

UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA

Faculté des Sciences Appliquées

Département de Génie Electrique



MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et technologies

Filière : Génie électrique

Spécialité : Machines électriques

Présenté par :

Chouaib lebsisse

Zaki Salhi

Thème:

Étude des performances d'une machine synchrone
à réluctance variable

Soutenu publiquement

Le : 12/06/2022

Devant le jury :

| | | | |
|--------------------|-----|--------------|-------------|
| Mr Sahraoui Lazhar | MAB | Président | UKM Ouargla |
| Mr Bouali Khadidja | MAA | rapporteur | UKM Ouargla |
| Mr Khettache Laid | MAA | Co-encadreur | UKM Ouargla |
| Mr Khalifa moussa | MAA | Examineur | UKM Ouargla |

Année universitaire 2021/2022



Remerciements

Toute la gratitude, tout d'abord à Allah qui nous a donné la force
Pour terminer ce modeste travail

Toute notre reconnaissance à monsieur Khettache Laid et à madame
BOUALIKhadidja pour leur précieux encadrement et leur aide

Nous remercions aussi les membres de jury qui nous ont fait l'honneur
d'accepter de jurer notre travail

Notre sincère reconnaissance à nos enseignants du département:
Génie électrique

Enfin nous remercions tous ceux qui ont contribué de près ou de
loin à l'élaboration de ce modeste travail



Dédicace

Je suis honoré de dédier cet humble travail

**A ceux qui m'ont encouragé et soutenu moralement et
matériellement dans les moments les plus difficiles dans ma vie.**

A ma chère mère, qui me donne toujours espoir pour la vie et qui

ne cesse de prier pour moi,

Et à mon cher père

A mes chers frères,

A mes chères soeurs

A toute la grande famille Lebssisse

à mes chers amis,

A tous mes amis partout et en particulier

Merci à mes chers amis de l'Université de Ouargla

**A la fin je dédie très chaleureusement M. Khetache Laid
et Madame BOUALI Khadidja**

***Chouaib lebssisse**



Dédicace

Je suis honoré de dédier cet humble travail

**A ceux qui m'ont encouragé et soutenu moralement et
matériellement dans les moments les plus difficiles**

dans ma vie.

**A ma chère mère, qui me donne toujours espoir pour la vie et ne
cesse de prier pour moi,**

Et à mon cher père

A mes chers frères

A mes chères sœurs

A toute ma grande famille Salhi

A mes chers amis

A tous mes amis partout et en particulier

Et merci à mes chers amis de l'Université de Ouargla,

**A la fin je dédie très chaleureusement M. Khetache Laid et
Madame BOUALI Khadidja**

***Salhi Zaki**

Table des matières

Matières

Remerciements

Dédicace

Table des matières

Introduction générale

Chapitre I Généralités sur la machine synchrone à reluctance variable

| | |
|---|----|
| I.1 Introduction..... | 4 |
| I.2 .Conversion électromécanique..... | 4 |
| I.2.1 Généralités..... | 4 |
| I.2.2 Caractéristiques de la conversion électromécanique..... | 4 |
| I.3. généralités sur la machine synchrone a reluctance variable..... | 5 |
| I.4. Historique du développement de la MSR..... | 5 |
| I.5. Principe de fonctionnement de la machine synchrone a reluctance variable | 6 |
| I.6. Les différentes structures du rotor d'une machine synchro-reluctante | 7 |
| I.6.1 Rotor simple..... | 7 |
| I.6.2 Rotor avec barrières de flux..... | 8 |
| I.6.3 Rotor axialement laminé..... | 8 |
| I.6.4 Assistance par aimants..... | 9 |
| I.6.5 Utilisation de supraconducteurs comme isolants magnétiques..... | 10 |
| I.7.Machines excitées..... | 10 |
| I.8.Machines à double denture(vernier)..... | 11 |
| I.9.Définitions des différents enroulements | 12 |
| I.10.Amortisseur..... | 13 |
| I.11.Symboles électriques..... | 14 |
| I.12.Les machines à pôles saillants..... | 14 |
| I.13.Machine synchrone à rotor bobiné à pôles saillants..... | 15 |
| I.14.Machine synchrones à reluctance variable..... | 15 |
| I.15. Avantages de la MSR..... | 15 |
| I.16 Conclusion..... | 16 |

Chapitre II Modélisation et simulation de la machine synchrone à réluctance variable

| | |
|--|----|
| II.1 Introduction..... | 17 |
| II.2.Représentation d'état du modèle de la machine | 17 |
| II.3.les passages d'un système triphasé au système biphasé et inversement..... | 17 |
| II.3.1.Transformée de Park | 18 |
| II.3.2. Transformation de Concordia..... | 19 |
| II.4.L'expression du couple électromagnétique | 19 |
| II.5.Modélisation et simulation des moteurs synchrones sans amortisseurs | 20 |
| II.5.1.Schéma bloc de simulation de la MSRVR sans amortisseurs..... | 22 |
| II.5.1.1.Résultat de simulation..... | 22 |
| II.5.1.2.Interprétations des résultats..... | 23 |
| II.6.Modélisation et simulation des moteurs synchrones avec amortisseur..... | 23 |
| II.6.1.schéma de simulation d'un MSRVR avec amortisseurs..... | 26 |
| II.6.1.1.Résultat de simulation..... | 27 |
| II.6.1.2.Interprétation des résultats de simulation de la machine synchrone avec amortisseurs..... | 28 |
| II.7 Conclusion..... | 28 |

Chapitre III Commande vectorielle des machine synchrone à réluctance variable

| | |
|---|----|
| III.1. Introduction..... | 29 |
| III.2.principes de base de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique..... | 29 |
| III.3 .Avantages et inconvénients de la commande vectorielle | 29 |
| III.4 .Structure de commande de la machine alimentée en tension..... | 29 |
| III.4.1 Découplage par compensation..... | 30 |
| III.4.2 .Couple électromagnétique | 30 |
| III.5. Calcul des régulateurs..... | 31 |
| III.5.1 Régulateur du courant i_q | 32 |
| III.5.2 Régulateur de vitesse..... | 33 |
| III.5.3 Régulateur du couple..... | 34 |
| III.6. bloc de commande le MSRVR avec amortisseur | 35 |

| | |
|--|----|
| III.6.1.Résultat de simulation..... | 35 |
| III.6.1.2. Interprétation de résultat..... | 36 |
| III.7.Modélisation des onduleurs de tension..... | 36 |
| III.8.Stratégie de commande de l'onduleur | 40 |
| III.9.Commande par modulation sinus-triangle | 40 |
| III.10.schéma de simulation de la MSRV | 43 |
| III.10.1.Résultat de simulation | 43 |
| III.10.1.2. Interprétation de résultat..... | 45 |
| III.11.Comparaison..... | 45 |
| III.12. Conclusion..... | 46 |

Liste des figures

Chapitre I Généralités sur la machine synchrone à reluctance variable

| | |
|---|----|
| Figure (I.1) : Historique du développement de la MSR/V | 6 |
| Figure (I.2) : Stator et rotor de la MSR/V | 7 |
| Figure (I.3) : rotor simple de la MSR/V. | 7 |
| Figure (I.4) : Rotor avec barrières de flux | 8 |
| Figure (I.5) : Rotor axialement laminé | 9 |
| Figure (I.6) : Assistance par aimants d'une machine synchro-réductante. Configurations à quatre pôles | 9 |
| Figure (I.7) : Rotor d'une machine à reluctance variable supraconductrice | 10 |
| Figure (I.8) : Structure à pôles saillants excitée | 11 |
| Figure (I.9) : MSR/V à stator lisse excitée au stator | 11 |
| Figure (I.10) : Machine double denture « < vernier » | 12 |
| Figure (I.11) : Structure générale de la machine synchrone triphasée avec Amortisseurs | 13 |
| Figure (I.12) : Amortisseurs d'un rotor à pôles saillants | 13 |
| Figure (I.13) : Symboles électriques d'un alternateur synchrone triphasé à rotor Bobiné | 14 |
| Figure (I.14) : Rotor d'une machine synchrone à pôles saillants | 14 |
| Figure (I.15) : Machine synchrone à pôles saillant..... | 15 |

Chapitre II Modélisation et simulation de la machine synchrone a réluctance variable

| | |
|---|----|
| Figure (II.1): transformation de Park | 18 |
| Figure (II.2): différents couples qui agissent sur le rotor | 20 |
| Figure (II.3) : Modèle de la machine synchrone sans amortisseur | 21 |
| Figure (II.4): Schéma bloc de simulation de la machine synchrone sans amortisseurs | 22 |
| Figure (II.5): vitesses (rad/s)..... | 22 |
| Figure (II.6): Couple (N.m)..... | 22 |
| Figure (II.7): Courant Id(A) | 23 |
| Figure (II.8): Courant Iq(A) | 23 |
| Figure (II.9) : Modèle de machine synchrone avec amortisseur | 24 |
| Figure (II.10): schéma de simulation d'un moteur synchrone avec amortisseurs | 26 |
| Figure (II.11): vitesses(rad/s)..... | 27 |
| Figure (II.12): Couple (N.m)..... | 27 |
| Figure (II.13): Courant Id(A)..... | 27 |
| Figure (II.14): Courant Iq(A)..... | 27 |
| Figure (II.15): Courant If(A)..... | 27 |

Chapitre III Commande vectorielle des machine
synchrone à réluctance variable

| | |
|---|----|
| Figure (III.1): Schéma bloc de compensation | 31 |
| Figure (III.2) : régulateur pi | 31 |
| Figure (III.3) : Boucle de régulateur du courant i_q | 32 |
| Figure (III.4) : Boucle de régulation de la vitesse..... | 33 |
| Figure (III.5) : Régulateur du couple | 34 |
| Figure (III.6) : bloc de command le MSR _V avec amortisseur | 33 |
| Figure (III.7) : vitesses(rad/s) | 35 |
| Figure (III.8) : Couple (N.m) | 35 |
| Figure (III.9) : Courant I_q (A)..... | 36 |
| Figure (III.10) : Courant I_q (A)..... | 36 |
| Figure (III.11) : Onduleur de tension triphasé à deux niveaux | 37 |
| Figure (III.12) : Représentation d'un GTO | 38 |
| Figure (III.13) : Modèle Simulink de la commande MLI | 41 |
| Figure (III.14) : schéma de simulation de la MSR _V avec amortisseur | 43 |
| Figure (III.15) : vitesses(rad/s)..... | 43 |
| Figure (III.16) : Couple(N.m)..... | 44 |
| Figure (III.17) : Courant I_d (A) | 44 |
| Figure (III.18) : Courant I_q (A)..... | 44 |
| Figure (III.19) : tension de l'onduleur (v)..... | 45 |

Introduction générale

La machine à fréquence variable synchrone (MSRV) a reçu beaucoup d'attention. Il a de nombreuses applications dans l'industrie ces dernières années en raison de sa structure simple et de sa durabilité. Elle a été autorisée à entrer dans les moteurs à vitesse variable.

Ces machines possèdent de bonnes performances telles que : les vitesses très élevées et couple très élevé. Elle est améliorée en augmentant le contraste de la partie mobile et performances comparables à celles des machines synchrones à aimants permanents.

Cependant, la MSRV présente également des inconvénients non négligeables.

La saillance du rotor qui est à l'origine du couple électromagnétique provoque des ondulations sur ce dernier, qui peuvent se traduire par des vibrations et du bruit acoustique. Le facteur de puissance de ce type de machine est généralement faible conduisant à un surdimensionnement de l'onduleur. De plus, elle est très sensible à la saturation magnétique ce qui impacte fortement le couple moyen développé. [1] [2].

L'objectif principal de notre travail est l'étude des performances de la machine synchrone à réluctance variable avec et sans amortisseurs et ceci à travers une simulation et une commande vectorielle de cette dernière.

Le travail exposé dans ce mémoire s'articule autour de trois principaux chapitres :

Le premier chapitre est consacré à la présentation des différentes structures de rotor qui ont été développées jusqu'à présent dans la conception des machines synchrones à réluctance variables, ainsi que leurs principes de fonctionnement.

Le deuxième chapitre est l'objet de la modélisation et la simulation de la machine synchrone à réluctance variable sans amortisseurs et avec amortisseurs

Le troisième chapitre est consacré à la commande vectorielle de la MSRV.

Une conclusion générale fera la synthèse des principaux résultats obtenus.

Chapitre I

Généralités sur la machine synchrone à reluctance variable

Chapitre I Généralités sur la machine synchrone à réluctance variable

I.1.Introduction

Dans ce chapitre, Nous donnons une description des différentes structures de rotor qui ont été développées jusqu'à présent pour les machines synchrones à réluctance variables, ainsi que leurs principes de fonctionnement. La conception de la MSRVR est basée sur un développement théorique qui repose sur le calcul de l'énergie magnétique dont sa structure, permettra de déterminer les performances de cette machine [1] [3]

I.2.Conversion électromécanique

I.2.1 Généralités

L'énergie électrique est une forme secondaire d'énergie qui ne présente que fort peu d'utilisation directe. En revanche, elle est une forme intermédiaire très intéressante par sa facilité de transport, sa souplesse et ses possibilités de conversion. Parmi toutes les possibilités de transformation, la forme électromécanique qui joue un rôle particulièrement important.

Il faut savoir que 95% de la production de l'énergie électrique résulte d'une conversion mécanique – électrique. La conversion électromécanique joue un rôle important dans les domaines aussi variés que la traction électrique (transports publics, voitures électriques et hybrides[1].

I.2.2 Caractéristiques de la conversion électromécanique

L'étude de la conversion électromécanique est basée sur le principe de conservation de l'énergie. Celui-ci fait appel à une forme intermédiaire d'énergie, il s'agit de l'énergie électromagnétique ou de sa forme homologue, la coénergie magnétique.

La force ou le couple électromécanique résulte de trois formes possibles d'interactions. [1]

- Interaction entre deux courants.
- l'interaction entre un courant et un circuit ferromagnétique.
- l'interaction entre un aimant et un courant ou un circuit ferromagnétique.

I.3. généralités sur la machine synchrone à réluctance variable

La machine synchrone à réluctance variable est structurellement une machine synchrone à pôles saillants dépourvue d'excitation. Son stator est identique à celui des machines à courant alternatif ordinaires.

Le couple électromagnétique est constitué exclusivement du couple de saillance. La conversion d'énergie dans la machine s'effectue par variation des inductances propres et

Chapitre I Généralités sur la machine synchrone à réductance variable

mutuelles de ses enroulements de phases due à la rotation d'un rotor magnétiquement dissymétrique entre les axes directs (de réductance minimale) et en quadrature de réductance maximale.

Il s'agit bien d'une machine à réductance variable et plus précisément d'une machine à réductance pure polyphasée à stator lisse avec une alimentation sinusoïdale.

Comme la machine tourne au synchronisme avec son alimentation et comme elle fonctionne par variation de réductance, nous avons choisi l'appellation « machine synchrone à réductance variable » (Synchronous Reluctance Motor) La machine synchrone à réductance variable convient donc aux applications à forte puissance et à haute vitesse, domaine largement occupé actuellement par la machine asynchrone mais cette dernière présente des pertes Joule et des pertes fer au rotor en régime permanent. La machine synchro-réductance est donc sur ce point une véritable concurrente de la machine asynchrone.[1]

I.4. Historique du développement de la MSR

L'histoire du développement de la MSR est montrée sur la figure I.1. Le principe de réductance variable pour la production de couple est connu depuis plus de 160 ans.

Ainsi le premier moteur à réductance variable avait un rotor à pôles saillants à dents (figure 1a). Le rapport de saillance $\frac{L_d}{L_q}$ de ce type de moteur est typiquement de 3 en régime non saturé et 2.5 en régime saturé.

À cause du rapport de saillance relativement faible, les performances de ce type de machine sont limitées. Pour améliorer les performances de la machine, il faut passer à d'autres types de configurations de rotor, par exemple avec des barrières de flux (figure 1b, 1c, 1d)

Récemment, la MSR a eu un regain d'intérêt pour de nombreuses applications dans l'industrie en raison de la simplicité de sa structure, de son haut rendement, de son faible coût de fabrication et d'une grande robustesse en termes de fonctionnement. Le fait que le rotor puisse tourner à très haute vitesse et supporter une température très élevée semble intéressant (comparé à une machine à aimants permanents ou à une machine asynchrone).

En revanche, il est nécessaire de développer des méthodes tant au niveau de la conception qu'au niveau de la commande pour réduire le bruit sonore (un défaut majeur) et augmenter l'efficacité de la machine.[2]

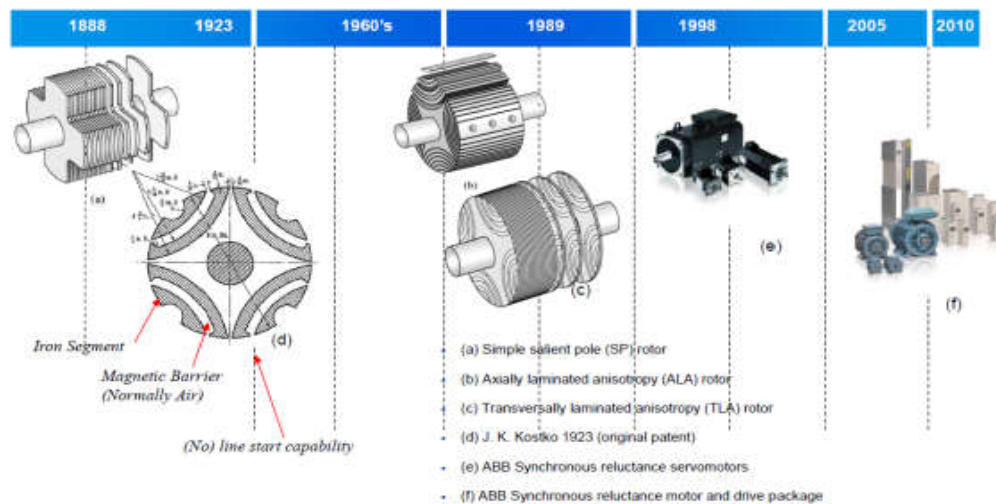


Figure I.1. Historique du développement de la MSR

I.5. Principe de fonctionnement de la machine synchrone à réductance variable

Le stator de la machine synchrone à réductance variable est bobiné de la même façon que celui des machines synchrones ordinaires.

Il s'agit d'un bobinage triphasé avec (p) paire de pôles alimenté par un système triphasé équilibré de courants de pulsation (ω) .

Le bobinage triphasé crée alors une force magnéto-motrice (f.m.m) tournante avec une vitesse angulaire de $\frac{\omega}{p}$.

Son rotor est saillant, il présente une « dissymétrie » entre l'axe direct et l'axe en quadrature. Le rotor se positionne par rapport à la f.m.m tournante de manière à ce que la réductance traversée par le flux d'induction magnétique dans l'entrefer soit la plus petite que lui permet la charge qu'il entraîne.

En tournant, la force magnétomotrice entraîne ainsi le rotor à la même vitesse $\frac{\omega}{p}$.

L'angle entre le maximum de la force magnétomotrice et l'axe d du rotor est appelé « angle de charge » . [1]

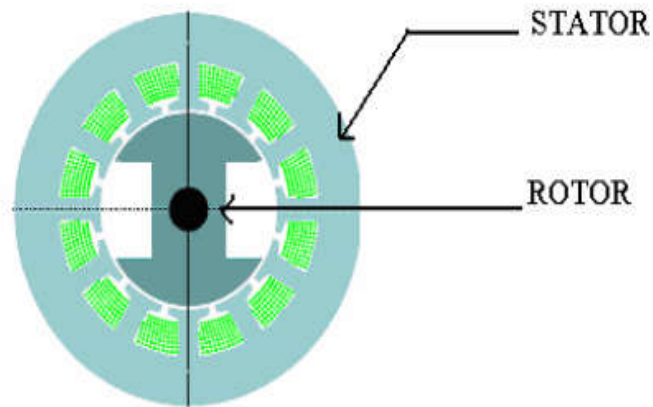


Figure I.2. Stator et rotor de la MSRV

I.6. Les différentes structures du rotor d'une machine synchro-réductante

On distingue actuellement cinq principales structures du rotor de machine synchrone à reluctance variable, simple, avec barrières de flux et axialement laminée, assistance par aimants et supraconductrice.[1]

I.6.1 Rotor simple

Si le point de départ dans le développement de modèles de rotor ce dernier a été sous forme d'un empilement de tôles électromagnétiques[1].

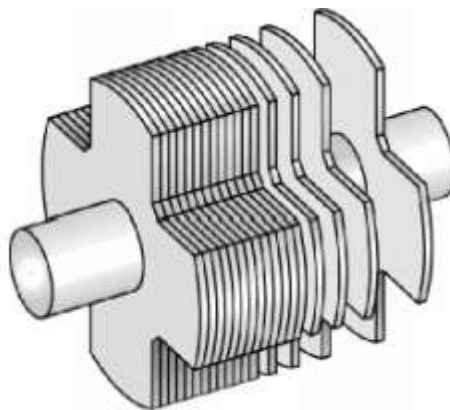


Figure I.3. rotor simple de la MSRV

I.6.2 Rotor avec barrières de flux

Les barrières de flux sont l'un des dispositifs qui permettent d'augmenter le rapport de saillance (L_d / L_q) (jusqu'à environ 13). Le rapport de saillance est augmenté surtout par la réduction de l'inductance L_q , c'est à dire par l'augmentation de la réluctance du chemin du q dans le rotor . Le rotor devient alors un assemblage de segments ferromagnétiques (flux d'axe) et non magnétiques . On règle le rapport de saillance en jouant sur les largeurs relatives des segments .
[4]

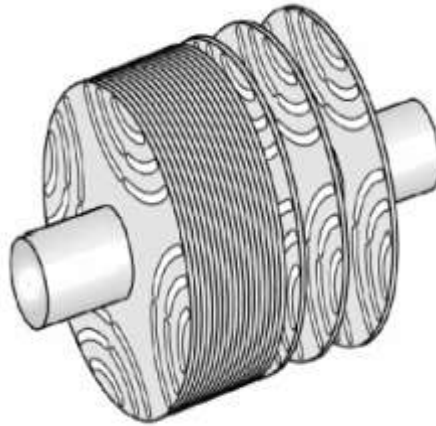


Figure I.4. Rotor avec barrières de flux

Les barrières de flux peuvent être constituées d'air (trous dans le rotor) . Un dimensionnement soigneux est alors nécessaire pour assurer la solidité du rotor et la réduction du flux d'axe q . Pour préserver l'équilibre mécanique du rotor , les barrières de flux peuvent aussi être en acier non magnétique . Une technique d'assemblage robuste (soudage par explosion) est alors indispensable pour permettre au rotor de fonctionner en haute vitesse.

I.6.3 Rotor axialement laminé

Un deuxième dispositif permettant d'augmenter le rapport de saillance est le laminage axial du rotor. Le rotor est alors constitué d'une succession de feuilles ferromagnétiques et non magnétiques. Il se comporte alors comme un matériau homogène anisotrope. C'est cette anisotropie du matériau du rotor qui assure la dissymétrie entre l'axe direct et l'axe en quadrature. On règle le rapport de saillance en jouant sur les épaisseurs relatives des feuilles.

On peut atteindre ainsi un rapport de saillance avoisinant 20 en deux pôles et 10 en quatre pôles. [1]

Notons que cette structure est généralement utilisée pour les machines synchro-réductantes à quatre pôles.

Les feuilles assemblées sont alors en forme d'hyperboles comme le montre la figure I.5. Du fait du nombre élevé d'éléments assemblés et de la relativement faible tenue mécanique qui en

Chapitre I Généralités sur la machine synchrone à reluctance variable

découle, cette structure est limitée aux faibles vitesses (inférieures à 5000 tr/min) et faibles puissances (inférieures à 2kW) mais elle possède des performances plus élevées que les deux premières.

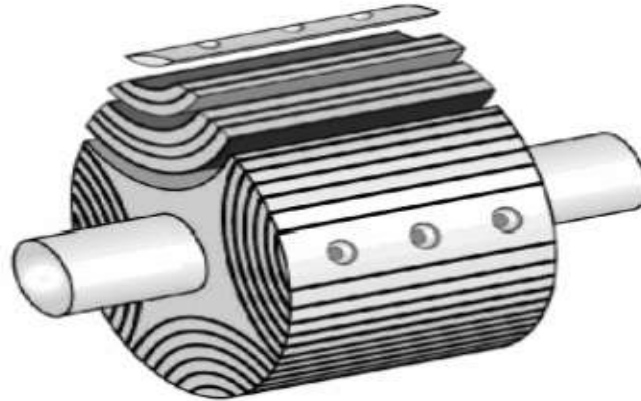


Figure I.5. Rotor axialement laminé

I.6.4 Assistance par aimants

Dans le but de réduire davantage le flux d'axe q , on peut utiliser des aimants permanents logés dans les barrières de flux.

Contrairement à une excitation de type ordinaire, le flux créé par les aimants s'oppose au flux en quadrature.

La majeure partie du couple reste due à la saillance du rotor. Cette technique permet d'amélioration des performances en termes de couple, de facteur de puissance et de rendement.

Mais du fait de la polarité des aimants, la machine perd sa réversibilité et le sens de rotation. Bien entendu, l'utilisation des aimants augmente le coût de la machine.[1]

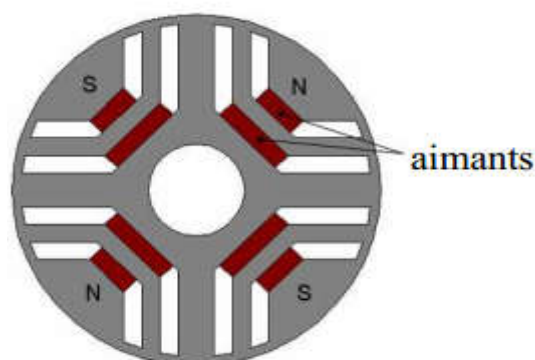


Figure I.6.Assistance par aimants d'une machine synchro-réductante.

Configurations à quatre pôles

I.6.5 Utilisation de supraconducteurs comme isolants magnétiques

Le supraconducteur à haute température critique est de loin le meilleur dispositif pour réduire le flux d'axe q . Il est utilisé en tant qu'isolant magnétique, Il peut être utilisé pour caréner un rotor massif ou à la place des barrières de flux comme montré sur la figure I.7 L'introduction des barrières de flux en matériau supraconducteur présente l'avantage de réduire considérablement L_q en préservant une valeur élevée de L_d L'isolation magnétique entraîne en conséquence une augmentation considérable du rapport de saillance et par conséquent une amélioration importante du facteur de puissance.

Contrairement à l'assistance par aimants, l'utilisation de supraconducteurs permet de conserver la réversibilité de la machine par rapport au sens de rotation **mais** elle a deux inconvénients majeurs, le coût du matériau supraconducteur et la complexité de la structure et de la mise en œuvre [1]

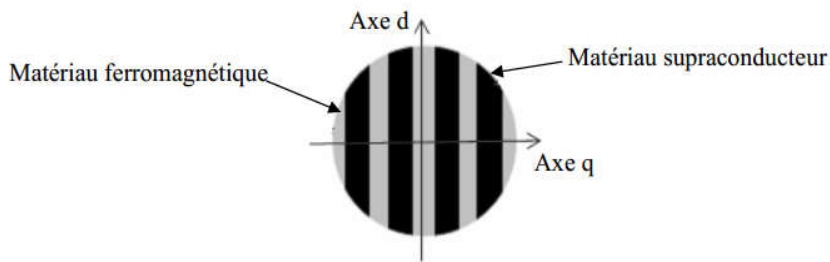


Figure I.7. Rotor d'une machine à réductance variable supraconductrice

Le rotor dans ce type de moteur est constitué de plusieurs couches en interposant des couches ferromagnétiques et des couches en supraconducteur à haute température critique, cette configuration permet d'avoir une différence de réductance suivant les axes d et q du rotor figure I.7. Le rotor est refroidi à l'azote.

La puissance des moteurs à réductance variable réalisés et testés varie entre 0,75 et 10 kW. Ces moteurs ont une densité de puissance volumique 4 à 7 fois supérieure à celle des moteurs à réductance variable non supraconducteurs.[1]

I.7. Machines excitées

En plus du circuit induit réalisé par un bobinage polyphasé au stator, ces machines sont dotées d'un circuit d'excitation, alimenté en continu ou en alternatif et situé au rotor ou au stator.

- **Excitation au rotor**

Le meilleur exemple d'une *MSRV* à stator lisse à plusieurs actions est celui de la machine synchrone à pôles saillants. $N=2p=2p'$, c'est une structure qui peut être assimilée à une *MSRV* à

Chapitre I Généralités sur la machine synchrone à réluctance variable

3 actions. Excitée en continu au rotor, elle allie un fonctionnement basé sur l'interaction entre champs induit et inducteur à celui dû à la modulation du champ résultant par la denture rotorique. Ce dernier est appelé classiquement couple réluctant. La figure I.8 présente une machine synchrone à pôles saillants.[5]

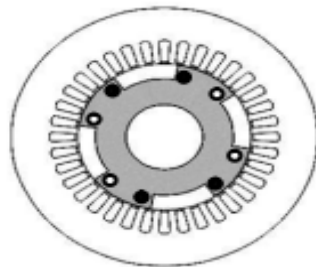


Figure I.8 Structure à pôles saillants excitée

- **Excitation au stator**

A priori, il est possible de concevoir une multitude de structures à stator lisse excitées en continu ou en alternatif au stator. L'avantage d'une excitation statorique réside dans l'absence de tout contact mécanique pour l'alimentation de l'inducteur (voir Figure I.9). Par ailleurs, de par l'alimentation alternative du circuit d'excitation, ce type de machines offre deux degrés de liberté supplémentaires, l'amplitude et la fréquence du courant d'excitation, qui peuvent être utilisés dans l'élaboration de la commande. Depuis quelques décennies, ces machines ont fait l'objet d'un grand nombre d'études concernant leur utilisation tant en moteur qu'en génératrice à vitesse variable.[5]

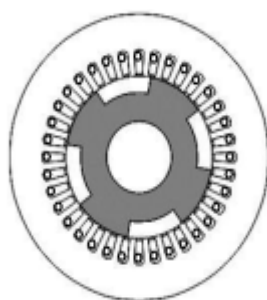


Figure I.9.MSRV à stator lisse excitée au stator

I.8.Machines à double denture (vernier)

Ce sont des machines dont le stator, vu l'importance de ces encoches relativement à la denture rotorique, ne peut être assimilé à un stator lisse. Les irrégularités locales dues au positionnement relatif des dents rotoriques et statoriques sont d'ailleurs la cause de la conversion d'énergie. La Figure (I.10) représente une machine à réluctance variable à double denture avec six pôles

Chapitre I Généralités sur la machine synchrone à reluctance variable

statoriques chaque deux pôles diamétralement opposés reçoivent deux bobinages alimentés en série, et quatre pôles rotoriques, ils ne comportent ni conducteur électrique ni aimant, ce qui lui confère une grande robustesse et une extrême simplicité.[4]

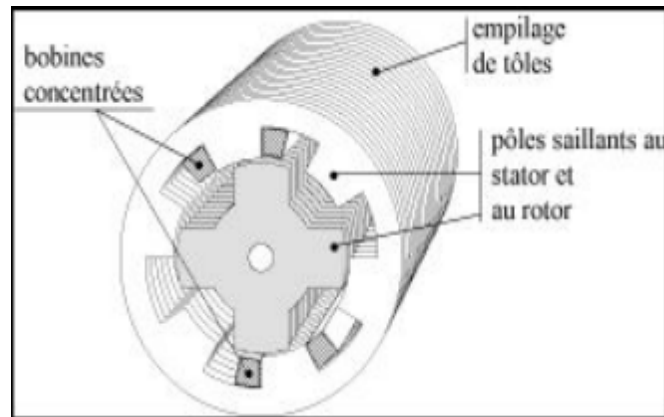


Figure I.10 Machine double denture « < vernier > »

I.9. Définitions des différents enroulements

En général, la machine synchrone triphasée est modélisée comme sur la figure I.11. selon un modèle de type circuit avec 3 circuits au stator et 3 circuits au rotor. Les vecteurs des tensions statoriques, générées par les enroulements statoriques, se situent sur les axes de ces mêmes enroulements a, b et c. Les vecteurs des tensions rotoriques se situent sur le repère tournant au rotor. En 1904, André Blondel a proposé « la théorie des deux réactions ». Cette théorie consiste à décomposer la force magnétomotrice de l'armature en deux composantes, sur deux axes orthogonaux. Un de ces axes s'aligne sur l'axe du pôle du rotor et est appelé l'axe d (longitudinale, direct ou polaire) et l'autre en quadrature est appelé l'axe q (transversal ou interpolaire). Grâce au repère de Blondel (ou repère de Park), nous pouvons analyser mathématiquement l'alternateur dans lequel l'entrefer n'est pas constant.

Dans le cas de la machine à pôles saillants, l'entrefer n'est pas constant et est symétrique par rapport aux deux axes perpendiculaires d-q. Parfois, pour modéliser les amortisseurs, il y a plus qu'un circuit dans l'axe d et l'axe q [6]

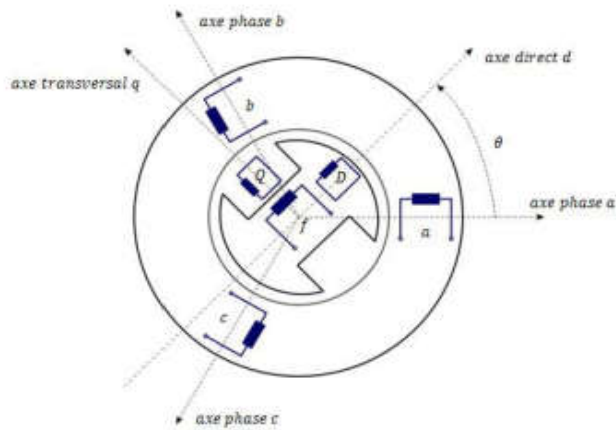


Figure I.11. Structure générale de la machine synchrone triphasée avec Amortisseurs

I.10. 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 oscillations consécutives dus 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. [13]

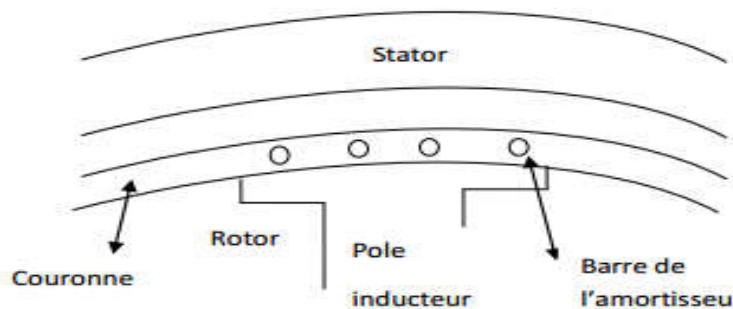


Figure I.12. Amortisseurs d'un rotor à pôles saillants

I.11.Symboles électriques

Les symboles électriques utilisés pour représenter un alternateur synchrone triphasé à rotor bobiné sont reportés sur la Figure I.12. Remarquons que l'inscription GS dans l'induit signifie génératrice synchrone, et que le symbole dans l'inducteur signifie courant continu. [7]

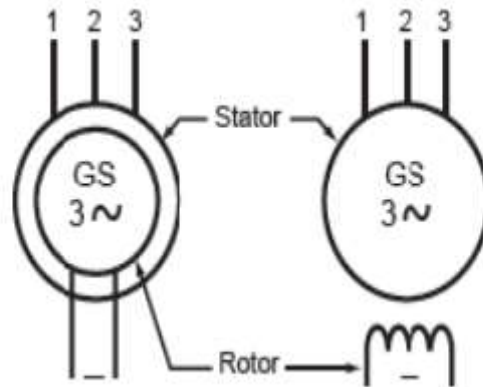


Figure I.13. Symboles électriques d'un alternateur synchrone triphasé à rotor Bobiné.

I.12. Les machines à pôles saillants

Elles utilisent des pièces polaires rapportées sur une culasse, avec des enroulements d'excitation constitués par des bobines. [3] L'ensemble du circuit magnétique est alors identique à celui d'une machine à courant continu, avec la seule différence qu'il est tournant au lieu d'être fixe. Comme pour celle-ci, le rotor d'un alternateur comporte un nombre pair de pôles, que l'on distingue sur la figure suivante. [7]



Figure I.14. Rotor d'une machine synchrone à pôles saillants

I.13. Machine synchrone à rotor bobiné à pôles saillants

Cette machine est caractérisée par un rotor à pôles bobinés qui sont alimentés par un courant continu, dont le rapport de saillance est inférieur à l'unité. Le fonctionnement de cette machine est similaire à celui de la machine à pôles lisses.[15]



Figure I.15. Machine synchrone à pôles saillant

I.14. Machine synchrones à réluctance variable

Ce sont des machines robustes, sans contact glissant, qui peuvent prendre des utilisations diverses. Ces machines possèdent en général un double système de denture, l'un au rotor, l'autre au stator, dont le déplacement relatif modifie la configuration du champ magnétique produit par un ou plusieurs bobinages.[14]

I.15. Avantages de la MSR

Les principales raisons pour lesquelles MSR est en concurrence avec d'autres machines. [1]

- L'amélioration du rapport de saillance rend la MSR concurrentielle avec la machine asynchrone, en particulier en termes de facteur de puissance et puissance.
- Les petits et moyens entraînements peuvent avoir une commande plus simple en utilisant la MSR par rapport à la commande vectorielle de la machine asynchrone.
- La MSR a un fonctionnement stable aux basses vitesses et en pleine charge à la différence d'un moteur asynchrone qui peut avoir des problèmes de sur échauffement.

Chapitre I Généralités sur la machine synchrone à reluctance variable

- La MSRVR n'a aucun aimant qui est un avantage par rapport à la machine à aimant permanent dans les applications à hautes températures. Par conséquent la MSRVR n'a pas de problème de désaimantation.
- Elle est très simple à construire et très robuste.

I.16. Conclusion

Dans ce chapitre, Nous avons donné un bref aperçu sur les caractéristiques des différentes structures du rotor qui ont été développées jusqu'à présent pour les machines à reluctances variables et le principe de conversion d'énergie.



Chapitre II
Modélisation et simulation de la machine synchrone
réductance variable

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 de l'énergie, le rôle des machines synchrones est de maintenir constantes les tensions aux nœuds du réseau ainsi que la fréquence.

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 problème de commande.

Le choix des variables dépend des objectifs soit pour la commande soit pour l'observation.[8]

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

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

ou

[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.[9]

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 que *Clark*, *Concordia*, *Park* et d'autres. Tous ces travaux de recherche essayent 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). [8]

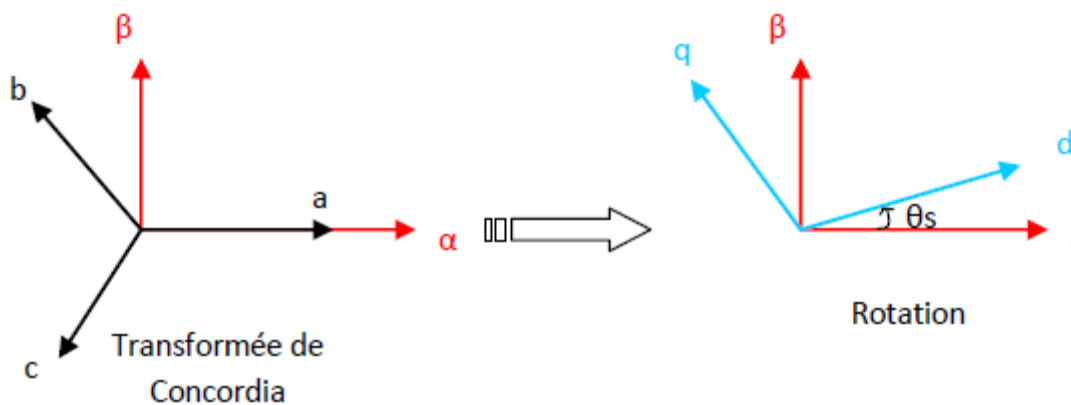


Figure II.1. transformation de Park

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. [8]

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

Transformation inverse

L'angle θ correspond à la position du repère choisi pour transformation.

La transformation inverse est donnée par :

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

II.3.2. Transformation de Concordia

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

2/3 Si l'on désire conserver la norme de X qui pour un moteur seront les courant, les tensions et flux.[8]

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).

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

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 :

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

Expression du mouvement est :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - F\Omega$$

Avec $P\Omega = w_r$

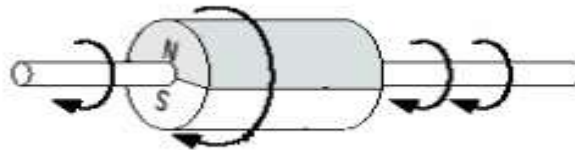


Figure II.2. différents couples qui agissent sur le rotor[1]

Q : 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. [9]

$$L_q = L_d = L_s$$

Les machines synchrones sont généralement étudiées dans le référentiel d q ($w_{coor} = w_r$)

La figure(II.3) suivante représente le modèle électrique du moteur synchrone.[10]

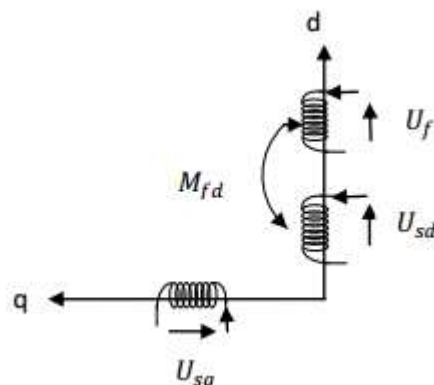


Figure II.3. Modèle de la machine synchrone sans amortisseur

Les expressions de tension

$$\begin{cases} U_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\psi_{sd}}{dt} - w_r \psi_{sq} \\ U_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\psi_{sq}}{dt} + w_r \psi_{sd} \\ U_f = R_f i_f + \frac{d\psi_f}{dt} \end{cases}$$

Expressions de flux

$$\begin{cases} \psi_{sd} = L_d i_{sd} + M_{df} i_f \\ \psi_{sq} = L_q i_{sq} \\ \psi_f = L_f i_f + M_{fd} i_{sd} \end{cases}$$

Sous forme matricielle

$$\begin{bmatrix} U_{sd} \\ U_{sq} \\ U_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -w_r L_q & 0 \\ w_r L_d & R_s & w_r M_{fd} \\ 0 & 0 & R_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_f \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_d & 0 & M_{fd} \\ 0 & L_q & 0 \\ M_{fd} & 0 & L_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_f \end{bmatrix} \quad (\text{II. 12})$$

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

$$[\dot{i}] = [L]^{-1}[U] - [L]^{-1}[R][i] \quad (\text{II. 13})$$

Ou

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

Avec

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

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

$$C_e = \frac{3}{2}P[\psi_{sd}i_{sq} - \psi_{sq}i_{sd}] ; \text{ou } C_e = \frac{3}{2}P[(L_d - L_q)i_{sd}i_{sq} + M_{fd}i_{sq}i_f] \quad (\text{II. 14})$$

L'expression du mouvement par :

$$\frac{J}{P} \frac{dw_r}{dt} = C_e - C_r - F\Omega \quad (\text{II. 15})$$

II.5.1.Schéma bloc de simulation de la MSRV sans amortisseurs

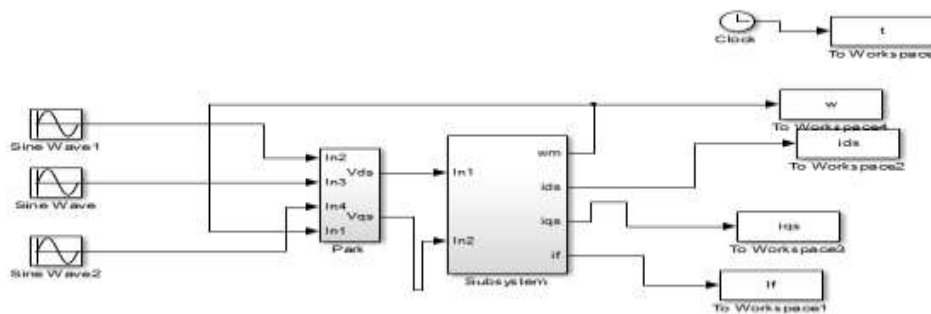


Figure II.4 . Schéma bloc de simulation de la machine synchrone sans amortisseurs

II.5.1.1.Résultat de simulation

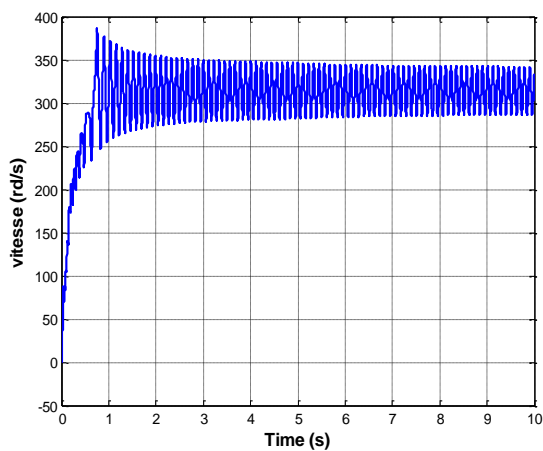


Figure II.5. vitesses (rad/s)

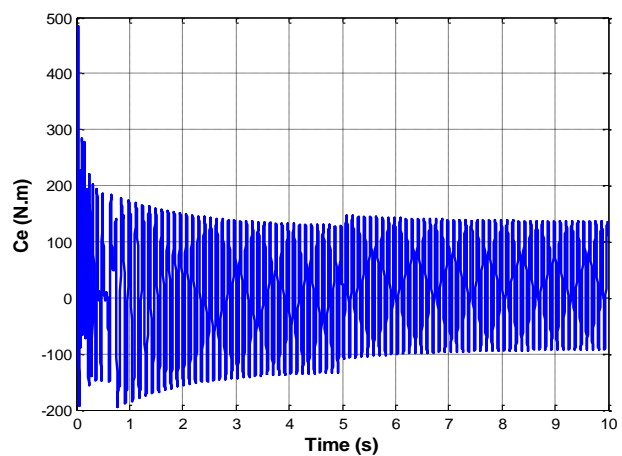


Figure II.6.Couple (N.m)

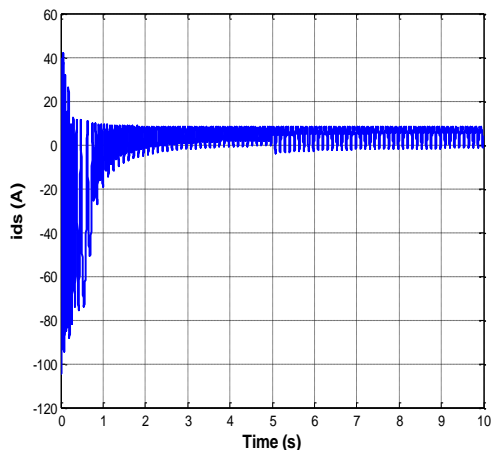


Figure II.7, Courant i_d (A)

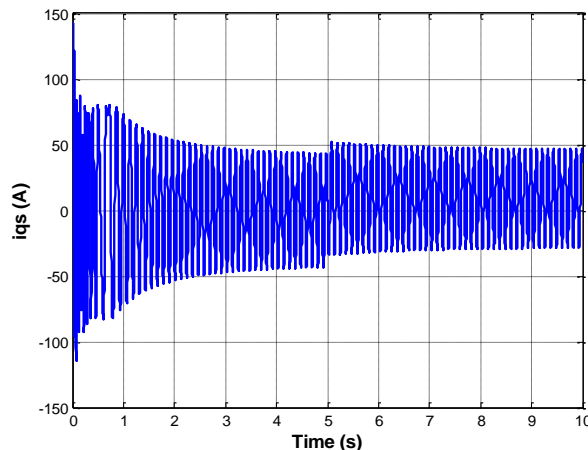


Figure II.8, Courant i_q (A)

II.5.1.2. 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 basses vitesses 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 résistances statorique et d'excitation, de la tension d'excitation, du couple de charge, ainsi que celle du moment d'inertie.

Dans l'intervalle transitoire, les courants i_d et i_q sont très oscillatoires et ils s'annulent des que le moteur atteint la vitesse du synchronisme. Ils réagissent à toute perturbation de la vitesse.

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

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 machine suite à des variations de charges. Ils possèdent la même caractéristique mécanique que celle des machines 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.

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

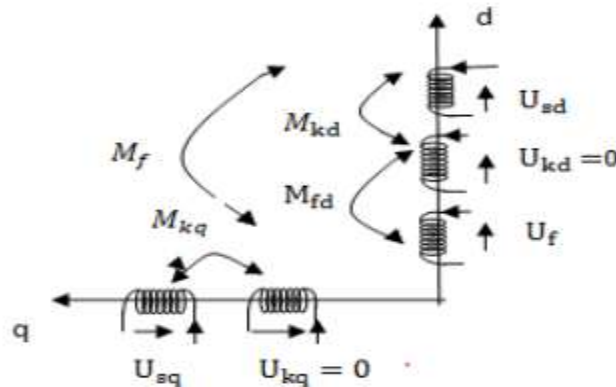


Figure II.9 .modèle de machine synchrone avec amortisseur

Expression des tensions

$$\left\{ \begin{array}{l} U_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\psi_{sd}}{dt} - w_r \psi_{sq} \\ U_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\psi_{sq}}{dt} + w_r \psi_{sd} \\ U_f = R_f i_f + \frac{d\psi_f}{dt} \\ 0 = U_{kd} = R_{kd} i_{kd} + \frac{d\psi_{kd}}{dt} \\ 0 = U_{kq} = R_{kq} i_{kq} + \frac{d\psi_{kq}}{dt} \end{array} \right. \quad (\text{II.16})$$

Expressions de flux:

$$\left\{ \begin{array}{l} \Psi_{sd} = L_d i_{sd} + M_f i_f + M_{kd} i_{kd} \\ \Psi_{sq} = L_q i_{sq} + M_{kq} i_{kq} \\ \Psi_f = L_f i_f + M_{fd} i_{sd} + M_{fd} i_{kd} \quad (\text{II. 17}) \\ \Psi_{kd} = L_{kd} i_{kd} + M_{kd} i_{sd} + M_{fd} i_f \\ \Psi_{kq} = L_{kq} i_{kq} + M_{kq} i_{sq} \end{array} \right.$$

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

$$\begin{bmatrix} U_{sd} \\ U_{sq} \\ U_f \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + sL_s & -L_q w_r & sM_f & sM_{kd} & -w_r M_{kq} \\ L_d w_r & R_s + sL_q & w_r M_f & w_r M_{kd} & sM_{kq} \\ sM_f & 0 & R_f + sL_f & sM_{fd} & 0 \\ sM_{kd} & 0 & sM_{fd} & R_{kd} + sL_{kd} & 0 \\ 0 & sM_{kq} & 0 & 0 & R_{kq} + sL_{kq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_f \\ i_{kd} \\ i_{kq} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 18})$$

Le système d'équation est mis sous la forme :

$$[L] * \frac{d[I]}{dt} = [A][I] + [U] \quad (\text{II. 19})$$

$$\frac{d[I]}{dt} = -[L]^{-1}[A][I] + [L]^{-1}[U] \quad (\text{II. 20})$$

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

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

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

$$[A] = \begin{bmatrix} R_s & w_r L_q & 0 & 0 & -w_r M_{ka} \\ w_r L_d & R_s & w_r L_f & w_r L_{kd} & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_{kd} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_{kq} \end{bmatrix}$$

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

L'expression du couple électromagnétique est :

$$C_e = \frac{3}{2} P (L_d i_{sq} i_{sd} + M_f i_f i_{sq} + M_{kd} i_{kd} i_{sq} - L_q i_{sd} i_{sq} - M_{kq} i_{kq} i_{sd}) \quad (\text{II. 21})$$

Expression du mouvement est :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - F\Omega \quad (\text{II. 22})$$

Avec

$$P \Omega = w_r$$

II.6.1. schéma de simulation d'un MSR V avec amortisseurs

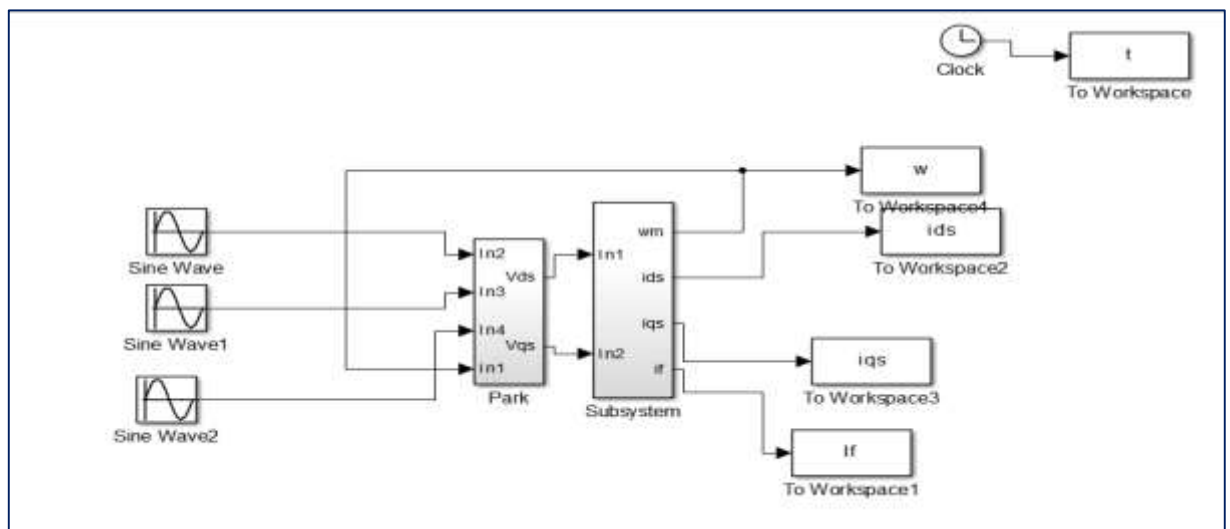


Figure II.10. schéma de simulation d'un moteur synchrone avec amortisseurs

II.6.1.1.Résultat de simulation

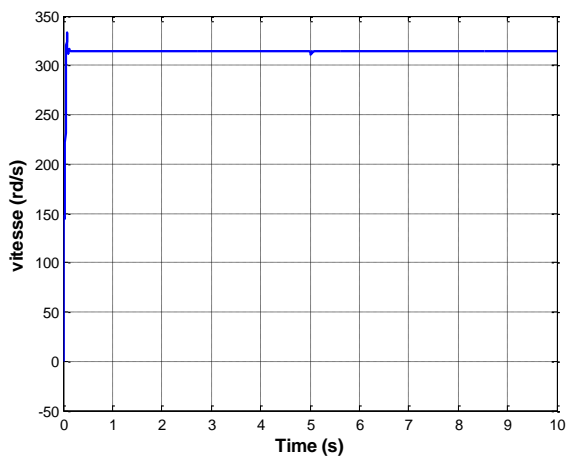


Figure II.11. vitesses(rad/s)

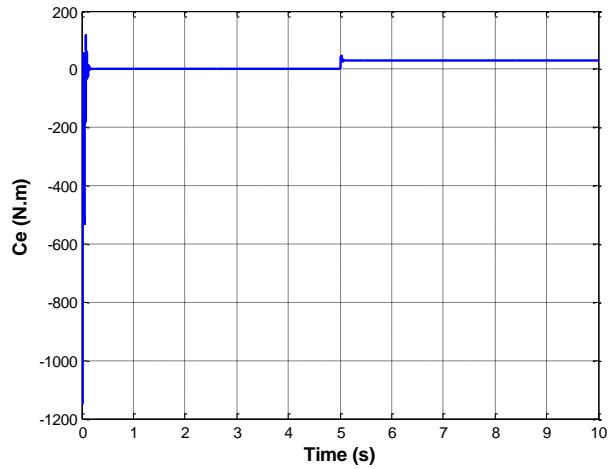


Figure II.12.Couple (N.m)

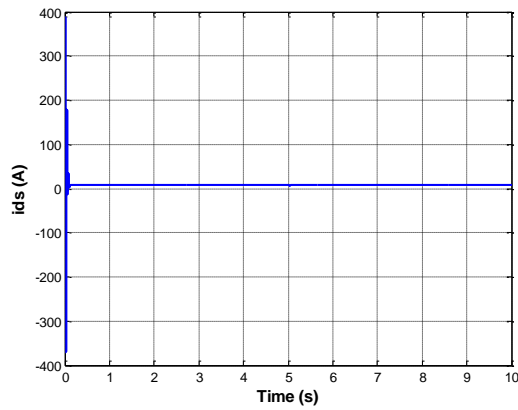


Figure II.13.Courant Id(A)

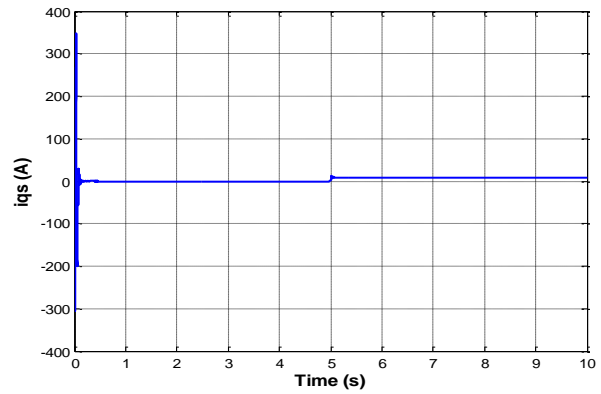


Figure II.14.Courant Iq(A)

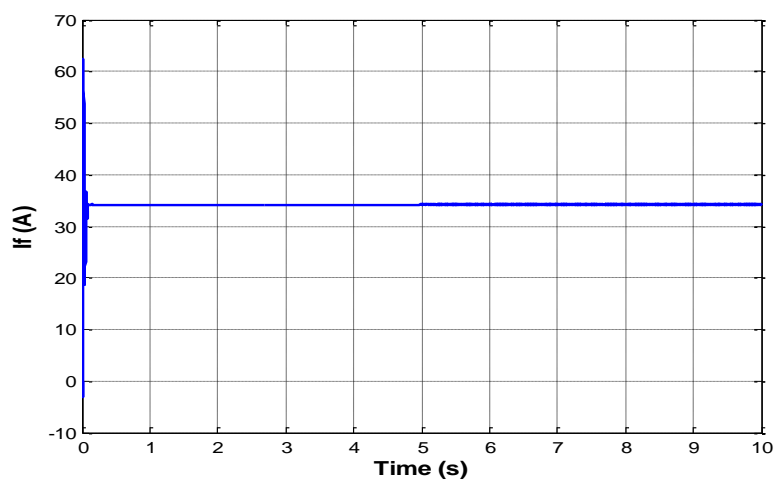


Figure II.15.Courant If(A)

II.6.1.2. Interprétation des résultats de simulation de la machine synchrone avec amortisseurs

A travers les différents résultats de simulation, on note l'absence de vibrations sur les courbes de vitesse et de couple grâce à la présence des amortisseurs.


Pour la courbe $\omega = f(t)$ et $T_c = f(t)$, on observe dans le temps de réponse de $t = 0$ à $t = 1$ s des vibrations, puis elle se stabilise au temps $t = 1$ s à $t = 5$ s et en la période de temps $t = 5$ la vitesse revient à ses solutions naturelles.

Pour la courbe $v = f(t)$ et $I_d = f(t)$ l'émergence d'une vitesse de succession importante avec temps de réponse puis élimination soigneuse des perturbations.

On note également qu'à l'instant $t = 5$ s il y a un changement de vitesse, de couple et de courant (I_d , I_q et I_f) et cela est dû à la présence de la charge.

II.7. Conclusion

Dans ce chapitre on a présenté les modélisations de la machine synchrone à réluctance variable (sans amortisseur et avec amortisseur) puis dans le référentiel de Park, ce qui simplifie les équations et en trouve la simulation de chaque cas des machines.



Chapitre III
Commande vectorielle des machine synchrone à
réductance variable

III.1. Introduction

L'objectif de la commande vectorielle de la MSR_V est d'aboutir à un modèle équivalent à celui d'une machine à courant continu, c-à-d un modèle linéaire et découplé, ce qui permet d'améliorer son comportement dynamique.

L'efficacité du système de contrôle du moteur dépend fortement du modèle mathématique choisi pour ce moteur et de la connaissance exacte de ses paramètres.

Dans le cas des entraînements des machines synchrones à réluctance variable, on adopte le référentiel de Park parce qu'il est très utilisé dans les techniques de contrôle et commande.[1]

III.2.principes de base de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique

La technique de la commande vectorielle est utilisée pour établir un modèle linéaire et transformer la machine synchrone à réluctance variable en une structure équivalente à la machine à courant continu à excitation séparée.[1]

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
- ✓ Le contrôle des grandeurs se fait en amplitude et en phase [11]

- **Inconvénients de la commande vectorielle**

- ✓ Très chère
- ✓ Faible robustesse aux variations paramétriques et en particulier à celles de la constante de temps rotorique[12]

III.4.Structure de commande de la machine alimentée en tension

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

$$V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\psi_{ds}}{dt} - \omega_s \psi_{qs}$$

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\psi_{qs}}{dt} + \omega_s \psi_{ds}$$

III.4.1 Découplage par compensation

Pour séparer V_{ds} et V_{qs} on ajoute($+\omega_s \psi_{qs}^*$ et $-\omega_s \psi_{ds}^*$)

$$V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\psi_{ds}}{dt} - \omega_s \psi_{qs} + \omega_s \psi_{qs}^* \quad (\text{III. 1})$$

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\psi_{qs}}{dt} + \omega_s \psi_{ds} - \omega_s \psi_{ds}^* \quad (\text{III. 2})$$

$$e_q = \omega_s L_q i_s^*$$

$$e_d = -\omega_s L_d i_{ds}^* + M_{fd} i_f$$

A partir des équations (III.1)et (III.2), on trouve.

$$V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\psi_{ds}}{dt}$$

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\psi_{qs}}{dt}$$

Ces équations montrent que V_{sd} et V_{sq} dépendent des courants sur les axes d et q, et nous les séparons pour les rendre indépendants l'un de l'autre afin d'éviter les erreurs.

III.4.2.Couple électromagnétique

$$C_e = \frac{3}{2} P (-\psi_{qs} i_{ds} + \psi_{ds} i_{qs})$$

$$\psi_{ds} = \text{cst} \quad \psi_{qs} = 0$$

$$C_e^* = \frac{3}{2} P \cdot \psi_{ds} i_{qs}$$

$$i_{qs} = \frac{C_e^*}{\frac{3}{2} P \cdot \psi_{ds}}$$

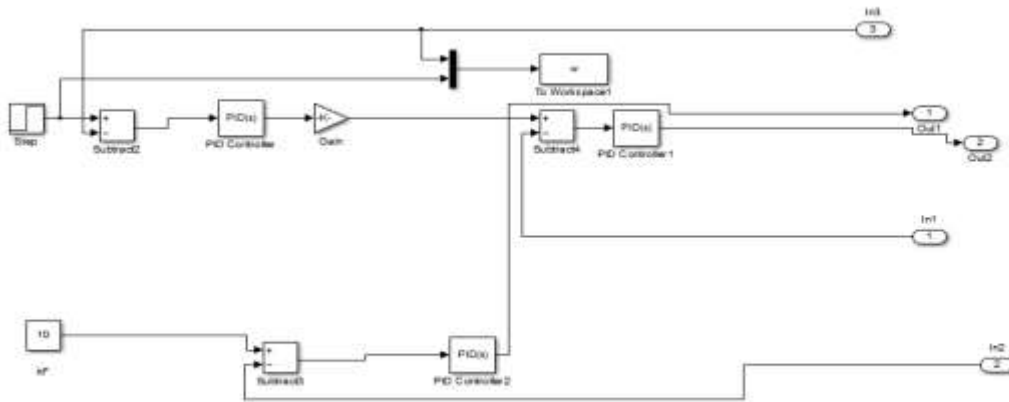


Figure III. 1. Schéma bloc de compensation

III.5.Calcul des régulateurs

L'intégration relative (PI), ont une procédure relative qui ajuste la rapidité avec laquelle le travail intégré travaille à l'éliminer l'erreur constante entre la grandeur réglée et la variable du point de consigne .[12]

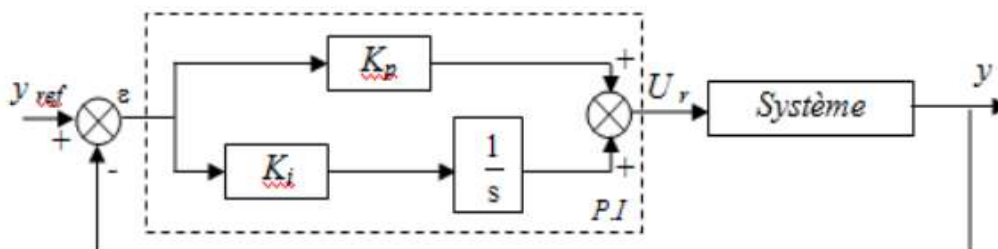


Figure III.2.régulateur pi

$$\text{Soit: } \frac{U(t)}{\varepsilon(t)} = \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right)$$

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.5.1 Régulateur du courant i_q

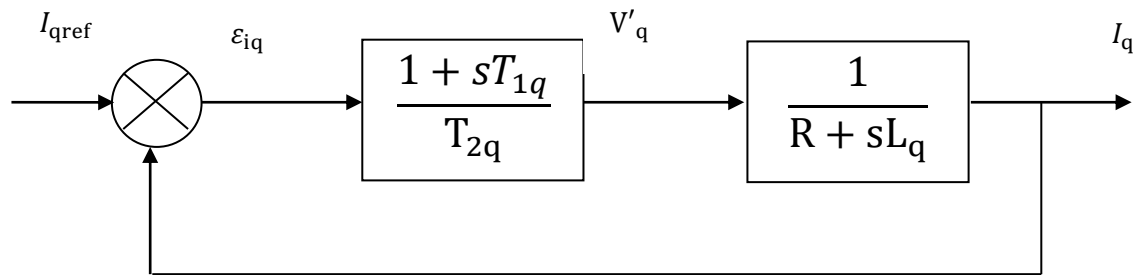


Figure III.3. Boucle de régulateur du courant i_q

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

$$FTBO = \frac{1 + ST_{1q}}{T_{2q} \cdot S(R + sL_q)}$$

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

$$\tau_q = \frac{L_q}{R} = T_{1q}$$

$$FTBO = \frac{1}{sRT_{2q}}$$

En boucle fermée la fonction s'écrit

$$FTBF = \frac{1}{1 + sRT_{2q}}$$

On prend généralement le temps d'établissement pratique suivant

$$t_r = 3 \cdot \tau_q \text{ (Critère de } \pm 5\%)$$

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

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

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

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

III.5.2 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.4.

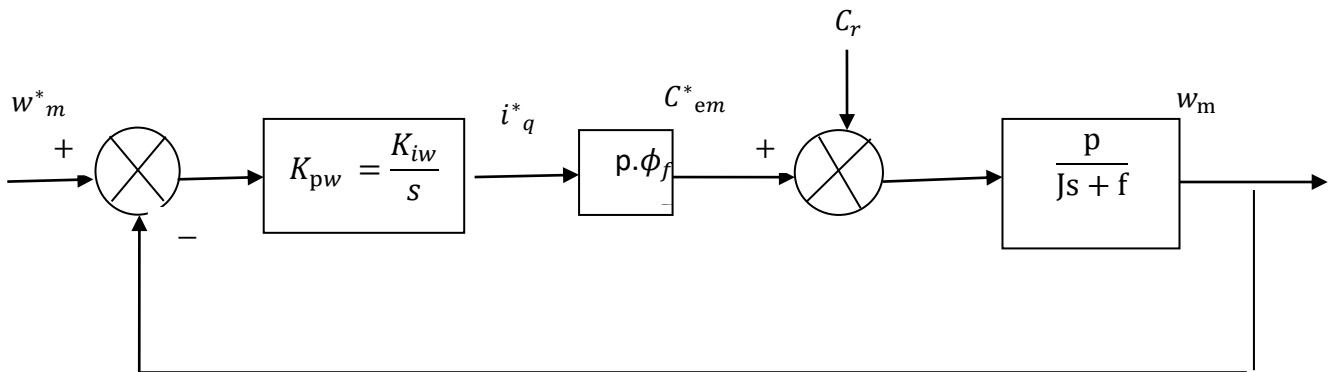


Figure III.4. Boucle de régulation de la vitesse

La fonction de transfert $\frac{w_m}{w^*_m}$ est la suivante

$$\frac{w_m}{w^*_m} = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{\frac{p^2 \phi_f}{J} (K_{pw} s + K_{iw})}{s^2 + \frac{f + p^2 \phi_f K_{pw}}{J} s + \frac{p^2 \phi_f K_{iw}}{J}}$$

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

$$D(s) = s^2 + \frac{f + p^2 \phi_f K_{pw}}{J} s + \frac{p^2 \phi_f K_{iw}}{J}$$

on trouve les paramètres du régulateur :

$$\frac{f + p^2 \phi_f K_{pw}}{J} = 2\xi\omega$$

$$\frac{p^2 \phi_f K_{iw}}{J} = 2\xi\omega^2$$

$$\begin{cases} K_{pw} = \frac{2\xi\omega J - f}{p^2 \phi_f} \\ K_{iw} = \frac{2\xi\omega^2 J}{p^2 \phi_f} \end{cases}$$

III.5.3 Régulateur du couple

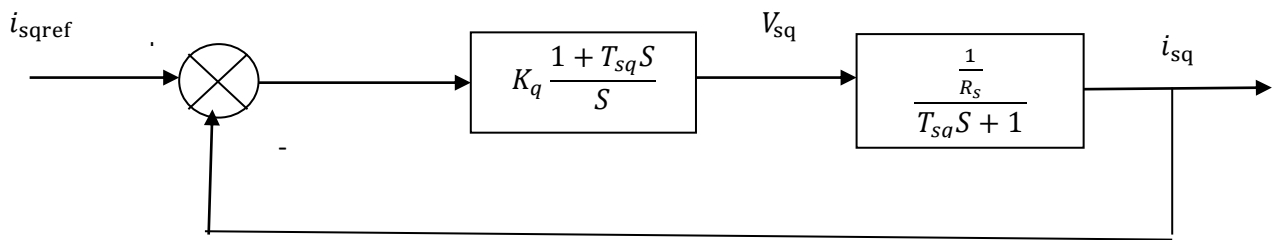


Figure III.5 Régulateur du couple

$$FTBO = K_q \frac{1 + T_{sq}S}{S} * \frac{\frac{1}{R_s}}{T_{sq}S + 1}$$

$$FTBO = \frac{K_q}{R_s S} = \frac{k_q'}{S} = T$$

$$k_q' = \frac{K_q}{R_s}$$

$$FTBF = \frac{1}{1 + \frac{1}{K_q}S} = \frac{1}{1 + \tau_s s}$$

$$\tau_{sq} = \frac{L_{sq}}{R_s}$$

III.6.bloc de command le MSRV avec amortisseur

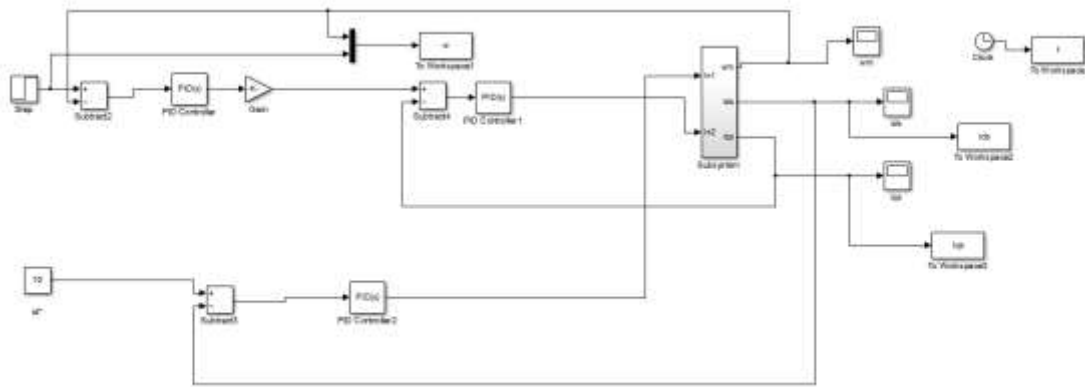


Figure III.6.bloc de command le MSRV avec amortisseur

III.6.1.Résultat de simulation

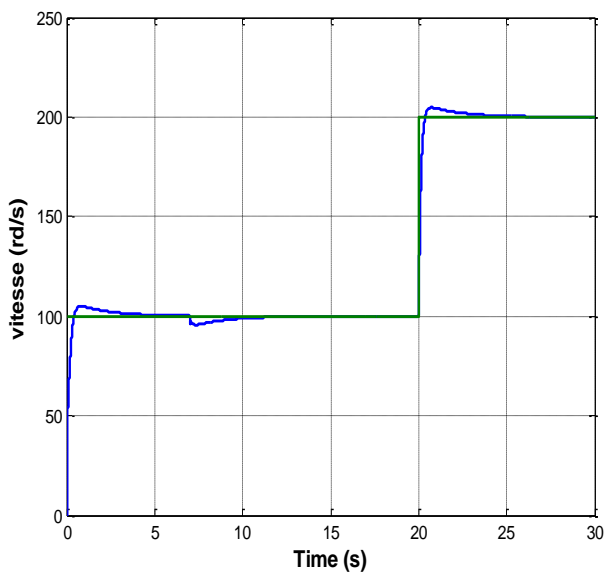


Figure III.7. vitesses(rad/s)

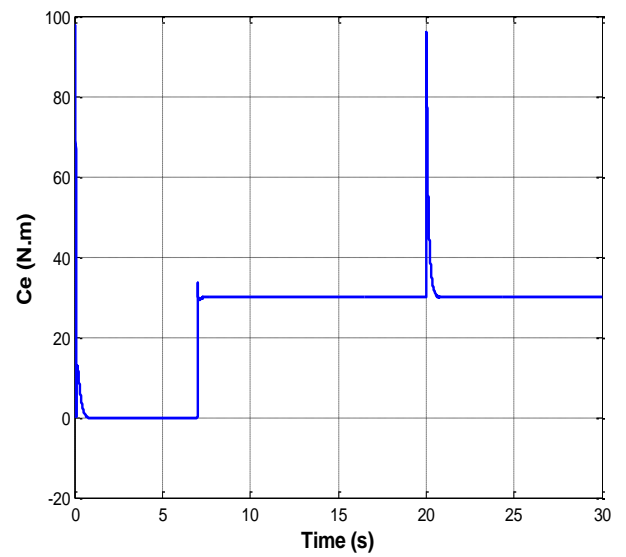


Figure III.8.Couple (N.m)

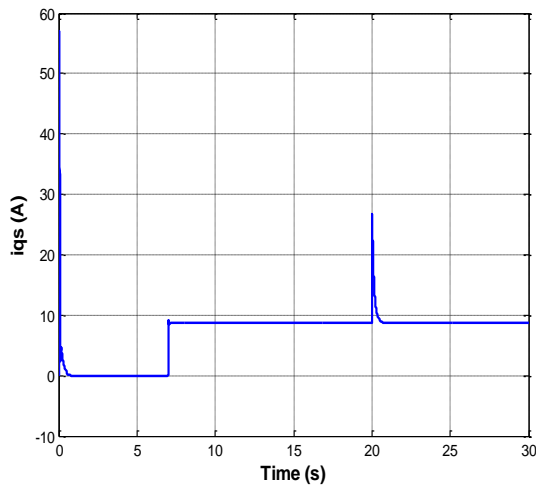


Figure III.9. Courant Iq(A)

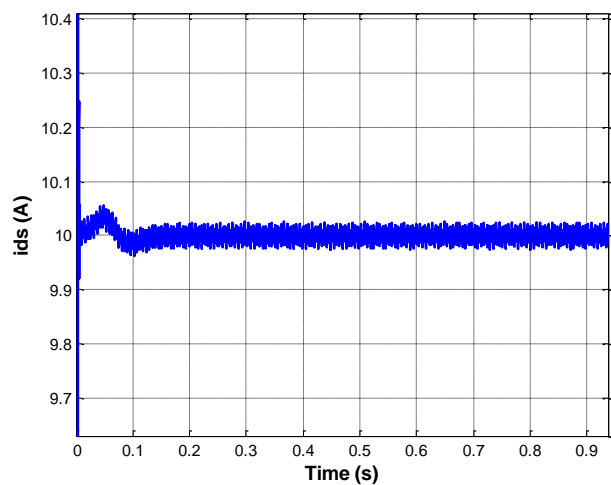


Figure III.10. Courant Id(A)

III.6.1.2. Interprétation de résultat

- la réponse en vitesse avec PI doté d'une réaction montre une réponse douce sans dépassement.
- Le couple a la même forme que le courant Iq. C'est ce qu'on appelle la co-relation $c_e = kI_q$. On note que lorsque la charge est appliquée, à l'instant $t = 1s$ à $t = 7s$ la vitesse diminue et à l'instant $t = 7s$ la vitesse augmente et se stabilise grâce à la commande PI.
- Pour la courbe Id, la vitesse est constante.
- On remarque au début de la courbe de vitesse une augmentation de la vitesse jusqu'à ce qu'elle atteigne 100 rads/s, et on remarque dans le temps $t = 1s$ à $t = 10s$ une diminution de la vitesse et cela est dû à l'application de la charge et ensuite elle se stabilise et à l'instant $t = 20s$ pour atteindre 210 rads/s puis diminue et se stabilise, cela est dû à l'application des charge.

III.7. 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.[11]

Un onduleur de tension est un convertisseur statique qui assure la transformation de la tension d'une source continu en une tension alternative.

Le réglage de la vitesse de la machine se réalise logiquement par action simultanée sur la fréquence et la tension statorique. Par conséquent, pour se donner les moyens de cette action, il faut disposer d'une source d'alimentation capable de délivrer une d'amplitude et de fréquence réglable en valeur instantanée.

L'onduleur de tension est un convertisseur statique constitué de cellules de commutation généralement à transistors ou à thyristors GTO pour les grandes puissances.

Il permet d'imposer à la machine des ondes à amplitude et fréquence variables à partir d'un réseau standard : 220/380V-50Hz .

Le montage onduleur est constitué de six interrupteurs bidirectionnels, chaque interrupteur est constitué d'un transistor (T) et d'une diode (D) montés en tête-bêche figure (III-8). Les couple d'interrupteurs (K_{11}, K_{21}) , (K_{12}, K_{22}) , (K_{13}, K_{23}) sont commandés d'une manière complémentaire, pour assurer la continuité des courants dans les phases statoriques de la machine, et pour éviter de court-circuiter la source .

Les diodes $D_{ij}(ij=1, 2,3)$ sont des diodes à roue libre assurant la protection des transistors.

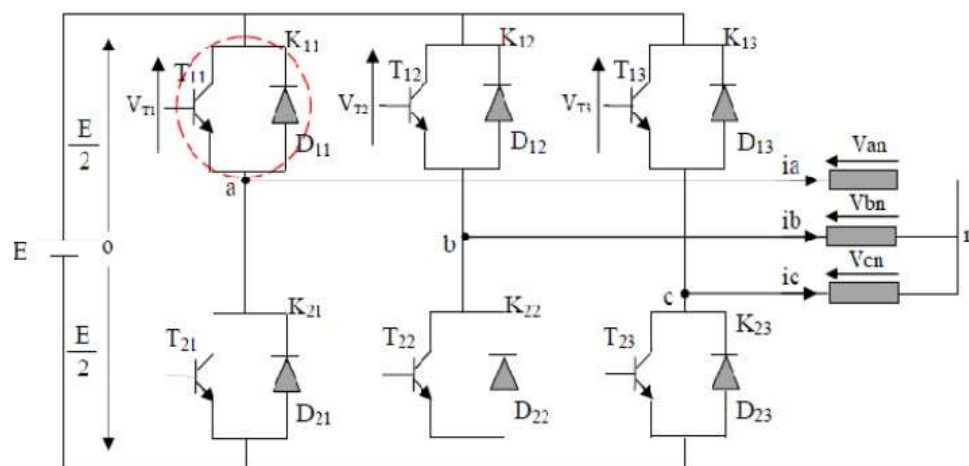


Figure III.11. Onduleur de tension triphasé à deux niveaux.

En mode commandable, le bras est un commutateur à deux positions qui permet d'obtenir à la sortie deux niveaux de tension.

Un bras de l'onduleur est représenté par la figure .III.12.

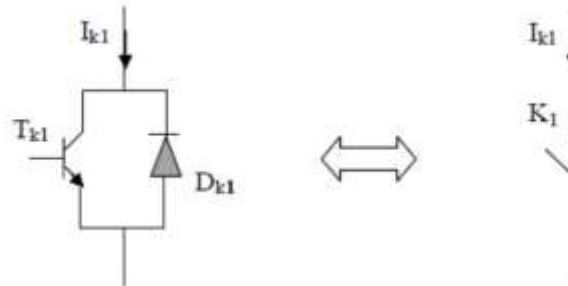


Figure .III.12 .Représentation d'un GTO.

Pour simplifier l'étude et la complexité de la structure de l'onduleur multi niveaux, on supposera que :

- La commutation des interrupteurs est instantanée.
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable.
- La charge triphasée, est équilibrée, couplée en étoile avec un neutre isolé.

Les tensions composées (tensions de ligne) sont données par :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an} - V_{bn} \\ U_{bc} = V_{bn} - V_{cn} \\ U_{ca} = V_{cn} - V_{an} \end{cases} \text{(III-1)}$$

Ou : V_{an}, V_{bn}, V_{cn} sont des tensions simples (tensions de phases).

$$U_{ca} - U_{ab} = V_{cn} - 2V_{an} + V_{bn} \text{(III-2)}$$

En comme le système est triphasé équilibré, on a :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad \text{(III-3)}$$

Ce qui implique que :

$$V_{an} = -(V_{bn} + V_{cn}) \text{(III-4)}$$

On remplace (III-4) dans (III-2) on aura :

$$U_{cn} - U_{ab} = -3V_{an} \text{(III-5)}$$

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

$$V_{an} = \frac{1}{3} (U_{ab} - U_{ca}) \quad (\text{III-6})$$

Donc :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{1}{3} (U_{ab} - U_{ca}) \\ V_{bn} = \frac{1}{3} (U_{bc} - U_{ab}) \\ V_{cn} = \frac{1}{3} (U_{ca} - U_{bc}) \end{cases} (\text{III-7})$$

La tension aux bornes des transistors s'écrit comme suit :

$$V_{T1} = \begin{cases} 0 & \text{si } K_{11} = 1 \text{ (fermé)} \\ E & \text{si } K_{11} = 0 \text{ (ouvert)} \end{cases}$$

$$V_{T2} = \begin{cases} 0 & \text{si } K_{12} = 1 \text{ (fermé)} \\ E & \text{si } K_{12} = 0 \text{ (ouvert)} \end{cases} (\text{III-8})$$

$$V_{T3} = \begin{cases} 0 & \text{si } K_{13} = 1 \text{ (fermé)} \\ E & \text{si } K_{13} = 0 \text{ (ouvert)} \end{cases}$$

On peut écrire donc :

$$V_{T1} = E(1 - K_{11})$$

$$V_{T2} = E(1 - K_{12}) \quad (\text{III-9})$$

$$V_{T3} = E(1 - K_{13})$$

On a :

$$U_{ab} = V_{T2} - V_{T1}$$

$$U_{ca} = V_{T1} - V_{T3} \quad (\text{III-10})$$

On remplace V_{T1} et V_{T2} par leurs valeurs, on aura :

$$U_{ab} = E(K_{11} - K_{12}) \quad (\text{III-11})$$

$$U_{ca} = E(K_{13} - K_{11}) \quad (\text{III-12})$$

On remplace (III-11) et (III-12) dans l'équation (II-33), on obtient :

$$V_{an} = \frac{E}{3}(2K_{11} - K_{12} - K_{13}) \text{ (III-13)}$$

De même, on aura

$$V_{bn} = \frac{E}{3}(-K_{11} + 2K_{12} - K_{13})$$

$$V_{cn} = \frac{E}{3}(-K_{11} - K_{12} + 2K_{13}) \text{ (III-14)}$$

Donc on a le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{E}{3}(2K_{11} - K_{12} - K_{13}) \\ V_{bn} = \frac{E}{3}(-K_{11} + 2K_{12} - K_{13}) \\ V_{cn} = \frac{E}{3}(-K_{11} - K_{12} + 2K_{13}) \end{cases} \text{ (III-15)}$$

L'équation (III-15) peut être réécrite sous forme matricielle comme suit :

$$\begin{pmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{pmatrix} = E/3 \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} K_{11} \\ K_{12} \\ K_{13} \end{pmatrix} \text{ (III-16)}$$

III.8.Stratégie de commande de l'onduleur

La commande de l'onduleur par MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion) permet de produire à partir d'une source à fréquence et à tension fixes, des tensions alternatives variables en amplitude et en fréquence, avec un faible taux d'harmonique.

Pour notre étude nous appliquons la stratégie de commande par MLI sinus-triangle.

III.9.Commande par modulation sinus-triangle

La MLI sinus-triangle est réalisée par comparaison d'une onde modulante basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire.

Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante.

La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse .

Le schéma de principe de cette technique est donné par la figure (III-13).

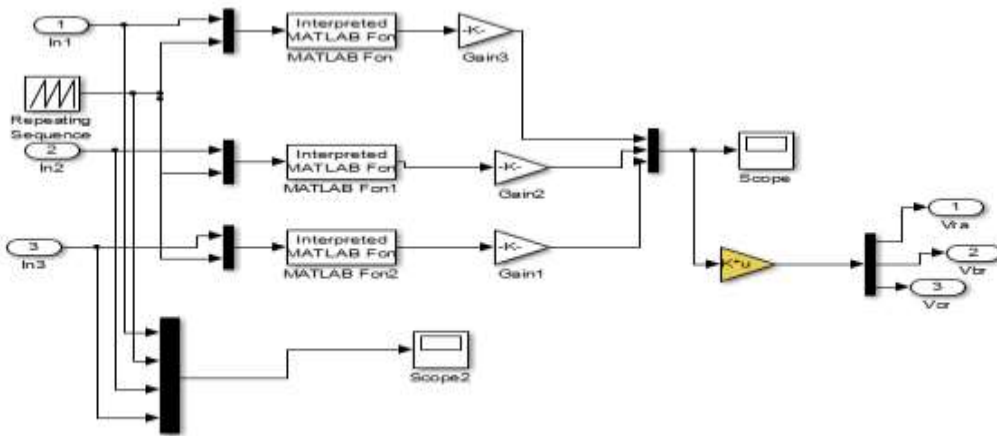


Figure III.13. Modèle Simulink de la commande MLI .

$$\begin{pmatrix} V_{sa1} \\ V_{sb1} \\ V_{sc1} \end{pmatrix} = E/3 \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \end{pmatrix} \text{ (III-17)}$$

Et

$$\begin{pmatrix} V_{sa2} \\ V_{sb2} \\ V_{sc2} \end{pmatrix} = E/3 \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} f_4 \\ f_5 \\ f_6 \end{pmatrix} \text{ (III-18)}$$

Les tensions de références sinusoïdales sont exprimées par :

-Pour la première étoile et la seconde étoile :

$$\begin{cases} V_{sa1ref} = \sqrt{2} V_s \sin(\omega_s t) \\ V_{sb1ref} = \sqrt{2} V_s \sin(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{sc1ref} = \sqrt{2} V_s \sin(\omega_s t - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \text{ (III-19)}$$

Et

$$\begin{cases} V_{sa2ref} = \sqrt{2} V_s \sin(\omega_s t - \alpha) \\ V_{sb2ref} = \sqrt{2} V_s \sin(\omega_s t - \frac{2\pi}{3} - \alpha) \\ V_{sc2ref} = \sqrt{2} V_s \sin(\omega_s t - \frac{4\pi}{3} - \alpha) \end{cases} \quad \text{(III-20)}$$

Avec : $\alpha = \pi/6$

L'équation de la porteuse triangulaire est exprimée par :

$$V_p(t) = \begin{cases} V_{pm} \left[4 \left(\frac{t}{T_p} \right) - 1 \right] & \text{si } 0 \leq t \leq T_p/2 \\ V_{pm} \left[-4 \left(\frac{t}{T_p} \right) + 3 \right] & \text{si } T_p/2 \leq t \leq T_p \end{cases} \quad \text{(III-21)}$$

Cette technique est caractérisée par les deux paramètres suivants :

- 1- L'indice de modulation m égal au rapport de la fréquence de modulation (f_p) sur la fréquence de référence (f), ($m = f_p/f$).
- 2- Le coefficient de réglage en tension r égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence (V_m) à la valeur crete de l'onde de modulation (V_{pm}), ($r = V_m/V_{pm}$).

Les instants des impulsions des bases des transistors sont déterminés selon l'algorithme suivant :

Pour l'onduleur N°1

$$\begin{aligned} \text{Si } V_{sa1ref} \geq V_p(t) & f1 = 1 \text{ si non } f1 = 0 \\ \text{Si } V_{sb1ref} \geq V_p(t) & f2 = 1 \text{ si non } f2 = 0 \\ \text{Si } V_{sc1ref} \geq V_p(t) & f3 = 1 \text{ si non } f3 = 0 \end{aligned} \quad \text{(III-22)}$$

Pour l'onduleur N°2

$$\begin{aligned} \text{Si } V_{sa2ref} \geq V_p(t) & f4 = 1 \text{ si non } f4 = 0 \\ \text{Si } V_{sb2ref} \geq V_p(t) & f5 = 1 \text{ si non } f5 = 0 \\ \text{Si } V_{sc2ref} \geq V_p(t) & f6 = 1 \text{ si non } f6 = 0 \end{aligned} \quad \text{(III-23)}$$

III.10. schéma de simulation de la MSR/V

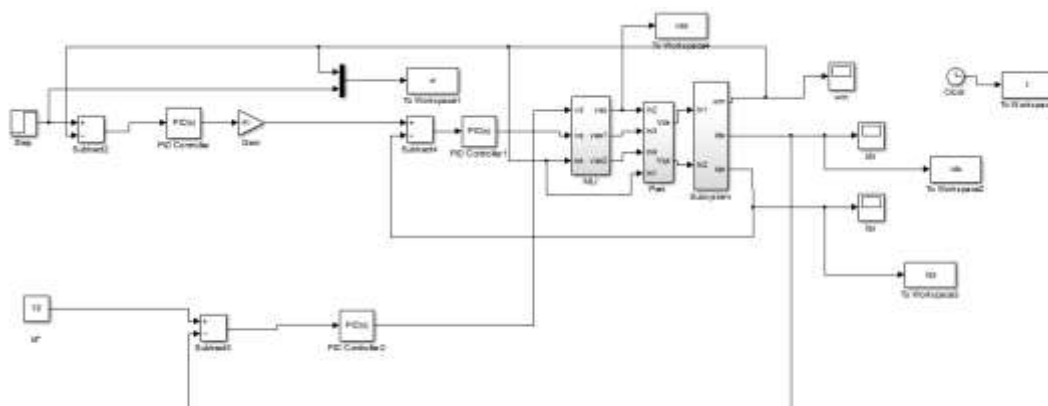


Figure III.14. Schéma de simulation de la MSR/V avec amortisseur

III.10.1. Résultat de simulation

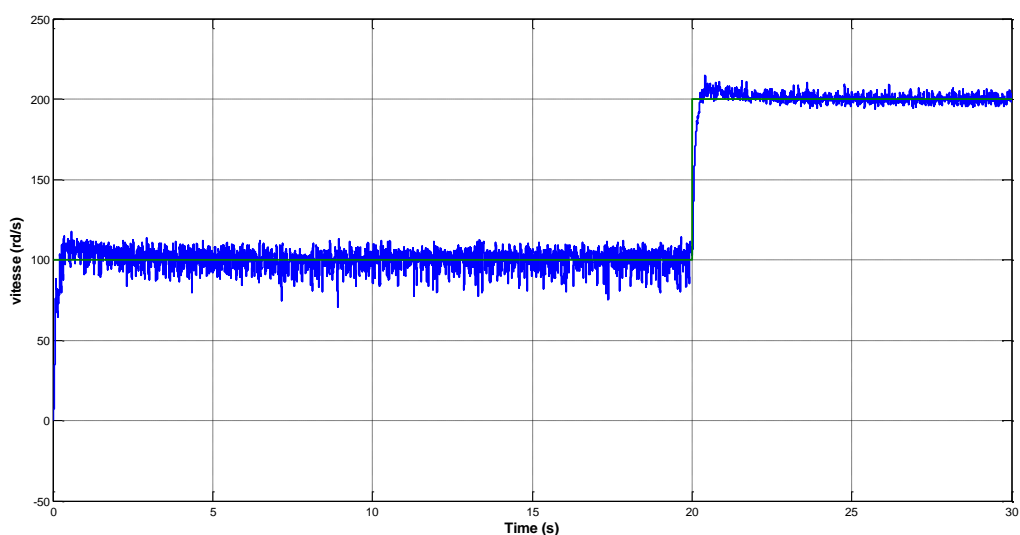


Figure III.15. vitesses(rad/s)

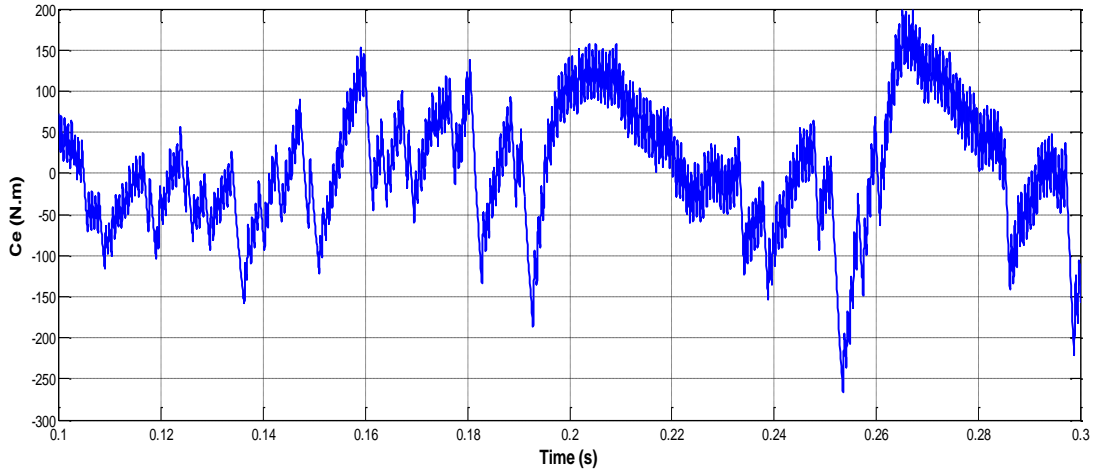


Figure III.16.Couple(N.m)

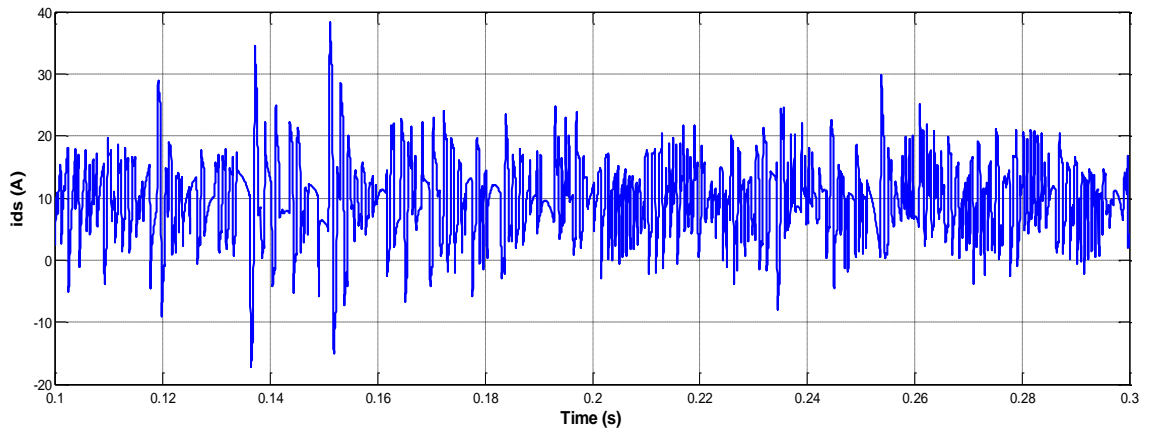


Figure III.17.Courant Id(A)

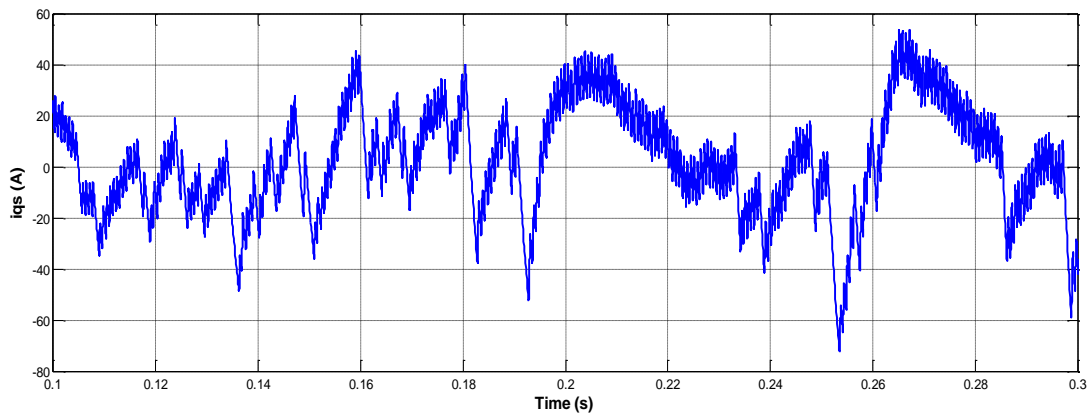


Figure III.18.Courant Iq(A)

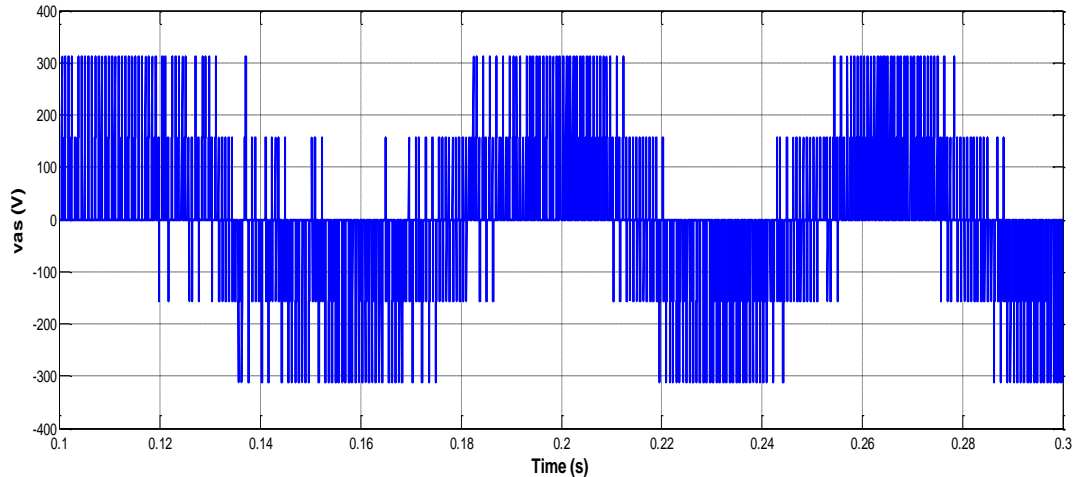


Figure III.19.tension de l'onduleur (v)

III.10.1.2. Interprétation de résultat

- La figure (vas), montre que l'onde de courant statorique est assez proche de la forme sinusoïdale, d'où l'intérêt de la technique de modulation MLI,
- Pour la courbe $V(\text{vitesse}) = f(t)$, on constate une augmentation de la vitesse dans un premier temps jusqu'à ce que la vitesse atteigne 100 rad/s puis se stabilise avec la présence d'ondulations dues à la présence de GTO. Au temps $t=20\text{s}$, la vitesse augmente jusqu'à atteindre 200rad/s, après elle se stabilise et la réponse est rapide sans dépassements dus à l'unité de contrôle PI.
- Sur la courbe $c_e = f(t)$ et $I_q = f(t)$, on voit une augmentation de la vitesse et l'apparition d'ondulations et cela est dû aux bobinages de la machine sinusoïdale.
- Pour la courbe I_d , on note qu'elle s'établit avec une valeur de référence constante.

III.11.Comparaison

Dans notre étude des machines synchrones à réductance variable dans le cas normal, nous remarquons que les courbes de vitesse et de couple présentent des vibrations et en ajoutant des amortisseurs la turbulence a été supprimée. Là où les amortisseurs fonctionnent pour résister aux vibrations causées par des changements brusques.

Dans le troisième quadrant, MSRv a été étudié en présence d'amortisseurs, et les résultats ont montré que I_q et I_d ont la même forme, c'est-à-dire qu'ils fonctionnent ensemble et lors de l'ajout de la commande vectorielle où vous séparez I_q et I_d par un paramètre $c_e = kI_q$ et l'ajout de l'inverseur, les résultats nous montrent l'apparition de quelques vibrations, et cela est dû à la présence de GTO, qui affecte la vitesse de la machine en réduisant le temps de fermeture et d'ouverture $t = 0,0001\text{s}$.

III.12. Conclusion

Cette étude a permis d'appliquer la conception d'une régulation de vitesse du MSR_V par le principe de la commande vectorielle.

L'application de la commande vectorielle à la MSR_V nous a permis non seulement de simplifier le modèle de la machine mais aussi d'améliorer ces performances dynamique et statique, le développement de la commande vectorielle permet d'atteindre un découplage entre les axes "d" et "q" ce qui rend la MSR_V similaire à la machine à courant continu. Le réglage de la vitesse par la commande vectorielle avec un régulateur classique (PI) nous a permis aussi d'obtenir des performances dynamiques satisfaisantes.

Puisque les correcteurs classiques sont dimensionnés à partir des paramètres de la machine. Si ces derniers varient dans une large plage de fonctionnement, les performances sont détériorées, alors il est préférable de voir d'autres techniques de réglage.

Conclusion générale

Le travail présenté dans le cadre de ce mémoire concerne la commande vectorielle d'une machine synchrone à réluctance variable alimentée en tension avec un onduleur MLI triphasé.

Dans le premier chapitre, des généralités sur la machine synchrone à réluctance variable et les différentes structures du rotor sont présentées.

Dans le deuxième chapitre, on a présenté les modélisations de la machine synchrone à réluctance variable avec et sans amortisseurs.

Finalement, la commande vectorielle est abordée au troisième chapitre et on a réglé le 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.

Références

- [1] (Serhoud Hicham) Contribution à l'étude de la machine synchrone à réluctance variable. [Magister en Electrotechnique ' 01/07/2009 ' Université de Batna]
- [2] (Phuoc Hoa TRUONG)Optimisation des performances de la machine synchrone à réluctance variable: approches par la conception et par la commande.. [thèse de doctorat ' 16 Juin 2016 ' l'Université de Haute-Alsace]
- [3] (Guilherme BUENO MARIANI) Machine synchrone à réluctance – Modèles équivalents à réseau de réluctances pour la simulation et l'optimisation.. [thèse de doctorat ' 29 mars 2016 ' L'UNIVERSITÉ GRENOBLE ALPES]
- [4] (LARBI CHEIKH) Commande hybride (classique et intelligente) d'une MRV [Magister ' UNIVERSITE DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE D'ORAN ']
- [5] (BIRAME M'hamed) COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE D'UN MOTEUR A RELUCTANCE VARIABLE PAR L'UTILISATION DES TECHNIQUES DE L'INTELLIGENCE ARTIFICIELLE [Magister ' 22/10/2015 ' l'Université de Batna Maître Assistant A, Université de Laghouat]
- [6] (Teodor Wisniewski) Modélisation non-linéaire des machines synchrones pour l'analyse en régimes transitoires et les études de stabilité [doctorale ' 12 Feb 2019 ' l'Université Paris-Saclay préparée à CentraleSupélec].
- [7] (Idja Fatma et Djaroun Lynda) Etude et dimensionnement de machines synchrones à pôles lisses et à pôles saillants 35 kVA [Master ' Université de Mouloud Mammeri de TIZI-OUZOU]
- [8]Ouledali .O « Commande directe du couple d'un moteur synchrone à aimant permanent sans capteur mécanique » Mémoire de magister Ecole polytechniques d'Oran (Ex- ENSET) 2009.
- [9]Abdessemed.R et kadjoudj.M « Modélisation des machines électriques » Ellipse édition Batna Universitypressallrightreserved .
- [10]Abdessemed.R « Modélisation et simulation des machines électriques » Ellipses édition marketing S.A . Paris 2011.
- [11]Boudjema .A « Commande vectorielle de la machine synchrone à aimant permanents MSAP» Mémoire de master université Mohamed Khider Biskra 2014.

[12] (CHADD khayra et AMIROUCHE Kelthoum) Modélisation et commande des machines synchrones à Inducteur [MASTER EN ELECTROTECHNIQUE ' 24 /05/2017 ' UNIVERSITE d'ADRAR.

[13] Pierre.M « électrotechnique » Aide mémoire Paris 2006.

[14] (Abderazak HADDAD et Meriama AMERANE) Etude de la stabilité d'une machine synchrone reliée à un réseau de puissance infinie [MASTER ' 28 Septembre 2014 ' UNIVERSITE MOULOUD MAMMERI DE TIZI-OUZOU]

[15] (Walid Hachefi) Contribution à l'amélioration des performances statiques et dynamiques du moteur à aimants permanents [Doctorat LMD ' 01/03/2022' Université Larbi Ben M'hidi – Oum El Bouaghi]

ANNEXE

Paramètre de la machine synchrone a réluctance variable

Les paramètre de la machine synchrone a réluctance variable utilisés dans la simulation sont :

paramètre MSR_V sans amortisseur

```
rs=0.2498;  
rf=6.433;ld=0.029852;lq=0.01487;lf=0.030888;mfd=0.028895;p=2;J=0.15  
R=[rs 0 0;0 rs 0;0 0 rf]  
L=[ld 0 mfd;0 lq 0;mfd 0 lf]  
A=[0 -lq 0;ld 0 mfd;0 0 0]
```

paramètre MSR_V avec amortisseur

```
rs=0.2498;rf=6.433;rkd=0.45747;rkq=0.41637;ld=0.029852;lq=0.01487;lf=0.030888;l  
kd=0.030981;lkq=0.015882;mfd=0.028895;mkd=0.028895;  
mkq=0.013813;mfk=0.028895;p=2;J=0.15
```

```
Lm=mfd  
R=[rs 0 0 0 0  
  0 rs 0 0 0  
  0 0 rf 0 0  
  0 0 0 rkd 0  
  0 0 0 0 rkq]  
L=[ld 0 mfd mkd 0  
  0 lq 0 0 mkq  
  mfd 0 lf mfk 0  
  mkd 0 mfk lkd 0  
  0 mkq 0 0 lkq]  
A=[0 -lq 0 0 -mkq  
  ld 0 mfd mkd 0  
  0 0 0 0  
  0 0 0 0  
  0 0 0 0]
```

paramètre de command la MSR_V avec amortisseur

```
rs=0.2498;rf=6.433;rkd=0.45747;rkq=0.41637;ld=0.029852;lq=0.01487;lf=0.030888;l  
kd=0.030981;lkq=0.015882;mfd=0.028895;mkd=0.028895;  
mkq=0.013813;mfk=0.028895;p=2;J=0.15
```

```
Lm=mfd  
R=[rs 0 0 0 0  
  0 rs 0 0 0  
  0 0 rf 0 0  
  0 0 0 rkd 0  
  0 0 0 0 rkq]
```

```

L=[ld 0 mfd mkd 0
  0 lq 0 0 mkq
  mfd 0 lf mfk 0
  mkd 0 mfk lkd 0
  0 mkq 0 0 lkq]
A=[0 -lq 0 0 -mkq
  ld 0 mfd mkd 0
  0 0 0 0
  0 0 0 0
  0 0 0 0]

```

```

sigma = 1-(mfd^2)/(ld*lf);
roq=560.50;row=0.85; %400 and 16
Ki1 = 2*sigma*ld*roq^2;
Kp1 =(2*roq*sigma*ld)-rs;

Ki2 = Ki1/173; Kp2 = Kp1/173;

Kiw = 2*J*row^2/p;
Kpw =(2*row*J)/p;

```

Différents blocs Simulink utilisés dans ce travail

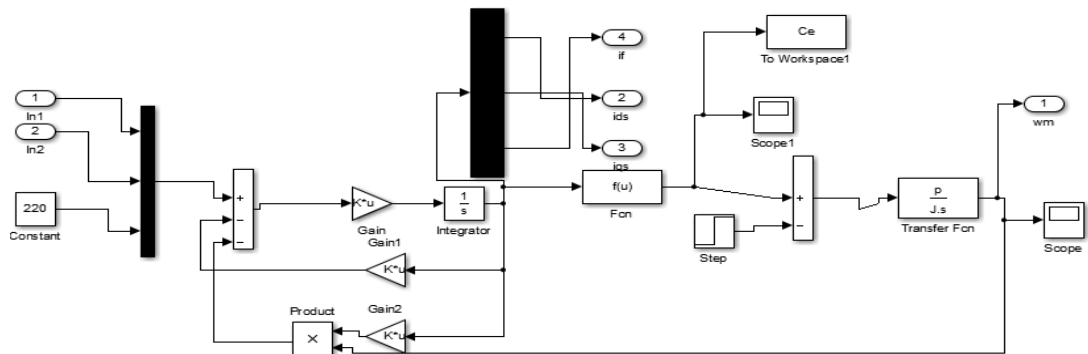


Schéma bloc de MSR_V sans amortisseurs

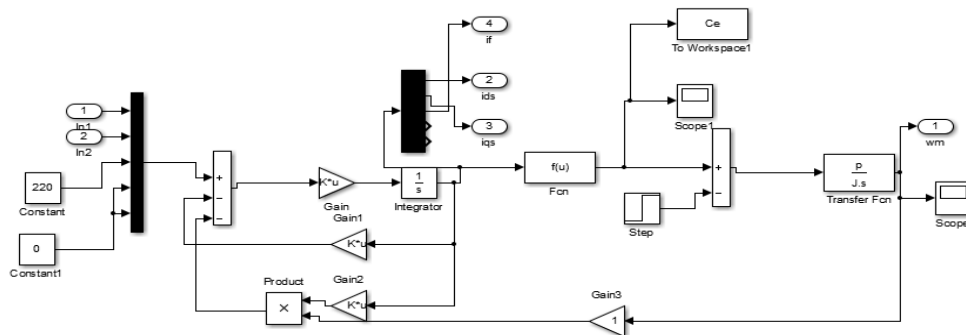
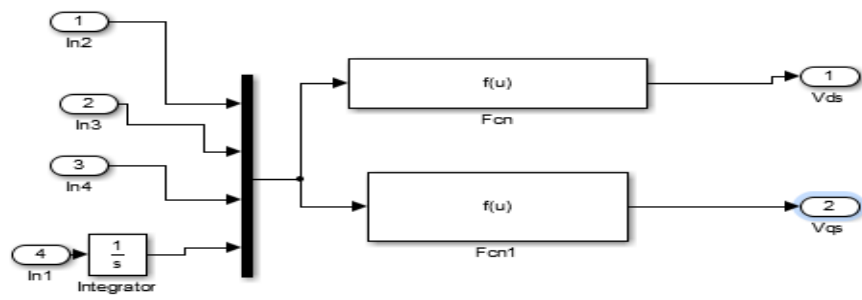


Schéma bloc de MSR_V avec amortisseurs



transformation de Park

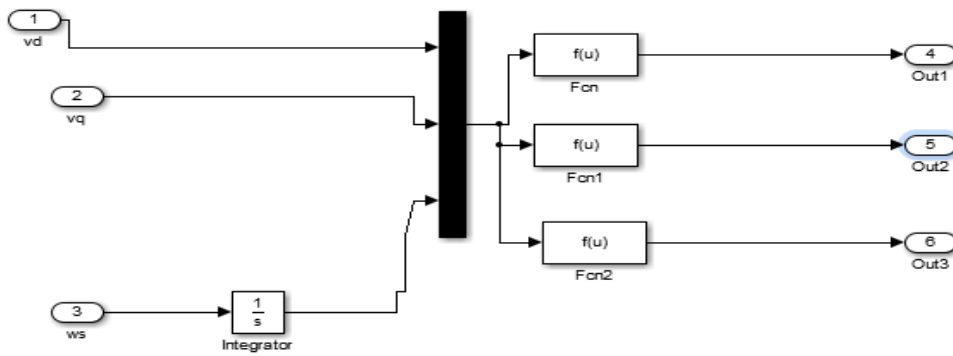


Schéma bloc de l'onduleur

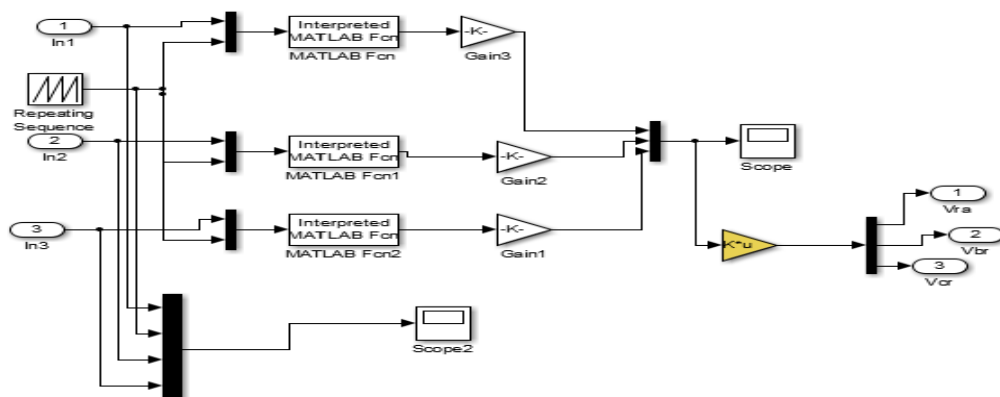
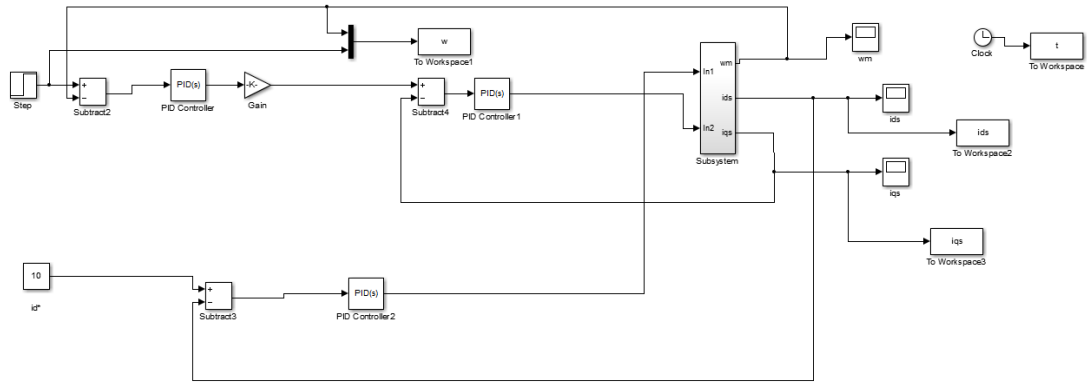


Schéma bloc de la commande MLI



bloc de command le MSRv avec amortisseur

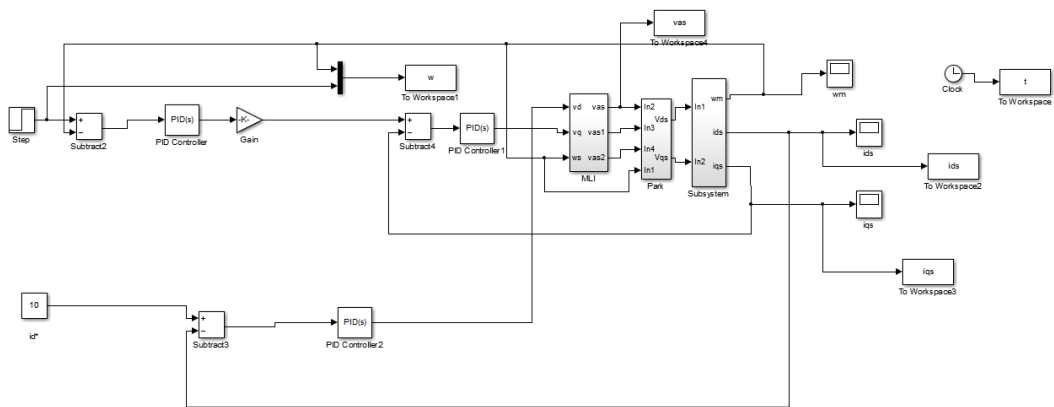


schéma de simulation de la MSRv avec amortisseur

Résumé

Les machines électriques ont acquis un intérêt énorme de la part des chercheurs, car leurs avantages sont incontestables de par leurs aptitudes à s'adapter à tout environnement et à leurs rendements efficaces, dépassant ainsi d'autres actionneurs non électriques.

D'autre part, il est possible de contrôler cette machine par des différentes techniques classiques et modernes. Parmi ces techniques, nous nous sommes intéressés à la commande vectorielle directe à flux orienté.

Ce travail présente une méthode de contrôle de la vitesse de la machine synchrone à réluctance variable (MSRV) en utilisant la commande vectorielle directe à flux orienté.

Les résultats de la simulation obtenus de cette commande étudiée montrent une bonne performance vis à vis la poursuite, ainsi que le changement de consigne de vitesse.

Mots clés: Machine synchrone, réluctance variable, Commande vectorielle direct, Vitesse mécanique.

ملخص

اكتسبت الآلات الكهربائية اهتماما كبيرا من الباحثين ، لأن مزاياها لا جدال فيها في قدرتها على التكيف مع أي بيئة وعوائدها الفعالة ، وبالتالي تجاوزت المحركات الأخرى غير الكهربائية. من ناحية أخرى ، من الممكن التحكم في هذه الآلة من خلال تقنيات كلاسيكية وحديثة مختلفة. من بين هذه التقنيات ، نحن مهتمون بالتحكم الشعاعي للتدفق المباشر. يقدم هذا العمل طريقة للتحكم في سرعة آلة الممانعة المتغيرة المتزامنة (MSRV) باستخدام التحكم المتجه المباشر. تظهر نتائج المحاكاة التي تم الحصول عليها الأداء الجيد فيما يتعلق بالتنبع ، بالإضافة إلى تغيير نقطة ضبط السرعة .

الكلمات المفتاحية: آلة متزامنة ، ممانعة متغيرة ، تحكم الشعاعي المباشر ، سرعة ميكانيكية.