

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
UNIVERSITE d'ADRAR
FACULTE DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DES SCIENCES DE LA TECHNOLOGIE



MEMOIRE DE FIN D'ETUDE EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME
DE MASTER EN ELECTROTECHNIQUE
OPTION : COMMANDE DES MACHINES ELECTRIQUE

Thème

Modélisation et commande des machines synchrones à inducteur

Soutenu le : 24 /05/2017

Présenté par :

CHADD khayra
AMIROUCHE Kelthoum

Encadré par :

Dr :HARROUZ Abdelkader

Président :

Mr .OULEDALI Omar

Examineur:

Mr. YAICHI Ibrahim

Promotion 2016/2017



Dédicace

*Je dédie ce travail à : l'éternel Dieu maître et seigneur tout puissant,
c'est lui qui permet toutes choses sur cette terre.*

*-Mon encadreur Monsieur le Docteur **HARROUZ ABDELKADER**
pour avoir accepté de superviser mon mémoire.*

*-Ma très chère **mère**, qui a contribué à ma réussite, par son amour,
ses encouragements et ses précieux conseils.*

*- Mon très cher **père**, qui m'a soutenu durant tous mon parcours,
par son amour, ses conseils et son sacrifice.*

*-Mes frères : **Omar ,Hocine et Youssef Ayoub.***

*-Mes sœurs : **Khayra, Nacira et Latifa.***

*-les fils des mes sœurs : **Rayhana ,Abir et surtout Islam Abdelbari .***

*-A tous qui porte le nom de famille **Amirouche et Hafssi .***

*-A tout mes amis surtout (**Hadjer-Hasna-Halima –wahiba et Fadila**)*

*-A ma promotion classe **2^{ème}** année master **C.M.E.***

Kelthoum.A

dédicace

je dédicace ce travail à mes mère et mes père

*Et tous mes frères : mostapha , achour , mouhamad ,
miloud , abd majida , omar .*

Et tous mes sœurs : saida , fadila , nacira , fatima .

Et tout adorables nièces .

Et tout la famille.

Et tous mes amis d'enfance.

*Et toute la promotion 2017-2018 Commande dans machine
flectrique.*

khayra



REMERCIEMENT

Nous remercions en premier lieu dieu le tout puissant pour m'avoir donné la force et la volonté d'accomplir ce travail.

J'adresse mes sincères remerciements à mon encadreur Monsieur le Docteur HARROUZ ABDELKADER de m'avoir encadré et je veux le remercier très vivement pour son aide continue, ses orientations ponctuelles, ses encouragements illimités et aussi ses conseils précieux durant l'élaboration de ce travail.

Je tiens à remercier très particulièrement Monsieur YAICHI IBRAHIME pour ses encouragements illimités et aussi ses conseils précieux pendant la réalisation de ce travail.

Je suis très sensible à l'honneur que m'a fait Monsieur OULEDALI OMAR Maître de Conférences à l'Université d'Adrar, en acceptant de présider la commission d'examen de ce mémoire. Je tiens à remercier très profondément Messieurs YAICHI IBRAHIME, Maître de Conférences à l'Université d'Adrar, pour avoir accepté d'examiner mon mémoire.

nous tenons à exprimer notre remerciement aussi tous les enseignants et les responsables du Département de science de la technologie de l'Université d'Adrar pour leur aide et leur encouragement.

Enfin, Je voudrais associer à mes remerciements toutes les personnes qui ont contribué de près ou de loin à l'aboutissement de ce travail.

Kelthoum El khayra

Résumé

Ce mémoire porte sur l'étude du comportement de la machine synchrone à inducteur à vitesse variable, alimentée par un onduleur triphasé.

Pour ce faire, on a adopté les étapes suivantes :

- L'étude de l'art de la machine synchrone à inducteur.
- Modélisation de la machine synchrone à inducteur .
- Présentation de la technique de commande vectorielle appliquée à la machine à inducteur.

Plusieurs régimes transitoires ont été traités par simulation (démarrage à vide, introduction d'un couple de charge, inversion et changement de consigne de la vitesse). puis de moteur avec amortisseur en deux cas de perte et cas de démarrage et sans amortisseur . De plus, des tests de robustesse concernant la variation paramétrique de la (MSRB) ont été aussi effectués. D'après les résultats de simulations, la technique de commande étudiée permet d'obtenir de bonnes performances dynamiques et statiques et présente une robustesse vis-à-vis de la perturbation extérieure et de la variation paramétrique.

ملخص

تهدف هذه المذكرة إلى دراسة الآلة المتزامن ذو محرض بالسرعة متغيرة المغذية بواسطة موج ذو ثنائي مستويات تجسدا لهذا العمل تم إتباع الخطوات التالي:

- عرض مفصل لما قد خص بهذا المحرك المتزامن ذو محرض
- وصف نظام إشغال الساكنة المتزامن بالمحرض
- إبراز تقنية التحكم الشعاعي أو ما يسمى بالتدفق الموجة و تطبيقها على المحرك المتزامن ذو محرض .
- عولجت عدة أنظمة عابرة (إقلاع بدون حمولة, إدخال عزم مقاوم بعد الإقلاع, عكس اتجاه الدوران و تبديل قيمة السرعة). بالإضافة إلى دراسة وجود نابض وعدم وجوده. بالإضافة إلى ذلك تم أيضا إجراء اختبارات لمعرفة مدى متانة تقنية التحكم المستعملة إزاء تغير بعض الوسائط الأساسية للمحرك, من خلال هذه الدراسة تم الحصول على نتائج تمثيلية جيدة سواء على مستوى النظام العابر أو النظام الدائم.

Nomenclatures

Abréviation

SVM : Space vector modulation

KP : gain proportionnel

KI : gain intégral

PI : proportionnel intégrateur

PI : Proportionnel intégrateur

MLI : Modulation de largeur d'impulsion

MCC : Machine à courant continu

MS : Machine synchrone

MSAP : Machine synchrone à aimant permanent

MSRB: Machine synchrone à rotor bobine

Symbole Signification Unité

[X] : le vecteur d'état.

[U] : le vecteur de commande.

[A]: la matrice de d'état.

[B] : la matrice d'application des commandes.

[Y] : le vecteur de sortie.

Ω : la vitesse de rotation mécanique

J: le moment d'inertie du moteur

F: le coefficient de frottement visqueux

Ce: le couple électromagnétique délivré par le moteur

Cr: le couple résistant ou de charge

L_d : inductance equivalent d'induit sur l'axe d

L_q : inductance equivalent d'induit sur l'axe q

R_s : resistance equivalent d'enroulement statorique

L_f : inductance équivalent de inducteur.

M_{sf} : mutuelle inductance entre stator et rotor

R_f : résistance de l'inducteur

P : nombre de paires de pôles

ω_r : Pulsations électriques statorique et rotorique. rd/s

A, b, c : Indices correspondants aux trois phases a, b, c.

d, q : Axes correspondants au référentiel lié au champ tournant.

Ψ : Angles électriques statoriques et rotoriques.

α, β : Axes correspondants au référentiel fixe par rapport au stator.

$U_{sd} U_{sq}$: Composantes de tension statoriques dans le repère d q

$i_{sd} i_{sq}$: Composantes de courant statoriques dans le repère d q

U_f : Composantes de tension d'inducteur

i_f : Composantes de courant statoriques d'inducteur

Table de matières

Résumé.....	I
Nomenclature et Abréviation	II
Table de matières	IV
Liste de figures.	VII
Introduction générale.....	1
Chapitre I : état de machine synchrone à inducteur	
I.1. Introduction	4
I.2. Présentation de machine synchrone	4
I.3. Constitution de la MS	5
I.4. Classification des machines électriques	5
I.5. Type de fonctionnement	5
I.5.1. En mode moteur	5
I.5.2. En mode alternateur	10
I.6. Les types de machine synchrone	11
I.6.1. machine synchrone à rotor bobiné	12
I.6.2. machine synchrone à rotor réactances.....	13
I.6.3. Généralités sur les machines électriques à aimants permanents.....	14
I.7. Conclusion	16
Chapitre II : modalisation et simulation de MS à inducteur	
II.1. Introduction.....	18
II.2. Représentation d'état du modèle de la machine	18
II.3. Le passage d'un système triphasé au système biphasé	18

II.3.1. Transformée de Park	18
II.3.2. Transformée de Concordai	19
II.4. L'expression du couple électromagnétique	20
II.5. modalisation et simulation des moteur synchrone sans amortisseurs	21
II.5.1. Interprétation de résultats	24
II.6. modélisation et simulation d es moteur synchrone avec amortisseurs.	24
II.6.1. résultats de simulation de la machine synchrone avec amortisseurs	29
II.7. modalisation et simulation des génératrices synchrone sans amortisseurs	32
II.7.1. Interprétation de résultats	36
II.8. modalisation des onduleurs de tension.....	36
II.8.1. Interprétation de résultats	40
II.9. conclusion	40
 Chapitre III: command vectorielle de machine synchrone à inducteur 	
III.1. Introduction	42
III.2. Principe de la Commande Vectorielle	42
III.3. Avantages et inconvénients de la commande vectorielle	43
III.4. Stratégie de la commande vectorielle de la MS à inducteur.....	44
III.5. Découplage des courants i_q et i_d	45
III.5.1. Contexte technologique.....	47
III.5.2. Boucles de commande.....	48
III.6. Découplage du courant inducteur.....	51
III.6.1. Contexte technologique	53
III.7. Bloc de command de machines synchrone sans amortisseur	53
III.7.1. résultat de simulation.....	54

III.7.2.interprétation de résultat.....	55
III.8. Conclusion.....	55
Conclusion générale	57
Références bibliographie	58
Annexes	60

Listes des figures

Chapitre I

Figure I.1 : schéma simplifiée le mode moteur.....	6
Figure I.2 : schéma montrant le principe de fonctionnement d'une excitatrice sans balais pour moteur synchrone. Même système est utilisé pour l'excitatrice des alternateurs	7
Figure I.3 : Les pôles du rotor sont attirés par les pôles contraires du stator. Lorsque le moteur fonctionne à vide, l'axe des pôles du rotor coïncident avec l'axe central du stator	8
Figure I.4 : lorsque le moteur développe un couple, les pôles du rotor se déplacent en arrière des pôles du stator est l'angle entre l'axe du rotor et l'axe central du stator est une mesure du couple exercé.....	8
Figure I.5 : schéma simplifiée le mode génératrice	10
Figure I.6 : rotor à poles lisses	12
Figure I.7 : rotor à poles saillants.....	13
Figure I.8 : moteur synchrone à reluctance variable	13
Figure I.9 : amortisseurs d'un rotor à pôles saillants	14
Figure I.10 : Montre la configuration de ces trois type.....	15
Figure I.11 : stator et rotor de la machine synchrone à aimants permanents	16

Chapitre II

Figure II.1 : transformation de Park.....	19
Figure II.2 : différents couples qui agissent sur le rotor	21
Figure II.3 : Modèle de la machine synchrone sans amortisseurs	22
Figure II.4 : Schéma bloc de simulation de la machine synchrone sans amortisseurs	23
Figure II.5 : Caractéristiques du moteur synchrone.....	23
Figure II.6 : Modèle de la machine synchrone avec amortisseurs	26
Figure II.7 : schéma de simulation d'un moteur synchrone avec amortisseurs	27
Figure II.8 : Démarrage à vide avec introduction d'une charge de 150N.m à 1.5s	27
Figure II.9 : Influence de la variation de la fréquence sur les paramètres de la machine	28

Figure II.10 : schéma bloc de simulation d'un moteur synchrone avec amortisseurs avec la perte de la phase A à t=2s.....	29
Figure II.11 : Résultats de simulation lors de la perte d'une phase	30
Figure II.12 : Résultats de simulation lors de la perte d'excitation	31
Figure II.13 : Modèle génératrice synchrone	32
Figure II.14 : schéma bloc de la génératrice synchrone à vide	33
Figure II.15 : résultats de simulation de la synchrone à pôles saillants à vide	34
Figure II.16 : schéma bloc de la génératrice synchrone à charge	35
Figure II.17 : résultats de simulation de la machine synchrone à pôles saillants en charge...36	
Figure II.18 : Schéma de l'onduleur triphasé.....	37
Figure II.19 : génération des signaux de command PWM.....	39
Figure II.20 : schéma bloc du modèle de la machine associé avec l'onduleur	39
Figure II.21 : résultats de simulation de la machine alimenter en onduleur	40
 Chapitre III	
Figure III.1 : machine courant continu	43
Figure III.2 : principe de découplage par compensation	47
Figure III.3 : schéma de régulation de courant i_q et i_d	47
Figure III.4 : régulateur PI	48
Figure III.5 : Boucle de régulateur du courant i_q	49
Figure III.6 : Boucle de régulateur du courant i_d	50
Figure III.7 : Boucle de régulation de la vitesse	51
Figure III.8 : schéma équivalent après découplage	52
Figure III.9 : régulateur et compensation de inducteur.....	52
Figure III.10 : schéma physique boucle de régulation du courant inducteur	53
Figure III.11 : boucle régulateur du courant inducteur.....	53
Figure III.12 : bloc de commande de machine synchrone sans amortisseur	53
Figure III.13 : Résultat de simulation de commande de machine synchrone sans amortisseur ..	54

Introduction General

Introduction General

La machine synchrone est une machine à courant alternatif dont la vitesse de rotation en régime permanent se trouve en étroite relation avec la fréquence de l'enroulement statorique. Si cet enroulement est conçu à former p paires de pôles et si f désigne la fréquence des courants statoriques. Par conséquent, pour une fréquence donnée de l'enroulement statorique la vitesse de rotation de la machine synchrone reste constante et ne dépend pas de la valeur de la charge. Une telle définition de la machine synchrone suppose que le champ magnétique dans le circuit est créé à partir d'une source à courant continu. Une machine synchrone qui fonctionne sans courant d'excitation est appelée machine synchrone réactive.

Le domaine principal d'utilisation de la machine synchrone reste la production d'énergie électrique. Quant au domaine d'utilisation des moteurs synchrones il est très étendu. Il va des entraînements de bandes (de quelques watts) aux entraînements de grande puissance (pompes, propulsion de bateaux, générateurs à vitesse variable, traction..., de quelques MW de puissance) en passant par les servomoteurs de la robotique (bras du robot, broches de machines-outils..., de puissances allant de 100W à 10W), même si les structures des machines sont très variées, leurs principes de fonctionnement et de pilotage restent à peu près identiques. La machine synchrone peut également être utilisée pour améliorer le facteur de puissance d'un réseau électrique (compensateur synchrone) en participant à la régulation de la puissance réactive du réseau.

Comme moyen d'entraînement primaire des générateurs synchrones (alternateurs), on utilise généralement les turbines hydrauliques et à vapeur, ou bien des moteurs diesels. On les appelle respectivement hydro-générateurs (hydro-alternateurs), turbogénérateurs (turboalternateurs) et groupes électrogènes. Pour les turboalternateurs, on utilise aussi les turbines à gaz.

La vitesse de rotation des turbines hydrauliques dépend du débit d'eau. Généralement les hydro-alternateurs sont caractérisés par un nombre important de pôles et des vitesses faibles allant de 60 à 150 tr/min, contrairement aux turboalternateurs où la vitesse est de 3000 tr/min ($p=1$). Suivant la construction du rotor, on distingue deux types de machines synchrones : à pôles lisses et à pôles saillants. Les deux types de machines sont utilisés comme moteurs ou générateurs.

La machine synchrone à pôles lisses est une machine à rotor cylindrique principalement utilisée dans les turboalternateurs ; son rotor cylindrique est uniforme et sur lequel sont réparties des encoches renfermant un bobinage concentrique d'excitation.

Introduction général

Dans les machines synchrones à pôles saillants, dont font partie les hydro alternateurs, les pôles sont physiquement séparés et sur chaque pôle se trouve un bobinage d'excitation habillé sur les noyaux polaires. Cette forme d'exécution est réalisable pour toutes les vitesses de rotation synchrones (à de rares exceptions 3000 tr/min). ce type de machines comporte souvent, un enroulement amortisseur (de démarrage) logé dans des encoches circulaires semi-fermées disposées à la surface de l'épanouissement polaire. Les compensateurs synchrones sont fabriqués le plus souvent à pôles saillants pour une vitesse de 750tr/min et de puissances allant de 75à100MVA.

Le moteur synchrone ne peut démarrer seul. Il a toujours besoin d'un moyen de démarrage (externe ou interne). Comme moyen interne, on peut citer l'utilisation du principe d'induction dans le rotor (balais rotorique court-circuités) et même l'enroulement amortisseur peut aussi servir au lancement de la machine synchrone par l'effet d'induction. de moyens externes peuvent être également utilisés pour le démarrage du moteur synchrone .tels que le couplage de la machine synchrone à une machine asynchrone ou à machine à courant continu.

Au voisinage de la vitesse synchrone, on alimente l'enroulement d'excitation par une tension continue ; celui-ci crée une coule additionnelle qui accroche le rotor au champ tournant du stator et ramène ainsi le rotor à la vitesse synchrone. Lors du démarrage en asynchrone, l'enroulement d'excitation doit être en court circuit ou fermé sur une résistance, car dans le cas contraire (circuit d'excitation ouvert) une tension assez élevée courrait être induite à ses bornes provoquant le claquage de l'isolation et la mise hors service du moteur. nous irons concevoir la commande vectorielle appliquée à la machine pour une régulation de la vitesse en mode normal et en mode dé fluxé, cette régulation basée sur les régulateurs classiques PI.

CHAPITRE I

Etat de l'art des machines synchrones à inducteur

I.1.Introduction

Le terme de machine synchrone regroupe toutes les machines dont la vitesse de rotation de l'arbre de sortie est égale à la vitesse de rotation du champ tournant. Pour obtenir un tel fonctionnement, le champ magnétique rotorique est généré soit par des aimants, soit par un circuit d'excitation, la position du champ magnétique rotorique est alors fixe par rapport au rotor, ce qui impose en fonctionnement normal une vitesse de rotation identique entre le rotor et le champ tournant statorique.

Cette famille de machine regroupe en fait plusieurs sous familles, qui vont de l'alternateur de plusieurs centaines de mégawatts au moteur de quelques watts, en passant par les moteurs pas à pas, néanmoins la structure de toutes ces machines est relativement proche, le stator est généralement constitué de trois enroulements triphasés répartis, tel que les forces électromotrices générées par la rotation du champ rotorique soient sinusoïdales ou Trapézoïdales. Les stators, notamment en forte puissance, sont identiques à ceux d'une machine asynchrone, Il existe trois grandes familles de rotor, ayant pour rôle de générer le champ d'induction rotorique. Les rotors bobinés à pôles lisses, les rotors bobinés à pôles saillants ainsi que les rotors à aimants.

I.2.Présentation de Machine Synchrone (MS)

La machine synchrone se compose d'un stator et d'un rotor séparés par un entrefer. Son principe de fonctionnement, consiste en l'interaction entre un champ tournant au stator et un champ tournant au rotor. Concrètement aux machines synchrones, la fréquence des courants dans l'induit est liée à la vitesse de rotation et au nombre de paires de pôles par la relation présente les machines synchrones comme celles dont la vitesse de rotation de l'axe de sortie est égale à la vitesse de rotation du champ tournant, c'est-à-dire, la machine tourne en synchronisme avec le champ tournant, après le démarrage Le champ rotorique est généré soit par des aimants, soit par un circuit d'excitation. Les caractéristiques principales des machines synchrones, selon :

- Accélération vite
- Ondulations de couple réduites
- Les moteurs synchrones peuvent travailler avec un facteur de puissance proche à 1.Ils peuvent contribuer donc à redresser le facteur de puissance global de l'installation électrique.
- La vitesse des moteurs synchrones est constante quelle que soit la charge (cela est intéressant dans certaines applications, comme le cas des ascenseurs par exemple)
- Elle peut supporter des chutes de tension important sans décrocher.

Le stator des machines synchrones est presque toujours le même ; un stator constitué de trois enroulements triphasés répartis, de manière que l'on génère une force électromotrice triphasée. Le stator, notamment en forte puissance, est identique à celui d'une machine asynchrone.

Plus concrètement, le moteur synchrone à inducteur, moteur objet de ce projet, se compose d'un stator et d'un rotor. Le bobinage au stator est alimenté en triphasé et produit un champ magnétique tournant à la fréquence d'alimentation. Le champ magnétique tournant au rotor est produit par des bobine.[1]

I.3.Constitution de la MS

La MS possède deux parties principales

- L'inducteur porté le plus souvent par le rotor
- L'induit porté par le stator parcouru par des courants alternatifs. [1]

a. Inducteur de la MS

Le champ magnétique est créé par un aimant permanent ou par un électroaimant alimenté par un courant continu (I_e), appelé courant d'excitation. Le rotor tourne à la vitesse Ω . [1]

I.4.Classification des machines électriques

Dans les machines électriques peuvent être trouvées trois catégories

- Générateurs : qui transforment l'énergie mécanique en énergie électrique
- Moteurs : qui transforment l'énergie électrique en énergie mécanique
- Convertisseurs statiques : qui transforment l'énergie électrique en énergie électrique. [1]

I .5.Type de fonctionnement

I .5.1.En mode moteur

Un moteur synchrone ne peut démarrer directement à pleine tension depuis le réseau de fréquence 50Hz (Car le rotor a une vitesse nulle au démarrage).

Pour une alimentation directe en 50 Hz, il faudrait donc au préalable amener la charge à la vitesse nominale par un moteur auxiliaire puis connecter l'alimentation. [5]

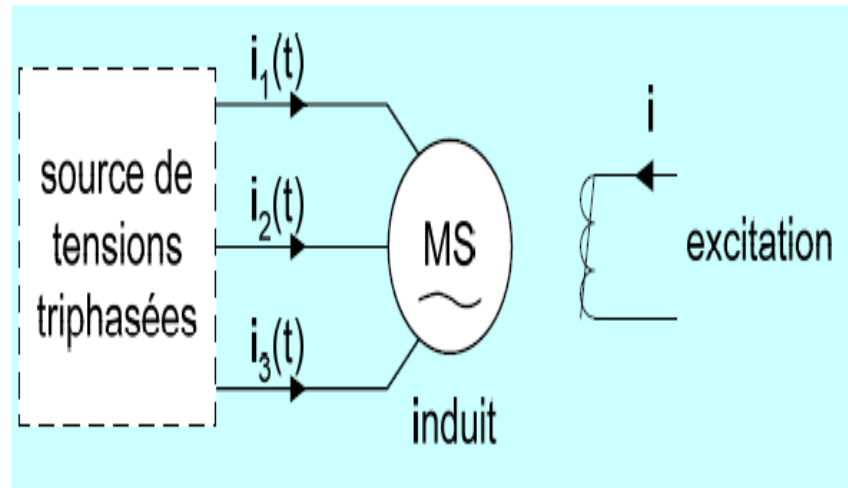


Figure (I.1).schéma simplifiée le mode moteur[5]

Pour les moteurs brushless, la solution consiste à utiliser un onduleur (système électronique recréant un système de tension triphasé de fréquence et d'amplitude voulu). Autre fois, le rotor devait être lancé à la vitesse de synchronisme et la variation de vitesse était impossible à réaliser. Les modes de couplage circuit induit/circuit inducteur donnent lieu à trois types de moteur

- le moteur à excitation parallèle : l'inducteur est monté en parallèle avec l'induit.
- le moteur à excitation série où inducteur et induit sont montés en série.
- le moteur à excitation compound.

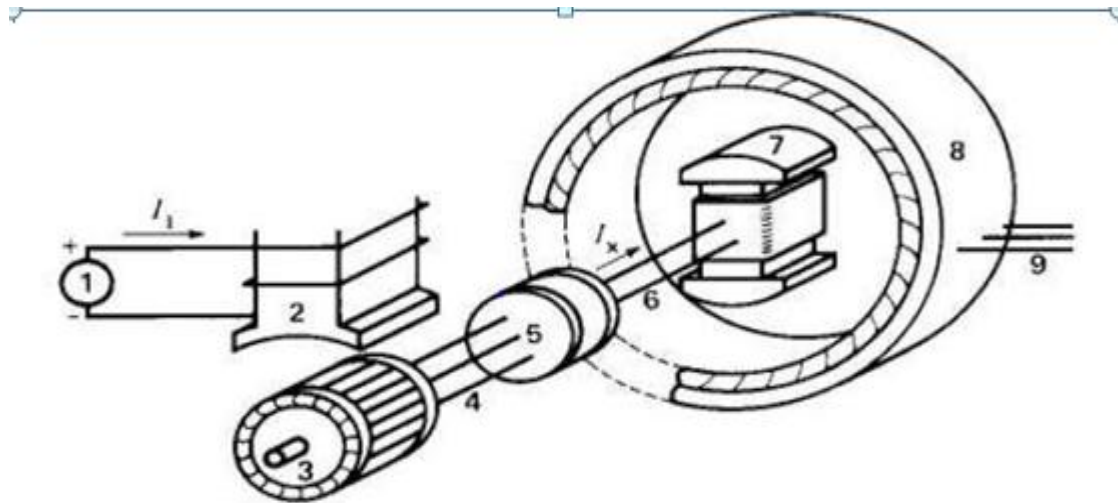
A priori aucun mode de couplage n'est à exclure, le choix étant uniquement guidé par l'application visée et ses contraintes d'exploitation. [5]

I.5.1.1.Démarrage du moteur synchrone

Le moteur synchrone ne peut démarrer seul. C'est pourquoi on place une cage d'écurieil sur son rotor afin qu'il puisse démarrer en moteur asynchrone. En appliquant la pleine tension triphasée sur le stator, on crée un champ tournant qui amène rapidement le moteur à une vitesse légèrement inférieure à sa vitesse synchrone. En général, la résistance de la cage d'écurieil est assez élevée afin d'assurer un fort couple de démarrage.

Pendant la période de démarrage, les bobines du rotor ne sont pas alimentées par l'excitatrice. Comme le champ tournant balaie les bobines, aussi bien que les barres de la cage, une tension élevée est induite dans ces bobines.

Afin de remédier à cet inconvénient et surtout pour améliorer le couple de démarrage, on court-circuite l'enroulement du rotor ou on le relie à une résistance extérieure pendant la période d'accélération. À mesure que le moteur accélère, la tension induite diminue et elle tombe à une valeur négligeable lorsque le rotor tourne presque à la vitesse synchrone.



- 1- Source de commande a c-c
- 2-poles à c .c stationnaires
- 3-alternateur (excitatrice)
- 4-ligne triphasée
- 5-redresseur à diodes
- 6-ligne à c-c
- 7-rotor du moteur synchrone
- 8-stator du moteur synchrone
- 9-ligne d'alimentation triphasée

Figure(I.2).Schéma montrant le principe de fonctionnement d'une excitatrice sans balais pour moteur synchrone. Même système est utilisé pour l'excitatrice des alternateurs.

Lorsque la puissance du réseau alimentant le moteur est limitée, on applique une tension réduite sur le stator comme on le fait dans le cas des gros moteurs asynchrone. Ainsi, on utilise des autotransformateurs, des résistances et parfois des réactances pour limiter le courant pendant le démarrage.

Les moteurs synchrones de très grande puissance (20 MW et plus) sont parfois amenés à leur vitesse synchrone au moyen d'un moteur auxiliaire. Dans d'autres cas, on utilise un convertisseur électronique à fréquence variable pour accélérer la machine jusqu'à la vitesse synchrone.[5]

I.5.1.2.Moteur en charge – description

Lorsque le moteur synchrone tourne à vide, les pôles du rotor sont vis-à-vis des pôles du champ tournant et l'axe du rotor coïncide avec l'axe central du stator (Figure .I.3).

On se souvient que l'axe central du stator dépend de la phase des tensions appliquées au stator. Quand une charge mécanique est appliquée à l'arbre du moteur, les pôles du rotor glissent légèrement en arrière de ceux du champ tournant, tout en continuant à tourner à la

même vitesse. L'angle de décalage α entre l'axe des pôles du rotor et l'axe central du stator croît à mesure que la charge augmente (Figure. I.4) [5]

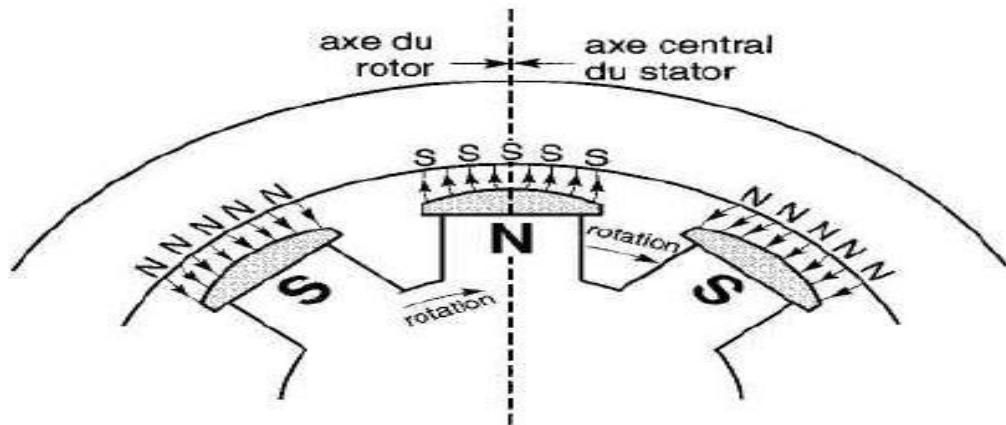
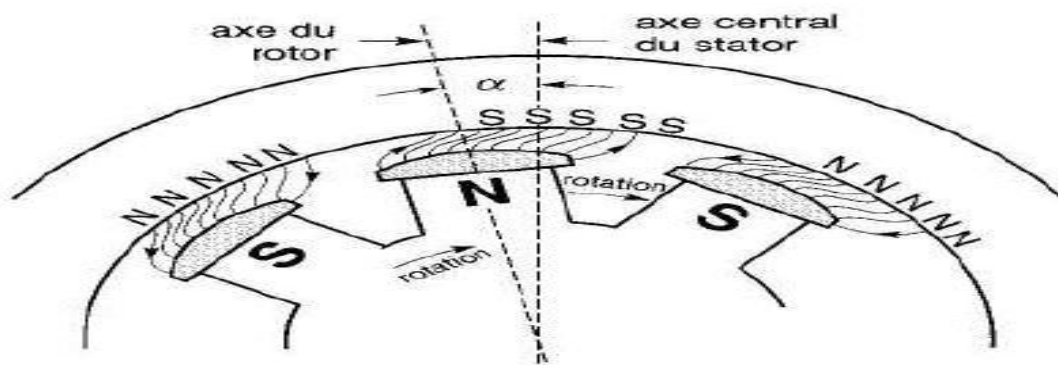


Figure (I.3). Les pôles du rotor sont attirés par les pôles contraires du stator. Lorsque le moteur fonctionne à vide, l'axe des pôles du rotor coïncident avec l'axe central du stator



Figure(I.4). Lorsque le moteur développe un couple, les pôles du rotor se déplacent en arrière des pôles du stator. L'angle α entre l'axe du rotor et l'axe central du stator est une mesure du couple exercé.

I.5.1.3. Bilan des puissances de moteur synchrone

a. Puissance absorbée

La puissance absorbée par un moteur synchrone est une puissance réactive électrique lorsque le moteur est connecté à un réseau, Pa vérifié la relation

$$\text{En monophasé : } P_a = U \cdot I \cdot \cos(\varphi) \quad (\text{I.1})$$

$$\text{En triphasé : } P_a = \sqrt{3} \cdot U \cdot I \cdot \cos(\varphi) \quad (\text{I.2})$$

U : Tension entre deux bornes de phases.

I : Intensité du courant de ligne.

Cos(φ) : Facteur de puissance imposé par la machine.

b. La puissance utile

-La MS fournit une puissance mécanique P_m :

$$P_m = C_m \cdot \Omega \quad (I.3)$$

I.5.1.4. Bilan des pertes

a. Les pertes collectives

Ce sont des pertes mécaniques (P_m), qui ne dépendent que de la fréquence de rotation et les pertes dans le fer (P_f), qui ne dépendent que de la fréquence et de la valeur maximale du flux. Ces pertes seront mesurées au cours d'un essai à vide dans lequel la machine tourne à la fréquence de rotation nominale, sous une tension égale à la tension qu'elle aurait en charge.

En effet, l'égalité des tensions efficaces entraîne celle des flux.

b. Les pertes par effet Joule dans l'inducteur

$$P_{js} = U_e \cdot I_e = (3/2) R I^2 \quad (I.4)$$

U_e : Tension aux bornes de l'inducteur.

I_e : Intensité du courant d'excitation.

c. Les pertes par effet Joule dans l'induit

-En monophasé

$$P_{jr} = r \cdot I^2 \quad (I.5)$$

R : Résistance de l'enroulement induit. Avec : $R = (2/3) r$

I : Intensité efficace du courant débité par l'induit.

-En triphasé

$$P_{jr} = 3r \cdot I^2 \quad (I.6)$$

r : Résistance de l'enroulement statorique.

I : Intensité efficace du courant de l'enroulement.

I.5.1.5. Rendement

Le rendement η du moteur synchrone est le rapport entre la puissance utile mécanique qu'il fournit et la puissance électrique qu'il absorbe, de sorte que :

$$\eta = P_u / P_a \quad (I.7)$$

À l'aide du bilan de puissance, on peut aussi écrire :

$$\eta = P_u / P_a = P_a - \Sigma \text{ pertes} / P_a \quad (I.8)$$

I.5.2.En mode alternateur

Le rotor étant accouplé au moteur primaire (turbine), il entraîne avec lui les pôles à la vitesse Ω . On obtient un champ sinusoïdal tournant dans la machine et les vitesses rotorique et celle du champ tournant sont toujours confondues ($\Omega_s = \Omega_r$).

Les trois phases statoriques, décalées de $2\pi/3\rho$ et $4\pi/3\rho$ dans l'espace, sont donc le siège d'une f, e, m triphasée équilibrée. De plus, la vitesse de rotation impose la fréquence des f e m recueillies à savoir :

$$\Omega_s = \Omega_r = \frac{\omega}{\rho} \rightarrow \omega = \rho\Omega_s \rightarrow f = \frac{\rho\Omega_s}{2\pi} = \frac{\rho\Omega_r}{2\pi} \tag{I.9}$$

Les courant induits, de pulsation $\omega = \rho\Omega_s$, vont, eux aussi, créer un champ tournant (il s'agit du champ de réaction d'induit, à l'instar de la machine à courant continu) à la vitesse

$$\Omega_s = \omega / \rho = \frac{(\rho\Omega_s)}{\rho} = \Omega_s. \tag{I.10}$$

Finalement, du point de vue du stator, les deux champs tournant, rotorique et statorique, tournent à la même vitesse qui est celle, réelle, du rotor, on a affaire à un vrai fonctionnement synchrone. Par contre, du point de vue du rotor, les deux champs sont immobiles : le fer rotorique n'est donc soumis à aucune inversion de l'aimantation, et il est parfois inutile de feuilletter l'armature rotorique. Ce procédé est généralement adopté pour les rotors lisses, d'autant plus que les vitesses prévues pour ces types de rotors exigent une résistance mécanique que ne peut satisfaire les rotors feuilletés.

Pour les rotors à pôles saillants, ce choix est à écarter en raison de la présence d'harmoniques plus importants. il alors d'usage de feuilletter les noyaux des électroaimants des pôles saillants. Comme les vitesses prévues sont faibles pour ces types de rotors, il n'existe pas de contraintes mécaniques interdisant le feuilletage. [17]

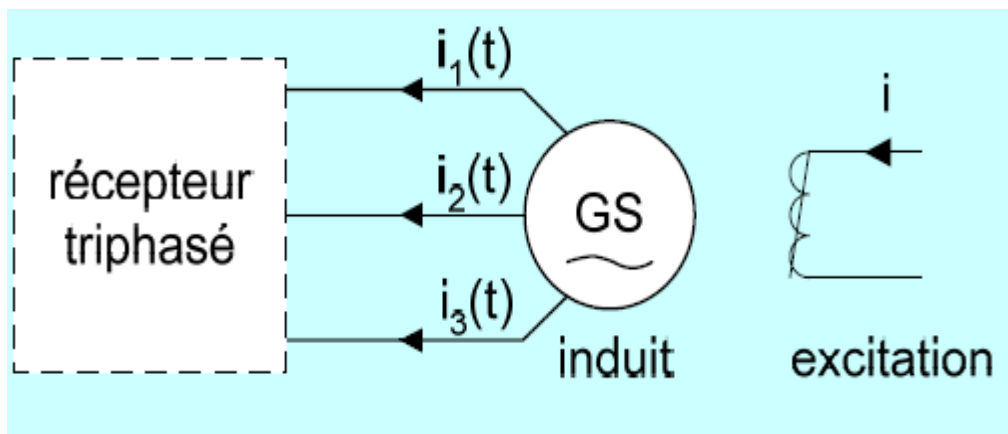


Figure (I.5). Schéma simplifiée le mode alternateur.[5]

I.5.2.1.alternateur en charge

La caractéristique externe est la courbe de la valeur efficace de la tension de phase en fonction du courant de phase $V(J)$ c'est une caractéristique de l'alternateur en charge .pour réaliser cette caractéristique, on utilise une impédance variable mais dont le $\cos \varphi$ reste constant. De plus, l'excitation i et la vitesse de rotation n_s sont maintenues constantes.[11]

I.5.2.2.Bilan des puissances dans un alternateur synchrone

a. Puissance absorbé

Dans un alternateur, la puissance absorbée P_a est une puissance mécanique .elle correspond au couple appliqué par l'arbre de transmission sur le rotor T_a multiple par la vitesse angulaire de rotation. elle s'écrit :[17]

$$P_a = T_a \Omega_s = \frac{2\pi}{60} n T_a \quad (I.9)$$

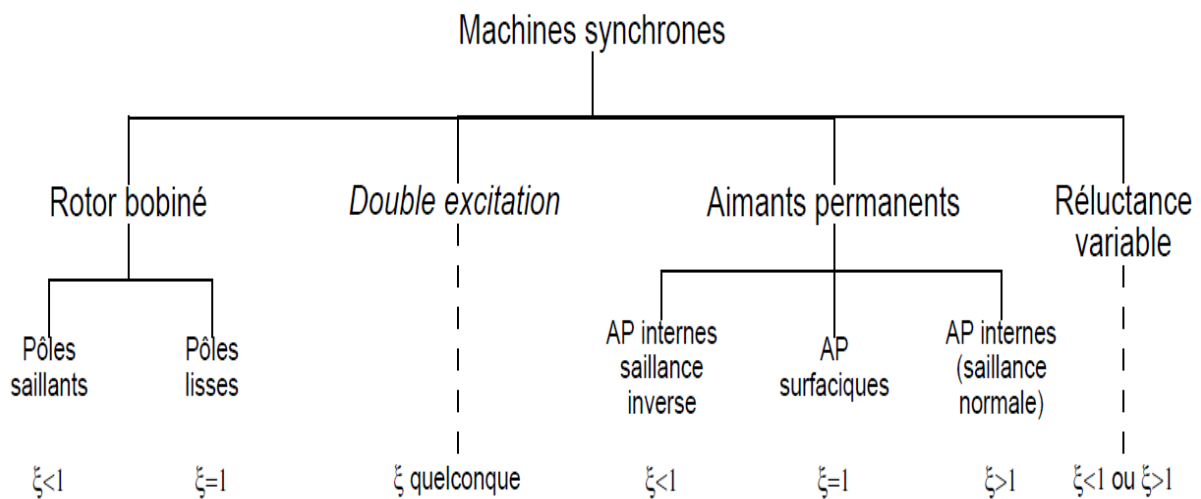
b. Puissance utile

La puissance utile d'un alternateur synchrone est la puissance électrique fournie aux bornes du stator induit .puisque l'induit fournit une puissance triphasée, celle-ci s'exprime comme

$$P_u = \sqrt{3} UI \cos \varphi \quad (I.10)$$

I.6.Les types de machine synchrone

- La machine synchrone à aimants permanents
- La machine synchrone à rotors bobinés
- La machine synchrone à double excitation



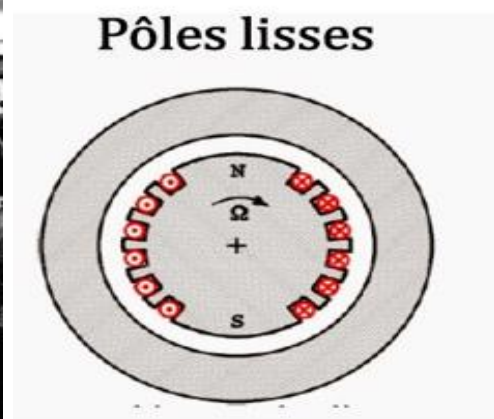
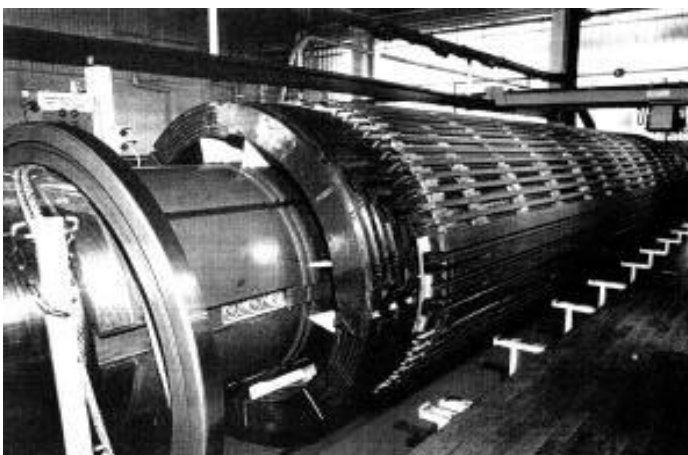
I.6.1.Machines Synchrones à rotor bobinés

Dans le cas des moteurs à rotors bobinés, le rotor supporte un bobinage monophasé alimenté par un courant continu tandis que le stator est équipé d'un bobinage polyphasé à courant alternatifs. L'obtention d'une valeur de couple moyen non nulle ne passe alors par la vérification de la condition de synchronisme qui impose une égalité stricte entre vitesse du champ tournant stator et vitesse du champ tournant rotor.

Afin de s'en parer des contacts glissants (bague balais) comme pour les machines à courant continu, les machines synchrones à rotor bobiné font appel, le plus souvent, à une excitatrice (ou alternateur d'excitation) associée à un redresseur tournant, pour éliminer tout contact glissant. Cet alternateur auxiliaire dont l'induit est accouplé à l'arbre de la machine débite dans l'inducteur, par l'intermédiaire du pont redresseur à diodes tournant aussi avec, L'arbre de la machine. [2]

I.6.1.1.Machines Synchrones à rotors bobinés à pôles lisses

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. 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 structural jouant sur la forme d'onde des *f.é.m.* attendues. Une disposition appropriée permet d'obtenir des *f.é.m.* sinusoïdales à très faible taux d'harmoniques.[6]

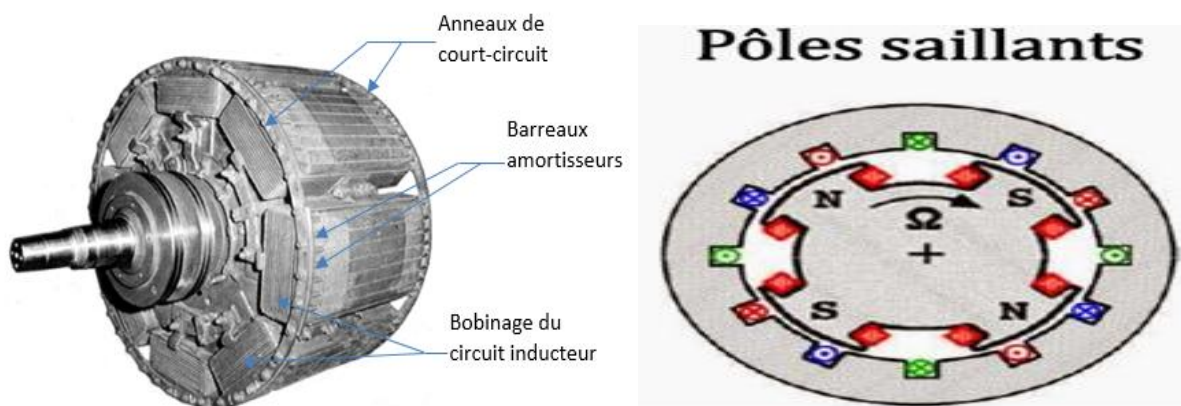


Figure(I.6).rotor à pole lisses [3]

1.6.1.2. Machines Synchrones à rotors bobinés à pôles saillants

Pour les machines à rotors à pôles saillants, 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, ce type de machine possède un facteur de puissance relativement faible qui impose un sur dimensionnement des convertisseurs statiques, ceci est un inconvénient pour la l'alimentation à fréquence variable. Pour des applications de faible puissance aux environ de quelques kilowatts on peut S'affranchir de cette faiblesse genre des machines. [6]



Figure(I.7).rotor à pôles saillants [3]

1.6.2. Rotor à réluctance variable

Pour ce type de machines, le rotor ne comporte ni aimants permanents, ni enroulements d'excitation [7]

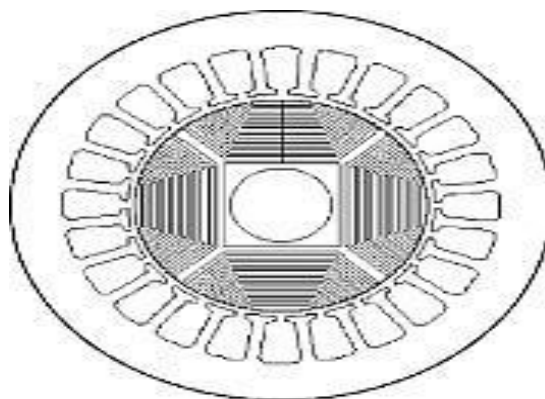


Figure (I.8).Moteur synchrone à réluctance variable[7]

➤ Amortisseur

Les machines à rotor bobiné sont souvent munies d'amortisseurs ce sont des barres de cuivre placées dans des encoches à la périphérie des pôles et reliées entre elles pour former une portion de cage ou une cage complète analogue à celle d'un moteur asynchrone .les amortisseurs s'opposent aux oscillation consécutives aux changements brusques de fonctionnement ,ils permettent également de démarrer la machine comme un moteur asynchrone .dans les machines à rotor massif, l'effet d'amortissement est obtenu par la circulation des courants de Foucault dans le rotor massif .

Le rotor des moteurs à aimants ne comporte pas d'amortisseurs. Ceux-ci ne sont pas nécessaires pour la stabilité du fonctionnement ou le démarrage en moteur asynchrone car la machine est systématiquement associée à une alimentation électronique .de plus, leur présence serait néfaste au comportement dynamique du système. [15]

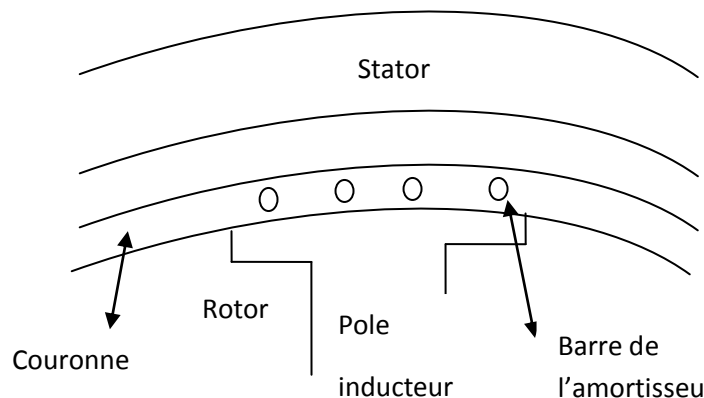


Figure (I.9). Amortisseurs d'un rotor à pôles saillants

I.6.3.Généralités sur les machines électriques à aimants permanents

Avec l'avènement des matériaux à aimants permanents de haute énergie et les progrès réalisés dans le domaine de l'électronique de puissance, les moteurs à aimants permanents ont connu ces dernières années un grand essor.

Ils ont été adoptés dans de nombreuses applications de hautes performances telles que la robotique, l'aérospatiale, les outils électriques, la production des sources d'énergie Renouvelables, les divers équipements médicaux, les véhicules électriques et hybrides, etc. Pour toutes ces applications, les machines à aimants permanents sont parfois préférables aux autres machines traditionnelles, telles que les machines à courant continu, les moteurs synchrones classiques et les moteurs asynchrone set en particulier pour les applications spécifiques (servomoteur à vitesse variable).[1]

CHAPITRE I Etat de l'art des machines synchrones à inducteur

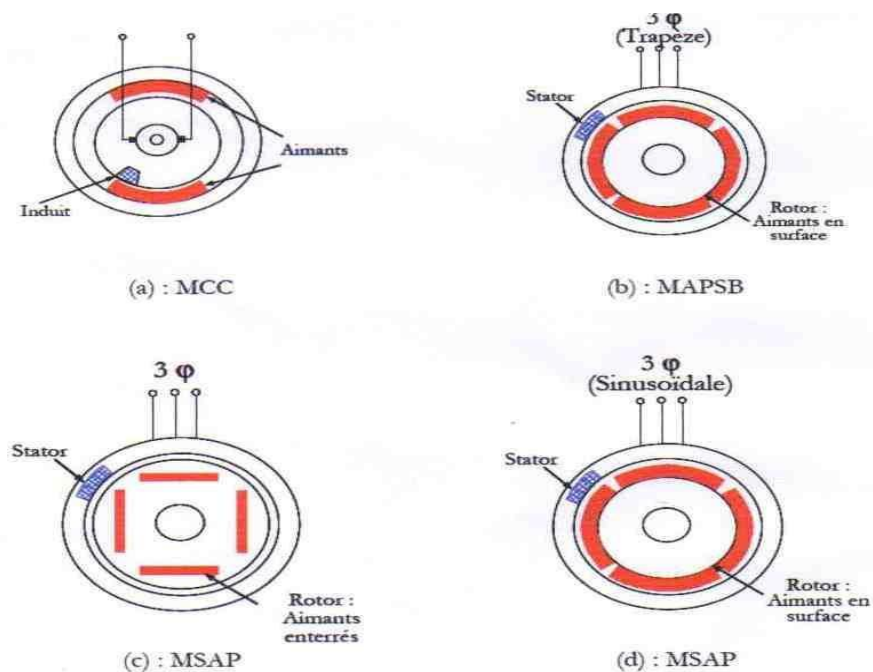
A titre d'illustration, quelques avantages des machines à aimants permanents, sont cités ci-dessous :

- L'absence d'enroulement rotorique annule les pertes joules au niveau du rotor.
- Le couple volumique et la puissance massique importants permettent une meilleure compacité.
- L'absence des collecteurs et des balais simplifie la construction et l'entretien.
- La densité de flux, relativement élevée dans l'entrefer, assure une très bonne performance dynamique.

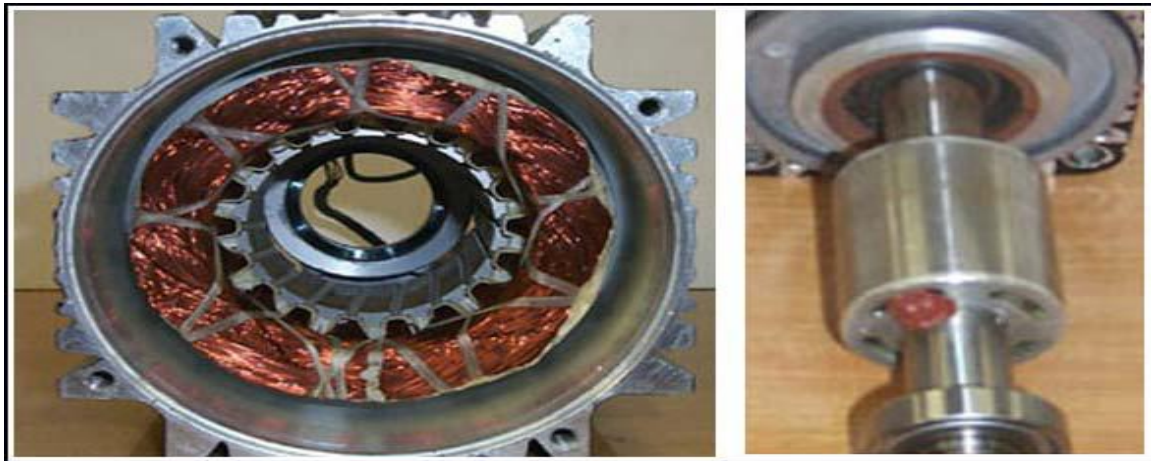
De plus, les machines à aimants permanents (brushless) sont capables de fonctionner avec un facteur de puissance proche de l'unité. Le contrôle précis et rapide du couple, de la vitesse et de la position est possible avec un simple onduleur de tension triphasé.

Selon les principes de fonctionnement, les machines à aimants permanents peuvent être classées en trois types :

- Les machines à courant continu et aimants permanents (MCC).
- Les machines à aimants permanents sans balais (MAPSB).
- Les machines synchrones à aimants permanents sans balais (MSAP). [1]



Figure(I.10).Montre la configuration de ces trois types.[4]



Stator

rotor

Figure(I.11).Stator et rotor de la machine synchrone à aimants permanents[1]

I.7.Conclusion

Dans ce chapitre on a vue les généralités sur les différents types des machines synchrones, et les différents de ces composants, aussi que ces modes d'alimentations et surtout ces déférentes caractéristiques électriques et mécaniques.

Au deuxième chapitre sera consacré à la modélisation et la simulation d'une machine synchrone à inducteur.

CHAPITRE II

Modélisation et simulation de la machine synchrone à inducteur

II.1.Introduction

Une grande partie de l'énergie électrique est produite à l'heure actuelle par les machines synchrones des différentes centrales de production. Nous donnerons dans ce qui suit le principe de fonctionnement et nous établissons un modèle dynamique dit "complet" et un deuxième dit "classique" de cet élément important d'un système électrique. Mise à part la production d'énergie, le rôle des machines synchrones est de maintenir constantes les tensions aux nœuds du réseau ainsi que la fréquence. A cette fin, les machines synchrones des centrales sont dotées de régulateurs de tension et de vitesse.

II.2.Représentation d'état du modèle de la machine

La représentation d'état de la machine est basée sur le choix du repère et des variables d'état pour les équations électriques. Cette représentation n'est pas unique mais liée généralement à des objectifs à atteindre. Dans notre étude, on écrit les équations dans le repère (d,q) , car c'est la méthode la plus adaptée pour résoudre nos problèmes de commande. Le choix des variables dépend des objectifs soit pour la commande soit pour l'observation.[10] Dans ce chapitre, on donne le modèle de la MS à inducteur.

La forme générale de la représentation d'état est la suivante :

$$\begin{cases} [\dot{X}] = \frac{d[X]}{dt} = [A] * [X] + [B] * [U] \\ [Y] = [C] * [X] \end{cases} \quad (II.1)$$

Où

$[X]$: le vecteur d'état.

$[U]$: le vecteur de commande.

$[A]$: la matrice de d'état.

$[B]$: la matrice d'application des commandes.

$[Y]$: le vecteur de sortie.

II.3.les passages d'un système triphasé au système biphasé et inversement

La condition de passage d'un système triphasé au système biphasé est la création d'un champ électromagnétique tournant avec des forces Magnétomotrices égales.[8]

II.3.1.Transformée de Park

Lors de la description mathématique de la machine synchrone, nous avons vu qu'elle présente un système d'équations différentielles à coefficients variables très difficile à résoudre, ce problème est contourné par un changement de variables simplifiant l'étude. Pour cela, plusieurs travaux de recherche ont eu lieu tels ceux *Clark*, *Concordia*, *Park* et d'autres. Tous ces travaux de recherche essaient de découpler certaines grandeurs et d'éliminer la

variation des coefficients des équations différentielles qui régissent le comportement de la machine. La transformation de *Park* physiquement, peut être expliquée par une transformation de trois enroulements de la machine en seulement deux enroulements figure(II.1). [10]

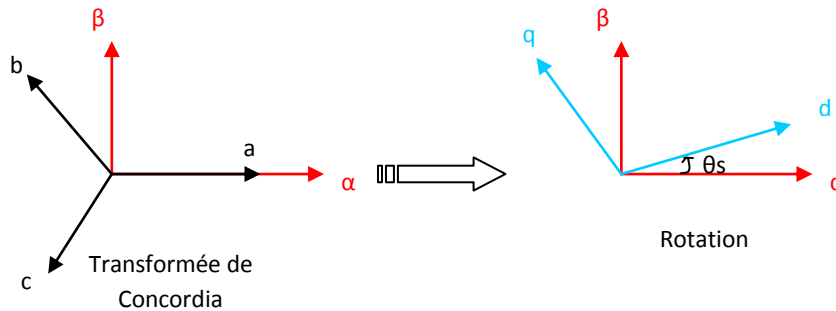


Figure (II.1).transformation de Park

On peut noter les non linéarités et les couplages dans les équations de la tension statorique. Ces équations auraient pu être également obtenues directement en appliquant aux équations matricielles la transformation de *Park* en prenant en compte le fait que dans beaucoup de cas la somme instantanée des grandeurs triphasées est nulle ce qui permet d’annuler la composante homopolaire. [10]

$$\begin{pmatrix} X_d \\ X_q \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} X_A \\ X_B \\ X_C \end{pmatrix} \quad (II.2)$$

Transformation inverse

L’angle θ correspond à la position du repère choisi pour transformation. La transformation inverse est donnée par :

$$\begin{pmatrix} X_A \\ X_B \\ X_C \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} X_d \\ X_q \end{pmatrix} \quad (II.3)$$

II.3.2. Transformation de Concordia

$$\begin{pmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} X_A \\ X_B \\ X_C \end{pmatrix} \quad (II.4)$$

$\sqrt{\frac{2}{3}}$ Si l’on veut conserver dans la transformation la norme de puissance.

$\frac{2}{3}$ Si l'on désire conserver la norme de X qui pour un moteur seront les courant, les tensions et flux.[10]

La transformation de Park (d, q) peut également être obtenue à partir des composantes de Concordia (α, β) en faisant une rotation de l'angle. Le passage des composantes de Concordia à celle de Park se fait par:

$$\begin{pmatrix} X_d \\ X_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{pmatrix} \quad (\text{II.5})$$

Transformation inverse :

$$\begin{pmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} X_d \\ X_q \end{pmatrix} \quad (\text{II.6})$$

II.4.L'expression du couple électromagnétique

La puissance électrique instantanée fournie aux circuits électriques rotoriques et statoriques est exprimée en fonction des grandeurs d'axes (d, q).

$$P_e = U_d i_d + U_q i_q + U_f i_f + U_{kd} i_{kd} + U_{kq} i_{kq} \quad (\text{II.7})$$

Cette puissance se décompose en trois séries de termes :

- La puissance dissipée en pertes joule :

$$P_1 = R_s (i_d^2 + i_q^2) + R_f i_f^2 + R_{kd} i_{kd}^2 + R_{kq} i_{kq}^2 \quad (\text{II.8})$$

- La puissance représentant les échanges d'énergie électromagnétique avec les sources :

$$P_2 = i_d \frac{d\Psi_d}{dt} + i_q \frac{d\Psi_q}{dt} + i_f \frac{d\Psi_f}{dt} + i_{kd} \frac{d\Psi_{kd}}{dt} + i_{kq} \frac{d\Psi_{kq}}{dt} \quad (\text{II.9})$$

- La puissance mécanique regroupant l'ensemble des termes liés aux dérivées des positions angulaires :

$$P_3 = (\Psi_d i_q - \Psi_q i_d) \frac{d\theta}{dt} \quad (\text{II.10})$$

- Le couple électromagnétique instantané est défini par :

$$C = \frac{3}{2} \cdot P \cdot (\Psi_s \wedge i_s) \quad (\text{II.11})$$

$$C_e = \frac{3}{2} P (L_d i_{sq} i_{sd} + M_f i_f i_{sq} + M_{kd} i_{kd} i_{sq} - L_q i_{sd} i_{sq} - M_{kq} i_{kq}) \quad (\text{II.12})$$

Expression du mouvement est

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - F\Omega, \quad (\text{II.13})$$

avec $P\Omega = \omega_r$

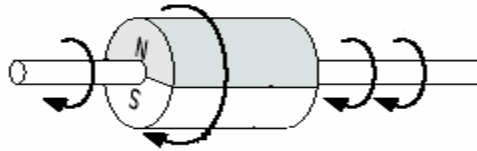


Figure (II.2).différents couples qui agissent sur le rotor[1]

- Ω : la vitesse de rotation mécanique
- J : le moment d'inertie du moteur
- F : le coefficient de frottement visqueux
- C_e : le couple électromagnétique délivré par le moteur
- C_r : le couple résistant ou de charge

II.5.Modalisation et simulation des moteurs synchrones sans amortisseurs

Si la machine synchrone est à pôles lisses, les inductances de l'enroulement statoriques et les mutuelles inductances entre ces enroulements sont constantes. De plus, la constance de l'entrefer impose l'égalité des inductances. [8]

$$L_q = L_d = L_s$$

Les machines synchrones sont généralement étudiées dans le référentiel d q ($\omega_{coord} = \omega_r$). La figure(II.3) suivante représente le modèle électrique du moteur synchrone.[16]

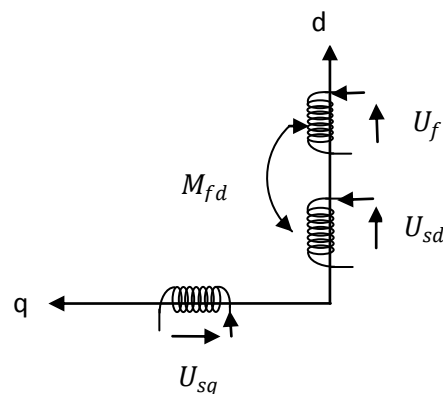


Figure (II.3). Modèle de la machine synchrone sans amortisseur

Les expressions de tension

$$\begin{cases} U_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\Psi_{sd}}{dt} - \omega_r \Psi_{sq} \\ U_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\Psi_{sq}}{dt} + \omega_r \Psi_{sd} \\ U_f = R_f i_f + \frac{d\Psi_f}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

Les expressions magnétiques

$$\begin{cases} \Psi_{sd} = L_d i_{sd} + M_{df} i_f \\ \Psi_{sq} = L_q i_{sq} \\ \Psi_f = L_f i_f + M_{fd} i_{sd} \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

Sous forme matricielle

$$\begin{bmatrix} U_{sd} \\ U_{sq} \\ U_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -\omega_r L_q & 0 \\ \omega_r L_d & R_s & \omega_r M_{fd} \\ 0 & 0 & R_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_f \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_d & 0 & M_{fd} \\ 0 & L_q & 0 \\ M_{fd} & 0 & L_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_f \end{bmatrix} \quad (\text{II.16})$$

Pour résoudre ce système, il faut le mettre sous forme d'équation d'état :

$$[\dot{i}] = [L]^{-1}[U] - [L]^{-1}[R[I]] \quad (\text{II.17})$$

Ou

$$|L| = \begin{bmatrix} L_d & 0 & M_{fd} \\ 0 & L_q & 0 \\ M_{fd} & 0 & L_f \end{bmatrix}; [R] = \begin{bmatrix} R_s & -\omega_r L_q & 0 \\ \omega_r L_d & R_s & \omega_r M_{fd} \\ 0 & 0 & R_f \end{bmatrix} \text{ et } [R] = [R_1] + \omega_r [R_2]$$

Avec

$$[R_1] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_f \end{bmatrix}; [R_2] = \begin{bmatrix} 0 & -L_q & 0 \\ L_d & 0 & M_{fd} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; [Z] = [L]^{-1}$$

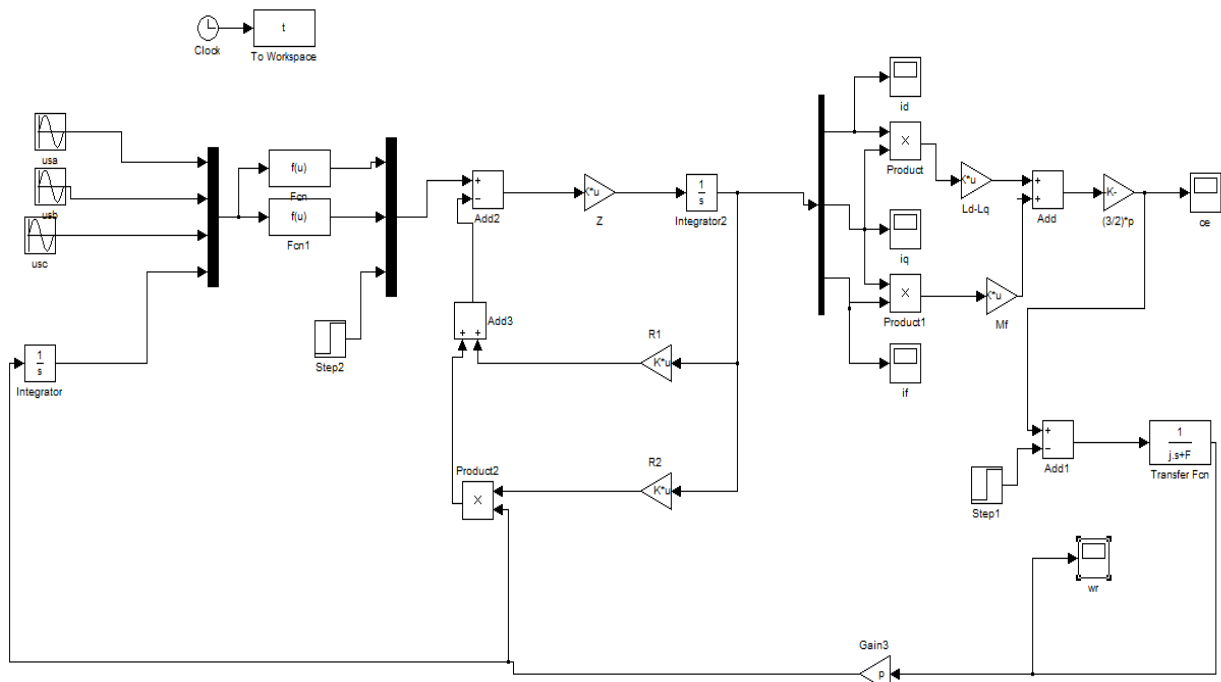
Pour la machine synchrone triphasée, le couple électromagnétique s'exprime par :

$$C_e = \frac{3}{2} p [\Psi_{sd} i_{sq} - \Psi_{sq} i_{sd}] ; \text{ ou } C_e = \frac{3}{2} p [(L_d - L_q) i_{sd} i_{sq} + M_{fd} i_{sq} i_f] \quad (\text{II.18})$$

L'expression du mouvement par :

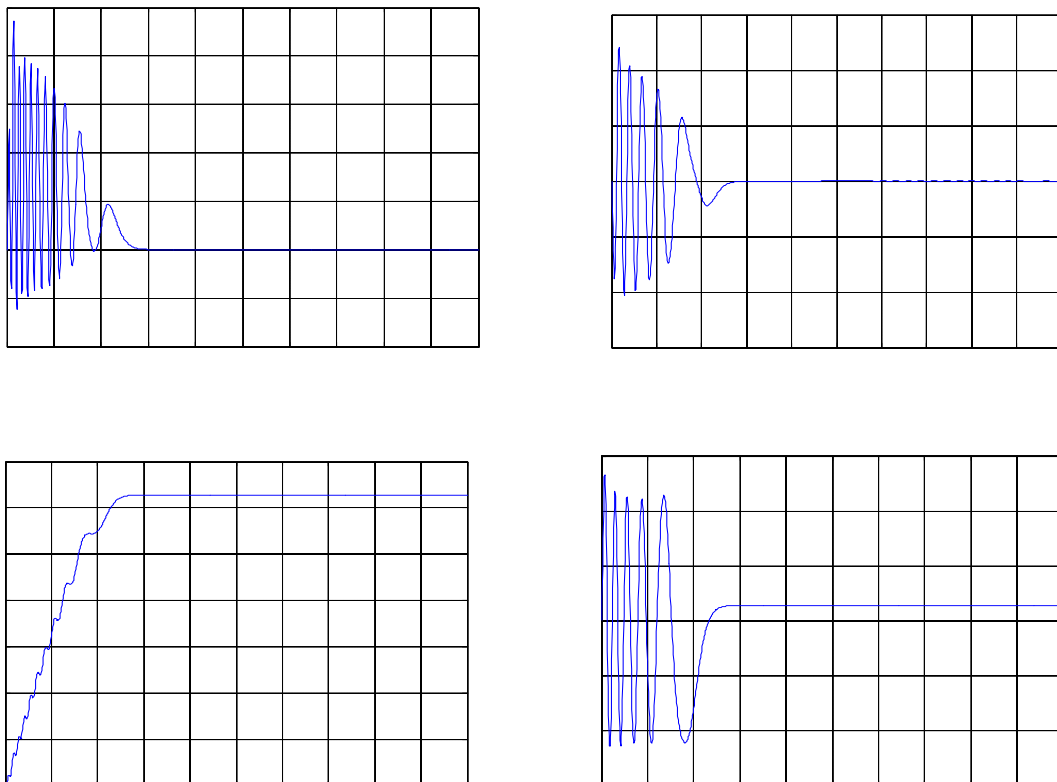
$$\frac{j}{p} \frac{d\omega_r}{dt} = c_e - c_r - F\Omega \quad (\text{II.19})$$

La figure (II.4) représente le schéma bloc de simulation.



Figure(II.4) . Schéma bloc de simulation de la machine synchrone sans amortisseurs

Représente la caractéristique principale du moteur synchrone sans amortisseur



Figure(II.5) . Caractéristiques du moteur synchrone

II.5.1. Interprétations des résultats

Aux très faibles vitesses, les à coups du couple sont de court durée mais forte intensité puis s'atténuent lorsque la machine prend de la vitesse tout à restant oscillatoires.

Lors du démarrage, la vitesse subit des variations transitoires dues à l'effet de contre réaction des masses tournantes qui tendent à ramener la machine à sa vitesse initiale. elle présente constamment de faibles oscillation autour du synchronisme, celles-ci sont dues, entres autres, à l'absence du circuit amortisseur.

Le courant rotorique subit la même loi de variation. Aux basse vitesse leur amplitude est importante mais se stabilise rapidement à l'approche du synchronisme.

il est possible d'approfondir le travail de simulation par la variation des valeurs des résistances statorique et d'excitation, de la tension d'excitation, du couple de charge, ainsi que celle du moment d'inertie.

II.6. Modélisation et simulation des moteurs synchrones avec amortisseur

Les machin à pôles saillants ont leur rotor muni d'amortisseurs constitués de barres de cuivre logées dans des encoches pratiquées dans les pièces polaires. Ces barres sont reliées entre elle à leurs extrémités par deux anneaux ou des arceaux conducteurs suivant le nombre de pôles.

Les amortisseurs s'opposent à toute variation rapide du flux à travers le rotor. Ils ont un rôle primordial dans la stabilisation de la vitesse de la machin suite à des variations de charges. Ils possèdent la même caractéristique mécanique que celle des machin asynchrones à cage. Si la vitesse tend à augmenter (glissement négatif) suite à une baisse soudaine de la charge, l'effet d'induction prend naissance dans les enroulements amortisseurs et produit un couple résistant (négatif) au mouvement du rotor et le ralentit, et le rotor est ainsi ramené à la vitesse synchrone.

Dans le cas contraire, si la vitesse tend à chuter (glissement positif) suite à une surcharge brusque de la machine, l'effet d'induction prend naissance et l'enroulement amortisseur produit un couple (positif) additionnel qui s'ajoute au couple moteur pour ramener le rotor à la vitesse synchrone. Dans les machines à pôles lisses, c'est la partie massive du fer rotorique qui joue le rôle d'amortisseur. [16]

La figure ci-dessus représente le modèle de la machine synchrone à pôles saillants avec amortisseurs.

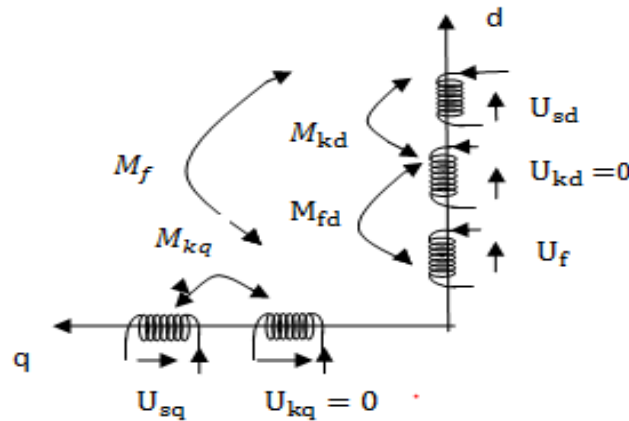


Figure (II.6) .modèle de machine synchrone avec amortisseur

Expression des tensions

$$\begin{cases} U_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\Psi_{sd}}{dt} - \omega_r \Psi_{sq} \\ U_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\Psi_{sq}}{dt} + \omega_r \Psi_{sd} \\ U_f = R_f i_f + \frac{d\Psi_f}{dt} \\ 0 = U_{kd} = R_{kd} i_{kd} + \frac{d\Psi_{kd}}{dt} \\ 0 = U_{kq} = R_{kq} i_{kq} + \frac{d\Psi_{kq}}{dt} \end{cases} \quad (II.20)$$

Expressions de flux

$$\begin{cases} \Psi_{sd} = L_d i_{sd} + M_f i_f + M_{kd} i_{kd} \\ \Psi_{sq} = L_q i_{sq} + M_{kq} i_{kq} \\ \Psi_f = L_f i_f + M_{fd} i_{sd} + M_{fq} i_{sq} \\ \Psi_{kd} = L_{kd} i_{kd} + M_{kd} i_{sd} + M_{fd} i_f \\ \Psi_{kq} = L_{kq} i_{kq} + M_{kq} i_{sq} \end{cases} \quad (II.21)$$

Tenant compte des expressions du flux, le système d'équations des tensions peut s'écrire sous la forme :

$$\begin{bmatrix} U_{sd} \\ U_{sq} \\ U_f \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + sL_d & -L_q \omega_r & sM_f & sM_{kd} & -\omega_r M_{kq} \\ L_d \omega_r & R_s + sL_q & \omega_r M_f & \omega_r M_{kd} & sM_{kq} \\ sM_f & 0 & R_f + sL_f & sM_{fd} & 0 \\ sM_{kd} & 0 & sM_{fd} & R_{kd} + sL_{kd} & 0 \\ 0 & sM_{kq} & 0 & 0 & R_{kq} + sL_{kq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_f \\ i_{kd} \\ i_{kq} \end{bmatrix} \quad (II.22)$$

Le système d'équation est mis sous la forme :

$$[L] * \frac{d[I]}{dt} = -[A][I] + [U] \quad (II.23)$$

$$\frac{d[I]}{dt} = -[L]^{-1}[A][I] + [L]^{-1}[U] \tag{II.24}$$

Avec

$$[L] = \begin{bmatrix} L_d & 0 & M_f & M_{kd} & 0 \\ 0 & L_q & 0 & 0 & M_{kq} \\ M_f & 0 & L_f & M_{fd} & 0 \\ M_{kd} & 0 & M_{fd} & L_{kd} & 0 \\ 0 & M_{kq} & 0 & 0 & L_{kq} \end{bmatrix}$$

Ou

$$[Z] = [L]^{-1}et[A] = [A_1] + \omega[A_2]$$

$$[A_1] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_f & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_{kd} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_{kq} \end{bmatrix} \quad [A_2] = \begin{bmatrix} 0 & -L_q & 0 & 0 & -M_{kq} \\ L_d & 0 & M_f & M_{kd} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$[A] = \begin{bmatrix} R_s & \omega_r L_q & 0 & 0 & -\omega_r M_{kq} \\ \omega_r L_d & R_s & \omega_r M_f & \omega_r M_{kd} & 0 \\ 0 & 0 & R_f & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_{kd} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_{kq} \end{bmatrix}$$

$$[I] = [i_{sd} \ i_{sq} \ i_f \ i_{kd} \ i_{kq}]^t ; [U] = [U_{sd} \ U_{sq} \ U_f \ 0 \ 0]^t$$

L'expression du couple électromagnétique est :

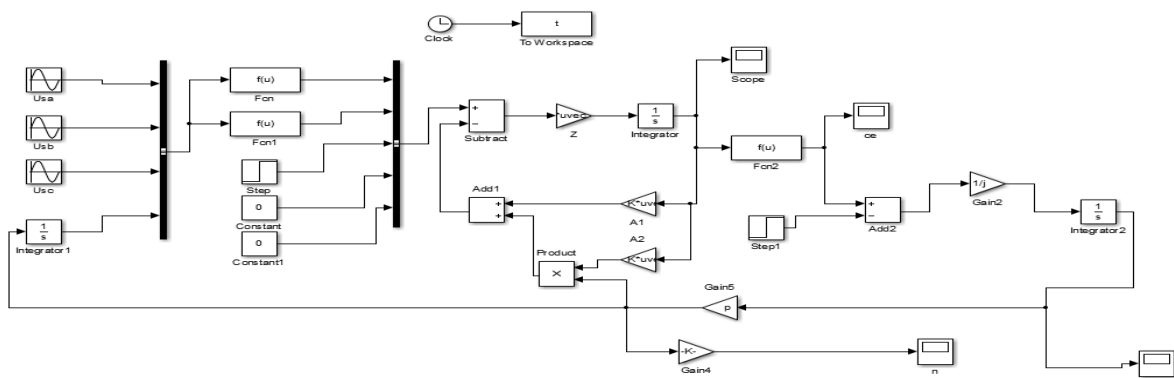
$$C_e = \frac{3}{2}P(L_d i_{sq} i_{sd} + M_f i_f i_{sq} + M_{kd} i_{kd} i_{sq} - L_q i_{sd} i_{sq} - M_{kq} i_{kq} i_{sd}) \tag{II.25}$$

Expression du mouvement est :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - F\Omega, \tag{II.26}$$

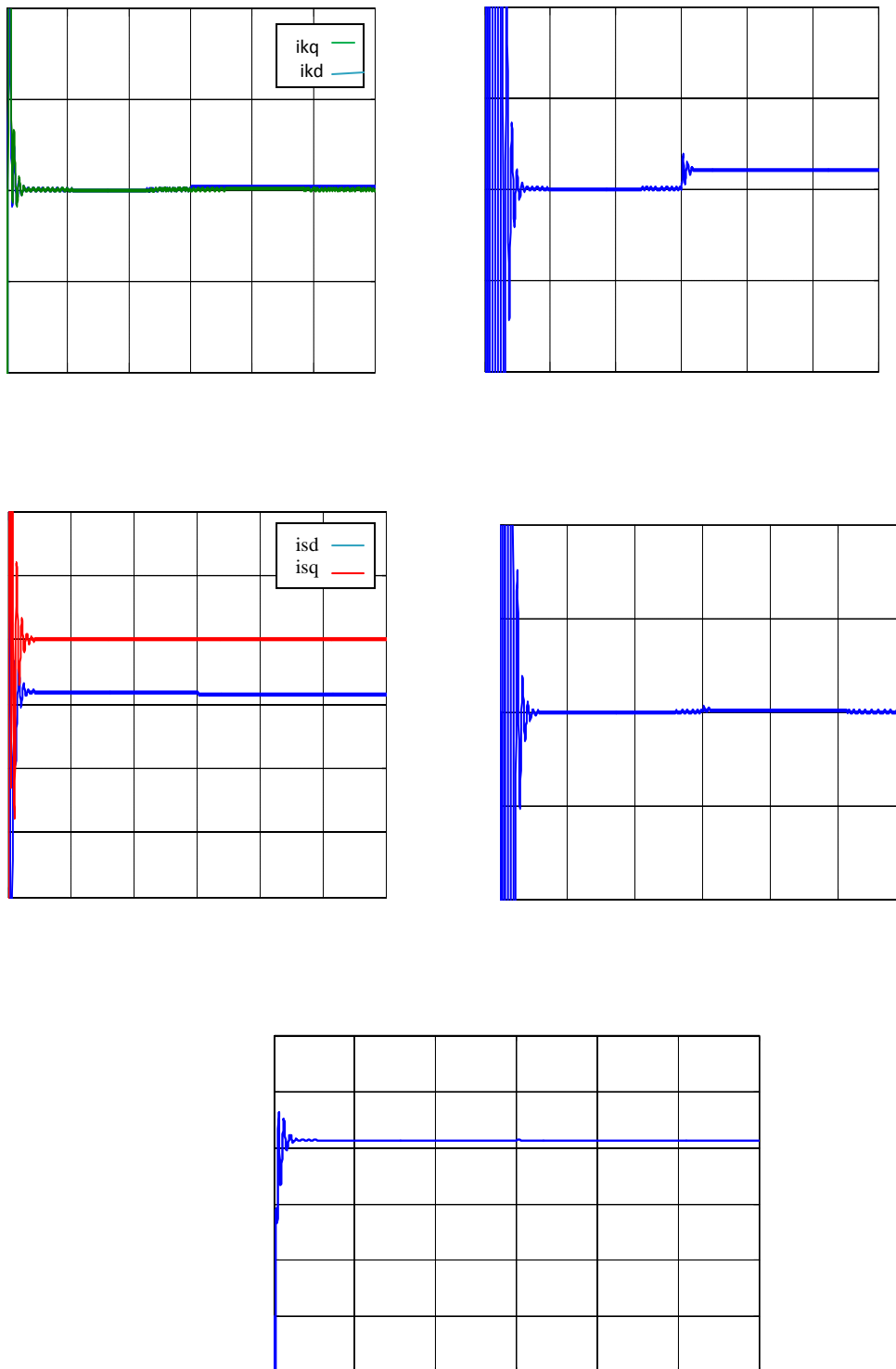
avec $P\Omega = \omega_r$

Les représente schéma bloc de simulation de la machine

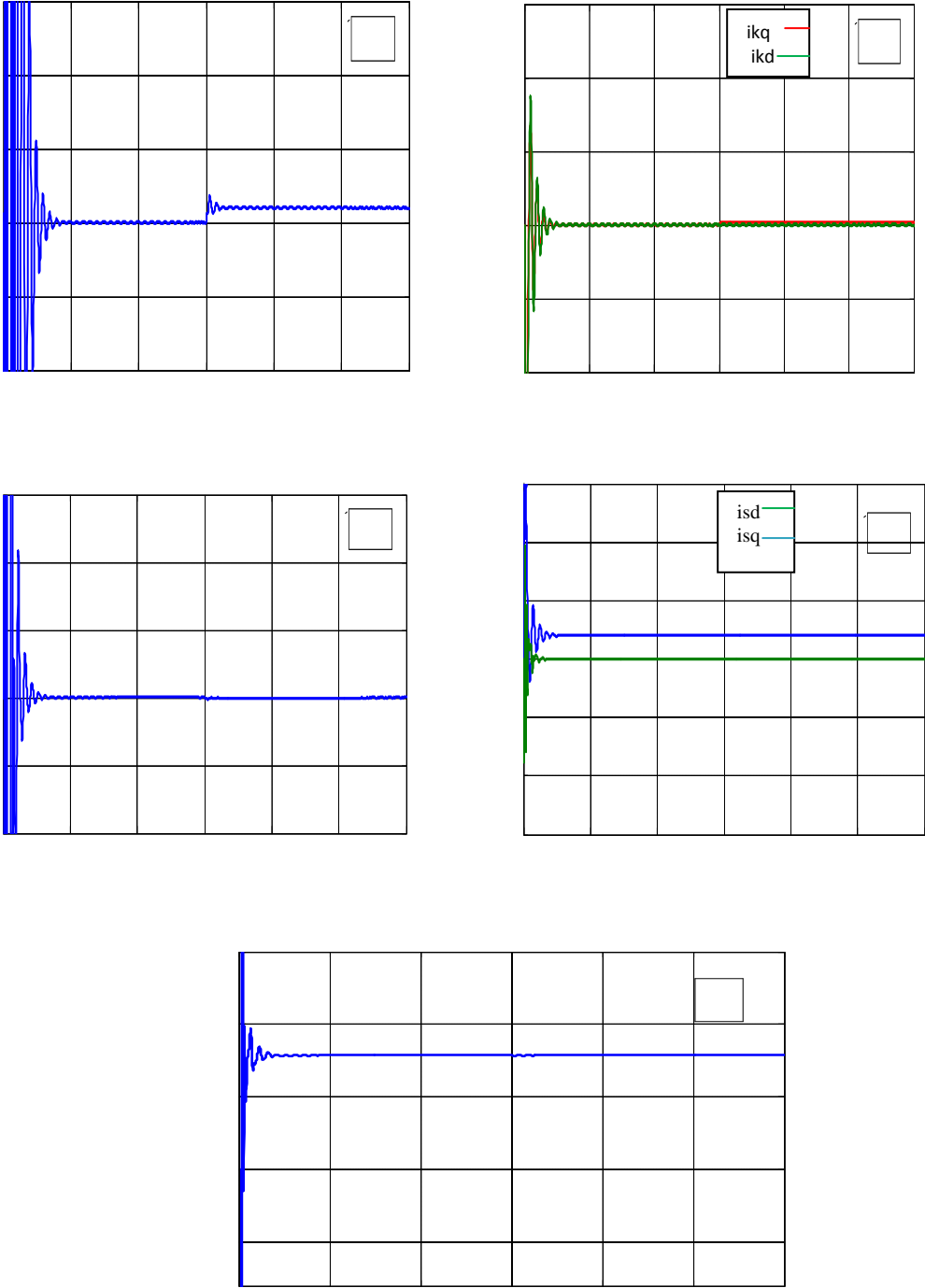


Figure(II.7).schéma de simulation d'un moteur synchrone avec amortisseurs

Figures ci –dessous montrent les résultats de simulations



**Figure(II.8).Démarrage à vide avec introduction d'une charge de 150N.m à 1.5s.
pour($f=50$)**



Figure(II.9) .Influence de la variation de la fréquence sur les paramètres de la machine.

II.6.1. Résultats de simulation de la machine synchrone avec amortisseurs

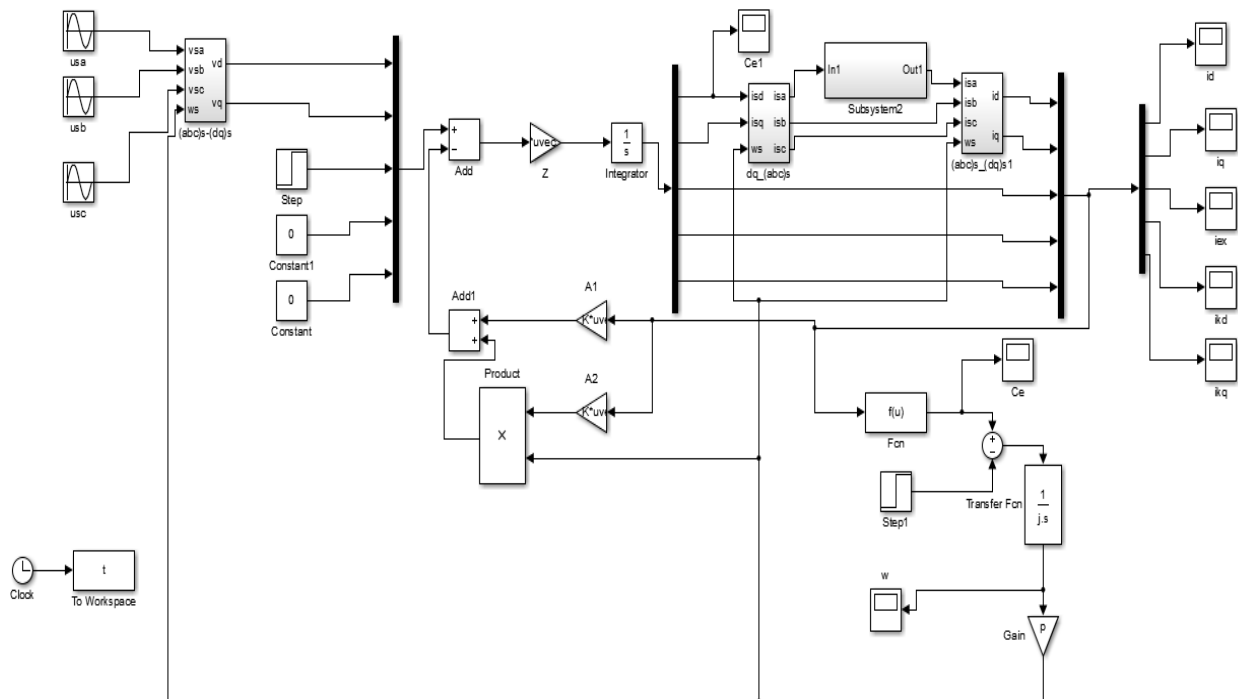
A travers les différents résultats de simulation, on remarque l'absence des oscillations sur les allures de la vitesse et du couple grâce à la présence des enroulements Amortisseurs figures (II.8 et II.9).

Dans l'intervalle transitoire, les courants i_{kd} et i_{kq} sont très oscillatoires et ils s'annulent dès que le moteur atteint la vitesse du synchronisme. Ils réagissent à toute perturbation de la vitesse.

Le courant statorique i_{sd} évolue en fonction de la charge. A vide, le courant i_{sq} s'annule dès la fin du régime transitoire. L'application de la charge à $t=1,5s$ Moteur une faible perturbation grâce à la présence des amortisseurs.

Dans le cas de la variation de la fréquence figure (II.9), sa diminution entraîne la diminution de la vitesse et l'augmentation du régime transitoire de tous les paramètres. Le schéma de figure (II.11), permet de simuler la perte d'une phase de la machine, $i_f=0$ à $t=2s$. Les résultats de simulation figure (II.12), montrent une instabilité, pratiquement de tous les paramètres, caractérisée par de très fortes oscillations. La vitesse chute brusquement et continue d'osciller fortement autour d'une valeur assez faible.

Un tel régime est un régime d'avarie qui nécessite l'arrêt immédiat de la machine.



Figure(II.10). Schéma bloc de simulation d'un moteur synchrone avec amortisseurs avec la perte de la phase A à $t=2s$

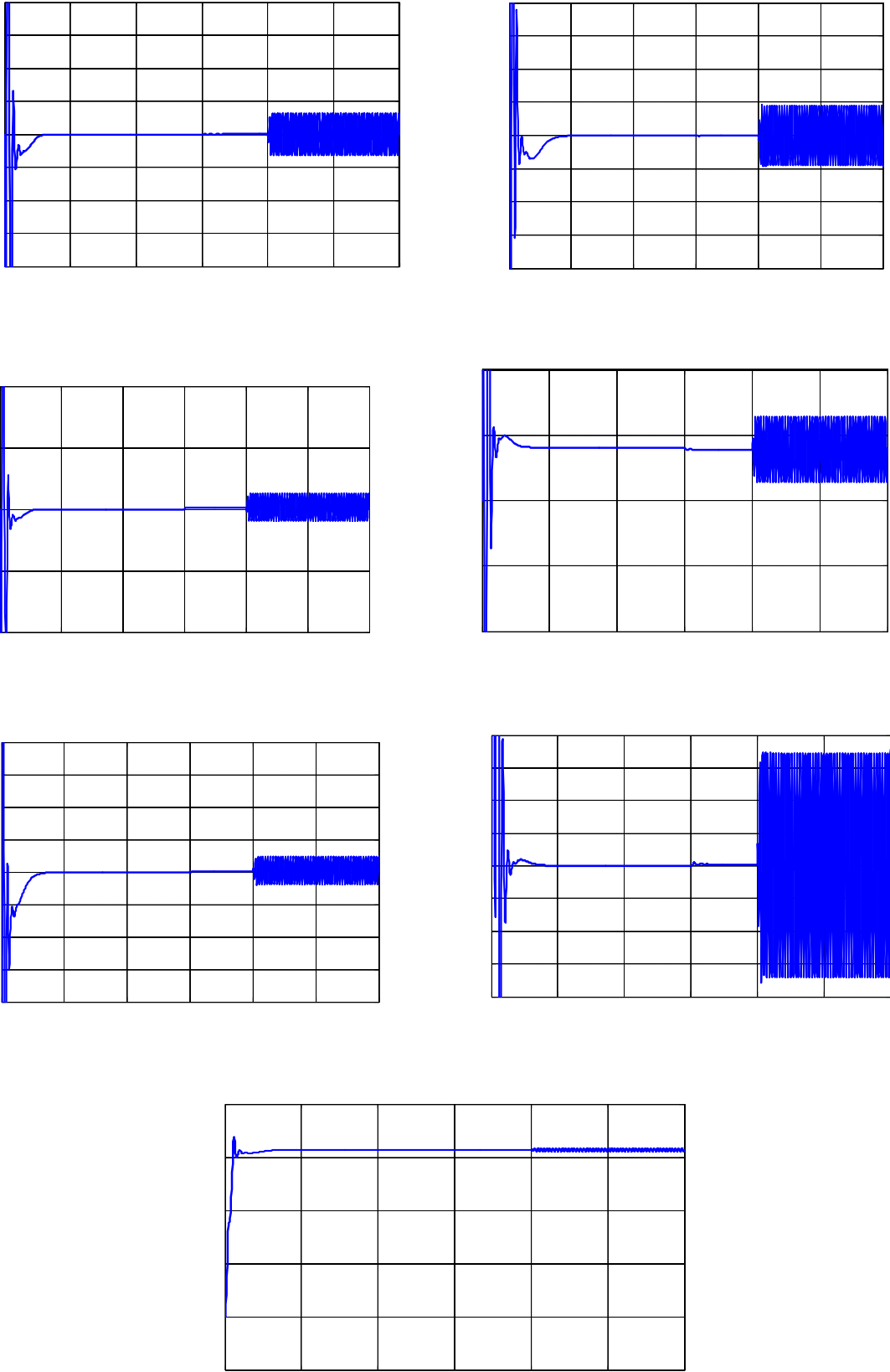


Figure (II.11).Résultats de simulation lors de la perte d’une phase

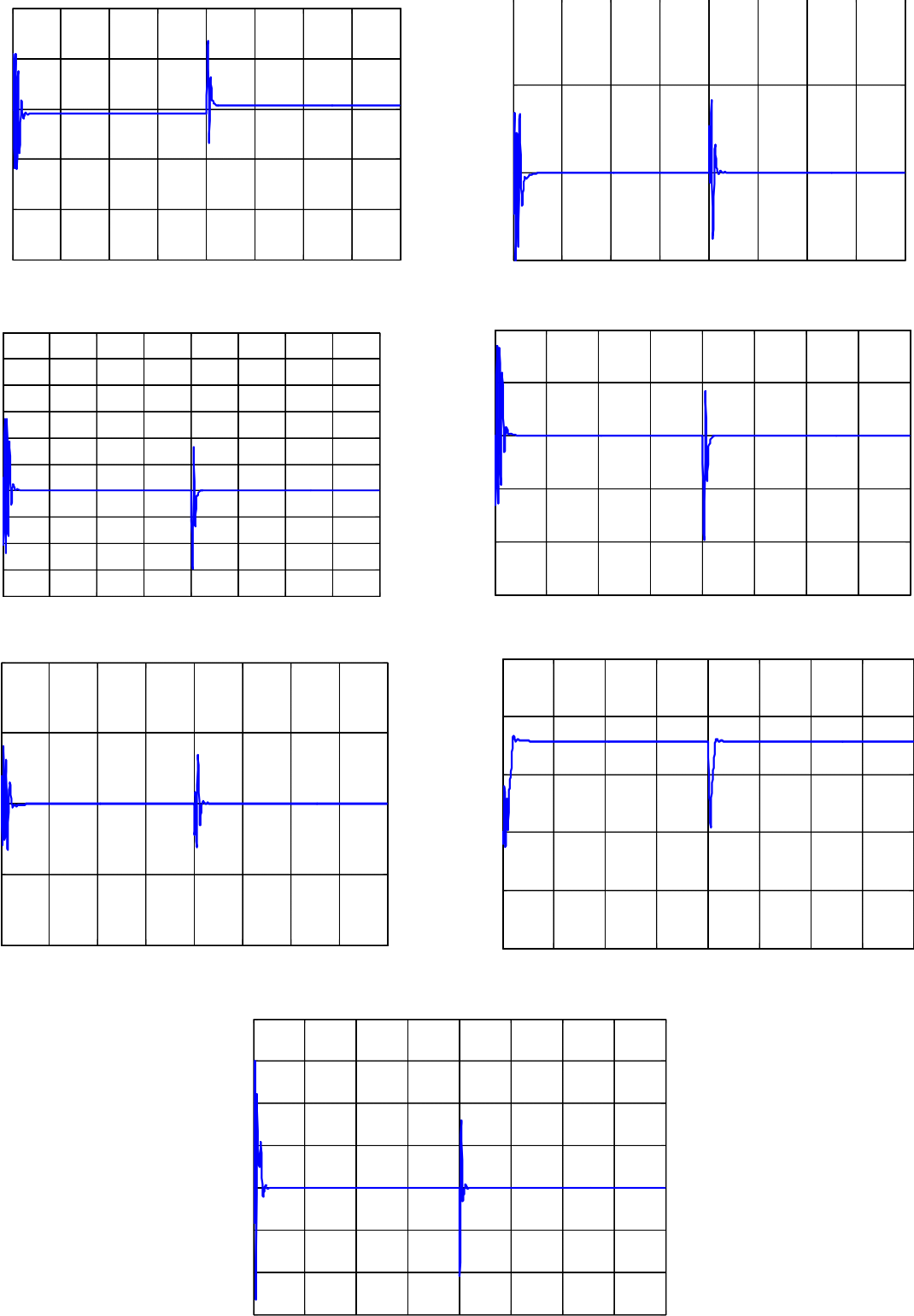
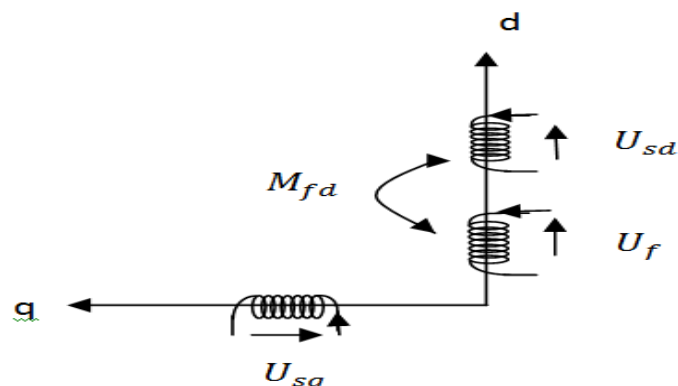


Figure (II.12).Résultats de simulation lors de la perte d'excitation

II.7. Modélisation et simulation des génératrices synchrones sans amortisseurs

Considérons une machine synchrone à pôles saillants sans amortisseurs ($U_{kd}=U_{kq}=0$) comme représenté sur la figure (II.13)



Figure(II.13).Modèle génératrice synchrone

A partir du modèle de la machine électrique généralisée dans le référentiel rotorique, on peut écrire :

$$\begin{cases} -U_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\Psi_{sd}}{dt} - \omega_r \Psi_{sq} \\ -U_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\Psi_{sq}}{dt} + \omega_r \Psi_{sd} \\ U_f = R_f i_f + \frac{d\Psi_f}{dt} \end{cases} \quad (II.27)$$

Expression de flux :

$$\begin{cases} \Psi_{sd} = L_d i_{sd} + M_{fd} i_f \\ \Psi_{sq} = L_q i_{sq} \\ \Psi_f = L_f i_f + M_{fd} i_{sd} \end{cases} \quad (II.28)$$

En tenant compte du système (II.28) le système des tensions devient :

$$\begin{cases} -U_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d(L_d i_{sd} + M_{fd} i_f)}{dt} - \omega_r L_q i_{sq} \\ -U_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d(L_q i_{sq})}{dt} + \omega_r (L_d i_{sd} + M_{fd} i_f) \\ U_f = R_f i_f + \frac{d(L_f i_f + M_{fd} i_{sd})}{dt} \end{cases} \quad (II.29)$$

Mise, sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} -U_{sd} \\ -U_{sq} \\ U_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -\omega_r L_q & 0 \\ \omega_r L_d & R_s & \omega_r M_{fd} \\ 0 & 0 & R_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 & M_{fd} \\ 0 & L_q & 0 \\ M_{fd} & 0 & L_f \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_f \end{bmatrix} \quad (II.30)$$

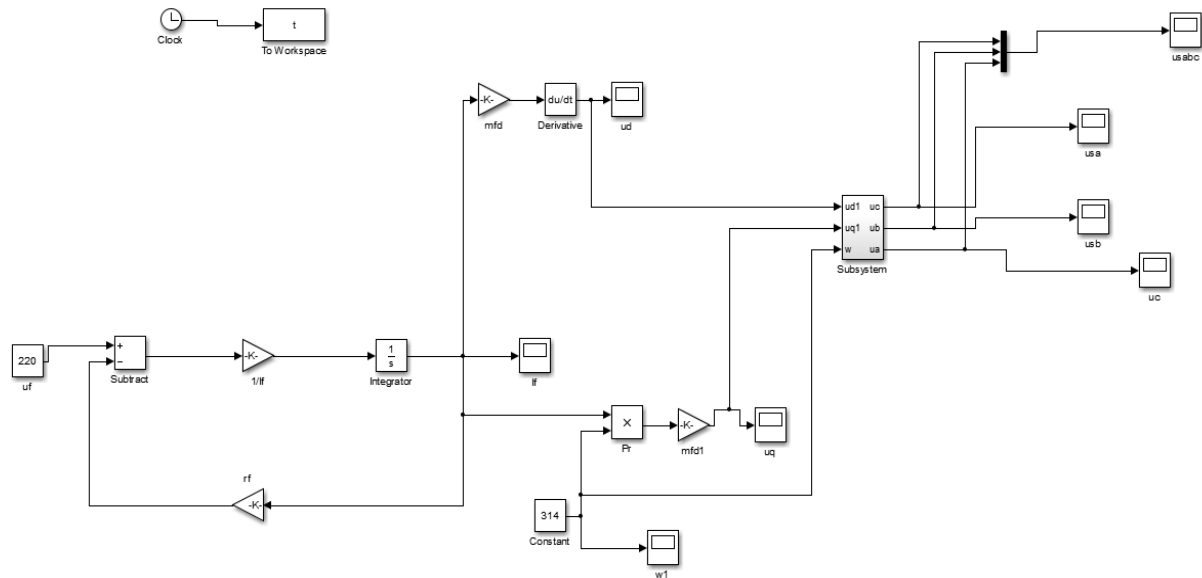
A vide, les courants des phases statoriques sont nuls ($i_{sd}=i_{sq}=0$), alors le système (II .29) devient :

$$\begin{cases} -U_{sd} = M_{fd} \frac{di_f}{dt} \\ -U_{sq} = \omega_r M_{fd} i_f \\ U_f = R_f i_f + L_f \frac{di_f}{dt} \end{cases} \quad (II.31)$$

Il ne reste donc qu'une seule équation différentielle représentant l'état de la génératrice synchrone fonctionnant à vide.

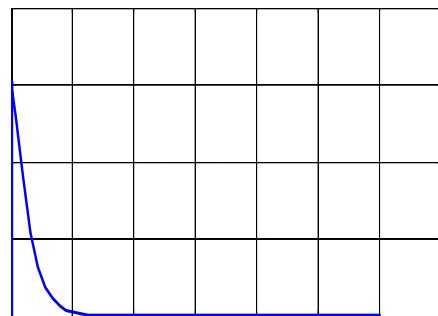
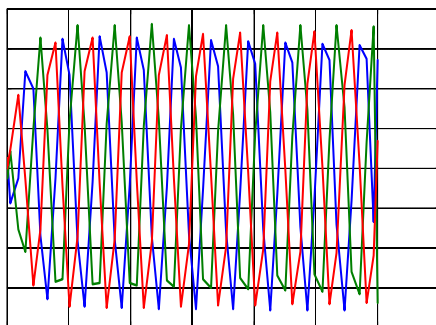
$$\frac{di_f}{dt} = -\frac{R_f}{L_f} i_f + \frac{U_f}{L_f} \quad (II.32)$$

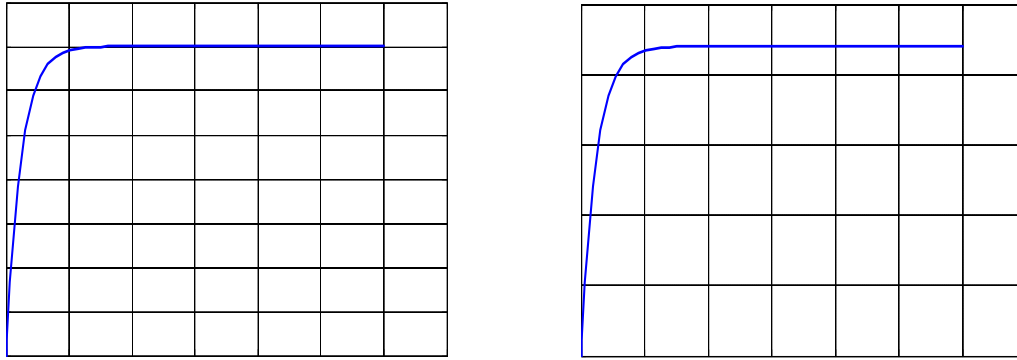
La figure(II.14) représente le schéma bloc de la génératrice synchrone à pôles saillants vide :



Figure(II.14).Schéma bloc de la génératrice synchrone à vide

Résultat de simulation :





Figure(II.115).résultats de simulation de la synchrone à pôles saillants à vide

Dans cas ou la génératrice alimente une charge R_L avec une tension d'excitation $U_f=220V$, le système est la forme (II .33) avec :

$$\begin{cases} U_{sd} = R_{ch} i_{sd} + L_{ch} \frac{di_{sd}}{dt} \\ U_{sq} = R_{ch} i_{sq} + L_{ch} \frac{di_{sq}}{dt} \end{cases} \quad (II.33)$$

Si on remplace les expressions de U_{sq}, U_{sd} dans le système (II .33), on obtient le système suivant :

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ U_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (R_s + R_{ch}) & -\omega_r L_q & 0 \\ \omega_r L_d & (R_s + R_{ch}) & \omega_r M_{fd} \\ 0 & 0 & R_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} (L_d + L_{ch}) & 0 & M_{fd} \\ 0 & (L_q + L_{ch}) & 0 \\ M_{fd} & 0 & L_f \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_f \end{bmatrix} \quad (II.34)$$

Le système (II .34) peut s'écrire sous la forme :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (L_d + L_{ch}) & 0 & M_{fd} \\ 0 & (L_q + L_{ch}) & 0 \\ M_{fd} & 0 & L_f \end{bmatrix} \cdot \left(- \begin{bmatrix} (R_s + R_{ch}) & 0 & 0 \\ 0 & (R_s + R_{ch}) & 0 \\ 0 & 0 & R_f \end{bmatrix} - \omega_r \begin{bmatrix} 0 & -L_q & 0 \\ L_d & 0 & M_{df} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \right) \cdot \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} (L_d + L_{ch}) & 0 & M_{fd} \\ 0 & (L_q + L_{ch}) & 0 \\ M_{fd} & 0 & L_f \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ U_f \end{bmatrix} \quad (II.35)$$

Le système (II .35) est de la forme :

$$\frac{d}{dt} [X] = [A] \cdot [X] + [B] \cdot [U] \quad (II.36)$$

Avec :

$$[A] = -[L]^{-1} [Z] \quad \text{et} \quad [B] = [L]^{-1} \quad [X] = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_f \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [U] = \begin{bmatrix} U_{sd} \\ U_{sq} \\ U_f \end{bmatrix}$$

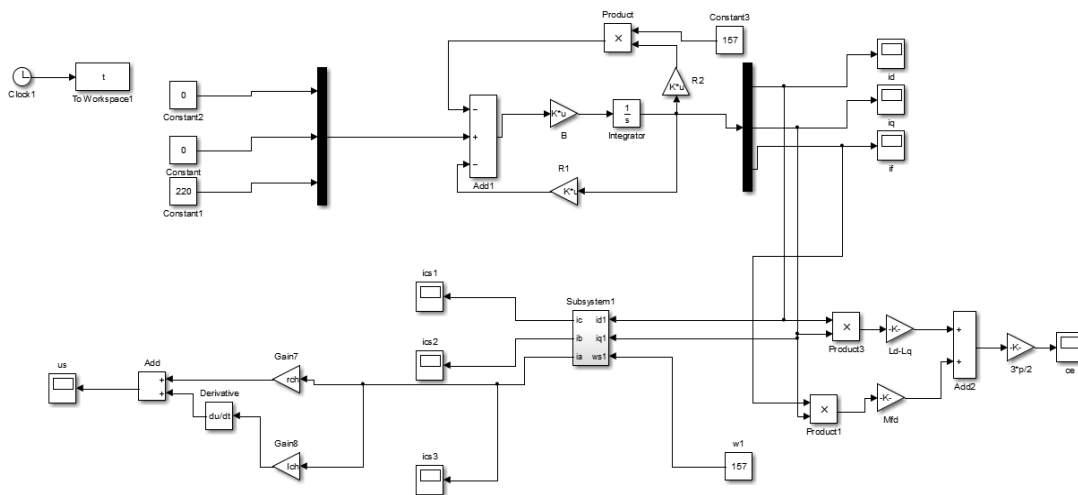
$$[Z] = \begin{bmatrix} (R_s + R_{ch}) & 0 & 0 \\ 0 & (R_s + R_{ch}) & 0 \\ 0 & 0 & R_f \end{bmatrix} + \omega_r \begin{bmatrix} 0 & -L_q & 0 \\ L_d & 0 & M_{df} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$[L]^{-1} = \begin{bmatrix} (L_d + L_{ch}) & 0 & M_{fd} \\ 0 & (L_q + L_{ch}) & 0 \\ M_{fd} & 0 & L_f \end{bmatrix}^{-1}$$

Dans le cas de l'absence des enroulements amortisseurs, l'expression du couple est :

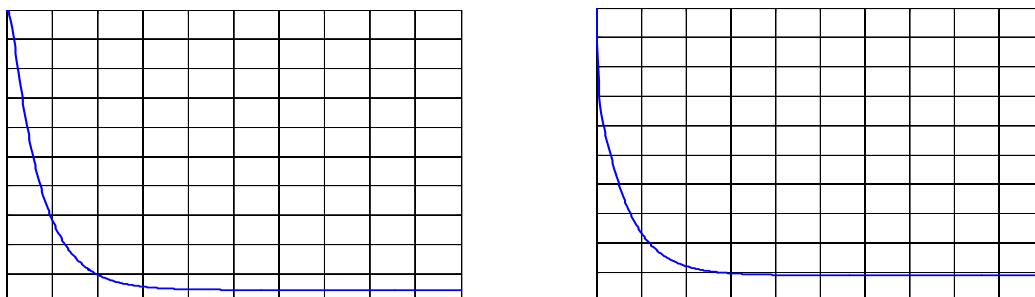
$$C_e = \frac{3}{2} p ((L_d - L_q) i_{sd} i_{sq} + M_{fd} i_f i_{sq}) \quad (II.37)$$

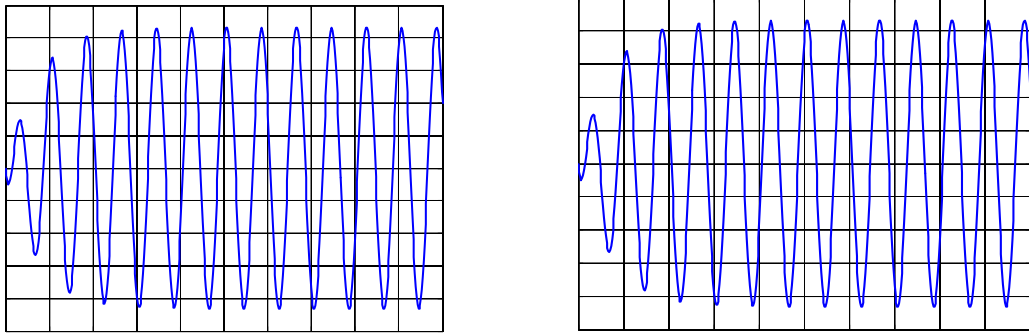
La figure (II .16) représente le schéma bloc de la génératrice synchrone à pôles saillants fonctionnant en charge.



Figure(II.16).Schéma bloc de la génératrice synchrone à charge

Résultat de simulation :





Figure(II.17).résultats de simulation de la machine synchrone à pôles saillants en charge

II.7.1.Interprétation des résultats

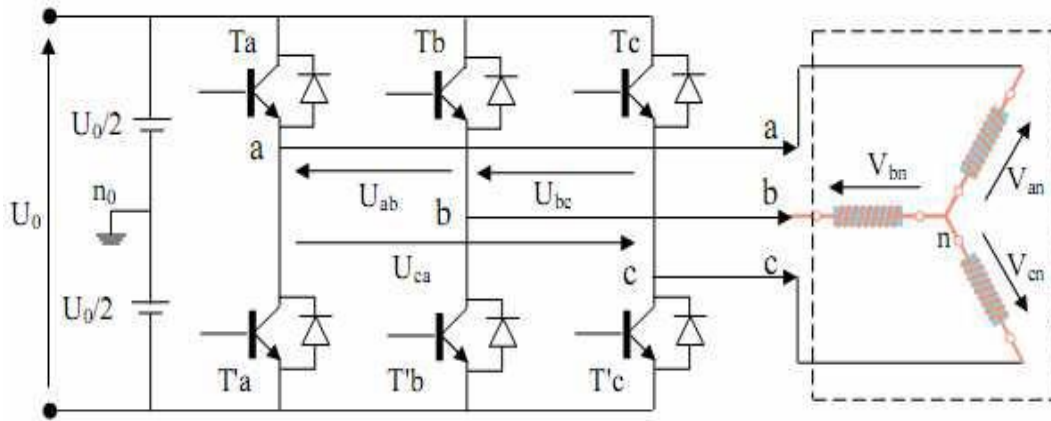
Les résultats de simulations présentés par les figures (II.15), (II .17) montrent :
Pour une vitesse constante =157rad/s, le courant d'excitation s'établit à une valeur de 0.35A après une période transitoire de 0.3 s.

à vide, on remarque que la tension U_{sd} , après un pic de 30V, chute pour s'annuler à $t=1.2$ s ; alors qu'à l'instant $t=0.3s$, U_{sq} atteint une valeur établie de 440V.

En charge le régime transitoire est d'une durée de 0.25S les courants i_d et i_q prennent des valeurs négatives de -0.92A et -1.9A respectivement le courant et la tension aux borne de la machine ont des allures sinusoïdales de valeur établies respectivement à 2 .1A et105V

II.8.Modélisation des onduleurs de tension

Dans l'étude de l'ensemble commande onduleur machine charge, nous nous intéresserons uniquement au comportement dynamique des variables électriques et mécaniques de la machine. On peut faciliter la modélisation et réduire le temps de simulation en modélisant l'onduleur par un ensemble d'interrupteurs idéaux, c'est-à-dire résistance nulle à l'état passant, résistance infinie à l'état bloqué, réaction instantanée aux signaux de commande. Cette méthode est la plus couramment utilisée dans l'étude de l'ensemble onduleur machine.[18]



Figure(II.18).Schéma de l'onduleur triphasé

Pour modéliser l'onduleur de tension figure(II.18), on considère son alimentation comme une source parfaite, supposée d'être de deux générateurs de f. e. m égale à $U_0/2$ connectés entre eux par un point noté n_0 .

La machine a été modélisée à partir des tensions simples qui nous notons V_{an} , V_{bn} et V_{cn} , l'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques S_1 . On appelle et les transistors (supposée des interrupteurs idéaux), 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

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

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an0} - V_{bn0} \\ U_{bc} = V_{bn0} - V_{cn0} \\ U_{ca} = V_{cn0} - V_{an0} \end{cases}$$

Les tensions simples des phases de la charge issues des tensions composées ont une somme nulle, donc :

$$\begin{cases} V_{an} = \left(\frac{1}{3}\right) (U_{ab} - U_{ca}) \\ V_{bn} = \left(\frac{1}{3}\right) (U_{bc} - U_{ab}) \\ V_{cn} = \left(\frac{1}{3}\right) (U_{ca} - U_{bc}) \end{cases} \quad (II.38)$$

Elles peuvent s'écrire à partir des tensions de sorties de l'onduleur en introduisant la tension du neutre de la charge par rapport au point de référence n_0 .

$$\begin{cases} V_{an0} = V_{an} + V_{nn0} \\ V_{bn0} = V_{bn} + V_{nn0} \\ V_{cn0} = V_{cn} + V_{nn0} \end{cases}$$

Donc on peut déduire que :

$$V_{mn0} = (1/3)[V_{an0} + V_{bn0} + V_{cn0}] \quad (II.39)$$

L'état des interrupteurs supposés parfaits $S_i (i = a, b, c)$ on a :

$$V_{in0} = S_i U_0 - \frac{U_0}{2}$$

On a donc :

$$\begin{cases} V_{an0} = (S_a - 0.5)U_0 \\ V_{bn0} = (S_b - 0.5)U_0 \\ V_{cn0} = (S_c - 0.5)U_0 \end{cases} \quad (II.40)$$

En remplaçant (II.40) dans (II.39), on obtient :

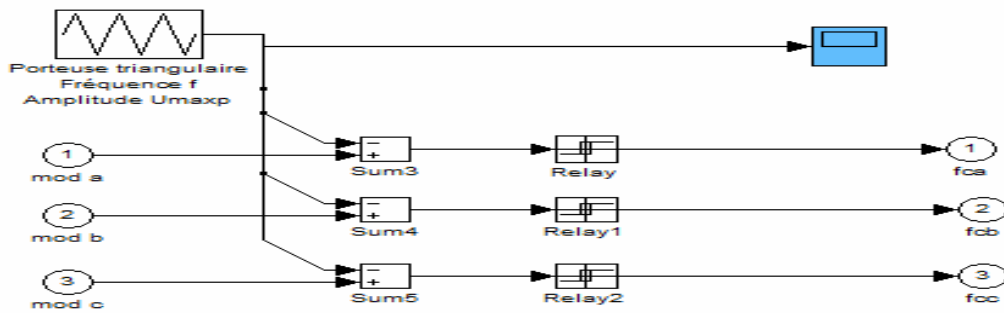
$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{an0} - \frac{1}{3}V_{bn0} - \frac{1}{3}V_{cn0} \\ V_{bn} = \frac{1}{3}V_{an0} + \frac{2}{3}V_{bn0} - \frac{1}{3}V_{cn0} \\ V_{cn} = \frac{1}{3}V_{an0} - \frac{1}{3}V_{bn0} + \frac{2}{3}V_{cn0} \end{cases} \quad (II.41)$$

En remplaçant (II.40) dans (II.41). On obtient

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3}U_0 \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix}$$

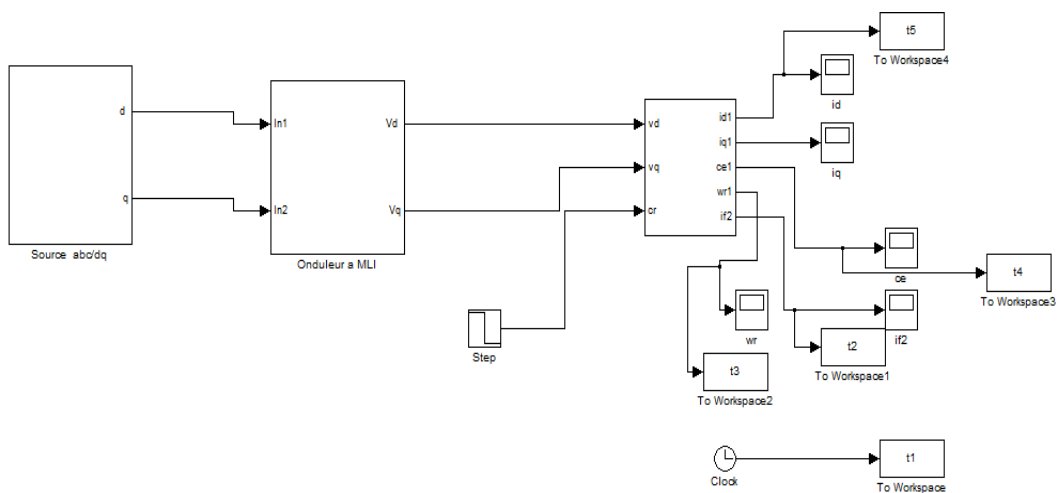
Principal de onduleur MLI :

Le principe général consiste à convertir une modulante (tension de référence au niveau commande), généralement sinusoïdale, en une tension sous forme de créneaux successifs de largeur variable (d'où le nom MLI, modulation de largeur d'impulsion, PWM pulse width modulation en anglais). Les angles de commutation sont calculés de façon à éliminer un certain nombre d'harmonique généré à la sortie de l'onduleur (niveau puissance). Cette technique repose sur la comparaison entre deux signaux les signaux de référence (sinusoïdale) et le signal de porteuse (triangle).



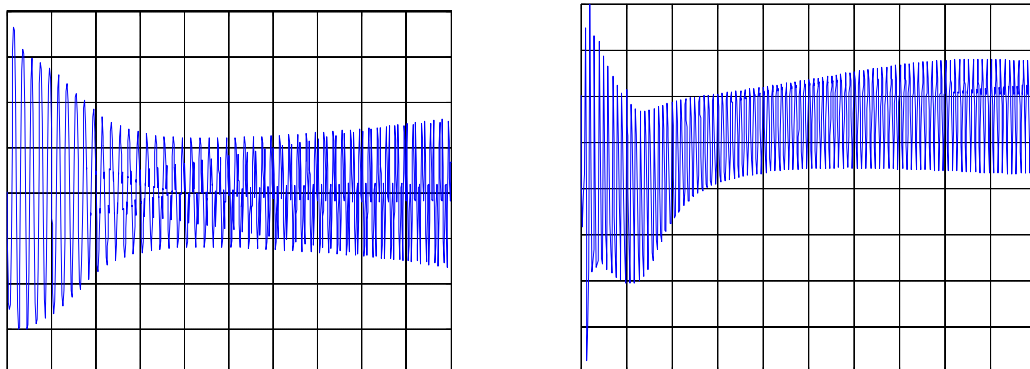
Figure(II.19).génération des signaux de command PWM [18]

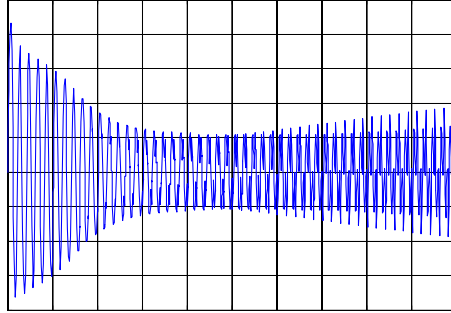
Figure(II.20).représente le schéma bloc ouvert du modèle de la machine associé avec l'onduleur



Figure(II.20).Schéma bloc ouvert du modèle de la machine associé avec l'onduleur

Simulation du modèle de la machine associé avec l'onduleur





Figure(II.21).Résultat de simulation de la machine alimentée on onduleur

II.8.1.Interprétation des résultats

Pendant le démarrage on remarque que tous les signaux sont fortement pulsatoire parce que la machine passe par le régime transitoire puis elle se stabilise et entre dans le régime permanent.

Pour les courants i_d , i_q au début du démarrage on remarque des pics de courant assez important due a la f.é.m. qui est du à une faible vitesse de démarrage, après ils se stabilise a ces valeurs nominales.

Lorsque on simule le modèle en association avec l'onduleur MLI on remarque que les résultats obtenus ont les même du modèle seul mais ils présentent des oscillations dues aux harmoniques dans les tensions délivrées par l'onduleur.

II.9.Conclusion

Dans ce chapitre on a présenté les modélisation des la machines synchrone à inducteur et onduleur MLI de tension triphasé, puis dans le référentiel de Park, ce dernier qui nous simplifie les équations et en trouve la simulation de chaque déférent cas des machine .

CHAPITRE III

Command vectorielle des machines synchrones à inducteur

III.1. Introduction

La machine à courant continu occupe encore une grande partie du marché de la variation de vitesse dans la robotique. On utilise la machine à excitation série pour la traction électrique et à excitation séparée pour la robotique. Cette machine nécessite un entretien relativement lourd et possède une puissance massique inférieure et un coût supérieur aux autres machines, telles les machines à courant alternatif (synchrones ou asynchrones).

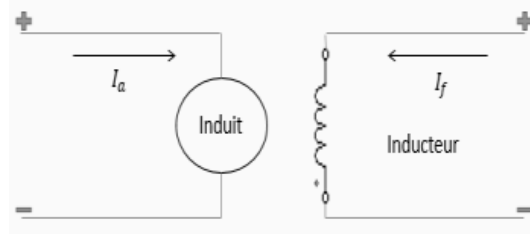
La commande des machines à courant alternatif est devenue un domaine de recherche très active. La principale difficulté pour la commande d'une machine alternative c'est le couplage entre les variables d'entrées, les variables de sorties et les variables internes.

La stratégie de pilotage théoriquement pour une machine synchrone à rotor bobine est la commande vectorielle qui consiste à réaliser un contrôle en temps réel. L'amélioration des performances de la commande vectorielle repose sur un modèle du système précis et d'une bonne identification de ses paramètres.

Dans ce chapitre nous présentons la commande vectorielle du MSRB. L'asservissement de vitesse est réalisé par le régulateur IP associé au contrôle des courants par des régulateur de type PI. Des tests par simulation seront ainsi présentés.

III.2. Principe de la Commande Vectorielle

Le principe de la commande vectorielle est identique à celui de la commande d'une machine à courant continu à excitation séparée. Par application de cette nouvelle technique de commande. Ceci concilie les avantages des propriétés du moteur à courant continu et de l'absence du collecteur mécanique. Le contrôle du couple d'une machine alternative nécessite un contrôle en phase et en amplitude des courants d'alimentation d'où le nom de contrôle vectoriel. Pour réaliser un contrôle similaire à celui des machines à courant continu à excitation séparée, il est nécessaire de maintenir le courant I_d nul et de réguler la vitesse ou la position par le courant I_q via la tension V_q . Physiquement, cette stratégie revient à maintenir le flux de réaction d'induit en quadrature avec le flux rotorique produit par le système d'excitation. Habituellement, la composante d'axe ' d ', du courant statorique joue le rôle de l'excitation et permet de régler la valeur du flux dans la machine. La composante d'axe ' q ' joue le rôle du courant d'induit et permet de contrôler le couple [18].



Figure(III.1).machine courant continu [18]

$$\text{Pour La MCC : } C_{em} = K.I_a.I_f \quad (\text{III.1})$$

$$\text{Pour Le MSRB : } C_{em} = K.I_q.\Phi_f \quad (\text{III.2})$$

Afin d'obtenir un modèle réduit et découplé de la machine, nous choisissons V_d et V_q de tel sorte que la composante I_d soit nulle, dans ce cas l'expression du couple électromagnétique devient:

$$C_{em} = P.\Phi_f.I_q \quad (\text{III.3})$$

Cette expression linéaire couple/courant, nous rappelle celle de la machine à courant continu.

$$C_{em} = K.I_a.I_f$$

K : Coefficient dépend de la machine.

Φ : Flux inducteur.

I_a : Courant induit.

III.3. Avantages et inconvénients de la commande vectorielle

- **Avantages de la commande vectorielle**

- Elle est basée sur le modèle transitoire (traiter les régimes transitoires ce que ne permettait pas de faire le variateur classique).
- 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. [18]

- **Inconvénients de la commande vectorielle**

- Très chère (encodeur incrémental ou estimateur de vitesse.).
- 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 utilisés en traction.

- Présence de transformations de coordonnées dépendant d'un angle θ_s estimé.

III.4. Stratégie de la commande vectorielle à inducteur

Le modèle de la MSRB alimentée en tension est donné par les équations suivantes :

Tension :

$$U_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\Psi_{sd}}{dt} - \omega_r \Psi_{sq} \quad (III. 4)$$

$$U_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\Psi_{sq}}{dt} + \omega_r \Psi_{sd} \quad (III. 5)$$

$$U_f = R_f i_f + \frac{d\Psi_f}{dt} \quad (III. 6)$$

Flux :

$$\Psi_{sd} = L_d i_{sd} + M_{df} i_f \quad (III. 7)$$

$$\Psi_{sq} = L_q i_{sq} \quad (III. 8)$$

$$\Psi_f = L_f i_f + M_{fd} i_{sd} \quad (III. 9)$$

Couple électromagnétique :

$$C_e = p[\Psi_{sd} i_{sq} - \Psi_{sq} i_{sd}] \quad (III.10)$$

Le modèle décrit par les équations précédentes montre que la MSRB est un système multi variable, non linéaire et fortement couplé. [14]

Le but principal de la commande vectorielle des machines à courants alternatifs est d'améliorer leur comportement statique et dynamique grâce à une structure de contrôle similaire à celle d'une machine à courant continu. [10]

La machine étudiée est à pôles saillants, son couple électromagnétique est maximal lorsque le courant statorique dans le référentiel de Park est maintenu calé sur l'axe q ($I_s = I_q$). En exprimant les flux et leurs dérivées des équations (III.7) et (III.8) et (III.9) et par le expression des équations (III.4) et (III.5) et (III.6) on obtient :

$$U_{sd} = R_s i_{sd} + L_d \frac{di_{sd}}{dt} + M_{fd} \frac{di_f}{dt} - \omega_r (L_d i_{sq}) \quad (III. 11)$$

$$U_{sq} = R_s i_{sq} + L_q \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_r (L_d i_{sd} + M_{fd} i_f) \quad (III. 12)$$

$$U_f = R_f i_f + L_f \frac{di_f}{dt} + M_{fd} \frac{di_{sd}}{dt} \quad (III. 13)$$

Posons maintenant :

$$x(t) = [i_d \ i_q \ i_f]^T \quad \text{et} \quad U(t) = [U_d \ U_q \ U_f]^T$$

$$U_{sd} = R_s X_1 + L_d \dot{X}_1 + M_{fd} \dot{X}_3 - \omega_r (L_q X_2) \quad (III.14)$$

$$U_{sq} = R_s X_2 + L_q \dot{X}_2 + \omega_r (L_d X_1 + M_{fd} X_3) \quad (III.15)$$

$$U_f = R_f X_3 + L_f \dot{X}_3 + M_{fd} \dot{X}_1 \quad (III.16)$$

Forme matricielle :

$$A = \begin{bmatrix} \frac{-L_f R_s}{L_d L_f - M^2} & \frac{L_f L_q \omega_r}{L_d L_f - M^2} & \frac{M R_f}{L_d L_f - M^2} \\ \frac{-L_d \omega_r}{L_q} & \frac{R_s}{L_q} & \frac{-M \omega_r}{L_q} \\ \frac{-M R_s}{M^2 - L_d L_f} & \frac{M L_q \omega_r}{M^2 - L_d L_f} & \frac{L_d R_f}{M^2 - L_d L_f} \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} \frac{L_f}{L_d L_f - M^2} & 0 & \frac{-M}{L_d L_f - M^2} \\ 0 & \frac{1}{L_q} & 0 \\ \frac{M}{M^2 - L_d L_f} & 0 & \frac{-L_d}{M^2 - L_d L_f} \end{bmatrix}$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

III.5. Découplage des courants i_q et i_d

L'onduleur étant un onduleur de tension, il nous faut donc définir les fonctions de transfert appliquées entre U_d, U_q, i_d, i_q

En dérivant (III.7) et (III.8) par rapport au temps et en injectant ces résultats dans (III.4) et (III.5) nous obtenons

$$U_{sd} = R_s i_{sd} + L_d \frac{di_{sd}}{dt} + M_{fd} \frac{di_f}{dt} - \omega_r \Psi_q \quad (III.17)$$

$$U_{sq} = R_s i_{sq} + L_q \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_r \Psi_d \quad (III.18)$$

Si l'on explicite $\frac{di_f}{dt}$ à partir de (III.9) nous pouvons obtenir une équation analogue à (III.15) sur l'axe d.

$$U_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{di_{sd}}{dt} \left(L_d - \frac{M^2}{L_f} \right) + \frac{M}{L_f} \cdot \frac{d\Psi_f}{dt} - \omega_r \Psi_q \quad (III.19)$$

Comme pour la machine asynchrone, les équations reliant les tensions aux courants sur les axes d et q sont interdépendantes (relation (III.15) à (III.16) à (III.17)).

Afin de pouvoir mettre en œuvre des techniques de commande mono variables, il est nécessaire de s'affranchir du couplage reliant les courants i_d et i_q aux tensions U_d et U_q

A partir des équations (III.15) à (III.17). En soustrayant à chacune d'entre elles les termes de couplage il est possible d'obtenir deux découplages différents. Dans les deux cas nous poserons :

$$U_d = U'_d + Fem_d$$

$$U_q = U'_q + Fem_q$$

Découplage 1. (équations(III.2.1)et (III.2.2)).

$$\text{Ici : } U'_d = R_s i_{sd} + L_d \frac{di_{sd}}{dt} \quad \text{avec } \text{Fem}_d = M_{fd} \frac{di_f}{dt} - \omega_r \Psi_q \quad (\text{III.20})$$

$$U'_q = R_s i_{sq} + L_d \frac{di_{sq}}{dt} \quad \text{avec } \text{Fem}_d = \omega_r \Psi_d \quad (\text{III.21})$$

Dans ce cas les dynamiques des courants i_q et i_d seront :

$$U'_d = R_s i_{sd}(s) + L_d s i_{sd}(s) \quad \frac{i_d(s)}{U'_d(s)} = \frac{1}{R_s} \cdot \frac{1}{1 + \frac{L_d}{R_s} \cdot s} \quad (\text{III.22})$$

$$U'_q = R_s i_{sq}(s) + L_d s i_{sq}(s) \quad \frac{i_q(s)}{U'_q(s)} = \frac{1}{R_s} \cdot \frac{1}{1 + \frac{L_q}{R_s} \cdot s} \quad (\text{III.23})$$

Découplage 2. (Équations(III.15) et (III.16)).

$$U'_d = R_s i_{sd} + \frac{di_{sd}}{dt} \left(L_d - \frac{M^2}{L_f} \right) \quad \text{avec } \text{Fem}_d = \frac{M}{L_f} \cdot \frac{d\Psi_f}{dt} - \omega_r \Psi_q \quad (\text{III.24})$$

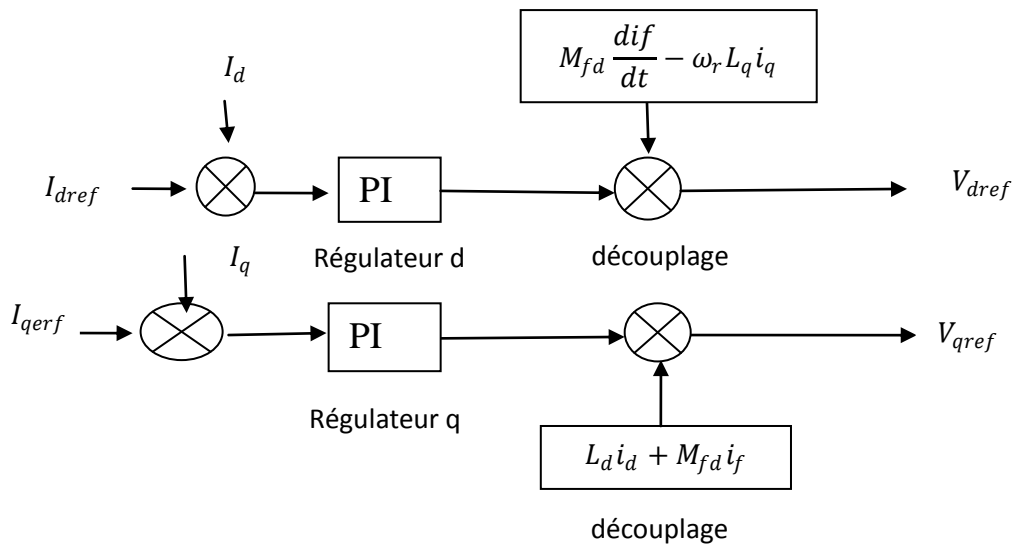
$$U'_q = R_s i_{sq} + L_d \frac{di_{sq}}{dt} \quad \text{avec } \text{Fem}_d = \omega_r \Psi_d \quad (\text{III.25})$$

Dans ce cas les dynamiques des courants i_q et i_d seront :

$$U'_d = R_s i_{sd} + s \left(L_d - \frac{M^2}{L_f} \right) i_{sd} \quad \frac{i_d(s)}{U'_d(s)} = \frac{1}{R_s} \cdot \frac{1}{1 + \left(\frac{L_d}{R_s} - \frac{M^2}{R_s L_f} \right) \cdot s} \quad (\text{III.26})$$

$$U'_q = R_s i_{sq}(s) + L_d s i_{sq}(s) \quad \frac{i_q(s)}{U'_q(s)} = \frac{1}{R_s} \cdot \frac{1}{1 + \frac{L_q}{R_s} \cdot s} \quad (\text{III.27})$$

L'élaboration de ces grandeurs impose l'utilisation d'un observateur de flux. Ce découplage permet de simplifier considérablement la commande, en effet, par rapport aux nouvelles tensions U'_d et U'_q la dynamique des courants i_d et i_q est définie par des premiers ordres : Nous pourrions alors aisément synthétiser des régulateurs PI pour prendre en compte des contraintes de poursuite et de rejet de perturbations.



Figure(III.2).principe de découplage par compensation

III.5.1.Contexte technologique

Pour obtenir ce découplage il faut calculer des termes proportionnels aux composantes du flux et à la vitesse de rotation si nous considérons les variations du flux d'excitation négligeable devant la dynamique des courants statoriques pour retrouver U_d et U_q à partir de U'_d et U'_q il suffit d'ajouter leur terme de couplage comme le montre le schéma bloc suivant.[14]

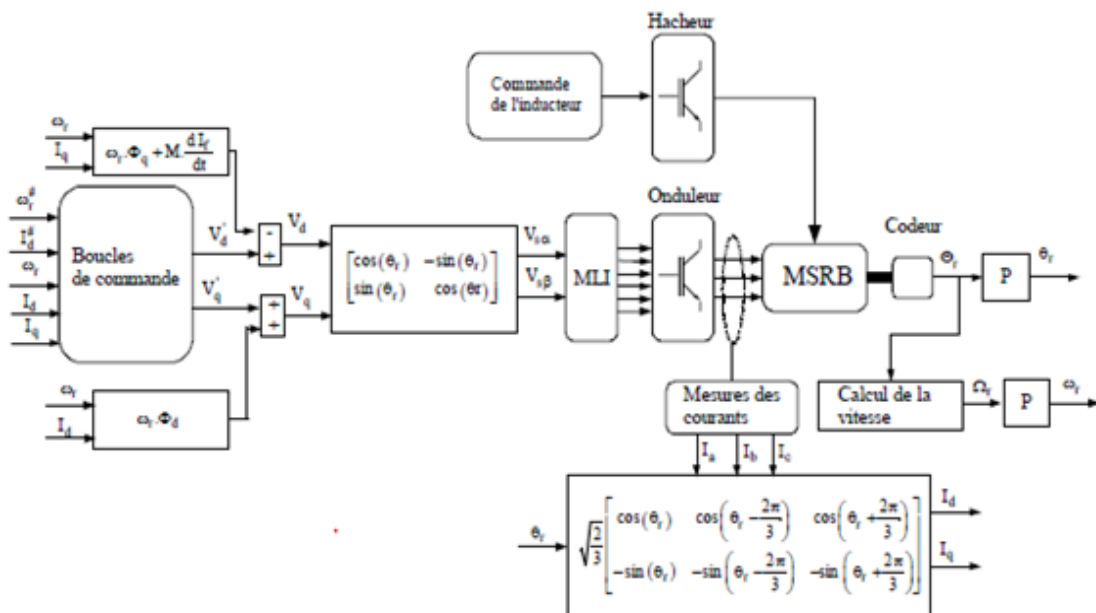


Figure (III.3) . schéma de régulation de courant iq et id

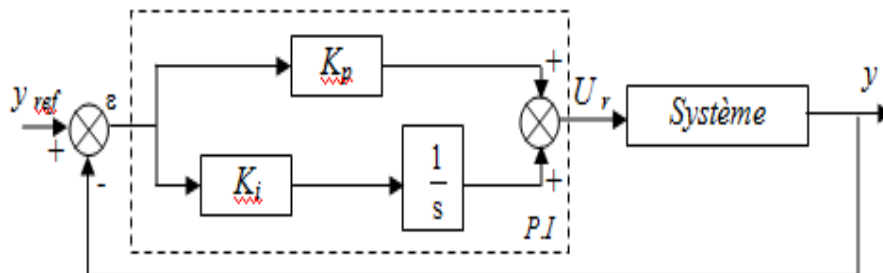
La MLI permet de transformer les commandes V_d et V_q en une séquence d'impulsions de largeur variable admissibles par l'onduleur et donnant en sortie de ce dernier un système de trois tensions triphasées (V_a, V_b, V_c) correspondant à V_d et V_q

III.5.2. Boucles de commande

III.5.2.1. Calcul des régulateurs

Nous considérons que la machine est orientée vectoriellement et complètement découplée. Ceci nous permet d'écrire les équations de la machine d'une manière simple et de calculer les coefficients des régulateurs. [14]

Pour chacune des boucles de courant, nous proposons des régulateurs classiques Proportionnel Intégrateur (PI), 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 régulée et la grandeur de consigne figure (III.4).



Figure(III.4).régulateur pi

Soit:
$$\frac{U(t)}{\varepsilon(t)} = \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) \quad (III.28)$$

Avec :

K_p : Gain proportionnel.

K_i : Gain intégral.

T_i : Constante de temps d'intégration

On écrit le régulateur sous la forme suivante :

$$P.I \rightarrow \frac{U_r}{\varepsilon} = \frac{1 + sT_1}{sT_2}$$

Avec :

$$K_p = \frac{T_1}{T_2} \quad \text{et} \quad K_i = \frac{1}{T_2}$$

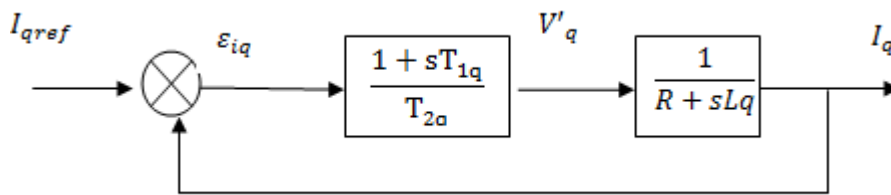
III.5.2.2. Dimensionnement des régulateurs

La machine étant découplée selon deux axes "d" et "q", la régulation sur l'axe "d" est faite par une seule boucle, par contre la régulation sur l'axe "q" est faite par deux boucles en cascades l'une interne et l'autre externe.

De point de vue du calcul du régulateur, le processus (partie encadrée) sera donc représenté par les équations ((1-20) (1-21) ou (1-24) (1-25)) .nous avons donc réussi à transformer le système couplé en deux systèmes indépendants du premier ordre.

Les schémas nous permettant de calculer les correcteurs sont les suivant :

a. Régulateur du courant iq



Figure(III.5).Boucle de régulateur du courant iq

La fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par l'équation suivante :

$$FT_{bo} = \frac{1 + sT_{1q}}{T_{2q} \cdot s(R + sL_q)} \tag{III .29}$$

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

$$\tau_q = \frac{L_q}{R} = T_{1q} \tag{III.30}$$

On remplace (2.16) dans (2.15), on trouve :

$$FT_{bo} = \frac{1}{sRT_{2q}} \tag{III.31}$$

En boucle fermée la fonction s'écrit

$$FT_{bf} = \frac{1}{1 + sRT_{2q}} \tag{III.32}$$

On prend généralement le temps d'établissement pratique suivant

$$tr = 3 \cdot \tau_q \quad (\text{Critère de } \pm 5\%) \tag{III.33}$$

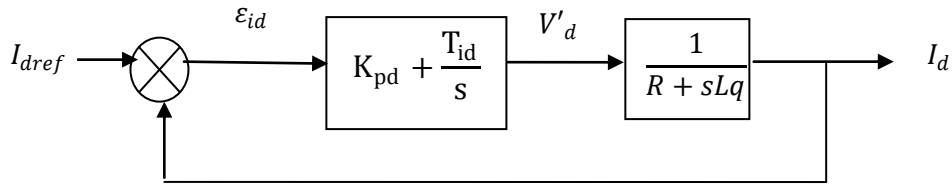
$$\tau_q = R_s \cdot T_{2q} \quad \Rightarrow \quad T_{2q} = \frac{\tau_q}{R_s} = \frac{tr}{3 \cdot R_s}$$

$$T_{2q} = \frac{tr}{3 \cdot R}$$

t_r : temps de réponse imposé. ($t_r=5ms$).

τ_q : Constante de temps électrique de l'axe "q".

b. régulateur du courant i_d



Figure(III.6).Boucle de régulateur du courant i_d

Le correcteur de courant a la forme suivante :

$$C_d(s) = k_{pd} + \frac{k_{id}}{s} \tag{III.34}$$

La fonction de transfert $\frac{i_d}{i_d^*}$ est la suivante

$$\frac{i_d}{i_d^*} = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{\frac{k_{pd}s + k_{id}}{L_d}}{s^2 + \frac{R_s + k_{pd}}{L_d}s + \frac{k_{id}}{L_d}} \tag{III.35}$$

Alors l'équation caractéristique est exprimée par

$$D(s) = s^2 + \frac{R_s + k_{pd}}{L_d}s + \frac{k_{id}}{L_d} \tag{III.36}$$

Alors on trouve les paramètres du régulateur suivant

$$\begin{cases} \frac{R_s + k_{pd}}{L_d} = 2\zeta\omega_n \\ \frac{k_{id}}{L_d} = 2\zeta\omega_n^2 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} k_{pd} = 2L_d\zeta\omega_n - R_s \\ k_{id} = 2L_d\zeta\omega_n^2 \end{cases} \tag{III.37}$$

C. Régulateur de vitesse

Le régulateur de la vitesse permet de déterminer la référence de couple et de la maintenir à sa valeur de consigne. La boucle de la régulation de la vitesse est donnée par la figure (III.7).

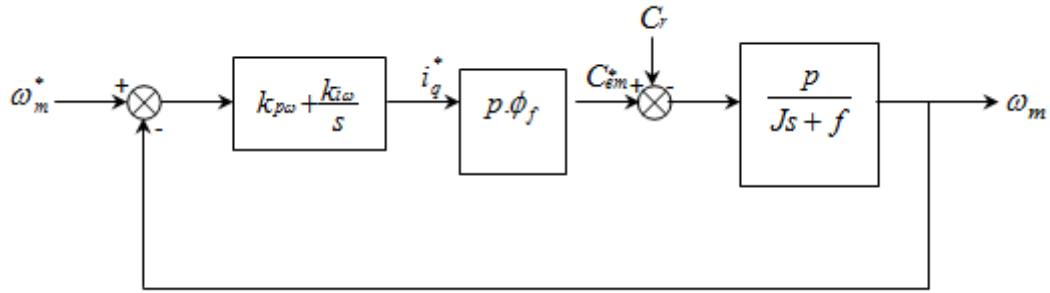


Figure (III.7). Boucle de régulation de la vitesse.

La fonction de transfert $\frac{\omega_m}{\omega_m^*}$ est la suivante :

$$\frac{\omega_m}{\omega_m^*} = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{\frac{p^2 \Phi_f}{J} (k_{pw} s + k_{iw})}{s^2 + \frac{f + p^2 \Phi_f k_{pw}}{J} s + \frac{p^2 \Phi_f k_{iw}}{J}} \quad (III.38)$$

Alors l'équation caractéristique de la fonction de transfert en boucle fermée est donnée par

$$D(s) = s^2 + \frac{f + p^2 \Phi_f \cdot k_{pw}}{J} \cdot s + \frac{p^2 \Phi_f \cdot k_{iw}}{J} \quad (III.39)$$

on trouve les paramètres du régulateur :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{f + p^2 \Phi_f \cdot k_{pw}}{J} = 2\zeta \omega_n \\ \frac{p^2 \Phi_f \cdot k_{iw}}{J} = 2\zeta \omega_n^2 \end{array} \right. \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} k_{pw} = \frac{(2\zeta \omega_n J - f)}{p^2 \Phi_f} \\ k_{iw} = \frac{2\zeta \omega_n^2 J}{p^2 \Phi_f} \end{array} \right. \quad (III.40)$$

III.6. Découplage du courant inducteur

L'axe d'étant par convention colinéaire avec le rotor, il y a un couplage direct sur cet axe entre le stator et le rotor dont il faut s'affranchir.

A partir des équations de tension et de flux au rotor (III.6) et (III.9), l'équation différentielle du courant d'excitation devient :

$$\frac{dI_f}{dt} - \frac{1}{L_f} (V_f - R_f I_f) - \frac{M}{L_f} \cdot \frac{dI_d}{dt} - \frac{1}{L_f} \cdot V_f - \frac{R_f}{L_f} \cdot I_f - \frac{M}{L_f} \cdot \frac{dI_d}{dt}$$

Ce qui conduit pour la transformée de la place de I_f :

$$I_f(s) - \frac{\frac{1}{R_f}}{1 + \frac{L_f}{R_f} s} \cdot V_f(s) - \frac{\frac{M \cdot s}{R_f}}{1 + \frac{L_f}{R_f} s} \cdot I_d(s) \quad (III.41)$$

CHAPITRE III Commande vectorielle des machin synchrone à inducteur

Le courant de l'inducteur I_f est lié à la tension d'excitation V_f et au courant I_d qui peut être ici considéré comme une perturbation mesurable. Il nous est donc possible de compenser son influence par une contre réaction adéquate, ainsi nous pouvons exprimer I_f de la façon suivante :

$$I_f(s) - \frac{\frac{1}{R_f}}{1 + \frac{L_f}{R_f} \cdot s} \cdot (V'_f(s) + M \cdot s \cdot I_d(s)) - \frac{\frac{M}{R_f} \cdot s}{1 + \frac{L_f}{R_f} \cdot s} \cdot I_d(s) - \frac{\frac{1}{R_f}}{1 + \frac{L_f}{R_f} \cdot s} \cdot (V'_f(s)) \quad (\text{III.42})$$

Nous aboutissons ainsi à un transfert mono variable du premier ordre :

$$\frac{I_f(s)}{V'_f(s)} = \frac{\frac{1}{R_f}}{1 + \frac{L_f}{R_f} \cdot s}$$

Le schéma nous permettant de calculer le régulateur de l'inducteur se résume alors la figure suivant :

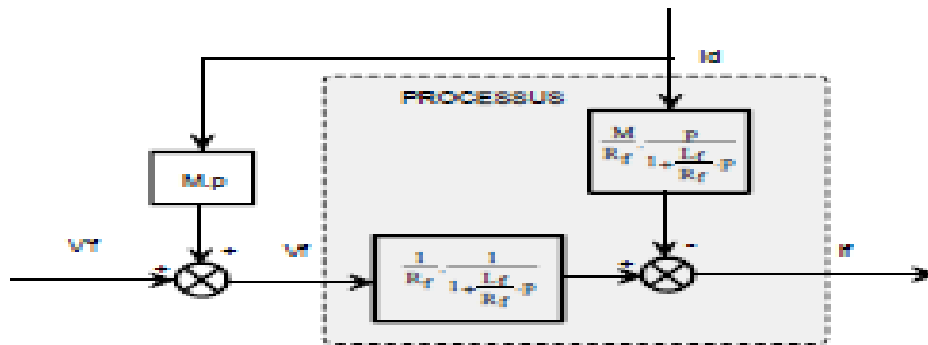


Figure (III.8) . schéma équivalent après découplage

-La compensation de I_d ici considéré comme une perturbation mesurable, nécessite une dérivation celle-ci pourra être approximé par une transmittance de la forme :

$$\frac{M \cdot s}{1 + \omega_0 \cdot s} \quad \text{avec} \quad \omega_0 \gg \frac{1}{M}$$

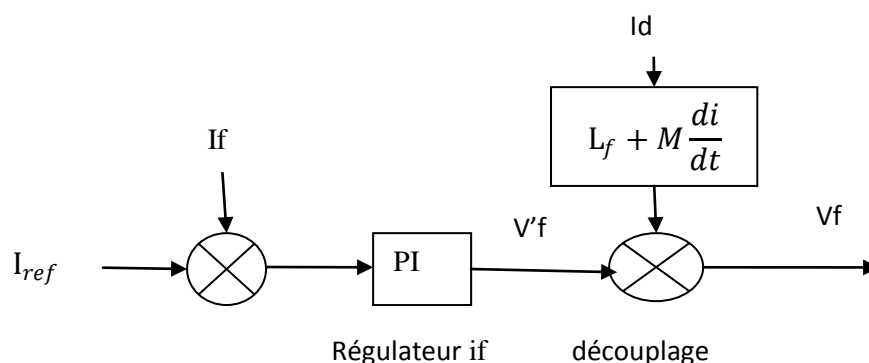
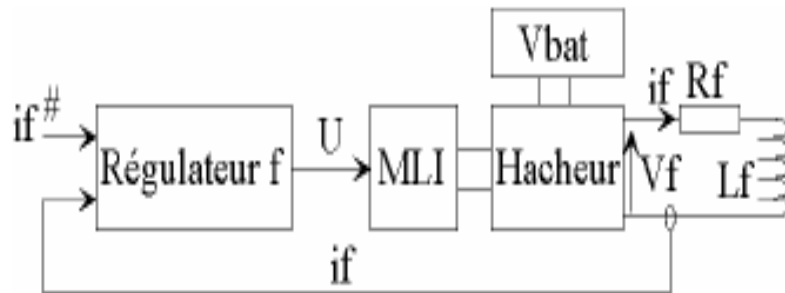


Figure (III.9).régulateur et compensation de inducteur

III.6.1. Contexte technologique

Le schéma physique de la boucle de régulation est le suivant :



Figure(III.10).schéma physique boucle de régulation du courant inducteur

Comme pour les boucles de courant I_d et I_q , le contrôle du courant d'excitation pourra avantagement être réalisé par un correcteur régulateur : .

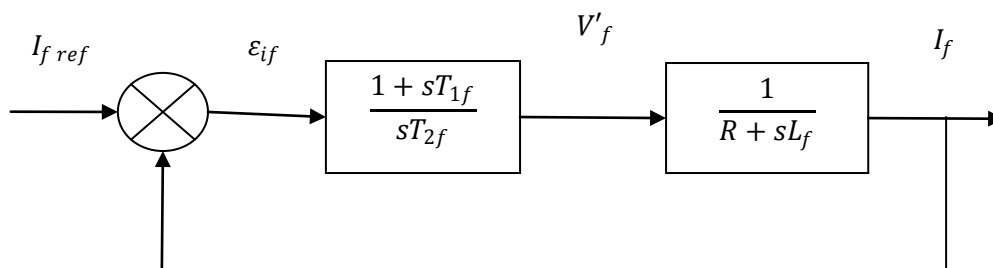
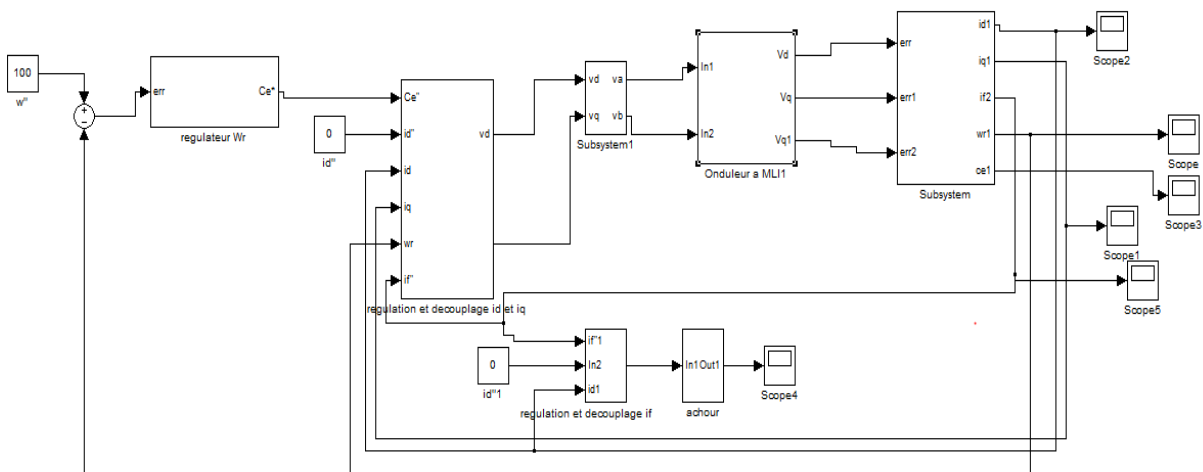


Figure (III.11).boucle régulateur du courant inducteur

III.7. bloc de command le machine synchrone sans amortisseur



Figure(III.12). bloc de command le machine synchrone sans amortisseur

III.7.1.Résultat de simulation

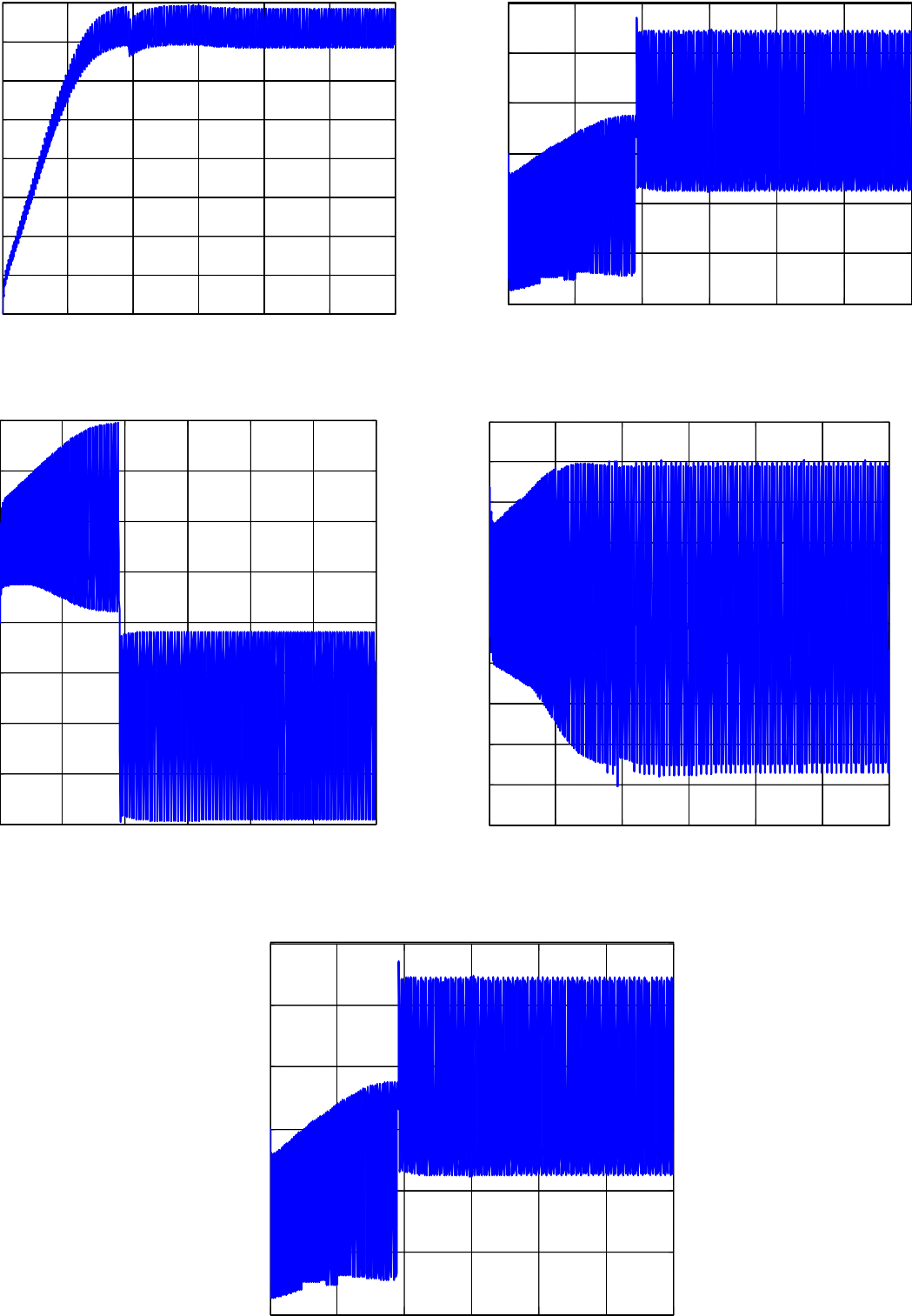


Figure (III.13).Résultat de simulation de commande de MS sans amortisseur

III.7.2. Interprétation de résultat

- la réponse en vitesse avec PI doté d'une réaction montre une réponse douce sans dépassement et sans erreur statique
- On remarque que la perturbation due à la charge est rapidement rejetée.
- Le courant I_d et I_f est maintenu à zéro quelque soit la variation de la charge et la variation de la vitesse ce qui prouve le principe de la commande vectorielle.
- Le courant I_q contrôle le couple et reste dans les limites de fonctionnement de la machine.
- Le couple électromagnétique a la même allure que le courant I_q . En dehors du couple de démarrage et celui de l'inversion, il développe un couple moteur pour entraîner la charge.

L'onduleur est piloté par la technique MLI triangulo-sinusoïdale et délivre les tensions

III.8. Conclusion

Dans ce chapitre on a vu l'application de la commande vectorielle sur la MSRB cette stratégie qui nous permet de faire un découplage entre le couple et le flux pour assurer une commande efficace et robuste. Une autre fois on a distingué que les régulateurs classiques (PI) donne toujours des meilleurs résultats pour un réglage de vitesse et sans dépassement mais l'inconvénient majeur de ses régulateurs reste la sensibilité.

Conclusion générale

Conclusion générale

Le travail présenté dans le cadre de ce mémoire concerne la commande vectorielle d'une machine synchrone à inducteur alimentée en tension avec un onduleur MLI triphasée. Au début de ce mémoire on a vu le premier chapitre qui présente la machine synchrone à inducteur, ça structure ces composants, et différents types des rotors puis on a vu ces différents types d'alimentations. le avantage de cette machine facteur de puissance réglable par le courant d'excitation .

Dans le deuxième chapitre on a commencer avec la modélisation de la machine Au source triphasé, puis on appliqué ces équations sur le modèle de Park c'est-à-dire au biphasé ce qui nous simplifie la commande plus tard, après on a fait la modélisation de l'alimentation de la machine pour finir le deuxième chapitre on a pris des résultats après a voir faire des simulation du modèle . Finalement au troisième chapitre la structure du commande vectorielle MLI et on a réglé les régulateur pour que cette perturbation n'affecte pas le système de commande MLI d'après ce travail et ces différents résultats de simulation obtenus on distingue que la commande vectorielle MLI donne une bonne performance dynamique au système grâce aux différents régulateurs classiques.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

Références bibliographiques

- [1] Annane. A «Analyse du comportement du moteur synchrone dans les entrainements du moteur synchrone dans les entrainements électriques à vitesse variable » Mémoire de magister Université d'Annaba 2009/2010.
- [2] TIR .Z « Modélisation et simulation des machine synchrones » Mémoire de master université paris 2012 .
- [3] Zihewo .A « Modélisation des machines par circuits couplés pour l'observation des courants de barres au rotor » Mémoire de magister université Laval canada 2016.
- [4] Aymen .A « Modélisation et optimisation d'un générateur synchrone à double excitation de forte puissance » Thèse doctorat dans le cadre de l'écoule doctorale HAL 2013.
- [5] Houria.C_Rachida.C « Etude de la machines asynchrones et synchrones » Mémoire licence Université IBN Khaldoun de Tiaret 2015 /2016.
- [6] Mostafa .A «Modélisation des MS à pôles saillants pour les études de la stabilité électromécanique »Mémoire de magister, université Lobnane 2012/2013.
- [7] Chouaib .L «Modélisation des phénomènes électromagnétiques dans un machine à reluctance variable » Mémoire de magister université Mohamed Khider Biskra 2014.
- [8] Abdessemed.R et kadjoudj.M « Modélisation des machines électriques » Ellipse édition Batna University press allrighte reserved .
- [9] Erman .H «La machine synchrone» Rapport de stage université de Cergy-Pontoise 2007/2008.
- [10] Ouledali .O « Commande directe du couple d'un moteur synchrone à aiment permanent sans capteur mécanique » Mémoire de magister Ecole polytechniques d'Oran (Ex- ENSET) 2009.
- [11] Emile .B « Contribution à l'amélioration des performances des génératrices synchrones» Thèse doctorat, université de Poitiers 2007.
- [12] Sator .D –Namane « Machines a courant alternatif »Ellipses édition marketing S.A. 2010.
- [13] Merikhi.A- Abbes.O «Commande par logique floue d'un moteur synchrone à aimants permanents » Mémoire de master université ibn-khaldoum 2015\2016.
- [14] Retif J-M « Commande vectorielle des machine asynchrones et synchrones » Mémoire master université de Lyon 2008.
- [15] Pierre.M « électrotechnique »Aide mémoire Paris 2006.

Références bibliographique

- [16] Abdessemed.R « Modélisation et simulation des machines électriques » Ellipses édition marketing S.A . Paris 2011.
- [17] Christophe.P « Précis d'électrotechnique » Edition Dunod ISBN Paris 2012.
- [18] Boudjema .A « Commande vectorielle de la machine synchrone à aimant permanents MSAP» Mémoire de master université Mohamed Khider Biskra 2014

ANNEXE

Paramètre de la machines synchrone à inducteur

Les paramètre de la machine synchrone à inducteur utilisés dans la simulation sont :

paramètre en charge

```
rs=9.9 Ω
lf=29 H
ld=0.74 H
lq=0.1818 H
rf=628 Ω
rch=50 Ω
lch=0.0006 H
mfd=4.003
p=2
j=0.001 N.m.s2/rd
l=[ld+lch 0 mfd;
  0 lq+lch 0;
  mfd 0 lf]
b=inv(l)
r1=[rs+rch 0 0;
  0 rs+rch 0;
  0 0 rf]
r2=[0 -lq 0;
  ld 0 mfd;
  0 0 0]
f=50
```

paramètre en vide :

```
A=[-0.5 0;0 0.125]
B=[1;2]
C=[1 2]
x=[0;0]
X=[2;1]
syms z t
U=exp(A*t)
I=exp(A*z)
D=I*B*C*I
F=int (D,z,0,t)
```

Paramètre sans amortisseur :

```
Ld=0.00231 H
Lq=0.00231 H
Lf=0.924 H
Rs=0.48
Rf=125
p=3
Mfd=0.0236
j=0.263 N.m.s2/rd
F=0
```

ANNEXE

$R1 = [R_s \ 0 \ 0;$
 $\quad 0 \ R_s \ 0;$
 $\quad 0 \ 0 \ R_f];$

$R2 = [0 \ -L_q \ 0;$
 $\quad L_d \ 0 \ M_{fd};$
 $\quad 0 \ 0 \ 0];$

$L = [L_d \ 0 \ M_{fd}; \ 0 \ L_q \ 0; \ M_{fd} \ 0 \ L_f];$

$Z = \text{inv}(L)$

$f = 50 \text{ HZ}$

$V = 220 \text{ V}$

paramètre avec amortisseur

$R_s = 0.2498 \ \Omega$

$R_f = 0.6433 \ \Omega$

$R_{kd} = 0.45747 \ \Omega$

$R_{kq} = 0.41637 \ \Omega$

$l_f = 0.030888 \text{ H}$

$l_d = 0.029852 \text{ H}$

$l_q = 0.01487 \text{ H}$

$l_{kd} = 0.030981 \text{ H}$

$l_{kq} = 0.015882 \text{ H}$

$M_f = 0.028895$

$M_{fd} = 0.028895$

$M_{kd} = 0.028895;$

$M_{kq} = 0.013813;$

$p = 2;$

$j = 0.15 \text{ N.m.s}^2/\text{rd}$

$F = 0;$

$A1 = [R_s \ 0 \ 0 \ 0 \ 0;$

$\quad 0 \ R_s \ 0 \ 0 \ 0;$

$\quad 0 \ 0 \ R_f \ 0 \ 0;$

$\quad 0 \ 0 \ 0 \ R_{kd} \ 0;$

$\quad 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ R_{kq}];$

$A2 = [0 \ -l_q \ 0 \ 0 \ -M_{kq}$

$\quad l_d \ 0 \ M_f \ M_{kd} \ 0;$

$\quad 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0;$

$\quad 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0;$

$\quad 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0];$

$l = [l_d \ 0 \ M_f \ M_{kd} \ 0;$

$\quad 0 \ l_q \ 0 \ 0 \ M_{kq};$

$\quad M_f \ 0 \ l_f \ M_{fd} \ 0;$

$\quad M_{kd} \ 0 \ M_{fd} \ l_{kd} \ 0;$

$\quad 0 \ M_{kq} \ 0 \ 0 \ l_{kq}];$

$Z = \text{inv}(l)$

$f = 50 \text{ HZ}$

$V = 220 \text{ v}$