

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**

En : Electrotechnique

Spécialité : Commandes Electriques

Par :

BELAYACHI FATNA IMANE

BENABBOU FARAH

Sujet

**Etude comparative entre commandes par mode glissant
d'ordre 2 appliquées à une MSAP**

Soutenu publiquement, le 22/ 06 / 2022, devant le jury composé de :

Dr KAHOUADJI Salima	MAA	Univ. Tlemcen	Président
Mr BOUMEDIENE Abdelmadjid	Professeur	Univ. Tlemcen	Encadrant
Mr GORINE Ali	MCB	Univ. Tlemcen	Co-Encadrant
Dr BENMANSOUR Souhila	MCB	Univ. Tlemcen	Examineur

Année universitaire 2021-2022

Remerciements

Tout d'abord nous remercions le bon Dieu, le tout puissant un remerciement digne de sa grandeur pour son aide, pour la santé, la volonté qui nous a donné durant toutes nos années d'études, aussi pour toutes les portes du bien qui nous a ouvert pour l'obtention et la réalisation de ce travail.

Nous tenons à remercier infiniment monsieur Abdelmadjid BOUMEDIENE et monsieur Ali GORINE qui nous ont honorés par leurs suivie régulier, leurs conseils. Ils nous ont guidé, informé, nous ont suivi afin d'accomplir notre mémoire de fin d'études.

Nous remercions aussi d'une manière profonde les membres de jury d'avoir accepté d'examiner ce travail.

Nos remerciements sont adressés à tous nos enseignants durant tout le long de nos parcours éducatifs qui ont participé à nos réussites, sans eux nous ne pouvons pas arriver à ce haut niveau. Nous les remercions pour leur patience, leurs générosités malgré les pressions et les charges académiques ; ils étaient à la hauteur et ils ont relevés le défi.

Enfin, nous remercions toutes les personnes qui nous ont aidé à réaliser ce projet que ce soit de près, ou de loin même si avec une parole pour nous remonter le moral.

Dédicace

Avec l'expression de ma gratitude, je dédie ce travail :

A mes très chères parents Bahria et Hadj pour leurs efforts, leur soutien tout le long de mon parcours des études, leurs sacrifices, leurs encouragements pour me voir réussir et atteindre mon objectif.

A ma sœur Zahira qui a su toujours me réconforter et me soutenir quand j'avais besoin.

A mon petit neveu qui était curieux en fouillant mes livres et mes cahiers.

Aux familles BELAYACHI et BENSALID qu'ils vont trouver ici l'expression de mes sincères sentiments de respect.

A mon binôme mon amie Farah BENABBOU d'être à mon écoute tout le temps, pour son aide car on a su surmonter de nombreuses difficultés par notre compréhension, et avec effort et persévérance, nous sommes parvenues à accomplir ce projet.

A tous mes amis avec qui j'ai vécu les plus belles années universitaires pour leurs encouragements que je leurs souhaite un bel avenir.

Fatna Imane BELAYACHI

Dédicace

Avec l'expression de ma gratitude, je dédie ce travail :

A ma mère Nawel, l'être le plus cher au monde qui a investi pour me voir réussir et arriver là où je suis aujourd'hui de son temps, son soutien, ses sacrifices, sa motivation et son assistance et qu'en aucune dédicace ne pouvait exprimer ma gratitude et mon respect envers elle.

A mes deux sœurs Chiraz et Ilhem qui n'ont pas cessé de m'aider et de me porter dans les moments difficiles.

A l'âme de mon grand-père Abdelmadjid NEGADI décédé il y a quelques mois que j'ai souhaité qu'il assiste à ce jour mais le bon dieu a voulu autrement, il était content de mon choix pour cette branche et il m'a encouragé pour réussir.

A ma très chère grand-mère Sakina, mon oncle Abdelhadi, mes tantes Selma et Amina et tous mes cousins pour leurs encouragements.

A mon binôme mon amie Imane BELAYACHI pour son aide régulière, sa compréhension tout le long de ce projet. Notre coopération et notre solidarité nous ont permis de surmonter de nombreuses difficultés rencontrées.

Farah BENABBOU

Table des figures :

Figure I. 1 Stator d'une machine à aimant permanent	6
Figure I. 2 Différents dispositions d'aimants permanents dans un rotor [7].....	7
Figure I. 3 Principe de fonctionnement du moteur à aimants permanents.	8
Figure I. 4 Caractéristique du couple-angle électrique.....	9
Figure I. 5 Principe d'autopilotage de la MSAP	11
Figure I. 6 Circuit équivalent de la MSAP	12
Figure I. 7 Représentation d'une MSAP dans le repère (a.b.c).....	13
Figure I. 8 Schéma équivalent de la machine synchrone à aimants permanents dans le référentiel (d , q).....	18
Figure I. 9 Résultat de simulation	21
Figure II. 1 Schéma de principe de l'association convertisseur-machine	24
Figure II. 2 Représentation du redresseur triphasé à diodes	25
Figure II. 3 Représentation de filtre passe –bas	26
Figure II. 4 Représentation d'un onduleur de tension à deux niveaux	28
Figure II. 5 Schéma de principe de MLI sinus_triangle.....	32
Figure II. 6 Principe de la commande par M.L.I sinus_triangle	33
Figure II. 7 Schéma simplifié de l'onduleur triphasé deux niveaux	33
Figure II. 8 les combinaisons possibles des interrupteurs et vecteur tension V_i	35
Figure II. 9 Représentation du polygone de commutation	35
Figure II. 10 Algorithme de détection des secteurs.....	36
Figure II. 11 Modèle Matlab/Simulink de la commande MLI vectorielle	39
Figure II. 12 Simulation de la commande MLI vectorielle pour $r = 0.97$ et $m = 18$	39
Figure III. 1 Diagramme de phase de la MSAP dans le référentiel (d,q) lié au champ tournant	43
Figure III. 2 Schéma bloc d'une régulation de vitesse avec des correcteurs classique PI de la MSAP alimentée en tension et commandée par orientation du flux.	44
Figure III. 3 Description des couplages	45
Figure III. 4 Découplage par compensation	47
Figure III. 5 Commande découplée.....	47
Figure III. 6 Schéma de la commande par PI.....	48
Figure III. 7 Schéma bloc de la boucle de régulation du courant.....	50

La fonction de transfert en boucle ouverte (FTBO) de la figure (III.3) est :	50
Figure III. 9 Schéma bloc de la boucle du courant Id	51
Figure III. 10 Schéma bloc de la boucle de régulation de vitesse	52
Figure III. 11 Simplification du schéma bloc de la boucle de régulation de la vitesse	52
Figure III. 12 Schéma bloc de la boucle de régulation de vitesse avec limitation du couple de référence	54
Figure III. 13 Régulateur PI avec bloc anti-windup	54
Figure III. 14 Résultats de simulation pour un démarrage à vide suivie d'une application de charge de 0.05 N.m à $t = 0.5$ s	56
Figure IV. 1 Différents mode pour la trajectoire dans le plan de Phase	60
Figure IV. 2 Glissement idéal	61
Figure IV. 3 Glissement réel	61
Le choix de la fonction discontinue est représenté sur la figure (IV. 2) S'exprime donc comme :	63
Figure IV. 5 Fonction signe	63
Figure IV. 6 Phénomène de broutement	64
Figure IV. 7 Trajectoire du mode glissant d'ordre 2	66
Figure IV. 8 Convergence de l'algorithme Super Twisting dans le plan (S S)	68
Figure IV. 9 Schéma bloc de réglage par mode glissement d'ordre2 (super twisting)	69
Figure IV. 10 Résultats de simulation de R.MGO2 de la MSAP lors d'un démarrage à vide suivie d'une application de charge de 0.05 N.m à $t = 0.5$ s sans onduleur	70
Figure IV. 11 Résultats de simulation de R.MGO2 de la MSAP lors d'un démarrage à vide suivie d'une application de charge de 0.05 N.m à $t = 0.5$ s avec onduleur	72
Figure IV. 12 Convergence de l'algorithme Twisting dans le plan (S S)	73
Figure IV. 13 Résultats de simulation de l'essai à vide et en charge de la MSAP sans onduleur	75
Figure IV. 14 Résultats de simulation de l'essai à vide et en charge de la MSAP sans onduleur	76

Nomenclature

MSAP	Machine Synchrone à Aimants Permanents.
MLI	Modulation de largeur d'impulsions.
SVM	Space Vector Modulation en anglais.
PI	Régulateurs classiques (Proportionnelle, Intégrale).
CSV	Commande à Structure Variable.
$[V_s]$	Le vecteur de tension statorique.
$[R_s]$	La matrice résistance du stator.
$[i_s]$	Le vecteur du courant statorique.
$[\Phi_s]$	Le vecteur du flux statorique.
$[\Phi_f]$	Le vecteur du flux de fuite dû à l'aimant permanent.
$[L_s]$	La matrice inductance statorique.
p	Le nombre de paires de pôles
ω	La pulsation électrique.
Ω	La vitesse de rotation de la machine
C_{em}	Le couple électromagnétique délivré par le moteur.
C_r	Le couple résistant.
J	Le moment d'inertie du moteur.
f	Le coefficient de frottement.
$[P(\theta)]$	La matrice de passage direct de Park.
$[P(\theta)]^{-1}$	La matrice de passage inverse de Park.
θ	L'angle entre l'axe d et l'axe de référence dans le système triphasé.
$[X_{abc}]$	Le vecteur de la variable X dans le repère triphasé.
$[C]^{-1}$	La Matrice inverse de Concordia
$[C]$	La Matrice directe de Concordia
$[X_{\alpha\beta 0}]$: Représente le vecteur diphasé qui correspond au vecteur X_{abc} .
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_{sd}	Inductance statorique sur l'axe d
L_{sq}	Inductance statorique sur l'axe q

Table des matières

Introduction générale	1
Chapitre I : Description et modélisation de la MSAP	3
I.1 Introduction.....	5
I.2 Description de la MSAP	5
I.3 Principe et mode de fonctionnement.....	8
I.3.1 Fonctionnement en moteur	8
I.3.2 Fonctionnement en génératrice (alternateur)	9
I.4 Analyse de fonctionnement de la MSAP	9
I.5 Domaines d'application de la MSAP	10
I.6 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents	10
I.6.1 L'autopilotage de la machine synchrone	10
I.6.2 Les hypothèses simplificatrices	11
I.6.3 Circuit équivalent d'une MSAP	12
I.6.4 Mise en équation et modèle de Park	12
I.6.4.1 La mise en équation de la MSAP en triphasé	13
I.6.4.2 La mise en équation de la MSAP en diphasé.....	15
I.7 Application de la transformation de Park à la MSAP.....	17
I.8 Mise sous forme d'équations d'état	18
I.9 La Simulation de la machine synchrone à aimants permanents	19
I.9.1 Résultats de simulation de la MSAP alimentée par un réseau triphasé	19
I.9.2 Interprétation des résultats de simulation	21
I.10 Conclusion	21
Chapitre II : Modélisation de l'association convertisseur-MSAP	22
II.1 Introduction	24
II.2 Système d'alimentation de la MSAP.....	24
II.2.1 Modélisation du redresseur triphasé double alternance non commandé (à diode)	25
II.2.2 Modélisation du filtre	26
II.3 Modélisation de l'onduleur.....	27
II.3.1 La définition d'onduleur	27
II.3.2 Les types d'onduleur	27
II.3.3 Le principe de fonctionnement d'un onduleur triphasé.....	28
II.4 Différents type de commande des interrupteurs	30
II.5 stratégie de commande par modulation de largeur d'impulsions.....	30
II.5.1 Commande par modulation sinus-triangle (Modulation naturel)	31

II.5.1.1 Principe de la modulation sinus-triangle	31
II.5.1.2 Schéma de simulation de la modulation sinus-triangle avec un onduleur de tension .	31
II.5.1.3 Résultat de simulation d'onduleur de tension.....	32
II.5.2 Commande MLI vectorielle (SVM)	33
II.5.2.1 Principe de la commande vectorielle.....	33
II.5.2.2 Calcul des vecteurs de tensions	33
II.5.2.3 Vecteur tension de référence	35
II.5.2.4 Etats des interrupteurs Sa, Sb et Sc	37
II.5.2.5 Schéma de simulation d'onduleur de tension	38
II.6 Conclusion	39
Chapitre III : Commande vectorielle de la MSAP.....	41
III.1 Introduction	42
III.2 Principe de la commande vectorielle	42
III.3 Commande vectorielle de la MSAP alimentée en tension	44
III.3.1 Description du système global	44
III.4 Découplage.....	45
III.4.1 Découplage par compensation	46
III.5 Synthèse des différents régulateurs	47
III.5.1 Conception des Régulateurs PI	48
III.5.2 Dimensionnement des régulateurs	49
III.5.2.1 Régulateur de courant quadrature Iq	49
III.5.2.2 Régulateur de courant direct Id	51
III.5.2.3 Régulateur de la vitesse du moteur.....	51
III.5.3 Limitation des grandeurs de commande.....	53
III.6 Simulations de la commande classique PI du MSAP	54
III.7 Conclusion.....	56
Chapitre IV : Mode glissant d'ordre deux de la MSAP	57
IV.1 Introduction.....	58
IV.2 Commande par mode de glissement d'ordre 1.....	60
IV.2.1 Systèmes à structures variables en mode glissant.....	60
IV.2.2 Différents modes pour la trajectoire dans le plan de Phase	60
IV.2.2.1 Mode de convergence (MC).....	60
IV.2.2.2 Mode de glissement (MG)	60
IV.2.2.3 Mode de régime permanent (MRP)	60
IV.2.3 Régime glissant idéal et réel	61

IV.2.4 Conception de la commande par mode de glissement	61
IV.2.4.1 Choix de la surface de glissement.....	62
IV.2.4.2 Condition d'existence et de convergence	62
IV.2.4.3 Détermination de loi de commande	63
IV.2.5 Application de la commande par mode de glissant d'ordre 1 à la MSAP.....	63
IV.2.6 Avantages et inconvénients de la commande par mode de glissement.....	64
IV.2.6.1 Problème de broutement	64
IV.2.6.2 Réduction du phénomène de chattering	65
IV.3 Commande par mode de glissement d'ordre 2 de la MSAP	65
IV.3.1 Principe	65
IV.3.2 Exemples de commandes par modes glissants d'ordre 2	66
IV.3.2.1 Algorithme de Super Twisting	67
IV.3.2.1.1 Application d'Algorithme de Super Twisting sur la commande de la MSAP.....	68
IV.3.2.1.2 Simulations de la commande par Super Twisting appliquée au MSAP.....	69
IV.3.2.1.3 Simulations de la commande par Super Twisting appliquée au MSAP avec onduleur	70
IV.3.2.1.4 Interprétation.....	72
IV.3.2.2 Algorithme de Twisting	72
IV.3.2.2.1 Application d'Algorithme de Twisting sur la commande de la MSAP	73
IV.3.2.2.2 Simulations de la commande par Twisting appliquée au MSAP.....	74
IV.3.2.2.3 Simulations de la commande par Twisting appliquée au MSAP avec onduleur	75
IV.3.2.2.4 Interprétation	76
IV.3.3 Etude comparative entre les deux Algorithmes	77
IV.4 Conclusion	77
Conclusion générale	78
Annexe	80
Bibliographie	85
Résumé	89

Introduction générale

La révolution de l'électronique a marqué le domaine de la conversion de l'énergie électrique, comme elle l'a fait dans tant d'autres domaines, ces dernières décennies. Les méthodes classiques de variation de vitesse des moteurs électriques ont été dépassées ces dernières décennies par des systèmes associant des convertisseurs statiques à des moteurs électriques et utilisant les commandes de l'automatique moderne [1].

Aujourd'hui, les moteurs synchrones à aimants permanents sont préconisés dans le monde industriel car ils présentent plusieurs avantages, comme être fiables, avoir une vitesse de rotation proportionnelle à la fréquence des tensions d'alimentation, et être moins encombrants donc de taille plus réduite que les moteurs à courant continu du fait de la suppression de la du système balais collecteur. De ce fait, leur construction est plus simple et ne présente pas des inconvénients majeurs tels que la limitation de puissance, les pertes au niveau des balais et les pertes rotoriques. Ceci augmente leur durée de vie du moteur et évite un entretien permanent. [2]

Du fait qu'il existe un couplage complexe entre le flux et le couple électromagnétique, le modèle des machines fonctionnant en courant alternatif est non linéaire et fortement couplé ce qui rend difficile leurs commandes. Cette difficulté a conduit au développement de plusieurs techniques de commande. Les commandes nécessitant un modèle avec les entrées découplées ressemblant ainsi à celui des machines à courant continu, caractérisées par un découplage naturel du flux et du couple. [3]

Les nouvelles applications industrielles nécessitent des variateurs de vitesse à hautes performances dynamiques, une précision élevée, une forte capacité de surcharge sur toute la plage de vitesse et une robustesse aux diverses perturbations. Plusieurs stratégies ont été développées ces dernières années pour permettre aux variateurs de vitesse d'atteindre ces performances. [4]

La commande vectorielle permet d'avoir un modèle dynamique proche de celui de la machine à courant continu. Cependant, cette structure de contrôle, qui utilise des régulateurs classiques de type PI, nécessite que les paramètres de la machine soient précis (les variations paramétriques internes et externes du système causées par la température, l'humidité et les surcharges occasionnelles entraînent une réduction des performances des régulateurs classiques considérés). Cela nécessite une identification précise des paramètres. De ce fait,

afin de maintenir un niveau de découplage et de performance adéquat , il est nécessaire d'utiliser des régulateurs de commande robustes à savoir la commande par mode glissant [4].

La commande par mode de glissement appartient à la famille des régulateurs à structure variable, c'est-à-dire des commandes commutant entre plusieurs lois de commande différentes. Le réglage par mode de glissement est essentiellement une méthode qui force la réponse à glisser le long d'une trajectoire prédéterminée. Cependant, ce mécanisme de commande présente un inconvénient en termes de commutation aux hautes fréquences effet de broutement (Chattering). Plusieurs remèdes ont été proposés pour le réduire ou le supprimer, dont la méthode de commande par mode de glissement supérieur (MGOS), notamment le mode glissant d'ordre 2. [3]

L'objectif de ce présent travail est l'étude comparative entre deux commandes par mode glissant d'ordre 2 appliquées à une machine synchrone à aimants permanents, la première utilise l'algorithme Super Twisting et la deuxième celui du Twisting. Afin d'atteindre nos objectifs.

Le document du mémoire est divisé en quatre chapitres :

- Le premier chapitre porte sur la présentation de la machine synchrone à aimants permanents, ses différentes structures et les hypothèses simplificatrices. Cela va nous permettre comprendre le modèle déduit. La simplification du modèle en enlevant des relations magnétiques la dépendance du temps. Cela va être possible avec l'utilisation de la transformation de référentiel (d, q) dite de Park, ce qui conduit à un modèle plus simple à résoudre et à utiliser dans le dimensionnement de la commande. Les résultats de la simulation vont nous permettre de visualiser les grandeurs électriques et mécaniques de ce modèle.
- Le deuxième chapitre est consacré à une étude générale de l'onduleur de tension et de ses stratégies de commandes à savoir la stratégie MLI sinus-triangle et la MLI vectorielle (SVM). Les résultats de la simulation vont nous permettre de visualiser la tension à la sortie de l'onduleur.
- L'application des commandes vectorielles à une machine synchronise à aimants permanents fera l'objet du troisième chapitre. La vitesse est contrôlée avec un régulateur PI classique. Les résultats de la simulation vont nous permettre de visualiser les grandeurs électriques et mécaniques afin de monter les performances de ce réglage.
- Le quatrième chapitre présentera un aperçu théorique sur la commande par mode glissement classique d'ordre un, suivi d'une présentation de la commande par mode

glissement d'ordre supérieur, en particulier les algorithmes Twisting et Super twisting. L'application de ces deux algorithmes de commande sur la MSAP. Les résultats de la simulation vont nous permettre de visualiser les grandeurs électriques et mécaniques afin de monter les performances de ces réglages. Enfin une comparaison des résultats obtenus avec ces deux algorithmes.

Chapitre I

Description et modélisation de la MSAP

I.1 Introduction

L'augmentation des performances globales des entraînements industriels à vitesse variable est aujourd'hui principalement liée aux progrès réalisés dans le domaine de la commande des machines à courant alternatif ; ceci grâce au développement de la technologie des composants de l'électronique de puissance, des microprocesseurs et de l'informatique [28]

La machine synchrone est une machine électrique, tournante, transformant l'énergie électrique sous forme de courant alternatif en énergie mécanique. Il existe plusieurs type de cette machine

- Les machines synchrones à rotor bobiné
- Les machines synchrones à aimants permanents
- Les machines synchrones à réluctance variable

Dans notre travail, nous nous concentrerons sur la deuxième catégorie, dans laquelle le circuit d'excitation est remplacé par des aimants permanents.

La machine synchrone à aimants permanents (MSAP) est une machine à courant alternatif qui est la plus couramment utilisé dans les variateurs de vitesse en raison du développement des aimants permanents. Cette machine est également utilisée dans l'industrie de l'automatisation car elle a de bonnes performances. [4.]

Dans ce chapitre nous allons présenter la machine synchrone à aimants permanents (MSAP), sa modélisation, en utilisant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices afin d'obtenir un modèle simple et aussi nous utiliserons la transformation de PARK pour encore simplifier les équations du modèle. La simuler à l'aide du logiciel (MATLAB/SIMULINK) va nous permettre de visualiser toutes ses grandeurs électriques et mécaniques.

I.2 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 génère soit par des aimants, soit par un circuit d'excitation. La position du champ magnétique rotorique est alors fixée par rapport au rotor, ce qui impose le synchronisme entre le champ tournant statorique et le rotor ; d'où le nom de machine synchrone. [26]

Comme tout actionneur électrique, la machine synchrone à aimants permanents est constituée d'une partie fixe (stator) et d'une partie mobile (rotor) [6]

❖ Le stator:

Le stator est constitué de trois enroulements identiques décalés de 120° Dans l'espace, ces enroulements sont installés dans des encoches du circuit magnétique. Il est similaire à celui de la machine asynchrone.

Dans la plupart des cas, les enroulements sont couplés en étoile, éliminant ainsi le besoin de composants Courant homopolaire. Lorsque l'enroulement du stator passe le courant triphasé, Ceux-ci génèrent des champs magnétiques qui tournent à des vitesses synchrones.

La vitesse de rotation du champ tournant est proportionnelle au nombre de pôles de la machine et à la pulsation des courants statoriques [5]. On note :

$$\text{Soit : } \Omega = \frac{\omega}{p} \quad (\text{I.1})$$

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

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

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

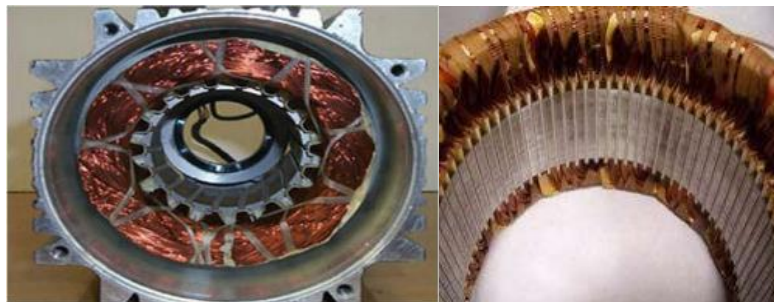


Figure I. 1 Stator d'une machine à aimant permanent

❖ Le rotor:

Dans les machines synchrones à aimants permanents, le rotor a une conception spécifique qui produit trois structures basées sur la disposition des aimants et le matériau magnétique. Ces possibilités de disposer des aimants dans le rotor permettent de générer le champ magnétique du rotor dans l'entrefer. Du point de vue de son rotor à pôles lisses ou à pôles saillants, la machine synchrone à aimants permanents possède des configurations différentes. Cette différence vient du fait que les aimants permanents peuvent être montés en surface ou insérés au rotor. Autrement dit, ils peuvent être enterrés dans le rotor [6]. Dans ces conditions, il existe de nombreuses façons de disposer les aimants au rotor:

- Utilisez un adhésif à haute résistance pour fixer les aimants à la surface du rotor. Ils fournissent un entrefer homogène et les moteurs sont généralement à pôles lisses. Son inductance ne dépend pas de la position du rotor (Fig. 2a). L'inductance de l'axe d est égale à l'inductance de l'axe q. Ce rotor est le plus couramment utilisé. Cette configuration de rotor est facile à fabriquer. Les aimants, quant à eux, sont exposés à un champ démagnétisant. De plus, il est affecté par la force centrifuge, ce qui peut l'amener à se séparer du rotor.
- Un aimant de type insertion est également monté sur la surface du rotor. Cependant, les espaces entre les aimants sont remplis de fer (Fig. 2b). L'alternance entre le fer et l'aimant provoque un effet de saillance. L'inductance de l'axe d est légèrement différente de l'inductance de l'axe q. Cette structure est souvent préférée pour les machines trapézoïdales, car l'arc du pôle magnétique peut être ajusté pour aider à façonner les forces électromagnétiques.
- Des aimants sont intégrés au bloc rotor (Fig. 2c) : le moteur aura des pôles saillants. Dans ce cas, le circuit magnétique du rotor est anisotrope et les inducteurs dépendent fortement de la position du rotor. Les aimants étant placés dans le rotor, ce type de moteur est mécaniquement plus robuste et permet un fonctionnement à des vitesses plus élevées. En revanche, il est naturellement plus coûteux à fabriquer et plus compliqué à contrôler.
- L'aimant est placé profondément dans le bloc rotor (Fig. 2d). Aimants et leurs axes dans le sens circonférentiel. Le flux sur un arc polaire tournant est apporté par deux aimants séparés. L'avantage de cette configuration est que le flux généré par l'aimant permanent peut être concentré dans le rotor et ainsi obtenir une induction plus forte dans l'entrefer. Ce type de moteur est dominant dans les applications industrielles.

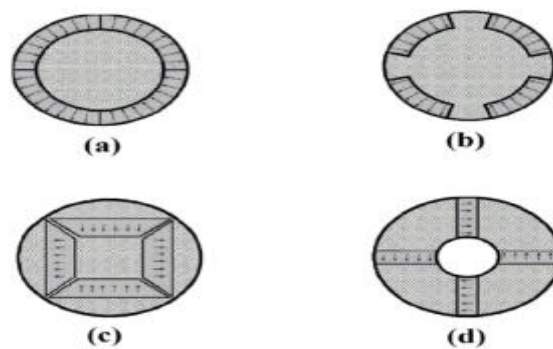


Figure I. 2 Différents dispositions d'aimants permanents dans un rotor [2.]

I.3 Principe et mode de fonctionnement

Le principe de fonctionnement d'un moteur à aimant permanent est simple. Seules les bobines sont alimentées. Le champ magnétique créé par les enroulements guide le rotor, constitué d'aimants. La figure (3) montre un moteur avec un rotor bipolaire et un stator avec une paire de pôles. La phase a et la phase b sont portées par des enroulements opposés.

La présence de courant dans les phases oriente le rotor. On définit un "pas" élémentaire θ_p comme étant le déplacement angulaire du rotor lorsque l'alimentation est commutée d'une phase à la suivante. Pour cette structure, on obtient $\theta_p = 90^\circ$. Cela correspond à la transition de la figure (3.a) à la figure (3.c). Les demi-pas sont obtenus en alimentant les deux phases simultanément (Fig.3.b). Cette structure est utilisée dans plusieurs moteurs. [8]

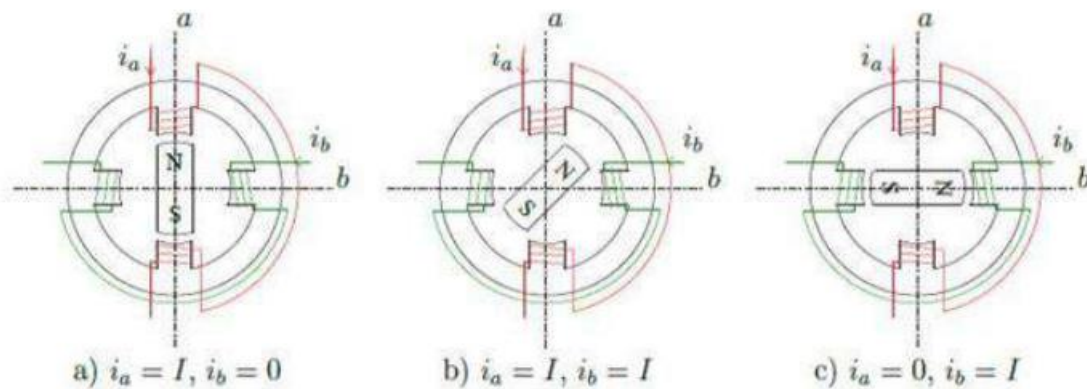


Figure I. 3 Principe de fonctionnement du moteur à aimants permanents.

La machine synchrone à aimants permanents est une machine réversible, elle peut fonctionner en moteur ou en générateur (seul le sens de transfert d'énergie distingue les deux modes de fonctionnement). [13]

I.3.1 Fonctionnement en moteur

Parmi les moteurs à courant alternatif utilisés dans les entraînements, les moteurs synchrones à aimants permanents sont toujours un bon choix. En raison du développement des aimants permanents et des progrès dans le domaine de l'électronique de puissance. Cette structure est devenue attractive et compétitive avec les moteurs asynchrones. Ainsi, il permet la conversion électromécanique de l'énergie.

Ce stator est alimenté par un réseau triphasé. Il génère ainsi un champ tournant qui entraîne le rotor. La vitesse de rotation du rotor est égale à la vitesse de synchronisme. Elle est donc directement proportionnelle à la fréquence d'alimentation du stator. [7]

I.3.2 Fonctionnement en génératrice (alternateur)

Génératrice synchrone est une machine électrique tournante en mode alternateur et permet de produire de l'énergie électrique alternative.

Les alternateurs basés sur des machines synchrones sont la principale source de toute l'énergie électrique. Ces machines sont entraînées par des turbines hydrauliques, à vapeur ou éoliennes, C'est le plus grand convertisseur d'énergie au monde. Elles transforment l'énergie mécanique en énergie électrique jusqu'à 1500 mégawatts.

I.4 Analyse de fonctionnement de la MSAP

La machine considérée est alimentée par un réseau triphasé. Il génère ainsi un champ tournant qui entraîne le rotor. Plus le couple sur l'arbre est élevé, plus l'angle de décalage des pôles est plus grand. Dès que cet angle dépasse 90° , le rotor cale à cause de la perte de synchronisme dû à l'augmentation de la charge. La vitesse de rotation du rotor est égale à la vitesse de rotation synchrone. Elle est donc proportionnelle à la fréquence d'alimentation du stator. L'angle de couple électrique est caractérisé comme indiqué dans la figure ci-dessous. [16]

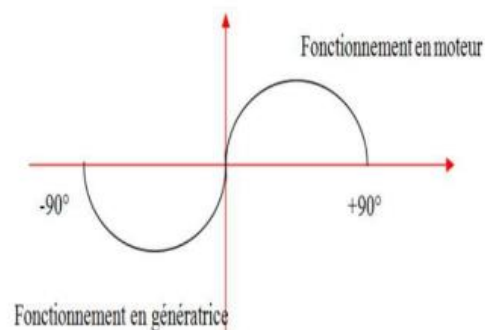


Figure I. 4 Caractéristique du couple-angle électrique

I.5 Domaines d'application de la MSAP

La MSAP est utilisée pour les entraînements nécessitant une vitesse de rotation constante, comme Gros ventilateurs, compresseurs, pompes centrifuges, et grâce au développement de l'électronique de puissance, l'association machine à aimants convertisseur de puissance a permis la variation de vitesse (principe de l'autopilotage). De nombreuses applications sont maintenant possible dans des domaines très divers tels que la robotique et la technologie l'espace et dans d'autres applications plus spécifiques [7]

Parmi ses domaines d'applications, nous avons : [2.]

- Les servomoteurs
- La robotique
- Les applications de l'énergie de l'éolienne.
- Les équipements de soins médicaux
- Les automobiles
- Les équipements domestiques (machine à laver...)
- La production électrique.
- Les machines-outils.
- Les générateurs aérospatiaux.
- Les équipements de technologie de l'information (DVD Drivers).

I.6 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents

La modélisation de la machine synchrone est importante aussi bien pour le concepteur que pour l'automaticien. Elle nous permet d'observer et d'analyser les différentes évolutions de ses grandeurs électriques d'une part et d'autre part l'élaboration des lois de commande. Un modèle basé sur les équations de cette machine est généralement suffisant pour faire la synthèse de la commande. [15]

La machine (MSAP) comporte, au stator, un enroulement triphasé représenté par les trois axes (a, b, c) déphasés, l'un par rapport à l'autre, de 120° électrique et au rotor des aimants permanents assurant son excitation.

La mise sous forme d'un modèle mathématique d'une MSAP est nécessaire pour l'étude de sa commande dans les différents régimes de fonctionnement (transitoire et permanent) [9].

I.6.1 L'autopilotage de la machine synchrone

Un moteur synchrone fonctionnant en mode non autopiloté stable seulement au point de synchronisme, toute perturbation peut conduire à une instabilité. Comme la dynamique des parties mécaniques est beaucoup plus lente que celle des parties électriques, une variation trop rapide des courants de l'induit donc du champ statorique, ne permet pas au champ rotorique de s'accrocher. Il existe une charge limite au-delà de laquelle la machine ne pourra plus fournir le couple demandé.

L'un des premiers moyens de faire varier la vitesse d'un moteur synchrone est de l'alimenter en tensions à fréquence variable liée à la position du rotor. Cela est assuré par un convertisseur statique de fréquence variable. Dans ce cas, il est essentiel de surveiller non seulement en amplitude mais aussi en fréquence ou en phase, les caractéristiques d'alimentation.

Le principe d'autopilotage nécessite la synchronisation des grandeurs électriques d'alimentation avec la vitesse de rotation. Un capteur de position est nécessaire et le circuit de commande de l'onduleur va générer des impulsions en fonction de la position du rotor. On dit que la machine est « autopilotée ». [22]

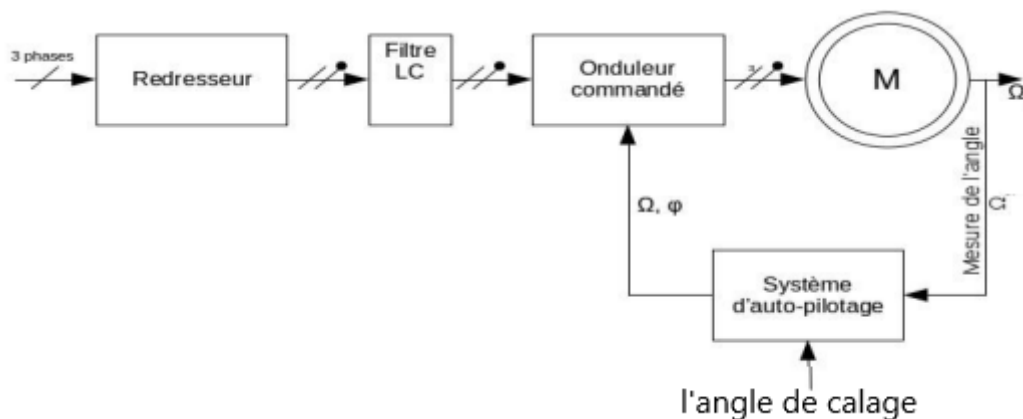


Figure I. 5 Principe d'autopilotage de la MSAP

I.6.2 Hypothèses simplificatrices

L'établissement des équations du modèle repose sur les hypothèses habituelles suivantes : [24]

- La répartition des forces magnétomotrices est sinusoïdale.
- L'absence de la saturation dans le circuit magnétique.

- Les phénomènes d'hystérésis et les courants de Foucault sont négligés.
- La résistance des enroulements ne varie pas avec la température.
- L'effet d'encoche est négligeable

I.6.3 Circuit équivalent d'une MSAP

Le modèle suivant représente le circuit équivalent de la machine synchrone à aimants permanents : [32]

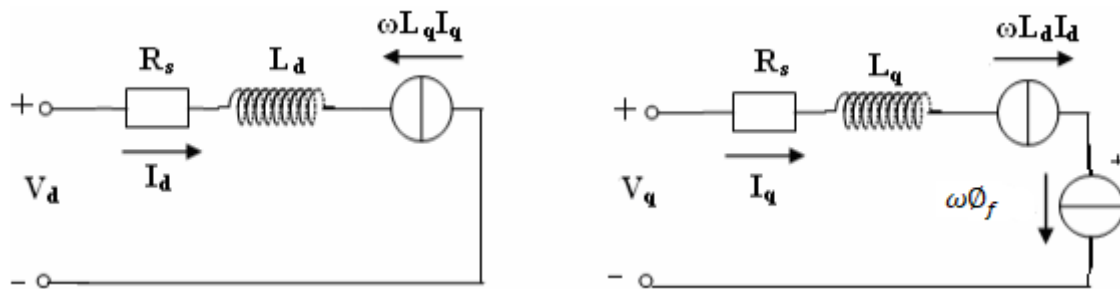


Figure I. 6 Circuit équivalent de la MSAP

I.6.4 Mise en équation et modèle de Park

La mise en équation d'une machine synchrone triphasée se traduit par des équations différentielles à coefficients variables. Les études analytiques du comportement du système sont laborieuses étant donné un grand nombre de variables. Des transformations mathématiques permettent de décrire le comportement du moteur à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants. La transformée de Concordia ou de Park peut produire un système équivalent de trois enroulements orthogonaux, dont deux se trouvent dans le même plan que les enroulements a, b et c. Le troisième enroulement est situé dans un plan orthogonal au plan formé par les axes de phase a, b et c, et représente la composante homopolaire. La transformation de Park peut passer d'une représentation dans un système de coordonnées à trois phases (a, b, c) à une représentation dans un système de coordonnées dit de Park avec des axes orthogonaux (d, q, o). Sur la base d'hypothèses simplificatrices, toutes les relations de la machine peuvent être exprimées dans ce système de coordonnées en appliquant la transformation de Park au stator, tournant à la même vitesse que le rotor.

Des choix peuvent être faits plus ou moins pertinents selon le cadre auquel se rattache la représentation de Park. Selon qu'on veut préserver la puissance instantanée ou les amplitudes des grandeurs tensions et courants. [14]

I.6.4.1 La mise en équation de la MSAP en triphasé

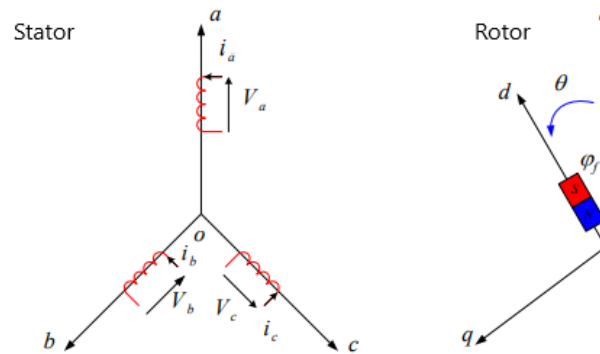


Figure I. 7 Représentation d'une MSAP dans le repère (a.b.c)

La figure ci-dessus représente les enroulements d'une machine synchrone triphasée à aimants permanents.

Pour le stator (repère abc) : l'angle entre les vecteurs est fixé à 120° , référentiel fixe

Pour le rotor (repère dq) : l'angle est de 90° , tourne à une vitesse ω

$$\omega = p \cdot \Omega$$

ω : La pulsation électrique.

p : nombre de paires de pôles.

Ω : La vitesse de rotation.

A partir de cette figure et en tenant compte des hypothèses précédentes, nous écrivons les équations de la machine synchrone à aimants permanents dans le repère fixe au stator, en notation matricielle

- **Equations électriques (Expression des tensions statoriques)**

Les équations électriques sont :

$$V_a = R_s \cdot i_a + \frac{d}{dt} \phi_{sa}$$

$$V_b = R_s \cdot i_b + \frac{d}{dt} \phi_{sb}$$

$$V_c = R_s \cdot i_c + \frac{d}{dt} \phi_{sc}$$

$$[V_s] = [R_s][i_s] + \frac{d}{dt}[\phi_s] \quad (I.2)$$

Où

$$\begin{aligned} [V_s] &= [V_a V_b V_c]^T & \text{Vs: Vecteur tensions statorique.} \\ [i_s] &= [i_a i_b i_c]^T & \text{is: vecteur courants statorique.} \\ [\phi_s] &= [\phi_a \phi_b \phi_c]^T & \phi_s: Vecteur flux statoriques. \\ [R_s] &= \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} & \text{Rs: Matrice résistance du stator.} \end{aligned}$$

- **Equations magnétiques (flux statoriques)**

Les équations magnétiques :

$$\begin{aligned} \phi_{sa} &= L_{aa} \cdot i_{sa} + M_{ab} \cdot i_{sb} + M_{ac} \cdot i_{sc} + \phi_{fa} \\ \phi_{sb} &= M_{ab} \cdot i_{sa} + L_{bb} \cdot i_{sb} + M_{bc} \cdot i_{sc} + \phi_{fb} \\ \phi_{sc} &= M_{ac} \cdot i_{sa} + M_{bc} \cdot i_{sb} + L_{cc} \cdot i_{sc} + \phi_{fc} \end{aligned}$$

$$[\phi_s] = [L_s][i_s] + [\phi_{f \ abc}] \quad (I.3)$$

Où :

$$\begin{aligned} [\phi_s] &= [\phi_a \phi_b \phi_c]^T & \phi_s: \text{Vecteur flux statoriques.} \\ [i_s] &= [i_a i_b i_c]^T & \text{is: vecteur courants statorique.} \\ [\phi_{f \ abc}] &= [\phi_{fa} \phi_{fb} \phi_{fc}]^T \end{aligned}$$

ϕ_f : Vecteur flux créé par l'aimant à travers l'enroulement statorique.

$$[\phi_{f \ abc}] = \phi_f \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad \text{Vecteur flux engendré par l'aimant}$$

Où :

θ : Angle entre l'axe d et l'axe de référence « a » du système triphasé, caractérise la position angulaire du rotor par rapport au stator défini par :

$$\theta(t) = \int_0^t \omega dt \quad (I.4)$$

La matrice $[L_s]$ est une matrice carrée qui contient des termes constants regroupés dans $[L_{s0}]$ alors que les termes variables dépendant de (θ) sont regroupés dans $[L_{s2}(\theta)]$

Dans le cas général, elle se met sous la forme :[4.]

$$[L_s] = [L_{s0}] + [L_{s2}(\theta)] \quad (I.5)$$

Avec

$$[L_{s0}(\theta)] = \begin{bmatrix} L_{aa} & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ab} & L_{bb} & M_{bc} \\ M_{ac} & M_{bc} & L_{cc} \end{bmatrix} \quad \text{et}$$

$$[L_{s2}(\theta)] = \begin{bmatrix} \cos(2\theta) & \cos 2(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos 2(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos 2(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos 2(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(2\theta) \\ \cos 2(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(2\theta) & \cos 2(\theta - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

Où :

M_{s0} : Inductance mutuelle entre deux phases statoriques

L_{s0} : Inductance propre d'une phase statorique.

- **Equations mécaniques**

L'équation mécanique (de mouvement) de la machine est donnée par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f\Omega \quad (I.6)$$

Où :

C_{em} : Le couple électromagnétique délivré par le moteur.

C_r : Le couple résistant.

f : Coefficient de frottement.

J : Moment d'inertie du moteur.

I.6.4.2 Mise en équation de la MSAP en diphasé

I.6.4.2.1 Transformation de Park

La transformation de Park consiste à transformer les grandeurs électriques et magnétiques dans une représentation biphasée équivalente caractérisée par deux axes d-q, à condition que le système triphasé initial soit équilibré[17].

Passage direct : triphasé au diphasé

L'équation qui traduit le passage d'un système triphasé (a, b, c) à un système diphasé (d, q) est donné par :

$$[X_{dq0}] = [P(\theta)][X_{abc}]^T \quad (I.7)$$

$[P(\theta)]$: La matrice de passage direct de Park.

X_{abc} : Représente les variables considérées de la machine qui sont tensions, courants ou flux.

X_o : La composante homopolaire, ajoutée pour rendre la transformation réversible, elle est nulle lorsque le système est en équilibre. [32]

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

$$[V_d \ V_q \ V_o] = [P(\theta)][V_a \ V_b \ V_c]^T$$

$$[I_d \ I_q \ I_o] = [P(\theta)][I_a \ I_b \ I_c]^T$$

$$[\phi_d \ \phi_q \ \phi_o] = [P(\theta)][\phi_a \ \phi_b \ \phi_c]^T$$

Passage inverse : diphasé au triphasé

La transformation de Park inverse est nécessaire pour revenir aux grandeurs triphasées, elle est définie par :

$$[X_{abc}] = [P(\theta)]^{-1}[X_{dq0}]^T \quad (I.8)$$

$[P(\theta)]^{-1}$: La matrice de passage inverse de Park.[32]

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

I.6.4.2. Transformation de Concordia

La transformation de Concordia a une expression dérivée de celle de Park, en imposant la pulsation de rotation du référentiel nulle. Cette transformation est déterminée par la matrice $[C]$, qui relie vecteur X_{abc} au vecteur $X_{\alpha\beta o}$, Le vecteur X peut représenter soit des tensions, des courants ou des flux.

Le vecteur X_o , représente la composante homopolaire.

Passage direct : triphasé au diphasé

Si on pose $\theta = 0$ dans les équations I. 7 et I. 8, les matrices de Park deviennent les matrices de Concordia :

$$[X_{\alpha\beta 0}] = [C][X_{abc}]$$

[C]: La Matrice directe de Concordia

$[X_{\alpha\beta 0}]$: Représente le vecteur diphasé qui correspond au vecteur X_{abc} .

$$[C] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$

Passage inverse : diphasé au triphasé

Le passage inverse de la transformation de Concordia est défini par les relations suivantes :

$$[X_{abc}] = [C]^{-1} [X_{\alpha\beta 0}]$$

$[C]^{-1}$: La Matrice inverse de Concordia

$$[C]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$

Passage du repère (α, β) au repère (d,q) :

Le passage des composantes (α, β) aux composantes (d, q) est donné par une matrice de rotation exprimée par :

$$[X_{dq}] = [R][X_{\alpha\beta}]$$

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

avec [R] : Matrice de passage du référentiel (α, β) au référentiel (d, q)

I.7 Application de la transformation de Park à la MSAP

L'application de la transformation de Park au système d'équations représentant le modèle de la MSAP nous permet de supprimer la non linéarité dans les équations magnétiques. Nous pouvons remplacer les enroulements des phases (a, b, c) par deux enroulements (d, q). On obtient alors un système d'équations de machine synchrone simplifié.

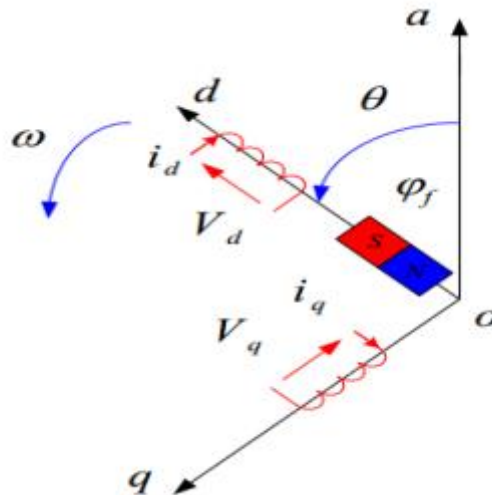


Figure I. 8 Schéma équivalent de la machine synchrone à aimants permanents dans le référentiel (d , q)

Où il y a des équations données par :

- **Les équations électriques**

$$V_d = R_s i_d + \frac{d}{dt} \phi_{sd} - \omega \phi_{sq} \quad (\text{I. 12})$$

$$V_q = R_s i_q + \frac{d}{dt} \phi_{sq} + \omega \phi_{sd} \quad (\text{I. 13})$$

- **L'équation électromagnétique**

$$\phi_{sd} = L_{sd} i_d + \phi_f \quad (\text{I. 14})$$

$$\phi_{sq} = L_{sq} i_q \quad (\text{I. 15})$$

On remplace les expressions des flux dans le système.....

$$V_d = R_s i_d + L_{sd} \frac{di_d}{dt} - \omega L_{sq} i_{sq} \quad (\text{I. 16})$$

$$V_q = R_s i_{sq} + L_{sq} \frac{di_q}{dt} + \omega L_{sd} i_{sd} + \phi_f \quad (\text{I. 17})$$

- $V_{d,q}$: sont les grandeurs tension dans le repère statorique (d,q),
- $I_{d,q}$: sont les grandeurs courant dans le repère statorique (d,q),
- $L_{sd,q}$: l'inductance d'axe direct et en quadrature respectivement.

I.8 Mise sous forme d'équations d'état

Pour présenter un modèle d'état il faut définir :

- Le vecteur d'état x.

- Le vecteur représentant les entrées u.
- Le vecteur de sortie y.

Dans ce cas, nous avons un système non linéaire multivariable et couplé, les variables d'état sont la vitesse et les courants i_d et i_q , les entrées les deux tensions v_d et v_q d'où le modèle d'état de la MSAP est défini par :

Dans ce cas, nous avons un système non linéaire, alors :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \Omega \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} i_q p\Omega \\ -\frac{R_s}{L_q} i_q - p\Omega \left(\frac{L_d}{L_q} i_q - \frac{\phi_f}{L_q} \right) \\ \frac{p}{j} \phi_f i_q + \frac{p}{j} (L_d - L_q) i_d i_q - \frac{f}{j} \Omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-1}{j} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ C_r \end{bmatrix} \quad (I.18)$$

Les équations :

$$\frac{di_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_d} i_d + p \frac{L_q}{L_d} i_q \Omega + \frac{1}{L_d} V_d \quad (I.19)$$

$$\frac{di_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_q} i_q - p \frac{L_d}{L_q} i_q \Omega - p \frac{\phi_f}{L_q} \Omega + \frac{1}{L_q} V_q \quad (I.20)$$

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{p}{j} \phi_f i_q + \frac{p}{j} (L_d - L_q) i_d i_q - \frac{f}{j} \Omega - \frac{1}{j} C_r \quad (I.21)$$

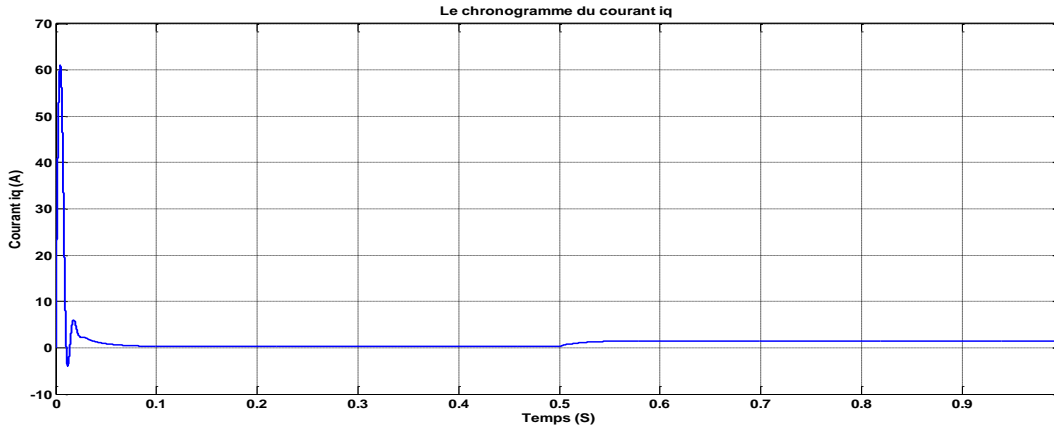
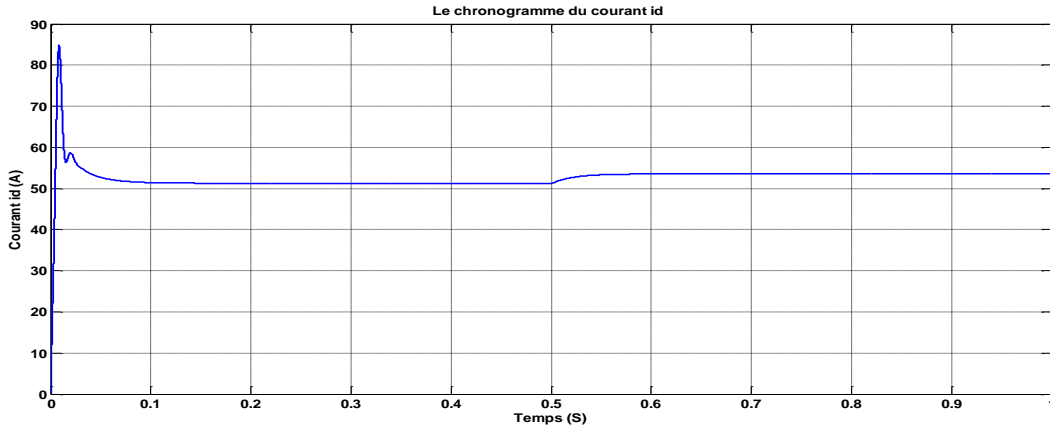
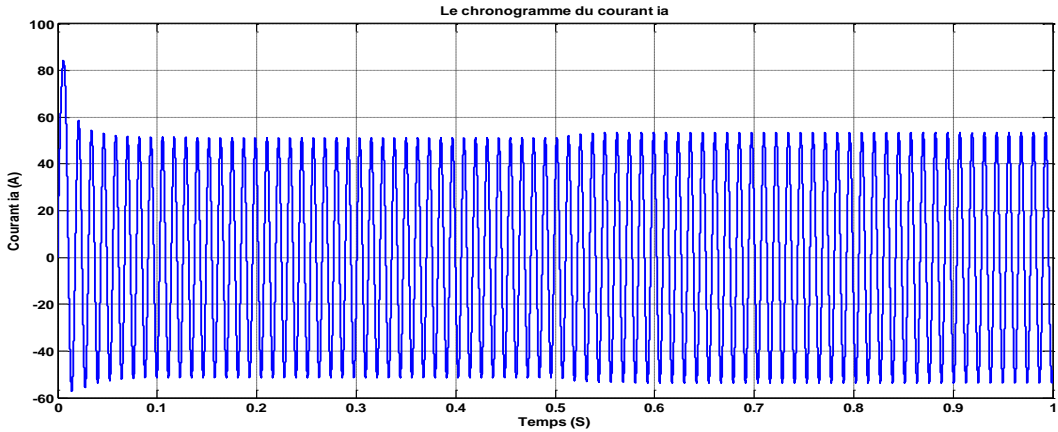
I.9 Simulation du fonctionnement de la MSAP

Nous considérons que la machine est alimentée par un système de tension triphasé équilibré 380/220V, $f = 50$ Hz. Dans notre travail, nous avons utilisé le logiciel « MATLAB Simulink » pour la simulation du comportement dynamique de la MSAP triphasée. Nous avons réalisé un démarrage à vide avec application d'un couple de charge =0.05N.m.

Les paramètres de la machine et le schéma bloc de simulation sont présentés respectivement dans l'annexe A.

I.9.1 Résultats de simulation du fonctionnement de la MSAP

Nous allons simuler le démarrage de la MSAP autopiloté alimenté en tension sinusoïdale équilibrée pour un angle de calage $\delta = 1,1$ rd, suivi d'une augmentation de la charge à $t = 0,5$ s.



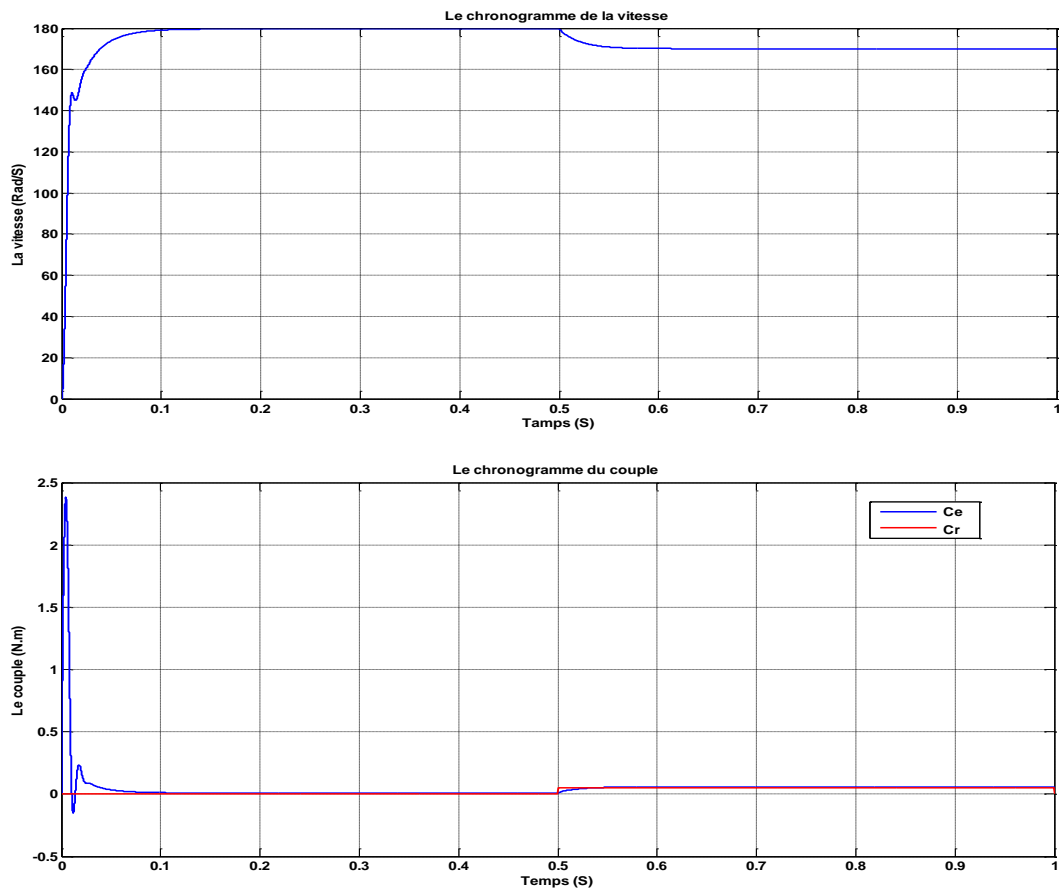


Figure I. 9 Résultat de simulation

I.9.2 Interprétation des résultats de la simulation

Au démarrage avec une charge nulle, les courants directs 'Id' et quadratique 'Iq' présentent des pics importants, puis à l'instant $t=0.11$ s les courants se stabilisent et prennent leurs valeurs du régime permanent (Id à la valeur de 51.2A) et (Iq s'annule). Une variation de la charge a été introduite à $t=0.5$ s de valeur $C_r=0.05$ N.m. On remarque que les deux courants se stabilisent après un court régime transitoire.

La vitesse augmente jusqu'à 179.8 Rad/s et elle se stabilise à cette valeur. Puis quand on ajoute la charge $C_r=0.05$ N.m, on remarque que la vitesse diminue jusqu'à 170 Rad/s et elle se stabilise à cette valeur.

On constate le couple est élevé au démarrage puis se stabilise à une valeur liée à la charge. On a introduit une charge $C_r=0.05$ N.m à $t=0.5$ s, et on a remarqué que le couple électromagnétique suit le couple de charge C_r et se stabilise à la valeur 0.05 N.m.

I.10 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons examiné les composants d'une machine synchrone à aimants permanents, ainsi que leurs types et leurs applications. Nous avons présenté aussi le modèle triphasé dynamique de la MSAP et démontré que cette approche nécessite la résolution d'un ensemble d'équations différentielles non linéaires. Le modèle de simulation a été établi en passant d'un système triphasé en temps réel à un système linéaire biphasé PARK. Le but de cette simulation est de valider la model MSAP utilisé, et d'analyser le comportement du moteur lorsqu'il est alimenté directement à partir d'un réseau standard.

Le prochain chapitre sera consacré à la modélisation de l'onduleur de tension triphasée à la modulation de largeur d'impulsions.

Chapitre II

Modélisation de l'association convertisseur-MSAP.

II.1 Introduction

Les progrès technologiques réalisés ces dernières décennies ont permis le développement des convertisseurs de l'électronique de puissance. Les machines électriques alimentées par des convertisseurs statiques sont utilisées comme actionneurs dans les équipements industriels à vitesse variable, généralement l'alimentation est du type onduleur de tension triphasée à fréquence et amplitude variables. [23]

Cependant, plusieurs problèmes se posent, généralement liés à la présence des harmoniques d'ondes supérieures. Ces harmoniques ont un effet indésirable sur le comportement dynamique de la machine. Pour réduire l'effet des harmoniques, plusieurs stratégies sont utilisées pour commander les interrupteurs d'un onduleur. [21]

Dans ce chapitre, Nous allons présenter, le principe de fonctionnement et la modélisation de l'onduleur, ainsi que les stratégies de commande. La simulation du démarrage du moteur synchrone associé à l'onduleur de tension, cela va nous permettre de visualiser les grandeurs électriques et mécaniques du système global.

II.2 Système d'alimentation de la MSAP

Après avoir présenté le modèle de la machine, Nous allons présenter le système complet où la machine synchrone à aimant permanent est connectée à deux convertisseurs en cascade [17].

- 1- Coté réseau : il est constitué d'un redresseur triphasé à diodes et d'un filtre.
- 2- Coté machine : il comporte un onduleur de tension triphasé.

Le circuit de puissance des équipements industriels à vitesse variable est représenté par la figure suivante :

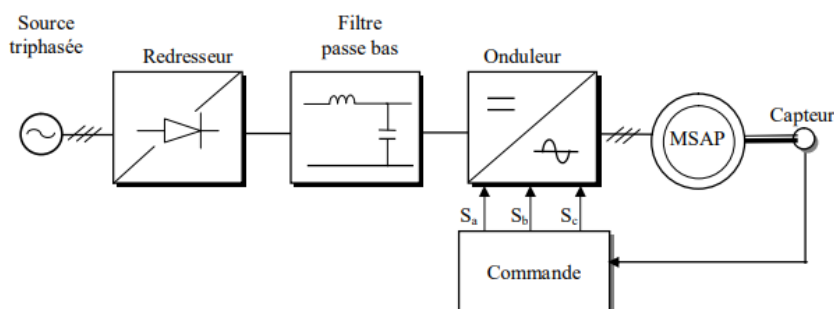


Figure II. 1 Schéma de principe de l'association convertisseur-machine

Les différents éléments constituant la chaîne d'alimentation sont : [21]

- Source électrique à courant alternatif :
La source électrique alternative est généralement obtenue par le réseau triphasé électrique.
- Redresseur.
- Filtre.
- Onduleur.

II.2.1 Modélisation du redresseur triphasé double alternance non commandé (à diode)

Le redresseur est un convertisseur de l'électronique de puissance, on l'utilise pour redresser notre tension alternative à une tension continue, car le but est de connecter l'onduleur avec la tension du système [18].

Le redresseur est représenté dans la figure suivante :

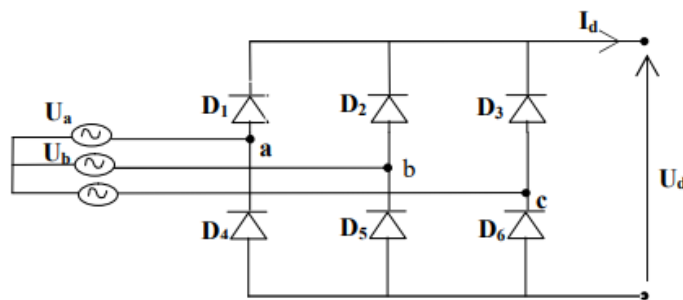


Figure II. 2 Redresseur triphasé à diodes

Ce redresseur comporte trois diodes (D1, D2, D3) à cathode commune qui assure l'allée du courant I_d et trois diodes (D4, D5, D6) à anode commune assurant le retour du courant I_d . [18]

On suppose que le redresseur est alimenté par un réseau triphasé équilibré de tension :

$$v_a(t) = V_m \sin(2\pi ft)$$

$$v_b(t) = V_m \sin\left(2\pi ft - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$v_c(t) = V_m \sin\left(2\pi ft + \frac{2\pi}{3}\right)$$

II.2.2 Modélisation du filtre

On utilise un filtre passe bas « LC », pour laisser passer les basse fréquences et éliminer les fréquences supérieures à la fréquence de coupure f_c (hautes fréquences), et les harmoniques.

Ce filtre, associé au pont redresseur, constitue une source de tension continue servant à alimenter le bus continu à l'entrée de l'onduleur.

Ce filtre est schématisé par la figure II. 3

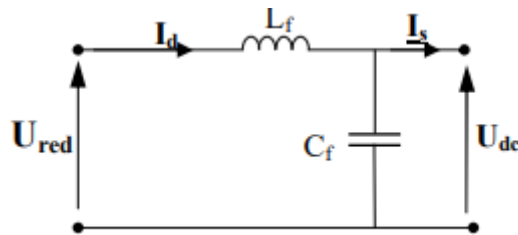


Figure II. 3 Représentation de filtre passe –bas

Les équations d'état de ce filtre sont données par :

$$\begin{cases} \frac{dI_d}{dt} = \frac{1}{L_f} (U_{red} - U_{dc}) \\ \frac{dU_{dc}}{dt} = \frac{1}{C_f} (I_d - I_s) \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

Le rôle de la capacité (C_f) est de fournir l'énergie réactive à la machine, et d'absorber le courant négatif restitué par la charge.

Le rôle de l'inductance est de lisser le courant I_d à travers la source de tension.

La fréquence de coupure égale à: [21][18]

$$f_c = 2\pi\omega_c \quad (\text{II.2})$$

Et :

$$\omega_c = \frac{1}{2\pi \times \sqrt{L_f C_f}} \quad (\text{II.3})$$

ω_c : Pulsation de coupure.

II.3 Modélisation de l'onduleur

II.3.1 Définition d'un onduleur

L'onduleur est un convertisseur statique Il permet de transformer une tension continue en une tension alternative d'amplitude et de fréquence variable (il a la fonction inverse d'un redresseur). Il est constitué le plus souvent des interrupteurs électroniques, tel que :

- IGBT.
- Transistor de puissance.
- Thyristor.

L'utilisation des onduleurs est très vaste dans l'industrie, tels que les variateurs de vitesse pour les moteurs triphasés, les alimentations de secours, les raccords des panneaux solaires au réseau électrique...etc. [33]

II.3.2 Les types d'onduleur

Les montages onduleurs sont très nombreux en fonction de leurs applications, de leurs structures et de leurs commandes.

Nous pouvons classer les onduleurs suivant :

- **La nature de la source**

Onduleur de tension : La tension d'entrée à courant continu est sensiblement constante et indépendante du courant de charge, l'onduleur spécifie la tension de charge tandis que la forme du courant est déterminée par la charge. En tant que source de tension, la source à circuit ouvert est permise.

Onduleur de courant : Le courant de la charge est prédéterminé et l'impédance de charge détermine la tension de sortie, le courant ne peut pas changer.

- **Le nombre de phases de la charge**

Les onduleurs monophasés : Ce type d'onduleur est généralement utilisé pour les alimentations de secours et les sources photovoltaïques. Il délivre à sa sortie une tension alternative monophasée.[33]

Les onduleurs triphasés : la structure générale d'un onduleur triphasé se compose de trois onduleurs demi-pont monophasé en parallèle. Le contrôle e commutation de chaque demi-pont permet d'obtenir trois phases déphasées de 120°. Les interrupteurs du même bras

de l'onduleur doivent être complémentaires pour que la tension de la source continue ne soit jamais en court-circuit et que les courants des circuits ne soient jamais ouverts.

- **Selon le nombre de niveau**

les niveaux 2,3, etc...[33].

Donc nous avons choisi pour l'alimentation de notre moteur un onduleur triphasé de tension à deux niveaux.

II.3.3 Le principe de fonctionnement d'un onduleur triphasé

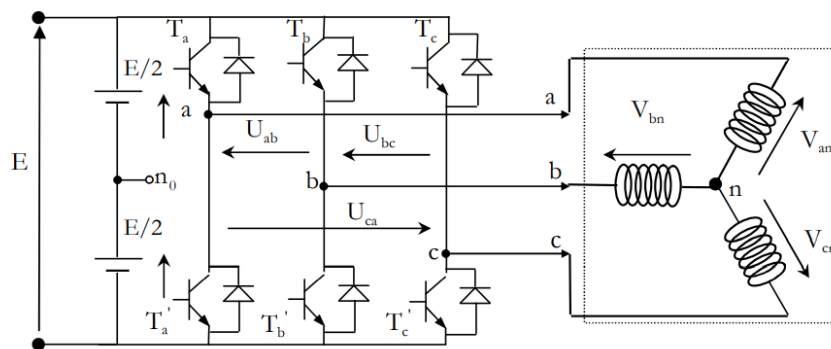


Figure II. 4 Représentation d'un onduleur de tension à deux niveaux

Un onduleur de tension triphasé à 02 niveaux est constitué de trois bras de commutation à transistors ou à thyristor pour les grandes puissances. Chaque bras est composé de deux cellules qui comportent chacune une diode et un transistor, la sortie est par rapport au point milieu du bras. (Nous avons considérées dans cette étude que tous les interrupteurs sont idéaux).

Les commandes des interrupteurs d'un bras sont complémentaires. Pour chaque bras il y a donc deux états indépendants, Ces deux états peuvent être considérés comme une grandeur booléenne. L'onduleur de tension est alimenté par une source de tension continue d'impédance interne négligeable, sa tension n'est pas affectée par les variations du courant qui la traverse. [4.] [21]

La machine a été modélisée à partir des tensions simples que nous notons V_{an} , V_{bn} et V_{cn} . L'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques S_i . On appelle T_i et T_i' les transistors on a :

- Si « $S_i = 1$ », alors T_i est passant et T_i' est ouvert,
- Si « $S_i = 0$ », alors T_i est ouvert et T_i' est passant.

La figure fait le lien entre les différentes séquences, les vecteurs de tensions et l'état des interrupteurs formant l'onduleur.

S_a	S_b	S_c	V_{ao}	V_{bo}	V_{co}	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	U_{ab}	U_{bc}	U_{ca}
0	0	0	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	0	0	0	0	0	0
0	0	1	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$\frac{2E}{3}$	0	-E	E
0	1	0	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{3}$	$\frac{2E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	-E	E	0
0	1	1	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$-\frac{2E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$\frac{E}{3}$	-E	0	E
1	0	0	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$\frac{2E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	E	0	-E
1	0	1	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{3}$	$-\frac{2E}{3}$	$\frac{E}{3}$	E	-E	0
1	1	0	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$-\frac{2E}{3}$	0	E	-E
1	1	1	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	0	0	0	0	0	0

Tableau 1 les vecteurs de tensions et l'état des interrupteurs

Les tensions composées délivrées par l'onduleur sont :

$$U_{ab} = V_{an} - V_{bn} = E(S_a - S_b) \quad (II.4)$$

$$U_{bc} = V_{bn} - V_{cn} = E(S_b - S_c) \quad (II.5)$$

$$U_{ca} = V_{cn} - V_{an} = E(S_c - S_a) \quad (II.6)$$

Les tensions V_{an}, V_{bn}, V_{cn} forment un système triphasé équilibré, Alors :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (II.7)$$

De (II.4) et (II.5) et (II.6), on obtient :

$$V_{an} = \frac{E}{3} (2S_a - S_b - S_c) \quad (II.8)$$

$$V_{bn} = \frac{E}{3} (2S_b - S_a - S_c) \quad (II.9)$$

$$V_{cn} = \frac{E}{3} (2S_c - S_a - S_b) \quad (II.10)$$

Donc :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} E \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (II.11)$$

II.4 Stratégies de commande des interrupteurs

Parmi les différents types de stratégies de commandes [23], 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 stratégie de commande MLI

II.5 Stratégie de commande par modulation de largeur d'impulsions

La modulation de largeur d'impulsion (MLI) : c'est une technique de pilotage pour les convertisseurs statiques.

L'onduleur de tension MLI a été spécialement sélectionné pour sa réponse très rapide et ses performances élevées, il permet d'imposer à la machine des ondes de tension d'amplitude et de fréquence variables

Il existe plusieurs stratégies de commande de modulation de largeurs d'impulsions qui permettent de définir les fonctions (S_a , S_b , S_c) [21]

- Les modulations pré calculées pour lesquelles les angles de commutation sont calculés hors ligne pour annuler certaines composantes du spectre harmonique.
- Modulations aléatoires dont la cible fixe est le blanchiment du spectre (bruit constant et minimal sur l'ensemble du spectre). Les largeurs d'impulsions sont réparties selon la densité de probabilité qui est la loi de commande.
- Les modulations sinus-triangle comparent un signal de référence à une porteuse, en général, triangulaire.
- Les modulations post calculées encore appelées MLI régulières symétriques ou MLI vectorielles dans lesquelles les angles de commutation sont calculés en ligne.

Dans notre travail, nous allons utiliser les deux dernières stratégies

II.5.1 Commande par modulation sinus-triangle (Modulation naturel)

II.5.1.1 Principe de la modulation sinus-triangle

Pour déterminer les instants de commutation des interrupteurs (instants de fermeture et d'ouverture), on utilise la technique MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion), qui compare le signal de référence onde (modulante) de forme sinusoïdale à faible fréquence, à un signal triangulaire onde (porteuse) de fréquence élevée. L'intersection de ces signaux donne les instants de commutation des interrupteurs des sorties de l'onduleur. Donc Ces instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante. La tension de sortie de l'onduleur est sous la forme de créneaux successifs [21].

Telle que lorsque le signal de référence est au-dessus du signal de la porteuse, l'impulsion de sortie est 1, et lorsqu'il est au-dessous de la porteuse, l'impulsion de sortie est égale à 0.

Deux paramètres caractérisent cette commande :

$$\begin{cases} m = \frac{f_p}{f_r} \\ r = \frac{V_r}{V_p} \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

Avec :

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

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

Le but de cette modulation [27]

- Repousser les harmoniques à des fréquences élevées pour faciliter leur filtrage;
- Faire varier la valeur efficace du fondamental de la tension de sortie;
- Faire varier la fréquence du fondamental de la tension de sortie.

II.5.1.2 Schéma de simulation de la modulation sinus-triangle avec un onduleur de tension :

La figure II.5 représente la simulation de la commande par M.L.I sinus-triangle dont :

$r = 0.97$ et $m = 18$, la tension d'entrée triphasée sinusoïdale est de fréquence 50 Hz et d'amplitude 220 V.

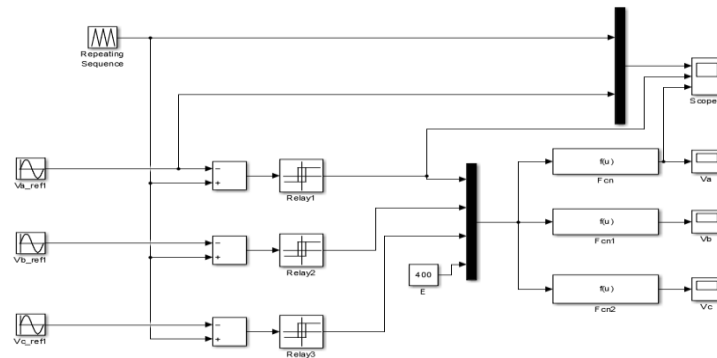


Figure II. 5 Schéma de simulation de MLI sinus-triangle..

Cette simulation montre que l'indice de modulation que nous avons choisi ($m=18$) rejette les harmoniques de la tension de sortie de l'onduleur vers des fréquences de rangs supérieurs. Cela facilite le filtrage de ces harmoniques par notre machine synchrone. Le moteur va être équivalent à un filtre passe bas.

II.5.1.3. Résultats de la simulation de l'onduleur de tension

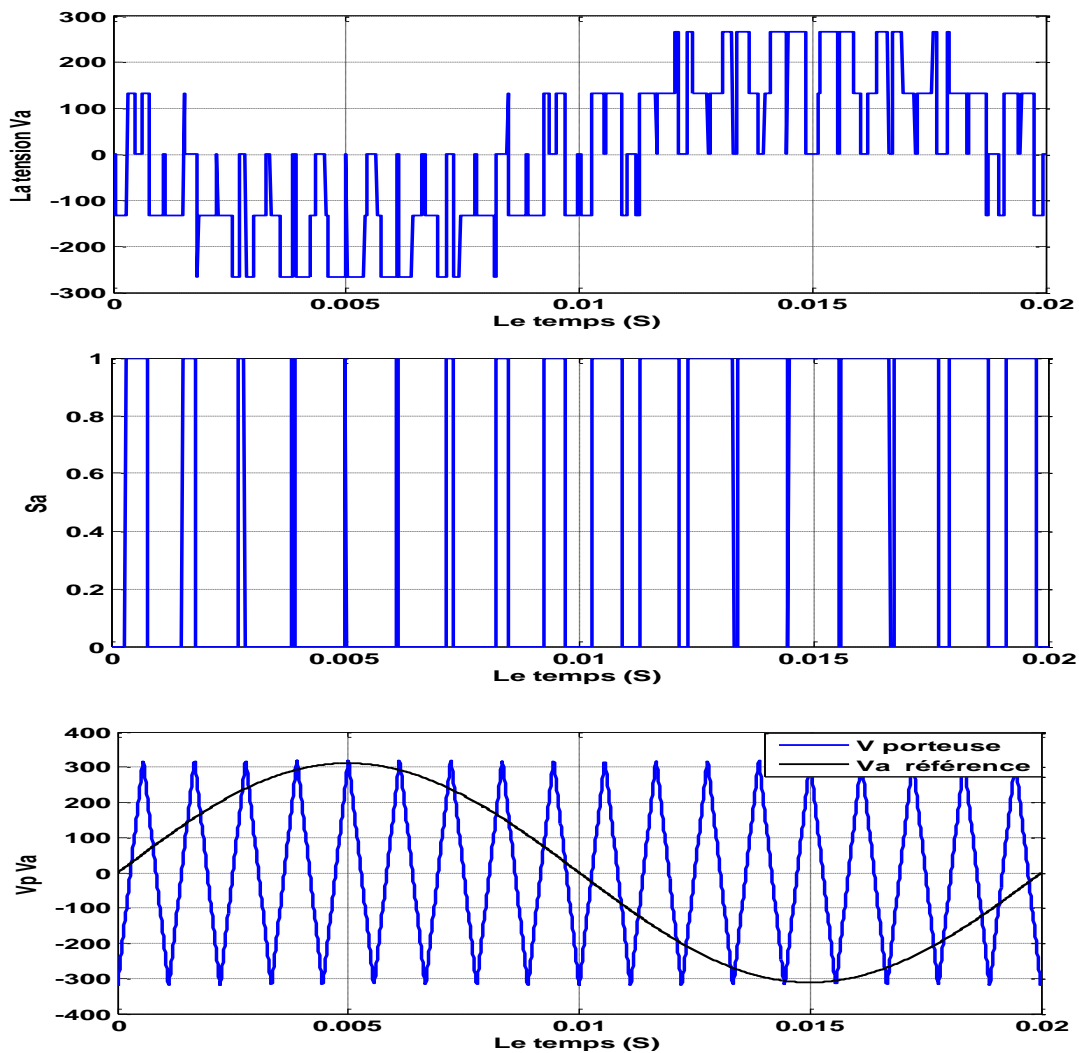


Figure II. 5 Evolution de la tension modulante et celle de la porteuse, M.L.I sinus-triangle

II.5.2 Commande MLI vectorielle (SVM)

II.5.2.1 Principe de la commande vectorielle

La modulation de largeur d'impulsion vectorielle (SVM) utilise un algorithme numérique pour obtenir les séquences de commande des interrupteurs de l'onduleur qui permettent de générer un vecteur de tension de sortie qui s'approche le mieux possible du vecteur de tension de référence [20].

Cette technique de modulation vectorielle repose sur les principes suivants :

- Réalisation d'une impulsion en T centrée sur la période, avec une valeur moyenne égale à la valeur de la tension de référence au milieu de la période (MLI symétrique).
- Uniformisation des états de tous les interrupteurs d'un même demi-pont au centre et aux deux extrémités de la période.

La MLI vectorielle, ne s'appuie pas sur des calculs séparés des modulations pour chacun des bras de l'onduleur.

L'objectif de cette technique est d'approcher le vecteur de tension de référence (V_{ref}) en utilisant les huit (08) vecteurs de tension correspondant aux huit états possibles de l'onduleur. La figure ci-dessous représente le schéma simplifié de l'onduleur triphasé avec trois bras de commutation $T_a T_b T_c$ et $T'_a T'_b T'_c$ [19]

La SVM fonctionne sur le principe que lorsque l'interrupteur supérieur est ouvert l'interrupteur inférieur doit être obligatoirement fermé dans le même bras.

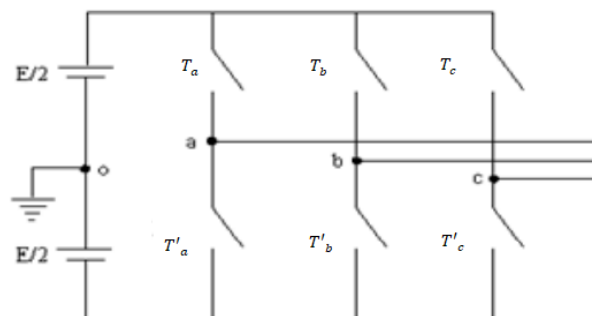


Figure II. 6 Schéma simplifié de l'onduleur triphasé deux niveaux

II.5.2.2 Calcul des vecteurs de tensions

Le tableau.2 nous montre les huit états des interrupteurs du pont triphasé (à six interrupteurs). Il indique pour chacun de ces huit états, les vecteurs des tensions V_a , V_b , V_c ,

on en déduit la valeur de leur composantes de Concordia $V_{s\alpha}$, $V_{s\beta}$ qui sert à simplifier les calculs. Ils sont représentés dans le plan (α, β) ainsi que le vecteur de référence V_s représentatif de ces états. [18]

Note : Les deux vecteurs V_0 et V_7 sont identique et égale à zéro. Les six autres ont le même module égale à $E\sqrt{2/3}$.

On applique la transformation de Concordia (chapitre 01) :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 13})$$

S_a	S_b	S_c	V_{ao}	V_{bo}	V_{co}	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	V_α	V_β	V_s
0	0	0	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	0	0	0	0	0	V_0
1	0	0	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$\frac{2E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$\frac{2\sqrt{E}}{\sqrt{3}}$	0	V_1
1	1	0	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$-\frac{2E}{3}$	$\frac{E}{\sqrt{6}}$	$\frac{E}{\sqrt{2}}$	V_2
0	1	0	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{3}$	$\frac{2E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{\sqrt{6}}$	$\frac{E}{\sqrt{2}}$	V_3
0	1	1	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$-\frac{2E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$-\frac{2\sqrt{E}}{\sqrt{3}}$	0	V_4
0	0	1	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$\frac{2E}{3}$	$-\frac{E}{\sqrt{6}}$	$-\frac{E}{\sqrt{2}}$	V_5
1	0	1	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{3}$	$-\frac{2E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$\frac{E}{\sqrt{6}}$	$-\frac{E}{\sqrt{2}}$	V_6
1	1	1	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	0	0	0	0	0	V_7

Tableau.2. Calcul des vecteurs de tensions

Il existe 8 combinaisons possibles (2^3) pour les bras de l'onduleur avec six non nuls, sont indiqués par $V_1, V_2, V_3, V_4, V_5, V_6$ et deux vecteurs nuls V_0, V_7 .

On indique par (1) l'état fermé de l'interrupteur et (0) l'état Ouvert de l'interrupteur

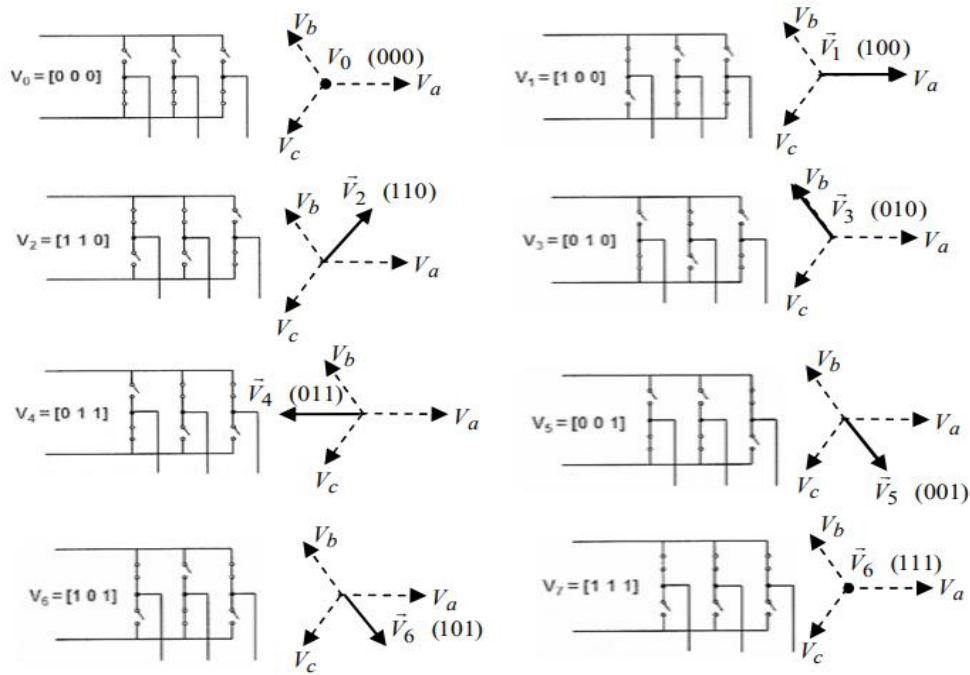


Figure II. 7 les combinaisons possibles des interrupteurs et vecteur tension V_i

Les extrémités de ces six vecteurs définissant les sommets d'un hexagone régulier puisque deux vecteurs successifs font entre eux un angle de $(\pi/3)$, Chacun des couples de vecteurs V_i et V_{i+1} ($i=1..6$) définissent les limites des six secteurs de l'hexagone (à noter qu'on atteignant le secteur 6 la notation suivante V_{i+1} correspond au vecteur V_1). Cela est représenté par la figure II.10

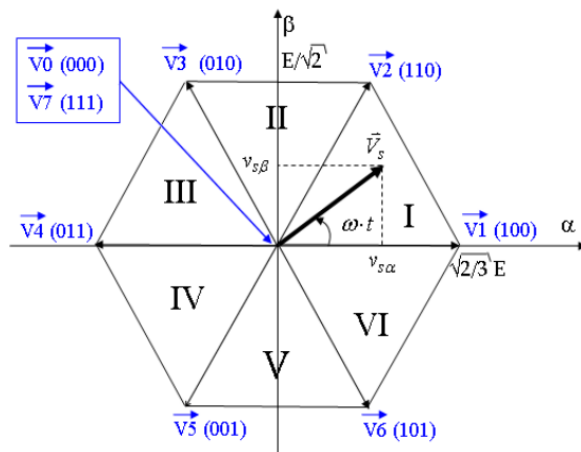


Figure II. 8 Représentation du polygone de commutation

II.5.2.3 Vecteur tension de référence

On peut définir un vecteur V_s dont les coordonnées sont les composantes de Concordia $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$ du système triphasé de tensions V_{sa}, V_{sb}, V_{sc} qu'on désire obtenir en sortie. Si :

$$\begin{cases} V_{sa} = r \times \frac{E}{2} \times \cos \omega t \\ V_{sb} = r \times \frac{E}{2} \times (\cos \omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{sc} = r \times \frac{E}{2} \times (\cos \omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (II.15)$$

La transformation de Concordia nous donne :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = r \times \sqrt{\frac{3}{2}} \times \frac{E}{2} \times \cos \omega t \\ V_{s\beta} = r \times \sqrt{\frac{3}{2}} \times \frac{E}{2} \times \sin \omega t \end{cases} \quad (II.16)$$

Le vecteur V_s est un vecteur d'amplitude égale à $(r \times \sqrt{3/2} * E / 2)$, tournant dans le sens trigonométrique avec une vitesse angulaire égale à la pulsation ω des tensions désirées.

A chaque instant, le vecteur V_s peut être exprimé comme une combinaison linéaire des deux vecteurs V_i et V_{i+1} ($i = 1..6$). De ce fait une approximation de V_s peut être générée en utilisant une combinaison dans un temps très bref de deux des états des interrupteurs correspondants aux vecteurs V_i et V_{i+1} . [18]

Pour déterminer le secteur « i » on applique l'algorithme suivant :

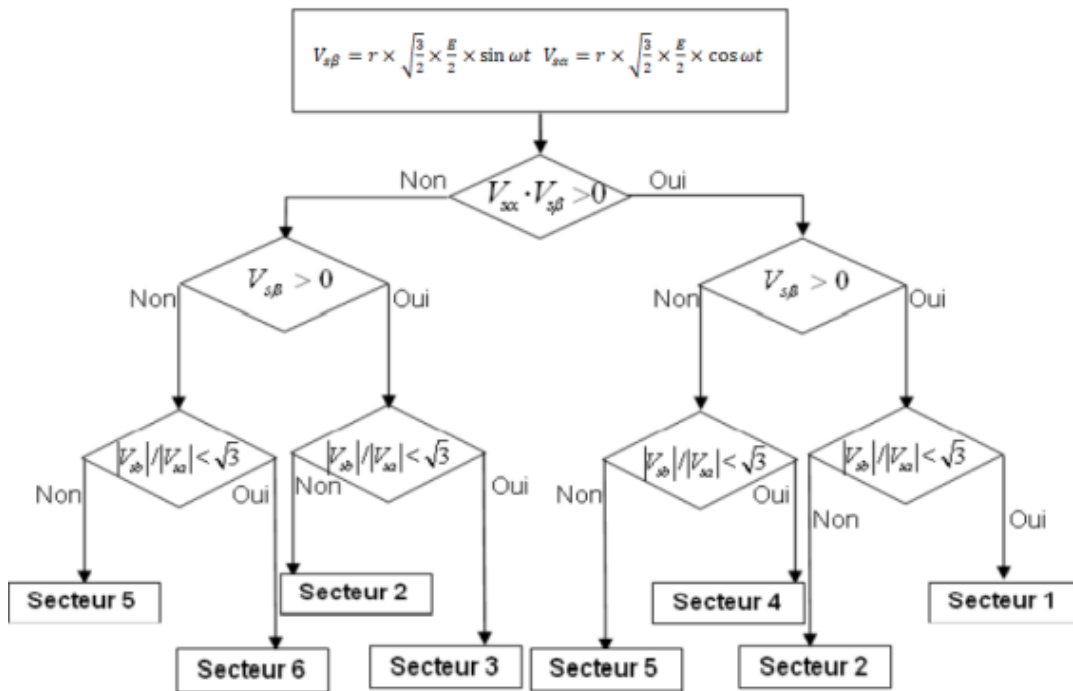


Figure II. 9 Algorithme de détection des secteurs

D'une manière générale le vecteur de tension de référence V_{ref} est déterminé sur la période de modulation T , par la génération d'un vecteur de tension moyen V_{moyen} élaboré

par application des vecteurs d'état de l'onduleur V_i et V_{i+1} adjacents et des vecteurs nuls V_0 et V_7 .

$$V_{moyen} = r \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{U_{dc}}{2} e^{j\theta} = V_{s\alpha} + V_{s\beta}$$

$$= \int_0^{T/2} V_0 dt + \int_{T/2}^{T/2+T_i} V_i dt + \int_{T/2+T_i}^{T/2+T_i+T_{i+1}} V_{i+1} dt + \int_{T/2+T_i+T_{i+1}}^{T/2} V_7 dt \quad (II.17)$$

$$T_0 + T_i + T_{i+1} = \frac{T}{2} \quad (II.18)$$

La décomposition de (II.17) sur les deux axes (α, β) du plan est :

$$\frac{T}{2} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{3} U_{dc} \left[T_i \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{i-1}{3}\pi\right) \\ \sin\left(\frac{i-1}{3}\pi\right) \end{bmatrix} + T_{i+1} \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{i}{3}\pi\right) \\ \sin\left(\frac{i}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \right] \quad (II.19)$$

$$= \sqrt{\frac{2}{3}} U_{dc} \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{i-1}{3}\pi\right) & \cos\left(\frac{i}{3}\pi\right) \\ \sin\left(\frac{i-1}{3}\pi\right) & \sin\left(\frac{i}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_i \\ T_{i+1} \end{bmatrix}$$

La résolution de cette équation est :

$$\begin{bmatrix} T_i \\ T_{i+1} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}T}{2U_{dc}} \begin{bmatrix} \sin\left(\frac{i}{3}\pi\right) & \cos\left(\frac{i}{3}\pi\right) \\ -\sin\left(\frac{i-1}{3}\pi\right) & \cos\left(\frac{i-1}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (II.20)$$

Avec :

T_i : Intervalle de temps alloué au vecteur V_i

T_{i+1} : Intervalle de temps alloué au vecteur V_{i+1}

T_0 : Temps alloué aux deux vecteurs V_0, V_7 .

II.5.2.4 Etats des interrupteurs S_a, S_b et S_c

L'ordre dans lequel on fait succéder des configurations correspondants aux vecteurs V_i et V_{i+1} et du vecteur V_0 ou V_7 durant la période de modulation est choisi de manière à ce que d'une part, tous les interrupteurs d'un même demi-pont aient un état identique au centre et aux deux extrémités de la période, et d'autre part, l'état des interrupteurs soient symétriques par rapport au milieu de la période de modulation.[18]

Secteur 1	Secteur 2	Secteur 3
$T_1 = \frac{\sqrt{6}V_{S\alpha} - \sqrt{2}V_{S\beta}}{2E} T$ $T_2 = \frac{\sqrt{2}V_{S\beta}}{E} T$ $T_0 = \frac{T - T_1 - T_2}{4}$	$T_2 = \frac{\sqrt{6}V_{S\alpha} + \sqrt{2}V_{S\beta}}{2E} T$ $T_3 = \frac{-\sqrt{6}V_{S\alpha} + \sqrt{2}V_{S\beta}}{2E} T$ $T_0 = \frac{T - T_2 - T_3}{4}$	$T_3 = \frac{\sqrt{2}V_{S\beta}}{E} T$ $T_4 = \frac{-\sqrt{6}V_{S\alpha} - \sqrt{2}V_{S\beta}}{2E} T$ $T_0 = \frac{T - T_3 - T_4}{4}$
Secteur 4	Secteur 5	Secteur 6
$T_4 = \frac{-\sqrt{6}V_{S\alpha} + \sqrt{2}V_{S\beta}}{2E} T$ $T_5 = \frac{-\sqrt{2}V_{S\beta}}{E} T$ $T_0 = \frac{T - T_4 - T_5}{4}$	$T_5 = \frac{-\sqrt{6}V_{S\alpha} - \sqrt{2}V_{S\beta}}{2E} T$ $T_6 = \frac{\sqrt{6}V_{S\alpha} - \sqrt{2}V_{S\beta}}{2E} T$ $T_0 = \frac{T - T_5 - T_6}{4}$	$T_6 = \frac{-\sqrt{2}V_{S\beta}}{E} T$ $T_1 = \frac{\sqrt{6}V_{S\alpha} + \sqrt{2}V_{S\beta}}{2E} T$ $T_0 = \frac{T - T_6 - T_1}{4}$

Tableau.3. Description des séquences de conduction des interrupteurs

II.5.2.5 Schéma de simulation d'onduleur de tension

La figure.sci-dessous Représente le modèle Simulink de notre commande MLI vectorielle où la fonction Matlab utilisée est la fonction « svm.m » donnée en annexe B qui calcule les états des interrupteurs de l'onduleur Sa, Sb et Sc en utilisant les composants triphasés de la tension de référence Vs, l'indice de modulation m et la valeur de la tension continue E.

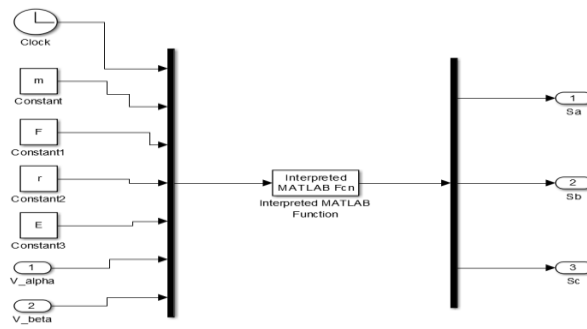
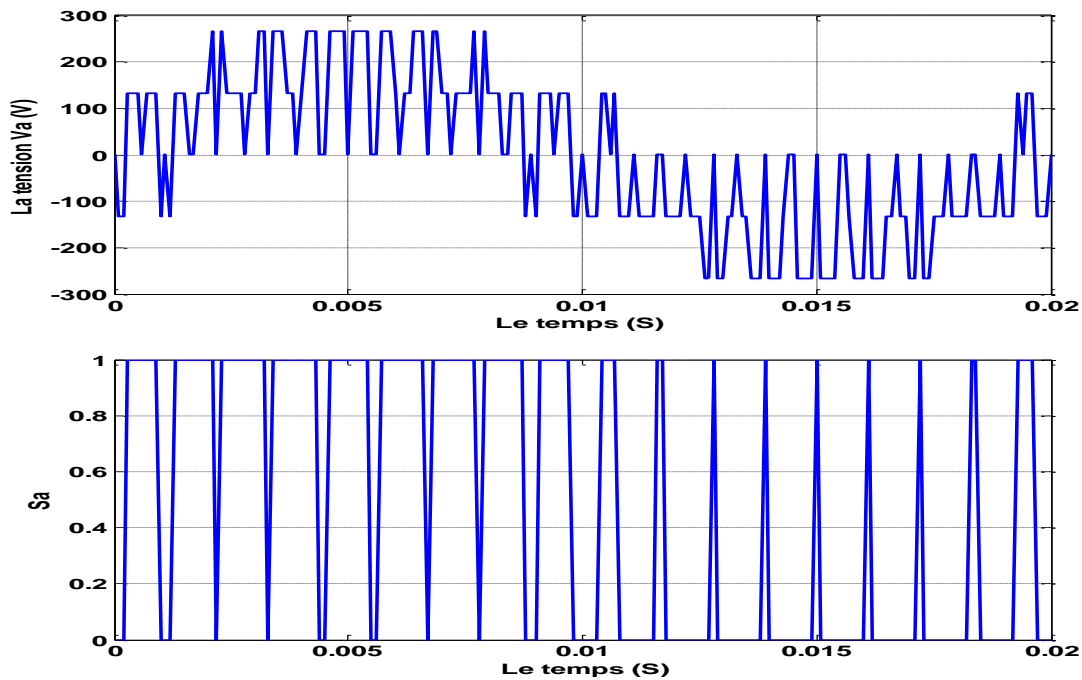


Figure II. 10 Modèle Matlab/Simulink de la commande MLI vectorielle

II.5.2.6 Résultat de simulation d'onduleur de tension

Figure II. 11 Simulation de la commande MLI vectorielle pour $r = 0.97$ et $m = 18$

II.6 Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre, le modèle de l'onduleur de tension à deux niveaux pour différentes stratégies de commande. Il s'agit de la technique de commande par MLI sinus-triangle et MLI vectorielle. Ces deux techniques sont choisies dans le but de réduire les ondulations et donc s'approcher de la forme sinusoïdale. Il est à noter que l'influence de l'onduleur se manifeste sur les courants (direct et en quadrature) et sur le couple électromagnétique par des ondulations d'amplitude lié au taux harmonique.

Pour répondre aux exigences des systèmes d'entraînement à vitesse variable et avoir des hautes performances dans le régime dynamique, une technique de commande est introduite

dont le nom est la commande vectorielle, un exposé sur la théorie de cette méthode fera l'objet du chapitre suivant.

Chapitre III

Commande vectorielle de la MSAP

III.1 Introduction

Le modèle de la machine synchrone à aimants permanents que nous avons présenté dans le premier chapitre est un système non linéaire multi variables, de plus il est couplé. Les variables d'entrées (tensions statoriques), et les variables de sorties (courants, couple, vitesse) et, donc la commande de la machine va être compliqué. [21]

En 1971, des chercheurs allemands Blashke et Hass ont proposé une nouvelle théorie de commande par l'orientation du champ dans laquelle le vecteur courant statorique serait décomposé en deux composants, l'un assurant le contrôle du flux et l'autre agissant sur le couple, rendant sa dynamique similaire à celle de la machine à courant continu (MCC).. Cette technique est appelée commande vectorielle. Il existe plusieurs stratégies pour la commande vectorielle des machines synchrones à aimants permanents selon la façon dont le couple électromagnétique est produit. [2.]

Ce chapitre présente la commande vectorielle appliquée à la MSAP. Les boucles des courants et la boucle de vitesse sont régulées à l'aide de correcteurs classique PI. Des résultats de simulation sont présentés pour montrer les performances de la régulation proposée.

III.2 Principe de la commande vectorielle

En appliquant cette technique de commande, basée le principe de l'orientation du champ dite aussi commande vectorielle nous permet de simplifier le modèle du moteur synchrone et le rendre équivalent à celui d'un moteur à courant continu. Afin d'obtenir une commande similaire à un moteur à courant continu à excitation séparée, il est nécessaire de maintenir un courant I_d nul ($I_d=0$) et de réguler la vitesse ou la position par le courant i_q via la tension V_q . [1.].

Cette stratégie revient à orienter le flux de l'induit en quadrature avec le flux rotorique produit par le système d'excitation.

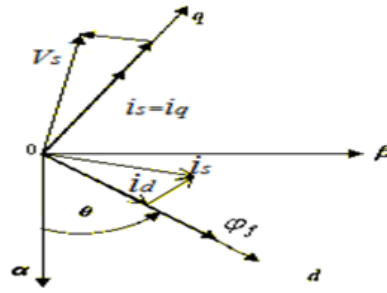


Figure III. 1 Diagramme de phase de la MSAP dans le référentiel (d,q) lié au champ tournant

La figure ci-dessus montre la position instantanée du rotor pour que le flux rotorique fasse un angle θ avec l'axe α du référentiel (α, β) relié au stator. Le contrôle vectoriel nécessite que l'axe de la composante i_q soit quadrature au flux du rotor. Par conséquent, la composante i_d du courant du stator doit être colinéaire avec le flux du rotor.

Si le courant i_d est dans la même direction que le flux du rotor. Le flux statorique suivant l'axe 'd's'ajoute au flux des aimants, ce qui donne une augmentation au flux d'entrefer (sur excitation).

Par contre, si le courant i_d est négatif, le flux stator s'opposera au flux rotor, ce qui réduit le flux d'entrefer (sous excitation). Lorsque le système fonctionne à couple constant, le courant i_d doit être nul : [1.]

$$i_d=0 \Rightarrow i_q=i_s \quad (III.1)$$

Donc : $\varphi_d=\varphi_{sf}$

La forme du couple électromagnétique est :

$$C_e=p\varphi_{sf}i_q \quad (III.2)$$

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

$$C_e=k_t i_q \quad (III.3)$$

Avec :

$$k_t=p\varphi_{sf}$$

Une stratégie de défluxage est appliquée, dans le cas de fonctionnement en survitesse, la consigne de courant i_d n'est plus égale à zéro et le couple est limité de manière à toujours respecter la relation suivante :

$$\sqrt{i_d^2 + i_q^2} \leq i_{max} \quad (III.4)$$

i_{max} : Est le courant maximal.

Les équations électriques de la machine dans le repère de Park deviennent :

$$\begin{cases} V_d = \Omega L_q i_q \\ V_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \Omega \varphi_f \end{cases} \quad (III.5)$$

III.3 Commande vectorielle de la MSAP alimentée en tension

III.3.1 Description du système global

Le Commande vectorielle implique généralement une machine alimentée par des tensions sur les axes d et q et elle assure la commande du courant i_d . Cette topologie permet une meilleure dynamique de contrôle du couple tout en évitant les inconvénients.

La machine est découplée selon les deux axes (d q), la régulation sur l'axe d se fait par une boucle agissant sur l'entrée v_d et assurant la commande du courant i_d , tandis que la régulation sur l'axe q se fait par deux boucles en cascade, l'une régulant en interne le courant i_q (ou le couple) et l'autre en régulant la vitesse en externe.

Cette figure représente un schéma fonctionnel d'une régulation de vitesse de la (MSAP) alimentée en tension et contrôlée par orientation du courant. [21]

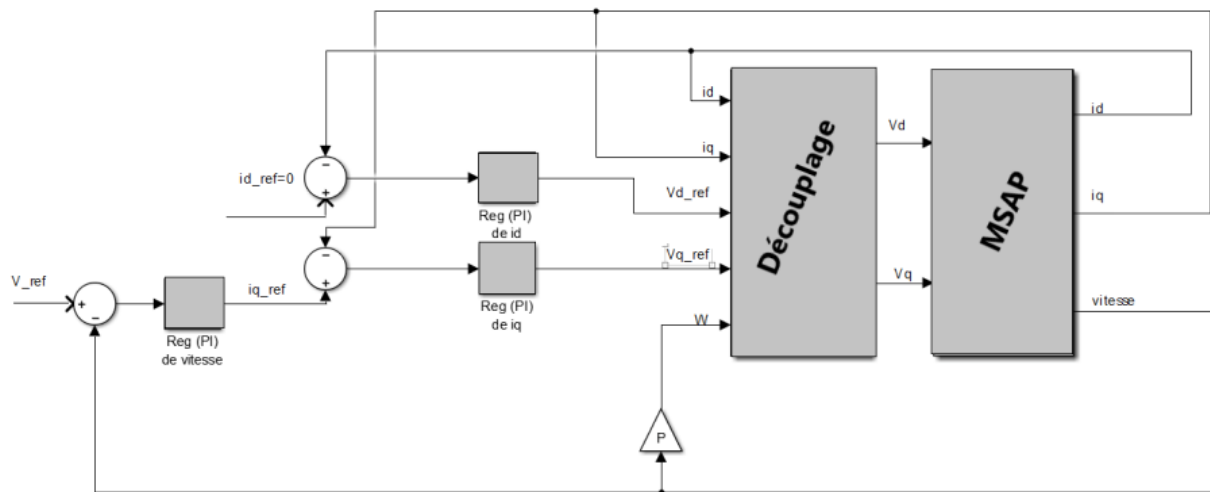


Figure III. 2 Schéma bloc d'une régulation de vitesse avec des correcteurs classique PI de la MSAP alimentée en tension et commandée par orientation du flux.

Les principaux constituants dans la commande vectorielle sont la boucle de régulation de vitesse, celle des courants i_d et i_q

La vitesse est régulée à travers la boucle externe du bloc, la sortie de son régulateur est le couple électromagnétique de référence C_{eref} ou le courant de référence i_{qref} .

Le courant i_{qref} est comparée à la valeur i_q issue de la mesure du courant réel, l'erreur sollicite l'entrée du régulateur et génère l'entrée de référence V_{qref} .

En parallèle avec cette boucle interne, on trouve une boucle de régulation de i_d . Le courant de référence i_{dref} est maintenu à zéro.

Les sorties des régulateurs de courant i_d et i_q sont appliquées au bloc de découplage qui donnent les tensions de référence V_{dref} et V_{qref} .

III.4 Découplage

Le modèle de la machine synchrone dans le référentiel de Park conduit à un système d'équations différentielles où les courants i_q et i_d ne sont pas indépendants l'un de l'autre, ils sont reliés par des termes ou des coefficients non linéaires de couplages : $\omega L_q i_q$, $\omega L_d i_d$. [4.]

La partie électrique du modèle de la MSAP alimenté en tension est donné par les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_d = \left(R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} \right) - \omega L_q i_q \\ V_q = \left(R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} \right) + \omega (L_d i_d + \varphi_f) \\ \omega = p\Omega \end{cases} \quad (III.6)$$

$$\Rightarrow \begin{cases} V_d = (R_s + sL_d)i_d - \omega L_q i_q \\ V_q = (R_s + sL_q)i_q + \omega (L_d i_d + \varphi_f) \end{cases} \quad (III.7)$$

La figure ci-dessous représente le couplage entre les axes d et q

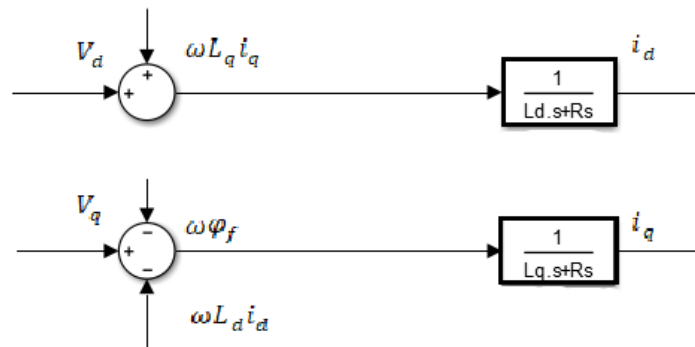


Figure III. 3 Description des couplages

Ce couplage est éliminé par une méthode de compensation, cette dernière méthode consiste à faire ajouter des termes afin de rendre les axes d et q complètement indépendants. [21]

III.4.1 Découplage par compensation

Le but de la compensation est de découpler les deux axes (d et q). Ce découplage nous permet d'écrire les équations du système et de la partie régulation d'une manière simple et ainsi de calculer les coefficients des régulateurs. [4.]

A partir des équations(III. 6), il est possible de définir les termes de découplage qui sont considérés, dans la suite, comme des perturbations vis-à-vis des régulations. [1]

Dans cette étude, nous considérons le cas de décomposition des tensions (figure III.4). Dans la première équation, on sépare la tension selon l'axe d et q en deux parties : [1]

Alors :

$$\begin{cases} V_d = V_{d1} - e_d \\ V_q = V_{q1} + e_q \end{cases} \quad (III.8)$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{d1} = L_d \frac{di_d}{dt} + R_s i_d \\ V_{q1} = L_d \frac{di_q}{dt} + R_s i_q \end{cases} \quad (III.9)$$

Et :

$$\begin{cases} e_d = L_q \omega i_q \\ e_q = \omega (L_d i_d + \varphi_f) \end{cases} \quad (III.10)$$

On a donc les courants « i_d » et « i_q » sont découplés. Le courant I_d ne dépend que de V_{d1} , et i_q ne dépend que V_{q1} . [2.]

La perturbation e_d est compensée par un terme identique de manière à ce que la fonction de transfert équivalente soit celle indiquée ci-dessous

$$i_d = \frac{V_{d1}}{R_s + sL_d} \quad (III.11)$$

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

$$i_q = \frac{V_{q1}}{R_s + sL_q} \quad (III.12)$$

s : Opérateur de Laplace.

Le principe de régulation consiste à réguler les courants statoriques à partir des grandeurs de référence (désirées) par les régulateurs classiques.

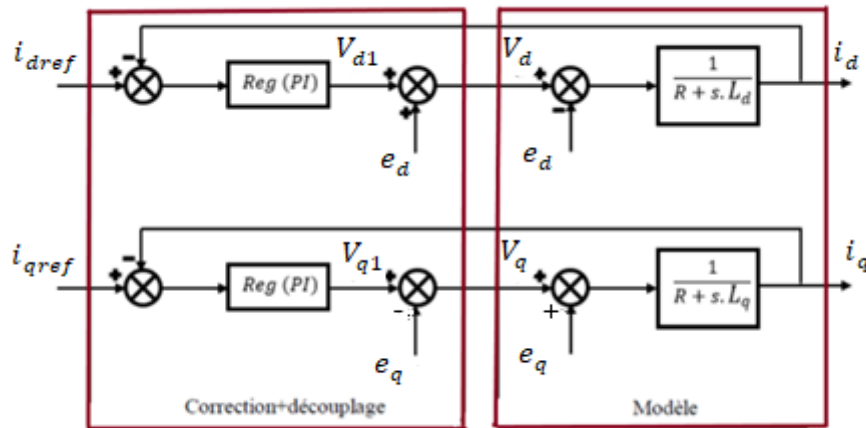


Figure III. 4 Découplage par compensation

Les actions sur les axes d et q sont donc découplés et représentées par la figure ci-dessous

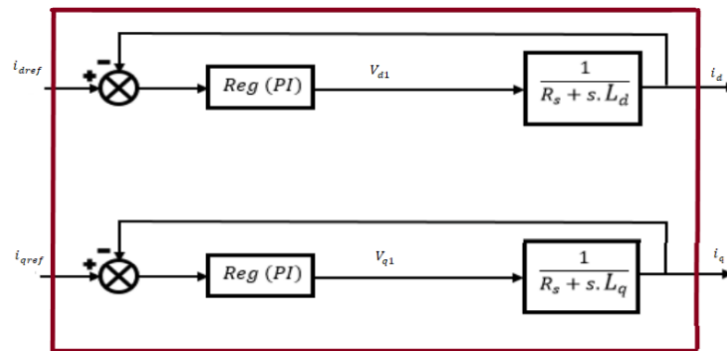


Figure III. 5 Commande découplée

III.5 Synthèse des différents régulateurs

Les régulateurs standards de type PI ou PID sont les plus couramment utilisés en milieu industriel.

- Ils stabilisent les systèmes à régler.
- Ils assurent une meilleure précision et un meilleur temps de réponse.

Il faut noter que les exigences de la commande du système doivent inclure plusieurs facteurs tels que la réponse au signal de référence, la sensibilité au bruit de mesure et le rejet des perturbations. Dans un tel contexte, les régulateurs simples, tels que les régulateurs P, PI et PID, peuvent répondre adéquatement malgré leurs limitations face à la variation des paramètres du système à régler. [2.]

III.5.1 Conception des régulateurs PI

Pour chacune des boucles des courants i_d et i_q , nous proposons de commander la machine par des régulateurs classiques Proportionnel Intégrateur (PI) pour compenser la perturbation du couple résistant au niveau de la réponse de la vitesse de rotation, c'est-à-dire ; ils comportent une action proportionnelle qui sert à régler la rapidité avec laquelle la régulation doit avoir lieu et une action intégrale qui sert à éliminer l'erreur statique entre la grandeur commandée et la grandeur de consigne.[4.] [1]

Le régulateur (PI) (action proportionnelle-intégrale) est une combinaison d'un régulateur P et d'un régulateur I.

Le régulateur (PI) est la mise en parallèle des actions proportionnelle et intégrale,

Le régulateur PI est donné par la figure ci-dessous:

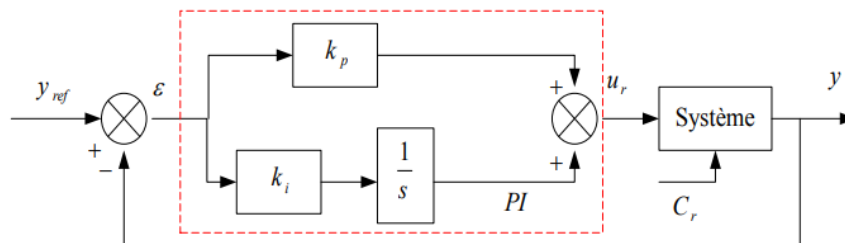


Figure III. 6 Schéma de la commande par PI

La relation entre la sortie $u_r(t)$ et le signal d'erreur $\varepsilon(t)$ est donnée par la relation suivante :

La loi de commande est :

$$U_r(t) = K_p \varepsilon(t) + K_i \int_0^t \varepsilon(t) dt \quad (III. 13)$$

C'est à dire :

$$\frac{U_r(p)}{\varepsilon(p)} = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (III. 14)$$

Avec :

K_p : Gain proportionnel

K_i : Gain intégral.

La fonction de transfert sera :

$$U_r = \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) \varepsilon \quad (III. 15)$$

On peut aussi écrire le régulateur sous la forme suivante :

$$PI \rightarrow \frac{U_r}{\varepsilon} = \frac{1 + sT_1}{sT_2} \quad (III.16)$$

Avec :

$$K_p = \frac{T_1}{T_2} \quad \text{et} \quad K_i = \frac{1}{T_2} \quad (III.17)$$

❖ **Effet de l'action Proportionnelle (Kp):**

- Si Kp est grand, la correction est rapide. Le risque de dépassement et d'oscillation dans la sortie s'accroît.
- Si Kp est petit, la correction est lente, il y a moins de risque d'oscillations. [1.]

❖ **Effet de l'action Intégrale (Ki) :**

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

Tant que l'erreur positive (ou négative) subsiste, l'action U(t) augmente (ou diminue) jusqu'à ce que l'erreur s'annule. L'effet accumulatif de l'action intégrale conduit à un dépassement par rapport à la référence que nous pouvons éliminer en utilisant un bloc anti-windup. [1.]

III.5.2 Dimensionnement des régulateurs

Le rôle des régulateurs est de maintenir une grandeur de sortie égale à la grandeur de référence imposé. Les régulateurs des courants id , iq et de la vitesse peuvent être synthétisés ici au moyen des techniques classiques développées pour les systèmes linéaires.

III.5.2.1 Régulateur de courant quadrature Iq

La commande de la MSAP s'effectue en contrôlant les courants Id et Iq, le système est composé d'une boucle de régulation de vitesse, qui impose la référence Iqref, le courant Id est maintenu nul, la commande est effectuée par les régulateurs (PI) pour avoir l'erreur statique nulle. [4.]

Selon l'équation (III.11), (III.12) et (III.16), on arrive au schéma de la figure ci-dessous.

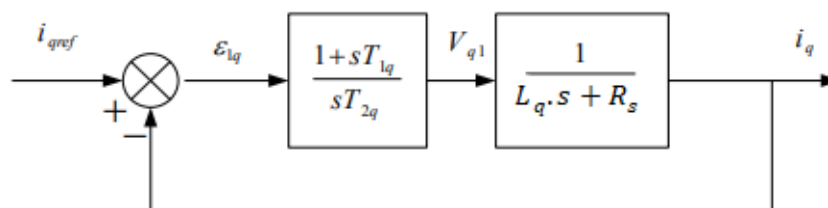


Figure III. 7 Schéma bloc de la boucle de régulation du courant.

La fonction de transfert en boucle ouverte (FTBO) de la figure (III.8) est :

$$FTBO = \frac{1 + sT_{1q}}{sT_{2q}(R_s + sL_q)} = \frac{1 + sT_{1q}}{sT_{2q}R_s \left(1 + s\frac{L_q}{R_s}\right)} \quad (III. 18)$$

Par l'utilisation de la méthode de compensation des pôles, on aura :

$$1 + sT_{1q} = 1 + s\frac{L_q}{R_s} \quad (III. 19)$$

Ce qui se traduit par la condition :

$$T_{1q} = \frac{L_q}{R_s} \quad (III. 20)$$

Avec :

$\tau_q = \frac{L_q}{R_s}$: La constante électrique de l'axe q.

Après compensation l'équation(III. 18), se réduit à :

$$FTBO = \frac{1}{sR_sT_{2q}} \quad (III. 21)$$

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

$$FTBF = \frac{FTBO}{1 + FTBO} \quad (III. 22)$$

$$FTBF = \frac{1}{1 + sR_sT_{2q}} \quad (III. 23)$$

L'équation (III. 23) peut être imposée de la forme $\left(\frac{1}{1+s\tau_q}\right)$ Par identifications on trouve :

$$\tau_q = R_sT_{2q} \Rightarrow T_{2q} = \frac{\tau_q}{R_s} \quad (III. 24)$$

En imposant le temps de réponse :

$$T_r = 3\tau_q \text{ (critère de } \pm 5\%) \text{ [4.]} \quad (III. 25)$$

$$\text{Donc : } T_{2q} = \frac{T_r}{3R_s} \quad (III. 26)$$

T_r : Temps de réponse imposé.

En remplace l'équation(III. 24) dans ((III. 17)), On obtient :

$$K_{iq} = \frac{R_s}{\tau_q} \quad (III. 27)$$

Si on remplace l'équation (III. 25) dans (III. 27),on obtient finalement :

$$\begin{cases} K_{pq} = \frac{3L_q}{T_r} \\ K_{iq} = \frac{3R_s}{T_r} \end{cases} \quad (III. 28)$$

III.5.2.2 Régulateur de courant direct Id

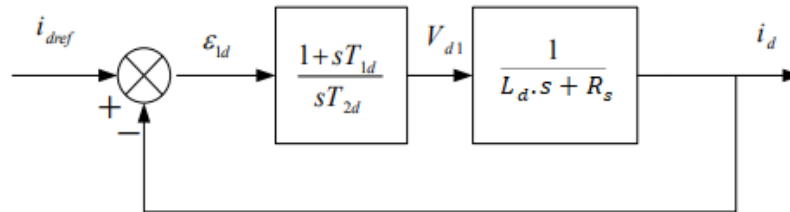


Figure III. 9 Schéma bloc de la boucle de commande du courant Id

Pour la régulation du courant direct Id, on suit la même procédure précédemment utilisée pour la régulation du courant quadrature Iq. [4.]

$$FTBO = \frac{1 + sT_{1d}}{sT_{2d}(1 + sL_d)} = \frac{1 + sT_{1d}}{sT_{2d}R_s \left(1 + s\frac{L_d}{R_s}\right)} \quad (III. 29)$$

$$T_{1d} = \frac{L_d}{R_s} \quad (III. 30)$$

On remplace l'équation(III. 30) dans (III. 29).La FTBF devient :

$$FTBF = \frac{1}{1 + sR_sT_{2d}} = \frac{1}{1 + s\tau_d} \quad (III. 31)$$

Par identifications on obtient:

$$\tau_d = R_sT_{2d} \Rightarrow T_{2d} = \frac{\tau_d}{R_s} \quad (III. 32)$$

En imposant le temps de réponse : $T_r = 3\tau_d$

$$\text{Donc : } T_{2d} = \frac{T_r}{3R_s} \quad (III. 33)$$

Avec :

$\tau_d = \frac{L_d}{R_s}$:La constante électrique de l'axe d.

III.5.2.3 Régulateur de la vitesse du moteur

La boucle de régulation de la vitesse est représentée par la figure ci-dessous : [4.]

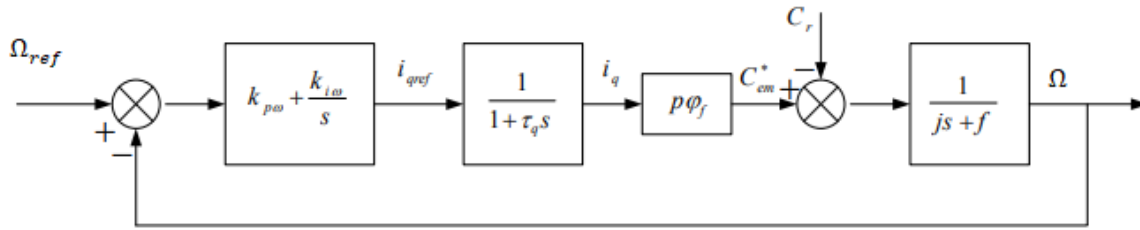


Figure III. 10 Schéma bloc de la boucle de régulation de vitesse

Le processus à commander est décomposé en deux sous système :

- Sous système du réglage de courant quadrature Iq donc aussi du couple.
- Sous système de la partie mécanique c-à-d la vitesse du moteur.

Le schéma de la figure ci-dessous (III.9) peut être simplifié par la figure ci-dessus (III.10) :

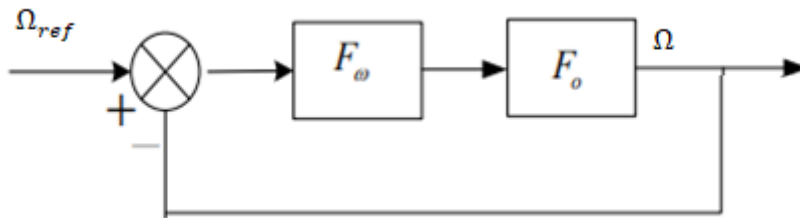


Figure III. 11 Simplification du schéma bloc de la boucle de régulation de la vitesse

$F_ω(s)$: La fonction de transfert du régulateur de vitesse est donnée par :

$$F_ω(s) = K_{pω} + \frac{K_{iω}}{s} + \frac{1 + sT_{1ω}}{sT_{2ω}} \quad (III. 34)$$

Avec :

$$K_{pω} = \frac{T_{1ω}}{T_{2ω}} \quad \text{et} \quad K_{iω} = \frac{1}{T_{2ω}} \quad (III. 35)$$

$F_o(s)$: La fonction de transfert en boucle ouverte de la vitesse du moteur pour $c_r = 0$, est donnée par :

$$F_o(s) = \frac{pφ_f}{f(1 + sτ_q)(1 + sτ_m)} \quad (III. 36)$$

$τ_m = \frac{J}{f}$: Constant mécanique de la machine.

La FTBF est donnée par :

$$FTBF = \frac{F_ω F_o}{1 + F_ω F_o} \quad (III. 37)$$

Après les calculs en trouve :

$$FTBF(s) = \frac{p\varphi_f(K_{p\omega}s + K_{i\omega})}{J\tau_q s^3 + (J + f\tau_q)s^2 + (p\varphi_f K_{p\omega} + f)s + p\varphi_f K_{i\omega}} \quad (III.38)$$

Si on néglige $(J\tau_q)$ et $(f\tau_q)$ devant (J) , le polynôme caractéristique de cette fonction devient:

$$p(s) = Js^2 + (f + p\varphi_f K_{p\omega})s + p\varphi_f K_{i\omega} \quad (III.39)$$

La FTBF possède une dynamique de deuxième ordre, par identification à la forme canonique du deuxième ordre dont l'équation caractéristique est représentée par :

$$\frac{1}{\omega_0^2} p^2 + \left(\frac{2\xi}{\omega_0}\right) p + 1 = 0 \quad (III.40)$$

Où :

ω_0 : Pulsation propre du système.

ζ : Facteur d'amortissement.

Par identification terme à terme entre on trouve :

$$\begin{cases} K_{p\omega} = \frac{2J\xi\omega_0 - f}{p\varphi_f} \\ K_{i\omega} = \frac{\omega_0^2 J}{p\varphi_f} \end{cases} \quad (III.41)$$

III.5.3 Limitation des grandeurs de commande

Les organes de commande introduisent des limitations sur la grandeur de commande [u]. Ces limitations peuvent causer des problèmes lors de grands phénomènes transitoires sous formes d'un dépassement élevé de la grandeur à régler, voire même d'un comportement instable du réglage.

La caractéristique non linéaire de la limitation ne permet plus l'application de la théorie linéaire afin d'analyser précisément le comportement dynamique dès que la sortie du régulateur est saturée.

La saturation perturbe également le fonctionnement des régulateurs comportant une action intégrale. En effet, la composante intégrale continue à croître, bien que la sortie du régulateur soit limitée. [2.]

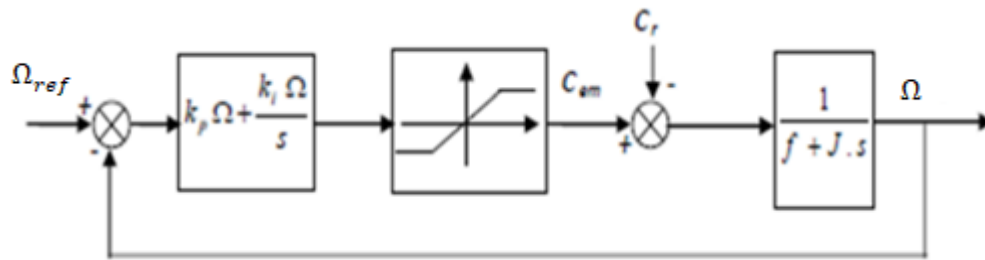


Figure III. 12 Schéma bloc de la boucle de régulation de vitesse avec limitation du couple de référence

Afin d'éviter ces inconvénients, il s'avère indispensable de corriger le comportement dynamique du régulateur (en particulier la composante intégrale) lorsque la limitation est atteinte et lorsque la référence est atteinte. Cette mesure est appelée mesure anti-windup. [2.]

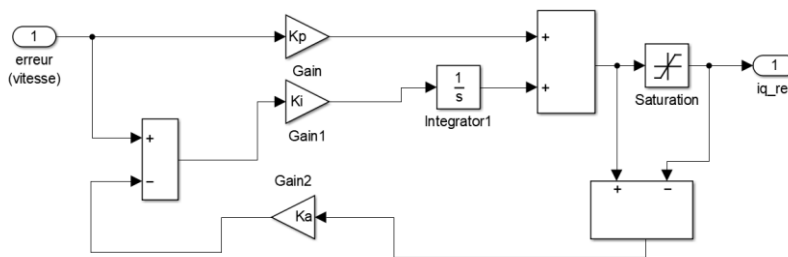


Figure III. 13 Régulateur PI avec bloc anti-windup

Le but de cette section est de donner la raison fondamentale qui explique pourquoi l'immense majorité des régulateurs utilisés dans l'industrie sont de type proportionnel intégral avec anti-emballement de l'intégrale, régulateur dit « PI avec "anti-windup" ». [25]

III.6 Simulations de la commande classique PI du MSAP

Après la phase de dimensionnement de ces régulateurs, nous allons valider les résultats par simulation numérique. Nous procédons à des simulations en visualisant les phases suivantes :

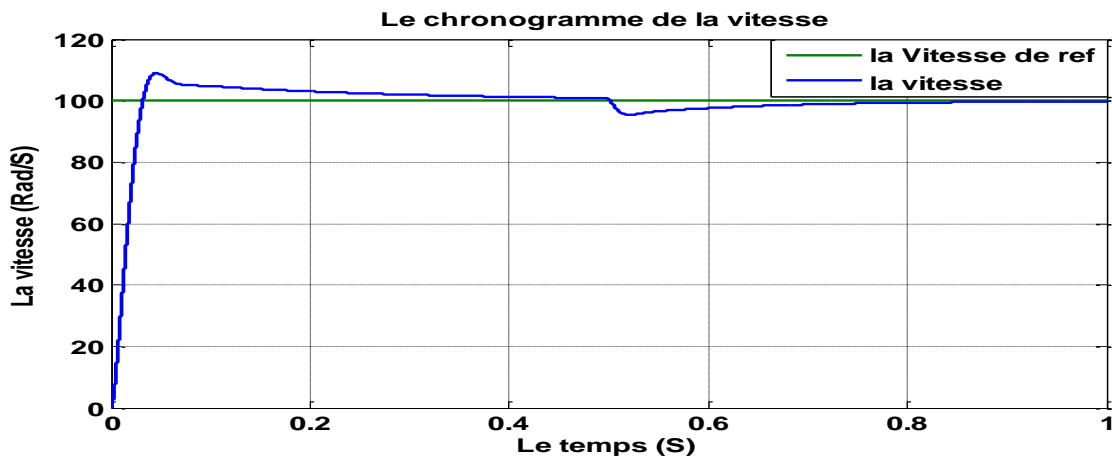
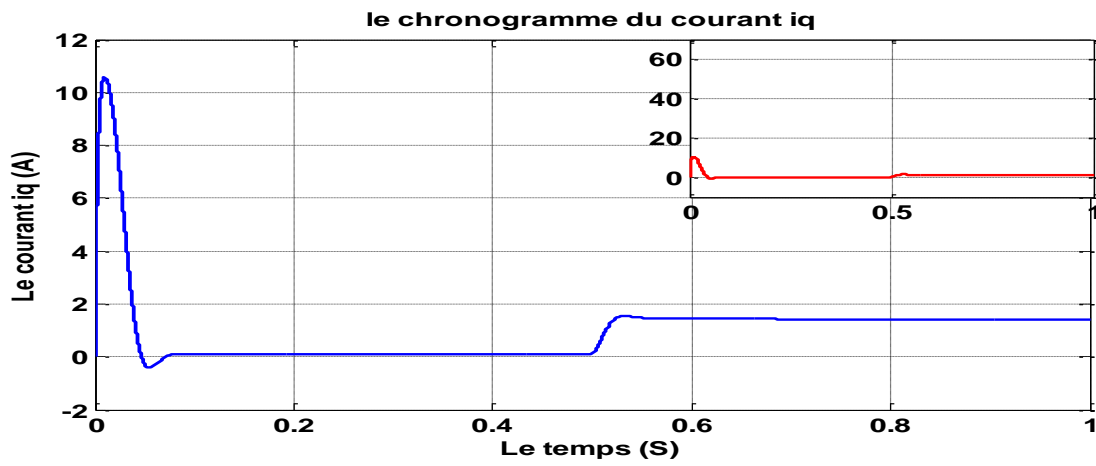
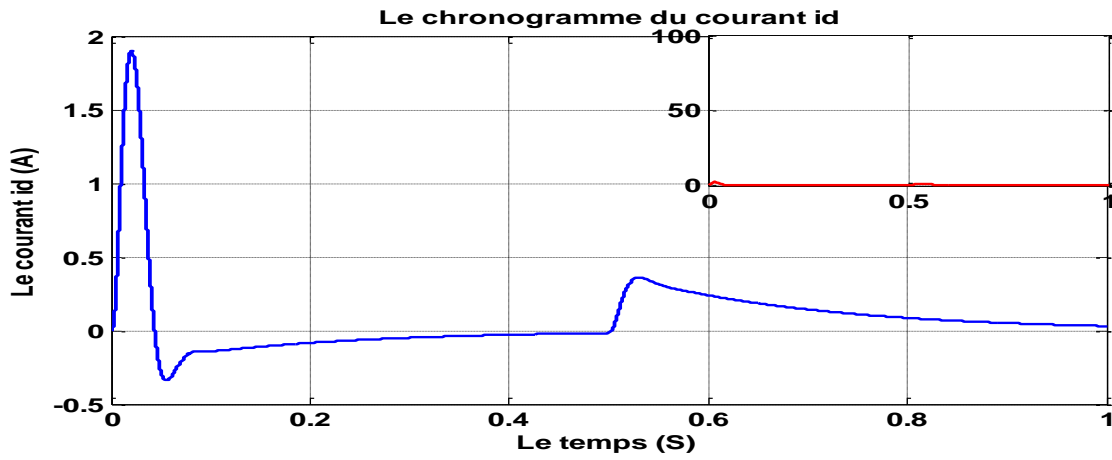
- 1) Un démarrage à référence fixe égale à 100rd/s:
- 2) A $t=0.5$ s une variation de la charge

Pour obtenir un bon choix des paramètres des régulateurs, nous avons utilisé la méthode essais-erreurs pour affiner ce choix et après plusieurs simulations nous avons opté pour les valeurs suivantes :

Le régulateur de courant i_d « $K_p=5$ et $K_i=60$ »

Le régulateur de courant i_q « $K_p=1$ et $K_i=2$ »

Le régulateur de vitesse « $K_p=0.5, K_i=1, K_a=50$ »



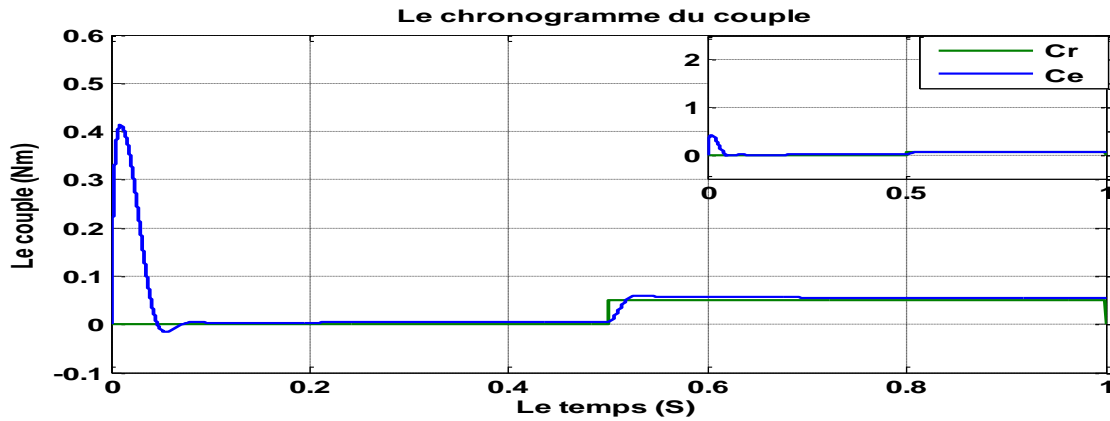


Figure III. 14 Résultats de simulation pour un démarrage à vide suivie d'une application de charge de 0,05 N.m à $t = 0,5$ s.

Interprétation :

La figure III.13 représente les résultats de simulation des essais à vide et en charge de la MSAP avec un pas de consigne de 100 rad/s et une charge de 0,05 N.m appliquée à partir de $t=0,5$ s. Nous avons remarqué:

- Pendant le régime transitoire du démarrage, la forme de la vitesse suit progressivement sa référence avec un dépassement.
- En appliquant la charge ($C_r=0,05$ N.m) à $t=0,5$ s, la vitesse chute, puis elle revient à sa valeur de référence.
- Le couple a un pic au démarrage puis il atteint la valeur du couple résistant avant et après l'application de la charge.
- La réponse des deux composantes du courant montre bien le découplage introduit par la commande vectorielle de la machine
- La composante I_d est nulle et le courant I_q est l'image du couple

III.7 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons utilisé la technique de la commande vectorielle appliquée à la MSAP. L'application de cette commande sert seulement à simplifier le modèle de notre machine en le rendant découplé. Le développement de la commande vectorielle réalise le découplage entre les axes "d" et "q", ce qui rend la machine synchrone à aimants permanents similaire aux moteurs à courant continu. Des performances dynamiques satisfaisantes peuvent être obtenues en régulant la vitesse et les courants i_d et i_q par des boucles de commande à base de régulateurs conventionnels (PI).

Les correcteurs classiques sont dimensionnés en fonction des paramètres de la machine. Si ceux-ci varient sur une large plage de fonctionnement, les performances se dégraderont, ce qui nous conduit à explorer d'autres techniques de réglage. Pour cela, notre prochain chapitre sera consacré à la commande non linéaire par mode glissant.

Chapitre IV

Mode glissant d'ordre deux de la MSAP.

IV.1 Introduction

La commande des machines à courant alternatif est difficile du fait qu'il existe un couplage complexe entre le flux et le couple, source d'une partie 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. [3]

Les modes glissants standards ou classiques sont appliqués seulement sur les systèmes à structures variables à un degré relatif égal à un, où la commande apparaît dans la première dérivée de la surface de glissement. [4.]

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

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 et possible peuvent même détruire le système étudié. Pour remédier à ce problème on fait appel à une autre technique de commande qui permet de réduire l'effet de *chattering*, cette technique est appelée commande par mode glissant d'ordre supérieur, particulièrement la technique du *super twisting* et *twisting* (mode glissant d'ordre 2)

Dans ce chapitre nous présentons les notions générales sur les systèmes à structures variables et la conception de la commande non linéaire par les deux catégories du mode glissant d'ordre 01 et d'ordre 02, traité dans le plan de phase. Nous allons présenter le principe de dimensionnement, et leurs applications pour la commande de la vitesse de la MSAP en terminent par une étude comparative entre les deux types de commande par mode glissant d'ordre 02 choisi (*Twisting* et *super twisting*).

IV.2 Commande par mode de glissement d'ordre 1

IV.2.1 Systèmes à structures variables en mode glissant

Un système à structure variable (SSV) est un système dans lequel la structure change tout au long du fonctionnement. Il se distingue par l'utilisation d'une fonction et d'une logique de commutation. Dans les systèmes à structures variables et à mode glissant, la trajectoire de l'état est dirigée vers une surface (hyperplan), et elle est obligée de rester au voisinage de cette surface en utilisant la loi de commutation. En général, la dynamique du système peut suivre de nombreuses surfaces. La trajectoire dans le plan de phase est composée de trois parties principales. [4.].

IV.2.2 Différents modes pour la trajectoire dans le plan de Phase

IV.2.2.1 Mode de convergence (MC)

Au cours de laquelle la variable à ajuster se déplace de n'importe quelle position initiale dans le plan de phase à la surface de commutation $S(x)=0$, et cela en un temps fini. La loi de commande et le critère de convergence caractérisent ce mode. [3]

IV.2.2.2 Mode de glissement (MG)

Pendant lequel la variable d'état a atteint la surface de glissement et revient au début du plan de phase. La dynamique dans ce mode est définie par le choix de la surface de glissement $S(x)=0$.

IV.2.2.3 Mode de régime permanent (MRP)

Il permet d'étudier 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 particulièrement utile pour étudier les systèmes non linéaires. [3]

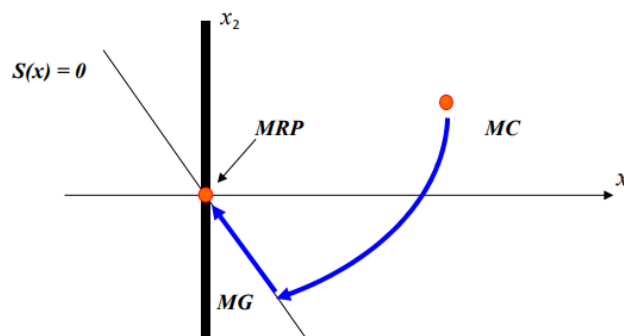


Figure IV. 1 Différents mode pour la trajectoire dans le plan de Phase

IV.2.3 Régime glissant idéal et réel

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

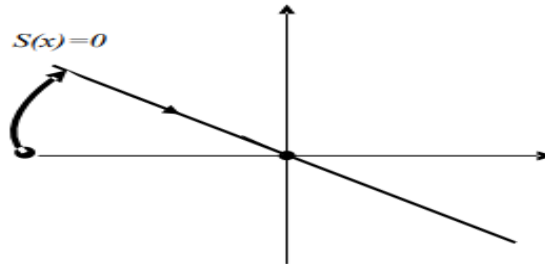


Figure IV. 2 Glissement idéal

En pratique, l'organe de commutation est constitué de relais avec des défauts inévitables (retards de commutation et approximation d'hystérésis), et le modèle du contrôleur est également constitué d'approximations. Dans ce cas, la trajectoire de phase du régime de glissement reste proche de la surface de commutation, entraînant des oscillations indésirables qui réduisent la précision du système tout en maintenant sa stabilité.

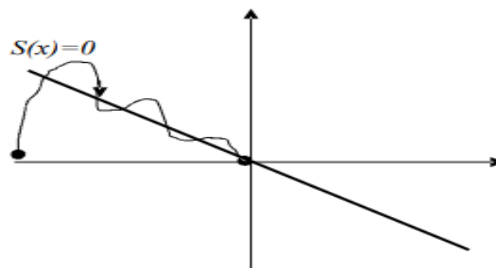


Figure IV. 3 Glissement réel

IV.2.4 Conception de la commande par mode de glissement

La conception des contrôleurs par mode de glissement prend en compte les problèmes de stabilité et de bonnes performances du système réglé de façon systématique dans son approche, qui est divisée en trois étapes principales :

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

IV.2.4.1 Choix de la surface de glissement

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

$$[\dot{x}] = [A]. [x] + [B]. [u] \quad (IV. 1)$$

Généralement, le choix du nombre des surfaces de glissement est égal à la dimension du vecteur de commande $u(t)$

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

avec $e(t) = x_{ref}(t) - x(t)$

λ : est une constante positive qui interprète la bande passante du contrôle désirée

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

- Pour $r=01$ $S(x) = e(x)$.
- Pour $r=02$ $S(x) = \lambda_x e(x) + \dot{e}(x)$.
- Pour $r=03$ $S(x) = \lambda_x^2 e(x) + 2\lambda_x \dot{e}(x) + \ddot{e}(x)$.

L'objectif de la commande est de maintenir la surface à zéro. Cette dernière est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est $e(x)=0$. [20] [4.]

IV.2.4.2 Condition d'existence et de convergence

Les conditions de convergence permettent aux dynamiques du système de converger vers les surfaces de glissement. Nous retenons de la littérature deux conditions, celles-ci correspondent au mode de convergence de l'état du système

- **Fonction directe de commutation:**

Cette fonction est proposée et étudiée par Emelyanov et Utkin. Il s'agit de donner à la surface une dynamique convergente vers zéro [20].

Elle est donnée par :

$$\dot{S}(x) \times S(x) < 0 \quad (IV. 3)$$

- **Fonction de Lyapunov:**

La fonction de Lyapunov est une fonction scalaire $V(x) > 0$. Elle est généralement utilisée pour garantir la stabilité des systèmes non linéaires. [20][4.].

La fonction de Lyapunov est :

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

On la dérive :

$$\dot{V}(x) = S(x)\dot{S}(x) \quad (IV.5)$$

On doit assurer que cette dérivée de la fonction de Lyapunov est négative, pour que la fonction décroisse. On le vérifie par :

$$S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad (IV.6)$$

IV.2.4.3 Détermination de loi de commande

Une fois la surface de glissement est choisie, ainsi que le critère de convergence, il nous 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.

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

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

$U_{eq}(t)$: Correspond à la commande équivalente ou bien commande continue proposée par Filipov et Utkin,

$U_n(t)$: La commande discontinue, est un terme introduit pour satisfaire la condition de convergence dans l'équation (IV.6), Cette dernière est très importante dans la technique de commande par modes de glissement, car elle est utilisée pour rejeter les perturbations extérieures.

Le choix de la fonction discontinue est représenté sur la figure ci-dessous s'exprime donc comme :

$$U_n = K \text{Sign}(S(x)) \quad (IV.8)$$

Où K est un gain positif. [3.]

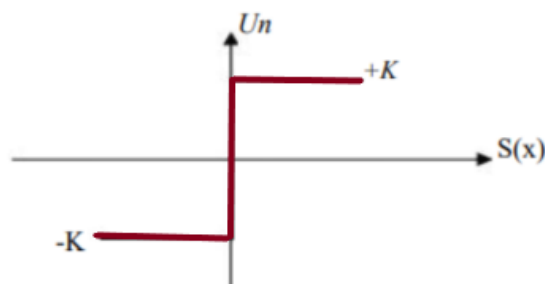


Figure IV. 4 Fonction signe

IV.2.5 Application de la commande par mode de glissant d'ordre 1 à la MSAP

Notre modèle de la machine synchrone à aimants permanents :

$$\frac{dI_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_d} I_d + P\Omega I_q \frac{L_q}{L_d} + \frac{1}{L_d} V_d \quad (IV.9)$$

$$\frac{dI_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_q} I_q + P\Omega I_d \frac{L_d}{L_q} + P\Omega \frac{\Phi_f}{L_q} + \frac{1}{L_q} V_q \quad (IV.10)$$

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{p}{j} \Phi_f i_q + \frac{p}{j} (L_q - L_d) i_d i_q - \frac{f}{j} \Omega - \frac{1}{j} C_r \quad (IV.11)$$

On prend les surfaces suivantes :

$$S(\Omega) = \Omega_{ref} - \Omega \quad (IV.12)$$

$$S(I_q) = I_{qref} - I_q \quad (IV.13)$$

$$S(I_d) = I_{dref} - I_d \quad (IV.14)$$

Nous voulons commander la vitesse de rotation du moteur, le courant I_q ainsi que le courant direct I_d .

IV.2.6 Avantages et inconvénients de la commande par mode de glissement

IV.2.6.1 Problème de broutement

Un régime glissant idéal nécessite une commande qui peut basculée à une fréquence infinie. Par conséquent, pendant le régime glissant, la discontinuité appliquée à la commande peut entraîner un phénomène de broutement, connu sous le nom de réticence ou en anglais sous le nom "chattering". Les problèmes liés au broutement peuvent dégrader les performances du système mécanique, à cause des vibrations et en plus il génère une consommation d'énergie excessive et raccourcit la durée de vie des équipements mécaniques (actionneurs). Celui-ci se caractérise par de fortes oscillations de la trajectoire du système autour de la surface de glissement (Fig IV.5). Cette commande induit plus de dynamique haute fréquence, puisque ces dernières ne sont pas prises en compte dans la modélisation du système, et elles peuvent aussi conduire à une instabilité du système. [3.] [20]

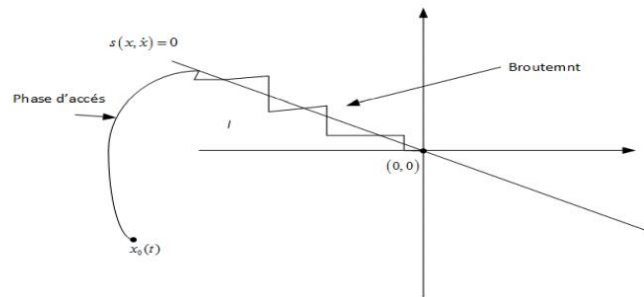


Figure IV. 5 Phénomène de broutement

IV.2.6.2 Réduction du phénomène de chattering

Dans le but de réduire ou d'éliminer ce phénomène, de nombreuses solutions ont été proposées, comme la solution de couche limite, fuzzy sliding mode, mode glissant d'ordre supérieur, approach law, etc.....

- **Solution par des modes glissants d'ordre supérieur**

Les modes glissants d'ordre supérieur ont été introduits pour pallier au problème de chattering tout en gardant les propriétés de convergence en temps fini et de robustesse des commandes par modes glissants classiques.

Nous avons choisi cette solution utilisant le mode glissant d'ordre 2, particulièrement les techniques de super twisting et twisting

IV.3 Commande par mode de glissement d'ordre 2 de la MSAP

IV.3.1 Principe

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). 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 ou éliminer le phénomène de réticence « Chattering » de la commande par MG d'ordre un (classique) en conservant les performances du système commandé. Notre travail s'intéresse à l'application de la commande par mode glissant du deuxième ordre. [30]

Le principal avantage de la commande par ce mode glissant est l'annulation du phénomène de chattering. Son objectif est de générer un régime glissant d'ordre deux sur la surface de glissement sélectionnée $S = 0$ et d'obtenir en temps fini $S = \dot{S} = 0$.

Considérons un système non linéaire décrit par :

$$\ddot{x} = f(x, t) + g(x, t) * u \quad (IV. 15)$$

L'objectif est d'établir un régime glissant d'ordre deux par rapport à S , en imposant aux trajectoires d'état du système à évoluer au bout d'un temps fini sur l'ensemble S_2 et à ne plus le quitter ensuite :

$$S_2 = \{x : s = \dot{s} = 0\} \quad (IV. 16)$$

Ceci est réalisé par une commande agissant sur la dérivée seconde de la variable de glissement qui, de manière générale, peut s'écrire sous la forme :

$$\ddot{s} = \varphi(x, t) + \phi(x, t) \cdot v \quad (IV.17)$$

Avec :

- $v = \dot{u}$ Dans le cas où le système est de degré relatif $n=1$ par rapport à s ,
c.à.d. $\frac{\partial}{\partial u} \dot{s} \neq 0$
- $v = u$ dans le cas où le système est de degré relatif $n=2$ par rapport à s ,
c.à.d. $\frac{\partial}{\partial u} \ddot{s} \neq 0$

Afin de réaliser des algorithmes par modes glissants d'ordre deux, il est nécessaire de vérifier l'hypothèse de travail suivante pour valider l'atteignabilité de la surface de glissement et la bornitude de la variable \dot{S} :

-Les fonctions incertaines $\phi(x, t)$ et $\varphi(x, t)$ sont bornées.

- Il existe quatre constantes positives S_0, C_0, K_m, K_M telles que, dans un voisinage de $|S((x, t))| < S_0$, les inégalités suivantes soient vérifiées :

$$|\varphi(x, t)| < C_0 \text{ et } 0 < K_m \leq \phi(x, t) \leq K_M \quad (IV.18)$$

Les hypothèses énoncées ci-dessus impliquent que la dérivée seconde de la fonction de commutation est uniformément bornée dans un certain domaine (E_I) pour l'entrée considérée.

En respectant les conditions déjà définies, nous pouvons écrire que toute solution relative à l'équation (IV.17) satisfait l'inclusion différentielle suivante: [30]

$$\ddot{s} \in [-C_0, C_0] + [K_m, K_M] \cdot v \quad (IV.19)$$

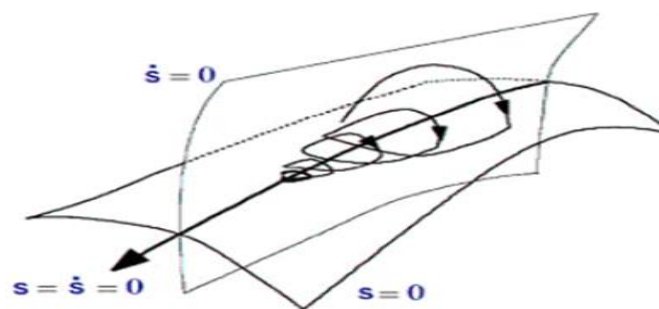


Figure IV. 6 Trajectoire du mode glissant d'ordre 2..

IV.3.2 Exemples de commandes par modes glissants d'ordre 2

Plusieurs algorithmes en mode glissant du second ordre ont été introduits par les chercheurs. Parmi eux, on cite :

- Algorithme du Twisting.

- Algorithme du Super Twisting.
- Algorithme Sous-Optimal
- Algorithme de Drift

Nous avons choisi les deux premiers algorithmes

IV.3.2.1 Algorithme de Super Twisting :

Le super Twisting a été développé pour contrôler les systèmes de degré relatif égal à un pour éviter le phénomène de broutement 'le chattering'. Cette loi de commande a été proposée par Emelyanov en 1990. [3.]

La convergence de cet algorithme est régie aussi par les rotations autour de l'origine du diagramme de phase. La loi de commande Super Twisting $U(t)$ est obtenue par la combinaison de deux termes (eqq.IV.20). La première est définie par sa dérivée par rapport au temps (eqq. IV.21), tandis que la deuxième est donnée par la fonction continue de la variable de glissement (eqq. IV.22) [4.]

La loi de commande est donnée par :

$$U(t) = U_1(t) + U_2(t) \quad (IV.20)$$

Avec :

$$\dot{U}_1(t) = \begin{cases} -U & \text{si } |U| > U_m \\ -\alpha \sin(S) & \text{si } |U| < U_m \end{cases} \quad (IV.21)$$

$$U_2(t) = \begin{cases} -\lambda |\sqrt{S}|^p \text{sign}(S) & \text{si } |U| > S \\ -\lambda |\sqrt{S}|^p \text{sign}(S) & \text{si } |U| < S \end{cases} \quad (IV.22)$$

Si $S = \infty$ on peut simplifier l'algorithme :

$$u = -\lambda |\sqrt{S}|^p \text{sign}(S) + u_1 \quad (IV.23)$$

$$\dot{u}_1 = -\alpha \text{sign}(S) \quad (IV.24)$$

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. [3.]

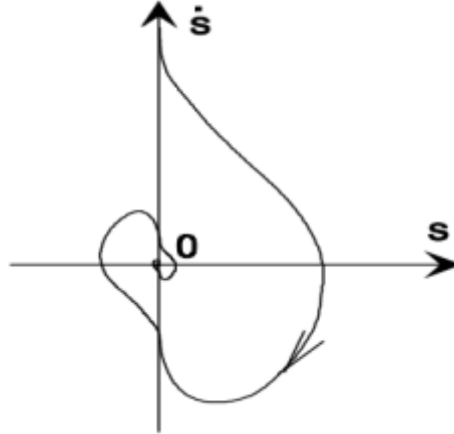


Figure IV. 7 Convergence de l'algorithme Super Twisting dans le plan $(S \dot{S})$

La trajectoire de l'algorithme dans le plan de phase $(S \dot{S})$ est donné dans la figure (IV.6), et on montre que les intersections consécutives de celle-ci avec les axes du plan $(S \dot{S})$ évoluent tout en se rapprochant de l'origine qui est atteint en temps fini. [30]

IV.3.2.1.1 Application d'Algorithme de Super Twisting sur la commande de la MSAP

Etape 01 : La commande du courant statorique directe I_d :

$$e_d = I_{d\text{ref}} - I_d \quad (IV.22)$$

$$S_1(I_d) = e_d \quad (IV.23)$$

$$V_d = -\lambda_d |\sqrt{S_1}| - \text{sign}(S_1) + \int -\alpha_d \text{sign}(S_1) \quad (IV.24)$$

Etape 02 : La commande de la vitesse Ω :

$$e_\Omega = \Omega_{\text{ref}} - \Omega \quad (IV.25)$$

$$S_2(\Omega) = e_\Omega \quad (IV.26)$$

$$C_{e\text{ref}} = -\lambda_\Omega |\sqrt{S_2}| - \text{sign}(S_2) + \int -\alpha_\Omega \text{sign}(S_2) \quad (IV.27)$$

Etape 03 : La commande du couple C_e :

$$e_{C_e} = C_{e\text{ref}} - C_e \quad (IV.28)$$

$$S_3(C_e) = e_{C_e} \quad (IV.29)$$

$$V_q = -\lambda_q |\sqrt{S_3}| - \text{sign}(S_3) + \int -\alpha_q \text{sign}(S_3) \quad (IV.30)$$

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

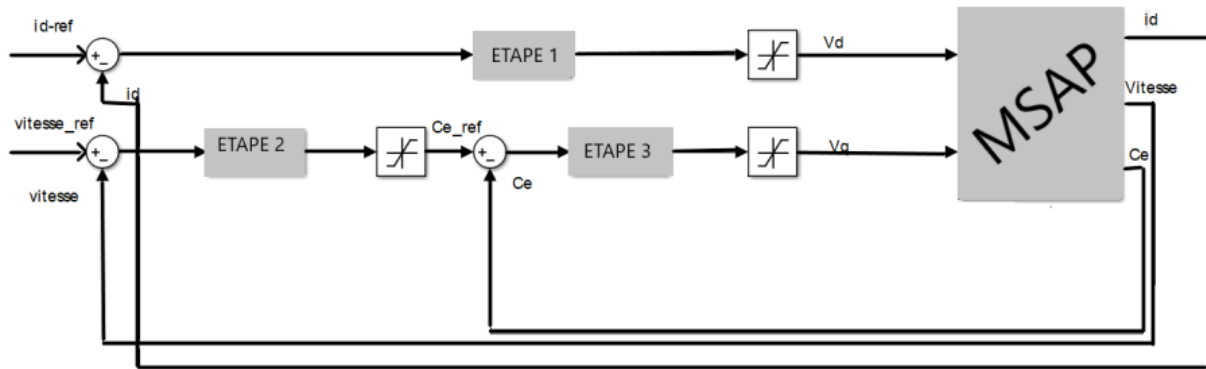
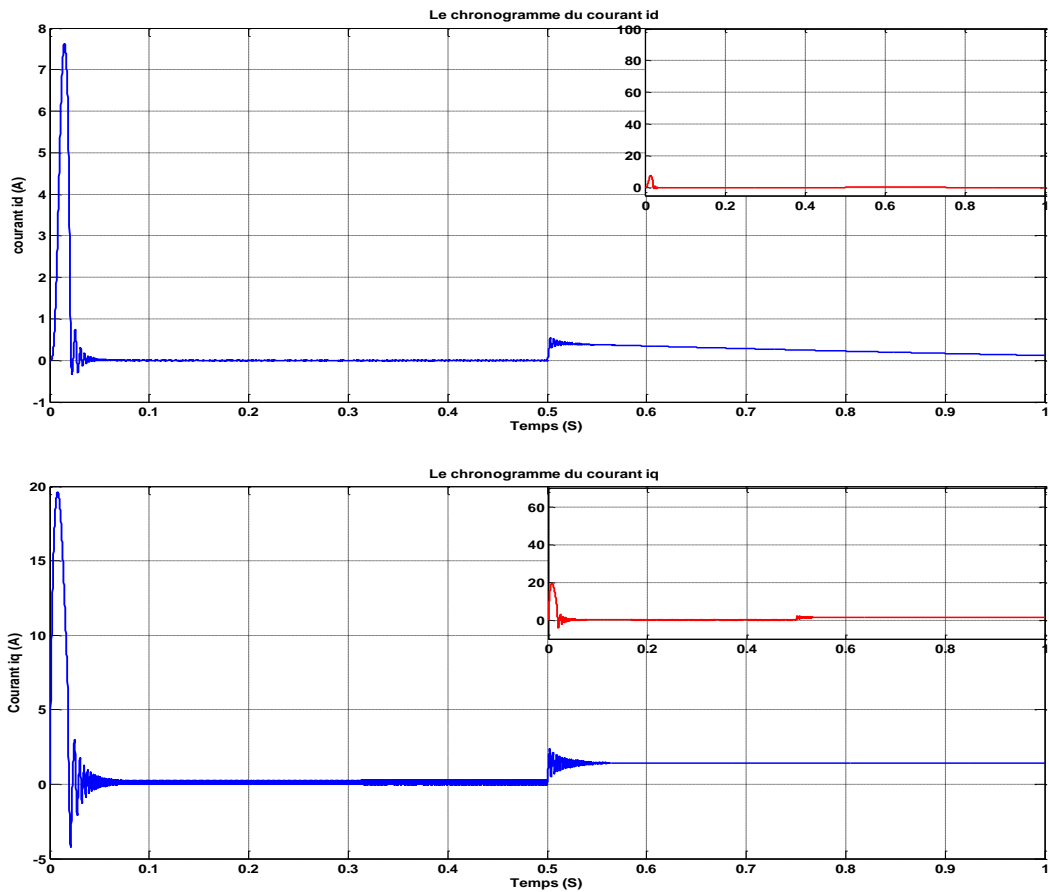


Figure IV. 8 Schéma bloc de réglage par mode glissement d'ordre2 (super twisting)

IV.3.2.1.2 Simulations de la commande par Super Twisting appliquée à la MSAP



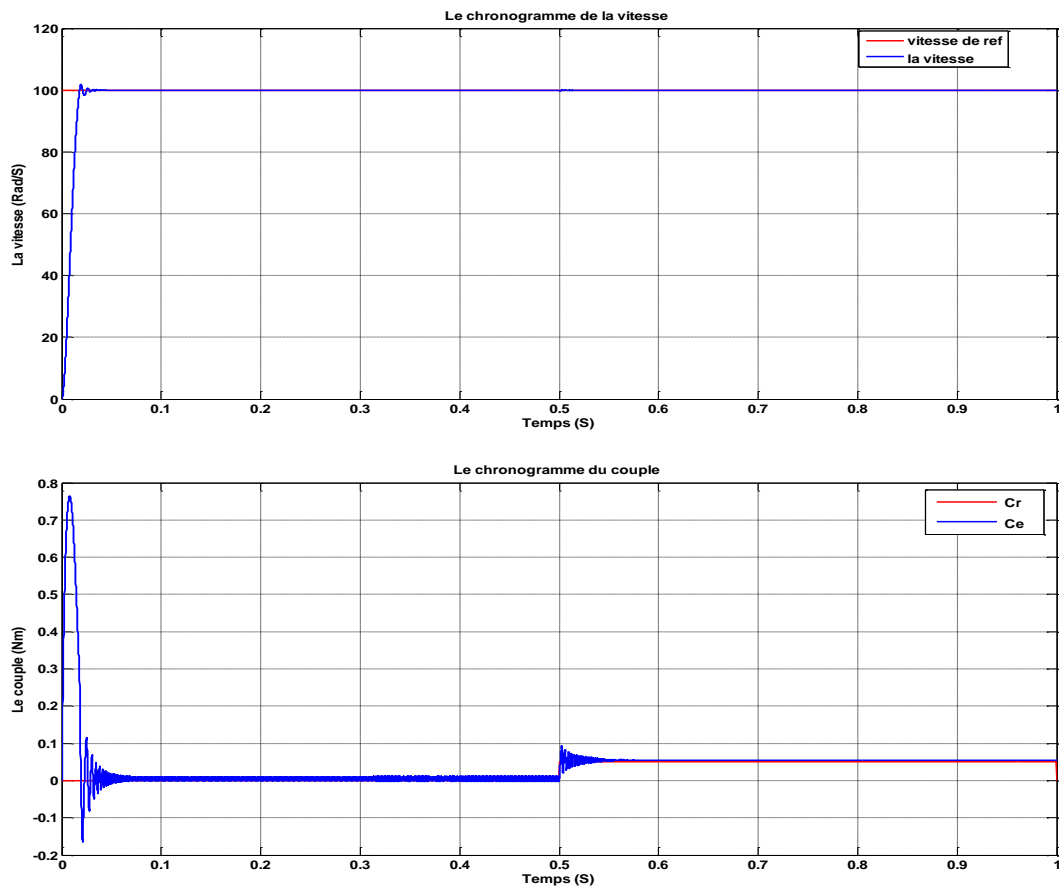


Figure IV. 9 Résultats de simulation de R.MGO2 de la MSAP lors d'un démarrage à vide suivie d'une application de charge de 0.05 N.m à $t = 0.5$ s sans onduleur

IV.2.2.1.3 Simulations de la commande par Super Twisting appliquée au MSAP avec onduleur

Dans l'objectif de visualiser les performances du système commandé, nous avons adopté les essais suivants :

Un démarrage à vide pour une référence de vitesse constante égale à 100rd/s puis à $t=0.5$ s application de la charge nominale.

Ensuite le même essai précédent avec insertion d'un onduleur de tension à deux niveaux commandé par la stratégie MLI sinus-triangle.

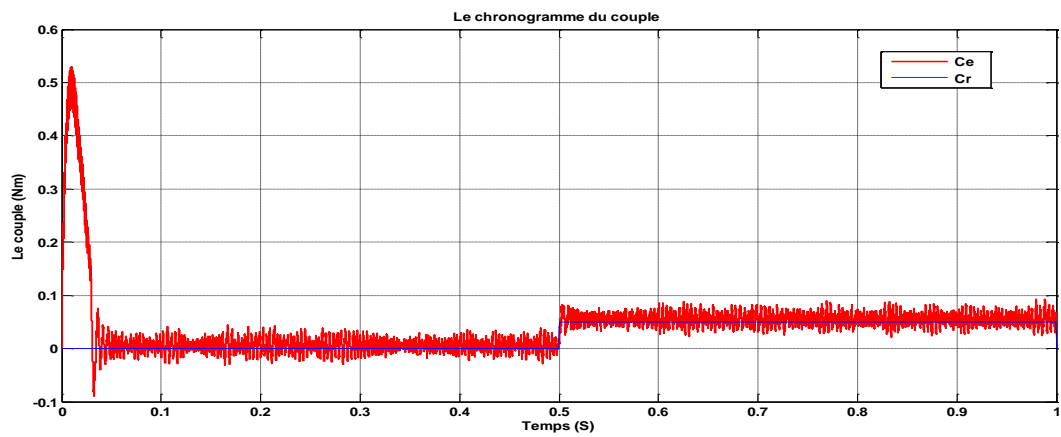
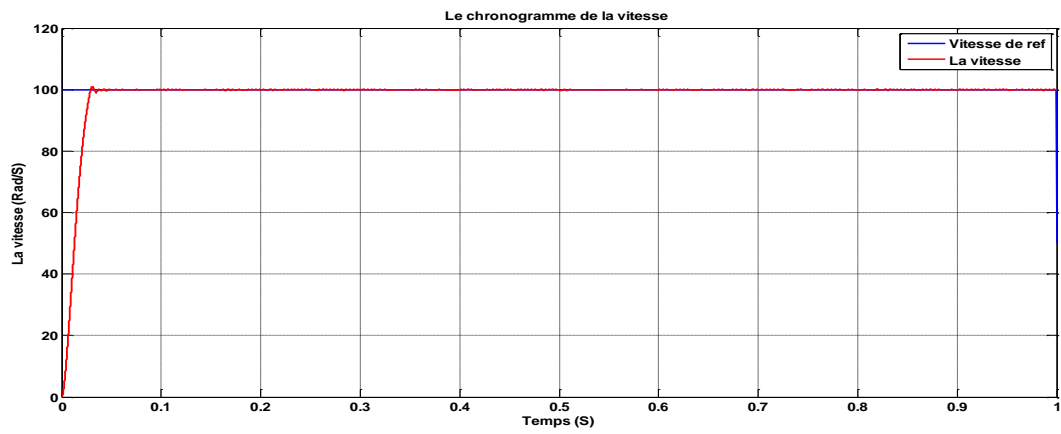
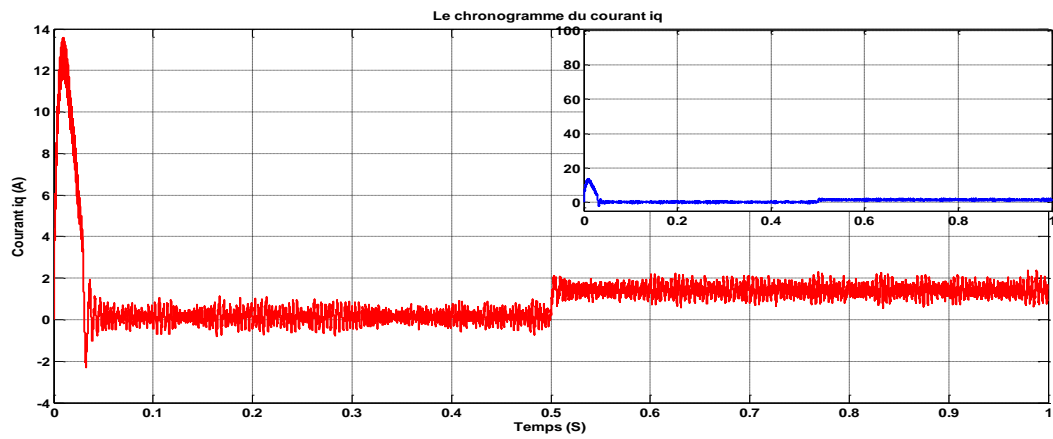
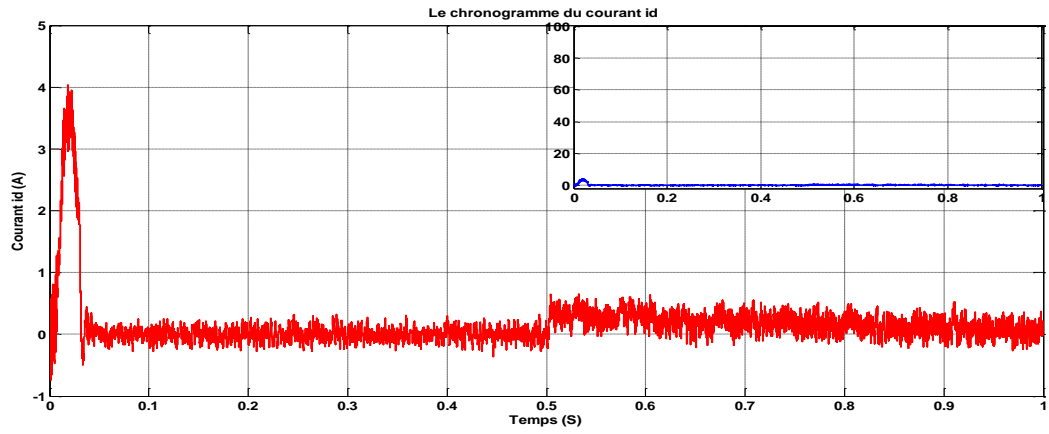


Figure IV. 10 Résultats de simulation de R.MGO2 de la MSAP lors d'un démarrage à vide suivie d'une application de charge de 0.05 N.m à $t = 0.5$ s avec onduleur

IV.2.2.1.4 Interprétation :

La figure (IV.9) représente les résultats de simulation de l'essai à vide et en charge du MSAP sans onduleur, pour un échelon de consigne de 100 rad/s, et suivie d'une application de charge de 0.05 N.m à partir de $t=0.5$ s. On remarque que, l'allure de la vitesse possède une caractéristique presque linéaire pendant le démarrage et atteint la vitesse de référence dans un temps de réponse très petit. Après l'application de la charge à l'instant $t=0.5$ s, on ne constate presque aucune influence sur l'allure de la vitesse,

Le couple subit au moment du démarrage un pic, puis atteint rapidement la valeur du couple résistant avant et après l'application de la charge.

Le courant i_q est l'image du couple.

Le courant i_d forme un pic et atteint sa référence nulle, le découplage par la commande vectoriel est réalisé avec succès par le maintien du courant i_d nul.

Pour la figure (IV.10) qui représente les résultats de simulation de l'essai à vide et en charge du MSAP mais avec onduleur On remarque que les mêmes allures mais avec des petites perturbations (oscillations) à cause de la présence de cet onduleur.

IV.3.2.2 Algorithme de Twisting :

En plus de la commutation du signe de la commande, on commute son amplitude entre deux valeurs en fonction du quadrant dans lequel se trouve l'état du système. La trajectoire du système dans le plan de phase tourne autour de l'origine en s'en rapprochant à la manière d'une spirale. [30]

Son expression pour un système de degré relatif 1 est :

$$\dot{U}_1(t) = \begin{cases} -U & \text{si } |U| > U_m \\ -r_1 \text{sign } S - r_2 \text{sign } \dot{S} & \text{si } |U| < U_m \end{cases} \quad (IV.31)$$

Son expression pour un système de degré relatif 2 est :

$$U = -r_1 \text{sign } S - r_2 \text{sign } \dot{S} \quad (IV.32)$$

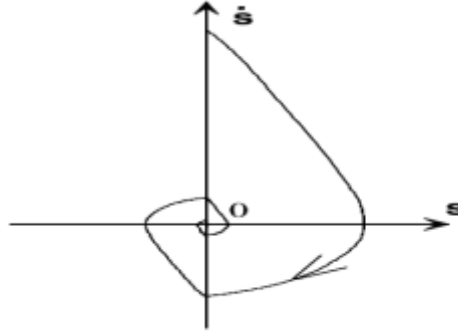


Figure IV. 11 Convergence de l'algorithme Twisting dans le plan (S \dot{S})

IV.3.2.2.1 Application d'Algorithme de Twisting sur la commande de la MSAP :

Notre système présente un degré relatif de deux, par conséquent nous allons avoir que deux étapes, la première pour le réglage de la vitesse du moteur et la deuxième pour imposer la commande vectorielle. Sachant l'expression de la commande est définie par :

$$U = -r_1 \text{sign } S - r_2 \text{sign } \dot{S} \quad (IV.33)$$

Etape 1 : Commande de la vitesse

$$S(\Omega) = \Omega_{ref} - \Omega \quad (IV.34)$$

$$\dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega}_{ref} - \dot{\Omega} \quad (IV.35)$$

$$\dot{\Omega}_{ref} = 0 \quad (IV.36)$$

D'où l'expression de la commande, par application de la relation IV.33

$$V_q = -r_1 \text{sign} (\Omega_{ref} - \Omega) - r_2 \text{sign} (-\dot{\Omega}) \quad (IV.37)$$

Etape 2: réglage du courant direct I_d

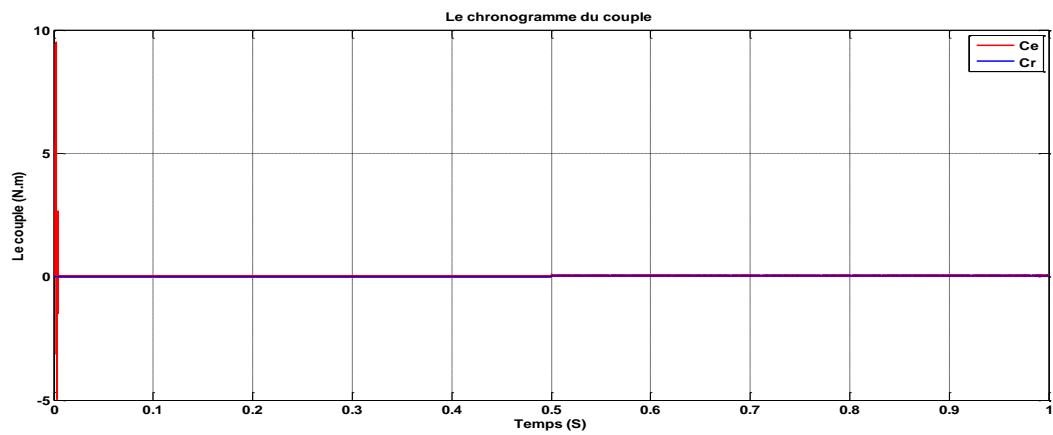
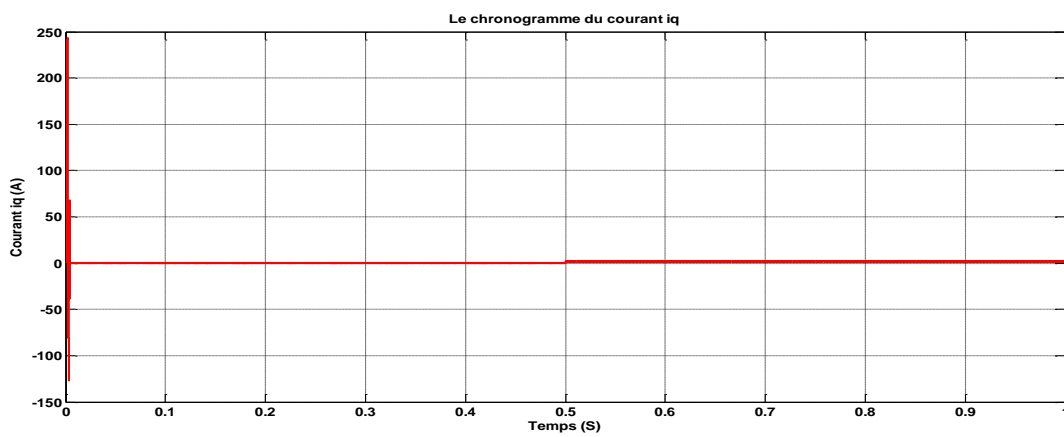
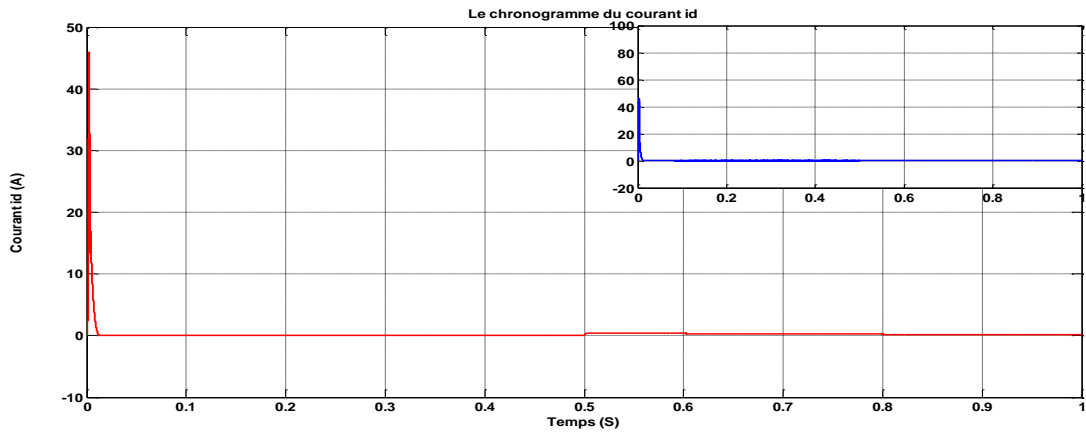
$$e_d = I_{dref} - I_d \quad (IV.38)$$

$$S_1(I_d) = e_d \quad (IV.39)$$

D'où l'expression de la commande

$$V_d = -\lambda_d |\sqrt{S_1}| - \text{sign}(S_1) + \int -\alpha_d \text{sign}(S_1) \quad (IV.40)$$

IV.3.2.2.2 Simulations de la commande par Twisting appliquée au MSAP :



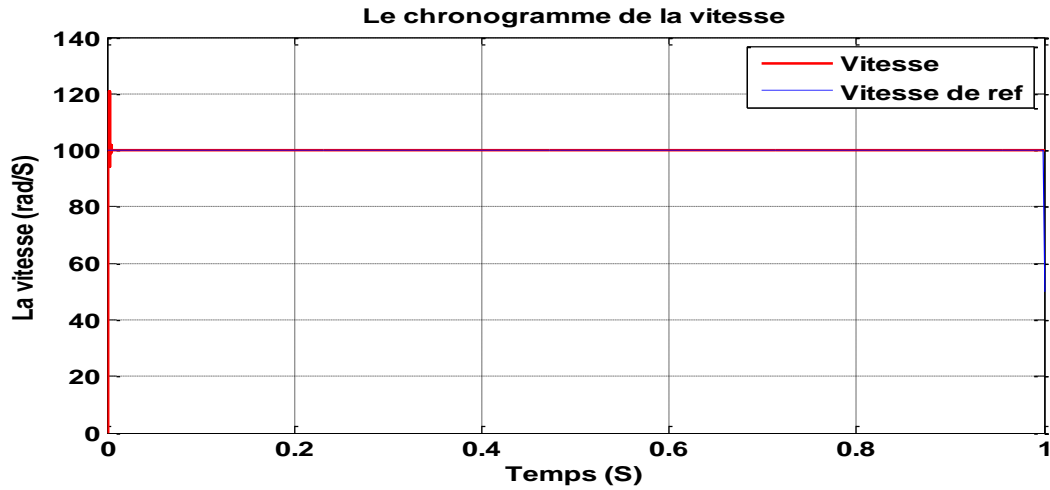
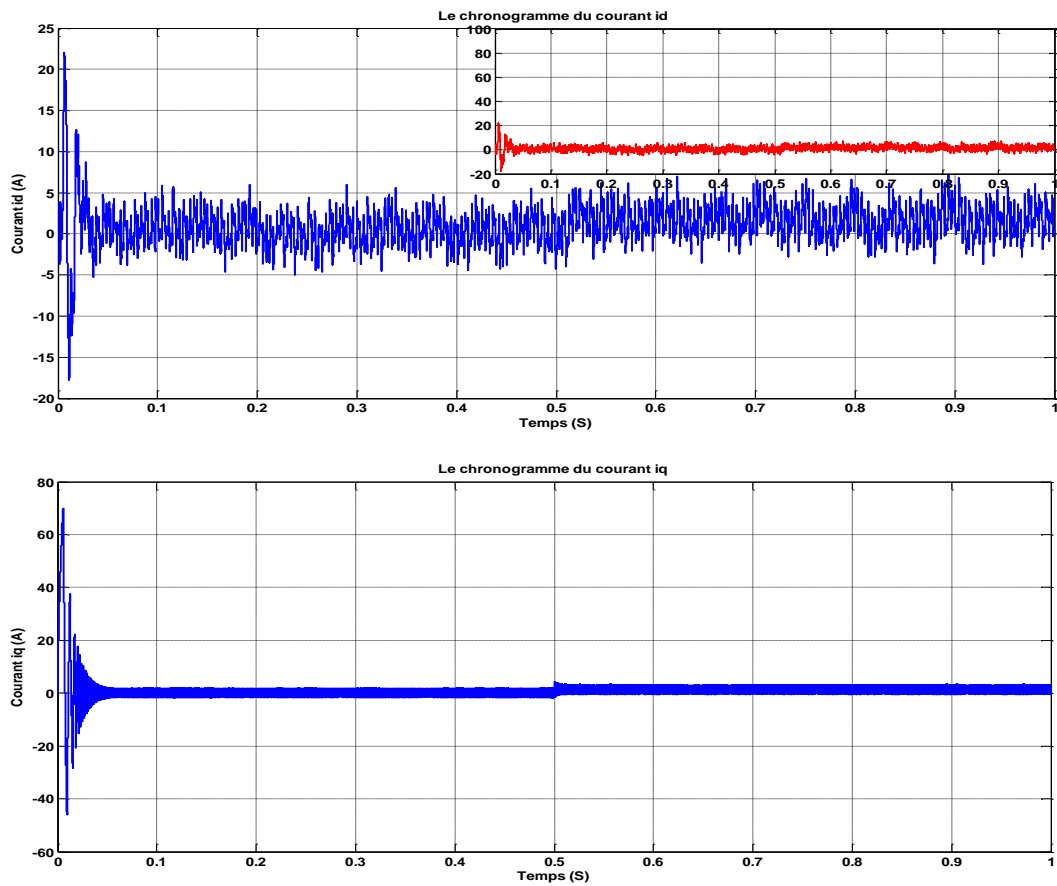


Figure IV. 12 Résultats de simulation de l'essai à vide et en charge de la MSAP sans onduleur

IV.3.2.2.3 Simulations de la commande par Twisting appliquée au MSAP avec onduleur :



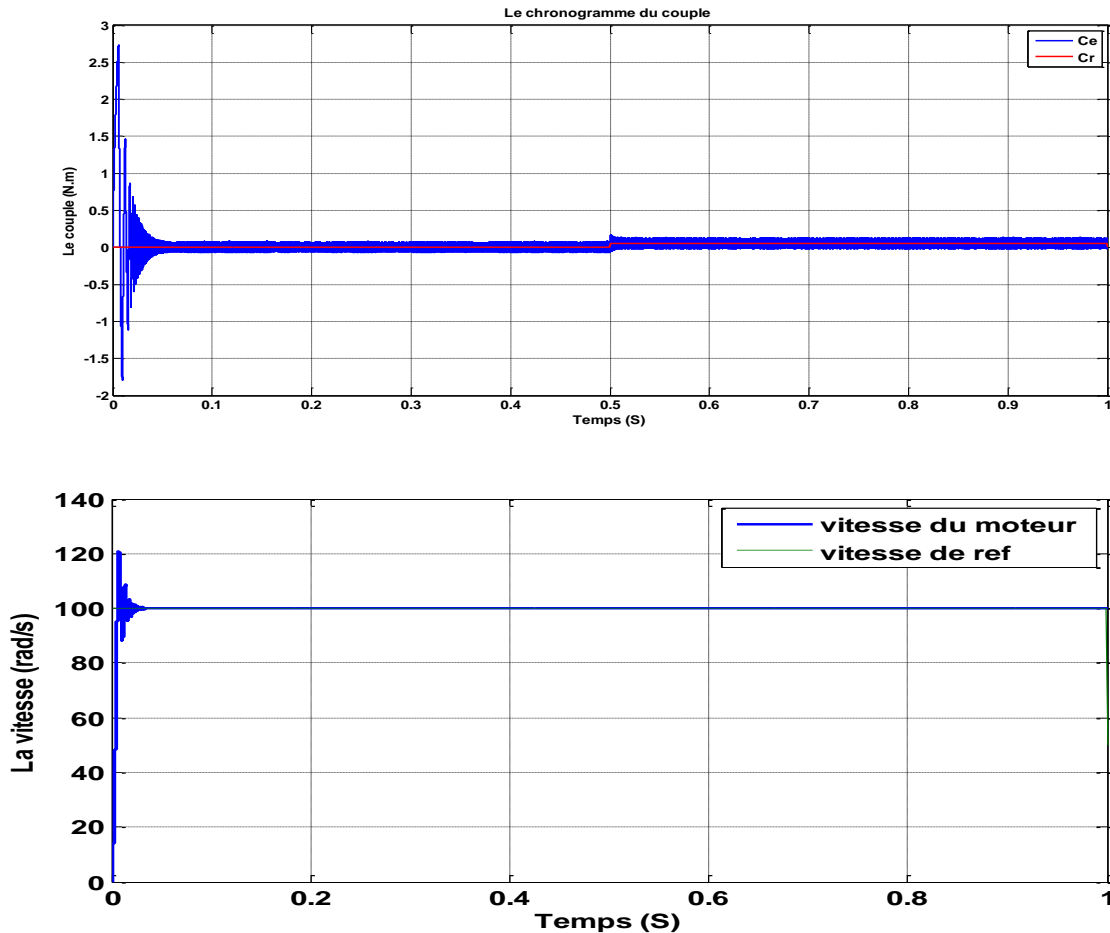


Figure IV. 13 Résultats de simulation de l'essai à vide et en charge de la MSAP avec onduleur

IV.3.2.2.4 Interprétation :

La figure (Figure IV.12) représente les résultats de simulation de l'essai à vide et en charge de la MSAP sans onduleur, pour un échelon de consigne de 100 rad/s, et suivie d'une application de charge de 0.05 N.m à partir de $t=0.5s$. On constate que, l'allure de la vitesse possède une caractéristique presque linéaire au démarrage et atteint la vitesse de référence avec une perturbation au début de démarrage dans un temps de réponse très petit.

Le couple subit au moment du démarrage des perturbations, puis atteint rapidement la valeur du couple résistant avant et après l'application de la charge.

Le courant i_q est l'image du couple.

Le courant i_d forme des pics puis il atteint sa référence nulle avec la présence de la perturbation,

Un découplage réalisé avec succès par le maintien du courant i_d nul.

Pour la figure (Figure IV. 13) représente les résultats de simulation de l'essai à vide et en charge du MSAP mais avec onduteur, on remarque que les mêmes allures mais celle-ci avec beaucoup plus de perturbation à cause de la présence de cet onduteur.

IV.3.3 Etude comparative entre les deux Algorithmes :

En synthèse de ce travail, nous avons pu constater les points suivants:

La première différence que nous pouvons remarquer dans les résultats de la simulation c'est la présence des perturbations, nous voyons que l'algorithme du super twisting donne des résultats ou bien des allures plus claires (moins d'oscillations) et plus précises par rapport au twisting (Figure IV.10) et (Figure IV.12)

L'algorithme de super twisting n'est applicable qu'aux systèmes avec un degré relatif de un (01), Son principal avantage est la réduction du chattering due à la continuité du signal de commande.

Cette commande se décompose en deux parties : un terme algébrique (non dynamique) et un terme intégral, son avantage est qu'il ne nécessite pas la connaissance du signe de la dérivée de la surface S . En effet, à cause des bruits, la mesure du signe de dérivée de S en temps réel est extrêmement difficile. [31]

Twisting est un algorithme qui s'applique aux systèmes à un degré et aux systèmes à deux degrés. Cet algorithme peut également être utilisé pour contrôler un système avec un degré relatif de un (01) en augmentant le système d'un intégrateur, ou en contrôlant \dot{u} au lieu de u directement. L'intérêt est d'atténuer le chattering en rendant la commande continue. [31]

IV.4 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons validé l'application de deux techniques de commande par mode glissant d'ordre supérieur. Dans un premier lieu nous avons présenté en générale l'algorithme pour le dimensionnement de la commande par mode glissant d'ordre un. Par ailleurs, nous avons détaillé dans la deuxième partie les algorithmes pour le dimensionnement de la commande par mode glissant d'ordre deux, tels que les algorithmes du Twisting et Super Twisting qui sont les plus utilisés dans la littérature.

Finalement, on a présenté une étude comparative entre les deux algorithmes appliqués à la commande de la MSAP

CONCLUSION GENERALE

En raison de sa fiabilité, de sa faible inertie, de son rendement élevé, de sa robustesse et de sa puissance massique, Le moteur synchrone à aimants permanents est un actionneur électrique d'un grand intérêt industriel. Cependant, du fait du la non linéaire de son modèle mathématique et du fort couplage entre les équations de son modèle d'état, a rendu la synthèse de sa commande plus complexe que les machines à courant continu. Effet, l'utilisation de la transformation de référentiel a permis de rendre la matrice inductance constante dans le temps au lieu de sa dépendance de la position, cependant le modèle reste non linéaire multivariable et fortement couplé.

Pour la commande de la MSAP, nous avons donc deux possibilités soit la commande linéaire avec régulateurs classique (PI) en adoptant des simplifications par l'utilisation de la commande vectorielle. La deuxième possibilité est d'utilisé la commande non linéaire par mode glissant d'ordre deux, en particulier les algorithmes Twisting et Super twisting.

Les résultats des simulations nous ont permis de visualiser les grandeurs électriques et mécaniques de notre moteur dans différentes conditions de fonctionnements à savoir :

- Le suivi de la consigne et le rejet de la perturbation
- Validité de l'orientation du courant statorique
- Influence des harmoniques générer par l'onduleur sur les performances du système commandé.
- Réduction du broutement

Finalement, nous avons fait une étude comparative des résultats obtenus avec le réglage par mode glissant d'ordre deux (02) entre ces deux algorithmes le Twisting et le Super twisting en tenant compte du fonctionnement dynamique de la machine. On peut conclure que les réponses obtenues avec le réglage par mode glissant basé sur le Super twisting est plus rapides et plus robustes par rapport le deuxième algorithme et il y a beaucoup plus de d'oscillations que le super twisting.

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

- ❖ Il est intéressant d'appliquer la méthode PSO et les autres algorithmes du mode glissant d'ordre 2.

- ❖ L'utilisation des onduleurs multi-niveaux.
- ❖ L'utilisation des techniques d'intelligences artificielles telles que la logique floue, les réseaux de neurones.

Annexe

Annexe A

Les caractéristiques de la MSAP qui est utilisé sont données dans le tableau suivant :

Nombre de paires de pole	P=3
Résistance statorique	$R_s=3.4 \text{ } [\Omega]$
Inductance statorique directe	$L_d=0.012 \text{ } [\text{mH}]$
Inductance statorique quadratique	$L_q=0.012 \text{ } [\text{mH}]$
Flux des aimants	$\phi_f=0.013 \text{ } [\text{Wb}]$
Moment d'inertie	$J=0.00005 \text{ } [\text{Kg m}^2]$
Coefficient de frottement	$f=0.0001 \text{ } [\text{N m s/rad}]$
Tension nominale	$V_{eff}= 70 \text{ } [\text{V}]$

Annexe B

Le programme de de calcul de la MLI-SVM :

```
function y=svm(x)
%programme de calcul de SVM(space vector modulation)
t=x(1);m=x(2);fre=x(3);r=x(4);E=x(5);V_alpha=x(6);V_beta=x(7);pe=1/fre;
Ts=pe/m;
v0=[0;0;0];v1=[1;0;0];v2=[1;1;0];v3=[0;1;0];
v4=[0;1;1];v5=[0;0;1];v6=[1;0;1];v7=[1;1;1];
teta=asin(V_alpha/(r*E*sqrt(3/2)));%r*E*sqrt(3/2)*sin(teta)2*pi*fre*t;
vref=[V_alpha;V_beta];
ph_alpha=V_alpha;ph_beta=V_beta;
if ph_alpha>0% % % % % % % % % % % % % % % % % % %
if ph_beta>0
if (abs(ph_alpha)*sqrt(3))>abs(ph_beta)
secteur=1;
else
secteur=2;
end;
else
if (abs(ph_alpha)*sqrt(3))>abs(ph_beta)
secteur=6;%4-6
else
secteur=5;
end;
end;
else
if ph_beta>0
if (abs(ph_alpha)*sqrt(3))>abs(ph_beta)
secteur=3;
else
secteur=2;
end;
end;
```

```

else
if (abs(ph_alpha)*sqrt(3))>abs(ph_beta)
secteur=4;%6-4
else
secteur=5;
end;
end;
end;
B=sqrt(3)*Ts/(2*E);
%B=sqrt(3)*Ts/(2);
if secteur==1
i=1;
A=[sin(i*(pi/3)) -cos(i*pi/3);-sin((i-1)*pi/3) cos((i-1)*pi/3)]*vref;
T=B*A;
T0=(Ts-T(1)-T(2));
p1=T0/4;
p2=T(1)/2;
p3=T(2)/2;
s1=v0;s2=v1;s3=v2;s4=v7;
elseif secteur==2
i=2;
%A=[sin(2*pi/3) -cos(2*pi/3);-sin(pi/3) cos(pi/3)]*vref;
A=[sin(i*(pi/3)) -cos(i*pi/3);-sin((i-1)*pi/3) cos((i-1)*pi/3)]*vref;
T=B*A;
T0=(Ts-T(1)-T(2));
p1=T0/4;
p2=T(2)/2;
p3=T(1)/2;
s1=v0;s2=v3;s3=v2;s4=v7;
elseif secteur==3
i=3;
%A=[sin(3*pi/3) -cos(3*pi/3);-sin(2*pi/3) cos(2*pi/3)]*vref;
A=[sin(i*(pi/3)) -cos(i*pi/3);-sin((i-1)*pi/3) cos((i-1)*pi/3)]*vref;
T=B*A;
T0=(Ts-T(1)-T(2));
p1=T0/4;
p2=T(1)/2;
p3=T(2)/2;
s1=v0;s2=v3;s3=v4;s4=v7;
elseif secteur==4
i=4;
%A=[sin(4*pi/3) -cos(4*pi/3);-sin(3*pi/3) cos(3*pi/3)]*vref;
A=[sin(i*(pi/3)) -cos(i*pi/3);-sin((i-1)*pi/3) cos((i-1)*pi/3)]*vref;
T=B*A;
T0=(Ts-T(1)-T(2));
p1=T0/4;
p2=T(2)/2;
p3=T(1)/2;
s1=v0;s2=v5;s3=v4;s4=v7;
elseif secteur==5
i=5;
%A=[sin(5*pi/3) -cos(5*pi/3);-sin(4*pi/3) cos(4*pi/3)]*vref;

```

```

A=[sin(i*(pi/3)) -cos(i*pi/3);-sin((i-1)*pi/3) cos((i-1)*pi/3)]*vref;
T=B*A;
T0=(Ts-T(1)-T(2));
p1=T0/4;
p2=T(1)/2;
p3=T(2)/2;
s1=v0;s2=v5;s3=v6;s4=v7;
elseif secteur==6
    i=6;
    %A=[sin(6*pi/3) -cos(6*pi/3);-sin(5*pi/3) cos(5*pi/3)]*vref;
    A=[sin(i*(pi/3)) -cos(i*pi/3);-sin((i-1)*pi/3) cos((i-1)*pi/3)]*vref;
    T=B*A;
    T0=(Ts-T(1)-T(2));
    p1=T0/4;
    p2=T(2)/2;
    p3=T(1)/2;
    s1=v0;s2=v1;s3=v6;s4=v7;
end;
t1=rem(t,Ts);
if t1<=p1
    y=s1;
elseif t1<=p1+p2
    y=s2;
elseif t1<=p1+p2+p3
    y=s3;
elseif t1<=3*p1+p2+p3
    y=s4;
elseif t1<=3*p1+p2+2*p3
    y=s3;
elseif t1<=3*p1+2*p2+2*p3
    y=s2;
else
    y=s1;
end;

```

Annexe C

Différents schémas blocs présentés dans ce travail :

- Schéma bloc de la MSAP :

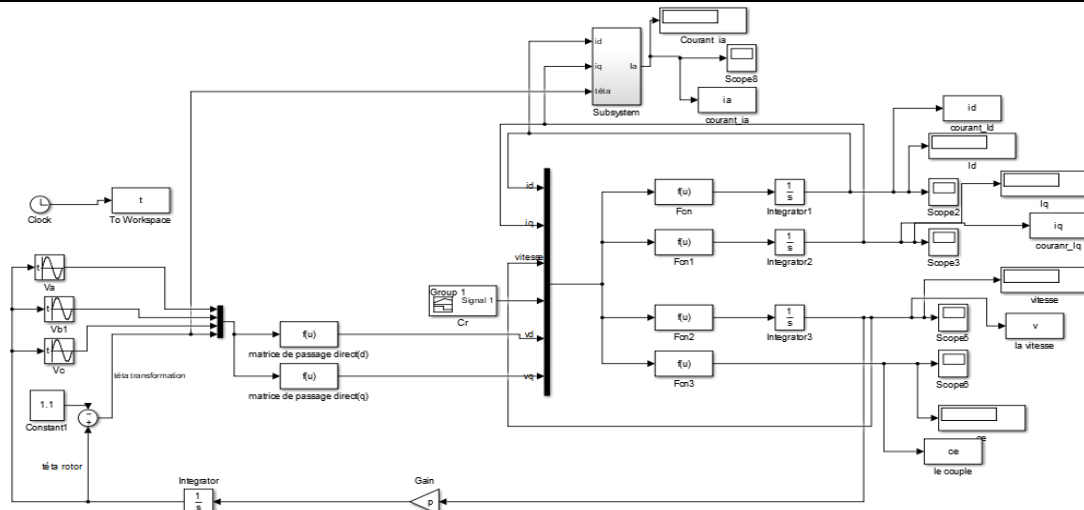


Figure V.1: schéma bloc de MSAP

- Schéma bloc de la commande par mode glissant ordre deux 'super twisting'

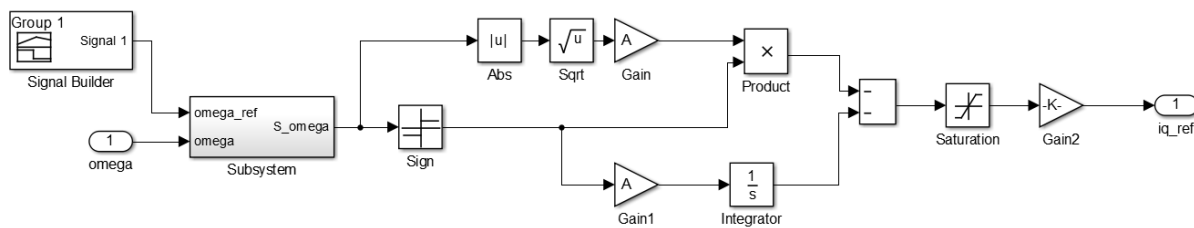


Figure V.2 : schéma bloc du régulateur de vitesse

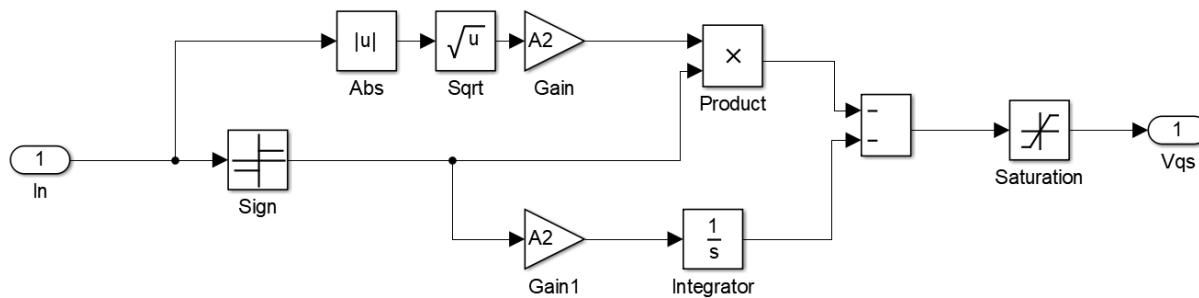


Figure V.3 : schéma bloc de la commande du courant Iq

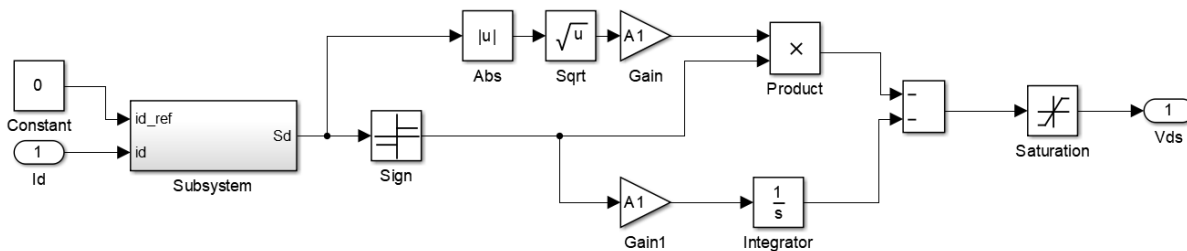


Figure V.4 : schéma bloc de la commande du courant Id

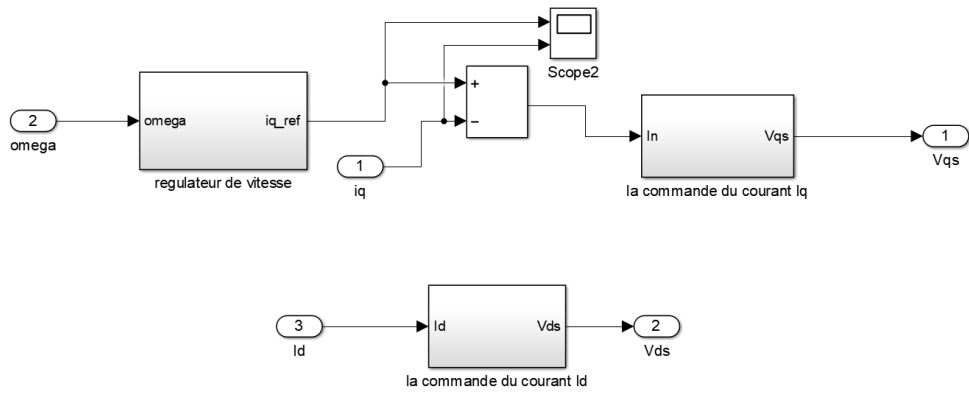


Figure V.5 schéma bloc de la commande Supertwisting

Bibliographies

- [1] **M.Amiri et O.Ali Dahmane** «Commande vectorielle en vitesse du moteur synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur par mode glissant» Mémoire du PFE d'ingénieur d'état, Université Tizi-Ouzou, 2008.
- [2] **H.Aid et W.Aina** « 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 de Tlemcen, 2012/2013.
- [3] **N.Rassoud et D.Touati** «Optimisation des paramètres de la commande par mode glissant d'ordre 2 de la vitesse d'une MSAP» Mémoire de Master, Université Tlemcen, 2020/2021.
- [4] **N.Bounasla** «Commande par Mode de Glissement d'Ordre Supérieur de la Machine Synchrone à Aimants Permanents » Mémoire de Magister, Université Sétif, 2013/2014
- [5] **A. Ferroudj** « Commande Non-Linéaire de la MSAP Sans Capteur de Vitesse. Apport des Méthodes de L'intelligence Artificielle » Mémoire de Magister, Université de Batna, 2010/2011.
- [6] **GUILLAUME PONGO NYOUMEA** « Modèle d'identification de commande d'aérogénérateur à machine synchrone à aimant permanent » Mémoire de la maîtrise en ingénierie, Université du Québec, Avril 2018.
- [7] **A.Hamichi et F. Benkerrou** « Etude et modélisation d'une machine synchrone à aimant permanent» Mémoire de Master, Université de Bejaia, 2014-2015.
- [8] **F.S.Aribi et R.A.Nedjaa** « Commande par mode glissant de la Machine Synchrone à Aimants Permanents » Master académique, Université d'Ouargla, 2017/2018.
- [9] Thèse de master d'université de Biskra.

- [10] <http://madiana.solutec.pagesperso-orange.fr/autopilot/Autopilotage-MS.html#:~:text=L'AUTO%2DPILOTAGE%20DE%20LA%20MACHINE%20SYNCHRONE&text=La%20machine%20synchrone%20est%20de,envoy%C3%A9%20dans%20le%20bobinage%20rotorique.>
- [11] <https://www.fiches-auto.fr/articles-auto/electrique/s-2265-fonctionnement-du-moteur-synchrone-a-rotor-bobine.php>
- [12] https://fr.wikipedia.org/wiki/Moteur_pas_%C3%A0_pas#cite_note-1
- [13] **H. Chouiref et S.I. Bekhti** « Commande en vitesse par mode glissant d'un moteur synchrone à aimant permanent » Master académique, Université d'Ouargla, 2016/2017
- [14] **A.Ameur** « Commande sans capteur de vitesse par DTC par une machine synchrone à aimant permanent dotée d'un observateur d'ordre complet à modes glissants » Mémoire de Magister, Université de Batna, 2005.
- [15] **N.Mahdaoui** « Commande Par Modes de Glissements d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents » Mémoire de Master, Université de Sétif, 2011.
- [16] **R. Hachelaf** « Commande vectorielle de la machine synchrone à aimant permanent » Mémoire de Master, Université de Blida, 2015/2016.
- [17] **M.Y.Lebboukh et S.Rabeh** « La commande vectorielle de la machine synchrone à aimant permanent application: Cycle de conduite du Véhicule électrique » Master Académique, Université de Mostaganem, 2019/2020.
- [18] **Dr A. Meroufel** « Contrôle de la machine asynchrone », Polycopier de cours, université Sidi Bel-Abbès. 2008/2009.
- [19] **Z. Ghorzi et A. Mimouni** « Stratégies de commande des onduleurs » Mémoire de Master, Université de Tlemcen, 2018/2019.
- [20] **CH.Hadjazi et KH. Kerroumi** « Optimisation des paramètres de la commande par mode glissant de la vitesse d'une MSAP » Mémoire de Master, Université de Tlemcen, 2020/2021.

- [21] **N.Senhadji et A.Chalabi** « Commande du moteur Synchrone à aimants permanents par backstepping » Mémoire de Master, Université de Tlemcen, 2014/2015.
- [22] **S.Remha et M.S.Moumen Sad** « Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents MSAP» MASTER ACADEMIQUE, Université d'El-Oued, 2017/2018.
- [23] **S.Zeghoudi** « Commande par passivité de la machine synchrone à aimants permanents » Mémoire de Master, Université de Tlemcen, 2014/2015.
- [24] **S.Messai** « Commande Par Mode Glissant de la machine synchrone à aimants permanents» Mémoire de Master, Université de Oum El Bouaghi, 2014/2015.
- [25]<https://www.techniques-ingenieur.fr/base-documentaire/automatique-robotique-th16/regulation-et-commande-des-systemes-asservis-42394210/systemes-dynamiques-et-commande-s7430/regulateur-pi-avec-anti-windup-s7430niv10009.html>
- [26] **I.Chabouni et NE.Bouhlali** « la commande par mode glissant d'un moteur synchrone à aimant permanent » Thèse de Master, Université de Bouira, 2017/2018.
- [27] **S.Larbi Chrrif et N.Kouider** «Modélisation de pertes de puissance d'un onduleur de tension triphasée» Diplôme d'ingénieur d'état, Université Tizi-Ouzou, 2008.
- [28] **R.Abdessemed** « Modélisation et simulation des machines électriques » Polycopier de cours, Paris, 2011.
- [29] **M. Bouheraoua** « Contribution à l'étude thermique d'un moteur synchrone à aimant permanent » Thèse de Master, Université de Tizi-Ouzou, 2010/2011.
- [30] **I.Deghboudj** «commande des systèmes non linéaires par mode glissant d'ordre supérieur» Mémoire de Magister, Université Constantine, 2013.
- [31] **M.Saoudi Mohammed** «Contrôle par mode glissant d'ordre deux de la machine asynchrone» Mémoire de Magister, Université Biskra, 2014.

[32] **B.Zegueb** «Commande d'une machine synchrone à aimants permanents sans capteur de vitesse. utilisation d'un observateur non linéaire » Mémoire de Magister, Université Batna, 2007/2008.

[33]<https://fr.wikipedia.org/wiki/Onduleur>

Résumé :

Ce mémoire, présente une étude de commande de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP), alimentée par un onduleur de tension et contrôlé par deux techniques de commande MLI sinus-triangle et MLI vectorielle. La commande vectorielle de cette machine, en utilisant le régulateur PI classique qui présente certains inconvénients tels que la sensibilité aux incertitudes paramétriques de la machine et leurs variations. Pour améliorer les performances de ce système à commander, nous avons appliqués des techniques de réglage robustes à savoir : le mode glissant classique (d'ordre 1), le mode glissant d'ordre deux (Super Twisting et twisting). Ces algorithmes sont caractérisés par une précision dans le cas d'une poursuite et une réduction importante du phénomène de broutement. Nos résultats de simulation obtenus, ont montré l'efficacité de la commande proposée.

Mots clés : Machine synchrone à aimants permanents, MLI sinus-triangle, MLI vectorielle, Régulateur PI, Commande vectorielle, Mode glissant classique, Mode glissant d'ordre deux.

Abstract:

This thesis presents a control study of the permanent magnet synchronous machine (PMSM), powered by a voltage inverter and controlled by two control techniques sine-delta PWM and vector PWM. The vector control of this machine, using the classic PI regulator which has certain drawbacks such as the sensitivity to the parametric uncertainties of the machine and their variations. To improve the performance of this control system, we have applied robust adjustment techniques, namely: the classic sliding mode (of order 1), the sliding mode of order two (Super Twisting and twisting). These algorithms are characterized by a precision in the case of a pursuit and a significant reduction of the chattering phenomenon. Our simulation results obtained showed the effectiveness of the proposed control.

Key words: Permanent magnet synchronous machine, PMW sinus-triangle, Space vector modulation (SVM), Field oriented control, Classical sliding mode control, Second order sliding mode control.

ملخص:

تقدم هذه المذكرة دراسة تحكم لألة متزامنة ذات مغناط دائمة، مدعومة بعاكس للجهد ويتم التحكم فيها بواسطة تقنيتي تحكم sine-delta PWM والمتجه PWM التحكم في ناقلات هذه الألة، باستخدام منظم PI الكلاسيكي الذي له عيوب معينة مثل الحساسية ومتغيرات الألة وتنوعاتها لتحسين أداء نظام التحكم هذا، فمنا بتطبيق تقنيات ضبط قوية، وهي: وضع الانزلاق الكلاسيكي (من الترتيب 1)، ووضع الانزلاق من الدرجة الثانية (الالتواء الفائق والالتواء). تتميز هذه الخوارزميات بالدقة في حالة المطاردة وتقليل كبير للاهتزازات. أظهرت نتائج المحاكاة التي حصلنا عليها فعالية التحكم المقترح

كلمات مفتاحية: ماكنة متزامنة ذات مغناط دائمة، التعديل الشعاعي، التحكم بتوجيه التدفق، النمط الانزلاقي الكلاسيكي، النمط الانزلاقي من الدرجة الثاني.

