf{T}(\theta)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad 0-13$$

I.7.3 Mise en équation de la MSAP en diphasé (d,q) dans le repère de Park

I.7.3.1 Les équations électriques :

Le modèle de Park de la machine synchrone à aimant permanents à P paires de pôles est défini par les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - P \Omega_r L_q i_q \\ V_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + P \Omega_r L_d i_d + \omega \Phi_f \end{cases} \quad 0-14$$

Avec :

V_d : Tension statorique sur l'axe d.

V_q : Tension statorique sur l'axe q.

i_d : Courant statorique sur l'axe d.

i_q : Courant statorique sur l'axe q.

L_d : Inductance statorique sur l'axe d.

L_q : Inductance statorique sur l'axe q.

I.7.3.2 Equation mécanique

L'équation de mouvement reste toujours la même :

$$\frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{1}{J} (C_{em} - C_r - f\Omega_r) \quad 0-15$$

I.7.3.3 Equation électromagnétique

La puissance instantanée absorbée par la machine dans le système équilibré représenté par l'expression suivante :

$$P_e = V_a I_a + V_b I_b + V_c I_c \quad 0-16$$

Dans le plan de Park cette puissance s'écrit :

$$P_e = \frac{3}{2} (V_d I_d + V_q I_q) \quad 0-17$$

On remplaçant V_d et V_q par leur expressions, et on obtienne :

$$P_e = \frac{3}{2} \left[(R_s I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} - P\Omega_r L_q i_q) I_d + (R_s i_q + L_q \frac{dI_q}{dt} + P\omega L_d I_d + P\Omega_r \Phi_f) I_q \right] \quad 0-18$$

$$P_e = \frac{3}{2} \left[P\Omega_r [(L_d - L_q) I_d I_q + \Phi_f I_q] + R_s (I_d^2 + I_q^2) (L_d I_d \frac{dI_d}{dt} + L_q I_q \frac{dI_q}{dt}) I_q \right] \quad 0-19$$

Cette puissance est composée de :

- $P_j = \frac{3}{2} R_s (I_d^2 + I_q^2)$: Représente les pertes Joule
- $P_{mag} = \frac{3}{2} (L_d I_d \frac{dI_d}{dt} + L_q I_q \frac{dI_q}{dt})$: Représente la variation d'énergie magnétique emmagasinée
- $P_{em} = \frac{3}{2} P\Omega_r [(L_d - L_q) I_d I_q + \Phi_f I_q]$: Représente la puissance électromagnétique

Finalement le couple développé par la machine s'écrit :

$$\bullet \quad C_{em} = \frac{P_{em}}{\Omega_r} \rightarrow C_{em} = \frac{3}{2} P [(L_d - L_q) I_d I_q + \Phi_f I_q] \quad 0-20$$

I.7.4 Mise sous forme d'équation d'état

L'écriture d'états dépend du repère choisi, on voit que la représentation d'état n'est pas unique. Toute combinaison linéaire des composantes d'un vecteur d'états appelée variables d'état.

En développant le système d'équation (I.14) on peut déduire la forme finale des équations du MSAP dans le référentiel (d-q).

Selon l'expression (I.15) et (I.20), on aboutit à la représentation sous la forme d'équation d'état suivante :

$$\begin{bmatrix} \frac{dI_d}{dt} \\ \frac{dI_q}{dt} \\ \frac{d\Omega_r}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_s}{L_d} I_d + \frac{\omega L_q}{L_d} I_q \\ \frac{-R_s}{L_q} I_q - \frac{\omega L_d}{L_q} I_d - \frac{\omega \Phi_f}{L_q} \\ \frac{3}{2} \left(\frac{P\Phi_f}{J} I_q - \frac{P(L_q - L_d)}{J} I_q I_d \right) - \frac{f}{J} \Omega_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-1}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ C_r \end{bmatrix} \quad 0-21$$

Et après transformation de Laplace on obtient le schéma bloc illustrée dans l'annexe B (figure V-1)

I.8 Autopilotage de machine synchrone à aimants permanents

Pour contrôler la rotation du rotor à vitesse variable, il faut à tout instant contrôler la vitesse par un onduleur de tension. Le capteur de position règle l'instant d'amorçage et de blocage des interrupteurs de l'onduleur de tension de manière à avoir le θ voulu. La vitesse de rotation fixe la fréquence d'alimentation de la machine et impose la synchronisation de la vitesse de champs tournant à la vitesse de rotor

La structure générale de l'alimentation par convertisseur statique des machines synchrones à vitesse variable est donnée par la figure (I.7). Les interrupteurs utilisés dans ces convertisseurs (onduleurs) sont commandés de manière à imposer une tension ou un courant alternatif dans les enroulements statoriques de la machine. Pour réaliser l'autopilotage, les interrupteurs du convertisseur sont commandés suivant une loi qui est en fonction de la position du rotor, de manière à imposer un contrôle du couple. Plusieurs variantes de ce principe existent qui prennent en compte le type de machine et le type de convertisseur [KAM18].

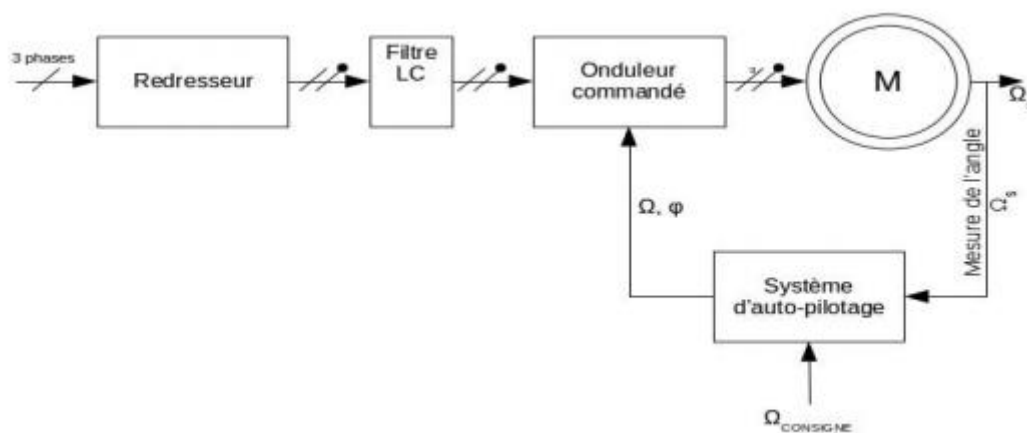


Figure 0-7: Principe d'autopilotage de la MSAP

I.9 Modélisation MSAP – onduleur de tension

Les onduleurs occupent une place importante dans les moteurs de vitesse Moteurs électriques. L'onduleur est un transformateur fixe fourni Fréquence et amplitude Machines à courant alternatif sinusoïdales à fréquence et amplitude variables. Cependant, de nombreux problèmes se posent, notamment ceux liés à l'apparence des Harmoniques de haut niveau. Ces harmoniques ont un effet indésirable sur Le comportement dynamique de la machine interfère avec les performances normales de Machine. En effet, la présence de ces harmoniques conduit à des paires pulsatives indésirables, ainsi que des pertes supplémentaires [AID13].

Par conséquent, dans cette partie, nous discuterons d'un aperçu de l'onduleur à deux niveaux des tensions. Ainsi que la stratégie de contrôle MLI utilisée Demandez l'adaptateur fixe. Enfin, nous terminerons cette partie par une simulation Démarrage du moteur synchrone connecté à l'onduleur de tension dans le but de valider nos modèles.

I.9.1 Définition de l'onduleur

Un onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continue alternatif, alimenté par une source continue, il modifie de façon périodique les connexions entre l'entrée et la sortie et permet d'obtenir à la sortie une courant alternatifs de valeur moyenne nulle

I.9.2 Types d'onduleurs

On distingue plusieurs types d'onduleurs :

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

I.9.3 Onduleur de tension

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

I.10 Modélisation de l'onduleur de tension

Pour un onduleur triphasé, les commandes des interrupteurs d'un bras sont complémentaires. Pour chaque bras il y a donc deux états indépendants [NAW15]

La figure (I-8) montre le schéma d'un onduleur triphasé avec sa charge.

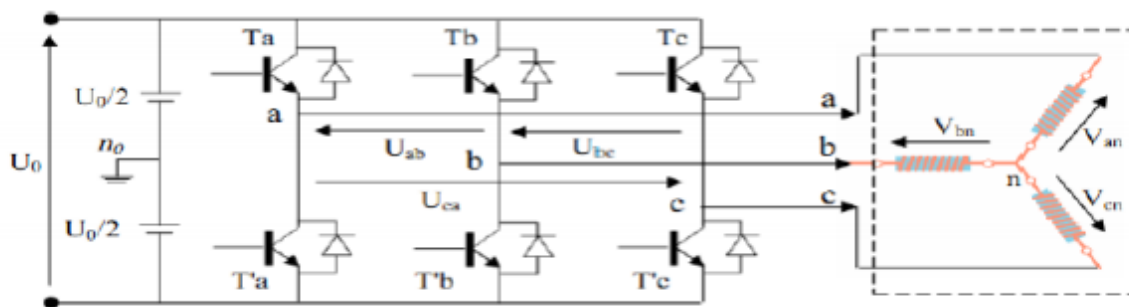


Figure 0-8: schéma d'onduleur triphasé

Il comporte trois bras de commutation et six interrupteurs électroniques pouvant être des transistors de types bipolaires, MOSFET ou IGBT associés à des diodes en tête bêche, ou encore des thyristors équipés de circuit d'extinction en plus du dispositif d'amorçage [LOU11]

Pour simplifier l'étude, on suppose que :

- la commutation des interrupteurs est instantanée
- la chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable
- la charge triphasée est équilibrée, couplée en étoile avec neutre isolé [ANN10]

Les tensions composées (de lignes) délivrées par l'onduleur sont données comme suit :

$$U_{ab} = v_{an} - v_{bn} = U_0(s_a - s_b) \quad 0-22$$

$$U_{bc} = v_{bn} - v_{cn} = U_0(s_b - s_c) \quad 0-23$$

$$U_{ca} = v_{cn} - v_{an} = U_0(s_c - s_a) \quad 0-24$$

Les tensions v_{an} , v_{bn} , v_{cn} forment un système de tension triphasé équilibrée alors

$$(v_{an} + v_{bn} + v_{cn}) = 0 \quad 0-25$$

De (I-22), (I-24) et (I-25), on a :

$$v_{an} = \frac{U_0}{3}(2s_a - s_b - s_c) \quad 0-26$$

De (I-22), (I-23) et (I-25), on a :

$$v_{bn} = \frac{U_0}{3}(2s_b - s_a - s_c) \quad 0-27$$

De (I-23), (I-24) et (I-25), on a :

$$v_{cn} = \frac{U_0}{3}(2s_c - s_a - s_b) \quad 0-28$$

Donc :

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U_0 \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_a \\ s_b \\ s_c \end{bmatrix} \quad 0-29$$

Il reste à déterminer les fonctions, celles-ci dépendent de la stratégie de commande de l'onduleur. L'onduleur a pour objectif de générer à sa sortie, des tensions les plus sinusoïdales possibles. A cet effet, différentes stratégies de modulation ont été proposées. Parmi celle-ci, la modulation de largeur d'impulsions MLI triangulo-sinusoïdale (en anglais, Pulse Width Modulation PWM) [MAH12].

I.11 Association MSAP-onduleur de tension

La figure suivante présente un schéma d'alimentation pour la MSAP avec un onduleur de tension à deux niveaux

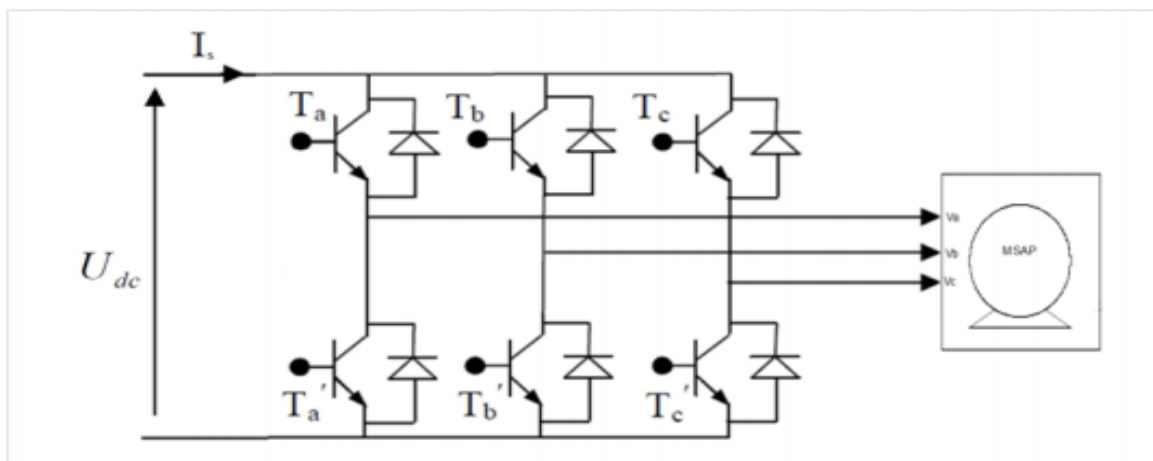


Figure 0-9: Schéma de l'association MSAP-onduleur de tension

Avec :

Ti et T'i avec i = (a,b,c) sont des transistors.

Si et S'i sont les commandes logiques qui leur sont associées telle que :

- si $S_i = 1$, l'interrupteur Ti est passant et Ti 0 est ouvert.
- si $S_i = 0$, l'interrupteur Ti est ouvert et Ti 0 est passant.

I.12 Stratégies de commande de l'onduleur

Afin de découper la tension appliquée à l'entrée de l'onduleur, il faut intervenir à la commande des interrupteurs qui constituent l'onduleur. Cette dernière a une très grande importance, car c'est elle qui détermine le type de tension de sortie.

Parmi les différents types de commande, on trouve

- La commande à onde rectangulaire.
- La commande à créneaux de largeur variable.
- La commande à paliers (en marche d'escalier).
- La commande à modulation de largeur d'impulsions (MLI).

On s'intéressera dans notre travail à la commande MLI

I.13 Commande par modulation de largeur d'impulsions (MLI)

L'onduleur a pour objectif de générer à sa sortie, des tensions les plus sinusoïdales possibles. Les grandeurs de sortie des commandes analogiques ou numériques de l'onduleur servent à obtenir les tensions ou courants désirés aux bornes de la machine. La technique de modulation de largeur d'impulsions (MLI en français et PWM pour Pulse Width Modulation en anglais) permet de reconstituer ces grandeurs à partir d'une source à fréquence fixe et tension fixe (en général une tension continue) par l'intermédiaire d'un convertisseur direct.

Celui-ci réalise les liaisons électriques entre la source et la charge. Le réglage est effectué par les durées d'ouverture et de fermeture des interrupteurs et par les rapports cycliques. Les techniques de modulation de largeur d'impulsions sont multiples ; cependant, quatre catégories de MLI ont été développées [GRE2000].

- Les modulations sinus-triangle effectuant la comparaison d'un signal de référence à une porteuse, en général, triangulaire.
- Les modulations pré calculées pour lesquelles les angles de commutation sont calculés hors ligne pour annuler certaines composantes du spectre.
- Les modulations post calculées encore appelées MLI régulières symétriques ou MLI vectorielles dans lesquelles les angles de commutation sont calculés en ligne.
- Les modulations stochastiques pour lesquelles l'objectif fixé est le blanchiment du spectre (bruit constant et minimal sur l'ensemble du spectre). Les largeurs des impulsions sont réparties suivant une densité de probabilité représentant la loi de commande.

I.13.1 Principe de la commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI sinus-triangle)

Le principe général consiste à convertir une modulante (tension de référence au niveau commande), généralement sinusoïdale, en une tension sous forme de créneaux successifs, générée à la sortie de l'onduleur (niveau puissance). Cette technique repose sur la comparaison entre deux signaux :

- Le premier, appelé signal de référence, représente l'image de la sinusoïde qu'on désire à la sortie de l'onduleur. Ce signal est modulable en amplitude et en fréquence.
- Le second, appelé signal de la porteuse, définit la cadence de la commutation des interrupteurs statiques de l'onduleur.

C'est un signal de haute fréquence par rapport au signal de référence. L'intersection de ces signaux donne les instants de commutation des interrupteurs [HOU13]

Caractéristique de la MLI

Deux paramètres caractérisent cette commande :

$$m = \frac{f_p}{f_r} \quad , r = \frac{V_r}{V_p}$$

Avec :

m: L'indice de modulation qui définit le rapport entre la fréquence f_p de la porteuse et la fréquence f_r de la référence.

r: Le taux de modulation (ou coefficient de réglage) qui donne le rapport de l'amplitude de la modulante V_r à la valeur crête V_p de la porteuse.

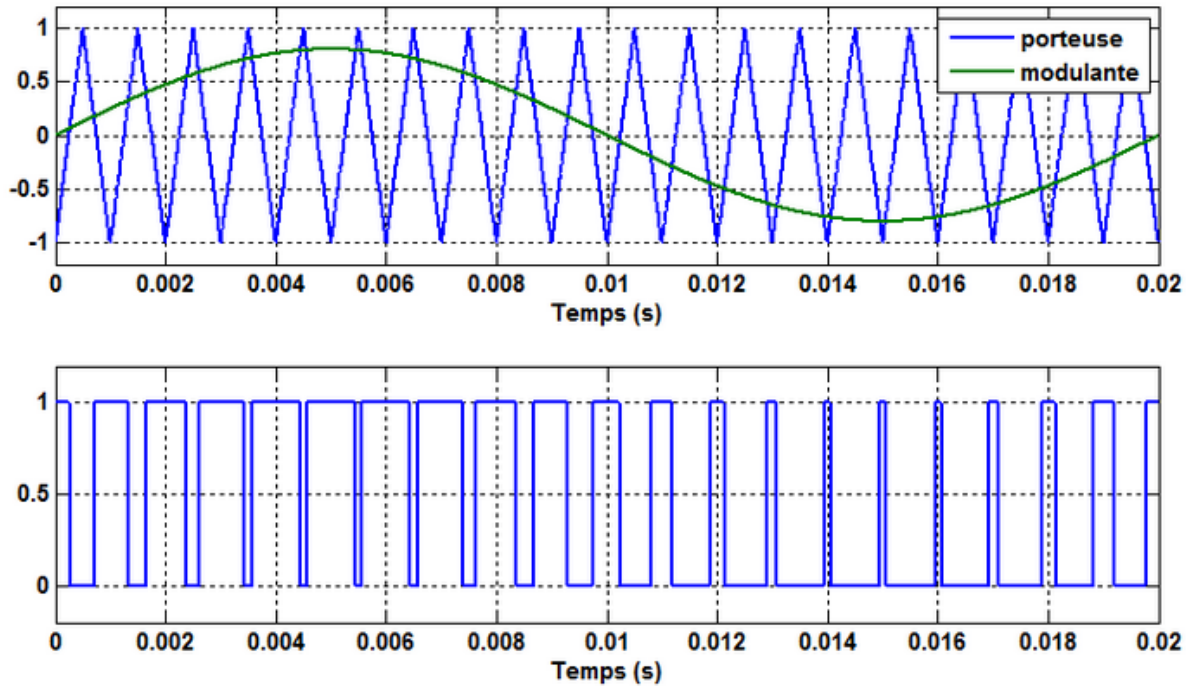


Figure 0-10: Principe de la commande MLI

On considère l'alimentation de l'onduleur comme une source parfaite, supposée être constituée par deux générateurs de f.e.m. égale à $E/2$ connectés entre eux par un point commun (0)

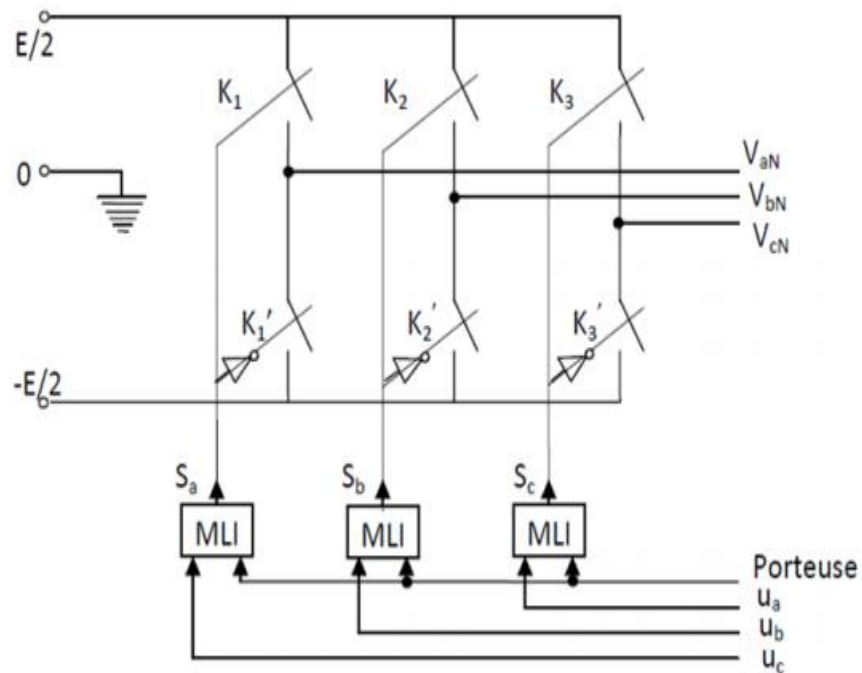


Figure 0-11: Schéma équivalent de l'onduleur à MLI

I.14 Intérêt de la commande MLI

La modulation de largeur d'impulsions vectorielle n'offre pas d'avantages sensibles par rapport à la modulation sinus-triangle sub-optimale en ce qui concerne le déchet de tension ou le résidu harmonique. On donne, de plus en plus fréquemment, la préférence à la modulation vectorielle dans le domaine des entraînements à vitesse variable avec moteurs synchrones ou asynchrones alimentés par des onduleurs de tension. C'est parce que ce type de modulation s'intègre de façon naturelle dans les systèmes de régulation de ces entraînements.

I.15 Simulation et Interprétation :

I.15.1 Résultats de simulation du démarrage de la MSAP avec charge variable

Avant d'entamer toute réalisation, la simulation est devenue une tâche primordiale pour les chercheurs couramment utilisé dans le domaine des machines électriques. On a choisi le logiciel Matlab/Simulink très connu pour sa puissance de calcul. Le but de cette simulation est de valider le modèle adopté de la machine synchrone à aimant permanent, et d'analyser le comportement lorsque la machine est alimentée directement par le réseau standard, et puis à travers l'onduleur de tension commandé par modulation de la largeur d'impulsion.

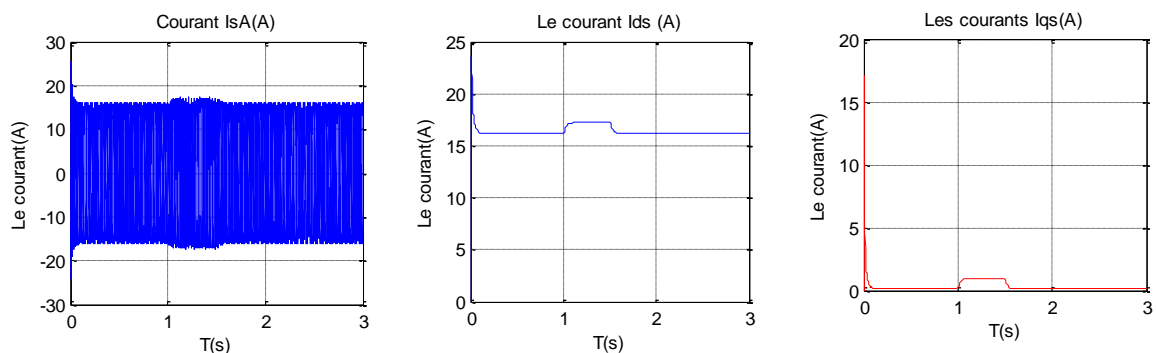


Figure 0-12: Résultats des courants I_sA , I_{qs} , I_{ds}

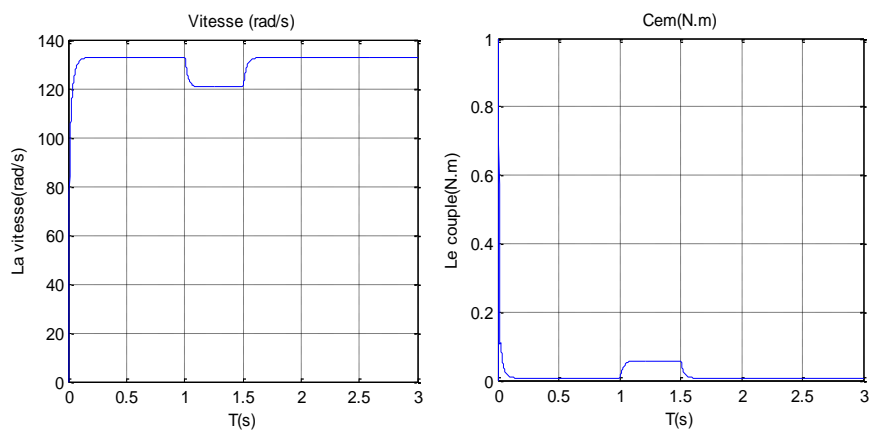


Figure 0-13: évolution de vitesse et de couple

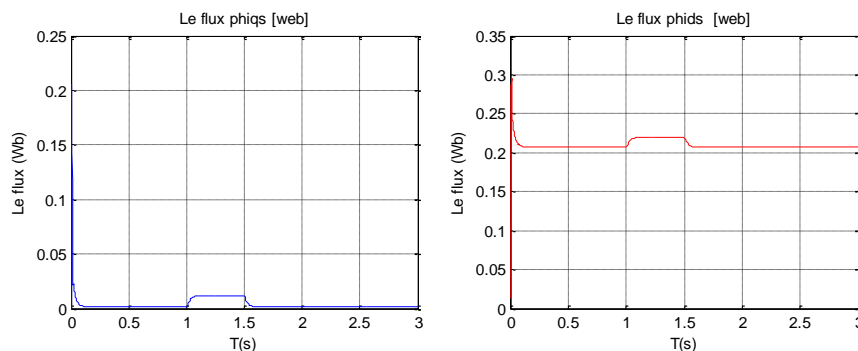


Figure 0-14: Résultats des flux φ_{qs} et φ_{ds}

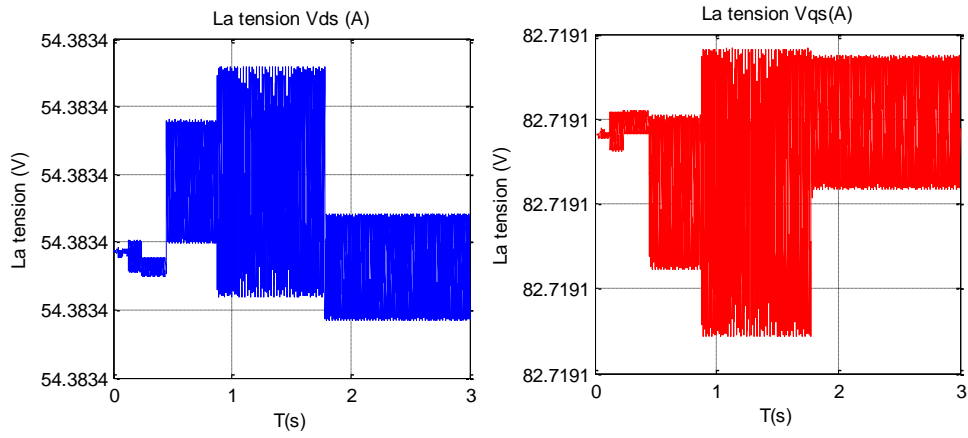


Figure 0-15: Résultats des tensions

Simulation de la MSAP alimenté par un onduleur de tension pour charge

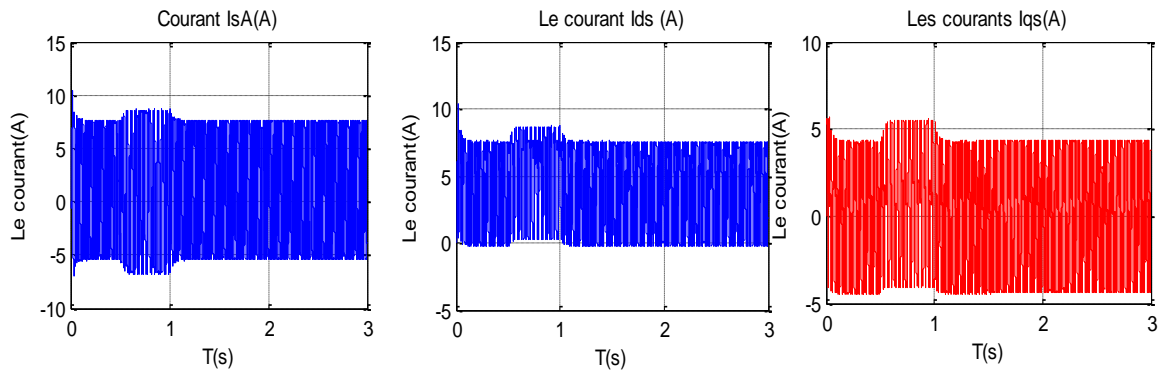


Figure 0-16: Résultats des courants [I_sA , I_qS , I_dS]

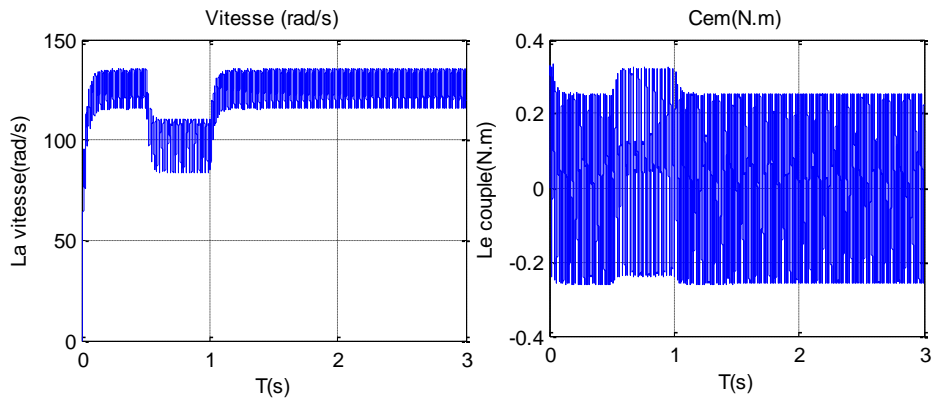


Figure 0-17: évolution de vitesse et de couple

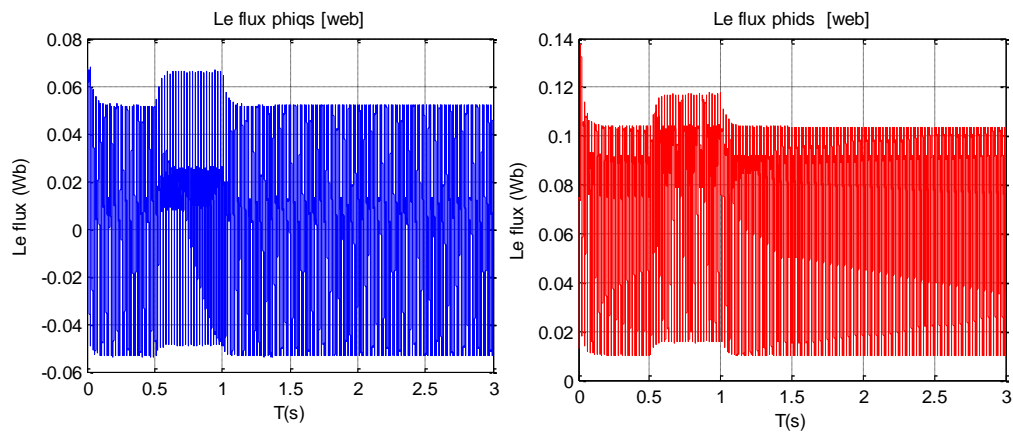


Figure 0-18: Résultats des flux φ_{qs} et φ_{ds}

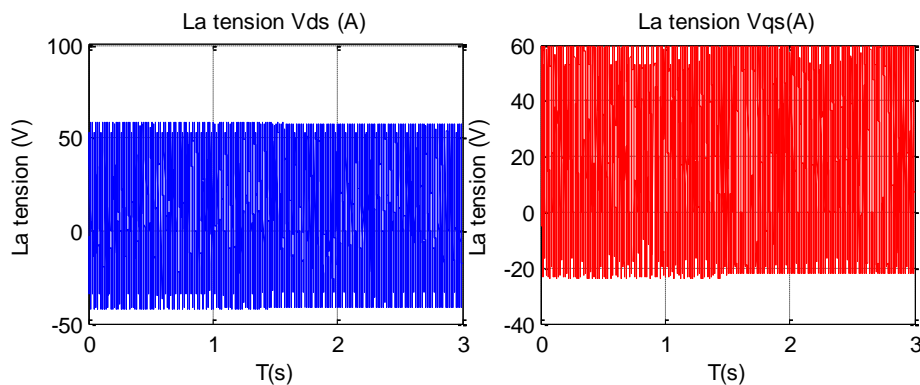


Figure 0-19: Résultats des tensions

I.8 Interprétation des résultats

La première application du modèle de machine synchrone à aimants permanents est sa mise en œuvre en simulation numérique pour un démarrage avec autopilotage sur un onduleur triphasé équilibré parfait qu'on suppose délivrer des tensions sinusoïdales d'amplitude fixe et de fréquence liée à la position du rotor. La simulation a été réalisée sous l'environnement MATLAB/SIMULINK.

La réponse de la vitesse est identique à celle du fonctionnement à vide jusqu'à l'application d'un couple de charge $C_r = 0.05 \text{ Nm}$ à $t=1\text{s}$ puis sa suppression à 1.5 s . Lors de la présence de la perturbation de charge on constate que la vitesse change avec la charge.

On note également que le couple électromagnétique présente un pic lors du démarrage et suit parfaitement la variation de la charge. Ce qui influe sur la forme des courants statoriques.

La deuxième application est de faire les tests de simulation sur MSAP alimentés par un onduleur de tension triphasé commandé par stratégie MLI avec les mêmes conditions de simulation que le cas précédent.

On note un couple de démarrage de 0.35 Nm , puis diminue une fois le régime permanent est atteint (correspondant au fonctionnement à vide). On remarque également que le couple électromagnétique répond rapidement à la demande de la charge lors de toute variation.

On note cependant une dynamique de démarrage un peu plus lente avec l'onduleur, et la présence de vibrations dues à la commutation des interrupteurs de l'onduleur.

I.10 Conclusion

Ce chapitre nous a permis de présenter le modèle mathématique MSAP a été obtenu dans le référentiel du Park en utilisant des hypothèses simplifiées pour obtenir des équations fortement simplifiées pour nous permettre de traiter facilement la commande donnée. Les résultats obtenus par simulation

montrent la validité du modèle de Park de la machine synchrone, ce dernier répondant bien à la description de l'évolution du démarrage direct sur un réseau standard

En tant que tel Nous avons présenté le commutateur statique qui exécute MSAP. Les résultats de la simulation du réseau MSAP Invertir sont également affichés afin de mieux voir le comportement de l'appareil lorsqu'il rencontre l'alimentation de l'onduleur. Il est à noter que l'effet de l'onduleur se manifeste dans les courants continus et quadratiques et sur la paire électromagnétique par de fortes ondulations. Enfin, nous avons présenté le modèle MSAP avec l'onduleur de tension contrôlé par MLI-ST et la conclusion que lesdits courant et couple sont étroitement liés, il est donc nécessaire d'effectuer leur contrôle indépendant

Afin d'améliorer les performances dans les systèmes dynamiques. Pour cette raison, il est nécessaire de séparer ces variables pour obtenir des performances élevées dans le système dynamique.

Ce sera donc commende par mode glissement ordre supérieure de la MSAP, Ce qui sera montré dans le deuxième chapitre

*CHAPITRE II : Commande par mode glissant ordre
supérieur*

Introduction

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

La technique de commande à structure variable (CSV) par mode glissant en anglais Sliding Mode Control, est très connue par sa robustesse envers les incertitudes internes (variations des paramètres de la machine), et externes (perturbations due à la charge), et aux phénomènes ayant été omis dans la modélisation, tout en ayant une très bonne réponse dynamique [AID13].

La commande par mode de glissement induit en pratique des commutations haute fréquence connue sous le nom de broutement (chattering). Ces commutations peuvent exciter des dynamiques non désirées qui risquent de déstabiliser, détériorer voire même de détruire le système étudié.

Pour remédier à ce problème on fait appel à une autre technique de commande qui permet réduire l'effet chattering, cette technique est appelée commande par mode glissant d'ordre supérieur, particulièrement la technique de super twisting .

Dans ce chapitre nous présentons des notions générales sur les systèmes à structures variables et la conception de la commande non linéaire par mode glissant d'ordre un et ses inconvénients. Ensuite on présente la commande par mode glissant d'ordre deux, algorithme de super twisting et son application aux variables d'états de la machine, cette dernière permet de réduire le phénomène de réticence.

I.16 Aspect théorique sur LA COMMANDE PAR MODE GLISSANT

La première partie présente les concepts de base de la commande par mode glissant d'ordre 1 qui se synthétise en deux étapes : on détermine une sortie fictive $S(x)$ appelée surface de glissement sur laquelle les objectifs des contrôles sont réalisés, ensuite on calcule la loi de commande afin de ramener la trajectoire des états à cette sortie et de la maintenir sur cette surface tout le temps jusqu'à l'équilibre [BET05].

I.17 Systèmes à structures variables

Un système à structure variable (SSV) est un système dont la structure change pendant le fonctionnement. Il est caractérisé par le choix d'une fonction et d'une logique de commutation. Dans les systèmes à structures variables avec mode de glissement, la trajectoire d'état est amenée vers une surface (hyperplan), puis à l'aide de la loi de commutation, elle est obligée de rester au voisinage de cette surface. En général, les dynamiques du système peuvent suivre plusieurs surfaces.

La trajectoire dans le plan de phase est constituée de trois parties distinctes [BOU13] :

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

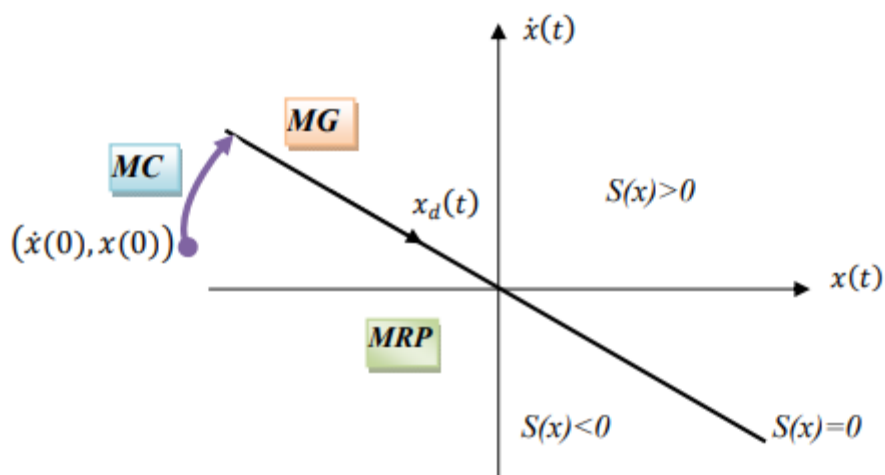


Figure 0-1: Convergence du système glissant

Avant d'entamer les méthodes utilisées dans la synthèse de système de contrôle par mode de glissement, nous allons expliquer quelques notions de bases du régime glissant.

I.17.1 Régime glissant idéal

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

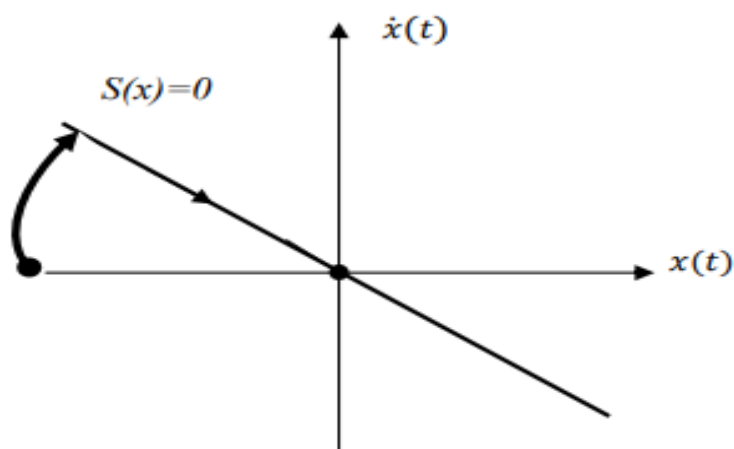


Figure 0-2: glissement idéal

I.17.2 Régime glissant réel

En pratique l'organe de commutation est réalisé à partir de relais qui présentent des imperfections inévitables (les retards de commutations et approximation des dérivées hystérésis) et le modèle de la partie commande résulte lui-même de certaines approximations, dans ce cas la trajectoire de phase du régime glissant reste au voisinage de la surface de commutation donnant naissance à des oscillations indésirables qui éliminent la précision du système et néanmoins sa stabilité.

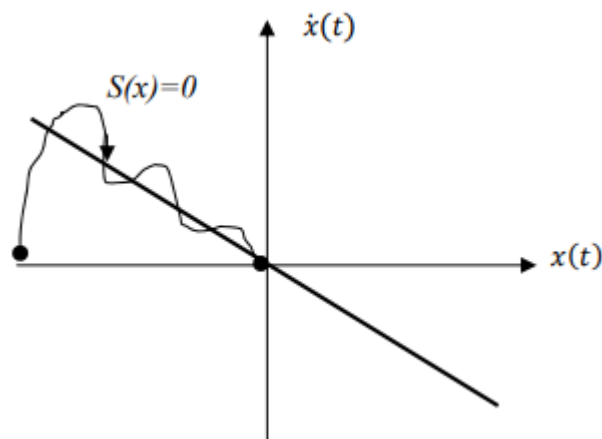


Figure 0-3: glissement réel

I.18 Conception de la commande par mode de glissement

La conception des régulateurs par les modes glissants prend en charge les problèmes de stabilité et des performances désirées d'une façon systématique.

Les intérêts de la commande par mode de glissement sont importants et multiples, comme la haute précision, la stabilité, un temps de réponse très court, le plus grand est évidemment lié aux propriétés de robustesse remarquable qu'elle permet d'obtenir (une fois le régime glissant est atteint). Ainsi que la simplicité de la mise en œuvre, l'adaptation, aussi bien aux processus linéaires qu'aux non linéaires.

Dans ce cas, la structure du contrôleur comporte deux parties, une première continue, représentant la dynamique du système durant le mode de glissement et une autre discontinue représentant la dynamique du système durant le mode de convergence. Cette deuxième est importante dans la commande non linéaire, car elle a pour rôle d'éliminer les effets d'imprécision et de perturbation sur le modèle [AID13].

La mise en œuvre de cette méthode de commande nécessite principalement trois étapes :

- Choix des surfaces.
- Degré relatif
- L'établissement des conditions d'existence et de convergence.
- Détermination de loi de commande.

I.18.1 Choix de la surface de glissement

Le choix de la surface de glissement concerne non seulement le nombre nécessaire de surfaces mais également leurs formes en fonction de l'application et de l'objectif visé.

En général, pour un système défini par l'équation d'état suivante :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x, t) + g(x, t) \cdot u(t) \\ y = C' \cdot x, \quad y \in R^m \end{cases} \quad 0-1$$

Généralement, le choix du nombre de surfaces de glissement est égal à la dimension du vecteur de commande $U(t)$. J. J. Slotine propose une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable d'état x vers sa valeur de référence $x_{réf.}$.

La forme générale de la surface selon J.J.Slotine [BEN05] [SAD10] :

$$S(x) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda_x \right)^{r-1} e(x) \quad 0-2$$

$e(x)$: L'écart de la variable à régler $e(x) = x_{\text{réf}} - x$.

λ_x : Une constante positive qui interprète la bande passante du contrôle désiré,

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

I.18.2 Degré relatif :

La notion de degré relatif a été introduite dans un premier temps dans le cas seulement des systèmes autonomes, par la suite l'application a été faite dans le cas non autonome. Cette notion est un concept fondamental qui a joué un grand rôle récemment dans la compréhension de la commande des dynamiques non linéaires.

Le degré relatif (r) d'un système, est le nombre minimum de fois qu'il faut dériver la sortie, par rapport au temps, pour y faire apparaître l'entrée de commande de manière explicite. Il est calculé en déterminant les dérivées successives de S :

- a- Degré Relatif $r=1$, $\frac{\partial}{\partial u} \dot{S} \neq 0$
- b- Degré Relatif $r \geq i$, $\frac{\partial}{\partial u} \dot{S}^i = 0$ avec $(i=1, 2, 3, \dots, r-1)$ et $\frac{\partial}{\partial u} \dot{S}^r \neq 0$

Dans le premier cas le problème de la commande est résolu par une loi en mode glissant du premier ordre. Cependant une loi 2-glissant peut être utilisée à afin d'éviter le chattering. Pour le deuxième cas on peut choisir la technique p-glissant (avec $p \geq r$) [PER02].

Pour certaines valeurs du degré relatif, on a :

Pour $r=1$ $S(x) = e(x)$,

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

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

L'objectif de la commande est de maintenir la surface à zéro. Cette dernière est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est $e(x) = 0$. Pour un choix convenable du paramètre, ceci revient à un problème de poursuite de trajectoire [SAD10].

I.18.3 Condition d'existence et de convergence :

Les conditions de convergence ou d'attractivité sont les critères qui permettent aux différentes dynamiques du système de converger vers les surfaces de glissement et rester indépendamment de la perturbation. Il existe deux considérations pour assurer le mode de convergence :

I.18.3.1 Fonction directe de commutation :

Elle est proposée et étudiée par Emelyanov et Utkin [VIU93][VEM67]. Il s'agit de donner à la surface une dynamique convergente vers zéro. Elle est donnée par :

$$\dot{S}(x)S(x) < 0 \quad 0-3$$

I.18.3.2 Fonction de Lyapunov :

La fonction de Lyapunov est une fonction scalaire positive pour les variables d'état du système. L'idée est de choisir une fonction scalaire $S(x)$ pour garantir l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence [28]. Nous définissons la fonction de Lyapunov comme suit :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad 0-4$$

Et la dérivée de cette fonction est :

$$\dot{V}(x) = S(x) \cdot \dot{S}(x) \quad 0-5$$

Pour que la fonction de Lyapunov $V(x)$ décroisse, il suffit d'assurer que sa dérivée est semi définie négative. Ceci est vérifié si la condition (I-3) est vérifiée. L'équation (I-4) signifie que le carré de la distance vers la surface mesuré par $S^2(x)$ diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à se diriger vers la surface dans les deux côtés. Cette condition suppose un régime glissant idéal où la fréquence de commutation est infinie.

I.18.4 Détermination de loi de commande

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

La structure d'un contrôleur comporte deux parties; une première concernant la linéarisation exacte U_{eq} et une deuxième stabilisante U_n . Cette dernière est très importante dans la technique de commande par modes de glissement, car elle est utilisée pour rejeter les perturbations extérieures.

Le vecteur U est composé de deux grandeurs U_{eq} et U_n soit :

$$U(t) = U_{eq}(t) + U_n(t) \quad 0-6$$

U_{eq} : Correspond à la commande équivalente ou bien commande continue proposée par Filipov et Utkin

U_n : La commande discontinue, est un terme introduit pour satisfaire la condition de convergence dans l'équation (II-3)

I.18.4.1 La commande équivalente

Nous nous intéressons au calcul de la commande équivalente et par la suite au calcul de la commande du système défini dans l'espace d'état par l'équation (II-1).

L'utilisons de l'équation (II-1) et (II-6) permet obtenir la commande équivalente U_{eq} .

Nous avons :

$$\dot{S}(t) = \frac{\partial S}{\partial x} (f(x, t) + g(x, t) \cdot U_{eq}(t)) + \frac{\partial}{\partial x} (g(x, t) \cdot U_n) \quad 0-7$$

Durant le mode de glissement et en régime permanent, la dérivée de la surface et la partie discontinue sont nulles ($\dot{S}(x) = 0$ et $U_n = 0$)

D'où, nous déduisons l'expression de la commande équivalente:

$$U_{eq}(t) = \left(\frac{\partial S}{\partial x} g(x, t) \right)^{-1} + \left(\frac{\partial}{\partial x} f(x, t) \right) \quad 0-7$$

En portant U_{eq} dans l'équation (II-1), on obtient l'équation du régime glissant idéal :

$$\dot{S}(t) = f(x, t) + g(x, t) \left(\frac{\partial S}{\partial x} g(x, t) \right)^{-1} \frac{\partial S}{\partial x} (f(x, t)) \quad 0-8$$

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

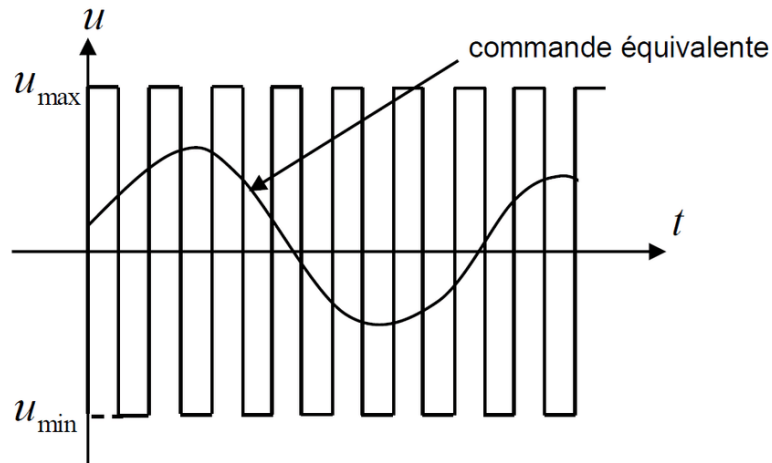


Figure 0-4: La commande équivalente U_{eq}

I.19 Commande discontinue

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

$$\begin{cases} \mathit{sign}(S(x)) = +1 & \text{pour } S(x) > 1 \\ \mathit{sign}(S(x)) = -1 & \text{pour } S(x) < 1 \end{cases} \quad 0-9$$

Ce premier choix de la fonction discontinue est représenté sur la figure (II-2). U_n s'exprime donc comme :

$$U_n = K \cdot \mathit{sign}(S(x)) \quad 0-10$$

Où K est un gain positif.

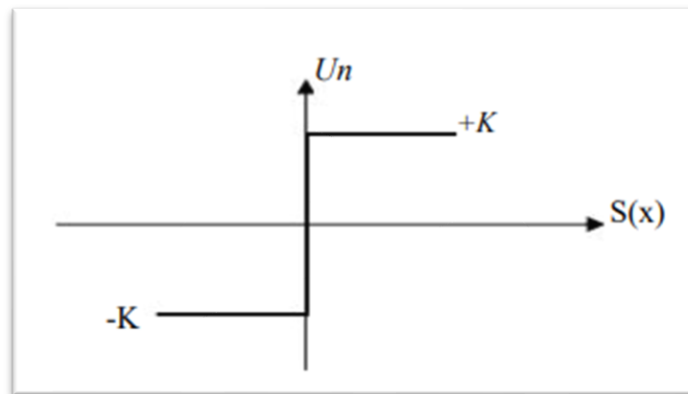


Figure 0-5: Fonction sign

I.20 Problème de broutement :

Le problème de chattering peut dégrader les performances des systèmes mécaniques du fait qu'il engendre une consommation énergétique excessive et qu'il réduit la durée de vie des équipements mécaniques (actionneurs). Cette commande induit plus de dynamiques de hautes fréquences, étant donné que ces dernières n'ont pas été prises en compte dans la modélisation du système, elles peuvent conduire à l'instabilité du système [BEN06].

Pour réduire ce phénomène on a recours à plusieurs solutions parmi eux l'utilisation de l'algorithme de super twisting.

I.21 COMMANDE par mode de glissement d'ordre supérieur de la MSAP

Le concept de la commande par MG d'ordre supérieur a été introduit dans les années 80 par M. Levantovsky et M. Emilyanov. On parle dans ce cas des Modes Glissants d'Ordres Supérieurs (MGOS), en anglais High Order Sliding Mode (HOSM) [BOU14].

La théorie de la commande par MG d'ordre supérieur est une alternative au problème des MG classiques, elle est utilisée comme solution afin de réduire et éliminer le phénomène de réticence « Chattering » de la commande par MG d'ordre un (classique) en conservant les performances du système [IME13].

I.21.1 Principe

Le régime glissant standard est basé sur l'annulation de la dérivée première par rapport au temps de la surface de glissement soit $\dot{S} = 0$. Un régime glissant d'ordre r (noté r -glissant) agit sur les $r-1$ premières dérivées successives de la variable de glissement (S^{r-1}). On aura ainsi une précision d'ordre r sur la convergence du système [BEN06].

On va considérer un système non linéaire avec la dynamique suivante [BEN06]:

$$\begin{cases} \dot{x} = f(t, x, u) \\ u = U(t, x) \\ S = S(t, x) \end{cases} \quad 0-11$$

Où :

- $x = [x_1, x_2, \dots, x_n]^T \in X$ représente le vecteur état $X \in IR^n$.
- $u \in U \in IR$: représente la commande.
- f : est une fonction supposée différentiable, mais connue de façon incertaine
- t : est le temps.
- S : est une fonction différentiable telle que ses $(r-1)$ premières dérivées par rapport au temps ne sont fonction que de l'état x .

L'objectif de la commande par régime glissant du premier ordre est d'obliger le système à rester sur la surface de glissement, soit $S = 0$.

Pour le cas de la commande par régime glissant d'ordre supérieur, le problème posé est de forcer le système à évoluer sur la surface et à maintenir S ainsi que ses $(r-1)$ premières dérivées successives à zéro :

$$S = \dot{S} = \dots = S^{r-1} = 0$$

Où r désigne le degré relatif du système.

Par abus de langage, cet ensemble est souvent appelé surface de glissement d'ordre n . Si le système est de degré relatif $n > 1$ par rapport à la variable de glissement, une commande en Mode Glissant d'ordre n permettra d'obtenir une convergence en temps fini vers la surface, en forçant les trajectoires d'état du système à être confinées dans l'ensemble de glissement comme le montre la figure suivante : [IME13]

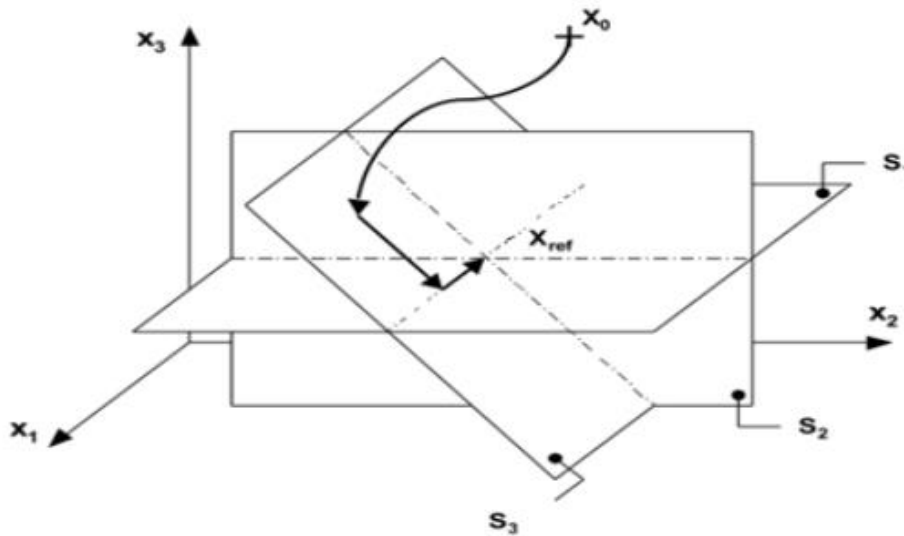


Figure 0-6: Exemple d'un espace d'état de dimension 3 : l'intersection des 3 surfaces de commutation définit le point de référence Xref.

I.21.2 Exemples de commandes par modes glissants d'ordre 2 :

Dans la littérature, plusieurs algorithmes modes glissants d'ordre 2 ont été introduits [SLO91], [BUH91]. Parmi ces algorithmes, on cite :

- Algorithme du Twisting.
- Algorithme du Super Twisting.
- Algorithme du prescribed convergence law (Algorithme avec une loi de convergence prédéfinie)

I.21.3 Algorithme de Super Twisting :

Cet algorithme a été développé pour l'asservissement de systèmes à degré relatif égal à 1 par rapport à la surface de glissement. Cette loi de commande a été proposée par Emelyanov en 1990. L'un des avantages de cet algorithme c'est qu'il n'utilise pas d'information sur la dérivée de la surface de glissement,

Il est composé de deux parties, une partie discontinue \$u_2\$ et une partie continue \$u_1\$

$$u(t) = u_1(t) + u_2(t) \tag{0-12}$$

Avec :

$$\dot{u}_1 = \begin{cases} -u & \text{si } |u| > Um \\ -\alpha \cdot \text{sign}(S) & \text{si non} \end{cases} \tag{0-13}$$

$$u_2 = \begin{cases} -\lambda |S_0|^p \cdot \text{sign}(S) & \text{si } |u| > S_0 \\ -\lambda |S|^p \cdot \text{sign}(S) & \text{si non} \end{cases} \tag{0-14}$$

Les conditions suffisantes de convergence en temps fini sont [BRE10] [BEN06] :

$$\begin{cases} \alpha > \frac{\vartheta}{L_m} \\ \lambda^2 \geq \frac{4\vartheta L_m(\alpha + \vartheta)}{L_m^2 L_m(\alpha - \vartheta)} \\ 0 < p \leq 0.5 \end{cases} \text{ avec } (\vartheta, L_m, \lambda, \alpha) \text{ des constantes positives} \tag{0-15}$$

Ce contrôleur peut être simplifié si le système de contrôle est linéairement dépendant de la commande, ainsi la loi de commande est donnée par :

$$\begin{cases} \mathbf{u} = -\lambda |\mathbf{S}_0|^p \cdot \text{sign}(\mathbf{S}) + \mathbf{u}_1 \\ \dot{\mathbf{u}}_1 = -\alpha \cdot \text{sign}(\mathbf{S}) \end{cases} \quad 0-16$$

L'intérêt de cet algorithme est qu'il très robuste, elle n'a pas besoin d'information sur la dérivée de S. A cause de cette caractéristique on peut réduire les nombres de capteurs du système, ainsi que le temps de calcul.

I.21.4 Application d'Algorithme de Super Twisting sur la commande de la MSAP

La stratégie de commande proposée est basée sur l'algorithme du Super Twisting.

Pour un degré relatif égale à un ($r = 1$), la loi de commande Super Twisting est comme suit :

$$\begin{cases} \mathbf{u} = -\lambda |\mathbf{S}_i|^p \cdot \text{sign}(\mathbf{S}_i) + \mathbf{u}_{1i} \\ \dot{\mathbf{u}}_1 = -\alpha \cdot \text{sign}(\mathbf{S}_i) \end{cases} \quad 0-17$$

(avec $i = 1, 2, 3$: nombre de surfaces)

On a utilisé le principe de la méthode de réglage en cascade (structure de trois surfaces), la boucle interne permet de contrôler le courant et le couple, tandis que la boucle externe permet de contrôler la vitesse, Dans ce cadre nous considérons les étapes suivantes :

➤ **ETAPE 01** : Pour la commande de la composante directe du courant statorique :

L'erreur sur le courant I_d est définie par :

$$e_d = i_{d\text{réf}} - i_d \quad 0-18$$

La surface est : $S_1(i_d) = e_d$ 0-19

$$V_{ds} = -\lambda_d |S_1|^p \cdot \text{sign}(S_1) + \int -\alpha_d \cdot \text{sign}(S_1) dt \quad 0-20$$

➤ **ETAPE 02** : Pour le régulateur de vitesse

L'erreur de la vitesse est défini par :

$$e_\Omega = \Omega_{\text{réf}} - \Omega \quad 0-21$$

La surface est : $S_2(\Omega) = e_\Omega$ 0-22

$$Cem_{\text{réf}} = -\lambda_\Omega |S_2|^p \cdot \text{sign}(S_2) + \int -\alpha_\Omega \cdot \text{sign}(S_2) dt \quad 0-23$$

➤ **ETAPE 03** : Pour la commande de la composante en quadratique du courant statorique :

L'erreur sur le couple est définie par :

$$e_{cem} = cem_{\text{réf}} - cem \quad 0-24$$

La surface est : $S_3 = e_{cem}$ 0-25

$$V_{qs} = -\lambda_q |S_3|^p \cdot \text{sign}(S_3) + \int -\alpha_q \cdot \text{sign}(S_3) dt \quad 0-26$$

Le schéma de simulation de la commande par MG d'ordre 2 (Super Twisting).

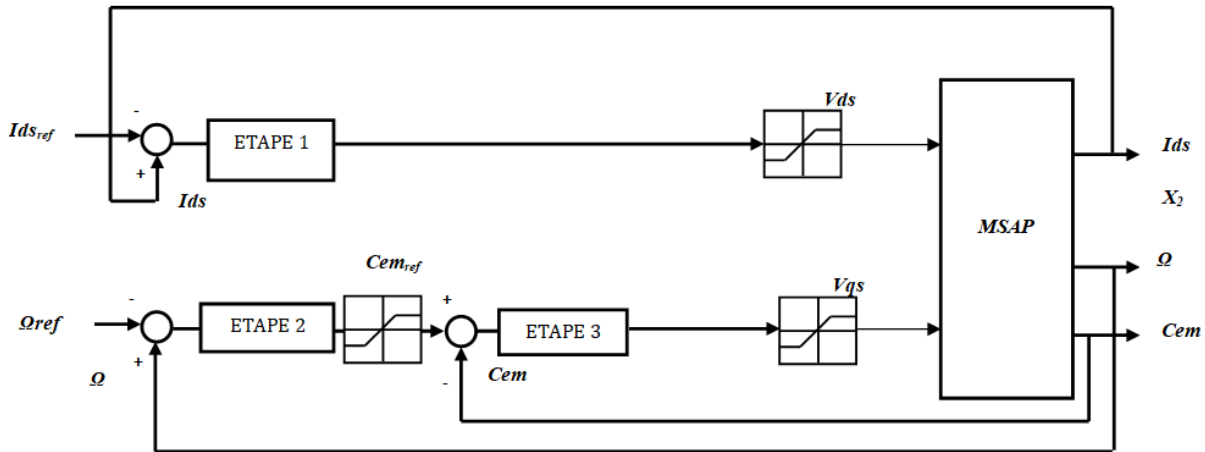


Figure 0-7:Schéma bloc de réglage par mode glissement d'ordre2 (super twisting)

I.21.5 Simulations de la commande par super twisting appliquée au MSAP

Afin de tester les performances et la robustesse de la commande par mode glissant d'ordre 2 basé sur l'algorithme de super twisting de la MSAP, les séries de simulations numériques suivantes sont réalisées

Pour les deux machines nous avons inversé le sens de rotation de +100 rad/s à -100 rad/s à l'instant $t=1.5s$, De ce fait, la machine est démarrée à vide, puis à l'instant $t=0.5s$, on applique un couple résistant $C_r=0.05 N.m$ jusqu'à $t=1s$. Aussi pour le sens inverse on applique le même couple à l'instant $t=2s$ jusqu'à $t=2.5s$.

I.21.5.1 Essai pour LA MSAP M1

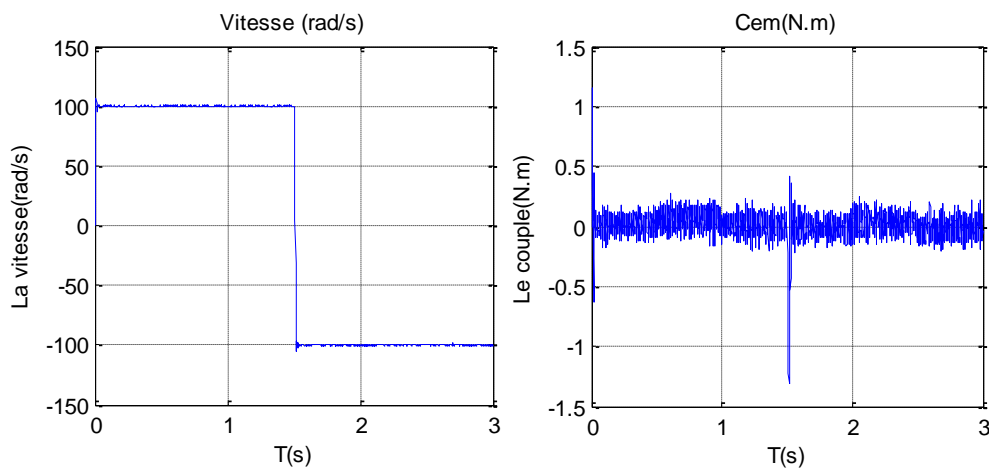


Figure 0-8:Résultats de simulation de MG-ST de la MSAP M1 (Vitesse et couple)

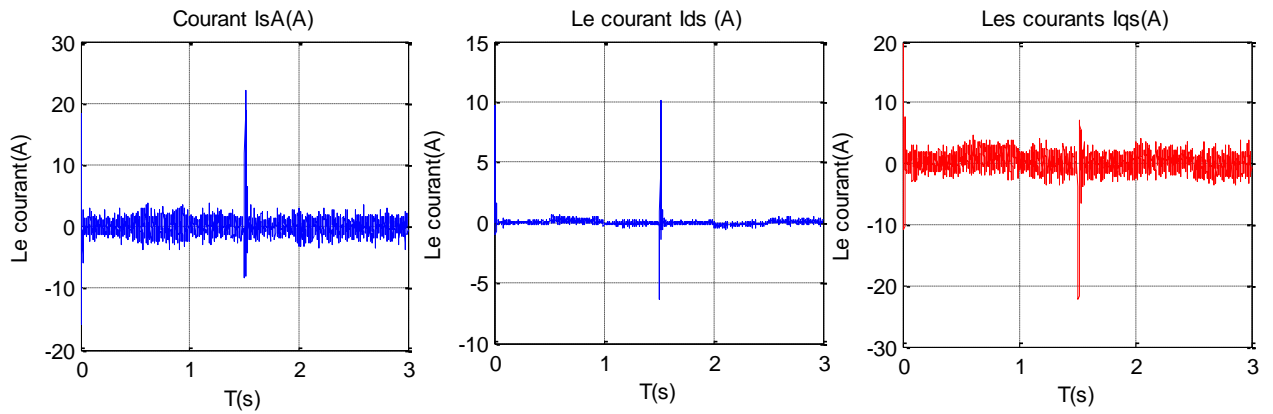


Figure 0-9:Résultats de simulation de MG-ST de la MSAP M1 (les courants)

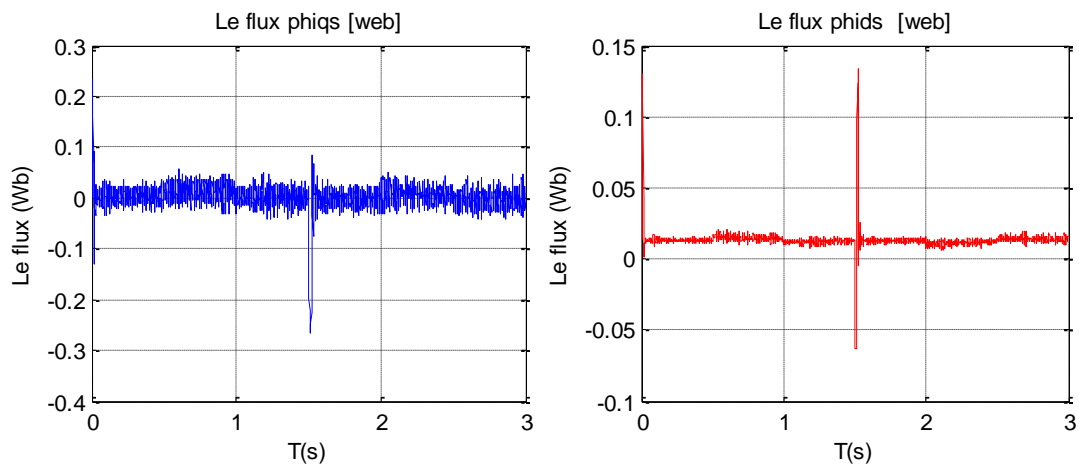


Figure 0-10:Résultats de simulation de MGO2 de la MSAP M1 φ_{qs} et φ_{ds}

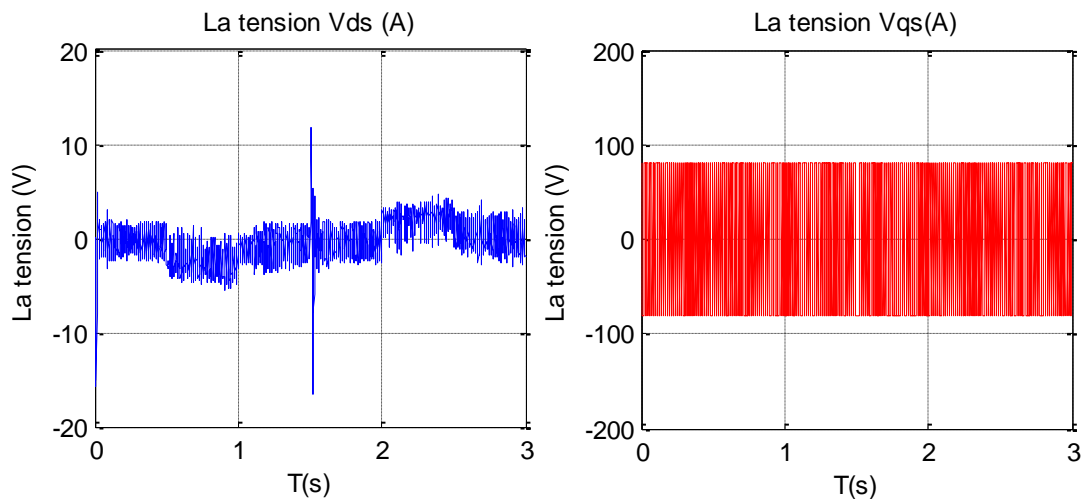


Figure 0-11:Résultats de simulation de MG-ST de la MSAP M1 (V_{qs} et V_{ds})

I.21.5.2 Essai pour LA MSAP M2 :

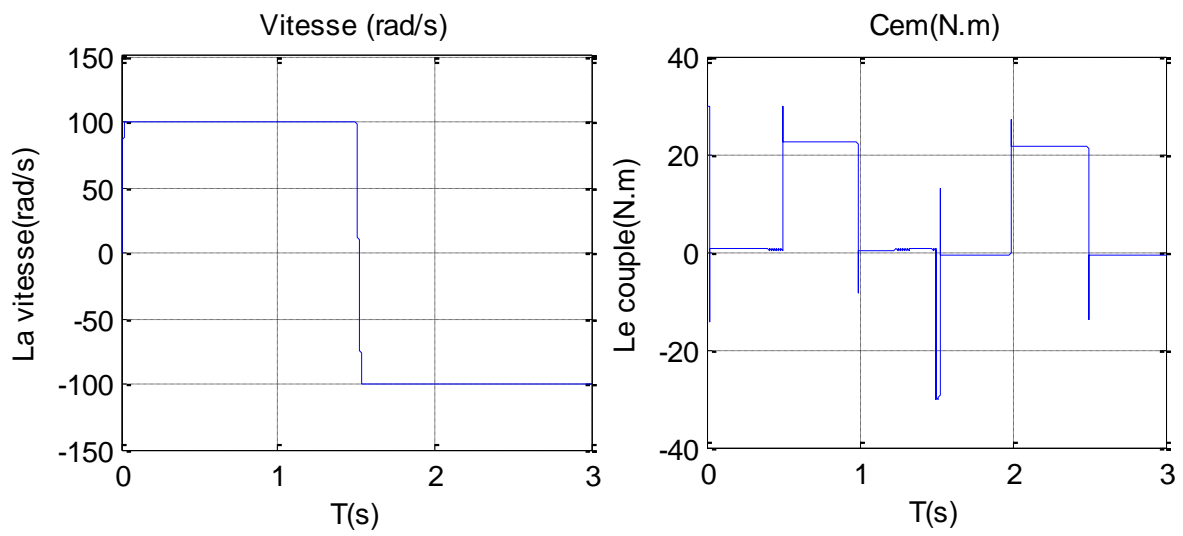


Figure 0-12: Résultats de simulation de MG-ST de la MSAP M2 (Vitesse et couple)

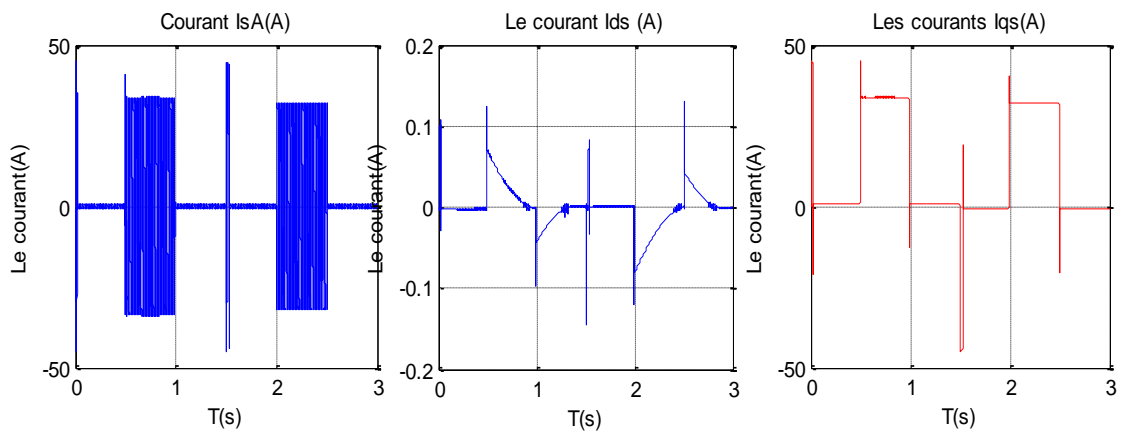


Figure 0-13: Résultats de simulation de MG-ST de la MSAP M2 (Les courants)

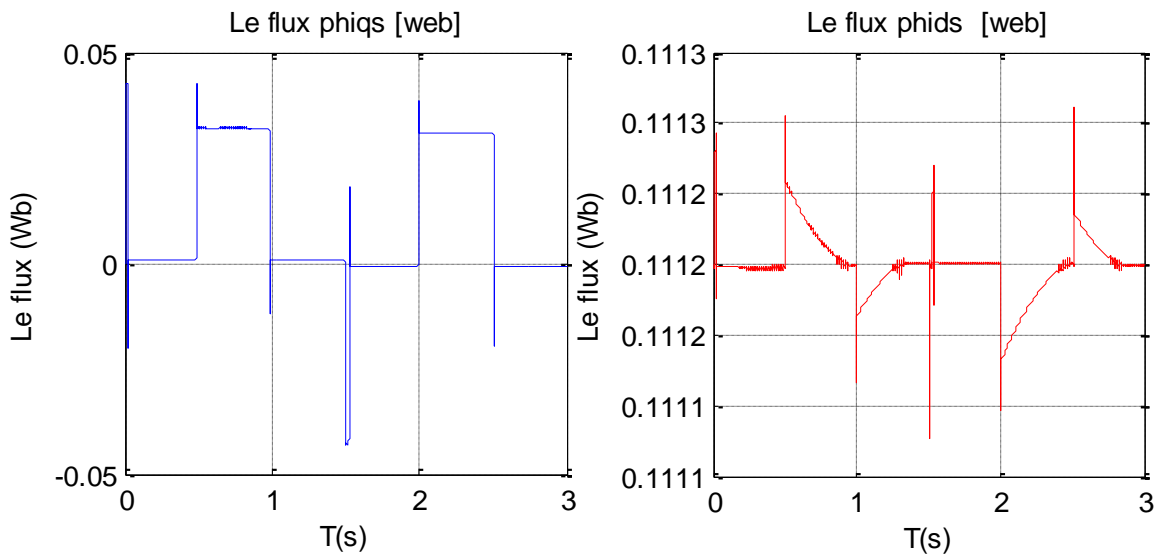


Figure 0-14: Résultats de simulation de MG-ST de la MSAP M2 (φ_{qs} et φ_{ds})

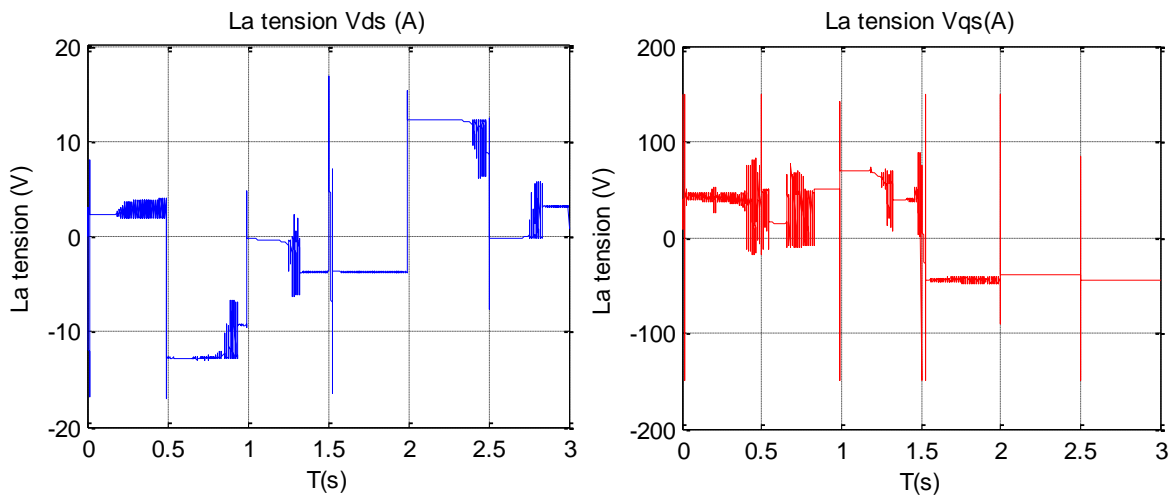


Figure 0-15: Résultats de simulation de MG-ST de la MSAP M1 (V_{qs} et V_{ds})

I.21.6 Interprétation :

Les figures (II-5, II-6, II-7, II-8) et les figures (II-9,II-10, II-11, II-12) représentent les résultats de simulation de la commande par mode glissant pour les deux Moteurs M1 et M2.

L'allure de la vitesse possède une caractéristique presque linéaire et atteint la vitesse de référence dans un temps de réponse très petit. Après l'application de la charge, on ne constate presque aucune influence sur l'allure de la vitesse. Les résultats de simulation montrent que la vitesse suit parfaitement sa référence qui est atteinte très rapidement. L'erreur provoquée par la perturbation de la charge est compensée instantanément.

- L'inversion du sens de rotation permet de déduire que la commande est robuste.
- Le couple subit au moment du démarrage et moment d'inversion de sens de rotation un pic, avant de se stabiliser au régime permanent, puis atteint rapidement la valeur du couple résistant avant et après l'application de la charge.

- Le courant i_d atteint rapidement sa référence nulle, un découplage réalisé avec succès par le maintien de $i_d=0$.
- Le courant i_q est l'image du couple, ce qui montre que le découplage est resté parfaitement réalisé

I.21.7 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté le principe de la commande par mode glissant. Ainsi que nous avons mis en évidence la conception de la commande par MG en commençant par le choix de la surface de glissement, conditions d'existence et de la convergence, et la conception de la loi de commande.

Ensuite, nous avons présenté un bref aperçu sur le réglage par MG d'ordre supérieur, qui est une solution pour le phénomène de réticence. Enfin, Nous avons traité la commande par MG d'ordre deux basé sur l'algorithme de Super-Twisting, et appliquée cette commande à deux type de MSAP. Afin de comparer ses performances, nous avons effectué des tests dans les mêmes conditions.

Parmi les inconvénients de cette commande le réglage de ces paramètres qui vont être traité par la suite par une des méthodes d'optimisations

*CHAPITRE III : COMMANDE PAR MODE GLISSANT ORDRE
SUPERIEUR OPTIMISE PAR PSO*

INTRODUCTION

En engineering plusieurs problèmes nécessitent l'utilisation des méthodes d'optimisation pour s'approcher ou avoir la solution optimale. Les méthodes déterministes semblent avoir rempli ce besoin, mais le problème des optimums locaux constitue un véritable piège pour accéder à l'optimum global. D'où, l'utilisation des méthodes stochastiques dites métaheuristiques qui, en général, évitent ce problème et ayant une grande capacité de trouver l'optimum global [DAI00]. Parmi ces techniques, celles basées sur l'intelligence collective, inspirées de la nature, les plus répandus sont à savoir : les algorithmes de colonies de fourmis (ACO), les algorithmes génétiques (AGs) et plus particulièrement L'optimisation d'essaim de particules soit en anglais (Particle Swarm Optimization) (PSO)[BAZ09].

Les méthodes d'optimisation prennent actuellement une place très importante dans le domaine scientifique vu la complexité des problèmes industriels. Les algorithmes de la première classe sont ceux des méthodes conventionnelles. Ces derniers incluent la méthode de Newton-, la méthode du Gradient, la méthode Hessien. Par conséquent, l'introduction de nouvelles techniques d'optimisation capables de surmonter le problème posé par les méthodes classiques est impérative. Les méthodes qui offrent cette possibilité sont des méthodes intelligentes appelées métaheuristiques. Ce dernier a été récemment développé par des méthodes d'optimisation stochastique.

Les méta heuristiques sont souvent inspirées par des systèmes naturels, qu'ils soient pris en physique : les méthodes de voisinage comme le recuit simulé et la recherche tabou en biologie de l'évolution: les algorithmes évolutifs comme les algorithmes génétiques ou encore en éthologie: l'optimisation par essaim particulaire 'Particle Swarm Optimization' (PSO), la colonie des abeilles artificiel 'Artificial Bee Colony' (ABC), les algorithmes génétiques , algorithme de recuit simulé, les algorithmes de colonies de fourmis[BEN16].

Dans ce chapitre, nous allons présenter brièvement le principe de fonctionnement des PSO en premier. Nous allons appliquer par la suite cet algorithme sur la commande par mode glissant d'ordre supérieur afin d'optimiser ses gains.

III.2 Problème d'optimisation

Avant d'entamer les concepts de base de l'optimisation d'essaim de particules, il est préférable de donner un bref aperçu sur l'optimisation en notant que les définitions présentées sont liées à un problème de minimisation.

Un problème d'optimisation se définit comme la recherche du minimum ou du maximum (de l'optimum) d'une fonction donnée. On peut aussi trouver des problèmes d'optimisation pour lesquelles les variables de la fonction à optimiser sont contraintes d'évoluer dans une certaine partie de l'espace de recherche. Dans ce cas, on a une forme particulière de ce que l'on appelle un problème d'optimisation sous contraintes [HAD14].

III.3.1 Les types d'optimisation

L'optimisation va consister à chercher dans le domaine initial une solution qui maximise ou minimise une fonction objective, pour un domaine continu et discret, Considérons le problème général d'optimisation suivant :

$$\begin{cases} \min f(x) \\ x \in X \end{cases}$$

Ou f est la fonction objectif et X la région faisable.

Optimiser la fonction f consiste à déterminer les Eléments $x \in X$ tels que f atteigne sa valeur minimale (resp. sa valeur maximale) en x ; on parle alors de minimisation (resp. maximisation)

Dans la suite nous traiterons uniquement des problèmes de minimisation car un problème de maximisation se ramène à une minimisation par la relation :

$$\max_{x \in X} f(x) = -\min_{x \in X} (-f(x))$$

On distingue deux types d'optimisation, locale et globale

– x est un minimum local de f s'il existe un voisinage $V(x)$ de x tel q

$$f(x^*) \leq f(x), \forall x \in V(x) \cap X$$

– x est un minimum global de f

$$f(x^*) \leq f(x), \forall x \in X$$

On distingue classiquement deux type d'optimisation :

- L'optimisation locale : elle recherche une solution qui est la meilleure localement, c'est-à-dire que dans son voisinage aucune solution n'est meilleure qu'elle. Cette solution est appelée un optimum local.

- L'optimisation globale : elle recherche quant à elle la meilleure solution du domaine en entier, c'est-à-dire que dans tout le domaine il n'existe aucune solution qui lui soit meilleure tout en respectant les contraintes. Cette solution est appelée l'optimum global.

L'optimum globale est aussi une solution locale. En revanche il est bien plus épineux de trouver l'optimum global, et la différence entre la solution globale et une solution locale est bien souvent significative. L'optimum global dans nombreux problèmes est la solution mathématique.

L'optimisation peut se faire aussi avec ou sans contraintes ; on parle alors d'optimisation sans contrainte (ou d'optimisation tout court) et d'optimisation avec contraintes. Le problème d'optimisation sans contraintes s'écrit :

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{trouver } x^* \in R^n \text{ telque:} \\ f(x^*) \leq f(x), \forall x \in R^n \end{array} \right.$$

Le problème d'optimisation avec contraintes s'écrit :

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{trouver } x^* \in X \text{ telque:} \\ f(x^*) \leq f(x), \forall x \in X \not\subseteq R^n \end{array} \right.$$

III.3.2 Les méthodes de l'optimisation

La figure ci-dessous englobe les méthodes de l'optimisation :

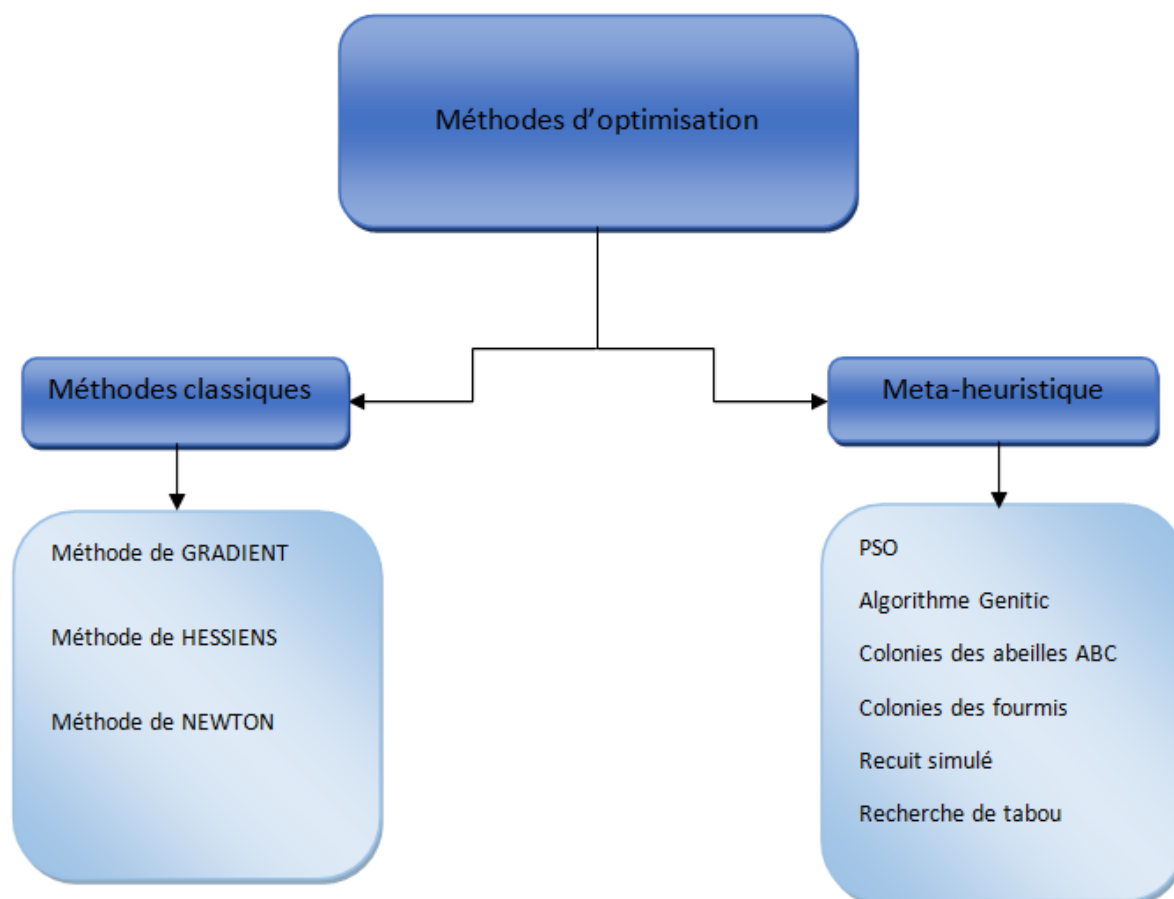


Figure 0-1: Les méthodes d'optimisation

III.4 OPTIMISATION D'ESSAIM DE PARTICULES (PARTICLE SWARM OPTIMIZATION)

L'optimisation d'essaim de particules (PSO) est une technique stochastique basée sur la population d'optimisation développée par Dr. Eberhart et Dr. Kennedy en 1995, inspiré par le comportement social des oiseaux s'assemblant ou le banc de poissons figure III.2. [MAU02]

PSO partage beaucoup de similitudes avec des techniques évolutionnaires de calcul telles que les algorithmes génétiques (AGs). [RAN04]

Le PSO est initialisé avec une population des solutions aléatoires et recherche des optimums en mettant à jour des générations. Cependant, à la différence des AGs, PSO n'a aucun opérateur d'évolution tel que le croisement et la mutation. Au PSO, les solutions potentielles, appelées les particules, volent par l'espace de problème en suivant les particules optimums courantes.

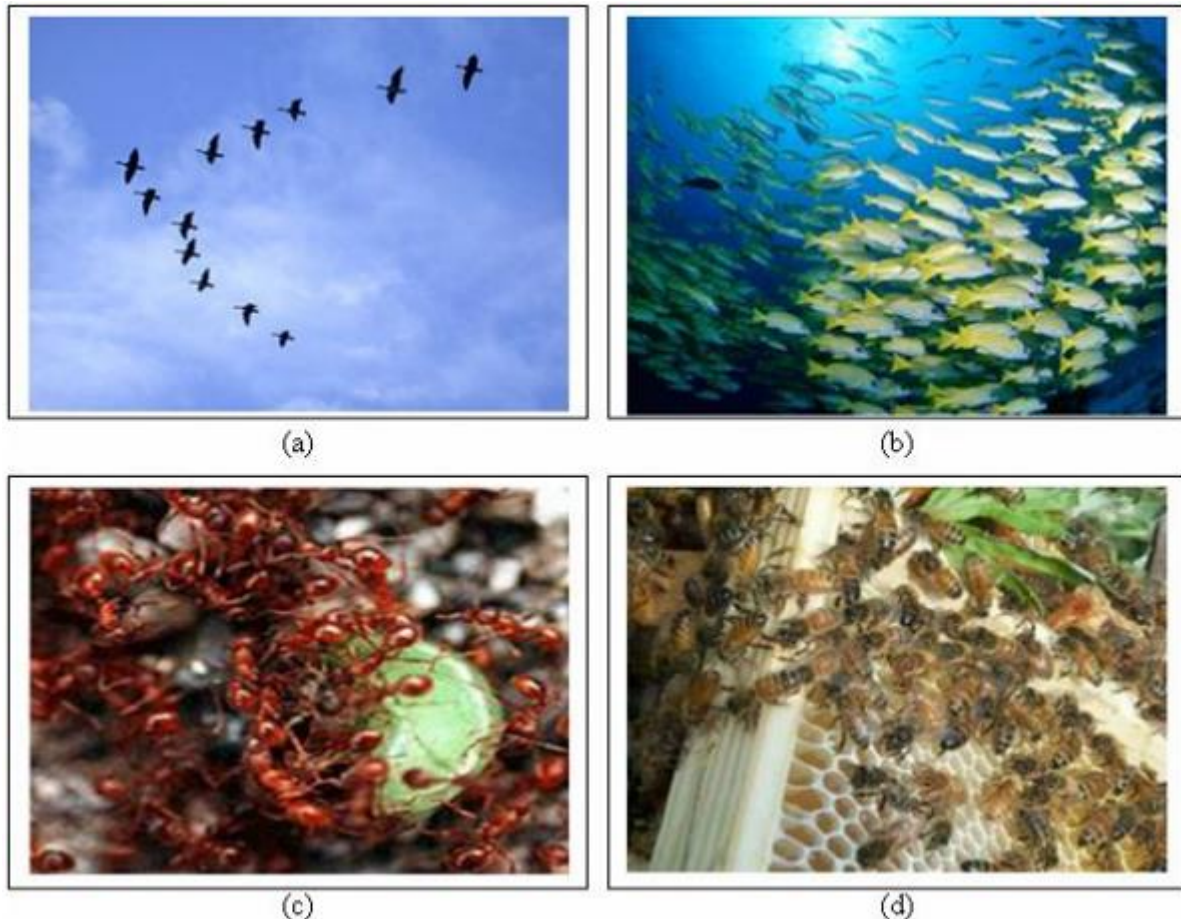


Figure 0-2: Groupe de : (a) oiseaux, (b) poissons, (c) fourmis, (d) abeilles.

Depuis son apparition, PSO a gagné la popularité croissante parmi des chercheurs et des praticiens comme une technique robuste et efficace pour résoudre des problèmes d'optimisation difficiles. Dans le PSO, les particules individuelles d'un essaim représentent des solutions potentielles, qui se déplacent par le problème, fouillent dans l'espace cherchant un optimal, ou assez bon, la solution. La vitesse de chaque particule est ajustée en additionnant avec pondération sa vitesse à l'instant précédente ; la différence entre la position précédente et sa meilleure position puis la différence entre la position précédente et la meilleure position globale. Quant à la position elle est mise à jours simplement par l'addition de la vitesse actuelle et la position à l'instant précédente [CHR08].

PSO obtient de meilleurs résultats d'une manière plus rapide, comparé à d'autres méthodes. Une autre raison pour laquelle PSO est attrayant c'est qu'il y a peu de paramètres à ajuster.

PSO a été appliquée avec succès dans de nombreux domaines : la fonction d'optimisation, la formation de réseaux de neurones artificiels, les contrôleurs flous, et d'autres zones où AGs peuvent être appliquées [HAD14].

III.4.1 Principe du PSO [KAR06].

L'optimisation par essaim de particules repose sur un ensemble d'individus originellement disposés de façon aléatoire et homogène, que nous appellerons des particules. Ces particules se déplacent dans l'espace de recherche et constituent chacune

une solution potentielle. Chaque particule dispose d'une mémoire concernant sa meilleure solution visitée, ainsi que la capacité de communiquer avec les particules constituant son entourage. À partir de ces informations, la particule va suivre une tendance faite, d'une part, de sa volonté à retourner vers sa solution optimale, et d'autre part, de son imitation par rapport aux solutions trouvées dans son voisinage. À partir des optimums locaux, l'ensemble des particules va normalement converger vers la solution optimale globale du problème traité.

Le déplacement de ses particules en essaim est complexe, sa dynamique obéit à des règles et des facteurs bien spécifiques :

- Chaque individu dispose d'une certaine intelligence « limitée » (qui lui permet de prendre une décision).

- Chaque individu doit connaître sa position locale et disposer d'information locale de chaque individu se trouvant dans son voisinage.

- Obéir à ces trois règles simples, « rester proche des autres individus », « aller dans une même direction » ou « voler à la même vitesse ». Le déplacement d'une particule est influencé par les trois composantes suivantes :

- La particule tend à suivre sa direction courante de déplacement.

- La particule tend à se diriger vers le meilleur site par lequel elle est déjà passée.

- La particule tend à se fier à l'expérience de ses voisins et, ainsi, à se diriger vers le meilleur site déjà atteint par ses voisins.

Tous ces facteurs et règles sont indispensables pour le maintien de la cohésion dans l'essaim, ceci par l'adoption d'un comportement collectif complexe et adaptatif. [MOH18]

III.4.2 FORMULATION MATHÉMATIQUE DU PSO

L'essaim de particules est constitué de n particules et la position de chaque particule représente une solution dans l'espace de recherche. Les particules changent d'état selon les trois principes suivants [MAN12].

- Une composante d'inertie : la particule s'efforce de suivre spontanément le sens de son déplacement.

- Une composante cognitive : la particule fait tout pour se diriger vers la meilleure position rencontrée jusqu'à présent.

- Une composante sociale : la particule s'inspire également de l'expérience, du parcours des autres particules, pour se diriger vers la meilleure position rencontrée par ses voisins. Ce déplacement est illustré dans la figure (III-3).

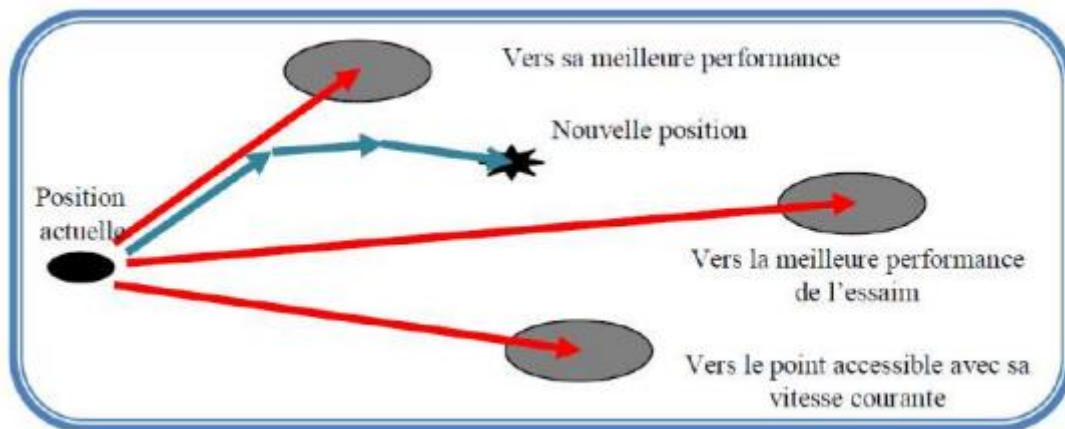


Figure 0-3: Principe du déplacement d'une particule

Chaque itération k fait bouger chaque particule i , en fonction de trois composantes :

- Sa vitesse actuelle $vi(k)$,
- Sa meilleure solution $pbest_i$
- La meilleure solution obtenue dans son "voisinage" $gbest_i$.

La mise à jour de la position $xi(k)$ et la vitesse $vi(k)$ d'une particule pi est représentée par les équations (III-3) et (III-4)

$$vi(k+1) = \omega vi(k) + c1 \cdot r1 [pbest_i(k) - xi(k)] + c2 \cdot r2 [gbest_i(k) - xi(k)] \quad 0-1$$

$$xi(k+1) = xi(k) + vi(k+1) \quad 0-2$$

- $xi(k)$ est la position de la particule i à l'itération k
- ω est la masse d'inertie qui contrôle l'influence de la précédente vitesse de la particule sur la suivante, appelée coefficient d'inertie.
- $c1$ et $c2$ sont des facteurs d'accélération, appelées coefficients d'accélération qui sont fixés par l'utilisateur.
- $r1$ et $r2$ sont des nombres générés aléatoirement à chaque itération dans l'intervalle $[0, 1]$.

À chaque génération, la masse d'inertie est réduite dynamiquement de 1 à près de 0 en utilisant l'équation suivante :

$$\omega_i = \omega_{max} - \frac{\omega_{max} - \omega_{min}}{iter_{max}} \cdot iter \quad 0-3$$

Où $iter_{max}$ est le nombre d'itérations maximum, et $iter$ est le nombre d'itérations en cours. ω_{max} et ω_{min} sont les valeurs maximale et minimale du poids d'inertie.

III.4. 2 Algorithme de base du PSO

Le paysage de fitness est le concept central des travaux présentés. Cette section expose les origines du concept et propose une classification des méthodes et des finalités de l'analyse des paysages de fitness.

Le concept de paysage de fitness a été introduit par S. Wright en 1932 dans le domaine de la biologie. L'idée de Wright est de donner une idée intuitive et cependant riche de

l'adaptation des espèces. Le modèle est un espace abstrait constitué de l'espace des génotypes et d'une dimension supplémentaire qui représente la valeur d'adaptation (la valeur de fitness). Wright projette l'espace des génotypes dans un espace à deux dimensions ce qui lui permet de représenter à la fois la géométrie des surfaces possibles (pics, vallées, etc.) et les dynamiques possibles d'adaptation sur le paysage de fitness : marche adaptative vers un pic, transition entre deux pics selon le taux de mutation et la pression de sélection, etc. La figure III.3 montre les premières représentations proposées originellement par Wright. Le concept de paysage de fitness est utilisé dans de nombreux domaines scientifiques tels que la physique (verre de spins, biophysique (protéine folding), chimie (surface d'énergie).

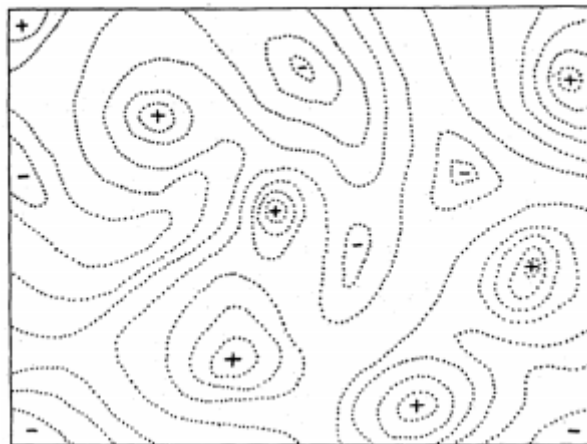


Figure 0-3: les premières représentations proposées originellement par Wright.

-Soit $f(x)$ la fonction objective à optimiser (fitness) et n le nombre de particules. Les étapes essentielles de l'optimisation par essaim de particules sont présentées par l'algorithme suivant : [BER13]

- 1- Initialisation aléatoire de la population et des vitesses des particules.
- 2- Trouver la meilleure valeur de fitness f à $k=0$.
- 3- Traitement
 - Répéter jusqu'à fin d'itération.
 - Répéter pour chaque particule.
 - Générer la nouvelle valeur de la vitesse en utilisant l'équation (III.3).
 - Calculer la nouvelle position en utilisant l'équation (III.4).
 - Evaluation de la valeur de fitness. Trouver la meilleure position pour chaque particule.
 - Fin.

Le schéma de principe de l'algorithme est donné par la figure III-4

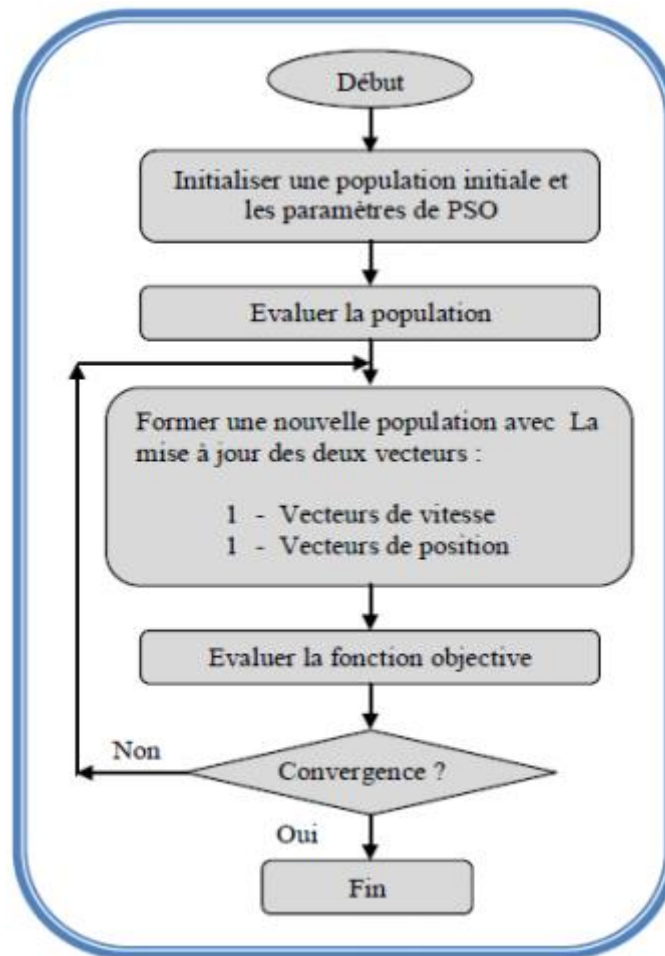


Figure 0-4: Organigramme général d'un algorithme OEP.

Etape 1 : Génération d'état initial de chaque agent

Les points de recherche initiaux, position et vitesse de chaque agent sont produits aléatoirement pour chaque agent le point de recherche courant est placé à *pbest*.

Etape 2 : évaluation du point de recherche de chaque agent

Les points de recherche courants sont évalués au moyen de la fonction objective relative au système d'étude. Si la valeur d'un agent est meilleure que son *pbest* courant, *pbest* prend cette nouvelle valeur. Si la meilleure valeur de *pbest* est meilleure que *gbest* courant, *gbest* est remplacé par cette meilleure valeur et l'agent qui correspond à cette meilleure valeur est ainsi stocké.

Etape 3 : Modification du point de recherche.

La modification du point de recherche se fait en moyennant les équations (III-1) et (III-2).

Etape 4 : Critère d'arrêt.

La procédure de recherche est arrêtée lorsque le nombre courant d'itération devient égal à la valeur maximale d'itérations préalablement déterminée. Dans ce cas de figure, la dernière valeur *gbest* peut être considérée comme solution. Dans l'autre cas, la recherche continue en revenant à l'étape 2.

L'optimisation par essaim de particules peut être présentée par les points suivants :

- La méthode OEP peut essentiellement manipuler le problème d'optimisation continu.
- L'OEP utilise plusieurs points de recherche comme le fait l'algorithme génétique (GA) qui converge graduellement vers le point optimal en utilisant les valeurs *pbest* et *gbest*.
- La méthode OEP utilise La diversification et l'intensification pour une recherche efficace.

- L'OEP présente un avantage certain sur les méthodes classiques dans le sens où elle permet une exploration aléatoire de l'espace des solutions. De plus, elle est simple à mettre en œuvre et son exécution conduit à l'obtention de très bons résultats, rapidement et efficacement avec peu de paramètres à ajuster [HAD14].

III.5 Application de la PSO sur la commande par mode glissant d'ordre 2 "Super Twisting"

Pour améliorer les performances de la commande par MGO2-ST de la MSAP et afin de trouver ses paramètres en évitant leur ajustement manuel, nous avons utilisé la méthode d'optimisation PSO.

La figure (III.5) illustre le schéma de cette approche d'optimisation appliqué à la commande par mode glissant d'ordre supérieur stratégie trois surfaces au quelle s'ajoute un nouveau bloc à base d'un PSO, qui permet de calculer le coefficient de commande λ_Ω , afin d'améliorer les performances de la boucle de régulation.

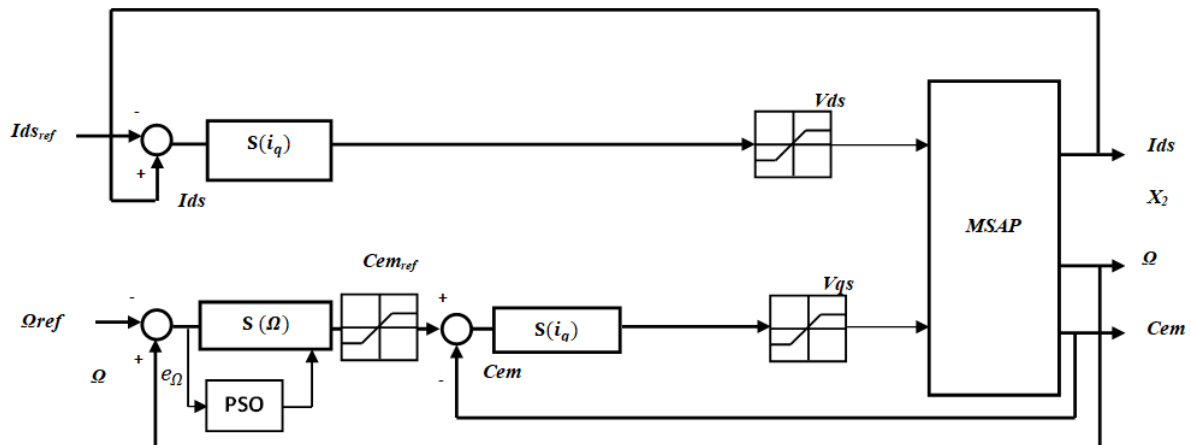


Figure 0-5: Schéma bloc de la commande optimisée de la MSAP

Deux objectifs des fonctions basées sur des indices d'erreur sont utilisés et chaque fonction définit l'erreur spécifique critère de performance mis en œuvre pour optimiser les performances du système contrôlé par STC. La fonction fitness de chaque particule de l'essaim est évaluée à chaque itération en fonction des éléments suivants les fonctions objectifs :

L'intégrale de la valeur absolue de l'erreur est donnée par :

$$IAE = \int_0^{\infty} |e(t)| dt$$

L'intégrale du carré de l'erreur est donnée par :

$$ISE = \int_0^{\infty} e(t)^2 dt$$

L'intégrale de la valeur absolue de l'erreur pondérée par le temps est donnée par :

$$ITAE = \int_0^{\infty} t |e(t)| dt$$

L'intégrale de la valeur absolue de l'erreur pondérée par le temps est donnée par :

$$ITAE = \int_0^{\infty} t |e(t)| dt$$

III.5.1 Résultats de simulation

Pour l'application de l'algorithme sur la boucle de réglage de la vitesse de la MSAP, nous avons utilisé les paramètres du PSO suivant :

$c1=2$, $c2=2$,

$\lambda_{\Omega}=100$; la valeur initiale

$K=40$; nombre de particules.

$N=10$; nombre d'itération. Les coefficients sont choisis de telle manière à satisfaire notre application.

Pour mettre en évidence les stratégies de contrôle développées pour améliorer les performances de la MSAP, il est nécessaire de comparer les caractéristiques statiques et dynamiques dans les mêmes conditions de fonctionnement.

Une série de simulations numériques sous l'environnement Matlab

- Simulation de la commande par ST appliquée au MSAP M1
- Simulation de la commande PSO-ST appliquée au MSAP M1

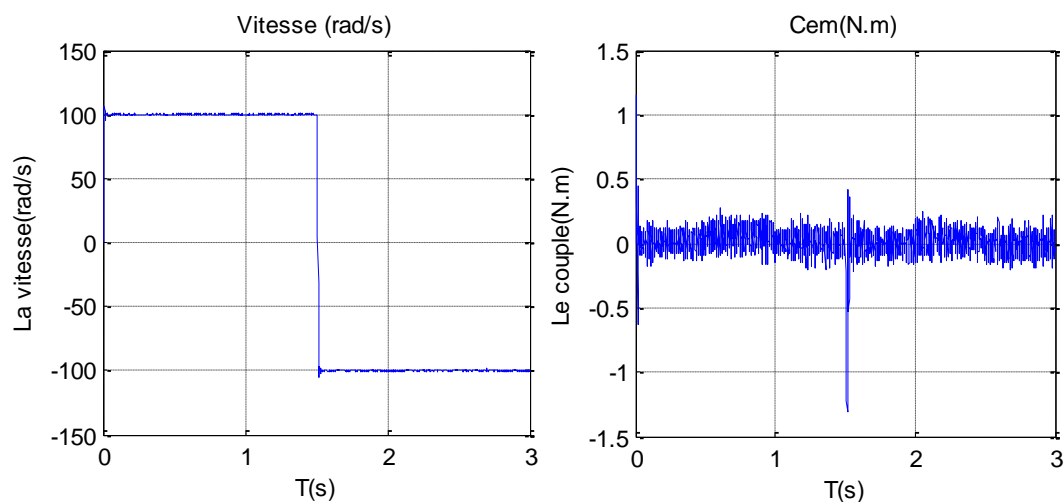


Figure 0-6: Résultats de simulation de ST de la MSAP M1 (Vitesse et couple)

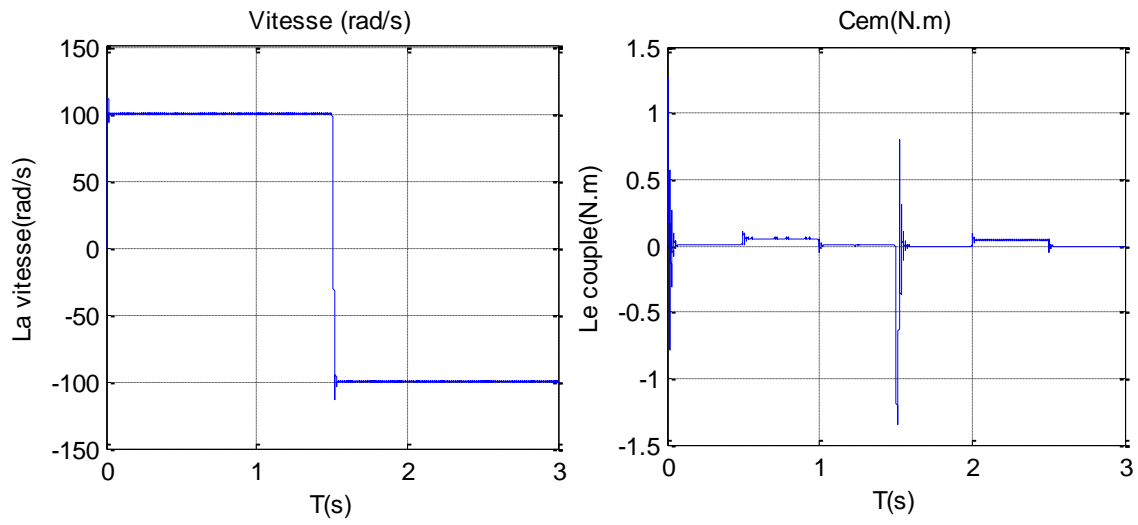


Figure 0-7: Résultats de simulation de PSO-ST de la MSAP M1 (Vitesse et couple)

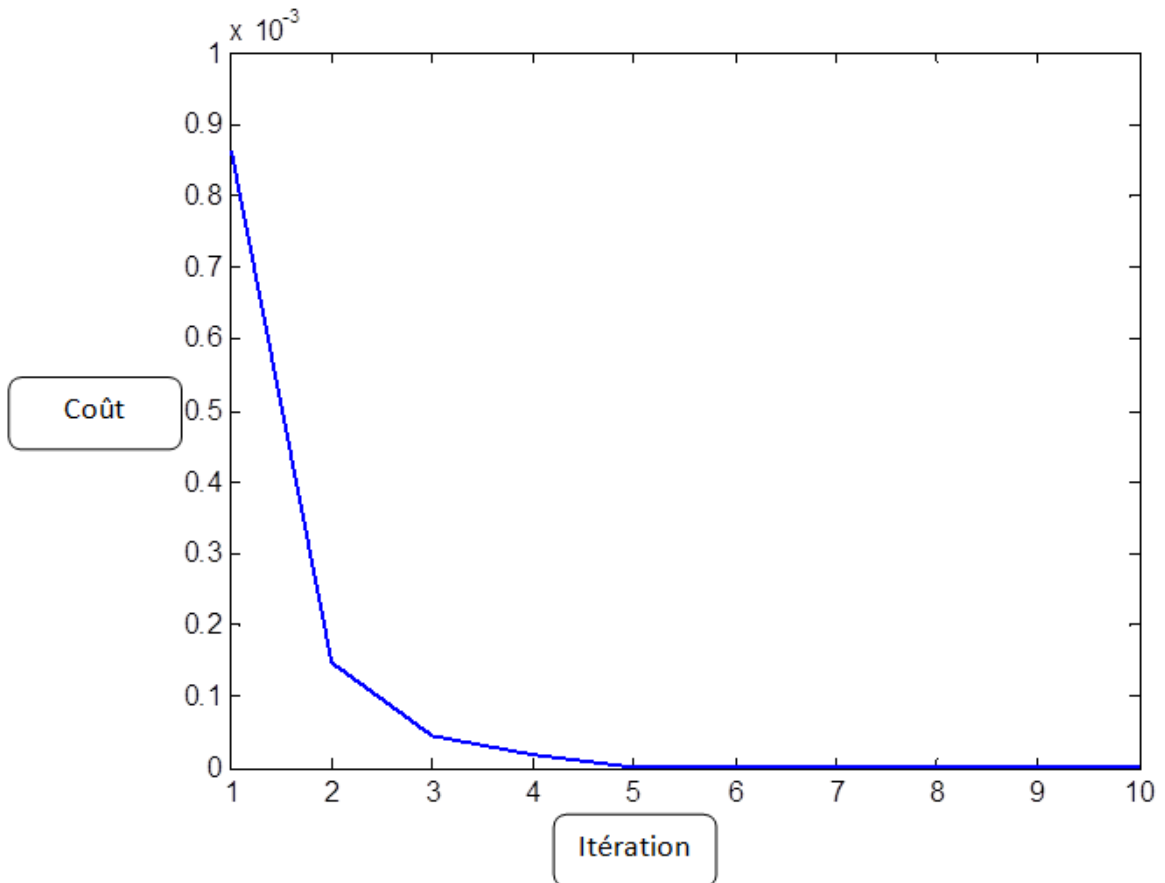


Figure 0-8: Variation de coût en fonction des itérations.

III.5.2 Interprétation des résultats

Après l'application de PSO on remarque que :

- Au démarrage, on peut voir que la réponse en vitesse du système d'entraînement ST-PSO est plus rapide et que cette vitesse atteint sa valeur nominale d'environ 100rad / s à l'état stable sans difficulté, contrairement au ST qui subissent une chute de tension du fait de la variation du couple.
- Lors d'une variation du couple de charge de 0.05Nm à l'instant $t = 0.5s$ à l'instant $t=1s$ et 0.05 Nm à $t = 2s$ au $t=2.5s$. On remarque que le couple suit parfaitement la valeur de consigne, la vitesse atteint sa référence, avec une influence négligeable qui est rapidement récupéré.
- Pour l'inversion de sens de rotation à l'instant $t=1.5s$, la vitesse suit judicieusement sa valeur de référence.
- Les résultats de la simulation prouvent la capacité du ST conçu dont les paramètres sont réglés à l'aide de PSO pour atteindre la demande de sortie et converger vers sa valeur souhaitée en un temps de montée court et réglé en peu de temps si on le compare aux résultats de ST dans lequel ses paramètres ajustés manuellement comme indiqué sur les figures (III-6,III-7)
- Le figure (III-8) montre l'évolution de la fonction de coût (intégrale de la Magnitude Absolue de l'Erreur (IAE)), on constate une descente rapide puis lente de la fonction de coût et en fin une stagnation. La convergence est garantie après six itérations.

III.6 CONCLUSION :

Nous avons présenté, dans ce chapitre, une introduction des connaissances de base sur l'optimisation. Suivi de l'introduction à la méthode d'optimisation par essaim de Particules, son principe de base, sa formulation mathématique ainsi que l'état de l'art de son algorithme. Nous avons appliqué par la suite cet algorithme pour optimiser le gain λ_{Ω} de la commande par mode glissant d'ordre supérieur à trois surfaces. Les résultats de simulation obtenus sont satisfaisants.

Avec une implémentation des algorithmes des PSO dans le but d'évaluer et d'ajuster les gains de commande ST utilisé. Les simulations réalisées montrent la robustesse et la bonne tenue de l'estimateur utilisé tout en convergeant vers la solution globale

Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire concerne l'optimisation des paramètres de la commande par mode glissant ordre supérieur basé sur l'algorithme de super twisting, pour la régulation de la vitesse d'une machine synchrone triphasée à aimants permanents.

Dans le premier chapitre, nous avons présenté la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents dans le repère de Park (d, q) qui permet la mise sous forme d'équation d'état de la machine alimentée en tension. À partir de là, nous avons validé le modèle mathématique dans l'environnement MATLAB/SIMULINK. Cette modélisation met en évidence le couplage qui existe entre la partie magnétique (flux) et la partie mécanique (couple).

Les machines synchrones utilisées en vitesse variable doivent être autopilotées, à travers l'utilisation d'un onduleur, cet chapitre a présenté l'étude de la modélisation d'onduleur commandé par MLI, Le choix de cette commande nous a permis d'optimiser le fonctionnement de la MSAP en éliminant le maximum d'harmonique de rang faible.

A la fin de ce chapitre, nous avons donné les résultats de simulation de la machine synchrone à aimants permanents et du comportement dynamique de l'association MSAP-onduleur.

L'utilisation des lois de commande non linéaires robustes vient comme solution pour ce couplage, car

Les lois de commande classiques peuvent être insuffisantes pour des systèmes non linéaires et elles ne sont pas robustes en particulier par rapport aux variations des paramètres, on fait appel à des lois de commande non linéaires. Alors, nous avons utilisé le réglage par mode de glissement, ce réglage est un cas particulier de la CSV qui est connue par sa stabilité, sa robustesse, sa simplicité et temps de réponse très faible.

Dans le deuxième chapitre, nous avons expliqué le principe de la commande par MG, la conception de la commande par MG en commençant par le choix de la surface de glissement, conditions d'existence et de la convergence, et la conception de la loi de commande. Il y a plusieurs méthodes qui servent à déterminer la commande par MG comme la théorie de la commande équivalente, théorie de Lyapunov, etc.... La théorie de Lyapunov est utilisée afin de garantir l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence, en choisissant une fonction scalaire. et elle assure aussi la stabilité.

Nous avons présenté aussi un bref aperçu d'ordre supérieur, qui est une solution pour le phénomène de réticence. Enfin, nous avons traité la commande par MG d'ordre deux basé sur l'algorithme de Super-Twisting, et appliqué cette commande à deux type de MSAP. Afin de comparer ses performances, des tests sont effectués dans les mêmes conditions.

Le problème de la commande par MG-ST est l'ajustement manuel des paramètres qui est un processus qui prend de temps et fastidieux.

Le troisième chapitre a été réservé à un exposé sur la théorie de l'optimisation par particule d'essaim « Particle Swarm Optimization » (PSO), son apparition, son principe de fonctionnement, nous avons cité les différents indices de performances utilisés pour l'évaluation d'une fonction objective. Différentes applications sont menées avec l'optimisation des paramètres d'une commande par mode glissant super twisting, dans le but d'évaluer et d'ajuster les gains de commande ST utilisé. La simulation approuve la puissance des PSO pour l'optimisation des paramètres, qui en réalité il n'existe pas une méthode analytique pour les déterminer. Bien que, les objectives subvisées dans l'introduction ont été suffisamment atteints.

Bibliographie

- [AID13]. H.Aid, W.Aina. Synthèse De Lois de Commande Non-Linéaires Pour Un Entraînement Electrique A Vitesse Variable Basé Sur Un Moteur Synchrone A Aimants Permanents, Mémoire de Master, Université abou bekr belkaid, Tlemcen, 2013
- [AMA14]. E.M.Amara, T.Guttoun. Commande En Vitesse De La (MSAP) Alimentée En Tension, Mémoire de Master, Université abou bekr belkaid Tlemcen, 2014
- [ANN10]. A.Annane. Analyse Du Comportement Du Moteur Synchrone Dans Les Entraînements Electriques A Vitesse Variable, Mémoire de Magister, Université badji mokhtar-Annaba, 2010
- [BAZ09]. M. BAZI Smail Contribution à la Commande Robuste d'une Machine Asynchrone par la Technique PSO « Particle Swarm Optimization » , Mémoire de Magister en Electrotechnique Université de Batna 2009
- [BEN06]. S. Benahdouga, " Commande par mode glissant d'ordre supérieur application à un réseau électrique", Thèse de Magister, Ecole Nationale Polytechnique, 2006.
- [BEN05]. 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 Magister, Université de Biskra, 2005.
- [BEN09]. A. Benbrahim, "Commande prédictive généralisée d'une machine synchrone à aimants permanents", Thèse de Magister, Université de Batna, 2009.
- [BOU08]. Z .Boubaker .Commande d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents Sans Capteur de Vitesse. Utilisation d'Un Observateur Non Linéaire, Mémoire de Magister Université de Batna 2008
- [BOU13]. H. Bouchareb, 2013."observateur non linéaire mode glissant", mémoire de magister, université Ferhat Abbas-Setif1-.
- [BOU14]. N.BOUNASLA : « Commande par Mode de Glissement d'Ordre Supérieur de la Machine Synchrone à Aimants Permanents ». Mémoire de Magister, université de Ferhat ABBAS Sétif -1 (ALGERIE), 2014
- [BOU20]. Z.Bouchra K.Yassamine, Commande directe du couple d'une machine synchrone à aimants permanents alimentée par un onduleur à cinq niveaux Mémoire présenté pour l'obtention Du diplôme de Master Académique UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA 2020.
- [BUH91]. H. Bühler, "Réglage par mode de glissement ", traité d'électricité, 1ère édition, presses, 1991.
- [BRE10]. V. Bregeault, "Quelques contributions à la théorie de la commande par modes glissants", Thèse de Doctorat, École Centrale de Nantes, 2010.
- [CHO11]. N. Choug , " Etude de la robustesse des contrôleurs flous d'une machine synchrone à aimants permanents avec pilotage vectoriel ", Thèse de Magister, Université de Batna, 2011.
- [CHR08]. Christian Blum & Daniel Merkle : Swarm Intelligence, Introduction and Applications Springer-Verlag Berlin Heidelberg 2008
- [DAI00]. Daniel Ashlock, Evolutionary Computation for Modeling and Optimization, New York, NY 10013, USA– 2000
- [DEN16]. S. Denis, COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS, Mémoire de Master, Université SAAD DAHLAB de BLIDA 2016

- [GRE2000]. G.Grellet, G.Clerc "Actionneurs électriques : Principes, modèles et commandes", Eyrolles, Paris, France, 2000.
- [HEM]. M.HEMMAMI : « commande sans capteur de vitesse d'un moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) par l'utilisation de la commande directe du couple et d'un observateur de vitesse à mode glissant ». Mémoire de Magister à Université Mohamed KHIDER – Biskra.
- [HAD14]. A Hadjer , Contribution à la commande robuste des systèmes non linéaires,mémoire MAGISTER, UNIVERSITÉ FERHAT ABBAS -SETIF-1 UFAS1 (ALGERIE) 2014.
- [HAM13]. S. Hamecha, Ep.Bourekache. Etude Et Commande D'une Eolienne A Base D'une Machine Synchrone A aimants Permanents, Mémoire de Magister, Université mouloud mammeri de Tizi-Ouzou, 2013
- [HOU13]. A .Housseem , A Wafaa . Synthèse de lois de commande non-linéaires pour un entraînement électrique à vitesse variable basé sur un moteur synchrone à aimants permanents, Mémoire de Master Université Abou Bekr Belkaïd Tlemcen ,2013
- [IME13]. D. Imen, « Commande des systèmes non linéaires par mode glissant d'ordre supérieur », mémoire de magister en électrotechnique, université de Constantine 1, 2013.
- [KAD00]. A. Kaddouri, "Etude d'une commande non-linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents", Thèse de Doctorat, Université de Laval, Québec, Novembre 2000.
- [KAM18]. A Kamilia B.Saloua Étude de l'autopilotage d'une machine synchrone à aimants permanents, Mémoire De Fin De Cycle, Université Abderrahmane MIRA- BEJAIA 2018.
- [KOS16]. B.Kosseila H.Boualem . Etude de la MSAP alimentée par deux configurations d'onduleurs multiniveaux, Mémoire de Fin d'Etudes de MASTER ACADEMIQUE, UNIVERSITE MOULOUD MAMMERI DE TIZI-OUZOU 2016
- [KOT12]. M.Koteich. Commande Vectorielle Sensorless Des Moteurs Brushless De Mini-Drones, Master 2 Recherche, The french aerospace LAB, 2012
- [LOU11]. M Loucif Commande Vectorielle Sans Capteur Mécanique A Flux Rotorique Orienté Basée Sur L'estimation De La Vitesse D'un Moteur Asynchrone Par Un Filtre De Kalman Etendu, Mémoire de Master, Université de abou bekr belkaid Tlemcen, 2011.
- [MAN12] N. Mancer. , 'Contribution à l'optimisation de la puissance réactive en présence de dispositifs de compensation dynamique (FACTS)'. Mémoire de magister en Électrotechnique de l'Université Mohamed Khider – Biskra , 2012.
- [MAU02]. Maurice Clerc, M. and Kennedy, J. The Particle Swarm : Explosion, Stability, and Convergence in a Multi-Dimensional Complex Space. In Proceedings of the IEEE Transactions on Evolutionary Computation, (2002).
- [MED]. H. Med.Ilyes." commande sans capteur de vitesse d'un moteur synchrone à aimant permanent par l'utilisation de la commande directe du couple et d'un observateur de vitesse à mode glissant ", université Med.Khider-Beskra-.
- [MOH18]. H, Mohamed Elhachimi etB Khaled, Adaptation des paramètres du régulateur PID avec PSO- Application à un système de lévitation magnétique, MASTER ACADEMIQUE, UNIVERSITE KASDI MERBAH D'OUARGLA2018
- [NAB10]. K. Nabti, "Stratégies de commande et techniques intelligentes appliquées aux machines de type synchrone", Thèse de Doctorat, Université de Constantine, 2010.
- [NAW15]. S.Nawel C.Ammaria, COMMANDE DU MOTEUR SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS PAR BACKSTEPPING, Mémoire de Master Université Abou Bekr Belkaid – Tlemcen 2015.

- [PER02]. W. Perruquetti and J. P. Barbot, "Sliding mode control in engineering ", Marcel Dekker, Inc, New York, 2002.
- [RAN04]. Rania Hassan & Babak Cohanim & Olivier de Weck : A Comparison Of Particle Swarm Optimization And The Genetic Algorithm- American Institute of Aeronautics and Astronautics - Colorado – 2004
- [SAM15]. M.Sameh , Commande Par Mode Glissant de la machine synchrone à aimants permanents Mémoire de fin d'études, Université Larbi Ben M'Hidi - Oum El Bouaghi -2015.
- [SAD10]. R. Sadouni, " Commande par mode glissant flou d'une machine asynchrone à double étoile", Thèse de Magister, Université de Sidi Bel Abbès, 2010.
- [VEM67]. S. V Emelyanov, "Variable Structure Control Systems", Nauka, Moscow, 1967.
- [VIU93]. V.I. Utkin, "Sliding mode control design principles and applications to electric drives", IEEE Trans. Ind. Elec, vol. 40, no. 1, pp. 23-36, Feb 1993.
- [SLO91] Slotine, J.-J. E., & Li, W. "Applied Nonlinear Control". London: Prentice-Hall, Inc. 1991.

Annexe

1. Annexe A : les paramètres des machines (MSAP) :

Tableau 0-1: Paramètre du MSAP (M1)

Nombre de paires de pole	3	p
Résistance statorique direct	3.4 [Ω]	R_s
Inductance statorique directe	0.012 [mH]	L_d
Inductance statorique quadratique	0.012 [mH]	L_q
Flux des aimants	0.013 [Wb]	Φ_f
Moment d'inertie	0.00005 [Km^2/s]	J
Coefficient de frottement	0.0001 [$Kg. m^2$]	f
Tension nominale	70 [V]	V_N
Courant nominale	2.5 [A]	I_N

Tableau 0-2: Paramètre du MSAP (M2)

Nombre de paires de pole	4	p
Résistance statorique direct	0.17377 [Ω]	R_s
Inductance statorique directe	0.0008524 [mH]	L_d
Inductance statorique quadratique	0.0009515 [mH]	L_q
Flux des aimants	0.1112 [Wb]	Φ_f
Moment d'inertie	0.0048 [Km^2/s]	J
Coefficient de frottement	0.0085 [$Kg. m^2$]	f
Tension nominale	135 [V]	V_N
Courant nominale	31 [A]	I_N

2. Annexe B : Différents schémas blocs présentés dans ce travail

- Schéma bloc de la MSAP :

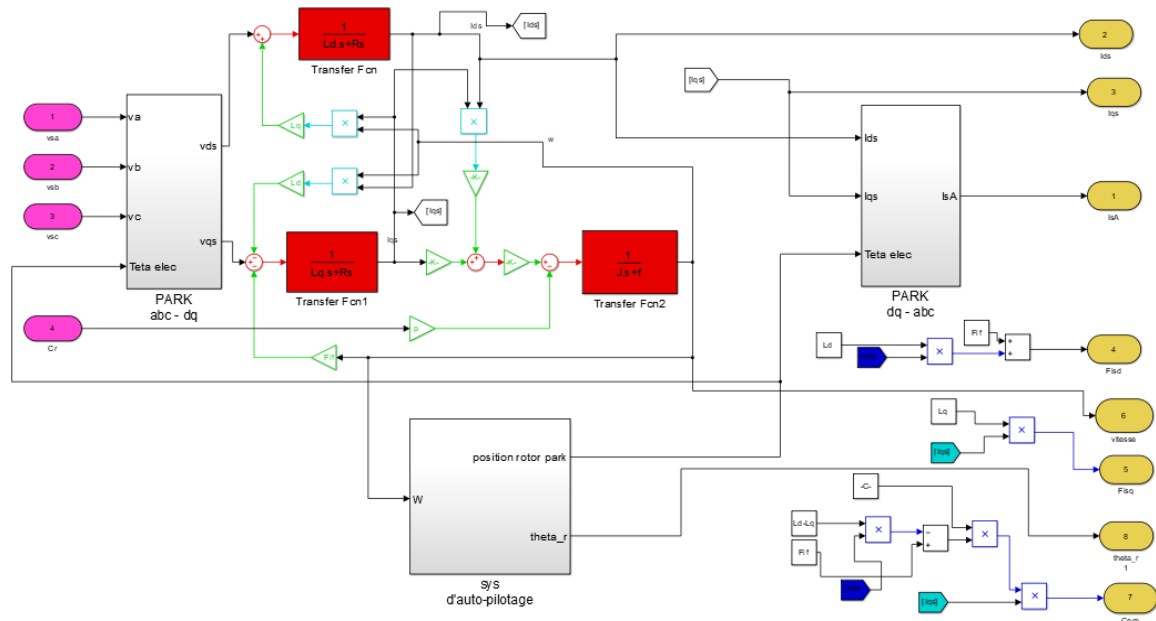


Figure 0-1: Schéma bloc de MSAP

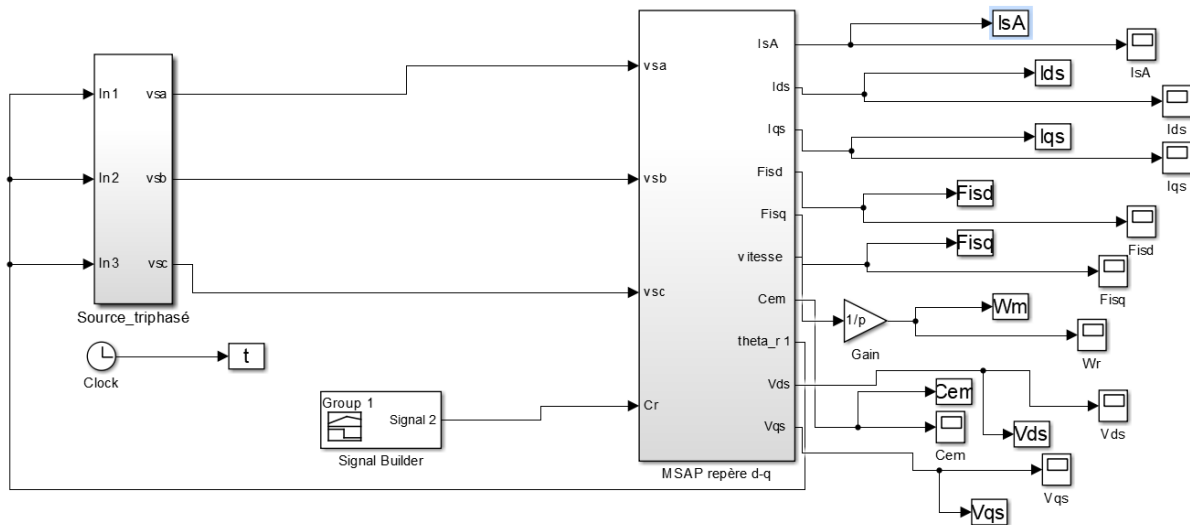


Figure 0-2: Schéma de la MSAP alimentée directement par le réseau.

RESUME

Ce mémoire, présente une étude de modélisation et commande de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP), alimentée par un onduleur de tension et contrôlé par la technique MLI. Pour améliorer les performances du système à commander, on a appliqué une technique de réglage robuste à savoir le mode glissant d'ordre deux (Algorithme de Super Twisting). Cette dernière est caractérisée par une précision dans le cas d'une poursuite et une réduction importante du phénomène de broutement. Les résultats de simulation obtenus, ont montré l'efficacité et les performances de la commande proposée. Par suite nous avons appliqué l'algorithme de PSO sur la commande ST dans le but d'optimiser ses paramètres. Les résultats de simulation obtenus, ont montré l'efficacité et les performances de l'optimisation de la commande proposée.

Mots clés : MSAP, Modélisation, Commande, Super Twisting, Optimisation, PSO.

Abstract

This work, presents a modeling and control study of the permanent magnets synchronous machine with (PMSM), supplied by a voltage inverter controlled by the PWM technique. To improve the performance of the controlled system, a robust control technique was applied, such as second order sliding mode (Super Twisting Algorithm). This later is characterized by its tracking precision and the important reduction of the chattering. Therefore, we applied the PSO algorithm to the ST command in order to optimize its parameters. The simulation results obtained showed the efficiency and performance of the proposed command and his parameters optimization.

Keywords: PMSM, Modeling, Control, Super Twisting, Optimization, PSO

