



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

# MÉMOIRE DE MASTER

Sciences et Technologies  
Génie Electrique

Electromécanique

Réf. :

---

Présenté et soutenu par :  
*CHAIBDDRA DJOUDI*  
*ABDE LLAOUI TAWFIK*

Le : mercredi 30 septembre 2020

## Commande vectorielle d'un moteur synchrone à rotor bobiné

---

### Jury :

Mme.	DERRADJI BELLOUM KARIMA	MAA	Université de Biskra	<b>Président</b>
Mr	CHARROUF OMAR	MCB	Université de Biskra	<b>Examineur</b>
Mr	CHENOUI HALIM	MAA	Université de Biskra	Encadreur

Année universitaire: 2019 - 2020

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية  
République Algérienne Démocratique et Populaire  
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي  
Ministère de l'enseignement Supérieur et de la recherche scientifique



**Université Mohamed Khider Biskra**

**Faculté des Sciences et de la Technologie**  
**Département de Génie Electrique**  
Filière : électromécanique  
Option : électromécanique

Mémoire de Fin d'Etudes  
En vue de l'obtention du diplôme:

**MASTER**

*Thème*

**Commande vectorielle d'un moteur  
synchrone à rotor bobiné**

Présenté par :

*CHAIBDRAA DJOUDI*

*ABDE LLAOUI TAWFIK*

Avis favorable del'encadreur :

*CHENOUFI HALIM*

Avis favorable du Président du Jury

*Nom Prénom*

*Signature*

Cachet et signature

## *Dédicaces :*

*Avant tous, je remercie dieu le tout puissant de m'avoir donné le courage et la patience pour réaliser ce travail.*

*Je dédie ce travail :*

*A mes frères*

*A mes sœurs*

*A tous mes amis (es) d'études*

Djoudichaibeddra

## *Dédicaces :*

*Avant tous, je remercie dieu le tout puissant de  
m'avoir donné le courage et la patience pour réaliser ce  
travail.*

*Je dédie ce travail :*

*A mes frères*

*A mes sœurs*

*A tous mes amis (es) d'études*

Tawfikabdellaoui

## *Remerciement :*

*Mes remerciements vont tout premièrement à Dieu tout puissant pour la volonté, la santé et la patience, qu'il nous a donné durant toutes ces longues années.*

*On remercie Mr H. CHENOUI pour nous avoir honorés de son encadrement et ses judicieux conseils qui nous ont permis de mener à bien ce travail.*

*Nous voulons aussi remercier les membres de jury qui nous rendent honneur de leurs présences ainsi que pour toutes les remarques et conseils qui nous auront apportés.*

*Nous remercions vont aussi à tous les enseignants du département de génie électrique qui a contribué à notre formation.*

*Enfin nous tenons à exprimer notre reconnaissance à tous nos amis et collègues pour le soutien tout moral.*

## Liste des Figures :

### Chapitre I :

*Figure I. 1: Moteur synchrones à inducteur bobiné à rotor à pole lisses*

*Figure I.2: Moteur synchrones à inducteur bobiné à rotor à pôles saillants*

*Figure (I-3) : Représentation schématique de la machine synchrone*

*Figure (I-4) : Passage du triphasé au biphasé*

*Figure (I-5) : Représentation vectorielle des courants et f.e.m.*

*Figure (I-6) : Alimentation à flux constant.*

### Chapitre II :

*Figure (II-1) : Structure générale de l'alimentation d'une machine synchrone à rotor bobiné*

*Figure (II-2) : Modélisation du Redresseur à diodes (Pont de Graëtz)*

*Figure (II-3) : Tension redressée*

*Figure (II-4) : Modélisation du filtre.*

*Figure (II-5) . Tension filtrée*

*Figure (II-6) : Représentation des interrupteurs de l'onduleur.*

*Figure (II-7) : Principe de la technique triangulo-sinusoïdale.*

*Figure (II-8) : Association onduleur à MLI - machine synchrone*

*Figure (II-9) : Principe de réglage par hystérésis.*

*Figure (II-10) : Association onduleur à hystérésis-Mmachine synchrone.*

### Chapitre III :

*Figure (III-1) : Principe de la commande vectorielle*

*Figure (III-2) : Boucle de régulation de vitesse.*

*Figure (III-3) : Schéma de régulation de vitesse*

*Figure (III-4) : Méthode des pôles imposés.*

*Figure (III-5) : Schéma global de la commande pour un onduleur contrôlé en courant.*

*Figure (III-6) : Schéma de simulation global de la commande pour un onduleur contrôlé en courant*

*Figure (III-7) : Commande vectorielle avec la stratégie hystérésis*

## Liste des abréviations :

- $d, q$  Indices correspondant aux axes direct et en quadrature
- $V_s, V_f$  Tensions statorique et rotorique
- $i_s, i_f$  Courants statorique et rotorique
- $i_{kd}, i_{kq}$  Courants du circuit amortisseur longitudinal et transversal
- $R_s, R_f$  Résistances statorique et rotorique
- $R_{kd}, R_{kq}$  Résistance du circuit amortisseur longitudinal et transversal
- $C_{em}, C_r$  Couple électromagnétique et couple résistant
- $\phi_m$  Flux magnétisant
- $\theta$  Angle rotorique entre la première phase du stator et la première phase du rotor
- $\psi, \delta$  Angle de calage et angle interne de la machine
- $\omega$  Vitesse angulaire de la machine
- $\tau_e, \tau_m$  Constantes de temps électrique et mécanique
- $J, f$  Moment d'inertie et coefficient de frottement
- $P$  Nombre de paires de pôles
- $MCC$  : Machine à courant continu
- $MS$  : Machine synchrone.

## Résumés :

La commande des systèmes électriques est la base de tous les développements techniques et les progrès réalisés en matière d'électronique de puissance et de circuits de commande ont contribué à l'utilisation des machines synchrones à rotor bobiné dans les systèmes d'entraînements électriques.

L'objectif de ce travail est de présenter la commande vectorielle appliquée à la machine synchrone à rotor bobiné avec amortisseur pour l'amélioration de ces performances. Les résultats de simulation effectués avec le logiciel MATLAB/Simulink après des tests de robustesse montre le découplage entre le flux et le couple.

**Mots clés :** Commande vectorielle (FOC), Machine synchrone à rotor bobiné (MSRB), Onduleur triphasé à deux niveaux, Découplage, amortisseur.

## الملخص:

بعد التحكم في الأنظمة الكهربائية أساس جميع التطورات التقنية وقد ساهم التقدم في الكهرونيات الطاقة ودوائر التحكم في استخدام الآلات المتزامنة بدوار الجرح في أنظمة القيادة الكهربائية .  
الهدف من هذا العمل هو تقديم التحكم المتجه المطبق على الآلة المتزامنة مع دوار الجرح مع المثبط لتحسين هذا الأداء .  
تظهر نتائج المحاكات التي تم إجراؤها باستخدام برنامج MATLAB SIMULINK بعد اختبارات المتانة  
الفصل بين التدفق وعزم الدوران .



## Table des matières :

<b>INTRODUCTION GENERALE.....</b>	<b>2</b>
<b>CHAPITRE I : MODELISATION DE LA MACHINE SYNCHRONE A ROTOR BOBINE .....</b>	<b>4</b>
I- Introduction :.....	6
I-1 Les machine génératrices.....	4
I-2 Les moteurs électriques.....	4
I-2-1 Les moteurs à courant continu .....	4
I-2-2Le moteur asynchrone .....	4
I-2-3 Le moteur synchrone.....	5
I.2.3.1 Machines synchrones à rotors bobinés à pôles lisses:.....	5
I.2.3.2 Machines synchrones à rotors bobinés à pôles saillants:.....	6
I.2.3.2.1 Utilisation des machines synchrones à inducteur bobiné.....	7
I-3- Propriétés du moteur synchrone :.....	9
a. Avantages :.....	9
b. Inconvénients :.....	9
I-6-Conclusion :.....	9
<b>CHAPITRE II : ALIMENTATION DE LA MACHINE SYNCHRONE .....</b>	<b>12</b>
II-1-Introduction :.....	10
I.4. Modélisation de la machine synchrone à rotor bobiné à pôles saillants.....	10
I.4.1 Hypothèses simplificatrices de la machine.....	11
I.4.2 Les équations de la machine : .....	11
I-5- Principe de l'alimentation à flux constant : .....	18
II-2-Modélisation du convertisseur :.....	23
II.3. Modélisation du redresseur.....	20
II-4-Modélisation du filtre :.....	22
II-5-Modélisation de l'onduleur triphasé : .....	24
<b>CHAPITRE III : COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE SYNCHRONE A ROTOR BOBINE .....</b>	<b>31</b>
III-1-Introduction:.....	27

<b>II-6-Commande de l'onduleur :</b> .....	<b>32</b>
<b>III-2 Propriétés de la commande vectorielle</b> .....	<b>32</b>
<b>III-3-Principe de la commande vectorielle :</b> .....	<b>32</b>
<b>III-4- Commande vectorielle de la machine synchrone :</b> .....	<b>34</b>
<b>III-5- Résultats de simulation</b> .....	<b>39</b>
<b>III-6- Interprétation des résultats de simulation</b> .....	<b>44</b>
<b>III-7- Conclusion</b> .....	<b>44</b>
<b>CONCLUSION GENERALE :</b> .....	<b>50</b>
<b>ANNEXES :</b> .....	<b>54</b>

## INTRODUCTION GENERALE

La machine électrique c'est une machine pour convertir l'énergie mécanique pour effectuer un travail .

Les moteurs électrique sont utilisés pour faire fonctionner plusieurs machine et équipements mécanique tels que des machines à laver des climatiseurs des collecteurs électriques des sèche \_ cheveux des machines à coudre des perceuses au soufre et des perforations et la mise à mort de divers types d'adducteurs mécanique de ropots ainsi que des équipements qui facilitent le travail à l'intérieur de l'usine et la taille et la capacité des moteurs électrique varient considérablement

Il peut s'agir d'un appareil à roche qui le remplit dans une montre \_ pracelet ou d'un énorme moteur qui est une locomotive ropuste

A l'heure ou les mélangeurs et la plupart des autres appareilsde cuicine ont becoin d'un petit moteur électrique car ils n'ont pesoin que d'une cinple puissance, les traits nécessitent l'utilisation de moteur de plus en plus fiables de siorte que le moteur dans ce cas doit faire un gros effort en peu de temps et en fonction du type d'électricité utilisé il existe deux types principaux pour les moteurs ;Moteurs courants écrits et moteurs courants .

Selon le type d'électricité utilisé il existe deux types principaux : les moteurs qui fonctionnent en congonction avec le courant et les moteurs qui fonctionnent en courant continu les moteurs à courant continu fonctionnent également d'une manière située dans les appareils électroménagers et le courant continu ne circule que dans un seul sens et sa serce principale est la batterie et l'utilisation de moteurs à courant continu est utilisée pour faire fonctonare l'équipement mécanique en usine il est également utilisée comme démarreur dans les moteurs à essence et les moteurs électrique reposent sur un inductur électrique qui produit la puissance nécessaire pour entrainer des machine ou des

équipements mécanique les machine de l'équipement qui en trainent un moteurs électrique sont appelées une charge l'arbre d'entraînement électrique relie le développement des moteurs électrique au députe du IXe siècle le cerveau de la découverte électro\_mixte on 1820, le physicien danois découvre que le fil dans lequel un courant électrique le traverse est un champ magnétique et au dixième il atteint auteurs d'une barre de fer pour produire une électrophorèse électrophle à la fin des années 1820 , le physicien américain Joseph Henry a démontré qu'un électro\_aimant plus puissant pouvait être conçu pour enrouler plusieurs couches de joints isolés autour d'une morceau de fer.

**CHAPITRE I :**  
**Généralités sur les machines**  
**électrique**



**- Introduction**

Les moteurs diffèrent entre eux en termes de puissance, de principe de fonctionnement et de vitesse. Les moteurs électriques peuvent être classés en deux types de base en termes d'alimentation électrique. Le moteur à courant continu et le moteur à courant alternatif ont une qualité à la fois synchrone et asynchrone.

**I.1 Les machines génératrices**

qui transforment l'énergie mécanique en énergie électrique.

Leur fonctionnement est basé sur l'induction d'un courant électrique dans un circuit conducteur par déplacement relatif de celui-ci et d'un champ magnétique, à l'aide d'un engin d'entraînement mécanique. Selon que le courant électrique induit est continu ou alternatif, la machine génératrice sera appelée dynamo ou alternateur

**I.2. Les moteurs électriques**

Leur fonctionnement est basé sur l'obtention d'un effort mécanique par action d'un champ magnétique sur un circuit électrique traversé par un courant fourni par une source extérieure, laquelle peut aussi produire éventuellement le champ magnétique. Selon que le courant électrique fourni par la source extérieure est continu ou alternatif, la machine sera appelée moteur à courant continu ou moteur à courant alternatif (synchrone ou asynchrone) [ 14].

**I.2.1. Les moteurs à courant continu**

L'emploi des moteurs à courant continu est sans équivalent dans le domaine des très faibles puissances (jouets, perceuses miniatures,...). Il est en particulier presque obligatoire dans les équipements des automobiles (essuie-glaces, ventilateurs lève-vitres, démarreurs,...). Dans le domaine industriel, on trouve des moteurs à courant continu de puissance moyenne dans les applications à vitesse variable. En ce qui concerne les fortes puissances, les limitations technologiques liées à l'alimentation en puissance électrique du rotor font qu'ils sont maintenant supplantés par les moteurs synchrones auto-pilotés qui possèdent globalement les mêmes caractéristiques mécaniques.

**I.2.2. Le moteur asynchrone**

Le moteur asynchrone est le moteur le plus utilisé dans l'industrie. Il est peu coûteux, on le fabrique en grande série. Il est robuste et son entretien est très limité. Il est sûr : son fonctionnement ne génère pas d'étincelles à la différence d'un moteur à courant continu. Ce

type de moteur équipe la quasi totalité des machines-outils classiques, tours, fraiseuses, scies bobineuses, tapis roulants, pompes, compresseurs, perceuses,...).

Fonctionnant directement sur le secteur alternatif, sans transformation préalable de l'énergie électrique qui l'alimente, c'est le moteur industriel par excellence qui ne possède pas d'organe délicats comme le collecteur du moteur à courant continu. Les courants qui circulent dans le stator constituent l'unique source externe de champ magnétique : le rotor n'a pas à être relié à une source d'énergie électrique. Il existe bien des courants rotoriques qui participent, eux aussi, à la création du champ magnétique, mais ce sont des courants induits. C'est de là que vient le nom parfois donné au moteur asynchrone : "moteur d'induction".

### **I.2.3. Le moteur synchrone**

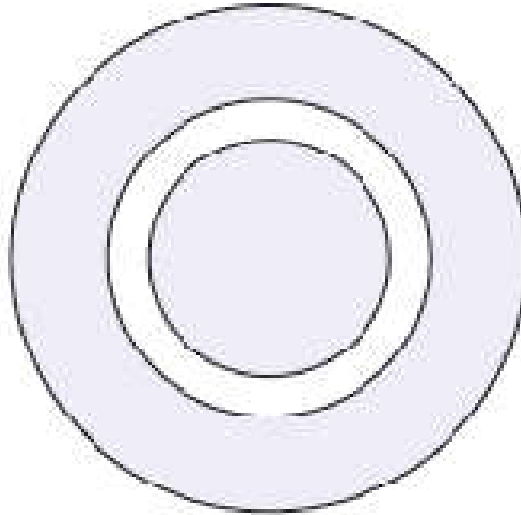
Parce que leur fréquence de rotation ne dépend que du réseau qui les alimente, les moteurs synchrones ont des emplois spécifiques, par exemple là où une rotation uniforme est primordiale.

Utilisés directement sur le réseau public, les moteurs synchrones ne peuvent démarrer seuls on doit d'abord les entraîner à leur vitesse de rotation nominale avant de les coupler au réseau : cela nécessite un moteur auxiliaire. Les moteurs synchrones sont donc d'un emploi malaisé [ 14].

#### **I.2.3.1 Machines synchrones à rotors bobinés à pôles lisses:**

Les Machines synchrones à rotors bobinés à pôles lisses sont plutôt adaptées pour des applications à forte puissance et grande vitesse, le bobinage est dans ce cas logé dans des encoches pratiquées dans la masse du rotor et fermées par des clavettes en acier amagnétique (Figure I.1). Les têtes de bobines inductrices sont maintenues en place par des frettes en acier amagnétique. L'entrefer étant d'épaisseur constante, seule la répartition des encoches et /ou leur remplissage constitue un paramètre structurel jouant sur la forme d'onde des f.e.m attendues. Une disposition appropriée permet d'obtenir des f.e.m sinusoïdales à très faible taux d'harmonique [ 2].

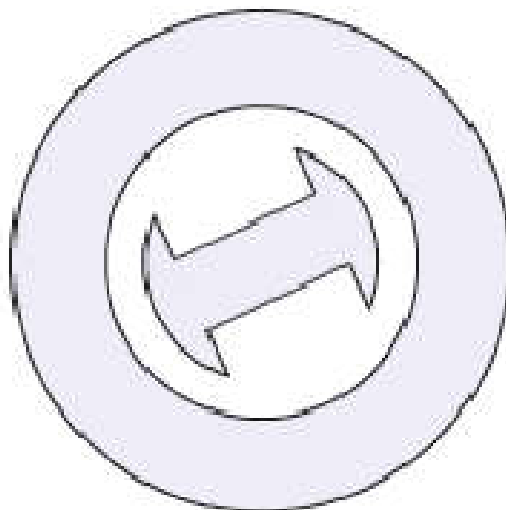




**Figure I. 2:** Moteur synchrones à inducteur bobiné à rotor à pole lisses

#### **I.2.3.2 Machines synchrones à rotors bobinés à pôles saillants:**

Pour les machines à rotors à pôles saillants (Figure1.2), les bobines inductrices sont montées autour de noyaux polaires massifs ou feuilletés. Pour ces machines, le rotor est un électroaimant dont les pôles sont alternativement nord et sud. Les enroulements sont alimentés en courant continu, ils sont placés autour des noyaux polaires. Le nombre de pôles est toujours pair, il varie suivant la machine. Elles sont utilisées pour des applications qui nécessitent une simplicité de constitution [ 2].



**Figure I.2:** Moteur synchrones à inducteur bobiné à rotor à pôles saillants

**I.2.3.2.1 Utilisation des machines synchrones à inducteur bobiné**

Les machines synchrones à inducteur bobiné sont particulièrement utilisées dans le domaine des fortes puissances. Ils sont soit branchés directement sur le réseau, soit associés à une alimentation électronique. Parmi les domaines d'applications, on rencontre la traction ferroviaire, la propulsion des navires, les laminoirs, les compresseurs, les concasseurs...etc. Toutefois, la concurrence des moteurs asynchrones a réduit l'usage des moteurs synchrones dans certaines de ces applications de forte puissance [ 3]

**I-3- Propriétés du moteur synchrone :****a. Avantages :**

- Son rendement est excellent, il est supérieur à tous les autres types de moteurs.
- Sa vitesse demeure constante même si la tension d'alimentation ou si la charge qu'il entraîne subissent des variations.
- On peut l'alimenter directement à des tensions élevées.
- Il peut fournir de la puissance réactive, ce qui rend capable d'améliorer le facteur de puissance d'une installation.
- Il peut supporter des chutes de tensions relativement importantes de l'ordre de 50% sans décrocher.

**b. Inconvénients :**

- Il peut décrocher dans le cas d'une surcharge brusque ou d'une tension importante du réseau, ceci nécessite une surveillance particulière avec l'utilisation de dispositifs de sécurité.
- Il a besoin d'un courant continu pour assurer son excitation, cet organe supplémentaire augmente de prix du moteur.
- Il présente des difficultés au démarrage.

**I-6-Conclusion :**

Dans ce chapitre nous avons pu établir un modèle mathématique de la machine synchrone à rotor bobiné à pôles saillants avec amortisseurs dont la complexité a été réduite en utilisant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices, cela nous a permis d'établir un modèle de Park qui réduit le système d'état électrique de la machine de six à cinq équations et

d'éliminer la complexité du modèle vis à vis de la variation des paramètres de la machine en fonction de la position du rotor.

Il faut considérer maintenant les diverses alimentations à fréquence variable de ce type de machines. Le prochain chapitre sera consacré à l'étude d'une alimentation choisie et de son association avec la machine.



**CHAPITRE II :**  
**Modélisation de la**  
**machine synchrone**  
**et les convertisseur**



**II-1-Introduction :**

Pour contrôler la machine synchrone, il est nécessaire de contrôler les courants statoriques. Il existe deux types de convertisseurs statiques qui le permettent, les cycloconvertisseurs et les onduleurs. Les premiers ne pouvant fournir des ondes de grandes fréquences, on se limite aux onduleurs et on distingue pour ces derniers entre deux méthodes de contrôle des courants statoriques :

- Contrôle par hystérésis.
- Contrôle par modulations de largeurs d’impulsions MLI.

**I.4. Modélisation de la machine synchrone à rotor bobiné à pôles saillants**

Les machines sont introduites sous forme d’un système d’équations électriques et mécaniques traduisant le comportement d’un certain modèle de la machine synchrone. [ 4]

La machine utilisée dans notre étude est une machine synchrone triphasée à pôles saillants alimentée en tension à fréquence et amplitude variable. Pour la variation de la vitesse nous utiliserons le principe d’autopilotage par capteur de position du rotor, qui consiste à alimenter la machine avec une tension dont la fréquence et la phase sont asservies à la position du rotor. [ 5]

La machine possède un enroulement triphasé (induit) et un enroulement d’excitation(inducteur) parcouru par un courant continu, et un enroulement amortisseur selon la **figure(I-1)**.

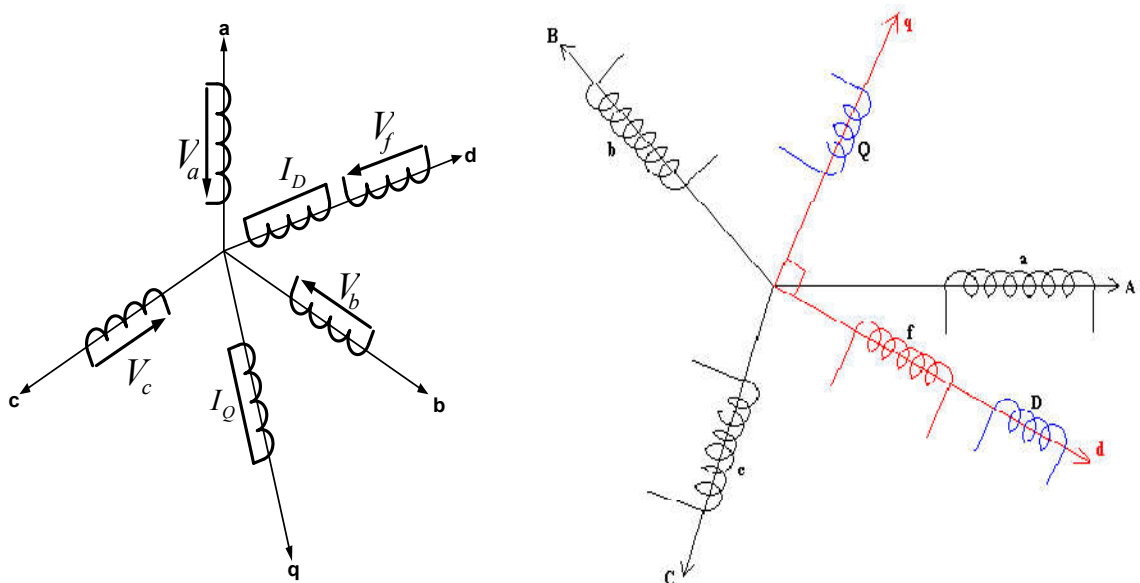


Figure (I-3) : Représentation schématique de la machine synchrone

### I.4.1 Hypothèses simplificatrices de la machine

La modélisation de Park est construite à partir des équations électriques de la machine. Ce modèle fait un certain nombre d'hypothèses simplificatrices :

- Les pertes fer sont négligées.
- l'effet de la saturation du circuit magnétique est négligé.
- le couple capacitif entre les enroulements est négligé
- Les résistances et inductances sont considérées indépendantes de la température.
- La répartition de l'induction le long de l'entrefer est supposée sinusoïdale.
- Les effets des encoches ne sont pas pris en compte.

### I.4.2 Les équations de la machine :

Les équations de la machine synchrone triphasée exprimées dans l'axe (a, b, c) s'écrivent :

$$[V] = [R] \cdot [I] + \frac{d[\Phi]}{dt} \tag{1-1}$$

Tel que:

$$[R] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_f & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_D & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_Q \end{bmatrix} ; [V] = \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \\ V_f \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} ; [I] = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_f \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix} ; [\Phi] = \begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \\ \Phi_f \\ \Phi_D \\ \Phi_Q \end{bmatrix} \tag{1-2}$$

D'un autre coté on a:

$$[\Phi] = [L] \cdot [I] \tag{1-3}$$

Avec:



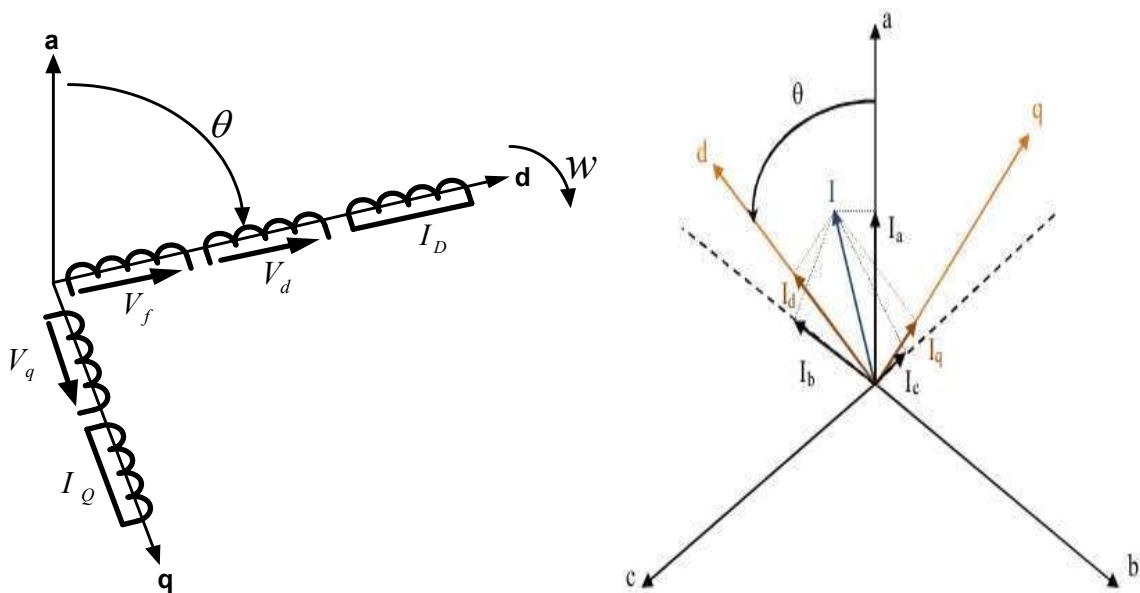
$$[L] = \begin{bmatrix} L_a & M_{ba} & M_{ca} & M_{fa} & M_{Da} & M_{Qa} \\ M_{ab} & L_b & M_{bc} & M_{bf} & M_{bD} & M_{bQ} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_c & M_{cf} & M_{cD} & M_{cQ} \\ M_{fa} & M_{fb} & M_{fc} & L_f & M_{fD} & M_{fQ} \\ M_{Da} & M_{Db} & M_{Dc} & M_{Df} & L_D & M_{DQ} \\ M_{Qa} & M_{Qb} & M_{Qc} & M_{Qf} & M_{QD} & L_Q \end{bmatrix} \quad (1-4)$$

Puisque les mutuelles inductances qui se trouvent en quadrature sont nulles alors :  $M_{fQ} = M_{Qf} = 0$  et  $M_{DQ} = M_{QD} = 0$ .

Ce système est non linéaire car les inductances sont en fonction de la position du rotor, ceci complique considérablement le modèle réel de la machine. Le problème est simplifié en adoptant la transformation de Park.

**I-4- Transformation de Park :**

Cette méthode consiste à transformer le système d'enroulement triphasé statorique d'axe (a, b, c) en un système équivalent (d, q) en quadrature [1] selon la figure(I-2).



**Figure (I-4) : Passage du triphasé au biphasé**

f : enroulement du rotor.

D : amortisseur longitudinal.

Q : amortisseur transversal.

$\theta$  : angle entre la phase a et d.

Cette transformation est définie par sa matrice  $[A(\theta)]$  telle que :

$$[A(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - 2\frac{\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + 2\frac{\pi}{3}\right) \\ \sin(\theta) & \sin\left(\theta - 2\frac{\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + 2\frac{\pi}{3}\right) \\ \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix} \quad (1-5)$$

Les vecteurs obtenus par cette transformation exprimés dans l'axe (d, q) liés au rotor sont :

$$[V_{dqo}] = [A(\theta)] \cdot [V_{abc}] \quad (1-6)$$

$$[I_{dqo}] = [A(\theta)] \cdot [I_{abc}] \quad (1-7)$$

$$[\Phi_{dqo}] = [A(\theta)] \cdot [\Phi_{abc}] \quad (1-8)$$

L'expression des tensions statoriques dans le référentiel (d, q):

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds} + \omega r \cdot \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs} - \omega r \cdot \Phi_{ds} \end{cases} \quad (1-9)$$

L'expression de la tension rotorique ne subit pas de transformation :

$$V_f = R_f \cdot i_f + \frac{d}{dt} \Phi_f \quad (1-10)$$

Les équations des amortisseurs sont :

$$\begin{cases} 0 = R_{kd} \cdot i_{kd} + \frac{d}{dt} \Phi_{kd} \\ 0 = R_{kq} \cdot i_{kq} + \frac{d}{dt} \Phi_{kq} \end{cases} \quad (1-11)$$

Les équations des flux sont :

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{ds} = L_d \cdot i_{ds} + M_f \cdot i_f + M_{kd} \cdot i_{kd} \\ \Phi_{qs} = L_q \cdot i_{qs} + M_{kq} \cdot i_{kq} \\ \Phi_f = L_f \cdot i_f + M_f \cdot i_{ds} + M_{kd} \cdot i_{kd} \\ \Phi_{kd} = L_{kd} \cdot i_{kd} + M_{kd} \cdot i_{ds} + M_{fd} \cdot i_f \\ \Phi_{kq} = L_{kq} \cdot i_{kq} + M_{kq} \cdot i_{qs} \end{array} \right. \quad (1-12)$$

En écrivant ces flux en fonction des flux magnétisants  $\Phi_{md}$  et  $\Phi_{mq}$  on aura :

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{md} = L_{md} \cdot i_{md} = L_{md} \cdot (i_{ds} + i_f + i_{kd}) \\ \Phi_{mq} = L_{mq} \cdot i_{mq} = L_{mq} \cdot (i_{qs} + i_{kq}) \end{array} \right. \quad (1-13)$$

Avec :

$$\Phi_m = \sqrt{\Phi_{md}^2 + \Phi_{mq}^2}$$

$$L_{md} = M_f = M_{fd} = M_{kd}$$

$$L_{mq} = M_{kq}$$

D'où :

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{ds} = (L_d - L_{md}) \cdot i_{ds} + \Phi_{md} = L_{d1} \cdot i_{ds} + \Phi_{md} \\ \Phi_{qs} = (L_q - L_{mq}) \cdot i_{qs} + \Phi_{mq} = L_{q1} \cdot i_{qs} + \Phi_{mq} \\ \Phi_f = (L_f - L_{md}) \cdot i_f + \Phi_{md} = L_{f1} \cdot i_f + \Phi_{md} \\ \Phi_{kd} = (L_{kd} - L_{md}) \cdot i_{kd} + \Phi_{md} = L_{kd1} \cdot i_{kd} + \Phi_{md} \\ \Phi_{kq} = (L_{kq} - L_{mq}) \cdot i_{kq} + \Phi_{mq} = L_{kq1} \cdot i_{kq} + \Phi_{mq} \end{array} \right. \quad (1-14)$$

Les équations deviennent dans le cas d'une alimentation en tension :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} \Phi_{ds} = V_{ds} - R_s \cdot i_{ds} - \omega r \cdot \Phi_{qs} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{qs} = V_{qs} - R_s \cdot i_{qs} + \omega r \cdot \Phi_{ds} \\ \frac{d}{dt} \Phi_f = V_f - R_f \cdot i_f \\ \frac{d}{dt} \Phi_{kd} = -R_{kd} \cdot i_{kd} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{kq} = -R_{kq} \cdot i_{kq} \end{array} \right. \quad (1-15)$$

Les flux magnétisants peuvent s'écrire :

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{md} = \left( \frac{\Phi_{ds}}{L_{d1}} + \frac{\Phi_f}{L_{f1}} + \frac{\Phi_{kd}}{L_{kd1}} \right) \cdot L_{d2} \\ \Phi_{mq} = \left( \frac{\Phi_{qs}}{L_{q1}} + \frac{\Phi_{kq}}{L_{kq1}} \right) \cdot L_{q2} \end{array} \right. \quad (1-16)$$

Avec :

$$L_{d2} = \frac{1}{\frac{1}{L_{md}} + \frac{1}{L_{d1}} + \frac{1}{L_{f1}} + \frac{1}{L_{kd1}}}$$

$$L_{q2} = \frac{1}{\frac{1}{L_{mq}} + \frac{1}{L_{q1}} + \frac{1}{L_{kq1}}}$$

Dans le cas d'une alimentation en tension,  $V_{ds}$  et  $V_{qs}$  doivent être imposées tel que :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = [A(\theta)] \cdot \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad ; \omega_r \cdot t = \theta \quad (1-17)$$

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \sqrt{2} \cdot V_{seff} \cdot \begin{bmatrix} \sin(\theta_e) \\ \sin\left(\theta_e - 2\frac{\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\theta_e + 2\frac{\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (1-18)$$

Si :  $|V_s| = \sqrt{V_{ds}^2 + V_{qs}^2}$ , on écrit :

$$\begin{cases} V_{ds} + jV_{qs} = R_s \cdot (i_{ds} + ji_{qs}) - j \cdot \omega_r \cdot (\Phi_{ds} + j\Phi_{qs}) \\ \underline{V}_s = R_s \cdot \underline{i}_s - j \cdot \omega_r \cdot \underline{\Phi}_s \\ \underline{E} = j \cdot \omega_r \cdot \underline{\Phi}_m \\ \theta_e = \theta - \delta + \frac{\pi}{2} \end{cases} \quad (1-19)$$

$\delta$  : Angle interne de la machine entre  $(\underline{V}_s, \underline{E})$  selon la figure(I-3):

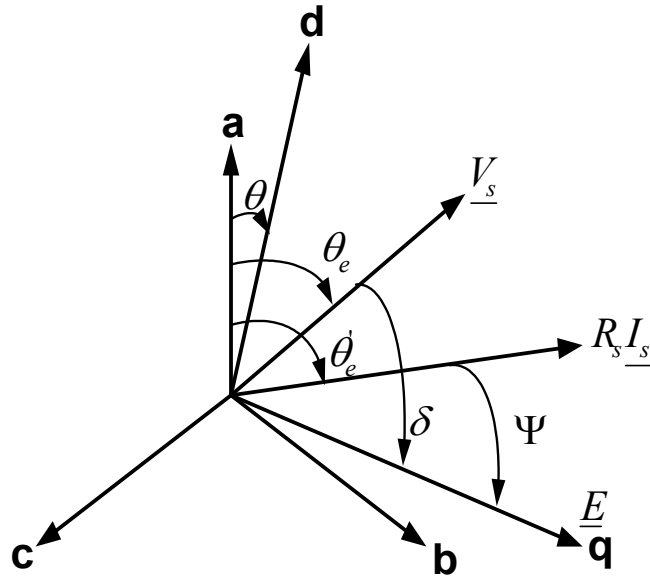


Figure (I-5) : Représentation vectorielle des courants et f.e.m.

Dans le cas d'une alimentation en courant on a :

$$\begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} = [A(\theta)] \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = [A(\theta)] \cdot \begin{bmatrix} \sqrt{2} \cdot I_s^* \cdot \sin(\theta_e') \\ \sqrt{2} \cdot I_s^* \cdot \sin\left(\theta_e' - 2\frac{\pi}{3}\right) \\ \sqrt{2} \cdot I_s^* \cdot \sin\left(\theta_e' + 2\frac{\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (1-20)$$

avec :

$$\theta_e' = \theta - \psi + \frac{\pi}{2} \quad ; \quad \text{tg} \psi = \frac{i_{ds}}{i_{qs}}$$

$\psi$  : Angle de calage.

L'expression générale du couple électromagnétique dans le repère de Park est :

$$C_{em} = P \cdot (\Phi_{ds} \cdot i_{qs} - \Phi_{qs} \cdot i_{ds}) \quad (1-21)$$

avec les expressions des flux  $\Phi_{ds}$  et  $\Phi_{qs}$  (I-12) le couple s'exprime alors par :

$$C_{em} = P \cdot [M_{ff} i_f i_{qs} + (L_d - L_q) \dot{i}_{ds} \cdot i_{qs} - M_{kq} i_{kq} i_{ds} + M_{kd} i_{kd} i_{qs}] \quad (1-22)$$

L'équation mécanique :

$$J \cdot \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - C_{fr} \text{ tel que : } \Omega = \frac{w_r}{P} \quad (1-23)$$

Où :

$\Omega$  : La vitesse angulaire.

$P$  : Nombre de paire de pole.

$w_r$  : La pulsation rotorique du moteur.

$J$  : Le moment d'inertie total des masses tournantes.

$C_r$  : Le couple résistant de la charge montée sur l'arbre du rotor.

$C_{fr}$  : Couple dû aux frottements, tel que :

$$C_{fr} = fr \cdot \frac{d\theta}{dt} = fr \cdot \frac{w_r}{P}; \text{ avec } fr : \text{ coefficient du frottement de la machine.}$$

En remplaçant le  $C_{em}$  et  $C_{fr}$  on obtient :

$$J \cdot \frac{d\Omega}{dt} = P \cdot (\Phi_d \cdot i_q - \Phi_q \cdot i_d) - C_r - fr \cdot \frac{w_r}{P} \quad (1-24)$$

Alors l'expression de la vitesse sera :

$$\frac{dw_r}{dt} = \frac{p^2}{J} \cdot (\Phi_d \cdot i_q - \Phi_q \cdot i_d) - fr \cdot \frac{w_r}{J} - \frac{P}{J} \cdot C_r \quad (1-25)$$

### **I-5- Principe de l'alimentation à flux constant :**

Une alimentation à flux constant lui est appliquée, cette méthode est l'une des méthodes de démarrage des machines synchrones.

Un moteur synchrone peut être mis en marche par variation de fréquence lorsque la fréquence de la tension appliquée lors du démarrage varie progressivement de zéro jusqu'à sa valeur nominale. Le moteur tourne alors au synchronisme pendant toute la période de lancement [1] (figure (I-4)).

Nous avons défini cette méthode par l'expression suivante :

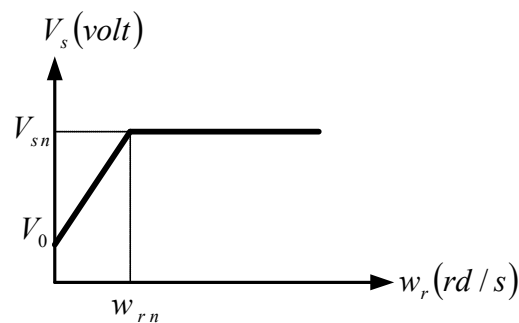
$$V_s = \begin{cases} V_{sn} & \text{si } \omega_r > \omega_{rn} \\ V_{s1} & \text{si } \omega_r < \omega_{rn} \end{cases} \quad (1-26)$$

Avec :  $V_{s1} = K \cdot \omega_r + V_0$  (1-27)

D'où :

$$K = 96\% \cdot \left( \frac{V_{sn}}{\omega_{rn}} \right)$$

$$V_0 = 4\% \cdot (V_{sn})$$



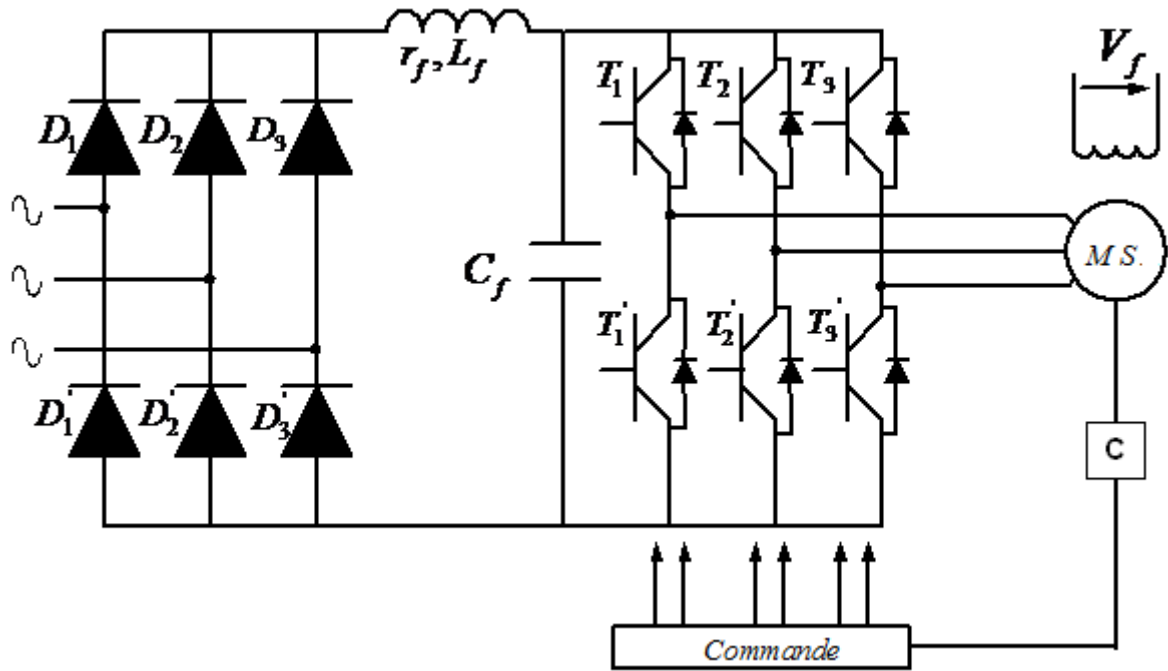
**Figure (I-6) : Alimentation à flux constant.**

**II-2-Modélisation du convertisseur :**

Le convertisseur qui assure l'alimentation de la machine synchrone est constitué de trois étages, un redresseur connecté au réseau, un filtre qui permet de réduire les ondulations du courant et de la tension, et un onduleur qui permet d'alimenter la machine par un système de tension alternatif à fréquence variable.

La structure d'alimentation est donnée par la figure (II-1) :





**Figure (II-1) :** Structure générale de l'alimentation d'une machine synchrone à rotor bobiné

### II.3. Modélisation du redresseur

Les redresseurs sont des convertisseurs de l'électronique de puissance qui assurent directement la conversion alternative continue. Ils permettent d'alimenter en courant continu les récepteurs branchés à leur sortie.

On utilise un redresseur chaque fois qu'on a besoin de source continue sachant que l'énergie électrique est disponible en alternative. Les redresseurs ont un très vaste domaine d'application mais malheureusement leur inconvénient major est qu'ils envoient au réseau des courants non sinusoïdaux riches en harmonique. Nous utilisons un pont triphasé à diodes alimenté par un système de tension sinusoïdale triphasée, la structure de ce redresseur est représentée par la figure (Fig. II.2) [6].

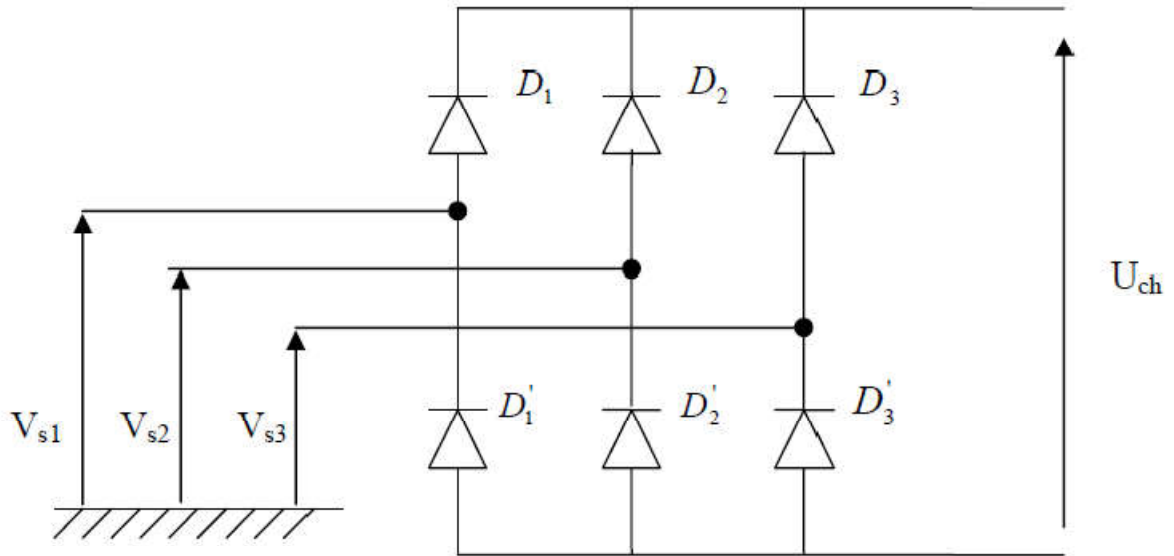


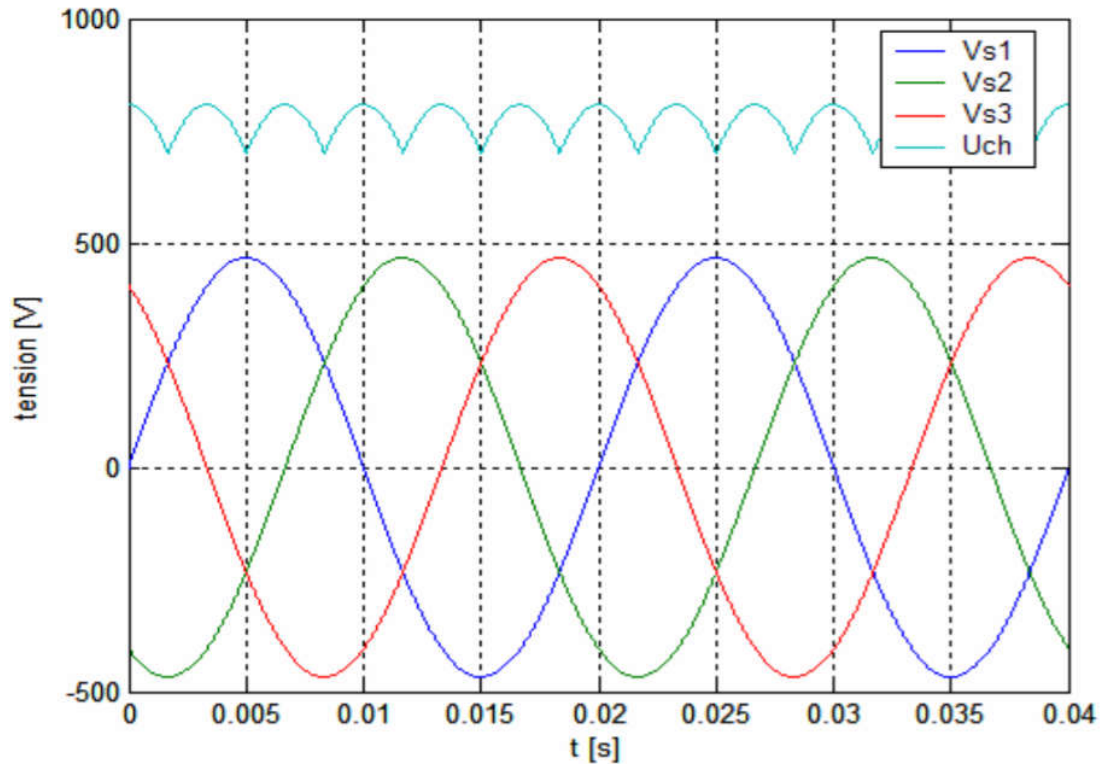
Figure (II-2) :Modélisation du Redresseur à diodes (Pont de Graëtz)

Deux diodes de même bras ne peuvent conduire simultanément. Lorsque  $D1$  conduit, l'une des deux diodes  $D2'$  et  $D3'$  conduit également. Il en vient que  $D1$  conduit lorsque  $V_{s1}$  est supérieure à  $V_{s2}$  et  $V_{s3}$ , on encore :

$$U_d = \max(V) - \min(V) \tag{II-1}$$

avec :

$$V = [v_1 \quad v_2 \quad v_3]^t$$



**Figure (II-3) :** Tension redressée

La tension redressée  $U_{ch}$  obtenue par le redresseur de la figure (Fig. II.3) présente des ondulations importantes, ce qui nécessite un filtrage.

#### II-4-Modélisation du filtre :

Pour corriger la source de tension continue, on insère à l'entrée de l'onduleur une capacité  $C$  pour absorber la différence entre le courant unidirectionnel  $I_{ch}$  et le courant  $I_d$  et supprime les brusques variations de  $U_d$  lors de la commutation. Par contre, pour réduire l'ondulation du courant  $I_d$  et protéger l'onduleur contre la croissance de courant, on place en série une inductance de lissage  $L$  (de résistance interne  $R$ ). [ 6]

Le filtre est constitué d'une inductance  $L_f$  en série avec une résistance  $r_f$ , le tout monté en parallèle avec une capacité  $C_f$  selon la figure (II-4).

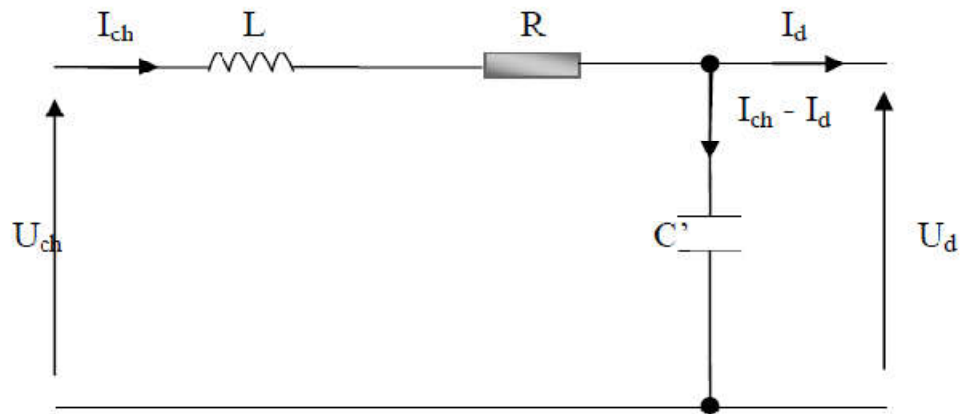


Figure (II-4) : Modélisation du filtre.

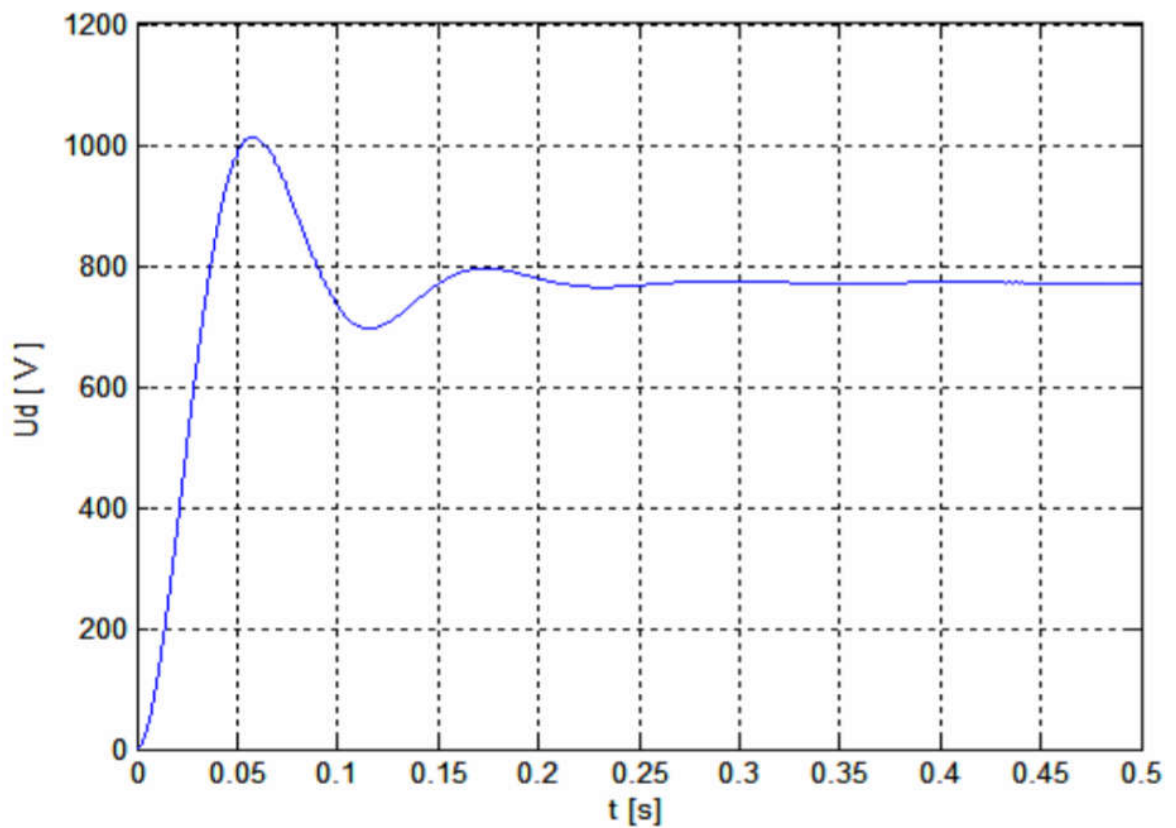


Figure (II-5) . Tension filtrée

- Le condensateur permet d’obtenir à l’entrée de l’onduleur une tension  $U$  sensiblement constante, et d’absorber le courant négatif restitué par la charge.

- L’inductance permet de rendre sensiblement le courant constant.

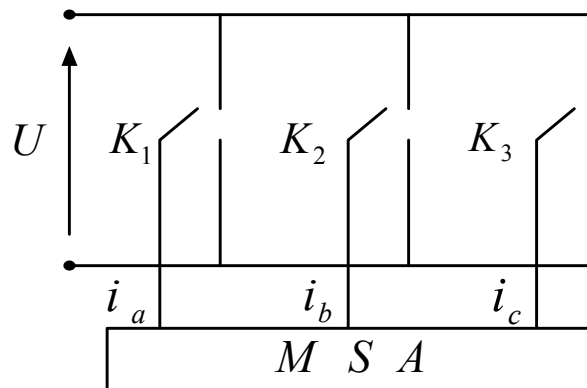
Les équations du filtre sont données par :

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L_f} \cdot (U_d - U) \\ \frac{dU}{dt} = \frac{1}{C_f} \cdot (i_d - i) \end{cases} \quad (\text{II-2})$$

**II-5-Modélisation de l'onduleur triphasé :**

L'onduleur de tension triphasé découle immédiatement de trois demi pont monophasé, on obtient l'onduleur triphasé à six interrupteurs chaque demi pont comprend un thyristor (ou un transistor) et une diode. Pour assurer la continuité des courants de sortie alternatif  $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$ , les interrupteurs  $K_1, K'1 ; K_2, K'2, K_3$  et  $K'3$  doivent être complémentaires deux à deux [7].

Tous ces éléments sont considérés comme des interrupteurs idéaux. Il est modélisé en associant à chaque bras une fonction logique  $F_i$  selon la figure (II-6) [1].



**Figure (II-6) :** Représentation des interrupteurs de l'onduleur.

On définit les fonctions logiques de connexion par ( $i=1,2,3$ ) :

$$F_i = \begin{cases} 0 & \text{si } K_i \text{ est fermé et } K'_i \text{ est ouvert} \\ 1 & \text{si } K_i \text{ est ouvert et } K'_i \text{ est fermé} \end{cases} \quad (\text{II-3})$$

Ainsi les tensions de lignes sont données par :

$$\begin{cases} U_{ab} = U \cdot (F_1 - F_2) \\ U_{bc} = U \cdot (F_2 - F_3) \\ U_{ca} = U \cdot (F_3 - F_1) \end{cases} \quad (\text{II-4})$$

Les tensions simples  $v_a, v_b, v_c$  s'expriment par les relations suivantes :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{U}{3} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II-5})$$

Le courant à l'entrée de l'onduleur est donné par :

$$i = F_1 \cdot i_a + F_2 \cdot i_b + F_3 \cdot i_c \quad (\text{II-6})$$



**CHAPITRE III :**  
**la Commande de la**  
**machine synchrone à**  
**rotor bobiné**



**III-1-Introduction:**

Il est rendu possible de concevoir de grandes performances sur la machine synchrone autopilotée à rotor bobiné, parmi ces performances l'entraînement à vitesse variable.

Pour commander une machine alternative, on rencontre des difficultés dues au fait qu'il existe un fort couplage entre les variables d'entrées, de sorties et internes.

Grâce aux travaux développés de l'électronique de puissance on a abouti à des méthodes qui éliminent ce problème de couplage, une de ces techniques est la commande à flux orienté ou ce que l'on appelle **la commande vectorielle**, ce qui rend la machine synchrone assimilable à une machine à courant continu en vue du fonctionnement et de la simplicité de commande.

Dans ce chapitre, nous nous intéressons au découplage de la machine et à l'étude de la commande vectorielle pour un contrôle à la vitesse nominale, puis nous allons traiter les résultats de la simulation.

**III-1-Commande de l'onduleur :**

L'onduleur a pour objectif de produire des tensions alternatives variables en amplitude et en fréquence en fonction des caractéristiques électromagnétiques désirées.

La commande de l'onduleur permet de reconstituer ces grandeurs à partir d'une source de tension fixe par l'intermédiaire d'un convertisseur direct. Le réglage est effectué par la durée d'ouverture et de fermeture des interrupteurs et par la séquence de fonctionnement [1].

La stratégie de commande triangulo-sinusoïdale (MLI). Cette technique consiste à générer les trois tensions de sortie par comparaison des tensions de références, correspondantes aux tensions de sorties de fréquence  $f$  à un signal triangulaire (porteuse) de fréquence  $f_p$  élevée par rapport à la fréquence  $f$  [8].

Les instants de fermeture et de blocage des interrupteurs coïncident avec les instants d'intersection des deux signaux. La fréquence de commutation est fixée par la porteuse [9].

Cette stratégie est caractérisée par deux paramètres à savoir :

- L'indice de modulation **m**.
- Le taux de modulation **r**.

Avec :

$$m = \frac{f_p}{f} \quad ; \quad r = \frac{v_m}{v_{pm}}$$

Où :

$v_m$  : est l'amplitude de la tension de référence.

$v_{pm}$  : est l'amplitude de la porteuse.

L'augmentation de la valeur de  $m$  rejette les premières harmoniques non nulles vers les fréquences élevées et facilite le filtrage.

L'amplitude de la référence est inférieure à celle de la porteuse pour que certaines intersections ne disparaissent pas [5].

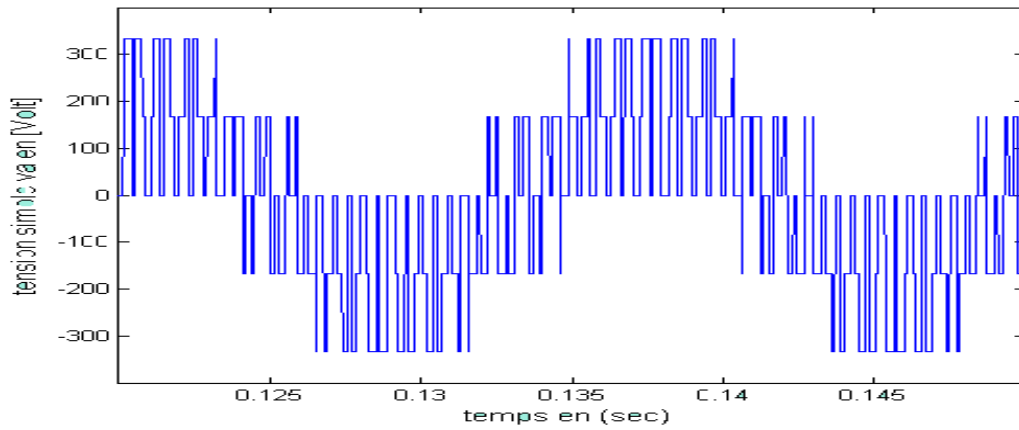
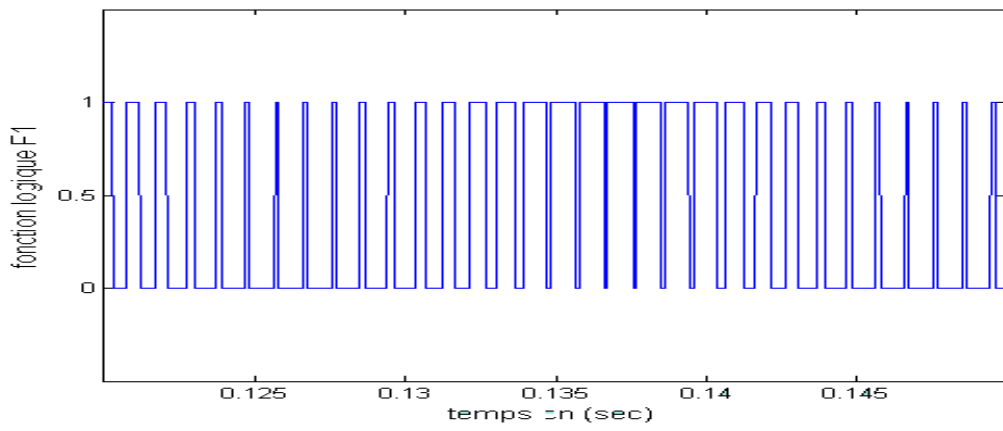
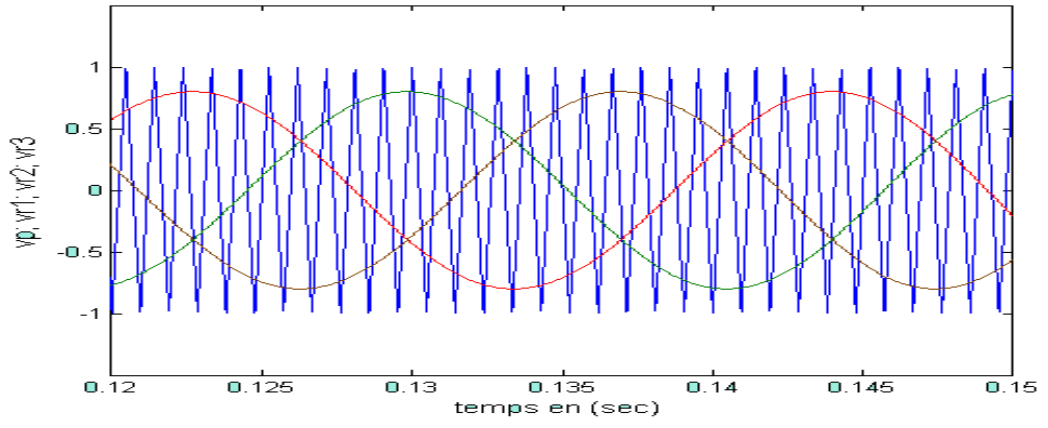
La forme de la porteuse est donnée par :

$$U_p = \begin{cases} \frac{4t}{T_p}(4n+1) & \text{si } t \in \left[ nT_p, \frac{n+1}{2}T_p \right] \\ -\frac{4t}{T_p}(4n+3) & \text{si } t \in \left[ \frac{n+1}{2}T_p, (n+1)T_p \right] \end{cases} \quad \text{(II-6)}$$

$T_p$  : représente la période du signal de la porteuse.

$n$  : prend les valeurs (0,1,2, ...) suivant les périodes.

La figure (II-5) représente l'allure des signaux de la porteuse et des tensions de références, la tension de sortie ainsi que la fonction logique F1 pour  $m = 21$  et  $r = 0.8$



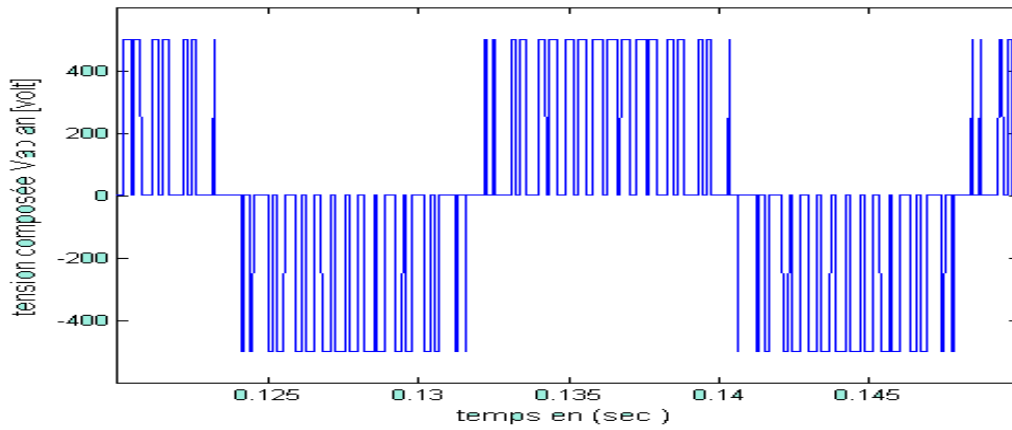


Figure (II-7) : Principe de la technique triangulo-sinusoidale.

La figure ci dessous représente l'association onduleur de tension commandé par la stratégie MLI et la machine synchrone à rotor bobiné.

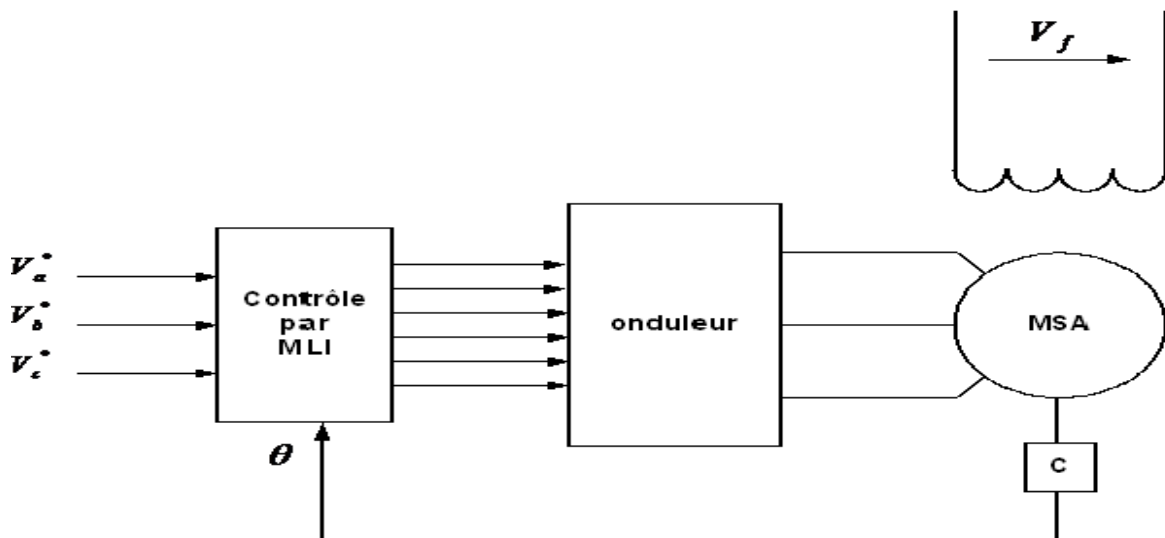


Figure (II-8) : Association onduleur à MLI - machine synchrone

Pour notre étude nous choisitla stratégie de commande par hystérésis, cette commande consiste à contrôler les interrupteurs de l'onduleur de telle sorte que les courants de phase statoriques ne puissent évoluer en dehors d'une bande de largeur  $\Delta h$ .

Cette commande est très adaptée pour les organes ayant une action à deux positions comme c'est le cas ici, l'IGBT peut être soit ouvert ou bloqué, cette commande consiste à changer la polarisation de la tension de sortie de l'onduleur de telle sorte à maintenir le courant dans une bande centrée autour de la référence, la dimension de ce filtre se résume à fixer la largeur de cette bande. Une règle pratique consiste à la prendre à 5% du courant nominal. Cependant elle ne garantit pas d'une manière systématique le respect de la fréquence de commutation maximale des semi-conducteurs [13].

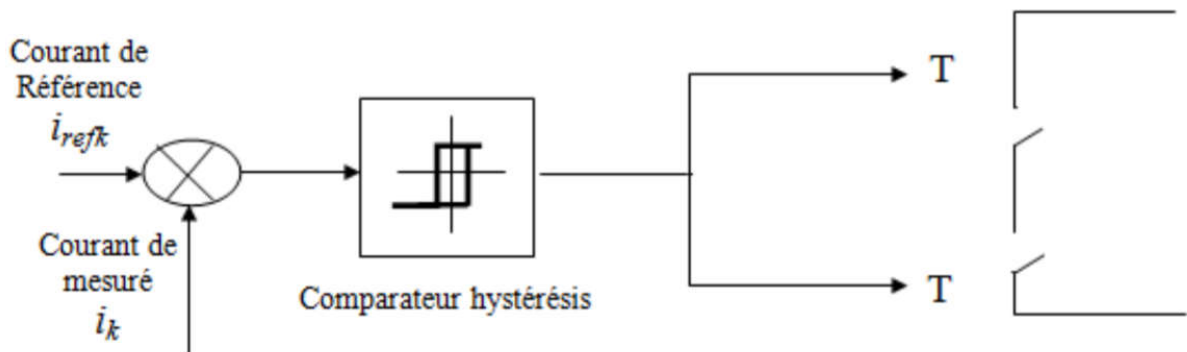


Figure (II-9) : Principe de réglage par hystérésis.

Ainsi les états des interrupteurs sont commandés tel que les fonctions logiques des bras de l'onduleur seront :

$$\begin{cases} F_i(K+1) = 0 & \text{si } i_i > i_i^* + \Delta h \\ F_i(K+1) = 1 & \text{si } i_i < i_i^* - \Delta h \\ F_i(K+1) = F_i(K) & \text{si } i_i^* + \Delta h > i_i > i_i^* - \Delta h \end{cases} \quad (\text{II-7})$$

Où :  $\Delta h$  : représente la bande d'hystérésis.

La figure (II-10) présente l'association onduleur à hystérésis-machine synchrone

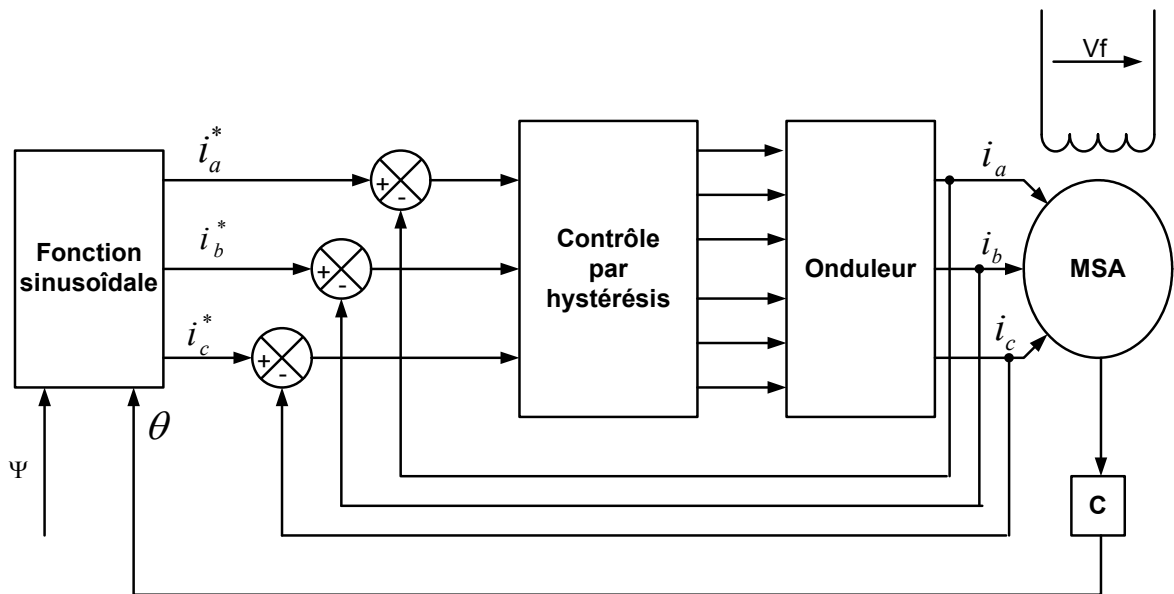


Figure (II-10) : Association onduleur à hystérésis-Mmachine synchrone.

Les courants de références sont données par :

$$\begin{cases} i_a^* = I_n \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\theta_e) \\ i_b^* = I_n \cdot \sqrt{2} \cdot \cos\left(\theta_e - 2\frac{\pi}{3}\right) \\ i_c^* = I_n \cdot \sqrt{2} \cdot \cos\left(\theta_e + 2\frac{\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{II-8})$$

Avec :  $\theta_e = w \cdot t + \frac{\pi}{2} - \psi$  ;  $\psi$  : est l'angle de calage.

### III-2 Propriétés de la commande vectorielle

Les avantages de la commande vectorielle sont :

- Elle est précise et rapide.
- Il y a un contrôle du couple à l'arrêt.
- Le contrôle des grandeurs se fait en amplitude et en phase.

La commande vectorielle par orientation du flux rotorique présente un certain nombre d'inconvénients :

- Très chère (encodeur incrémental ou estimateur de vitesse, DSP).
- Faible robustesse aux variations paramétriques et en particulier à celles de la constante de temps rotorique.
- Nécessité d'un modulateur pour la commande rapprochée de l'onduleur qui provoque des retards, surtout à basse fréquence de modulation (grande puissance). Ces retards sont responsables d'une augmentation du temps de réponse en couple, ce qui pénalise les variateurs.
- Présence de transformations de coordonnées dépendant d'un angle  $\theta$  estimé.
- la vitesse de rotation intervient explicitement dans l'algorithme de commande. Quand on ne mesure pas cette vitesse (variateur sans capteur de vitesse), les erreurs sur l'estimée de cette vitesse dégradent les performances du variateur. [ 2]

### III-3-Principe de la commande vectorielle :

La commande vectorielle, aussi appelée commande à flux orienté (field-oriented control), est une méthode de commande des variateurs de vitesse électrique dans laquelle les courants statoriques triphasés d'un moteur électrique à courants alternatifs sont transformés en deux composantes orthogonales qui peuvent être considérées comme étant des vecteurs. Le premier vecteur permet le réglage du flux magnétique du moteur, tandis que la seconde règle le couple. Ils sont alors découplés et le fonctionnement devient alors similaire à celui d'un moteur à courant continu (à excitation séparée) selon la figure (III-1), c'est-à-dire un modèle linéaire ce qui permet d'améliorer son comportement dynamique [10] [ 11].

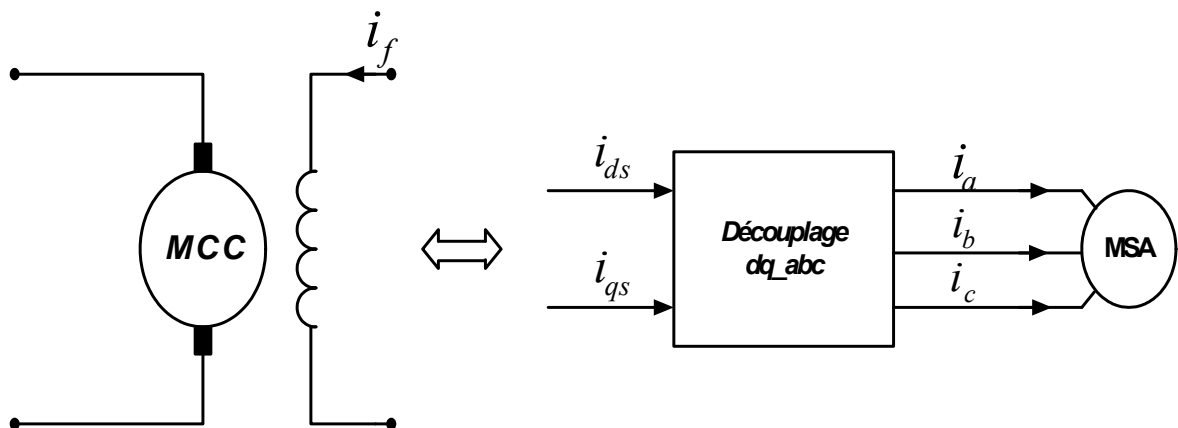


Figure (III-1) : Principe de la commande vectorielle

Dans une machine à courant continu, le rotor est bobiné de telle manière que l'axe de la f.m.m de l'induit établi un angle de 90° avec l'axe du flux inducteur quelle que soit la vitesse de rotation, ainsi le couple est proportionnel au produit du flux inducteur et du courant d'induit :

$$C_{em} = K \cdot \Phi_f \cdot I_a \quad (\text{III-1})$$

Dans une machine synchrone autopilotée, par contre l'expression du couple montre que pour le contrôler, il faut contrôler les courants  $i_{ds}$  et  $i_{qs}$  :

$$C_{em} = P \cdot (\Phi_{md} \cdot i_{qs} - \Phi_{mq} \cdot i_{ds}) \quad (\text{III-2})$$

On pose la valeur de  $i_{ds}$  nulle l'expression du couple devient identique à celle de la machine à courant continu. l'expression du couple dans ce cas est :

$$C_{em} = P \cdot \Phi_{md} \cdot i_{qs} \quad (\text{III-3})$$

#### **III-4- Commande vectorielle de la machine synchrone :**

Pour un onduleur contrôlé en courant on agit directement par des fonctions logiques qui sont générées de la comparaison entre les courants de la machine et de références.

Les courants de références sont obtenus par le bloc de découplage qui définit les équations suivantes :

$$\begin{cases} i_d^* = 0 \\ i_q^* = \frac{C_{em}^*}{P \cdot \Phi_{md}} \end{cases} \quad (\text{III-4})$$

Les courants référentiels fournis par le bloc sont donnés par :

$$\begin{cases} i_a^* = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot (i_d^* \cdot \cos(\theta) + i_q^* \cdot \sin(\theta)) \\ i_b^* = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \left( i_d^* \cdot \cos\left(\theta - 2\frac{\pi}{3}\right) + i_q^* \cdot \sin\left(\theta - 2\frac{\pi}{3}\right) \right) \\ i_c^* = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \left( i_d^* \cdot \cos\left(\theta + 2\frac{\pi}{3}\right) + i_q^* \cdot \sin\left(\theta + 2\frac{\pi}{3}\right) \right) \end{cases} \quad (\text{III-5})$$



Les courants  $i_d^*$  et  $i_q^*$  assurent le contrôle de  $i_d$  et  $i_q$  de la machine.

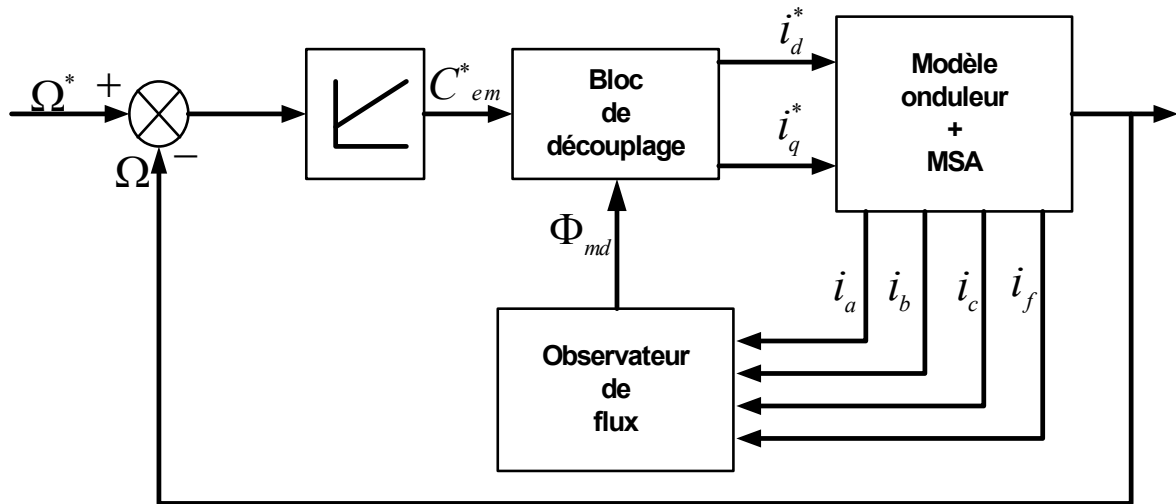
En ce qui suit, nous allons ramener le couple de référence en réglant la vitesse par un régulateur PI.

Le réglage de la vitesse se fait par un régulateur PI afin d’avoir de bonnes réponses dynamiques en vitesse et en courant de la machine [9].

La fonction de transfert de ce régulateur est donnée par :

$$F_{pI} = K_{p\Omega} + \frac{K_{i\Omega}}{S} \tag{III-6}$$

La structure de cette régulation est montrée par le schéma suivant :



**Figure (III-2) : Boucle de régulation de vitesse.**

Pour obtenir l’expression de la fonction de transfert en boucle fermée nous utiliserons les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + L_d \cdot \frac{di_{ds}}{dt} + M_f \cdot \frac{di_f}{dt} + M_{kd} \cdot \frac{di_{kd}}{dt} - w \cdot (L_q \cdot i_{qs} + M_{kq} \cdot i_{kq}) \\ V_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + L_q \cdot \frac{di_{qs}}{dt} + M_{kq} \cdot \frac{di_{kq}}{dt} + w \cdot (L_d \cdot i_{ds} + M_f \cdot i_f + M_{kd} \cdot i_{kd}) \end{cases} \tag{III-7}$$

Et on a :

$$\begin{cases} V_{ds}^* = M_f \cdot \frac{di_f}{dt} + M_{kd} \cdot \frac{di_{kd}}{dt} - \omega \cdot (L_q \cdot i_{qs}^* + M_{kq} \cdot i_{kq}) \\ V_{qs}^* = R_s \cdot i_{qs}^* + L_q \cdot \frac{di_{qs}^*}{dt} + M_{kq} \cdot \frac{di_{kq}}{dt} + \omega \cdot (M_f \cdot i_f + M_{kd} \cdot i_{kd}) \end{cases} \quad (\text{III-8})$$

Le courant de référence  $i_{qs}^*$  est constant donc :

$$\begin{cases} V_{ds}^* = M_f \cdot \frac{di_f}{dt} + M_{kd} \cdot \frac{di_{kd}}{dt} - \omega \cdot (L_q \cdot i_{qs}^* + M_{kq} \cdot i_{kq}) \\ V_{qs}^* = R_s \cdot i_{qs}^* + M_{kq} \cdot \frac{di_{kq}}{dt} + \omega \cdot (M_f \cdot i_f + M_{kd} \cdot i_{kd}) \end{cases} \quad (\text{III-9})$$

A partir des équations (III-7) et (III-9) on aura :

$$\begin{cases} i_q = \frac{i_q^*}{(1 + S \tau_e)} \\ \tau_e = \frac{L_{qs}}{R_s} \\ C_{em} = \frac{C_{em}^*}{(1 + S \tau_e)} \end{cases} \quad (\text{III-10})$$

D'après l'équation de mouvement de la machine synchrone:

$$\begin{cases} \Omega(S) = \frac{C_{em} - C_r}{fr(1 + S \tau_m)} \\ \tau_m = \frac{J}{fr} \end{cases} \quad (\text{III-11})$$

D'après les équations (III-10) et (III-11) on aura :

$$\begin{aligned} \Omega(S) &= \frac{C_{em}^*}{fr(1 + S \tau_m) \cdot (1 + S \tau_e)} - \frac{C_r}{fr(1 + S \tau_m)} \\ \Omega(S) &= F_0(S) \cdot C_{em}^* - F_r(S) \cdot C_r \end{aligned} \quad (\text{III-12})$$

D'où la fonction de transfert en boucle ouverte :

$$F_0(S) = \left( K_{p\Omega} + \frac{K_{i\Omega}}{S} \right) \cdot \frac{1}{fr(1 + S \tau_m) \cdot (1 + S \tau_e)} \quad (\text{III-13})$$

Et :

$$\Omega(S) = F_0(S) \cdot (\Omega_{ref}(S) - \Omega(S)) - F_r(S) \cdot C_r \quad (3-14)$$

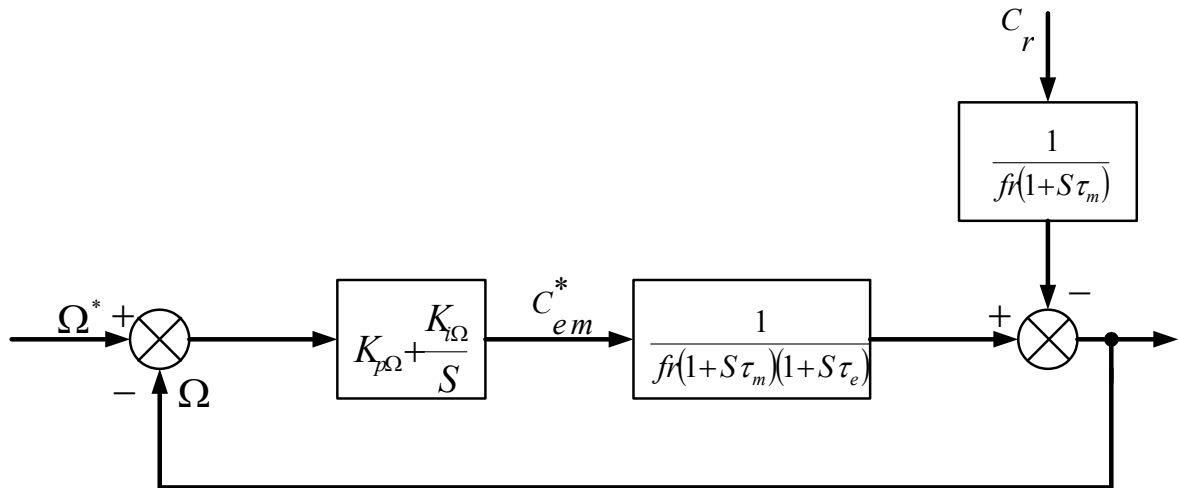
$$\Omega(S) = \frac{F_0(S)}{1 + F_0(S)} \cdot \Omega_{ref} - \frac{F_r(S)}{1 + F_0(S)} \cdot C_r \quad (III-15)$$

$$\Omega(S) = F_\Omega(S) \cdot \Omega_{ref} - F_c(S) \cdot C_r$$

D'où la fonction de transfert en boucle fermée :

$$F_\Omega(S) = \frac{S K_{p\Omega} + K_{i\Omega}}{J \tau_e S^3 + (J + fr \tau_e) S^2 + (K_{p\Omega} + fr) S + K_{i\Omega}} = \frac{T(S)}{Z(S)} \quad (III-16)$$

Le schéma structurel en boucle fermée sera comme suit :



**Figure (III-3) : Schéma de régulation de vitesse**

La constante de temps électrique  $\tau_e$  est négligeable devant la constante de temps mécanique  $\tau_m$ . Cela nous simplifie le calcul des paramètres du régulateur de vitesse [9].

Donc on aura :  $Z(S) = J \cdot S^2 + (K_{p\Omega} + fr) S + K_{i\Omega}$  (III-17)

La méthode des **pôles imposés** permet de choisir les paramètres du régulateur afin d'aboutir à un comportement bien amorti [12].

Le schéma de la figure (III-9) montre le principe de cette méthode :

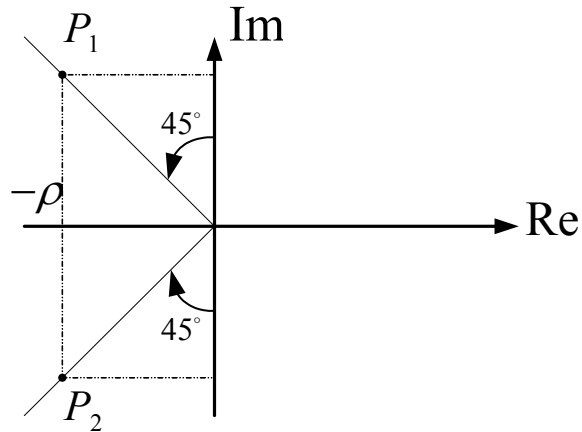


Figure (III-4) : Méthode des pôles imposés.

En prenant :  $P_1 = -\rho + J\rho$  et  $P_2 = -\rho - J\rho$

L'équation s'écrit :  $Z(S) = (S - P_1) \cdot (S - P_2) = J(S^2 - (P_1 + P_2) + P_1 P_2)$

Par identification on obtient :

$$\begin{cases} K_{p\Omega} = 2 \cdot J \cdot \rho - fr \\ K_{i\Omega} = 2 \cdot J \cdot \rho^2 \end{cases} \quad (\text{III-18})$$

Pour éviter les surcharges, la commande doit être limitée par un simple dispositif:

$$i_{q \text{ lim}} = \begin{cases} i_q^* & \text{si } i_q^* \leq i_{q \text{ max}} \\ i_{q \text{ max}} \text{ sign}(i_q^*) & \text{si } |i_q^*| \geq i_{q \text{ max}} \end{cases} \quad (\text{III-19})$$

Le schéma de la structure globale de la commande vectorielle avec réglage de vitesse dans le cas de la commande en courant est illustré par la figure (III-5).

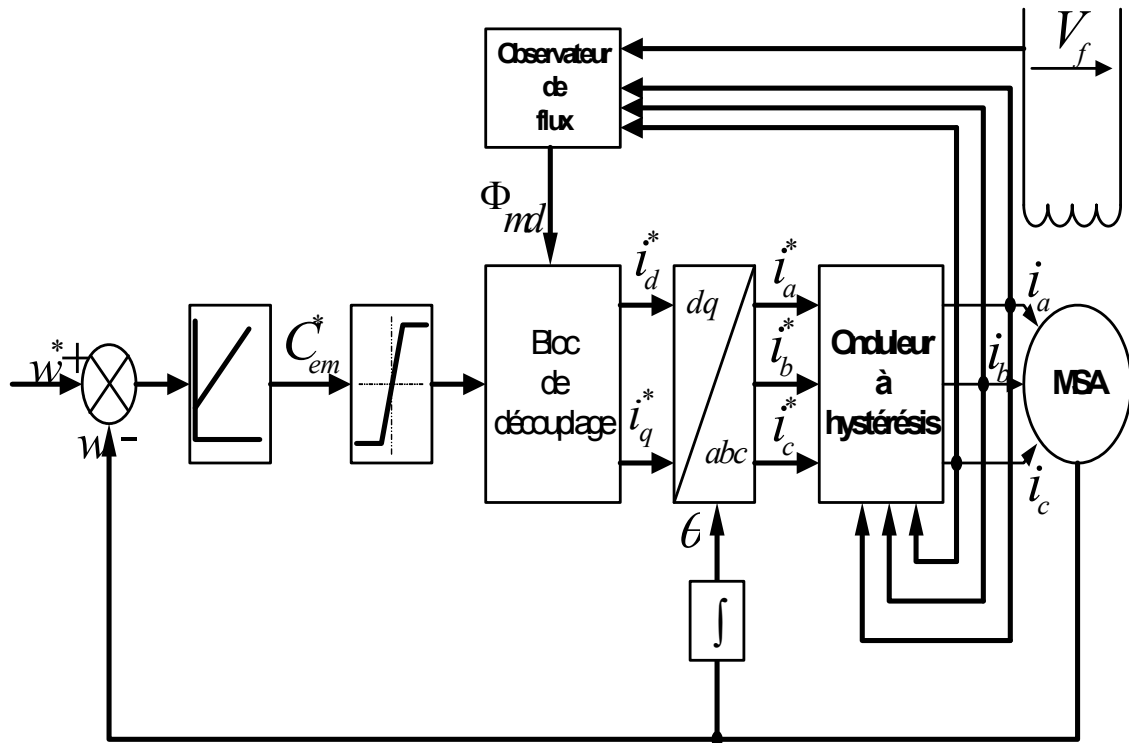
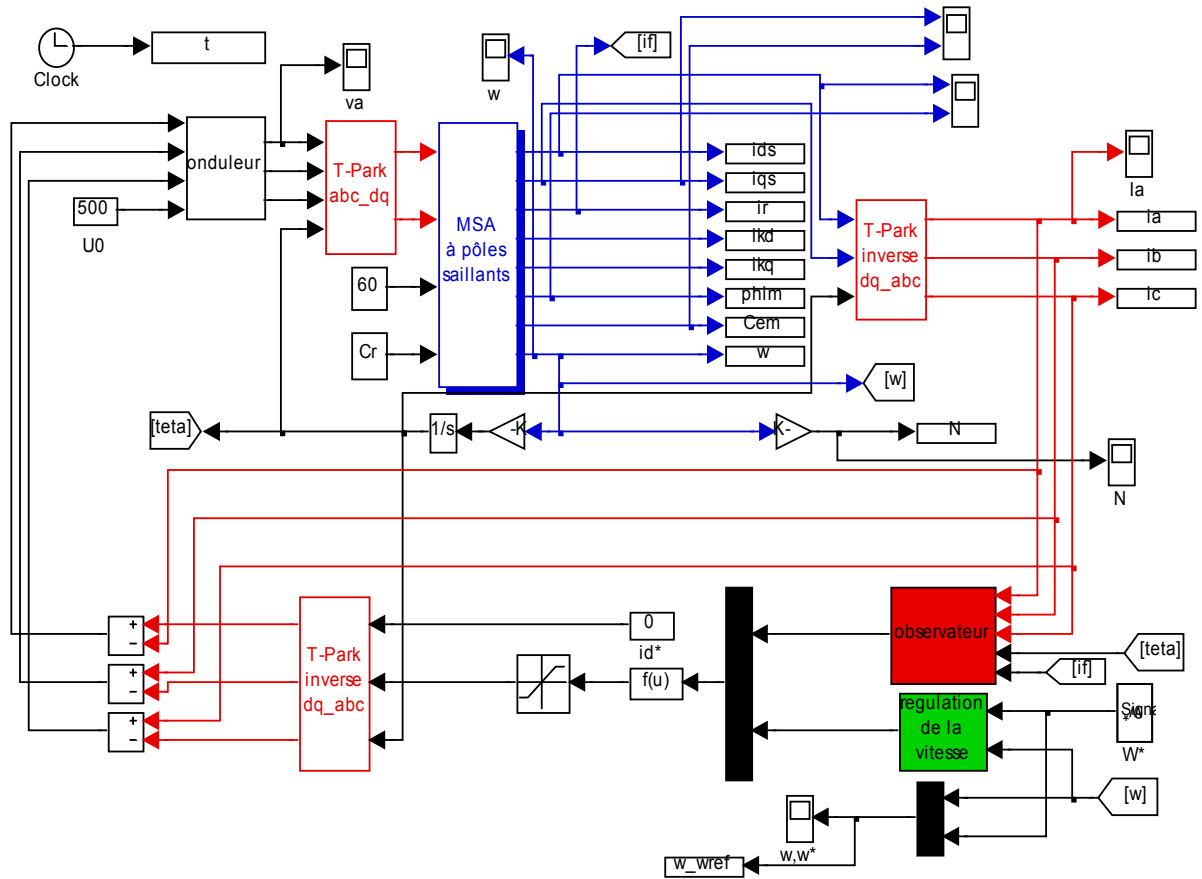


Figure (III-5) : Schéma global de la commande pour un onduleur contrôlé en courant.

### III-5- Résultats de simulation

Le schéma de simulation de la structure globale de la commande vectorielle avec réglage de vitesse dans le cas de la commande en courant est illustré par la figure (III-6).

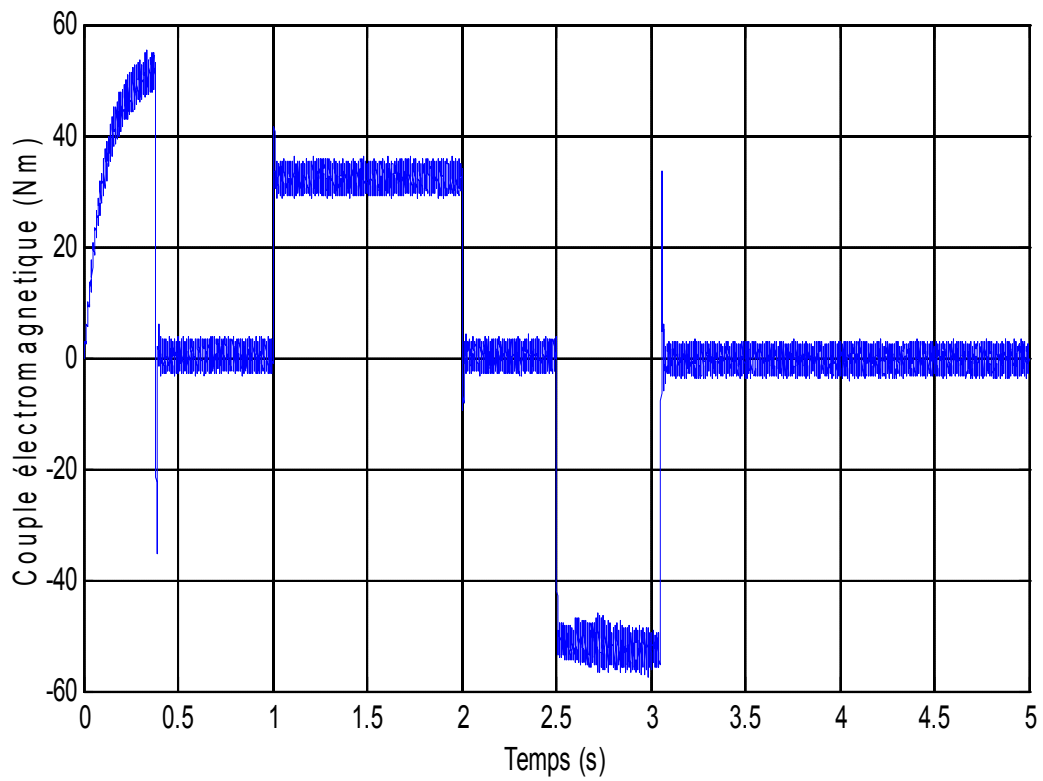
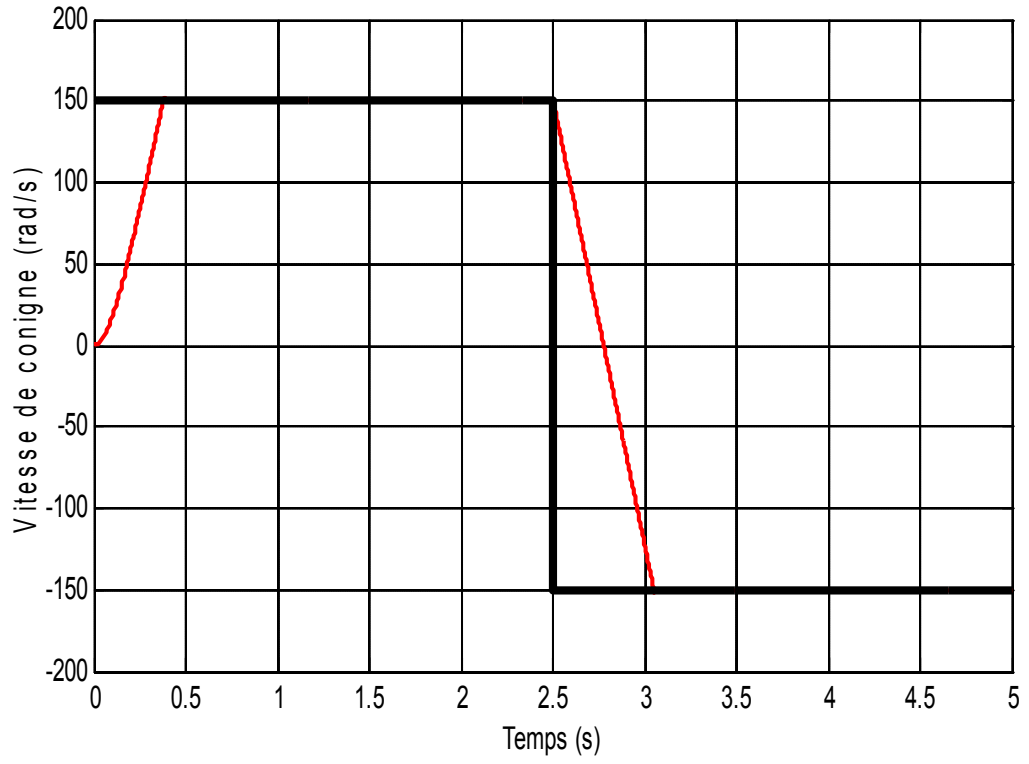


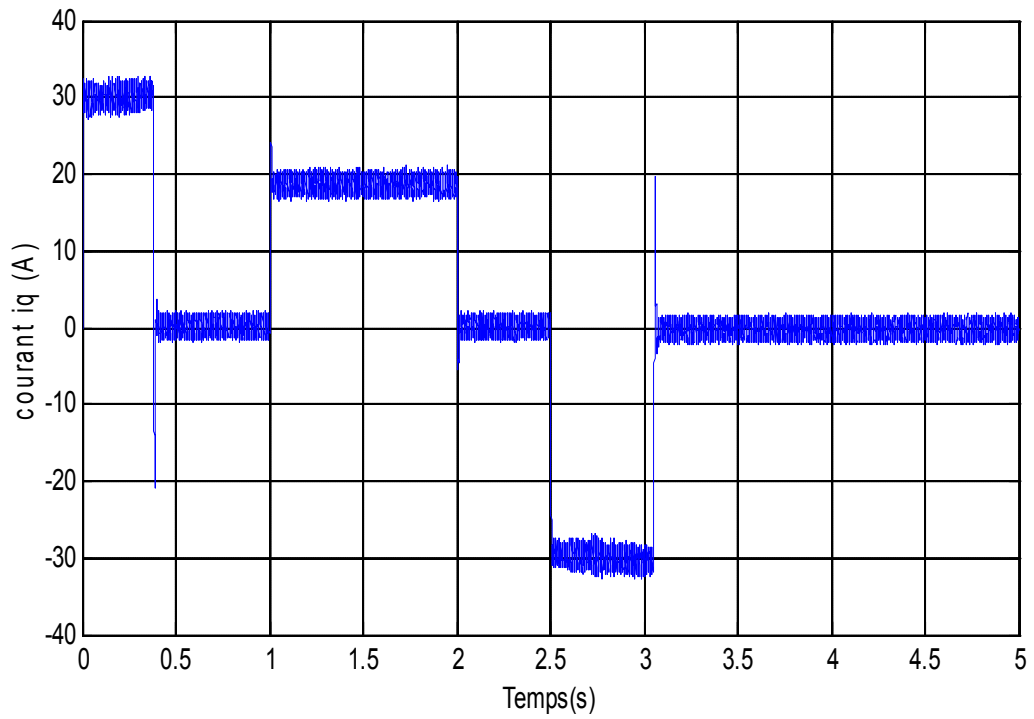
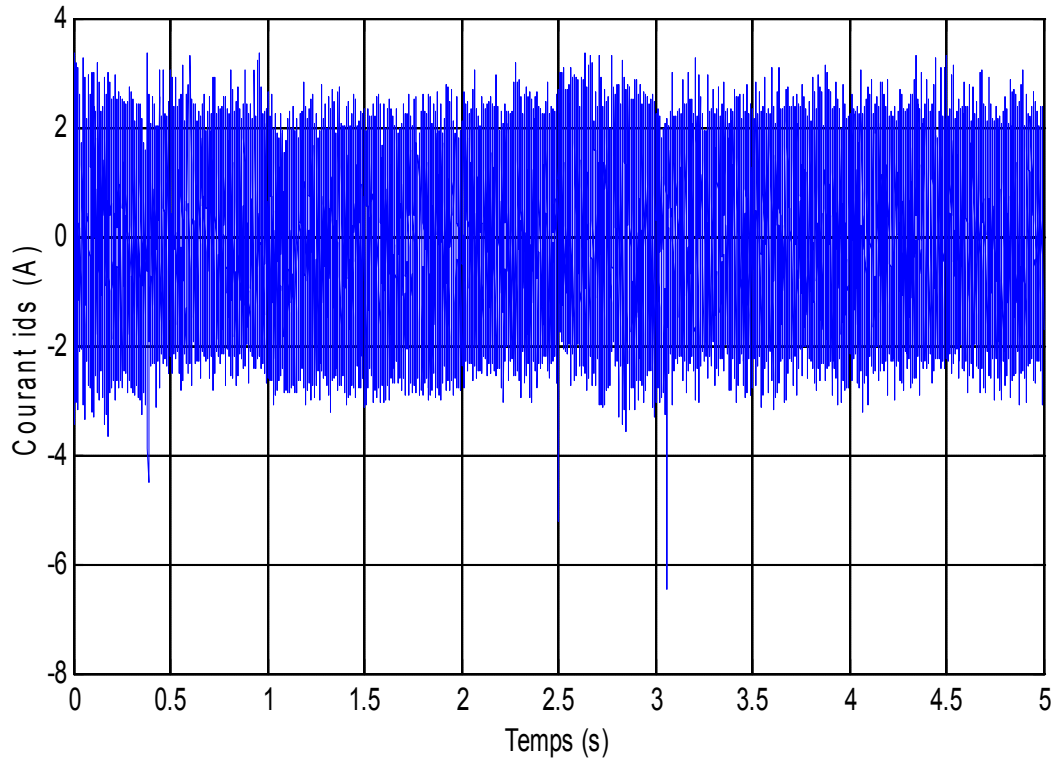
**Figure (III-6) :** Schéma de simulation global de la commande pour un onduleur contrôlé en courant

Les résultats de la simulation sont représentés par les figures (III-7).

Nous avons effectué quatre étapes de marche :

- Démarrage à vide.
- Application d'un couple résistant à  $t = 1s$ .
- Désactivation du couple résistant à  $t = 2s$ .
- Inversion du sens de rotation.







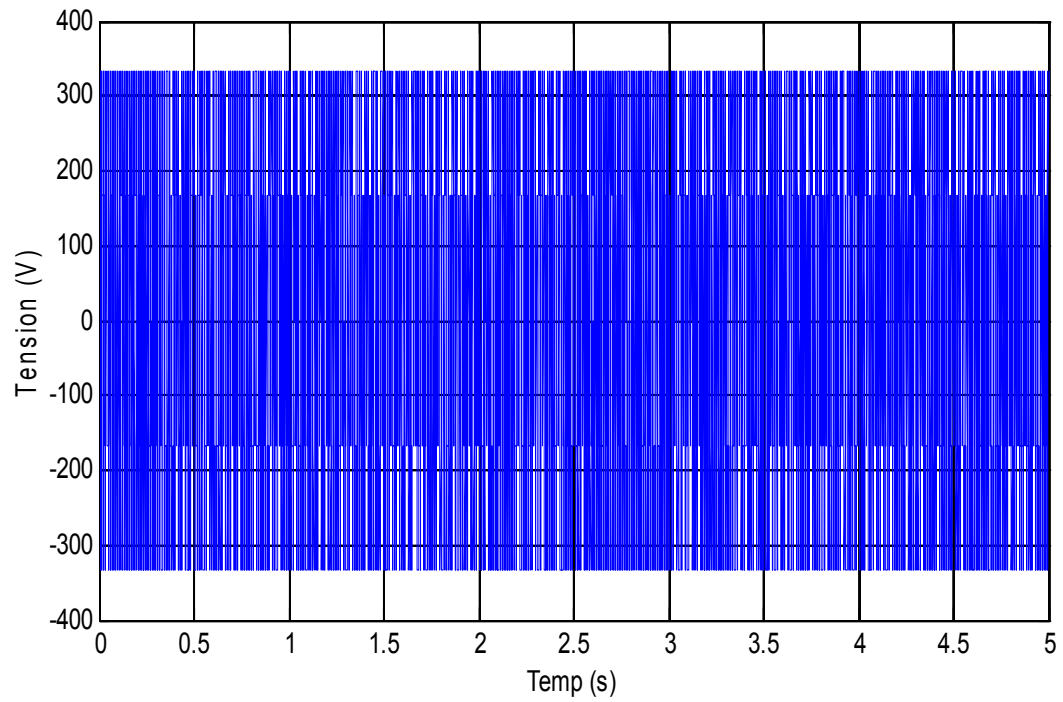
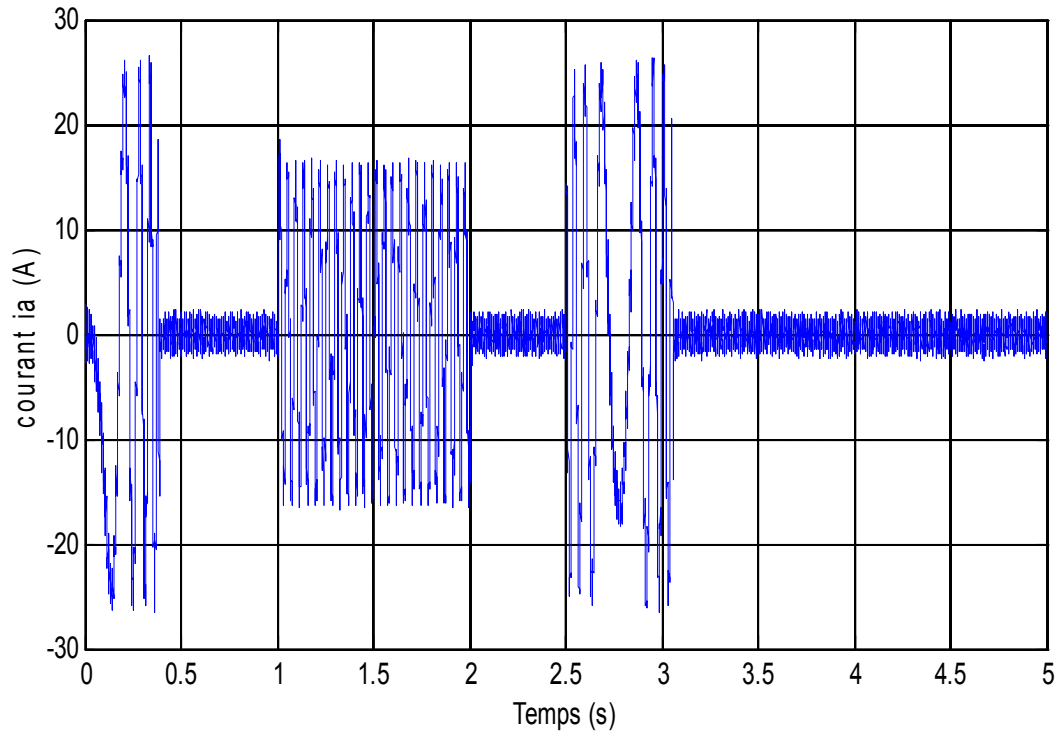


Figure (III-7) : Commande vectorielle avec la stratégie hystérésis

**III-6- Interprétation des résultats de simulation**

La figure (III.7) représente les résultats de simulation de MSRP pour un démarrage a vide et application d'un couple résistant a  $t=1s$  et désactivation du couple résistant a  $t=2s$  et l'inversion du sens de rotation .

\_ l'allure de la vitesse présente un dépassement et suit sa référence et puis l'inversion du sens de rotation la vitesse présente une chute a la sens négatif

\_ l'allure de couple électromagnétique présente un dépassement dans le démarrage a vide puis atteint la valeur du couple et après l'application d'un couple résistant a  $t=1s$  rejoint une valeur de couple et après la désactivation du couple résistant a  $t=2s$  atteint sa valeur de référence et après l'inversion du sens de rotation le couple présente une valeur négative puis rejoint sa valeur

\_ la réponse de simulation de courant montre bien et le courant  $i_d=0$

\_ le courant  $i_q$  est l'image de couple électromagnétique .

Pour une première constatation, les courbes montrent que le découplage est réalisé avec la stratégie de contrôle.

Les grandeurs subissent des perturbations pendant les régimes transitoires (démarrage, application ou la désactivation de la charge, inversion du sens de rotation), de plus le  $C_{em}$  prend d'ondulations, cela est dû aux courants qui sont commandés directement avec la technique hystérésis. La vitesse atteint la valeur nominale plus rapidement.

En effet il apparaît bien que les valeurs du couple et du courant prennent des valeurs moins importantes pendant les régimes transitoires.

**III-7- Conclusion**

Dans ce chapitre nous avons étudié la commande vectorielle appliquée à la machine synchrone à rotor bobiné illustrant son principe et en appliquant un courant  $i_d$  nulle afin de réaliser le découplage.

Les résultats de simulations obtenus ont montré que notre machine s'est adaptée aux divers fonctionnements qui lui ont été exigés.

## CONCLUSION GENERALE :

Ce travail a été consacré à l'étude de la commande vectorielle de la machine synchrone à rotor bobinée alimentée par un onduleur de tension contrôlé en courant.

La modélisation de la machine synchrone à rotor bobinée nous ont permis de mettre en évidence le fort couplage existant entre les variables internes de cette machine.

Avec la commande vectorielle, nous avons découplé la machine en imposant le courant  $i_d$  nul. La simulation a montré que la commande en courant (hystérésis) est plus rigoureuse et présente un excellent découplage au régime transitoire. Une régulation de vitesse a été étudiée et de bons résultats ont été obtenus.

Le comportement de la machine synchrone à l'alimentation par convertisseur statique montre clairement que le sujet est ouvert et en pleine évolution. Bien que les machines synchrones alimentées par convertisseurs statiques soient déjà très employées sous des formes très diverses et pour des puissances allant de quelques Watts à quelques dizaines de Mégawatts.

En effet, ces machines sont susceptibles, en raison de la diversité de leurs structures et de leurs très nombreuses possibilités d'adaptation à l'alimentation électronique, de remplir la plupart des fonctions de plus en plus spécialisées actuellement exigées en conversion électronique.



## **Bibliographie:**

[1] : S. BOUCHAKOUR –M. BOUDIA

Commande vectorielle d'un moteur synchrone autopiloté

« Thèse d'ingénieur promotion ( 2002-2003) ».thèse d'ingénieur  
UHBB,2003.

[2] SSAMANDA DENIS, commande vectorielle de la machine synchrone a aimants permanents, université saad dahlab de blida, 2015\_ 2016 .

[3] \_ANIS OTMANE-CHERIF, thème observation de la machine synchrone à rotor bobiné sans capteurs (sensorless), université mouloud mammeri, tizi-ouzou, 2016

[4] : H . ANVARI Caractérisation des machines synchrones saturées et alimentées par un convertisseur statique « Thèse Doctorat ès science, Institut national polytechnique de toulouse. Juillet 1998.

[5] : A. TOUNZI, Contribution h la commande vectorielle de machines h réluctance variable.Prise en compte de l'amortissement et de la saturation, Thèse de Doctorat de l'INPL(INPL, Nancy, 1993).

[6] BOUMEDDIENE Ilies Rabah Commande d'un onduleur triphasé« Etude Expérimentale »thèse ingenierie des systemes electromecanique 2013.

[7] BERREZZEK FARID etude des différentes techniques de commande des onduleurs à MLI associés à une machine asynchrone thèse d'obtention du diplôme de MAGISTER 2006

[8] : F. LABRIQUE - G. SEGIER Les convertisseurs de l'électronique de puissance volume 4 La conversion continu- alternatif Technique et documentation « Lavoisier » 1998.

[ 9] : D. BELKACEM – L. BOUKEZZI Caractérisation de la machine synchrone saturée alimentée par un convertisseur statique «Thèse d'ingénieur promotion 1997 ». thèse d'ingénieur UNP,1997.

[10] DANIEL LEVESQUE, étude de conception d'un système de comma

nde pour une machines synchron à aimants permanents utilisée en propulsion, école de technologie supérieure iversité du québec

[11] REMHA SOUFIANE\_ MOUMEN SAD MOHAMMED SEDDIK ,command vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents MSAP mémoire de fin d'étude master academique ,2017

[12] : M. ZAGHOUD - T. ABBASSI Commande de position et de vitesse d'un système d'entraînement par mode glissant « Thèse d'ingénieur promotion 1998 ». thèse d'ingénieur CUMK,1998.

[13] Tadjer Sid-Ahmed, « Etude d'un système de compensation d"harmonique en utilisant un générateur photovoltaïque "GPV"», mémoire de Magister, Université M'Hamed Bougara de Boumerdes, 2008.

[14] CHAP2\_ELEC\_H\_300\_PDF ,fuuu.be, les machines electriques generalites

## **Annexes :**

### **Les paramètres de la machine utilisée :**

- Puissance nominale :  $P_n = 15 \text{ KW}$
- Tension nominale :  $V_n = 200 \text{ V}$
- Résistance d'une phase statorique :  $R_S = 0.69 \Omega$
- Résistance rotorique  $R_f = 1 \Omega$
- Résistance des amortisseurs sur l'axe d :  $R_{KD} = 0.46 \Omega$
- Résistance des amortisseurs sur l'axe q :  $R_{KQ} = 0.46 \Omega$
- Inductance sur l'axe d :  $L_d = 0.0415 \text{ H}$
- Inductance sur l'axe q :  $L_q = 0.0298 \text{ H}$
- Inductance magnétisante sur l'axe d :  $L_{md} = 0.0289 \text{ H}$
- Inductance magnétisante sur l'axe d :  $L_{mq} = 0.0138 \text{ H}$
- Inductance des amortisseurs sur l'axe d :  $L_{kd} = 0.031 \text{ H}$
- Inductance des amortisseurs sur l'axe q :  $L_{kq} = 0.0159 \text{ H}$
- Inductance rotorique :  $L_f = 0.045 \text{ H}$
- Courant d'excitation :  $i_f = 60 \text{ A}$
- Moment d'inertie :  $J = 0.095 \text{ N.m.s}^2 / \text{rd}$
- Coefficient de frottement :  $f_r = 0.0016 \text{ N.s} / \text{rd}$
- Nombre de paire de pôles :  $P = 1$