

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Ecole Nationale Polytechnique

Département d'Electrotechnique



Mémoire de projet de fin d'études pour l'obtention du diplôme :

Ingénieur d'état en électrotechnique

Intitulé :

Commande d'une Machine à Réluctance Variable à Double Saillance utilisée pour la traction d'un véhicule électrique

Etabli par :

BENLAMINE Raouf

MIRA Mohamed Amine

Proposé et dirigé par :

D^r H.SAHRAOUI, Docteur à l'ENP

P^r MO.MAHMOUDI, Professeur à l'ENP

Promotion juin 2010

ENP- 10, Avenue Hassen Badi, 16200 El Harrach, Alger

التلوث البيئي والضجيج الناتج عن السيارات ذات المحركات الحرارية أدت بالسلطات العمومية وأكبر منتج للسيارات لإعادة بعث الأبحاث لفائدة السيارات الكهربائية.

لهذا الصدد، دراستنا تمحورت حول تصميم آلة ذات المقاومة المغناطيسية المتغيرة ثنائية المسننات وكذا تصميم آلية التحكم فيها لهدف إستعمالها كمحرك لسيارة كهربائية.

إن اختيار هذا النوع من الآلات لم يكن ممكنا إلا بعد تطور إلكترونيك القدرة وتقنيات التحكم.

إن الطبيعة المتموجة بالعزم الذي تولده هذه الآلة تستدعي تقنيات مناسبة لهذا النوع من الإستعمال.

خلال هذه الدراسة قمنا بتمثيل للآلة المستعملة من قبل في إطار إنجاز آخر الدراسة بعد تصميمها في SIMPLORER. هذا التصميم تحققنا من صحته من خلال وضع تصميم تحليلي للآلة. بعد ذلك قمنا بدراسة استجابة الآلة لكل المتغيرات وتم ضبط زاوية التحكم التي تمنح أقل التموجات.

في النهاية قمنا بالتحكم في الآلة عن طريق التحكم في العزم الإلكترومغناطيسي و السرعة

الكلمات المفتاحية : الآلة ذات المقاومة المغناطيسية المتغيرة وثنائية المسننات، النمذجة، التحكم، simplorer

Résumé

La pollution atmosphérique et la nuisance sonore qui résultent des véhicules thermiques, poussent les pouvoirs publics et les grands constructeurs automobiles à relancer les recherches et le développement en faveur du véhicule électrique. A cet effet, notre présent travail consiste à étudier et élaborer la commande de la machine à réluctance variable à double saillance (MRVDS) ou bien SRM (Switched Reluctance Machine) en vue d'une application en moteur pour un véhicule électrique. Cette machine présente d'innombrables avantages d'économie et de robustesse qui l'ont rendue attractive, surtout avec le développement de l'électronique de puissance et des techniques de commande. Toutefois, la nature ondulée du couple électromagnétique produit par cette machine restreint considérablement son application dans le milieu industriel. Notre projet s'est porté sur l'analyse des performances d'une SRM déjà utilisée au sein de l'ENP pour un projet de fin d'études. Nous avons opté pour le logiciel Simplorer afin de modéliser cette machine. Notre modèle sera validé analytiquement. Par la suite, nous avons élaboré un schéma de commande du couple électromagnétique et de la vitesse.

Mots clés : SRM, véhicule électrique, Simplorer, modélisation, simulation, commande.

Abstract

Air and noise pollution resulting from thermal vehicles, encourage the government and automotive manufacturers to boost research and development for electric vehicles. In this fact, our present work consists to study and elaborate the command of a Switched Reluctance Machine (SRM) for an application as an electric vehicle motor. But the choice of this machine was only possible after the development of power electronics and control technologies, despite its low cost and robustness. However the torque-ripple of the machine is important, consequently the machine is subject of a particular treatment for this type of applications. Our study consists to simulate a machine already used in ENP for a graduate project. Therefore, we baptized a model with the software Simplorer. We validated our model with an analytical one. Subsequently, we analyzed the performances of the drive system (converter-machine) to find the optimal parameters for developing a torque command at low speeds, and speed command at high speeds.

Key words: SRM, electric vehicle, Simplorer, modeling, simulation, Control.

Remerciements

Nous tenons à remercier nos encadreurs : M^{me} H. SAHRAOUI, Docteur à l'ENP et M^f MO. MAHMOUDI, Professeur à l'ENP, pour nous avoir donné la chance et l'opportunité de découvrir et d'étudier la SRM ainsi que le domaine de la traction électrique. Nous tenons tout particulièrement à leur exprimer notre profonde gratitude et reconnaissance pour leur continuelle disponibilité et leur grande générosité.

Nous adressons nos vifs remerciements aux membres du jury pour l'honneur qu'ils nous font en acceptant d'examiner notre travail.

Nous tenons également à présenter notre profonde reconnaissance à tous les enseignants de l'ENP qui ont contribué à notre formation.

Dédicace

Je dédie ce travail à mes chers parents Hamoud et Mabrouka, qui ont été présents à mes côtés durant toutes les épreuves que j'ai eu à passer tout au long de ma vie. Ce sont mes premiers professeurs et conseillers.

Je le dédie également à mon grand oncle Brahim à qui je porte une grande estime et admiration.

Je le dédie aussi à ma grand-mère. Son plus grand souhait est de vivre aussi longtemps que possible afin d'assister à toutes les joies et les réussites de ses petits enfants.

A mon frère Amine et ma sœur Kawther, qui m'ont énormément soutenu durant toutes mes années d'études.

A tous les autres membres de ma famille : mes tantes, mes oncles, ainsi que mes cousins et cousines.

A tous mes amis, mes camarades de l'école et à tous ceux qui me connaissent.

Raouf.

DÉDICACE :

A ma mère, qui sans elle je ne serais jamais parvenu à décrocher
le moindre diplôme.

A ma sœur Yasmine que j'adore beaucoup

A mon père, ma tante Nacéra, mes oncles Djamel, Nabil et Joe et
à ma grand-mère

A tous mes amis et tous ceux qui me connaissent

Amine

Liste des symboles

N_s : nombre de dents au stator.

N_r : nombre de dents rotor.

v : tension d'alimentation.

R : résistance d'une phase.

i : courant par phase.

Δi : bande de hachage en hystérésis.

e : fem induite totale.

Ψ : flux d'une spire par phase.

P : Pôles saillants.

q : Nombre de phases.

C, T : Couple électromagnétique par phase.

W'_{em} : Coénergie magnétique.

W_{em} : Energie magnétique.

θ_e : angle électrique.

θ_m, θ : angle mécanique.

ω_b : vitesse de base.

θ_{on} : angle d'alimentation.

θ_{off} : angle d'extinction.

$T_{1,2}$: Transistors 1, 2 de l'onduleur.

$D_{1,2}$: Diodes 1, 2 de l'onduleur.

$L_{1,2,3}$: inductance des phases 1,2 et 3.

L_{max} : inductance maximale dans la position de conjonction ou d'alignement.

L_{min} : inductance minimale dans la position d'opposition ou de non alignement.

J : Moment d'inertie des masses tournantes.

f_r : Coefficient de frottements.

C_{ch} : Couple de charge.

Ω : Vitesse de rotation mécanique.

$C\%$: Ondulation du couple.

T_n, T_i : Paramètres du régulateur PI.

VE : Véhicule électrique.

SRM : Switched Reluctance Machine.

PI : Régulateur Proportionnel Intégral

$IGBT$: Insulated Gate Bipolar Transistor.

Sommaire :

Introduction générale.....01

Chapitre I : Présentation et description d'un Véhicule électrique

Introduction.....04

- 1. Historique et développement.....04
- 2. Nouvelles exigences des véhicules.....06
- 3. Système de traction conventionnel.....06
 - 3.1 L'emplacement du moteur.....07
 - 3.2 Schéma électrique conventionnel.....08
- 4. Introduction des moteurs électriques.....09
 - 4.1 Véhicule hybride.....09
 - 4.2 Véhicule tout électrique.....10
 - 4.2.1 Structure.....10
 - 4.2.2 Schéma du système électrique.....13
- 5. Moteurs électriques utilisés.....14
 - 5.1 Cahier des charges.....14
 - 5.2 Le moteur à courant continu à excitation série.....15
 - 5.3 Le moteur asynchrone.....16
 - 5.4 Le moteur synchrone autopiloté.....17
 - 5.5 Le moteur synchrone à aimant permanent.....17

Conclusion.....18

Chapitre II : Utilisation de la SRM pour la traction du véhicule électrique

Introduction19

- 1. Description de la SRM, Structure et principe de fonctionnement.....19
 - 1.1 Fonctionnement de la SRM.....20
 - 1.2 Description du principe de fonctionnement d'une SRM 6/4.....23
 - 1.3 Caractéristique Couple électromagnétique/ vitesse.....24
- 2. Convertisseurs et Alimentation26
 - 2.1 Les convertisseurs.....26
 - 2.1.1 Convertisseur à demi-ponts asymétriques26
 - 2.1.2 Le convertisseur à un interrupteur par phase avec résistance.....28
 - 2.1.3 Le convertisseur à un transistor par phase avec capacité de décharge.....28
 - 2.1.4 Convertisseur à résonance.....30
 - 2.2 Stratégies d'alimentations.....32
 - 2.2.1 Alimentation par hystérésis32
 - 3.2.1.1 Stratégie hard-chopping.....32
 - 3.2.1.2 Stratégie Soft-chopping.....33

2.2.2 Alimentation en pleine onde.....	35
3. Techniques de commande.....	35
4. Choix de la SRM.....	38
Conclusion.....	40

Chapitre III : Modélisation du système d'entraînement par Simplorer

Introduction.....	41
1. Système d'entraînement adopté.....	41
1.1 Choix de la SRM	41
1.2 Choix du convertisseur.....	42
1.3 Choix des stratégies d'alimentation	43
2. Modélisation du système par Simplorer.....	44
2.1 Présentation du logiciel Simplorer.....	44
2.2 Modèle du convertisseur.....	47
2.3 Modèle de la machine en régime permanent.....	48
2.3.1 Modèle linéaire de l'inductance.....	48
2.3.2 Equation électrique	49
2.3.3 Equation mécanique	50
2.4 Modèle de la machine en régime dynamique.....	51
2.5 Simulations.....	56
2.5.1 Simulation du fonctionnement en régime permanent.....	56
2.5.1.1 Fonctionnement à faibles vitesses.....	56
2.5.1.2 Fonctionnement à grandes vitesses.....	58
2.5.2 Simulation du fonctionnement en régime dynamique.....	59
3. Modèle analytique.....	60
Conclusion.....	62

Chapitre IV : Analyse des performances du système d'entraînement

Introduction.....	63
1. Performances à faibles vitesse : Simulation du système pour une alimentation régulée en courant par hystérésis.....	63
2. Performances à grandes vitesse : Simulation du système pour une alimentation tension.....	65
3. Influence de Δi	67
4. Influence de θ_{off} : recherche du meilleur θ_{off} pour avoir le couple max, le minimum d'ondulation pour les faibles vitesses, et la puissance maximale pour les grandes vitesses.....	69
4.1 Fonctionnement à faibles vitesses.....	69
4.2 Fonctionnement à grandes vitesses.....	71
Conclusion.....	73

Chapitre V : Commande de la machine à faibles et grandes vitesses d'entraînement

Introduction.....	74
1. Commande en couple pour le démarrage et les faibles vitesses.....	74
2. Commande en vitesse	78
2.1 Présentation du système de commande.....	78
2.2 Recherche des paramètres du régulateur PI.....	78
2.3 Application de la régulation et analyse des résultats.....	81
Conclusion.....	85
Conclusion Générale et Perspectives.....	86
Bibliographie.....	89

Introduction générale

Pour répondre à de nouvelles exigences dans le domaine de l'automobile, comme la réduction d'émission de gaz à effet de serre, de consommation de carburant, de l'encombrement et de la pollution sonore, les pouvoirs publics ainsi que les grands constructeurs d'automobiles s'orientent vers de nouvelles motorisations. Les moteurs électriques constituent la première alternative.

Depuis les premières ères de l'automobile, la motorisation des véhicules électriques n'utilisait que le moteur à courant continu. Les progrès de l'électronique de puissance conjugués à l'explosion des techniques de pilotages issues de l'informatique industrielle ont permis de remplacer ces motorisations par d'autres types de moteurs.

La machine asynchrone à cage d'écureuil et la machine synchrone à rotor bobiné ont pris une place importante dans cette nouvelle génération de véhicules électriques. Cependant, le prix de revient de ces motorisations peut être revu à la baisse et cela en optant pour des moteurs à structure plus simple. De ce fait, la SRM (machine à réluctance variable à double saillance) répond parfaitement à ces nouvelles exigences. En effet, la SRM, par la structure simple de son rotor, son important couple aux faibles vitesses ainsi que ses aptitudes aux grandes vitesses, est une candidate sérieuse pour cette application.

Le présent travail consiste à étudier les performances d'un moteur à réluctance variable à double denture (SRM) utilisée dans une application de traction de véhicule électrique.

Dans le premier chapitre, un bref historique sur les véhicules électriques ainsi que leur développement ces dernières années est présenté. Les systèmes de traction conventionnels sont, ensuite, décrits en précisant les différents emplacements du moteur à combustion. Les moteurs électriques ont été, d'abord, réintroduits dans les véhicules

conventionnels en tant que démarreur et alternateur, puis en tant qu'alternateur/démarreur. Le moteur électrique est ensuite introduit pour la traction électrique. Plusieurs types de moteurs ont été alors utilisés, et leurs performances dans cette application particulière sont données et discutées dans ce chapitre.

Au deuxième chapitre, la SRM est présentée, en donnant sa structure, son principe de fonctionnement, et les équations de fonctionnement. De plus, les deux types d'alimentation utilisés pour la SRM sont décrits : l'alimentation en courant adéquate pour les faibles vitesses, et l'alimentation en tension ou pleine onde utilisée pour les grandes vitesses. La commande de la SRM n'est pas toujours évidente contrairement aux machines classiques, plusieurs techniques adaptées à cette machine sont proposées dans ce cas. Par ailleurs, les performances de la SRM, par rapport aux autres machines pour cette application, sont présentées.

Le troisième chapitre est consacré à la modélisation d'un système d'entraînement du véhicule électrique utilisant une SRM. La modélisation est effectuée en utilisant le logiciel Simplorer. La machine et le convertisseur sont choisis en fonction de l'application. Deux modèles de la machine sont proposés : un modèle en régime permanent basé sur le modèle linéaire de l'inductance, et un modèle en régime dynamique. Ces modèles nous permettront de simuler le fonctionnement en régime permanent pour les faibles vitesses, et pour les grandes vitesses de fonctionnement, ainsi que le démarrage de la machine. Un modèle analytique est aussi proposé afin de comparer les résultats de simulation avec ceux obtenus par le modèle Simplorer.

Dans le quatrième chapitre, une analyse des performances du système d'entraînement est effectuée. Les performances à faibles et grandes vitesses de fonctionnement sont analysées en premier lieu. Ensuite, les influences de la bande d'hystérésis et de l'angle d'extinction sur le couple électromagnétique et la puissance

sont étudiées, afin de déterminer les valeurs appropriées pour les meilleures performances.

Le dernier chapitre est consacré à la commande de la SRM. Dans cette application, nous nous intéressons particulièrement à la commande du couple et de la vitesse de la SRM. Pour la commande du couple, nous adoptons une technique de commande avec minimisation des ondulations. En ce qui concerne la commande de la vitesse, nous proposons une commande classique utilisant un régulateur Proportionnel et Intégral (PI).

Chapitre I

**Présentation et description
du véhicule électrique**

Introduction :

Le domaine du transport et de la traction électrique, en général, est à la pointe du progrès dans l'utilisation des technologies les plus avancées, dans les domaines de l'électrotechnique et de l'électronique de puissance. En effet, les activités de recherche et de développement relatives au transport, réalisées ces dernières années, se concentrent à développer un transport confortable, sécurisé, peu coûteux et respectant l'environnement. Pour répondre à ces exigences, les Véhicules Electriques Hybrides (VEH) ou totalement électriques sont proposés. Ces véhicules occupent de plus en plus le marché de l'automobile et tentent à remplacer les véhicules conventionnels. .

Dans ce chapitre, nous présentons, en premier lieu, un bref historique des véhicules électriques ainsi que leur développement jusqu'à ce jour. Les systèmes de traction conventionnels sont décrits en précisant les différents emplacements du moteur à combustion. Les moteurs électriques sont introduits dans les véhicules conventionnels en tant que démarreur et alternateur. Ces moteurs sont ensuite remplacés par une seule machine: l'alternateur. Le moteur électrique est ensuite introduit pour la traction électrique. Plusieurs types de moteurs peuvent être utilisés, ils sont présentés avec leurs performances dans cette application particulière.

1. Historique et développement

Les premiers véhicules électriques (VE) sont apparus dès la fin du 18^{ème} siècle, et se sont développés jusqu'à leur commercialisation vers le début du 20^{ème} siècle. Quelques voitures privées et taxis ont alors vu le jour un peu partout dans le monde pendant cette période [1]. Les premiers prototypes étaient équipés de batteries de plomb qui occupait un grand volume et avait un poids conséquent: par exemple la première voiture électrique dépassant la barre des 100km/h était dotée d'une batterie d'accumulateurs au Plomb faisant la moitié de son poids [2].

Malgré ces performances, qui lui ont permis d'être industrialisé, l'handicap de la masse des batteries et de la lenteur de leur recharge bloque alors le développement du

V.E. par rapport au véhicule à combustion qui s'est avéré moins coûteux car le prix du pétrole n'était pas cher à l'époque et plus léger que les batteries d'accumulateurs. De plus, l'énergie massique du carburant à base de pétrole est plus importante que celle des batteries. En effet, l'énergie massique du combustible du moteur thermique est variable mais tourne aux environs de 9000 Wh/kg alors que celle d'une batterie au plomb est d'environ 30 Wh/kg. Même en tenant compte des rendements des deux moteurs (20% pour le moteur thermique et 80% pour l'électrique) l'énergie disponible à l'arbre du moteur thermique est de 1800 Wh/kg alors que celle du moteur électrique est de 27Wh/kg [1].

Par ailleurs, l'invention de l'auto démarreur en 1911 rendait les véhicules à combustion interne plus commodes, et donc plus intéressants pour les industriels.

Néanmoins, les VE continuèrent à être utilisés dans quelques activités spécifiques pour les avantages qu'elles présentent : absence de bruit et de pollution.

Après les pénuries de pétrole et la flambée de ses prix, ainsi que la prise de conscience des pouvoirs publics envers la pollution de l'environnement, les chercheurs se sont ré-intéressés au véhicule électrique. Ils se sont surtout concentrés sur le développement des capacités des batteries ainsi que sur les performances des moteurs électriques, afin d'être plus compétitifs sur le marché.

Durant les deux dernières décennies, de nombreuses expérimentations ont eu lieu tant en Europe qu'aux Etats-Unis et au Japon. Ces travaux sont essentiellement financés par les Pouvoirs Publics et les compagnies d'électricité. La grande part du financement est dédiée au développement des batteries qui est de l'ordre de 60 à 70 % vu l'importance que prend aujourd'hui cet élément. En effet, avec une énergie massique comprise entre 30 et 100 W.h/kg pour environ 10000 W.h/kg à l'essence, les accumulateurs sont toujours le frein principal de l'expansion du V.E [2].

De plus, des mesures législatives commencent à être prises dans les pays développés afin d'introduire les véhicules électrique et hybrides (associant moteur thermique et moteur électrique). En effet, actuellement, plusieurs aides des Etats sont offertes pour

l'achat des véhicules électriques afin d'amortir leur prix qui reste relativement élevé par rapport à leurs équivalents thermiques.

2. Nouvelles exigences des véhicules

La construction des nouveaux véhicules est soumise à de nouvelles exigences, en plus des exigences traditionnelles [3]. Celles-ci peuvent être parfois contradictoires:

- Faible coût :

Les consommateurs donnent de plus en plus la priorité au prix des véhicules, c'est pour cela que les constructeurs font beaucoup d'effort pour réduire le coût des pièces de la voiture pour un prix de revient le plus bas possible.

- Haute fiabilité :

Comme les services de maintenance sont de plus en plus chers pour la complexité des pièces, la fiabilité des moteurs et de leurs commandes est fortement recommandée.

- Longue durée de vie :

Afin de ne pas avoir recours à un remplacement ou une réparation du moteur, celui-ci doit avoir une durée de vie la plus longue possible.

- Faible bruit et pollution acceptable :

Pour améliorer le confort du consommateur et protéger l'environnement, le moteur doit avoir une nuisance sonore faible et un dégagement de gaz à effet de serre minimal. Cela est possible avec une motorisation électrique ou hybride.

3. Système de traction conventionnel

Le système de traction conventionnel à base du moteur à combustion thermique comprend une chaîne de transmission assez complexe à cause des contraintes du moteur qui possède une gamme de vitesses assez réduite.

Cette chaîne de transmission (figure I.1) comprend un embrayage, une boîte de vitesses afin de varier le rapport couple/vitesse selon le besoin, ainsi qu'un différentiel

constitué d'engrenages mécaniques permettant de varier les vitesses de rotation des roues motrices [4].

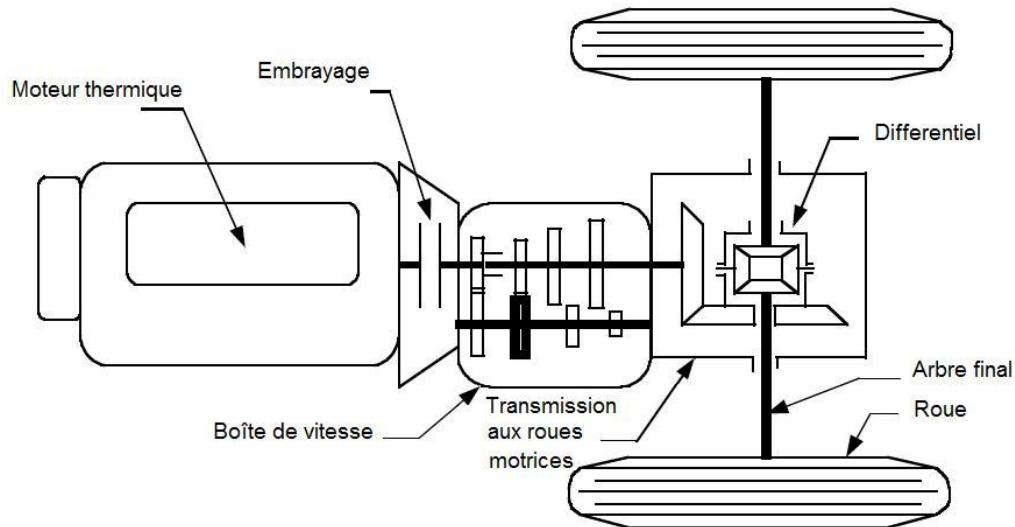


Fig. I.1 : Schéma du système de traction conventionnel

3.1 L'emplacement du moteur :

Le moteur est placé généralement à l'avant du véhicule transmettant ainsi la motricité, soit aux deux roues avant ou arrière, soit aux quatre roues [4].

a) Deux roues motrices :

La puissance du moteur est transmise soit aux roues avant pour un système de traction (Fig. I.2 a) soit aux roues arrière pour un système de propulsion (Fig. I.2 b).

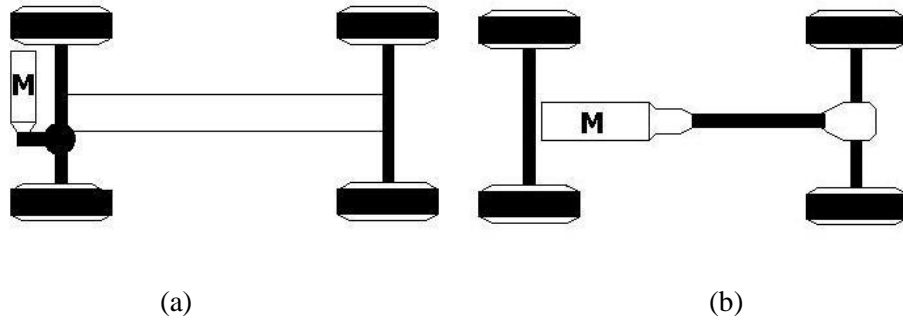


Fig. I.2 : Disposition du véhicule à une roue motrice.

b) Quatre roues motrices :

Dans ce cas, le moteur transmet la motricité aux quatre roues de la voiture pour une adhérence supérieure (fig. I.3).

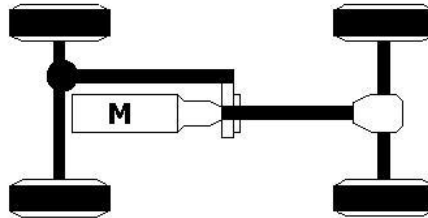


Fig. I.3 : Disposition du véhicule à deux roues motrices

3.2 Schéma électrique conventionnel :

Le système électrique classique comporte un bus principal de 12V distribuant l'énergie électrique au démarreur, système d'allumage et les autres charges. Le bus est alimenté par une batterie qui est chargée par un alternateur entraîné par le moteur à combustion interne (fig. I.4) [5].

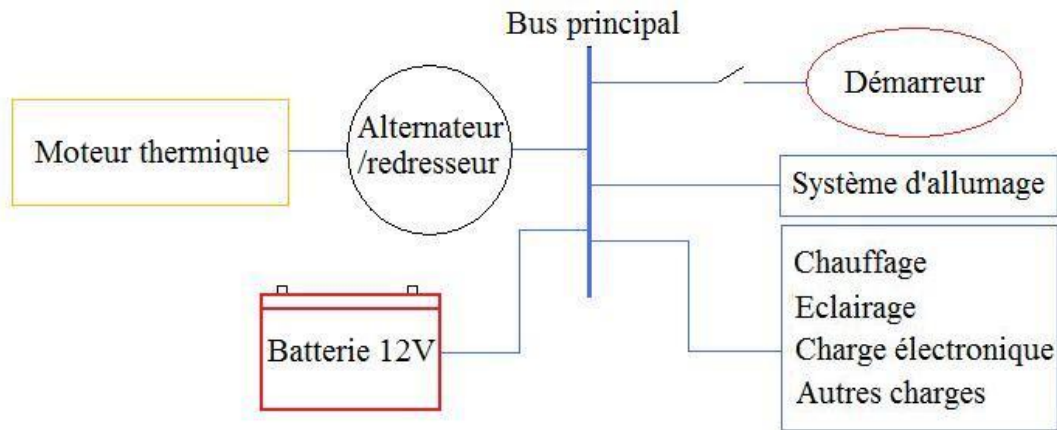


Fig. I.4 : Schéma électrique d'automobile conventionnel

4. Introduction des moteurs électriques

L'introduction du moteur électrique dans un véhicule est envisagée pour un appui au moteur thermique ou bien pour l'entraînement direct du véhicule. L'association des deux moteurs électrique et thermique est une motorisation hybride, alors que si le moteur est électrique seulement, le véhicule est appelé « tout-électrique ».

4.1 Véhicule hybride :

Concrètement, le véhicule hybride comporte les deux types de moteurs avec plusieurs sortes d'hybridations [5].

a) Véhicule hybride série :

Les deux moteurs de cette variante sont montés sur le même arbre. Le moteur thermique alimente un alternateur qui alimente à son tour le moteur électrique. La batterie est rechargée en même temps pour éventuellement un fonctionnement en tout électrique (fig. I.5).

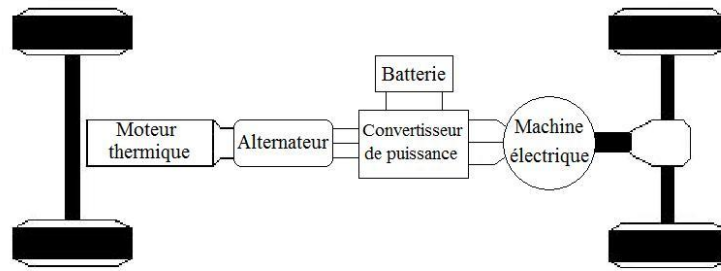


Fig. I.5 : Architecture d'un véhicule hybride série

b) Véhicule hybride parallèle :

Cette structure exploite le moteur électrique à petite vitesse jusqu'à une vitesse où le moteur thermique est mis en marche. En cas d'une forte accélération, les deux moteurs fonctionnent simultanément pour répondre à la forte demande en couple (fig. I.6).

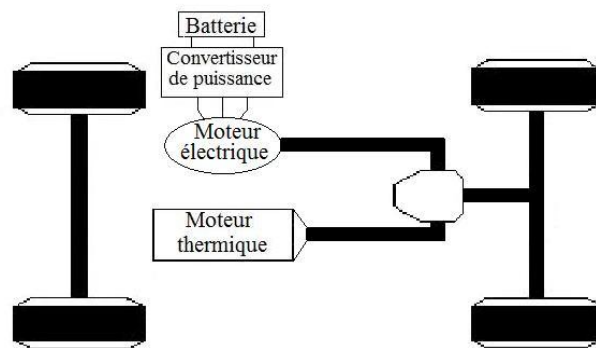


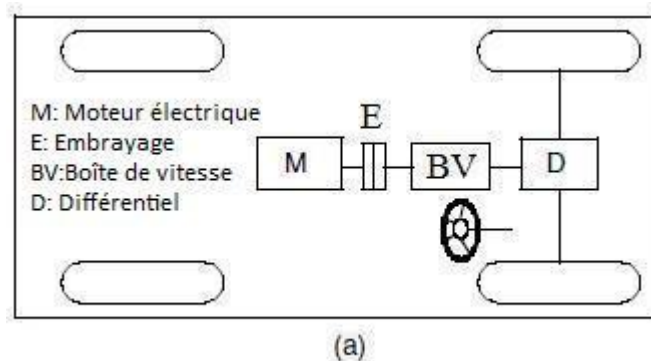
Fig. I.6 : Architecture d'un véhicule hybride parallèle

4.2 Véhicule tout électrique :

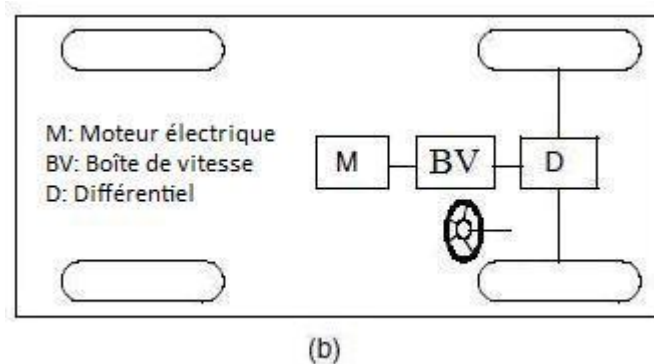
4.2.1 Structures

Comme son nom l'indique, le véhicule tout électrique est doté d'un moteur électrique uniquement. Au départ, dans les nouvelles générations de véhicules électriques on a juste remplacé le moteur à combustion interne avec son réservoir par le moteur électrique et sa batterie. Actuellement, il existe plusieurs configurations de connexion du moteur électrique aux roues selon la référence [4]. Ces configurations sont présentées ci-dessous:

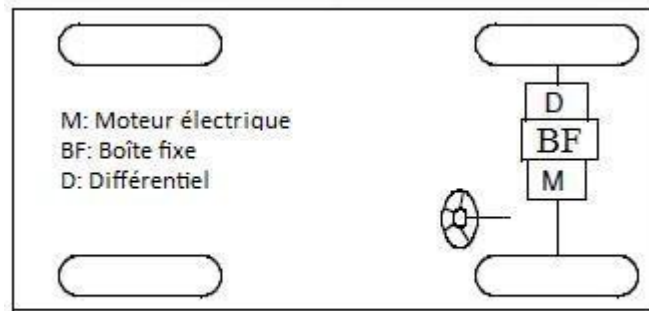
a) La première alternative consistait à substituer le moteur thermique par un moteur électrique en gardant la même chaîne cinématique d'un véhicule conventionnel : un embrayage, une boîte de vitesse et un différentiel. L'embrayage et la boîte de vitesse peuvent être remplacés par un système de transmission automatique. La boîte de vitesse fournit un ensemble de rapports de vitesses afin de modifier le rapport vitesse/couple selon la charge. Le différentiel est un dispositif mécanique, constitué d'engrenages planétaires, permettant aux deux roues de tourner à des vitesses différentes lors des virages.



b) La deuxième configuration n'utilise pas d'embrayage et remplace une boîte de vitesse par une boîte fixe. Cette structure permet de réduire, aussi bien le poids et le volume du dispositif de transmission, que de simplifier le contrôle de la chaîne d'entraînement puisque le changement du rapport de vitesses n'existe plus.

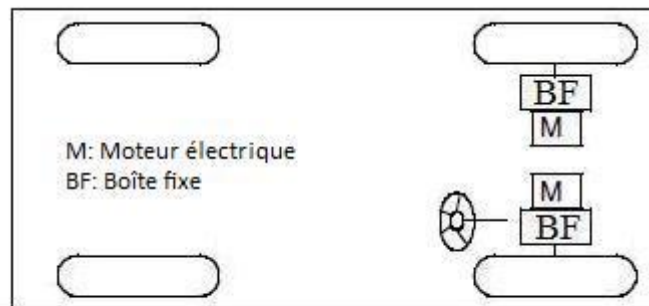


c) La troisième configuration est semblable à la précédente, sauf que les écarts sont plus réduits et la chaîne de transmission est plus compacte.



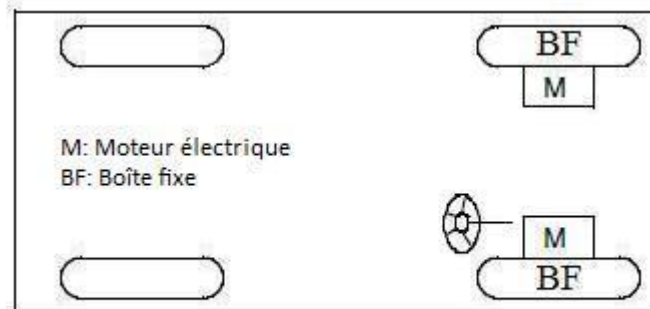
(c)

d) Sur ce modèle le différentiel mécanique est remplacé en utilisant deux moteurs : un pour chaque roue avec sa boîte, et tournant à des vitesses différentes.



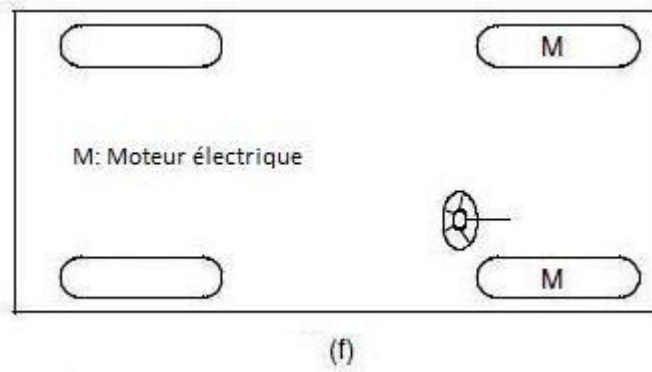
(d)

e) Afin de simplifier encore plus la chaîne de traction, le moteur est placé à l'intérieur de chaque roue motrice. Cette configuration est appelée In-Wheel. Cependant, un petit engrenage est utilisé pour améliorer le couple.



(e)

f) Afin d'éviter toute transmission mécanique entre le moteur et la roue motrice, le rotor du moteur peut être connecté directement à la roue. Le contrôle de la vitesse du moteur équivaut à celle de la roue, donc à la vitesse du véhicule. Cependant, cet arrangement requiert un moteur électrique à fort couple de démarrage.



4.2.2 Schéma du système électrique d'un véhicule tout électrique :

Le schéma global du système électrique comprenant le moteur électrique est représenté à la figure(I.7). Le système présente un bus principal de 42V continu permettant d'alimenter le moteur de traction ainsi que les charges assez puissantes comme le climatiseur, et un bus basse tension 14V pour les charges conventionnelles telles que l'éclairage et les auxiliaires [5].

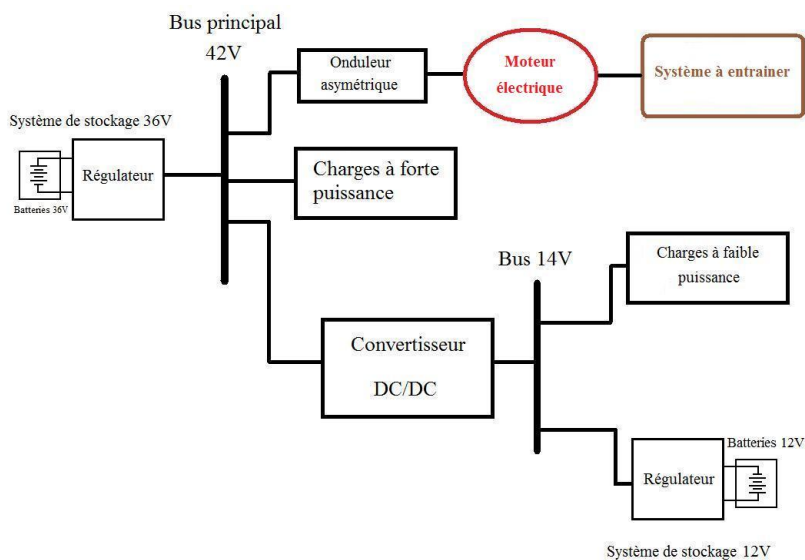


Fig. I.7 : Schéma du système électrique d'un véhicule tout électrique

5. Les moteurs électriques utilisés

5.1 Cahier des charges :

Le moteur de traction doit fonctionner dans les quatre quadrants de la caractéristique couple/vitesse. En effet, le véhicule doit accélérer et freiner dans les deux sens de marche.

La caractéristique typique couple/vitesse pour un moteur électrique destiné à la traction d'un véhicule doit avoir l'allure suivante [4] :

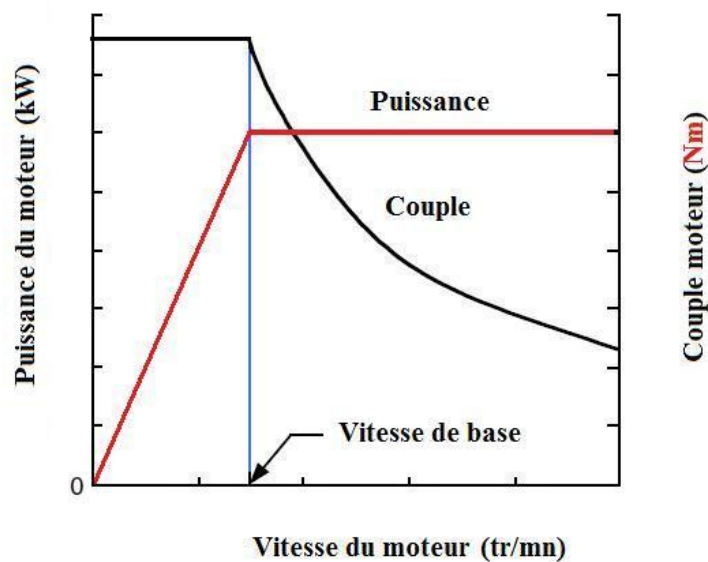


Fig. I.8 : Caractéristique typique d'un moteur électrique pour traction d'un véhicule.

La courbe idéale de cette caractéristique présente une puissance constante pendant les vitesses de croisière. Un fort couple est nécessaire au démarrage afin de vaincre l'inertie de la voiture. Une fois le démarrage assuré, le couple décroît en hyperbole faisant face à la résistance de l'air, aux frottements de roulement et éventuellement pour une climatisation.

5.2 Le Moteur à courant continu à excitation série :

Les premiers tours de roues de la traction électrique, à la fin du 19^{ème} siècle, ont été effectués grâce au moteur à courant continu à collecteur, à excitation série. Celui-ci répond parfaitement aux exigences des transports routiers : couple élevé au démarrage et grande plage de variation du couple en fonction de la vitesse. La caractéristique couple/ vitesse est représentée sur la figure I.9.

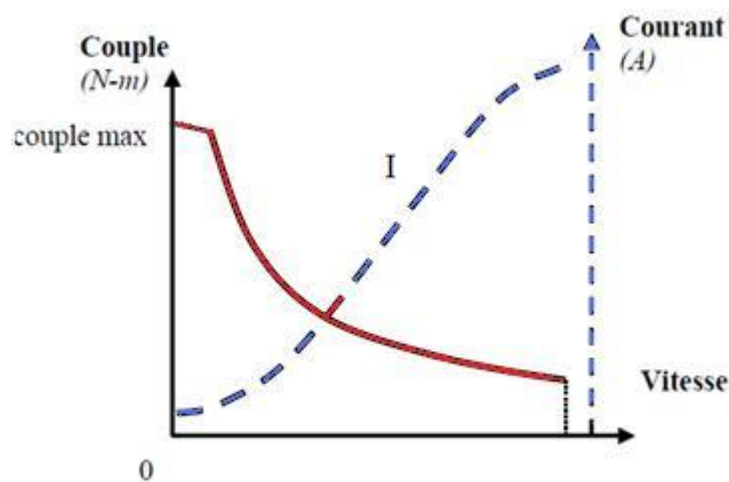


Fig. I.9: Caractéristique Couple/Vitesse
du moteur à courant continu à excitation série.

L'alimentation du moteur à collecteur peut être, soit une tension continue ou redressée, soit une tension alternative monophasée à faible fréquence. Les deux solutions ont été largement développées dans le monde [6].

Le moteur à courant continu universel convient parfaitement à la traction électrique mais sa technologie de réalisation complexe et délicate, se prêtant peu à l'automatisation, a toujours été d'un prix de revient très élevé. Il requiert un entretien régulier vu l'usure des balais des collecteurs. C'est pourquoi l'intérêt pour les moteurs à courant alternatif est apparu.

5.3 Le moteur asynchrone :

Le moteur asynchrone, malgré son faible prix de revient et sa facilité de construction, n'a pu s'imposer dans le domaine de la traction qu'après le développement de l'électronique de puissance. Ceci a rendu possible le contrôle des onduleurs qui lui permettent de fonctionner à vitesse variable.

Les réalisations les plus courantes actuellement à base de moteurs asynchrones triphasés à cage d'écureuil se composent de:

- Alimentation en énergie électrique
- Onduleur à trois branches unidirectionnelles ou bidirectionnelles
- Moteurs Asynchrones

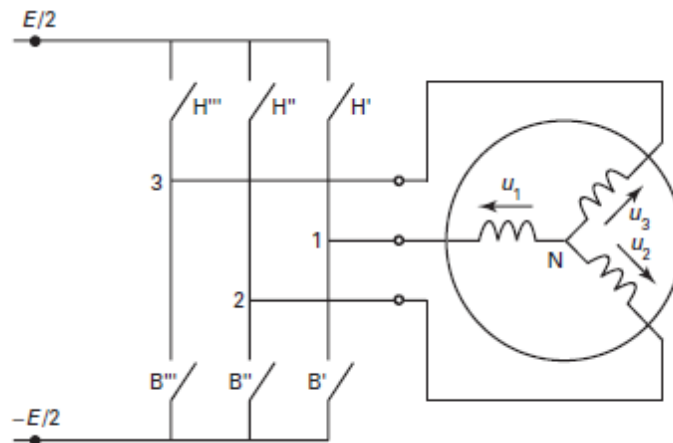


Fig. I.10 : Alimentation d'un moteur asynchrone par un onduleur. [7].

Bien que le moteur asynchrone soit une machine robuste, il peut être sujet à plusieurs pannes et défauts, aussi bien sur le plan électrique que mécanique.

Le moteur asynchrone présente une forte probabilité de court-circuit entre les phases du stator, engendrant ainsi un arrêt direct de la machine. La rupture des barres de la cage d'écureuil est aussi fréquente, causant des fluctuations conséquentes de la vitesse.

D'autre part, les différentes parties mécaniques peuvent présenter des défaillances comme : fissures sur l'arbre, défauts de roulements et excentricité du rotor [8].

5.4 Le moteur synchrone autopiloté :

Le moteur synchrone triphasé, équipé d'un rotor bobiné à pôles saillants et constitué de 3 ou 4 paires de pôles, selon les performances exigées, peut être envisagé pour équiper un véhicule électrique.

Le moteur synchrone est alimenté par un onduleur de courant, ayant comme source de tension continue des accumulateurs de batterie. L'onduleur est constitué de six thyristors fonctionnant en commutation naturelle sauf aux premiers instants du démarrage [9].

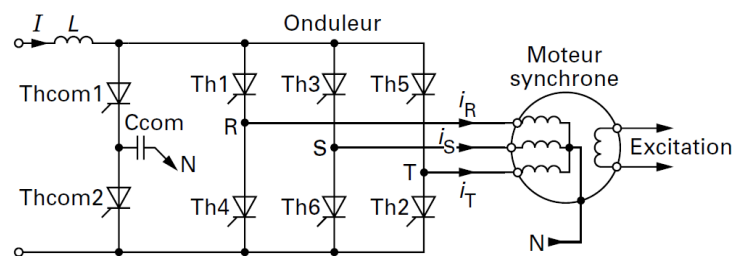


Fig. I.11: Schéma de l'onduleur de courant alimentant le moteur synchrone avec circuit de commutation assistée.

Le moteur synchrone a un rendement qui avoisine les 93% [9], mais son autopilotage nécessite un capteur de position pour le rotor qui doit être robuste pour éliminer toute possibilité de décrochage du moteur.

Les moteurs synchrones sont surtout utilisés pour la traction ferroviaire à grande vitesse. Ainsi, il est utilisé en France pour le TGV. Son application au véhicule électrique reste au stade de l'étude et de la recherche.

5.5 Moteur Synchrone à aimant permanent

Le rotor du moteur synchrone à aimant ne comporte pas de bobinages, mais des aimants permanents qui ont pour rôle de créer un champ d'excitation.

Les aimants peuvent être disposés de deux manières : soit montés en surface, soit enterrés [10].

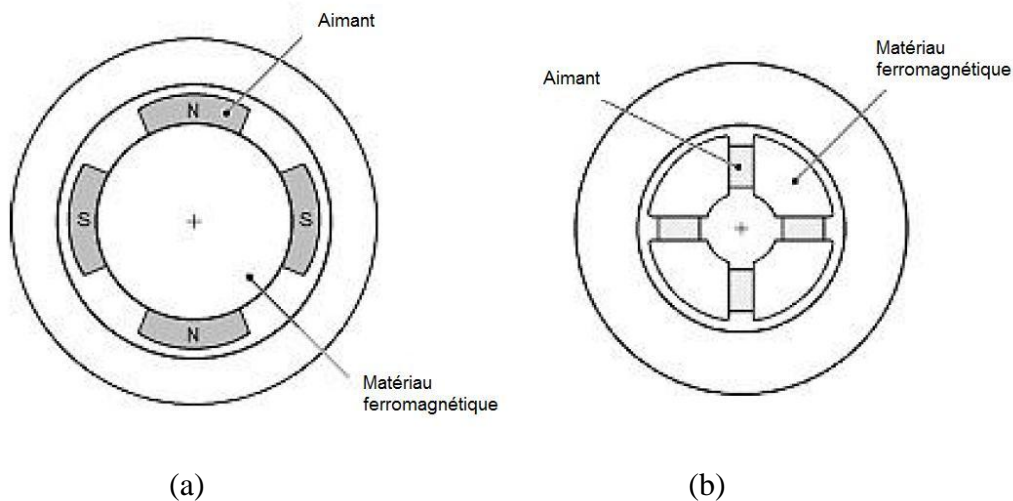


Fig. I.12 : (a) Moteur synchrone à aimants montés en surface,
(b) MS. à aimants enterrés

La présence d'aimants au rotor dispense l'alimentation de l'enroulement tournant. Cependant, la non-possibilité du réglage de l'excitation ainsi qu'au coût élevé des aimants rendent ce type de machines non compétitif pour la traction électrique [10].

Conclusion

Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés à l'apparition des véhicules électriques et leur introduction dans le marché des automobiles. En premier lieu, nous avons présenté un bref historique de ces véhicules et leur développement à côté des véhicules conventionnels. Nous pouvons conclure que ces véhicules n'ont pas encore toute leur place sur le marché à cause de la capacité des batteries qui n'ont pas encore complètement détrôné les carburants issus du pétrole avec tous leurs inconvénients. Nous avons présenté, ensuite, les différentes variantes des véhicules électriques qui existent. Le moteur thermique est substitué ou soutenu par un moteur électrique selon que le véhicule soit purement électrique ou hybride. Un cahier des charges pour le choix de ce moteur est présenté. Plusieurs types de moteurs sont alors proposés, en donnant leurs principaux avantages et inconvénients pour cette application.

Chapitre II

Utilisation de la SRM pour la traction du véhicule

Introduction :

La SRM (Switched Reluctance Machine en anglais ce qui signifie Machine à Réluctance Variable à Double Saillance) est une machine réversible. Elle est positionnée comme principale machine à pouvoir concurrencer les machines conventionnelles. Elle est l'objet de plusieurs travaux d'étude et de recherche depuis les années 1920 [11] et qui revient sur les devants de la scène après les découvertes récentes sur les matériaux et les progrès de l'électronique de puissance conjugués au développement de l'informatique.

Dans cette deuxième partie de notre travail, nous allons présenter tous les aspects de la SRM, de sa description aux différentes techniques utilisées pour sa commande. Nous entamerons cette démarche en exposant les raisons de notre choix de cette machine en mettant en valeur ses avantages par rapport aux machines classiques (MCC, M. Asynchrone, M. Synchrone). Puis, nous décrirons le principe de fonctionnement, son alimentation et les différents convertisseurs utilisés.

1. Description de la SRM, structure et principe de fonctionnement

La SRM est composée d'un stator constitué d'un empilage de tôles présentant des pôles saillants bobinés.

Le rotor est également constitué d'un empilage de tôles dentées. Par contre, il ne possède aucun conducteur ni aimant [13].

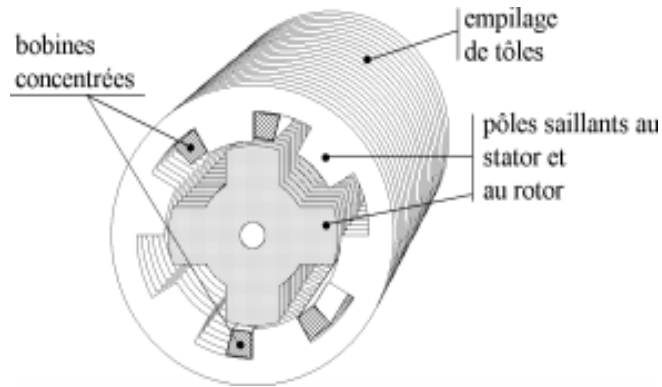


Fig. I.1 : Empilage de tôles au stator et au rotor de la SRM

Ce type de structure peut être considéré, en première approximation, comme étant l'association de q machines monophasées.

La SRM est caractérisée par le nombre de dents au stator (N_s) et au rotor (N_r), par exemple 12/8 comme sur la figure II.2.

1.1 Fonctionnement de la SRM :

L'équation électrique de chaque phase s'écrit comme suit [14]:

$$V = R \cdot i_k + \frac{d\Psi_k(\theta_m, i_k)}{dt} \quad (\text{II.1})$$

Où i_k : courant de la phase k ;

Ψ_k : flux total embrassé par le bobinage de la phase k ;

θ_m : angle mécanique ;

Le principe de fonctionnement de cette machine, en mode moteur, se décrit à partir de la méthode des variations d'énergie[14].

Le rotor évolue de telle façon à ce que la machine présente un flux maximal qui correspond à une réluctance minimale ou une inductance maximale. Si les dents rotoriques se trouvent dans une position intermédiaire entre l'opposition et la conjonction, et si un courant est imposé dans une phase du stator, alors les dents du rotor se dirigeront vers une position stable. Elles se positionneront ainsi à la conjonction.

En effet, chaque phase est constituée de p pôles saillants (pour notre SRM 12/8, $p = 4$) formant des électroaimants qui attirent simultanément p pôles rotoriques.

Le nombre q de phases est donc égal à N_s/p .

Le couple électromagnétique par phase peut être exprimé comme suit :

$$T = \frac{\partial W'_{em}}{\partial \theta_m} = N_r \cdot \frac{\partial W'_{em}}{\partial \theta_e} \quad (II.2)$$

Avec $\theta_e = N_r \cdot \theta_m$

Où θ_e : angle électrique

θ_m : angle mécanique

N_r : nombre de dents au rotor

W'_{em} est la coénergie magnétiques illustrée à la figure ci-dessous.

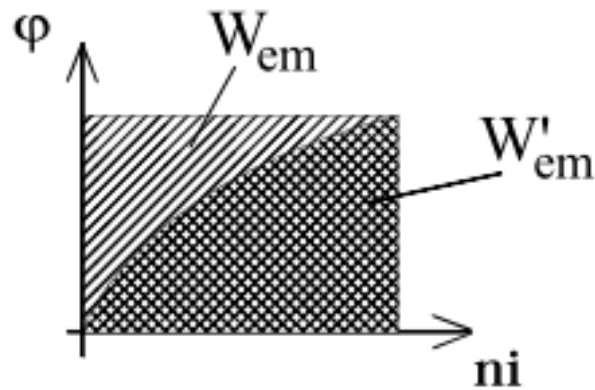


Figure II.2: Energie et coénergie magnétiques

Si nous nous intéressons à la coénergie magnétique, pour une phase k nous aurons [14]:

$$W'_{em}(i_0, \theta_m) = \int_0^{i_0} \Psi_k(i_k, \theta_m) di_k \quad (\text{II.3})$$

Le couple développé par la SRM peut s'exprimer comme suit :

$$T(i_0, \theta_m) = \sum_{k=1}^q \frac{\partial W'_{em k}(i_k, \theta_m)}{\partial \theta_m} \quad (\text{II.4})$$

Le flux électromagnétique embrassé par le bobinage de chaque phase est donné par :

$$\Psi_k = L(\theta_m, i) \cdot i_k \quad (\text{II.5})$$

La coénergie magnétique totale sera donnée par l'expression :

$$W'_{tot} = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^q L(\theta_m, i) \cdot i_k^2 \quad (\text{II.6})$$

Le couple électromagnétique total développé par le moteur est donné par l'expression :

$$T(i_0, \theta_m) = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^q \frac{dL(\theta_m)}{d\theta_m} \cdot i_k^2 \quad (\text{II.7})$$

Cette dernière équation montre clairement que le couple électromagnétique ne dépend pas du signe de courant, mais seulement de son amplitude. Il dépend également du sens de variation de l'inductance selon la position du rotor.

1.2 Description du principe de fonctionnement d'une SRM 6/4 :

Pour illustrer le fonctionnement de notre SRM 12/8, nous allons prendre comme exemple la SRM 6/4 qui lui est semblable de point de vue construction et fonctionnement [15].

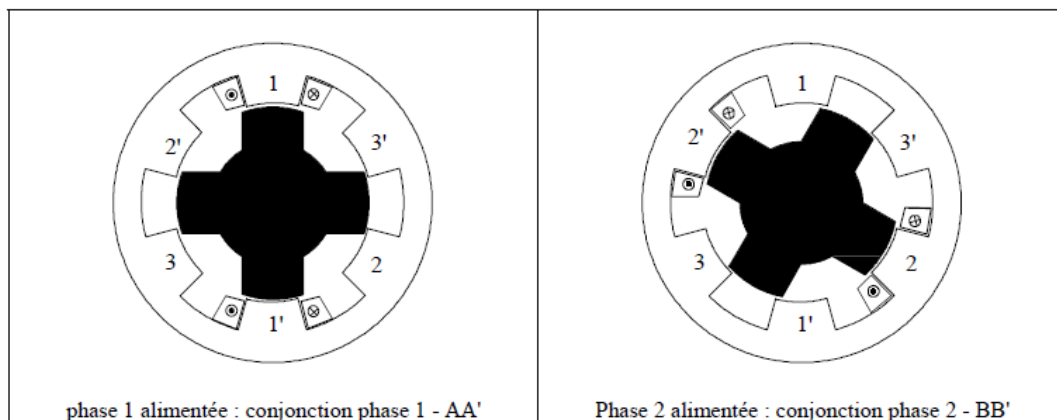


Fig. II.3 : Position du rotor en fonction des phases statoriques alimentées.

Alimentation de la phase 1 : Le rotor tend à se positionner de façon à ce que la réluctance soit minimale. C'est la position de conjonction suivant l'axe AA'.

Alimentation de la phase 2 : De la même façon, le rotor se dirige vers la position de conjonction de la phase 2 suivant l'axe BB'.

Ainsi, une rotation de l'alimentation dans le sens 1, 2, 3, créera un déplacement du rotor dans le même sens. Un changement dans l'ordre d'alimentation des phases, par exemple l'alimentation des phases 1, 3 puis 2 inversera le sens de rotation du moteur.

1.3 Caractéristique Couple électromagnétique/ vitesse :

La caractéristique couple-vitesse de la SRM est comparable à celle d'une machine à courant continu de type série.

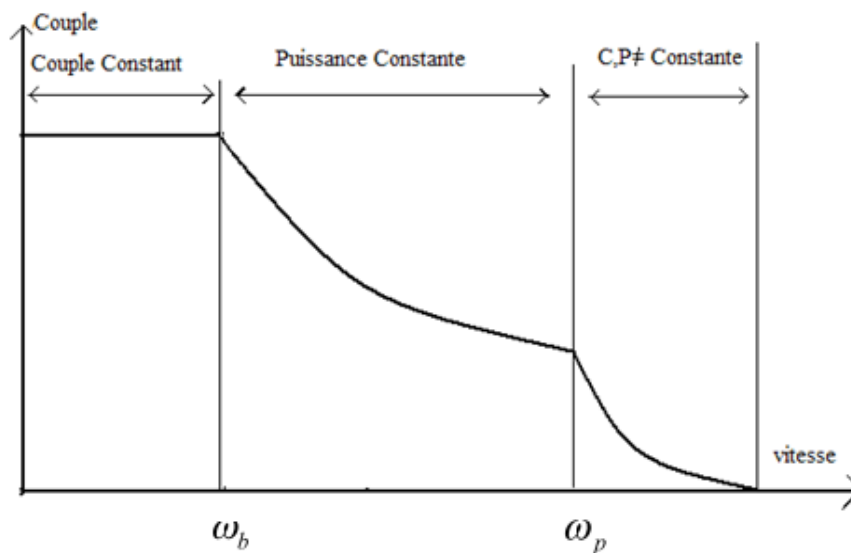


Figure II.4 : Caractéristique couple-vitesse de la SRM

Le moteur est caractérisé par une vitesse de base ω_b . Elle est définie comme étant la plus grande vitesse que peut atteindre le moteur pour une tension nominale, pour des angles de commande constants [16].

Nous pouvons alors distinguer trois zones de fonctionnement :

Zone 1 : Fonctionnement à couple électromagnétique constant :

Pour des vitesses inférieures à la vitesse de base ω_b , en régulant seulement le courant, le couple peut être maintenu constant.

A faibles vitesses, la f.c.e.m. est très inférieure à la tension d'alimentation. Donc, une régulation adéquate du courant peut garantir un couple électromagnétique constant.

L'une des régulations en courant utilisées dans ce cas est la commande par hystérésis.

Zone 2 : Fonctionnement à puissance constante :

Quand la vitesse augmente et s'approche de la vitesse de base ω_b , la f.c.e.m. du moteur devient comparable à la tension d'alimentation. Dans ce cas, le courant va dépendre de la vitesse. Le couple électromagnétique va décroître avec l'augmentation de la vitesse.

La stratégie de commande adéquate lors de ce fonctionnement est la commande en « pleine-onde ».

Zone 3 : Fonctionnement à caractéristiques naturelles :

A partir de la vitesse ω_p correspondant à la durée de conduction, le couple électromagnétique et la puissance ne peuvent plus être maintenus constants.

Le couple électromagnétique sera inversement proportionnel au carré de la vitesse. Cette zone est appelée zone de fonctionnement naturel.

2. Convertisseurs et Alimentation

Nous distinguons plusieurs types de convertisseurs alimentant la SRM. Leur choix est lié aux contraintes d'utilisation du moteur, de ses performances, ainsi qu'aux aspects relatifs au nombre et au coût des composants.

2.1 Les convertisseurs :

Parmi les convertisseurs alimentant les SRM, nous pouvons citer [17] :

2.1.1 Convertisseur à demi-ponts asymétriques :

C'est la configuration la plus commune du convertisseur de la SRM. Chaque bras, alimentant une phase, est composé de deux transistors et de deux diodes (de roue libre ou de récupération selon le type de commande des transistors).

Les performances de ce convertisseur dépendent de la stratégie de commutation (Hard-Chopping ou Soft-Chopping).

Le convertisseur à demi-ponts asymétriques est plus fréquemment utilisé dans le cas où le transit de la puissance n'est pas très important (cas de notre application).

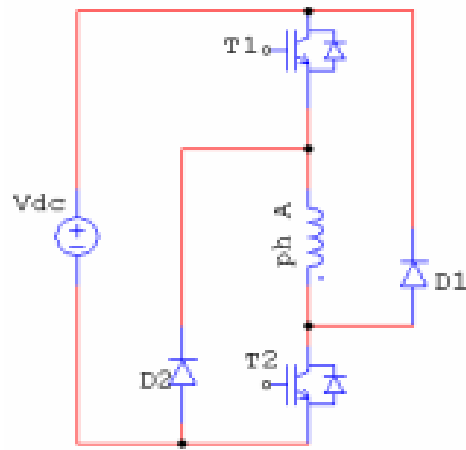


Fig. II.5 : Structure du convertisseur à demi-ponts asymétriques.

Le fonctionnement d'un tel convertisseur est décrit dans le tableau suivant :

Cas	T1	T2	U
1	Bloqué	Bloqué	-E
2	Bloqué	Conducteur	0
3	Conducteur	Bloqué	0
4	Conducteur	Conducteur	+E

Tab II.1 : Séquences de conduction du convertisseur

Nous remarquons qu'à la sortie du convertisseur, il existe trois niveaux de tensions possibles +E, 0, -E.

2.1.2 Le convertisseur à un interrupteur par phase avec résistance :

Ce type de convertisseur contient un transistor et une diode dans chaque phase. La valeur de la résistance R détermine la puissance de dissipation et la tension de commutation.

Le choix de R est très important. En effet, il faut faire un compromis entre la tension des transistors, qui augmente pour les grandes valeurs de R , et la durée d'annulation du courant, qui augmente si la valeur de R est faible.

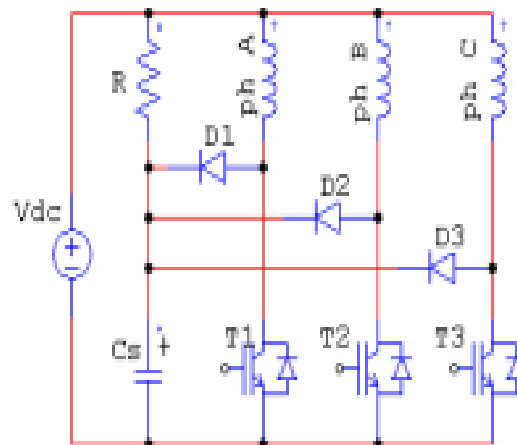


Fig. II.6 : Structure du convertisseur à un transistor par phase avec résistance.

2.1.3 Le convertisseur à un transistor par phase avec capacité de décharge :

Dans ce type de convertisseur, l'énergie magnétique emmagasinée est partiellement transmise à la capacité de décharge, puis renvoyée à la source de tension.

Son principal inconvénient est son incapacité à imposer une tension nulle aux phases lors de leurs commutations. Ceci amène à l'augmentation du bruit acoustique et à la détérioration de l'isolation des conducteurs.

La solution à tous ces inconvénients est l'introduction d'un transistor supplémentaire.

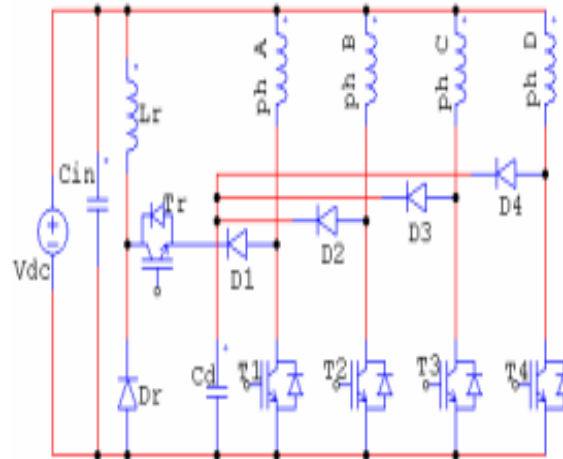


Fig. II.7 : Structure du convertisseur à un seul transistor par phase avec capacité de décharge

2.1.4 Convertisseur à résonance :

Ce type de convertisseur possède un seul transistor par phase. Son principal avantage est de pouvoir fonctionner à la résonance, ce qui implique que les pertes dues à la commutation des semi-conducteurs soient nulles.

Il existe différentes configurations de convertisseur à résonance. Plusieurs recherches se penchent sur cette topologie pour élargir son utilisation.

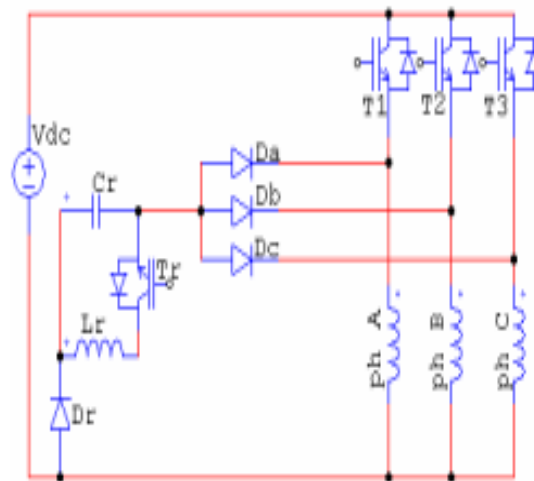


Fig. II.8 : Structure du convertisseur à résonance.

Le tableau (II.2) résume les avantages et les inconvénients des principaux convertisseurs utilisés pour l'alimentation des SRM [17].

Type de convertisseur	Avantages	Inconvénients	Domaine d'application
Demi-ponts asymétriques	<ul style="list-style-type: none"> -Idéal pour les hautes performances en courant et en contrôle du couple. -Permet une grande flexibilité dans le contrôle du courant de la machine. -La tension des transistors est limitée à V_{dc}. 	<ul style="list-style-type: none"> -Pertes dans les transistors. -Ne convient pas pour les applications de haute puissance 	Onduleurs de faible niveau de puissance alimentés par une source de tension.
Un transistor par phase avec résistance	<ul style="list-style-type: none"> -Convertisseur compact. -Coût non élevé grâce au nombre réduit de transistors et de diodes. 	<ul style="list-style-type: none"> -Incapacité à fournir une tension nulle lors de la conduction du courant. -Rendement réduit. 	Applications à faibles vitesses et faibles fréquences de commutation.
Un transistor par phase avec capacité	<ul style="list-style-type: none"> -Convertisseur compact. -Coût non élevé grâce au nombre réduit de transistors et de diodes. -Contrôle indépendant du courant de phase. 	<ul style="list-style-type: none"> -Ne convient pas aux grandes vitesses. -Faible rendement. -Incapacité à fournir une tension nulle lors de la conduction du courant. 	Applications à faibles vitesses.
Convertisseur à résonance	<ul style="list-style-type: none"> -Très faibles pertes dues à la commutation (théoriquement nulles). -Excellente qualité de l'onde du courant. -Permet de grandes fréquences de commutation 	<ul style="list-style-type: none"> -Faible densité de puissance. -Risque d'interférence électromagnétique. 	Convenable pour les applications à haute fréquence (supérieure à 20 kHz).

Tab. II.2 : Avantages et inconvénients de chaque type du convertisseur.

2.2 Stratégies d'alimentations :

La SRM doit être alimentée dans la phase de croissance de l'inductance. Pour cela, nous devons définir un angle d'allumage θ_{on} et un angle d'extinction θ_{off} .

Choisir un type d'alimentation adéquat est primordial afin d'assurer une meilleure performance du moteur, ainsi qu'un courant et un couple de meilleure qualité. Nous pouvons citer quelques stratégies d'alimentation :

2.2.1 Alimentation par hystérésis :

Cette stratégie est appliquée pour les faibles vitesses (inférieures à la vitesse de base) car elle permet d'assurer un couple constant.

Dans ce cas, le courant est régulé entre I_{min} et I_{max} qui déterminent la bande d'hystérésis.

Nous pouvons distinguer deux modes de contrôle :

2.2.1.1 Stratégie « Hard chopping » :

Dans cette stratégie, les deux transistors T1 et T2 sont utilisés simultanément pour la commutation de phases et pour la régulation du courant..

Quand $\theta=\theta_{on}$, T₁ et T₂ deviennent conducteurs, le courant va augmenter dans la phase jusqu'à arriver à la valeur supérieure de l'hystérésis. A ce moment là, les deux transistors deviennent bloqués. L'énergie emmagasinée dans les enroulements de la phase doit être dégagée. Elle sera donc renvoyée vers la source. Les diodes, devenues passantes, vont conduire le courant. C'est la phase de décroissance du courant.

Arrivé à la valeur inférieure de l'hystérésis, les transistors sont de nouveau conducteurs simultanément, et le courant va croître de nouveau. Ces étapes vont se répéter jusqu'à ce que $\theta=\theta_{off}$. A cet instant, les transistors vont être bloqués et le courant décroîtra jusqu'à s'annuler [15].

Les formes de courant et de tension sont illustrées à la figure (II.9) :

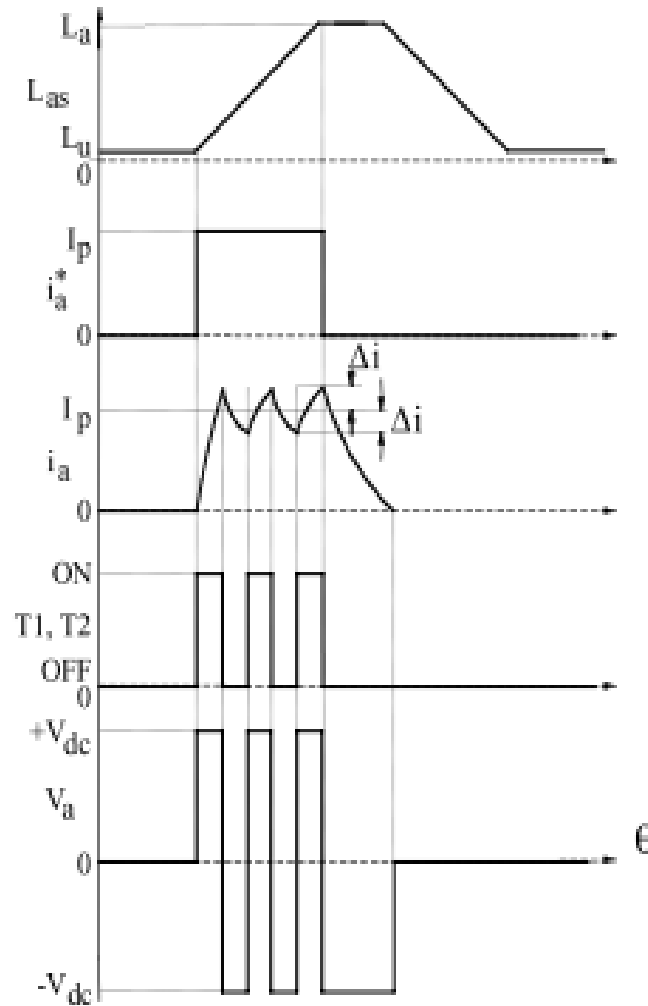


Fig. II.9 : Formes de tension et courant du hard-chopping [15]

2.2.1.2 Stratégie « Soft chopping » :

Dans cette stratégie, le transistor T_1 est conducteur durant toute la phase. Au départ, le transistor T_2 est conducteur. Le courant croît jusqu'à ce qu'il atteigne la borne supérieure de l'hystérésis. A cet instant, T_2 devient bloqué. La diode D_1 devient, quant à elle, passante et le courant circulera à travers T_1 et D_1 . La tension de phase devient alors nulle, si nous négligeons les tensions inverses des composants.

Le courant va décroître jusqu'à atteindre la borne inférieure de l'hystérésis. Le transistor T_2 sera alors de nouveau conducteur et le cycle se répétera jusqu'à arriver à $\theta = \theta_{\text{off}}$ où les deux transistors deviendront bloqués et le courant traversera les diodes qui deviendront passantes, ramenant la tension de phase à $-V_{\text{dc}}$. Le courant va décroître jusqu'à s'annuler complètement [15].

Nous remarquerons que, dans cette stratégie, la décroissance du courant dure plus longtemps que celle du « hard chopping ». Par conséquent, la fréquence de commutation des transistors est moins importante. Les pertes dans les transistors vont alors baisser.

Les formes de courant et de tension sont illustrées à la figure ci-dessous :

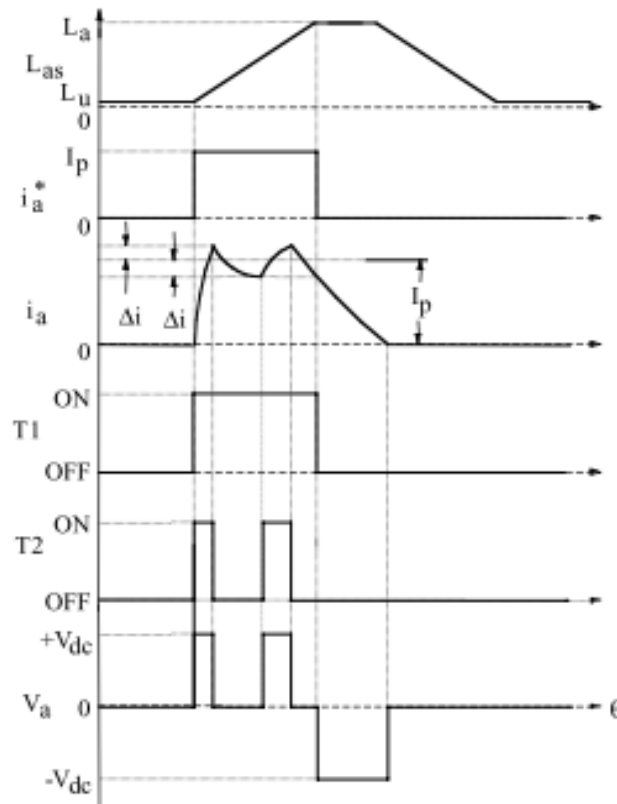


Fig. II.10 : Formes de tension et courant du soft-chopping [15]

2.2.2 Alimentation en pleine onde :

Ce type d'alimentation n'est valable que pour les grandes vitesses de fonctionnement. En effet, lorsque la vitesse augmente et dépasse la vitesse de base, le courant de la machine ne peut plus atteindre le courant de référence imposé par la régulation. L'alimentation devient alors en pleine onde. La forme des courants de phase dépendra des angles de commande [14].

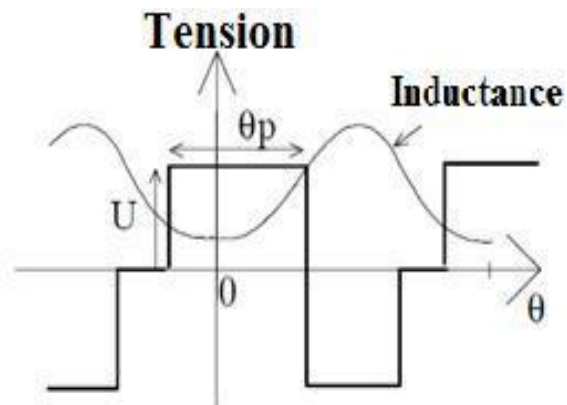


Fig. II.11 : Alimentation par créneau de tension

3. Techniques de commande

La commande de la SRM nécessite la connaissance de la position du rotor. Pour cela, un capteur de position est souvent prévu. Néanmoins, il existe des techniques de commande sans capteur utilisant un estimateur de position.

La commande se fait généralement autour d'un micro contrôleur ou un DSP piloté par un programme de commande qui comprend le calcul des angles de commutation et l'ordre de commutation des phases [16].

Pour le cas de notre machine, les types de commande classiques, tels que la commande scalaire ou vectorielle, usuellement utilisés pour les machines conventionnelles (MCC, MAS, MSA,...) ne sont pas applicables. Ceci est dû à la difficulté de maintenir constant le flux dans la machine.

Différentes techniques ont été alors adoptées pour la commande de la SRM telles que la commande en trapèzes de couple, la commande adaptative par logique floue, la commande adaptative neuro-floue, afin de minimiser les ondulations du couple[19].

Commande en trapèzes de couple:

Afin d'avoir une forme du couple la plus lisse possible avec un taux d'ondulation minimal, la commande en trapèzes de couple est proposée. Cette méthode consiste à définir une consigne de couple, en forme de trapèzes, pour chaque phase. En superposant cette consigne avec la caractéristique électromagnétique $C_e(n_i, \theta)$ on obtient la consigne de courant [2].

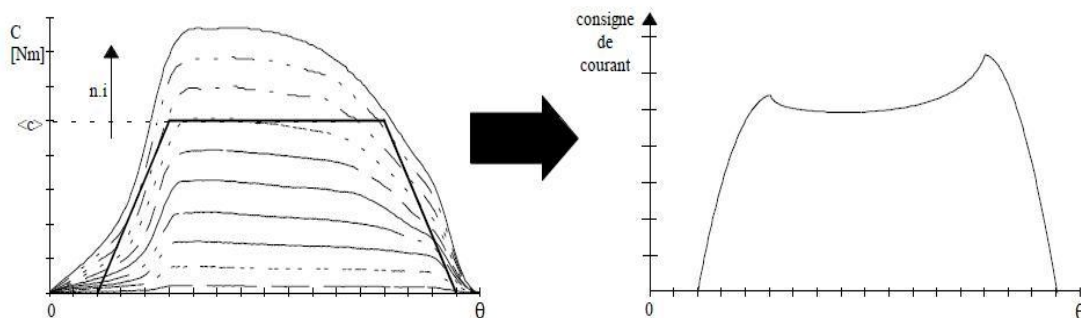


Fig. II.12 : Elaboration de la consigne de courant à partir de la consigne du couple

Cette technique requiert une connaissance parfaite de la caractéristique de la machine. Elle est tributaire du capteur de position qui doit être extrêmement fiable sinon il conduira à la défaillance de cette commande. Cette technique n'est valable qu'aux faibles vitesses. Au-delà de la vitesse de base, une alimentation en pleine onde de tension est adoptée.

Commande floue adaptative :

La commande floue adaptative ne nécessite pas une détermination préalable de la caractéristique de la machine. Elle a l'avantage de s'adapter aux changements des paramètres du moteur [20].

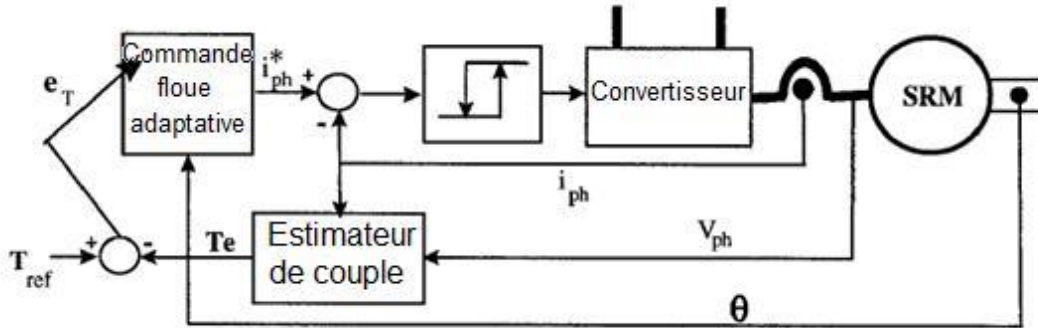


Fig. II.13 : Commande floue adaptative pour minimiser l'ondulation du couple de la SRM

Le contrôleur utilise la position du rotor en entrée et les sorties sont les courants de phases. Le courant de référence donné à la sortie est déduit de la comparaison de la position avec la zone de production de couple positive, ainsi que la loi du couple maximum.

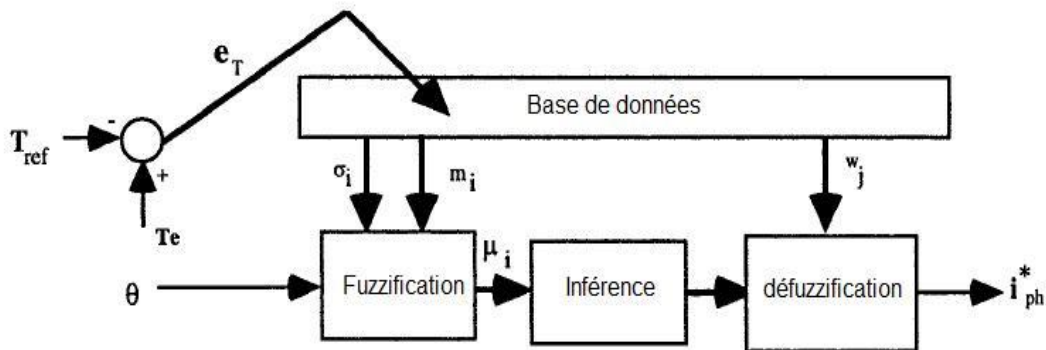


Fig. II.14 : Détail du bloc de la commande floue adaptative

Cette technique de commande est généralement robuste. Elle permet ainsi d'augmenter la densité du couple et d'éviter les pics de courant, mais dépend de la fiabilité de l'estimateur de couple.

Technique de minimisation du couple basée sur les réseaux de neurones:

La minimisation de l'ondulation du couple à base de réseaux de neurones consiste à générer les courants de phases appropriés en utilisant des réseaux de neurones à trois couches en réponse au couple désiré [19].

La formation de réseaux de neurones peut être réalisée en deux modes : mode hors connexion et mode en formation en ligne.

Le couple de phase est estimé à l'aide des équations. En pratique la valeur du flux est obtenue à partir des courants mesurés et de l'information sur la position.

La technique minimise l'erreur entre le couple de référence et le couple du moteur prédit (somme des couples de phase estimés) à l'aide de la rétro-propagation pour mettre à jour les commandes en courant de deux phases de prédiction de couple adjacentes du réseaux de neurones qui est capables de produire un couple positif à la position actuelle du rotor .

4. Choix de la SRM

La SRM dispose d'un certain potentiel dans le domaine de la propulsion automobile, à savoir :

- L'aptitude aux grandes vitesses ;
- Les performances couple-vitesse sont comparables à celles des machines à aimants avec des fréquences d'alimentation voisines ;

- Alimentation électronique relativement simple : le convertisseur est composé de bras comportant des transistors et des diodes, avec une fréquence de commutation relativement basse, ce qui diminue les pertes par commutation.

Ces principales caractéristiques font de la SRM un concurrent de poids pour la motorisation des véhicules électriques, où les MCC et les MAS sont les plus utilisés.

La SRM dispose d'un certain nombre d'avantages par rapport aux autres moteurs électriques, à savoir [12]:

➤ Simplicité de la structure de la SRM :

- Les têtes de bobine sont beaucoup plus courtes que dans un stator classique, ce qui diminue l'encombrement et la masse du cuivre.

- Le rotor ne comporte pas d'aimants, donc pas de frette. Il est constitué d'un empilage de tôles ou bien d'un bloc massif de matériau fritté.

➤ Coûts de fabrications moindres : c'est le moteur dont le coût de fabrication est le plus faible.

➤ Robustesse et sécurité de fonctionnement :

- La simplicité du rotor lui procure une robustesse.

- Les phases sont découplées magnétiquement. Donc, le moteur peut toujours fonctionner même en l'absence d'une phase (en cas de défaut par exemple).

- La sécurité de l'onduleur est augmentée car les bobines du stator sont en série avec les transistors. Ceci limite naturellement les variations brusques de courant. Les bras ne peuvent jamais être court-circuités.

Néanmoins, la SRM possède quelques inconvénients, tels que :

- Ondulation du couple, ce qui entraîne une nuisance sonore.
- Transit d'une énergie réactive relativement importante, ce qui atténue le facteur de puissance.
- Atténuation du rendement à cause du fort courant qui transite.

Mais, comparativement aux avantages de la SRM, ces inconvénients ne sont pas rédhibitoires pour son utilisation dans la propulsion automobile.

En effet, le principal inconvénient, qui est l'ondulation du couple, fait l'objet de plusieurs recherches dans différents laboratoires qui ont mis au point de nouvelles techniques de commande très robustes afin de minimiser cette ondulation.

Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons décrit et présenté la SRM en vue d'une application dans un véhicule électrique. Nous avons présentés les types d'alimentation utilisés ainsi que les techniques de commande appropriées. Nous avons ainsi montré que cette machine est une excellente candidate pour une application en traction automobile.

Chapitre III

Modélisation du système d'entraînement par Simplorer

Introduction :

Dans ce chapitre, nous adopterons le système d'entraînement et son mode d'alimentation adéquats selon les exigences de notre application. Pour cela, nous utiliserons un outil de simulation adéquat. De nombreux outils de simulation de circuits électriques et électroniques ont été développés depuis les années 70. Ces outils sont souvent mal adaptés aux dispositifs électriques de puissance et ne permettent pas d'appliquer une description fonctionnelle pour des parties spécifiques du système, même si des progrès dans ce sens ont été réalisés avec l'apparition du concept "Analog Behaviour Modeling"[23]. Les perspectives d'application de ces méthodes à la simulation des systèmes hétérogènes complexes sont actuellement encore limitées (temps de mise en œuvre élevé, absence d'un descripteur de circuits électriques et de modèles dynamiques de semi-conducteurs).

La modélisation de notre système se fera sous le logiciel Simplorer. Nous élaborerons par la suite un modèle analytique de la machine qui servira de validation pour le modèle élaboré sous Simplorer.

1. Système d'entraînement adopté

Avant d'entamer la modélisation du système et son analyse, nous commencerons par opter pour un choix du système d'entraînement (SRM, son convertisseur et son alimentation).

1.1 Choix de la SRM:

Notre choix s'est porté sur la machine déjà utilisée dans le cadre du projet de fin d'études de la référence [21] destinée à une application d'Alternateur/démarrreur, et cela parce qu'elle présente :

- une grande variation d'inductance pour un couple de sortie important
- un fort compromis entre l'encombrement, le coût et le nombre de phases, car plus le nombre de phases augmente plus le nombre des commutateurs croît et plus le coût est conséquent.

De ce fait, la SRM choisie pour notre étude est une machine triphasée 12/8 d'une puissance de 5kW.

1.2 Choix du convertisseur :

Notre choix s'est porté sur le convertisseur à trois demi-ponts asymétriques pour alimenter les trois phases de notre machine. Ce type de convertisseur offre une grande fiabilité, exigée dans cette application. De plus, la puissance n'étant pas importante, les pertes par commutation seront négligeables.

Chaque phase de la SRM est alimentée par un demi-pont.

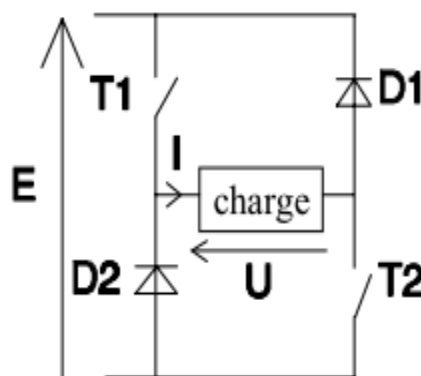


Fig. III.1: Alimentation d'une phase par un demi-pont asymétrique

Les transistors choisis dans ce cas sont de type IGBT, car ils sont les plus adaptés pour notre application compte tenu des valeurs de courant à commuter (de l'ordre de 300A) à une fréquence de découpage hystérésis au-delà de la bande audible.

Les transistors IGBT combinent les avantages des technologies BJT et MOS. Comme le MOSFET, il possède une forte impédance d'entrée, et comme le transistor BJT, il présente de faibles pertes de conduction et ne possède pas de problème de ventilation [22].

Allumage	Blocage	Commentaires
-Application d'une tension de base V_{gs} -Haute vitesse de réponse 0.4 μ s	-Couper l'alimentation de la base $V_{gs}=0$ -Haute vitesse de réponse 0.7 μ s	-Puissance moyenne -Contrôle facile - V_{gs} faible ($\sim 3V$) -Combine les technologies des MOS et des BJT

Tab. III.1 : Caractéristiques des transistors IGBT

1.3 Choix des stratégies d'alimentation :

Comme nous l'avons évoqué au chapitre II, l'alimentation de la SRM n'est pas la même pendant toute la durée de fonctionnement. Dans notre étude, nous adoptons la stratégie Soft-Chopping ou bien hystérésis à deux niveaux, pour des vitesses inférieures à la vitesse de base. Ce choix est un compromis entre la récupération de l'énergie pendant la fermeture des interrupteurs et la réduction de la fréquence de commutation des transistors. Pour les vitesses au-delà de la vitesse de base, l'alimentation se fait en pleine onde.

2. Modélisation du système par SIMPLORER

2.1 Présentation du logiciel SIMPLORER :

SIMPLORER est un logiciel utilisé pour la conception et l'analyse des systèmes techniques complexes. Il englobe les systèmes électriques, mécaniques et thermiques. Un modèle de simulation sous SIMPLORER peut contenir des circuits électriques, des blocs fonctionnels et des graphes d'état. Il comprend également une interface graphique qui permet de faciliter la simulation des systèmes complexes. De plus, la rapidité et la stabilité des algorithmes de simulation réduisent le temps de simulation et fournissent des résultats fiables.

Procédure de simulation sur Simplorer :

Pour résoudre une tâche sous le logiciel Simplorer, il faut suivre quatre étapes [24] :

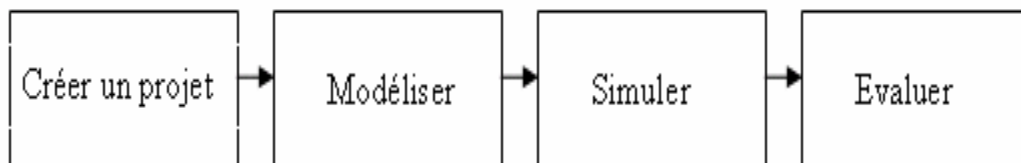


Fig. III.2 : Etapes de simulation avec Simplorer

Créer un projet :

Un projet est un fichier qui contient les différents fichiers d'une tâche de simulation. Le "SIMPLORER Simulation Center" (SSC) crée et gère les fichiers projets.

Modéliser :

Un modèle est nécessaire pour lancer la simulation. On utilise l'éditeur graphique "Schematic" pour créer un modèle. L'organigramme pour créer un modèle de simulation, en utilisant les circuits électriques, est donné par la figure III.3.

Simuler :

Le simulateur effectue la simulation et envoie les résultats au périphérique d'affichage.

Evaluer :

Simplorer a un outil de visualisation très puissant. Les résultats de simulation peuvent être visualisés et analysés en temps réel avec les éléments d'affichage et le "View Tool". Avec le "Day Post Pressor" et le "Day Optim", nous pouvons visualiser les résultats avec des fonctions mathématiques, traiter les données dans des fichiers séparés et réarranger les données.

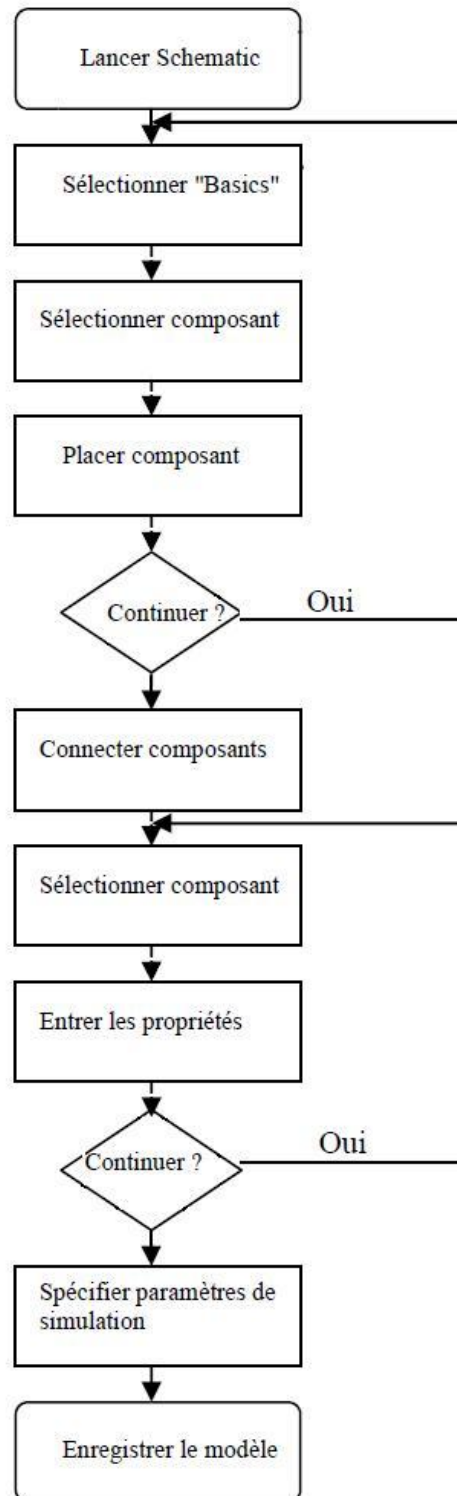


Fig. III.3 : Organigramme pour créer un modèle de simulation

2.2 Modèle du convertisseur :

Le modèle du convertisseur a été réalisé à base de transistors et de diodes de la librairie « basic », reliés entre eux grâce au mode « wire », et connectés avec une source de tension.

Le convertisseur comporte 3 bras, chacun muni de deux transistors IGBT et deux diodes de roue libre comme présenté à la figure (III.4).

La source délivre une tension continue de 42V

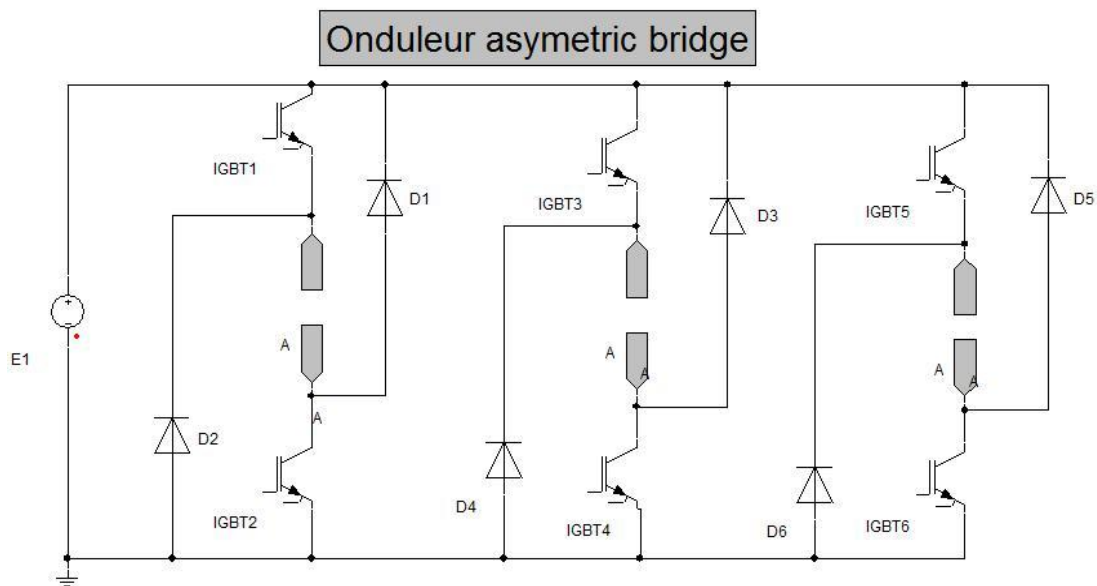


Fig. III.4 : Schéma du modèle du convertisseur sous Simplorer

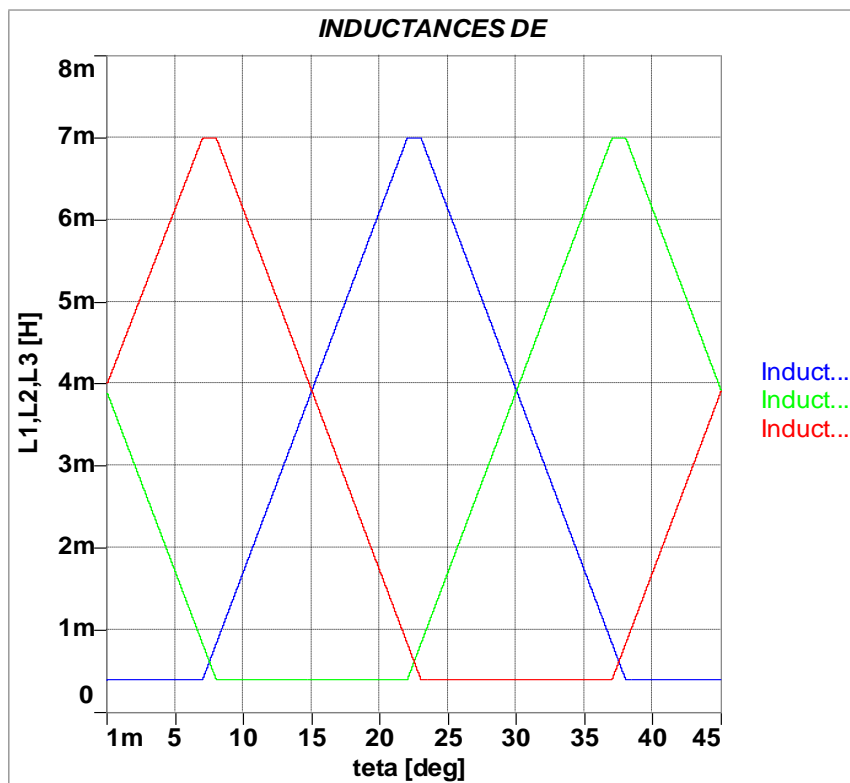
2.3 Modèle de la machine en régime permanent :

Dans notre cas, nous proposons un modèle dit « linéaire de l'inductance » où l'inductance dépend uniquement de la position θ et de façon linéaire.

2.3.1 Modèle linéaire de l'inductance :

Les inductances des phases sont représentées sur la figure :

Ces inductances correspondent aux inductances obtenues par éléments finis pour un régime non-saturé, tirées de la référence [23]. Elles sont approximées aux formes trapézoïdales données sur la figure (III.5). L'inductance minimale L_{\min} est alors égale à 0.4 mH et l'inductance maximale L_{\max} est égale à 7 mH.

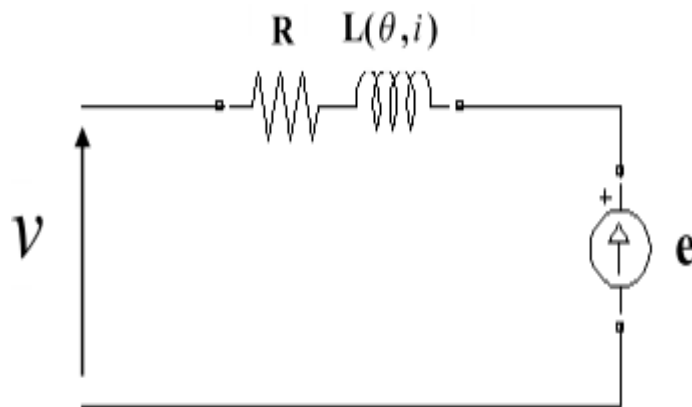


FigIII.5 : Inductances pour chaque phase de la SRM

2.3.2 Equation électrique :

Notre système est caractérisé par son équation électrique, basée sur le schéma équivalent par phase :

$$V = R.i + \Omega \frac{dL}{d\theta} i + L \frac{di}{dt} \quad (\text{III.1})$$



FigIII.6 : Schéma équivalent de la MRDS par phase

avec :

e : f.c.e.m. induite

$$e = \Omega \frac{dL}{d\theta} i \quad (\text{III.2})$$

2.3.3. Equation mécanique :

L'équation mécanique de notre moteur est issue du second principe de la mécanique [2]:

$$\sum C = J \frac{d\Omega}{dt} \quad (\text{III.3})$$

L'équation du couple électromagnétique est donnée par [19]:

$$C_e = \frac{1}{2} \frac{dL}{d\theta} i^2 \quad (\text{III.4})$$

Donc, l'équation mécanique sera donnée par:

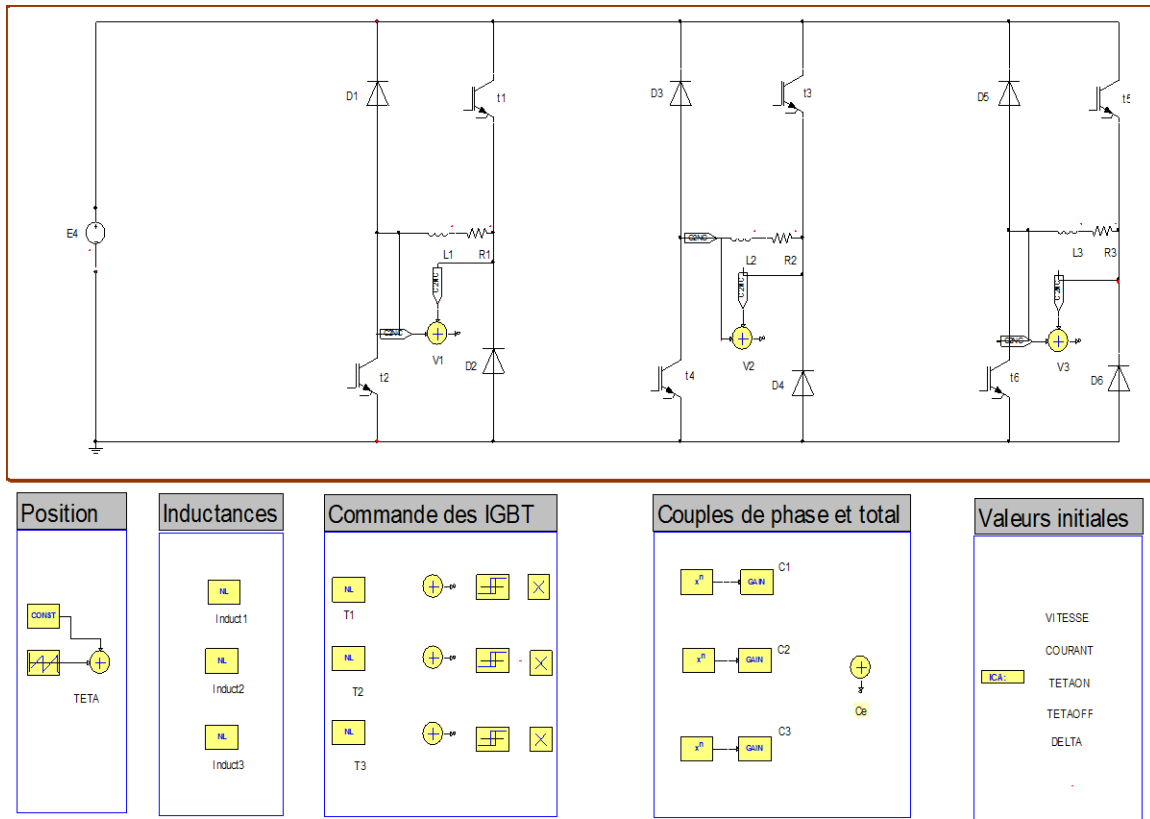
$$C_e = J \frac{d\Omega}{dt} + f_r \cdot \Omega + C_{ch} \quad (\text{III.5})$$

avec :

f_r : coefficient de frottement

C_{ch} : couple de charge

Le modèle du système utilisé sur Simplorer est présenté à la figure III.7.



FigIII.7 : Schéma du système modélisé avec Simplorer

2.4. Modèle de la machine en régime dynamique :

En régime dynamique (variation de la vitesse lors du démarrage ou des accélérations), seule l'équation mécanique de la machine change.

En effet, le couple résistant est supérieur au couple de la machine, ce qui entraîne une augmentation du couple pour atteindre la vitesse souhaitée.

L'équation mécanique est donnée par :

$$C_e = J \frac{d\Omega}{dt} + f_r \cdot \Omega + C_{ch} \tag{III.6}$$

Pour pouvoir établir le modèle du système, il faut d'abord pouvoir linéariser les deux équations électrique et mécanique.

Pour cela, nous utiliserons la méthode des petites variations [15]. Ainsi, nous aurons :

$$i=i_0+\delta i \quad (\text{III.7})$$

$$\Omega=\Omega_0+\delta\Omega \quad (\text{III.8})$$

$$V=V_0+\delta V \quad (\text{III.9})$$

$$C_{ch}=C_{ch0}+\delta C_{ch} \quad (\text{III.10})$$

$$e=e_0+\delta e \quad (\text{III.11})$$

Les valeurs du courant i et de la vitesse Ω sont prises comme étant celles du régime permanent : $i=i_0$ et $\Omega=\Omega_0$ [15].

En ce qui concerne l'inductance L , nous considérons la valeur moyenne :

$$\langle L \rangle = L_0 = \frac{L_{min} + L_{max}}{2} \quad (\text{III.12})$$

La dérivée de l'inductance par rapport à la position du rotor $\frac{dL}{d\theta}$ est considérée comme constante. En effet, pour le fonctionnement moteur, nous appliquons un courant pendant la croissance de l'inductance. Et du moment où nous supposons que la variation de l'inductance se fait d'une façon linéaire par rapport à la position, alors $\frac{dL}{d\theta}$ (la pente) est constante.

$$\frac{dL}{d\theta} = \frac{L_{max} - L_{min}}{\theta_2 - \theta_1} = \text{Cste} \quad (\text{III.13})$$

Notre vecteur d'état X aura donc, comme composantes, les petites variations de courant et de vitesse δi et $\delta \Omega$ (ce sont les variables d'état du système). Le vecteur d'entrée U aura comme composantes δV et δC_{ch} .

$$X = \begin{bmatrix} \delta i \\ \delta \Omega \end{bmatrix};$$

$$U = [\delta V \quad \delta C_{ch}];$$

$$\delta V = (R + \Omega_0 \frac{dL}{d\theta}) \delta i + i_0 \frac{dL}{d\theta} \delta \Omega + L_0 \frac{d(\delta i)}{dt} \quad (\text{III.14})$$

$$i_0 \frac{dL}{d\theta} \delta i = J \frac{d(\delta \Omega)}{dt} + f_r (\delta \Omega) + \delta C_{ch} \quad (\text{III.15})$$

Donc, nous aurons :

$$L_0 \frac{d(\delta i)}{dt} = - (R + \Omega_0 \frac{dL}{d\theta}) \delta i - i_0 \frac{dL}{d\theta} \delta \Omega + \delta V \quad (\text{III.16})$$

$$J \frac{d(\delta \Omega)}{dt} = i_0 \frac{dL}{d\theta} \delta i - f_r (\delta \Omega) - \delta C_{ch} \quad (\text{III.17})$$

$$\dot{X} = \begin{bmatrix} \frac{-1}{L_0} (R + \Omega_0 \frac{dL}{d\theta}) & (-\frac{1}{L_0} i_0 \frac{dL}{d\theta}) \\ (i_0 \frac{dL}{d\theta}) & -f_r \end{bmatrix} \cdot X + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_0} \\ \frac{-1}{J} \end{bmatrix} \cdot U$$

Le passage vers le domaine fréquentiel nous amène à écrire les deux équations suivantes :

$$L_0.S. \delta i(s) = -(R + \Omega_0 \frac{dL}{d\theta}) \delta i(s) - (i_0 \frac{dL}{d\theta}) \delta \Omega(s) + \delta V(s) \quad (\text{III.18})$$

$$J.S. \delta \Omega(s) = (i_0 \frac{dL}{d\theta}) \delta i(s) - f_r \delta \Omega(s) - \delta C_{ch}(s) \quad (\text{III.19})$$

Posons:

$$R_{eq} = R + \Omega_0 \frac{dL}{d\theta} \quad (\text{III.20})$$

$$K = i_0 \frac{dL}{d\theta} \quad (\text{III.21})$$

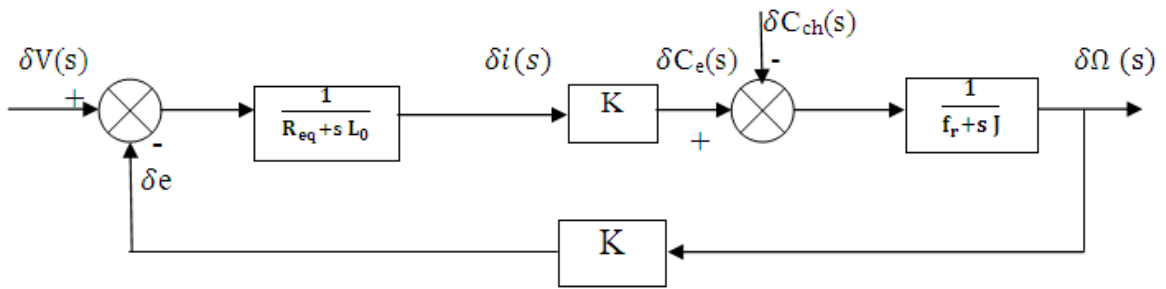
$$\delta e = K. \delta \Omega \quad (\text{III.22})$$

$$\delta C_e = K. \delta i(s) \quad (\text{III.23})$$

Nous aurons alors:

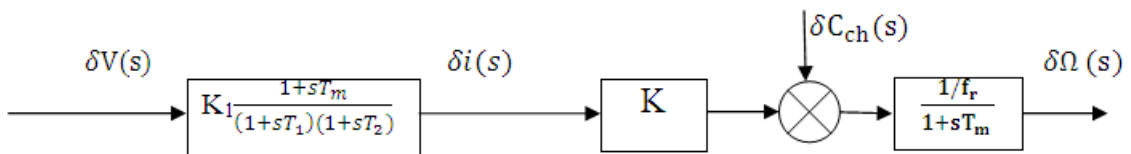
$$\delta V(s) - \delta e = (R_{eq} + s L_0) \delta i(s) \quad (\text{III.24})$$

$$\delta C_e(s) - \delta C_{ch}(s) = (f_r + s J) \delta \Omega(s) \quad (\text{III.25})$$



FigIII.8: Diagramme fonctionnel de la SRM

Ce diagramme peut être représenté de façon réduite comme suit :



FigIII.9 : Diagramme fonctionnel simplifié

Avec :

$$K_1 = \frac{f_r}{K^2 + R_{eq} \cdot f_r}$$

$$T_m = \frac{J}{f_r}$$

$$\frac{1}{T_1}, \frac{1}{T_2} = \frac{1}{2} \left[\frac{f_r}{J} + \frac{R_{eq}}{L_0} \right] \pm \sqrt{\frac{1}{4} \left(\frac{f_r}{J} + \frac{R_{eq}}{L_0} \right)^2 - \left(\frac{K^2 + R_{eq} \cdot f_r}{J \cdot L_0} \right)}$$

Après application numérique, nous avons obtenu les valeurs suivantes :

$$T_m=19.1 \text{ s}$$

$$T_1=1.455 \cdot 10^{-3} \text{ s}$$

$$T_2=30.54 \cdot 10^{-3} \text{ s}$$

2.5 Simulations :

2.5.1 Simulation du fonctionnement en régime permanent :

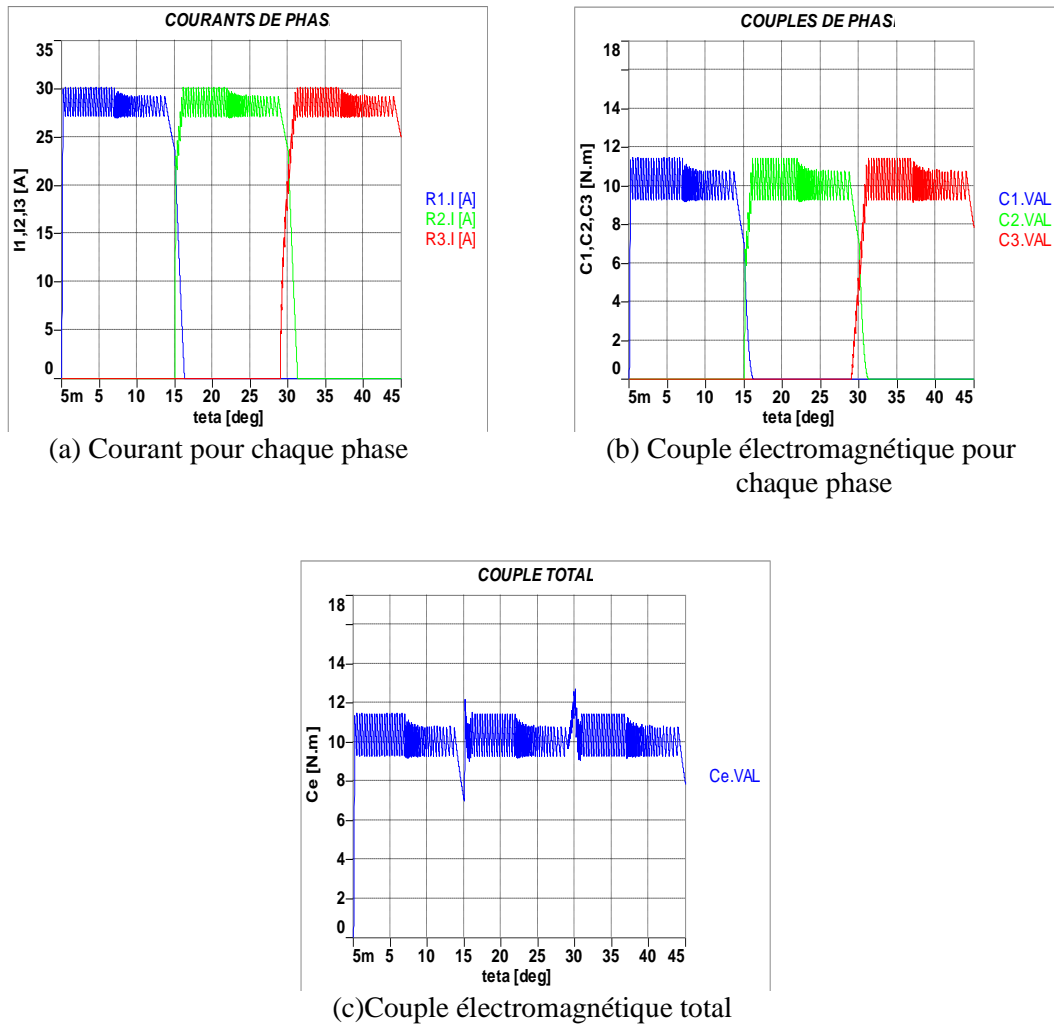
2.5.1.a Fonctionnement à faibles vitesses :

Pour un couple de charge $C_{ch}=10 \text{ N.m}$ et un coefficient de frottement $f_r=0.004 \text{ N.m/(rd/s)}$, nous aurons, pour une vitesse $\Omega=100 \text{ rd/s}$, le couple moteur $C_e= 10.4 \text{ N.m}$.

Ceci implique que le courant de phase doit être égal à 29 A. C'est le courant de référence : $I_{ref}= 29\text{A}$.

Nous prenons l'angle d'excitation $\theta_{on}=0^\circ$ et l'angle d'extinction $\theta_{off}= 15^\circ$, et nous utilisons la stratégie Soft-Chopping pour l'alimentation de la SRM.

Les résultats de la simulation sont présentés à la figure (III.10).

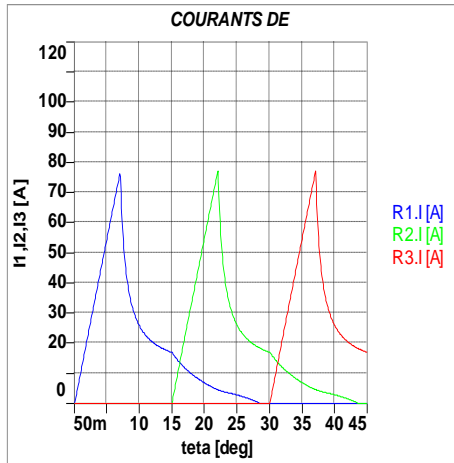


FigIII.10 : Courants, couples de phase et couple total à faible vitesse en utilisant le Soft-Chopping

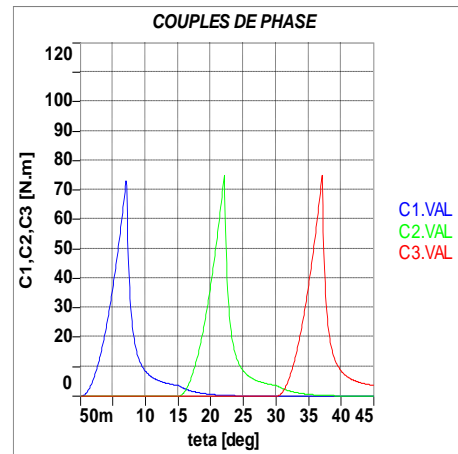
Nous constatons que les courants de phase suivent bien la référence imposée, et le couple développé par la machine est autour du couple de charge. Néanmoins, nous remarquons que le couple total présente des ondulations importantes. C'est l'un des inconvénients majeurs de cette machine. Pour cela, une commande robuste du couple est nécessaire. Différentes méthodes de commande seront présentées dans les prochains chapitres.

2.5.1.b Fonctionnement à grandes vitesses :

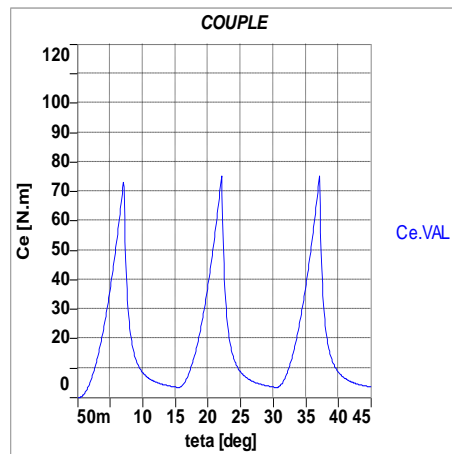
La machine est simulée pour un fonctionnement à une vitesse plus grande que la vitesse de base dans les conditions suivantes : $\theta_{on}=0^\circ$, $\theta_{off}=15^\circ$, $\Omega=150$ rd/s. Les résultats sont présentés sur la figure III.11:



(a) Courants dans les trois phases



(b) Couple électromagnétique pour les trois phases



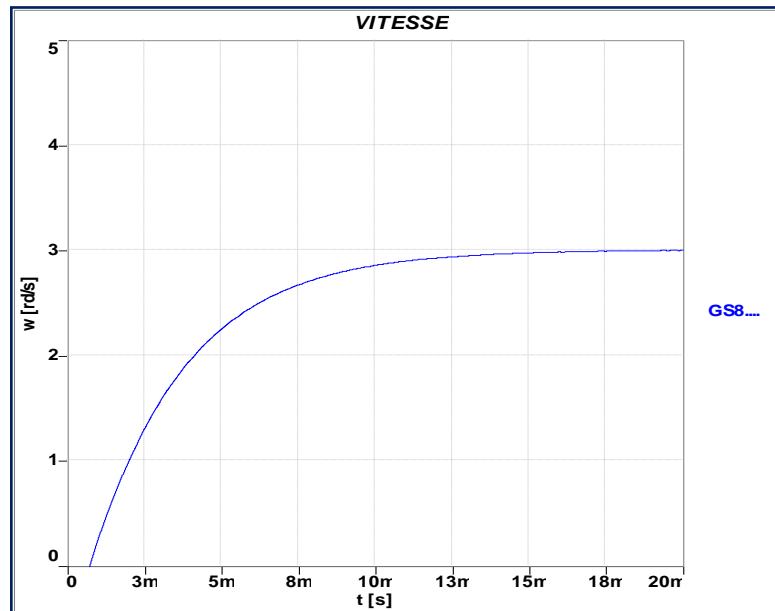
(d) Couple électromagnétique total les trois phases

FigIII.11 : Performances à grande vitesse

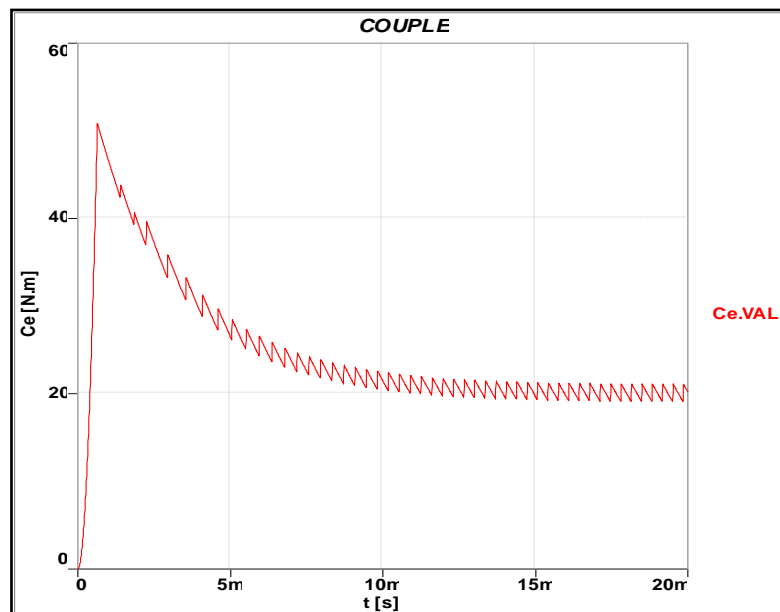
Nous constatons que les formes du courant et du couple ne suivent pas la référence. Ceci est dû à l'augmentation de la vitesse. La machine n'assure plus le courant de référence ce qui amène à une alimentation en pleine onde.

2.5.2 Simulation du fonctionnement en régime dynamique :

Le démarrage est simulé avec un couple de charge de 20 N.m. Les résultats de la simulation sont présentés à la figure III.12 :



(a) Vitesse de rotation



(b) Couple électromagnétique moteur

FigIII.12 : Vitesse et de couple moteur pour un démarrage

Le moteur atteint la vitesse maximale de 3 rd/s (29 tr/mn) en un temps de 16 ms. Ce temps est relativement faible ce qui confirme la bonne dynamique du système. De plus, le couple de la machine équilibre le couple de charge en régime permanent.

3. Modèle analytique

Un modèle analytique pour le calcul du courant de phase pour les grandes vitesses est proposé. Il est basé sur la résolution de l'équation électrique de la SRM.

En négligeant la résistance statorique, et en considérant $\frac{dL}{d\theta} = \text{constante}$, nous aboutissons aux résultats suivant :

$$i = \frac{V(\theta - \theta_{on})}{L_{min} \cdot \Omega} \quad \text{pour } \theta \in [\theta_{on}, \theta_1] ;$$

$$i = \frac{V(\theta - \theta_1)}{[L_{min} + \frac{dL}{d\theta}(\theta - \theta_1)]\Omega} + \frac{V(\theta_1 - \theta_{on})}{L_{min} \cdot \Omega} \quad \text{pour } \theta \in [\theta_1, \theta_2] ;$$

$$i = \frac{V(\theta - \theta_1) - V(\theta_2 - \theta_1)}{[L_{min} + \frac{dL}{d\theta}(\theta - \theta_1)]\Omega} + \frac{V(\theta_1 - \theta_{on})}{L_{min} \cdot \Omega} \quad \text{pour } \theta \in [\theta_2, \theta_m] ;$$

$$\text{Pour } \theta = \theta_m, \text{ nous aurons : } i = \frac{V(\theta_m - \theta_1) - V(\theta_2 - \theta_1)}{L_{max} \cdot \Omega} + \frac{V(\theta_1 - \theta_{on})}{L_{min} \cdot \Omega} ;$$

$$i = \frac{V(\theta - \theta_1) - V(\theta_2 - \theta_1)}{[L_{max} - \frac{dL}{d\theta}(\theta - \theta_m)]\Omega} + \frac{V(\theta_1 - \theta_{on})}{L_{min} \cdot \Omega} \quad \text{pour } \theta > \theta_m ;$$

Nous choisissons les conditions de commande qui sont les mêmes que celles choisies pour le modèle Simplorer.

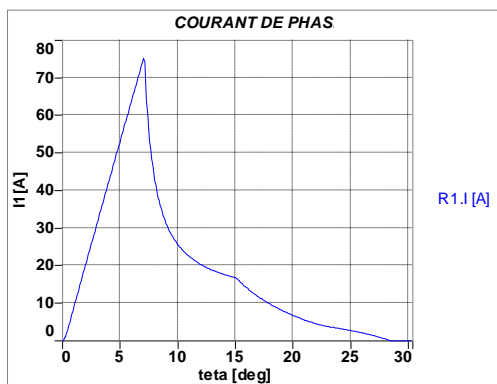
$$\theta_{\text{on}} = 0^\circ$$

$$\theta_1 = 7^\circ$$

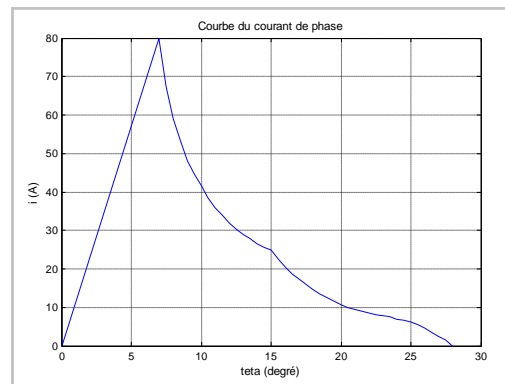
$$\theta_2 = \theta_{\text{off}} = 15^\circ$$

$$\theta_m = 22.5^\circ$$

La résolution du modèle analytique est réalisée sous MATLAB. Le courant de phase obtenu est présenté sur la figure (III.12).



(a) Résultat obtenu avec Simplorer



(b) Résultat obtenu avec Matlab

FigIII.13 : Variation du courant de phase en fonction de θ

Commentaires :

Nous constatons que la forme du courant obtenu par la modélisation sous Simplorer est similaire à celle obtenue par modèle analytique implémenté sous Matlab.

Nous remarquons aussi que le fait d'avoir négligé la résistance R n'a pas beaucoup affecté la forme du courant. Par contre, le courant obtenu avec le modèle analytique est légèrement supérieur à celui obtenu sous Simplorer.

Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons proposé un modèle de la SRM sous Simplorer basé sur le modèle linéaire de l'inductance. Celui-ci nous a permis d'analyser le fonctionnement en régime permanent pour les faibles et grandes vitesses de fonctionnement.

Par ailleurs, un modèle de la SRM en régime dynamique a été proposé. Les résultats de la simulation ont montré la bonne dynamique de cette machine.

De plus, un modèle analytique nous a permis de vérifier le modèle établi sous Simplorer pour les grandes vitesses de fonctionnement.

Chapitre VI

Analyse des performances du système d'entraînement

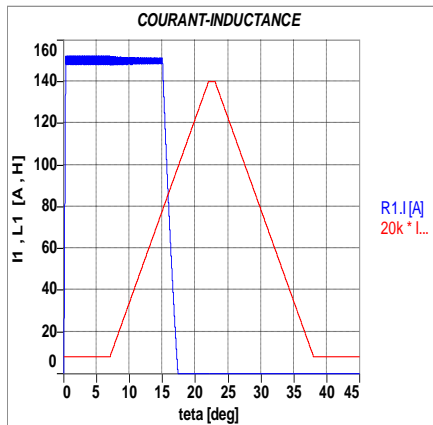
Introduction :

Les performances du système d'entraînement dépendent aussi bien de la machine que du convertisseur utilisé. Ces performances diffèrent, que la machine fonctionne à faibles ou à grandes vitesses. Dans ce chapitre, nous nous proposons d'examiner, en premier lieu, l'influence de la bande d'hystérésis ainsi que de l'angle d'extinction sur la forme du couple électromagnétique. En second lieu, l'influence de l'angle d'extinction sur le couple maximal est analysée, afin de trouver l'angle d'extinction qui conduit à la puissance maximale pour une vitesse donnée.

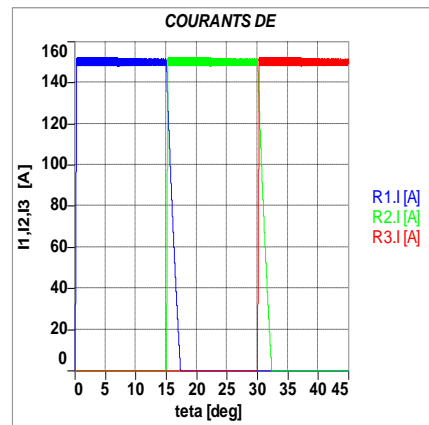
1. Performances à faible vitesse

Afin d'analyser les performances du système d'entraînement à faible vitesse, nous adoptons la stratégie d'alimentation Soft-Chopping utilisant une MLI à hystérésis. Nous simulons alors le fonctionnement en régime permanent, pour une vitesse bien inférieure à la vitesse base. Nous considérons les conditions suivantes : $\Omega = 30$ tr/mn, $I_{ref} = 150$ A, $\Delta I = 3$ A, $\theta_{on} = 0^\circ$, $\theta_{off} = 15^\circ$.

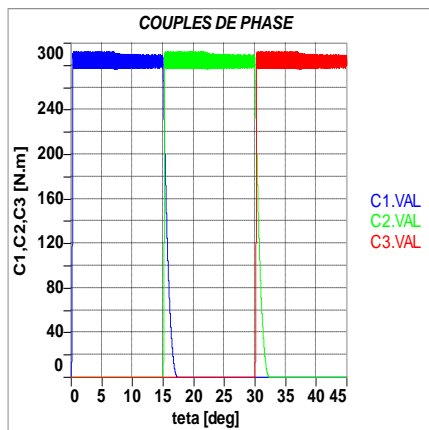
Les résultats de simulation sont représentés sur la figure (IV.1).



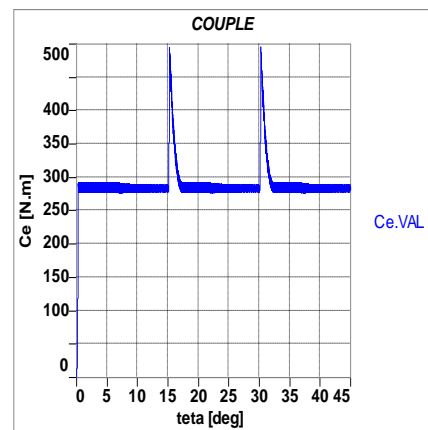
(a) Courant et inductance d'une phase



(b) courants dans les trois phases



(c) Couple électromagnétique des trois phases



(d) Couple électromagnétique total

Fig. IV.1: Résultats de simulation en régime permanent et à faible vitesse

Analyse des résultats :

La figure (IV.1.a) représente le courant et l'inductance d'une phase alimentée. Nous constatons que le courant est constant durant toute la période d'alimentation, et la désexcitation de la phase est effectuée bien avant le début de la décroissance de l'inductance, pour éviter l'empiètement sur les autres phases qui risque de produire des couples de freinage.

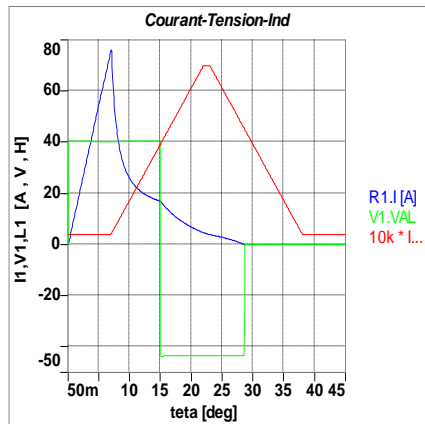
Ainsi, selon les trois courants de phase représentés sur la figure (IV.1.b), nous pouvons déduire que le courant est pratiquement constant dans les trois phases, ce qui est exigé dans une telle alimentation.

Les variations du couple électromagnétique pour les trois phases sont données sur la figure (IV.1.c). Ce couple est pratiquement constant durant les phases d'alimentation. Cependant, le couple électromagnétique de la machine, obtenu, en sommant les trois couples électromagnétiques à chaque instant, représenté sur la figure (IV.1.d), présente des pics de couple importants au moment de la commutation. Ces pics peuvent être atténués en faisant un bon choix de l'angle d'extinction θ_{off} .

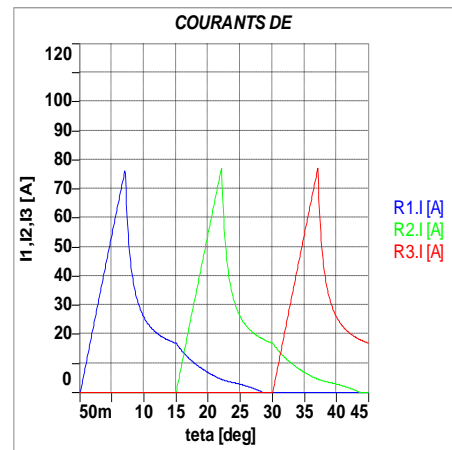
2. Performances à grande vitesse :

La simulation du fonctionnement de la SRM pour une alimentation pleine onde est effectuée afin d'analyser les performances à grande vitesse du système d'entraînement. La simulation est réalisée en régime permanent pour une vitesse plus grande que la vitesse de base, et pour les mêmes angles de commande choisis précédemment : $\Omega=1500$ tr/mn, $\theta_{on}=0^\circ$, $\theta_{off}=15^\circ$.

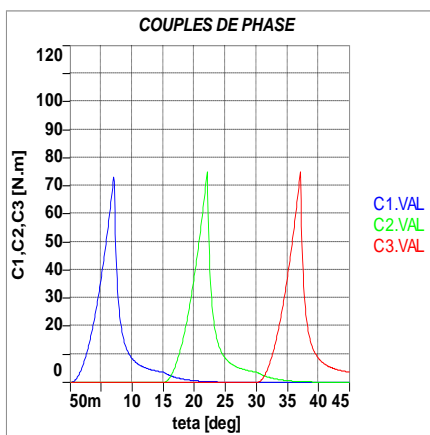
Les résultats de simulation sont représentés sur la figure (IV.2) :



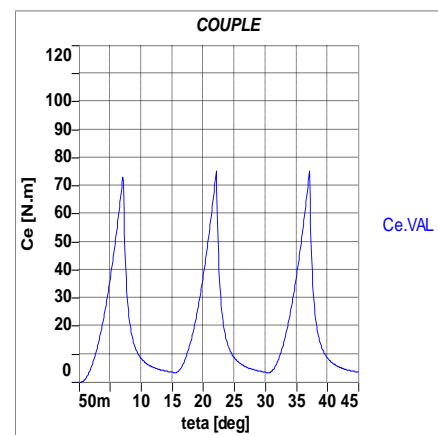
(a) Courant, tension, et inductance d'une phase



(b) Courants dans les trois phases



(c) Couple électromagnétique pour les trois phases



(d) Couple électromagnétique total

Fig. IV.2 : Résultats de simulation en régime permanent et à grande vitesse

L'allure du courant obtenue sur la figure (IV.2.a) comprend trois formes correspondantes à trois étapes : dans la première étape où la phase est alimentée par une tension constante, l'inductance de phase est minimale et le courant augmente rapidement dans la phase sans atteindre le courant maximal. A l'instant où l'inductance commence à croître, le courant décroît, ce qui correspond à la deuxième étape. La troisième étape commence lorsque les transistors sont coupés et la tension d'alimentation est inversée. Le courant continue à décroître jusqu'à son annulation mais avec une plus forte pente. Cette allure de courant correspond bien au fonctionnement à grandes vitesses donné en bibliographie.

Par ailleurs, nous constatons que le courant, lors de la désexcitation, ne s'annule pas très rapidement, malgré l'application d'une tension inverse. De plus, le couple moteur présente un fort taux d'ondulation qui est caractéristique à ce type de machines.

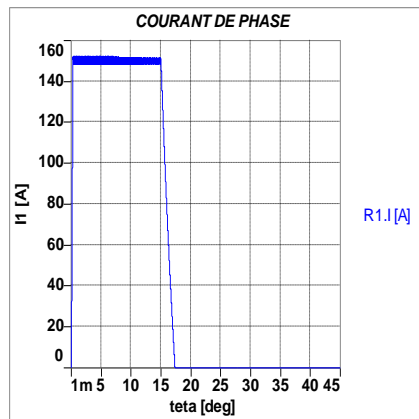
3. Influence de la bande d'hystérésis :

Lors du fonctionnement à faible vitesse, la largeur de la bande d'hystérésis pourrait avoir une influence sur les performances de la machine. Nous nous proposons, alors, d'observer et d'analyser cette influence.

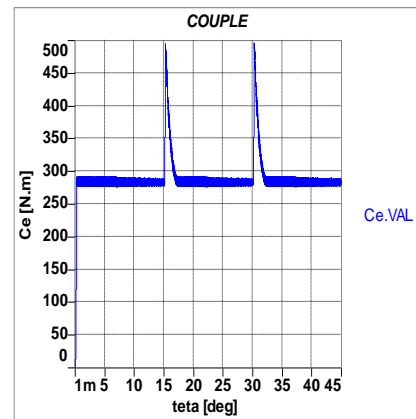
Pour cela, des simulations sont effectuées pour différents Δi , dans les conditions suivantes : $\Omega=30$ tr/mn, $I_{ref}=150$ A, $\theta_{off}=15^\circ$.

Les résultats de simulation sont donnés sur la figure (IV.3).

1^{er} cas : $\Delta i = 3A$:

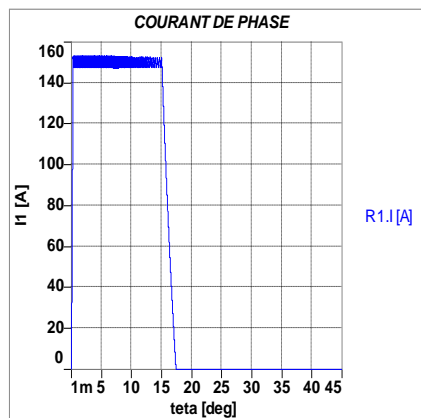


(a) Courant de phase

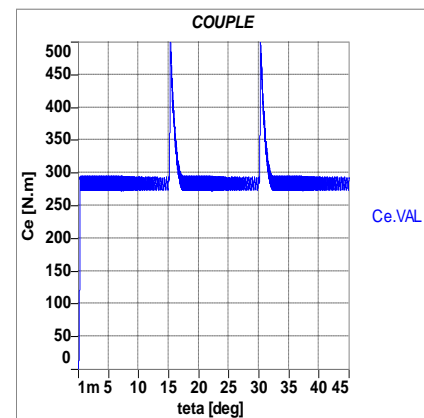


(b) Couple électromagnétique total

2^{ème} cas : $\Delta i = 5A$:

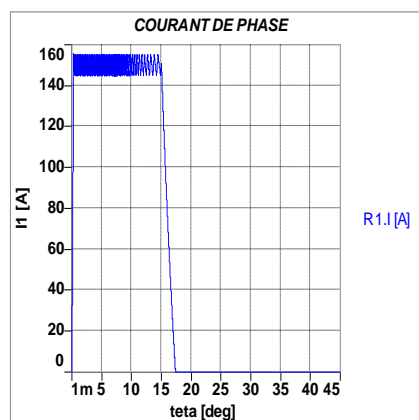


(a) Courant de phase

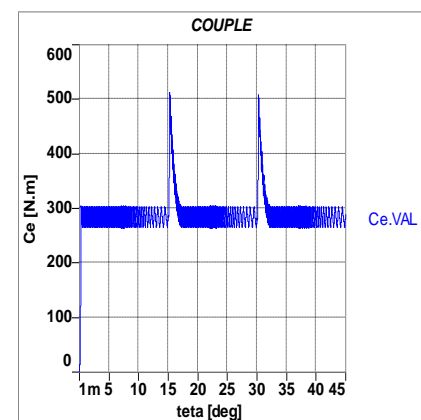


(b) Couple électromagnétique total

3^{ème} cas : $\Delta i = 10A$:



(a) Courant de phase



(b) Couple électromagnétique total

Fig. IV.3: Influence de Δi

Analyse des résultats :

Nous remarquons que plus la bande d'hystérésis ΔI est petite, plus la fréquence de commutation augmente. Mais la fréquence de commutation n'est pas constante, et c'est l'un des inconvénients de la régulation en utilisant une MLI à hystérésis. La fréquence de commutation n'est pas maîtrisable. En effet, elle est très importante pour $\Delta I=3A$. Ce qui augmente les pertes par commutation au niveau des transistors et accélère leur usure. Par contre, pour $\Delta I=10A$, la fréquence de commutation est beaucoup moins importante.

Nous nous proposons, aussi, de voir l'effet de cette bande sur l'ondulation de couple.

Nous constatons que la bande d'hystérésis n'as pas un effet particulier sur l'ondulation de couple, car celle-ci est essentiellement provoquée par la commutation des phases que par la régulation du courant.

4. Influence de l'angle d'extinction θ_{off} .

4.1 Fonctionnement à faibles vitesses :

Pour une alimentation régulée par hystérésis, nous allons étudier l'influence de l'angle d'extinction θ_{off} sur le couple moyen produit et le taux d'ondulation. Pour cela, la simulation est effectuée pour plusieurs angles θ_{off} , et dans les conditions suivantes : $\Omega=30$ tr/mn, $I_{ref}=150A$, $\Delta I=5A$.

Les résultats de simulations sont représentés sur les figures (IV.4). Le couple moyen et le taux d'ondulation sont calculés pour différentes valeurs de θ_{off} , et les résultats sont donnés sur le tableau (IV.2).

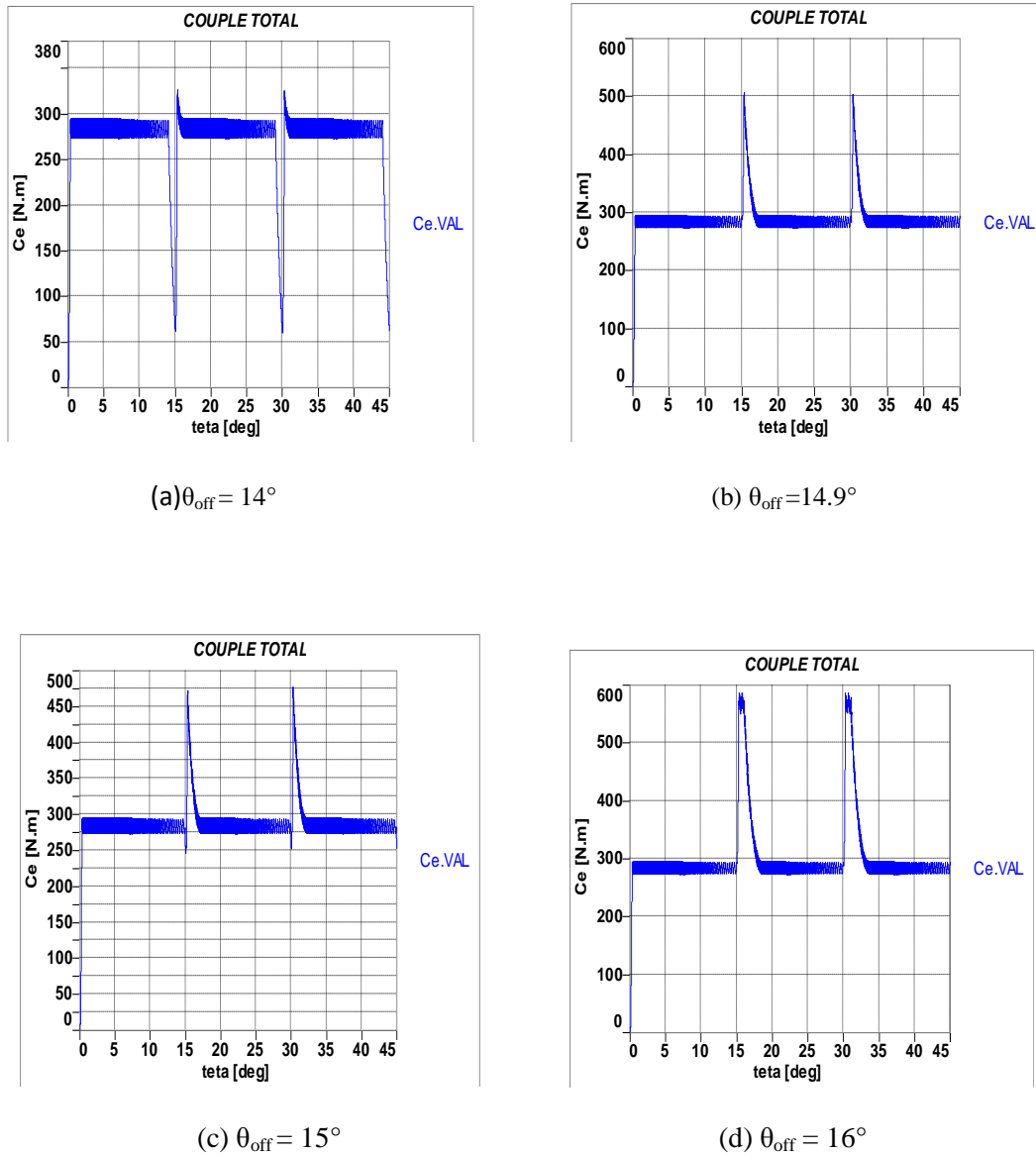


Fig. IV.4: Formes du couple électromagnétique pour différents θ_{off}

θ_{off}	14°	14.5°	14.9°	15°	15.5°	16°
C_{max} [N.m]	326.8	389	476.8	506	326.8	587
C_{min} [N.m]	65	143	250	275	60	275
C_{moy} [N.m]	273	281	288	290	274	303
Taux d'ond (%)	95.90 %	87.54 %	78.75 %	79.65 %	97.37 %	102.97 %

Tab. IV.2: Influence de θ_{off} sur le couple moyen

et l'ondulation du couple à faibles vitesses.

Interprétation des résultats

D'après le tableau (IV.2), nous constatons que le couple moyen et le taux d'ondulation varient avec l'angle de désexcitation θ_{off} , mais le taux d'ondulation minimal ne correspond pas au couple moyen maximal. Un compromis doit être fait : le meilleur taux d'ondulation produit par un couple moyen acceptable. Nous retenons, ainsi, le $\theta_{\text{off}}=14.9^\circ$ correspondant au taux d'ondulation minimal correspondant à 78.75% et un couple moyen de 288 Nm. Le taux minimal obtenu reste élevé, ce qui est dû au caractère fortement réticent de la SRM causé par la double saillance de sa structure. L'amélioration de ce taux peut être réalisée en agissant sur la structure (nombre de phases, largeur des dents par exemple), et sur la commande. A cet effet, une technique de commande permettant la réduction des ondulations du couple est proposée au chapitre suivant.

4.2 Fonctionnement à grandes vitesses :

Pour une alimentation en pleine onde, nous allons étudier l'influence de l'angle d'extinction θ_{off} sur la puissance de la machine. L'objectif est de trouver le meilleur θ_{off} qui permettrait d'obtenir une puissance maximale pour une vitesse donnée, ce qui reviendrait à chercher un couple moyen maximal.

La simulation est alors effectuée pour une vitesse de 1500 tr/mn et pour différentes valeurs de θ_{off} . Les résultats sont représentés sur la figure (IV.5) et les couples moyens calculés sont donnés sur le tableau (IV.3).

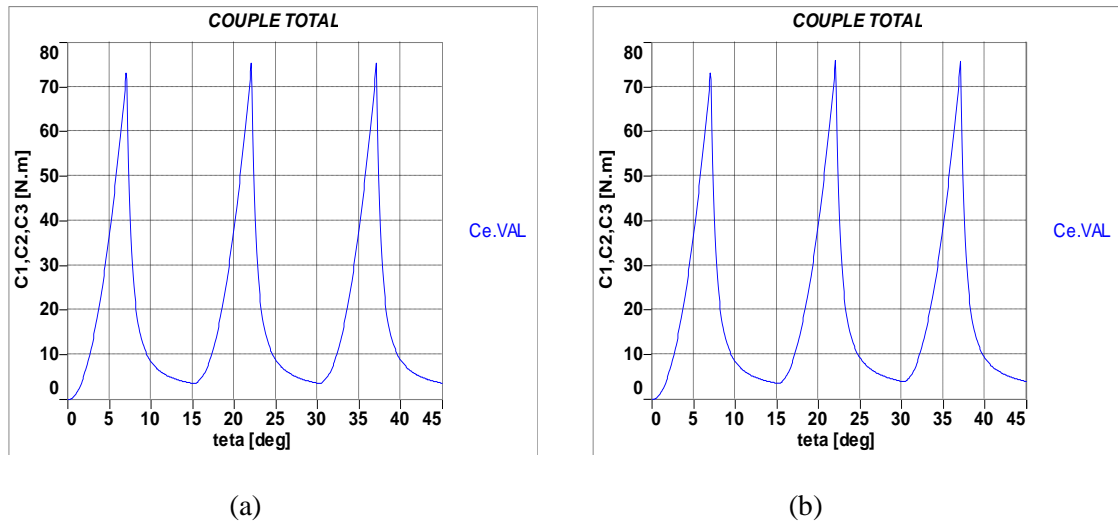


Fig. IV.5 : Couple total pour différents θ_{off} : (a) 16° , (b) 18°

θ_{off}	16°	18°	20°	22°
Couple moyen [N.m]	19	20	21	22.5

Tab. IV.3 : Influence de θ_{off} sur le couple moyen à grandes vitesses.

L'angle d'extinction qui permettrait d'obtenir un couple moyen maximum, et par conséquent une puissance maximale, est alors : $\theta_{\text{off}}=22^\circ$.

Dans ce cas, nous ne sommes pas intéressés à l'ondulation du couple car celle-ci est presque invariante à grande vitesse. Par ailleurs, l'ondulation du couple n'est pas aussi nocive à grande vitesse, qu'à basse vitesse, car, dans le premier cas, les ondulations sont absorbées par l'inertie du moteur en rotation.

Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons étudié l'influence de certains paramètres de commande sur les performances du système d'entraînement à faibles et grandes vitesses de fonctionnement. Nous avons retenu que la bande d'hystérésis n'a pas d'effet sur les performances de la machine, alors que l'angle d'extinction présente un effet important sur le couple moyen produit et le taux d'ondulation essentiellement à faibles vitesses.

Cette étude nous a permis de trouver un angle d'extinction optimal pour la minimisation du taux d'ondulation à faibles vitesses, et un autre angle d'extinction optimal pour les grandes vitesses qui conduit à la puissance maximale pour une vitesse donnée.

Chapitre V

Commande de la machine à faibles et grandes vitesses d'entraînement

Introduction :

La SRM suscite énormément d'intérêt pour les chercheurs, surtout pour trouver des méthodes innovantes pour sa commande. En effet, plusieurs travaux de recherche ont abouti à des stratégies de commande très performantes, telles que la commande adaptative par logique floue, par réseaux de neurones, par méthode neuro-floue et par algorithmes génétiques [19], [20]. Toutes ces stratégies nécessitent une connaissance exacte des paramètres et des performances de la machine. Ce sont des méthodes complexes, qui régulent les performances de la machine (vitesse, couple) en temps réel en fonction de la variation de ses paramètres (inductance, résistance statorique...).

Dans ce chapitre, nous nous proposons de réguler le couple et la vitesse de la machine.

1. Commande en couple pour les faibles vitesses

La commande du couple consiste à commander le courant. Pour cela, nous utilisons un régulateur à hystérésis. Lors des précédentes simulations, avec un couple de référence constant, nous avons remarqué que le couple total résultant n'était pas constant. Ceci est dû à la nature ondulatoire du couple de la SRM, même si le régulateur à hystérésis assure un courant constant.

Pour commander le couple, nous utiliserons la stratégie à trapèzes de couples [19]. En effet, cette technique consiste à injecter un couple de référence pour chaque phase, de telle façon à ce que la somme des couples de phase soit égale au couple souhaité.

Par exemple, pour que le moteur fournisse un couple total de 300 N.m, la forme des couples de référence pour chaque phase est représentée sur la figure (V.1) :

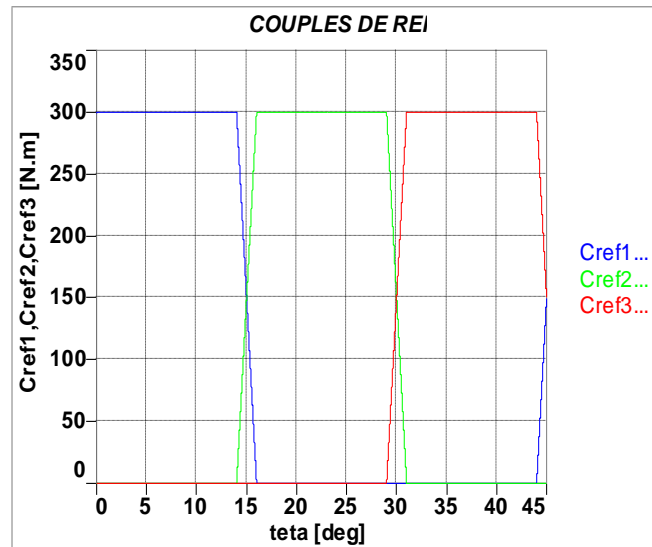


Figure V.1 : Formes des couples de référence pour chaque phase

Nous remarquons qu'à chaque position, la somme des couples référence est égale à une valeur constante ($C_{ref} = 300 \text{ N.m}$). C'est le couple moteur que notre moteur doit produire. L'intersection entre les couples de référence se fait avec un pas de 15° ; c'est le pas de la machine.

Ainsi, les trois couples de référence auront pour équations :

$$\begin{aligned} C_{ref1} &= 300 \text{ N.m} & 0^\circ < \theta < 14^\circ ; \\ C_{ref1} &= 300 - a.(\theta - 14) \text{ N.m} & 14^\circ < \theta < 16^\circ ; \\ C_{ref1} &= 0 \text{ N.m} & 16^\circ < \theta < 44^\circ ; \end{aligned}$$

Pour $\theta = 15^\circ$: $C_{ref1} = 150 \text{ N.m}$.

$$\begin{aligned} C_{ref2} &= 0 \text{ N.m} & 0^\circ < \theta < 14^\circ ; \\ C_{ref2} &= a.(\theta - 14) \text{ N.m} & 14^\circ < \theta < 16^\circ ; \end{aligned}$$

$$C_{\text{ref}2} = 300 \text{ N.m} \quad 16^\circ < \theta < 29^\circ ;$$

$$C_{\text{ref}2} = 300 - a \cdot (\theta - 29) \text{ N.m} \quad 29^\circ < \theta < 31^\circ ;$$

$$C_{\text{ref}2} = 0 \text{ N.m} \quad 31^\circ < \theta < 44^\circ ;$$

Pour $\theta = 15^\circ$ et $\theta = 30^\circ$: $C_{\text{ref}2} = 150 \text{ N.m}$.

$$C_{\text{ref}3} = 0 \text{ N.m} \quad 0^\circ < \theta < 29^\circ ;$$

$$C_{\text{ref}3} = a \cdot (\theta - 29) \text{ N.m} \quad 29^\circ < \theta < 31^\circ ;$$

$$C_{\text{ref}3} = 300 \text{ N.m} \quad 31^\circ < \theta < 44^\circ ;$$

Pour $\theta = 30^\circ$: $C_{\text{ref}3} = 150 \text{ N.m}$.

Avec : $a = \frac{C_{\text{ref}}}{2^\circ} = 150 \text{ N.m}$ (pour notre exemple)

Nous constatons clairement qu'aux positions : 15° , 30° et 45° (pas de 15°), l'intersection des couples de référence se fait pour une valeur de 150 N.m . Donc, la somme des couples en chaque position est égale à 300 N.m (couple moteur de référence).

Schéma de commande :

La régulation du couple nécessite la régulation du courant, donc pour chaque phase, nous aurons besoin d'un régulateur à hystérésis.

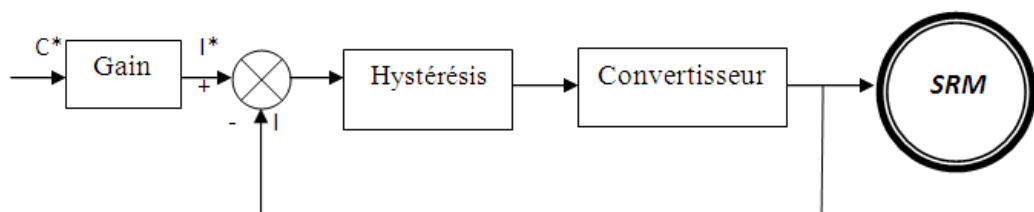


Figure V.2 : Diagramme en blocs de la commande en couple

Résultats de la simulation :

Pour une vitesse de 30 tr/mn et un couple de référence pour chaque phase de la forme précédente, nous aurons les résultats suivants :

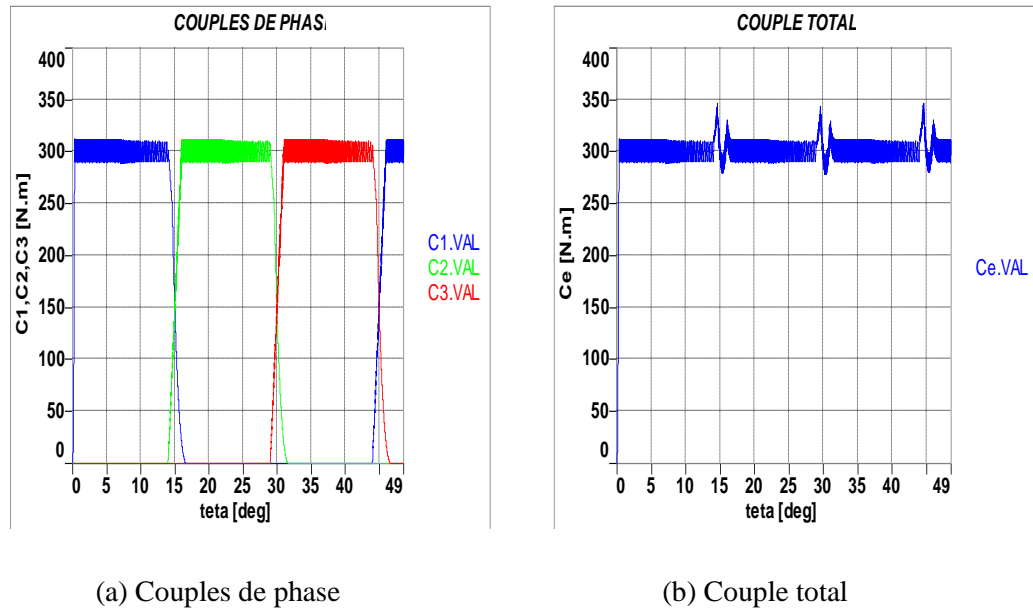


Figure V.3 : Courbes des couples de phase et du couple total

Nous constatons que les couples de phase suivent la forme des couples de référence imposés, avec de légères ondulations dues à la nature de la MLI utilisée et la nature de la SRM. Ceci amène à un couple moteur quasiment constant.

La valeur moyenne du couple moteur est de 300 N.m.

L'ondulation du couple est donnée par la relation suivante [19]:

$$C\% = \frac{C_{max} - C_{min}}{\langle C \rangle} \quad (V.1)$$

Dans notre cas, $C\% = \frac{340-280}{300} = 20\%$

Donc, il est clair que cette stratégie de commande est très intéressante puisqu'elle permet d'obtenir un couple moins ondulé avec une valeur moyenne quasiment égale à celle de la référence. Les ondulations ont été réduites de **75%** par rapport à l'ondulation minimale (78.75%) obtenue par le choix d'un θ_{off} optimal.

2. Commande en vitesse

2.1 Présentation du système de commande

Pour commander la machine en vitesse, nous utiliserons un régulateur de type Proportionnel et Intégral (PI). Sa fonction de transfert est de type $\frac{1+s T_n}{s T_i}$.

Le schéma de commande sera comme suit :

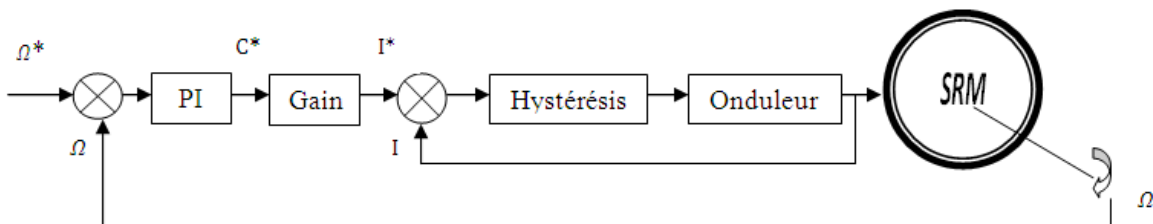


Figure V.4 : Schéma bloc de la commande en vitesse

La sortie du régulateur de vitesse PI donne un couple de référence, qui donne à son tour un courant de référence. Un capteur de vitesse fournit les données de vitesse qui seront comparées avec la vitesse de référence.

2.2 Recherche des paramètres du régulateur PI

Les coefficients du régulateur peuvent être calculés de différentes manières.

Nous adopterons la méthode d'imposition des pôles.

Cette méthode consiste à imposer des pôles qui appartiennent à la droite $X = -\rho$, comme démontrée sur la figure (V.5) :

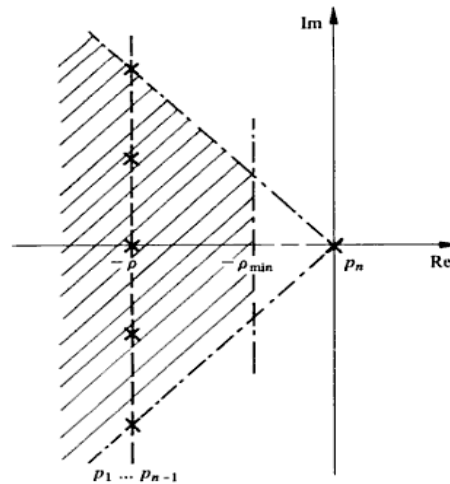


Figure V.5 : Imposition des pôles [25]

Pour imposer les pôles au système, il faut d'abord trouver la fonction de transfert en boucle fermée. Son polynôme caractéristique sera alors égal à un polynôme de même degré, et qui aura comme pôles, les pôles imposés [25],[26].

Fonction de transfert en boucle fermée :

En négligeant le retard causé par le convertisseur, et en considérant le gain du régulateur égal à 1, la fonction de transfert du courant en boucle fermée sera alors :

$$F_1(s) = \frac{A(1+sT_m)}{a s^2 + b s + 1} \quad (V.2)$$

$$\text{avec: } A = \frac{K_1 K_b}{1 + K_1 K_b}, \quad a = \frac{T_1 T_2}{1 + K_1 K_b}, \quad b = \frac{T_1 + T_2 + K_1 K_b T_m}{1 + K_1 K_b}$$

Le système présente alors deux pôles. Par conséquent, le choix d'un régulateur PI est justifié.

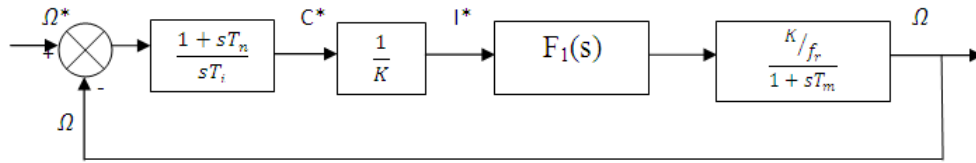


Figure V.6: Schéma fonctionnel de la régulation de la vitesse

La fonction de transfert en boucle fermée de la vitesse est alors :

$$\text{FTBF}(s) = \frac{B(1+sT_n)}{s^3 + c.s^2 + d.s + B} \quad (\text{V.3})$$

avec:
$$B = \frac{A}{a T_i f_r}, \quad c = \frac{b}{a}, \quad d = \frac{1}{a} \left(1 + \frac{A T_n}{f_r T_i} \right)$$

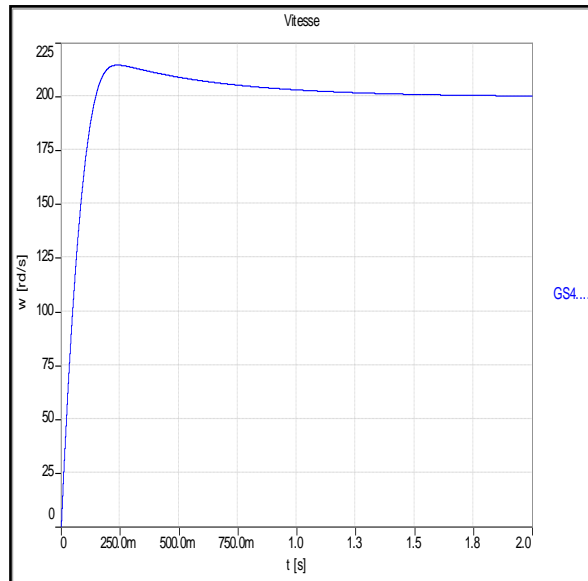
Donc, en appliquant la méthode d'imposition des pôles, le polynôme caractéristique doit être égal à :

$$P(s) = (s + \rho)(s^2 + 2\rho.s + 2\rho^2) = s^3 + 3\rho.s^2 + 4\rho^2.s + 2\rho^3 \quad (\text{V.4})$$

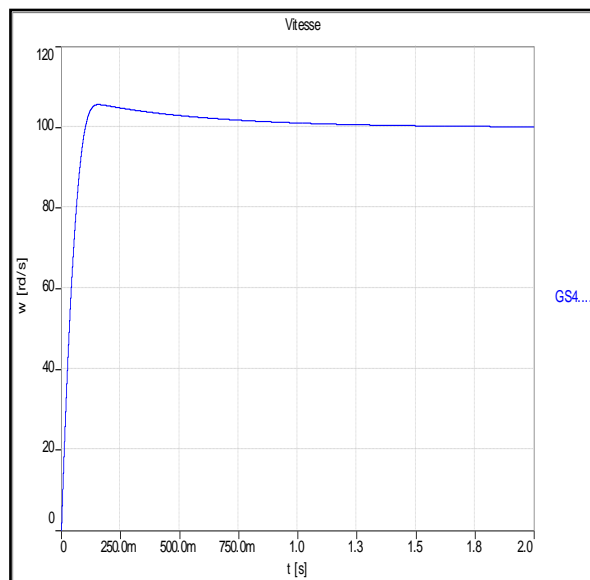
Par identification, nous trouvons : $T_n = 0.49$ s, $T_i = 1.2$ s

2.3 Application de la régulation et analyse des résultats

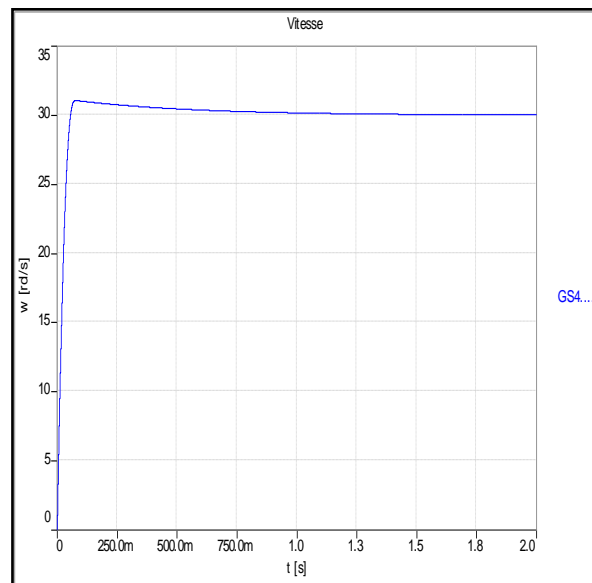
Les courbes de vitesse obtenues pour différentes Ω_{ref} sont représentées sur la figure (V.7) :



(a) $\Omega_{\text{ref}} = 200$ rd/s



(b) $\Omega_{\text{ref}} = 100$ rd/s

(c) $\Omega_{\text{ref}} = 30 \text{ rd/s}$ **Figure V.7 : Courbes de vitesse**Analyse des résultats :

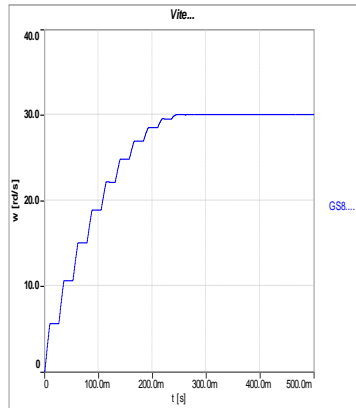
La courbe de vitesse suit la vitesse de référence, pour les différentes Ω_{ref} . Mais, nous remarquons qu'il existe un dépassement. Ceci est dû aux simplifications que nous avons effectuées pour l'élaboration des fonctions de transfert.

En effet, nous avons considéré que le gain du régulateur à hystérésis était égal à 1. De même, nous avons négligé la constante de retard introduite par l'onduleur.

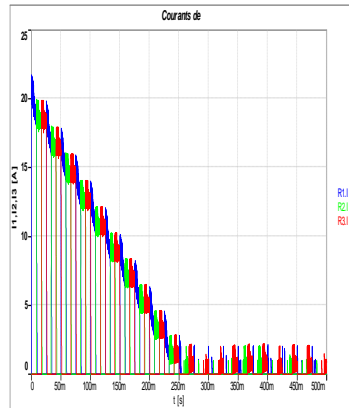
Pour cela, nous avons procédé à l'ajustement des coefficients du PI afin d'avoir une réponse sans dépassement.

En prenant, par exemple : $T_n = 4 \text{ s}$ et $T_i = 30 \text{ s}$, nous avons obtenu les courbes présentées sur la figure (V.8).

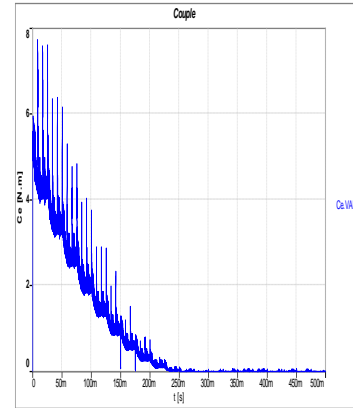
Vitesse : $\Omega_{ref}=30$ rd/s (286.5 tr/mn):



(a) Vitesse

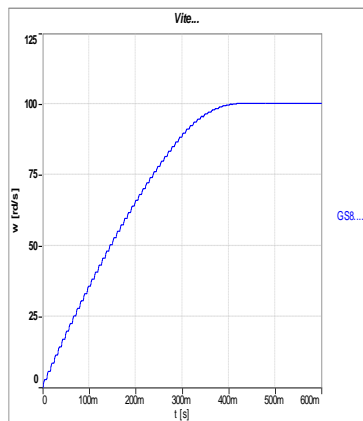


(b) Courants de phase

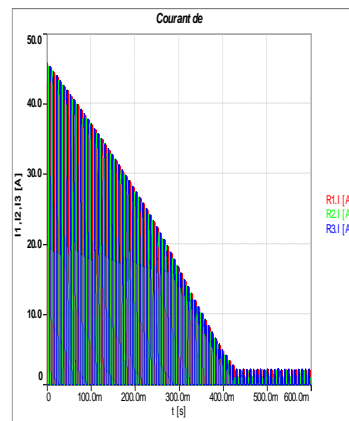


(c) Couple total

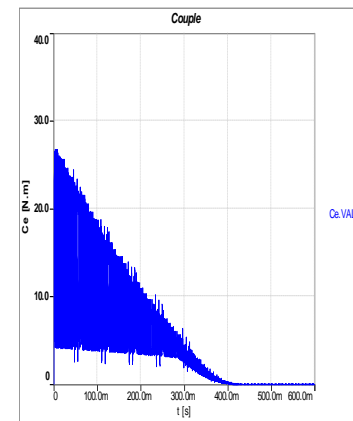
Vitesse : $\Omega_{ref}=100$ rd/s (955 tr/mn) :



(a) Vitesse

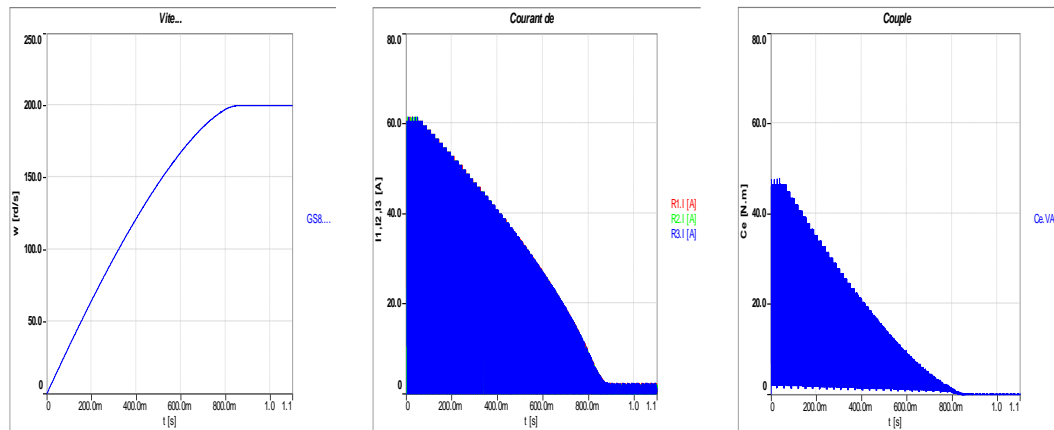


(b) Courants de phase



(c) Couple total

Vitesse : $\Omega_{\text{ref}}=200$ rd/s (1910 tr/mn) :



(a) Vitesse

(b) Courants de phase

(c) Couple total

Figure V.8 : Courbes de vitesse, courants de phase et couple total

Analyse des résultats :

Le moteur met un temps de 830 ms pour atteindre $\Omega_{\text{ref}}=200$ rd/s, alors qu'il en met 390 ms pour atteindre $\Omega_{\text{ref}}=100$ rd/s et 230 ms pour atteindre $\Omega_{\text{ref}}=30$ rd/s.

Nous remarquons également que plus la vitesse augmente, plus le courant diminue, et par conséquent le couple moteur diminue également.

Le couple moteur présente de faibles ondulations, mais elles restent plus ou moins importantes à faibles vitesses, ce qui rend l'utilisation de régulateurs plus performants nécessaires, tels que présentés au chapitre II.

Avec un dépassement inférieur à 5% et un temps d'établissement du régime permanent acceptable, la régulation par l'utilisation d'un PI est robuste. Elle permet d'obtenir des résultats très satisfaisants.

Conclusion :

Nous avons montré dans ce chapitre que le couple moteur peut être régulé, avec une minimisation des ondulations. Ceci permet alors d'utiliser la SRM pour des applications de précision, tels que le domaine automobile, aéronautique, machines-outils,

D'autre part, la régulation de la vitesse par l'utilisation d'un régulateur Proportionnel et Intégral (PI) donne des résultats satisfaisants. Néanmoins, l'utilisation d'un PI avec des coefficients variables (commande adaptative) serait souhaitable. Il ne faut pas perdre de vue que la SRM reste une machine complexe, et que nous n'avons considéré lors de notre étude que le cas linéaire avec des simplifications pour l'élaboration des blocs de commande.

Conclusion générale et perspectives :

Le véhicule électrique est la dernière tendance des constructeurs automobiles. Un intérêt particulier est porté aux travaux permettant de réduire les coûts, ce qui permettrait l'expansion et le développement des VE. La SRM, grâce à ses avantages très attractifs tels que son faible coût de fabrication, sa simplicité, sa robustesse, ainsi que ses performances électromagnétiques, est une sérieuse candidate à relever le défi de la traction automobile à l'échelle industrielle.

Néanmoins, son principal inconvénient, qui est la nature très ondulée de son couple électromagnétique, rend son domaine d'application très réduit. Son application est encore au stade de projets en laboratoire. Mais, les nouvelles avancées technologiques, notamment de l'électronique de puissance et de l'informatique de commande, ont permis de mettre au point des techniques de minimisation des ondulations du couple avec une fiabilité et une robustesse très poussées. Cela a permis l'élargissement du domaine d'application de la SRM.

De tels types de commande nécessitent une connaissance exacte de l'état de la machine (valeurs de l'inductance, souvent présentant de fortes non-linéarités, position du rotor, valeur du flux électromagnétique, ...). Pour cela, une étude préalable doit être réalisée. Pour notre étude, nous nous sommes basés sur les résultats d'un projet de fin d'études réalisé antérieurement sur notre machine par des étudiants de l'ENP. Nous avons alors considéré le cas linéaire. Pour définir les caractéristiques exactes de la machines, plusieurs méthodes sont adoptés telles que les éléments finis, les réseaux de neurones, les algorithmes génétiques....En ce qui concerne la position du rotor, un capteur de position est nécessaire. Il doit être extrêmement fiable, car la commande de la machine en dépend. Dans certains cas, il peut être substitué par un estimateur de position. Une logique de commutation pour l'ouverture et la fermeture des transistors est nécessaire. Cela est généralement réalisé à l'aide de DSP (Digital Signal Processor).

Nous avons pu mettre au point le modèle de notre machine à l'aide du logiciel Simplorer. Le type d'alimentation adopté pour le démarrage et les faibles vitesses a été

le Soft-Chopping. Il permet de réduire la sollicitation des transistors, diminuant ainsi les pertes et les échauffements dus à la commutation. Ceci permet d'augmenter la durée de vie des IGBT. Une autre stratégie peut être utilisée, c'est le Hard-Chopping. Elle permet de restituer l'énergie à la source, ce qui permet de recharger la batterie. Mais, dans cette stratégie d'alimentation, les IGBT sont deux fois plus sollicités, ce qui réduit leur durée de vie de moitié.

Pour les grandes vitesses, une alimentation en pleine onde de tension a été appliquée. L'analyse des performances à faibles et à grandes vitesses a permis de choisir un angle d'extinction optimal qui permet d'obtenir un couple électromagnétique utile proche de celui de la référence, et présentant de faibles ondulations. Pour les grandes vitesses, le couple électromagnétique est fortement ondulé, et nous cherchons à obtenir une puissance maximale. Donc, le plus judicieux est d'augmenter la durée de conduction des transistors (augmenter l'angle d'extinction). Nous avons pu voir également que la bande d'hystérésis n'a pas un grand effet sur l'ondulation du couple, comparativement à l'effet de l'angle de désexcitation. Néanmoins, elle permet de varier la fréquence de la MLI à hystérésis, ce qui permet de régler la fréquence de commutation des interrupteurs.

L'intégration d'une SRM dans un véhicule électrique nécessite une commande robuste du couple moteur et de la vitesse. En effet, lors des démarrages, le couple électromagnétique produit par la machine doit être important afin de vaincre le couple de charge (poids, inertie, frottement, résistance de l'air,...). Il doit être constant, avec de faibles ondulations, jusqu'à ce que le véhicule atteigne la vitesse nécessaire pour le démarrage. Un angle d'extinction optimal, déduit de l'analyse des performances de la SRM, permet d'obtenir un couple moteur avec moins d'ondulations et une valeur moyenne qui se rapproche de la valeur de référence. Mais les pics, dus à la nature de la machine, sont nocifs pour certains éléments rigides du véhicule reliés directement à l'arbre du moteur. Pour cela, une technique de commande a été adoptée afin de minimiser les ondulations du couple. C'est la commande en trapèzes de couple. L'analyse des résultats obtenus en utilisant cette technique de commande a montré qu'elle est robuste et qu'elle satisfait les multiples contraintes pour ce type d'application.

Nous avons pu également, lors de notre travail, mettre au point une commande de la machine en vitesse. Le régulateur utilisé est de type Proportionnel et Intégral (PI). Ces coefficients sont considérés comme constants, et ont été déterminés à l'aide de la méthode d'imposition des pôles. L'analyse des résultats obtenus a permis de conclure que le type de régulateur utilisé convient parfaitement à la commande en vitesse de la SRM.

D'autres études sur la SRM peuvent adopter d'autres techniques de commande telles que la commande adaptative par réseaux de neurones, par logique floue, ou bien avec des algorithmes génétiques, nécessitant ainsi une connaissance exacte de l'état de la machine (inductance, position, ...) et par conséquent, une électronique de commutation très performante.

Notre étude s'est faite sur la base du modèle linéaire de la SRM. Nous pouvons prévoir une étude et une analyse des performances avec plus de précision en considérant le modèle non-linéaire basé sur des méthodes de calcul performantes comme les éléments finis ou la logique floue.

Enfin, des modifications peuvent être apportées au niveau de l'usinage des dents du stator et du rotor. Une optimisation du nombre de dents, leur forme, ainsi que leur inclinaison, permet de réduire considérablement les ondulations du couple électromagnétique. L'hybridation de la SRM en utilisant des aimants permanents, conjugués aux électro-aimants, pourrait constituer une excellente alternative afin d'améliorer les performances électromagnétiques de cette machine.

Bibliographie

- [1] **J. Larminie, J. Lowry**, “*Electric Vehicle Technology Explained*”, edition Wiley, 2003.
- [2] **J. C. Mouchoux**, “*Etude et réalisation de l'alimentation électronique d'un moteur à réluctance variable pour véhicule électrique –expérimentation du moteur -*”, Mémoire d'ingénieur CNAM Paris, Octobre 1994.
- [3] **L. Chang**, “*Development of Switched Reluctance Motor Drives and the Applications in Automobiles*”, Electrical and Computer Engineering, CCGEI, pp 280-283, September 1995.
- [4] **A. Emadi**, “*Modern Automotive Systems Power Electronic and Motor Drive Opportunities and Challenges*”, seminar, Illinois Institute of Technology, 2005.
- [5] **M. Ehsani, Y. Gao, S. E. Gay, A. Emadi**, “*Modern Electric, Hybrid electric, and Fuel Cell Vehicule*”, CRC Press, 2005.
- [6] **J. M. Allenbach**, “*Traction ferroviaire*”, Laboratoire de Machines Electrique EPFL, Edition 2008.
- [7] **M. Poloujadoff**, “*Machine asynchrone : Régimes quelconques*”, Technique de l'ingénieur, d3485, 2008.
- [8] **B. Boutikar, H. Mezerreg**, “*Diagnostic de défauts électriques de la machine asynchrone à cage d'écurueil*”, projet de fin d'études, ENP, Juin 2009.
- [9] **V. Sabaté**, “*Traction électrique ferroviaire, convertisseurs et moteurs*”, Technique de l'ingénieur, d5502, 2008.
- [10] **P. Mayé**, “*Aide mémoire d'électrotechnique*”, Dunod, 2006.
- [11] **B. Multon**, “*Historique des machines électromagnétiques et plus particulièrement des machines à réluctance variable*”, Revue 3E.I, ENS Cachan, Juin 1995.
- [12] **M. Leroy**, “*Etude et mise au point de motoventilateurs à hautes performances pour l'aéronautique*”, Thèse de doctorat, INP Toulouse, 2006.

- [13] **B. Multon, F. Camus, E. Hoang, J-Y. Le Chenadec, J-C. Mouchoux**, “Possibilité du moteur à réluctance variable à double saillance pour la motorisation de véhicules électriques. Bilan des essais d’un prototype de 27kW”, C-VELEC, ENS Cachan, 1995.
- [14] **E. Hoang**, “Etude, Modélisation et mesure des pertes magnétiques dans les moteurs à réluctance variable à double saillance”, Thèse de doctorat, ENS Cachan, 1995.
- [15] **R. Krishnan**, “Switched Reluctance Motor Drives- Modeling, Simulation, Analysis, Design and Applications”, CRC Press, 2001.
- [16] **H. Sahraoui**, “Contribution à la modélisation et à l’optimisation d’un système de commande d’un moteur à réluctance variable à double denture (SRM) ”, Thèse de doctorat, ENP Alger, 2007.
- [17] **E.S. Elwakil, M.K. Darwish**, “Critical review of converter topologies for switched reluctance motor drives”, IREE, vol. 2, no.1, January/february 2007.
- [18] **NEC Electronics**, “Switch reluctance motor control with μ PD78K0/KX2”, Application note, 2006.
- [19] **I. Husain**, “Minimization of torque ripple in SRM drives”, IEEE Transactions on industrial electronics, vol. 49, no. 1, pp. 28-38, February 2002.
- [20] **S. Mir, M. Elbuluk, I. Husain**, “Torque-ripple minimization in switched reluctance motors using adaptative fuzzy control”, IEEE Transactions on industry applications, vol. 35, no.2, pp 461-468, march/april 1999.
- [21] **S. Djebbari, O. Dahmani**, “Analyse des performances et commande d’une SRM utilisée en Alternateur/démarrateur pour véhicules”, Projet de fin d’études, ENP, Juin 2009.
- [22] **I. Husain**, “Electric and hybrid vehicles- Design fundamentals-”, CRC Press, 2003.
- [23] **R. Achouri, M. Hidouche**, “Commande vectorielle de la machine asynchrone- Simulation sur le logiciel SIMPLORER”, Projet de fin d’études, ENP, Juin 2007.

- [24] “Simulation system SIMPLORER 7.0- User Manual”, Ansoft Corporation.
- [25] **H. Bühler**, “*Réglage par Mode de Glissement*”, Presses Polytechniques Romandes, 1986.
- [26] **K. Dahmane**, “*Contribution à la modélisation et à la commande d’une machine asynchrone double étoile alimentée par convertisseurs matriciels*”, mémoire de Magister, ENP, novembre 2004.