

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Ecole Nationale Polytechnique

DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE



Projet de fin d'études
Pour l'obtention du diplôme
D'Ingénieur d'Etat en Electrotechnique

Thème :

Modélisation et commande par mode glissement
d'une MRV utilisée en alterno-démarreur pour
véhicule

Proposé et dirigé par :

Dr H. SAHRAOUI

Pr M.O. MAHMOUDI

Etudié par :

M^r NESSAB Youssouf

M^r TAKARLI Mohamed

Promotion JUIN 2011

ملخص

يهدف عملنا هذا إلى دراسة و تحكم الآلة ذات المقاومة المغناطيسية المتغيرة وثنائية المسننات للإستعمالها كمحرك/مولد للعربة. لدراسة التصرف الديناميكي للآلة نقترح نموذجين, الاول مبني على الشكل الخطي للذاتية اما الثاني فيراعي التشبع المغناطيسي. نوضح بعد ذلك العديد من تقنيات التزويد الكهربائي للآلة. واخيرا, نصمم تقنية التحكم المنزلق للآلة ثم نختبرها تحت شروط مختلفة.

كلمات مفتاحية: الآلة ذات المقاومة المغناطيسية المتغيرة, سيمبلورر, نمذجة, التحكم المنزلق.

Abstract

This work consists to study and control the switched reluctance machine for starter/generator application in a motorcar. To study the dynamic behavior of the machine, two models are proposed. The first one is based on the linear form of the inductance but the second take into account the magnetic saturation. Several alimentation strategies are also brought into focus. Finally, the sliding mode control of the SRM is developed and tested under different constraints.

Key Words: SRM, Simplorer, modeling, sliding mode control.

Résumé

Notre travail consiste à étudier et commander la machine à réluctance variable à double denture en vue d'une application en alterno-démarrreur pour véhicule. Pour étudier le comportement dynamique de la machine deux modèles sont proposés. Le premier qui se base sur la forme linéaire de l'inductance sera ensuite corrigé par le second qui tient compte de la saturation. Différentes techniques d'alimentation de la machine sont ensuite mises en évidence. Pour finir, la commande par mode glissement de la machine est développée et testée sous différentes contraintes.

Mots clés : MRV, Simplorer, modélisation, commande par mode glissement.

Remerciements

On tient une profonde gratitude envers madame Sahraoui docteur à l'école nationale polytechnique d'Alger pour avoir encadré et dirigé ce travail ainsi que pour sa patience et sa disponibilité.

On tient à remercier et à montrer notre sincère respect envers monsieur Mahmoudi professeur à l'école national polytechnique pour nous avoir encadrés dans ce travail et éclairés par ses précieux conseils.

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

On remercie chaleureusement l'école nationale polytechnique et tous les gens ayant participé de près ou de loin à notre formation

Dédicaces

Je dédie ce travail :

A mon père Bachir qui m'a apporté un soutien sans faille et qui est resté toujours derrière moi pour m'encourager.

A ma mère Malika qui est toujours restée à mon chevet et m'a apporté tous ce qu'un fils a besoin.

A ma sœur Samira qui passe le bac cette année, je lui souhaite tous le succès qu'un frère peut espérer.

A ma tante Karima qui a su être une deuxième mère pour moi.

A mon oncle Noureddine qui a su être patient et de bon conseil.

Mohamed

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail :

A mes très chers parents que j'aime par-dessus tout, qui par leur sacrifices, leur amour, leur patience, leur soutien et leurs encouragements m'ont permis de toujours persévérer, de viser haut et surtout de toujours donner le meilleurs de moi-même.

A mes frères et sœurs.

A mes neveux et nièces.

A tous ceux qui m'aiment.

Youcef

Sommaire

Introduction générale	1
------------------------------------	---

Chapitre I : Généralités sur la MRV et l'alternodémarrreur.

Introduction	3
1. Présentation de l'alternodémarrreur.....	4
1.1. Système conventionnel de l'alternateur et le démarrreur.....	4
1.2. Fonction «Stop&Start»	4
1.3. Intérêt de l'alternodémarrreur	5
1.4. Avantages de l'alternodémarrreur	5
1.5. Exigences de l'alternodémarrreur	6
1.6. Couplage de l'alternodémarrreur avec le moteur thermique.....	6
1.6.1. Couplage direct.....	6
1.6.2. Couplage indirect.....	7
1.7. Schéma de montage global de l'alternodémarrreur.....	9
2. Présentation de la MRV.....	10
2.1. Structure de la machine.....	10
2.2. Principe de fonctionnement.....	10
2.3. Structure des convertisseurs d'alimentation.....	12
2.3.1. Convertisseur à demi-pont asymétrique.....	12
2.3.2. Structure à un seul interrupteur par phase.....	14
2.3.3. Structure m+1 transistors.....	15
2.4. Stratégies d'alimentation.....	15
2.4.1. Stratégie pleine onde.....	15
2.4.2. Alimentation Courant.....	16
2.4.2.1. Technique à hystérésis.....	16
2.4.2.2. Technique MLI à porteuse triangulaire.....	16
2.4.2.3. Comparateur.....	17
Conclusion.....	17

Chapitre II : Modélisation de la MRV en régime non saturé

Introduction	18
1. Modèle de la MRV sous Simplorer.....	18
1.1. Choix de la configuration de la SRM.....	18
1.2. Choix du convertisseur.....	18
1.3. Equations de la MRV.....	19
1.3.1. Equations Electriques.....	19
1.3.2. Caractéristiques d'inductances.....	20
1.3.3. Schéma électrique équivalent.....	21
1.3.4. Equations Electromécaniques.....	22
1.3.5. Equation Dynamique.....	22
1.4. Présentation du Logiciel Simplorer.....	22
1.4.1. Utilisation de « Simplorer Schematic application ».....	23
1.4.2. Les étapes de conception d'un model Simplorer.....	24
1.5. Modélisation de la machine et du convertisseur.....	26
1.6. Modélisation du couple électromagnétique produit.....	29
1.7. Modélisation du régime permanent.....	31
1.8. Modélisation du régime dynamique.....	31
2. Modélisation sous Simplorer des stratégies d'alimentations.....	32
2.1. Modélisation de la stratégie pleine onde.....	32
2.2. Alimentation régulée en courant.....	33
2.2.1. Modélisation de l'Hystérésis.....	33
2.2.2. MLI à porteuse triangulaire.....	35
2.2.3. Technique du Comparateur.....	36
3. Résultats de simulation et analyse des performances	36
3.1. Résultats de simulation pour l'alimentation pleine onde.....	36
3.2. Résultat de simulation pour l'alimentation régulé en courant.....	37
3.2.1. Alimentation à MLI.....	37
3.2.1.1. Alimentation à hystérésis.....	37

3.2.1.1. a. Soft shopping.....	37
3.2.1.1.b. Hard shopping.....	39
3.2.1.2. Technique à MLI triangulaire.....	40
3.2.2. Résultat de simulation pour la technique du comparateur.....	43
4. Le mode générateur.....	44
Conclusion.....	48

Chapitre III : Modélisation de la MRV en régime saturé

Introduction.....	49
1. Modélisation de la machine et du convertisseur.....	50
2. Modélisation du couple produit par la machine	51
3. Modèle dynamique de la machine.....	52
4. Résultats de simulation et analyse des performances	53
4.1. Résultats de simulation pour l'alimentation pleine onde.....	53
4.2. Résultat de simulation pour l'alimentation régulé en courant.....	54
4.2.1. Alimentation à MLI.....	54
4.2.1.1. Alimentation à hystérésis.....	54
4.2.1.1. a. Soft shopping.....	54
4.2.1.1.b. Hard shopping.....	55
4.2.1.2. Technique à MLI triangulaire.....	56
4.2.2. Résultat de simulation pour la technique du comparateur.....	58
5. Le modèle générateur	59
Conclusion	62

Chapitre IV : Commande non-linéaire de la MRV en régime saturé et non saturé

Introduction	63
1. Commande par mode glissement.....	63
2. Conception général d'une commande par mode glissement.....	64
2.1. Décomposition du modèle	64
2.2. Conception de la surface de glissement.....	65

2.3. Conception de l'entrée de commande.....	65
3. Application de la commande pour la MRV.....	66
3.1. Surface de glissement.....	67
3.2. Définition de la commande.....	69
3.3. Démonstration de la convergence.....	69
3.4. Conception de la commande.....	71
3.5. Résumé de la commande.....	73
4. Réalisation de la commande pour le modèle non saturé sous Simplorer.....	74
5. Résultats et performances de la commande pour le modèle non saturé.....	76
5.1. Réglage de la fonction ϕ (fonction qui génère le courant de référence)	76
5.2. Le comportement de la commande en régime permanent.....	79
5.3. Testes de robustesse de la commande.....	80
5.4. Comportement de la commande pendant le freinage.....	83
6. Réalisation de la commande pour le modèle saturé sous Matlab.....	85
7. Résultats et performances de la commande pour le modèle non saturé.....	86
7.1. Réglage de la fonction ϕ (fonction qui génère le courant de référence).....	87
7.2. Le comportement de la commande en régime permanent.....	89
7.3. Testes de robustesse de la commande.....	90
7.4. Comportement de la commande pendant le freinage.....	93
Conclusion.....	95
Conclusion générale	96
Annexes	98

Introduction Générale

Pour répondre à de nouvelles exigences de l'automobile, comme la réduction de l'encombrement, l'amélioration du niveau de confort et l'augmentation de la puissance électrique liée à l'électrification des équipements dans les véhicules, les constructeurs automobiles remplacent le démarreur et l'alternateur par une seule machine appelée "alternodémarreur". Ce concept permet de réaliser le démarrage et l'arrêt du moteur, la recharge de la batterie et l'alimentation du réseau de bord. Les machines utilisées jusque-là sont : la machine asynchrone à cage et la machine synchrone à rotor bobiné. Cependant, les conditions de température élevées de l'environnement de l'axe de transmission du moteur thermique, et les contraintes volumiques imposées par l'intégration de cette machine, font que la MRV est la meilleure candidate pour cette application. En effet, en plus des performances de couples important aux faibles vitesses, la possibilité d'utilisation dans une large gamme de vitesse et la tolérance aux défauts, la MRV est robuste et peut être intégrée dans des conditions dures grâce à la structure simple de son rotor qui ne comprend ni bobinage ni aimant permanent[1].

La prédiction des performances de commande nécessite une modélisation précise de la MRV. La double saillance et la saturation du circuit magnétique de la MRV en fonctionnement normal rend la modélisation fastidieuse. Celle-ci nécessite la connaissance des caractéristiques magnétiques de la machine qui sont déterminées expérimentalement ou par EF[1][7].

Le caractère fortement non linéaire de la machine ne permet l'utilisation des stratégies de commande linéaires appliquées pour les machines classiques qu'autour des points de fonctionnement. Des méthodes plus robustes sont, alors, indiquées dans ce cas tel que le mode glissant[8].

L'objectif de ce travail est d'appliquer la commande en mode glissant à la MRV utilisée en alternodémarreur dans un véhicule. Ce travail est effectué en plusieurs étapes présentées en quatre chapitres :

Dans le premier chapitre est présenté la structure de l'alternodémarreur et les possibilités de son insertion dans le véhicule. La MRV a été choisie dans cette application pour les performances particulières qu'elle présente par rapport aux autres machines, et son adaptabilité pour être intégré dans un véhicule. Cette machine est présentée, ainsi que son principe de fonctionnement. Les différentes stratégies d'alimentation et les structures de convertisseurs utilisés dans la MRV sont aussi présentées et décrits dans ce chapitre.

Dans le second chapitre, une modélisation sous Simplorer de la MRV en régime non saturé est effectuée. Le modèle de l'inductance est adopté en approximant les formes de l'inductance à des formes trapézoïdales. Plusieurs modèles Simplorer sont, ainsi proposés afin de simuler les fonctionnements à faibles et grandes vitesses correspondants aux deux stratégies d'alimentation et aux différentes techniques de régulation de courant.

Le troisième chapitre est consacré à la modélisation de la MRV en fonctionnement saturé. La modélisation est effectuée sous Matlab-Simulink, et le modèle du flux est adopté. La simulation est réalisée pour les mêmes stratégies d'alimentation et les mêmes techniques de régulation de courant, et dans les mêmes conditions que pour le modèle non saturé, afin de pouvoir comparer les performances pour les deux modèles.

Le quatrième chapitre concerne la commande en mode glissant appliquée à la MRV. Le principe général de la commande est d'abord présenté, et appliquée à la MRV. Le concept et les lois de commande sont élaborés pour les deux modèles de la MRV, saturé et non saturé. Plusieurs modèles de commandes sont alors présentés tenant compte des stratégies d'alimentation utilisés et les différentes techniques de régulation. La simulation est, ensuite, réalisée pour le démarrage et dans les conditions de changement de paramètres de la machine afin de tester la robustesse de la commande proposée.

Chapitre I

Généralité sur la MRV et

l'alternatif-démarrateur

Introduction

L'accroissement constant du nombre d'équipements électriques qui assurent de nouvelles fonctionnalités de sécurité ou de confort, a amené les constructeurs à utiliser des alternateurs de plus en plus puissants. Cette augmentation de puissance signifie accroissement du couple qui a tendance à se rapprocher du niveau de couple produit par le démarreur. Ceci a conduit à remplacer le démarreur et l'alternateur par une seule machine appelée alternateur-démarrreur.

Cette machine est insérée à la place de l'alternateur. C'est une solution simple et économique ne nécessitant pas des modifications du bloc moteur existant. La seconde solution proposée est "l'alternateur/démarrreur intégré (ADI)". Cette machine est placée entre le moteur et l'embrayage, ce qui permet de transmettre des puissances et des couples plus importants. Néanmoins, cette solution conduit à la modification de la position géométrique du moteur propulseur.

Les machines les plus intéressantes pour la réalisation de l'alternateur-démarrreur sont les machines synchrones, et les MRV. En général, pour les alternateurs des véhicules classiques, les machines synchrones ont été longtemps utilisées. Actuellement les MRV sont devenues concurrentes pour les performances particulières qu'elles présentent dans ce type d'application. En effet, La simplicité et le faible coût de production rendent la machine à reluctance variable un candidat intéressant pour l'application de l'alternateur-démarrreur. C'est une machine qui est caractérisée par un rendement élevé produisant un fort couple à basse vitesse. En plus elle est réputée pour sa tolérance aux défauts et sa robustesse même aux températures élevées.

Dans ce chapitre, l'alternateur-démarrreur est présenté ainsi que ses fonctions. Son intégration dans le véhicule peut se faire de deux manières différentes. Elles sont décrites dans ce cas afin d'étudier leurs contraintes sur la machine.

Par ailleurs, La machine à reluctance variable est présentée, ainsi que les différentes stratégies de l'alimentation et les techniques de régulation de courant. A cet effet, différentes structures de convertisseurs sont décrits.

1. Présentation de l'alternateur-démarrreur

1.1. Système conventionnel de l'alternateur et le démarreur

Habituellement, dans les véhicules classiques, l'alternateur et le démarreur sont deux machines distinctes. Le schéma électrique du véhicule classique est donné par :

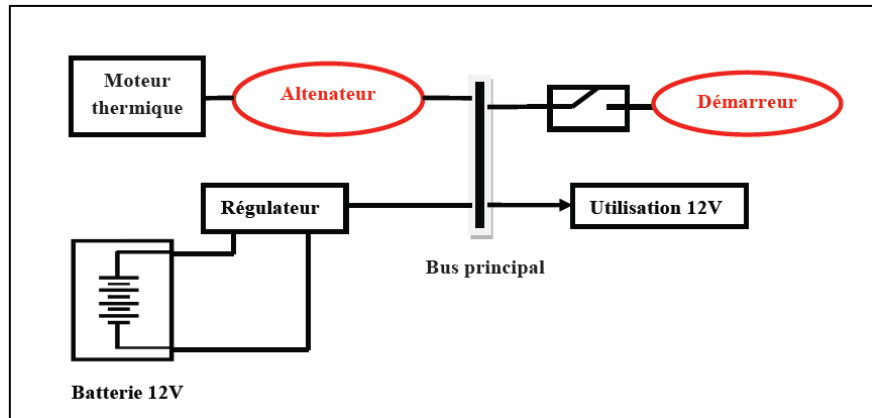


Figure1. Le schéma électrique du véhicule classique. [1]

- **l'alternateur** : C'est une génératrice synchrone triphasée reliée à un redresseur pour la génération d'un courant continu. Son entraînement est effectué par le moteur thermique à travers une courroie.
- **le démarreur** : c'est un moteur à courant continu à rotor à aimants permanents (généralement pour les moteurs à essence) ou à excitation série (pour les moteurs diesel). Il intervient à travers un engrenage qu'un électro-aimant met en contact avec la couronne dentée du moteur thermique, uniquement pendant les démarrages,

1.2. Fonction «Stop&Start»

La fonction «Stop&Start» accompagne l'alternateur-démarrreur en coupant le moteur automatiquement lorsque le véhicule est à l'arrêt (à un feu rouge par exemple), la boîte de vitesse au point mort, ou la pédale d'embrayage relâchée. Il redémarre instantanément et silencieusement lorsque le conducteur enfonce la pédale d'embrayage pour engager une vitesse (ou relâche le frein et accélère, dans le cas d'une boîte automatique). [2]

1.3. Intérêt de l'alternateur

Actuellement, la plupart des voitures sont équipées d'un alternateur, utilisé pour charger la batterie, et d'un démarreur, pour démarrer le véhicule. Pour réaliser la fonction « stop&start », cette structure est en principe suffisante. Néanmoins, elle souffre de plusieurs défauts :

- le dimensionnement du démarreur : Vu la faible fréquence d'utilisation de la machine (2 à 4 démarrages par jour en moyenne dans la vie du véhicule), la machine est fortement sous-dimensionnée (en comparaison d'un mode de fonctionnement où elle serait utilisée en continu). Par conséquent, la machine utilisée pour le démarrage du véhicule nécessite un changement important dans sa conception.
- la durée du démarrage avec un démarreur conventionnel est trop élevée (de 1 s à 2 s) pour ce genre d'utilisation en stop&start, ce qui affecte le confort du véhicule.
- Aucune amélioration dans la gestion de l'énergie électrique de la voiture ne peut être envisagée car la structure est rigoureusement identique à celle du véhicule classique.

Par ailleurs, l'accroissement constant du nombre d'équipements électriques qui assurent de nouvelles fonctionnalités de sécurité ou de confort, a amené les constructeurs à utiliser des alternateurs de plus en plus puissants. Ce qui les a poussés à penser à une seule machine, fonctionnant en démarreur et en alternateur. Cette idée les a conduit à supprimer le démarreur conventionnel en rendant réversible l'alternateur. Cette réversibilité est complétée en remplaçant le pont de diodes de l'alternateur conventionnel par un convertisseur fonctionnant aussi bien en mode de démarrage qu'en mode alternateur [3].

1.4. Avantages de l'alternateur

La solution de l'alternateur présente en plus les avantages suivants [1] :

- Supprimer la courroie et la poulie qui ont comme fonction le couplage entre l'alternateur et le vilebrequin.
- Absence des balais et des bagues qui requièrent un entretien périodique.
- Diminuer l'encombrement dans le véhicule.

- économie de carburant et diminution des nuisances sonores au démarrage.
- Absence d'émissions polluantes lorsque le véhicule est à l'arrêt.

1.5.Exigences de l'alternodémarrreur

La machine à choisir pour ce type d'application doit répondre aux conditions suivantes[1] :

- Fort couple de démarrage (plus de 150 Nm).
- Large plage de vitesse en mode générateur.
- Un bon rendement et fourniture d'une puissance de 4kW entre 600 et 8000 tr/mn.
- La machine doit supporter la température du moteur thermique.
- De plus, cette machine doit être fiable, robuste et le cout de l'application doit être acceptable.

1.6.Couplage de l'alternodémarrreur avec le moteur thermique

On distingue principalement deux types de couplage de l'alternodémarrreur au moteur thermique [1]:

1.6.1. Couplage direct

Dans ce cas, l'arbre de l'alternodémarrreur est directement couplé à l'arbre du moteur thermique. Deux emplacements sont possibles (voir figure 2) :

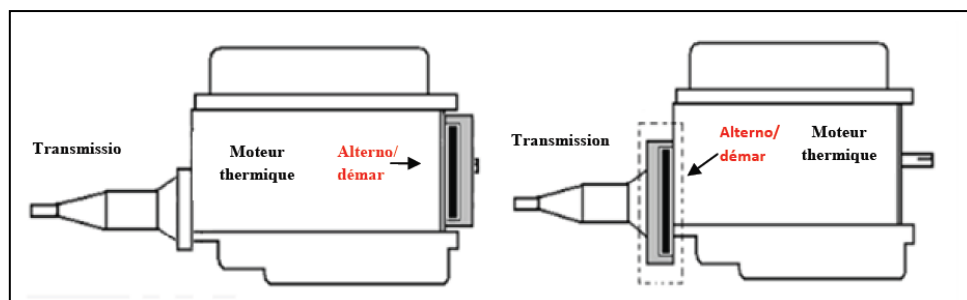


Figure2. Les deux emplacements possibles de l'alternodémarrreur pour un couplage direct.

L'avantage de ce couplage est le transfert direct du couple entre le moteur thermique et l'alternateur-démarrreur, mais il nécessite d'importantes modifications dans le moteur. Cette configuration requiert une machine de puissance comprise entre 4kW et 12kW.

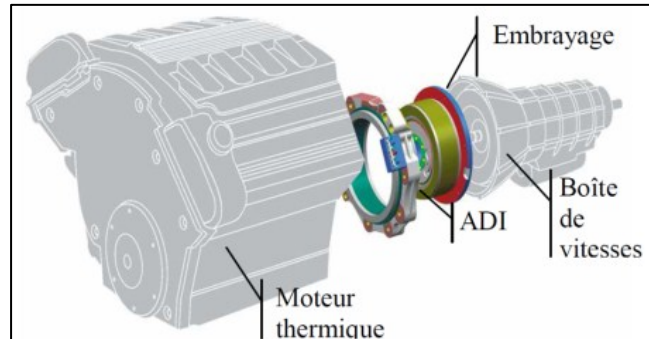


Figure3. Emplacement de l'alternateur-démarrreur entre le moteur thermique et la boîte de vitesse.

1.6.2. Couplage indirect

L'alternateur-démarrreur est couplé à l'arbre du moteur thermique à travers une courroie ou une chaîne comme montré ci-dessous :

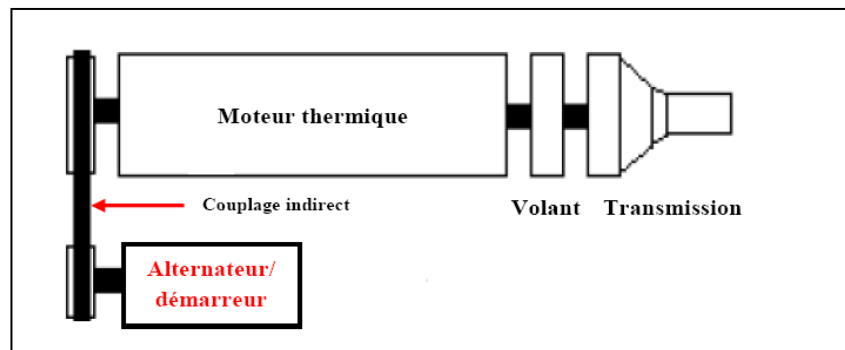


Figure4. Couplage indirecte de l'alternateur-démarrreur.

Malgré les pertes que provoque ce genre de couplage, il est intéressant car qu'il ne nécessite pas beaucoup de changements dans la structure du moteur du véhicule. Cette machine remplace directement l'emplacement de l'alternateur utilisé pour ce couplage et sa puissance est comprise entre 1.5kW et 5kW.

Néanmoins, la courroie utilisée dans ce cas, doit être spécialement dimensionnée pour pouvoir transmettre le couple nécessaire au démarrage du moteur thermique, et doit tenir compte de la réversibilité du fonctionnement. En effet, celle-ci est tendue tantôt dans sa partie supérieure, (fonction alternateur), et tantôt dans sa partie inférieure, (fonction moteur)[3].

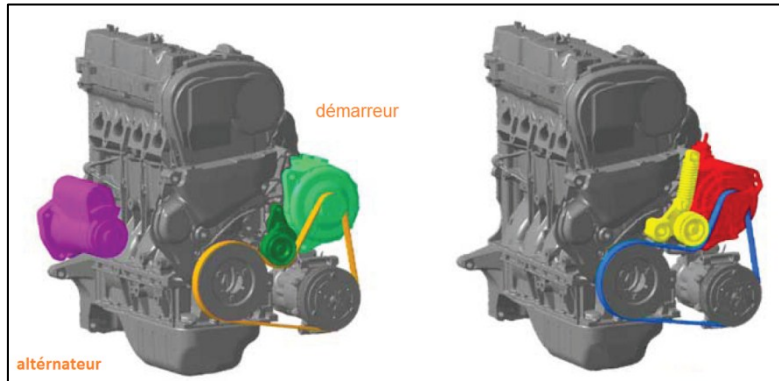


Figure5. Emplacement du démarreur et l'alternateur dans un moteur classique à droite, et l'emplacement de l'alternateur-démarrateur couplé à l'aide d'une courroie à gauche.

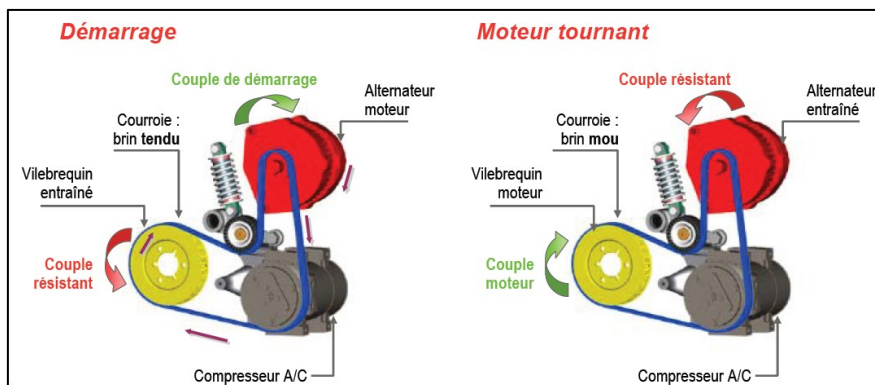


Figure6. Le fonctionnement réversible de l'alternateur-démarrateur couplé à l'aide d'une courroie [4].

1.7. Schéma de montage global de l'alternodémarrreur

Le schéma global du système électrique comprenant l'alternodémarrreur est donné sur la figure suivante :

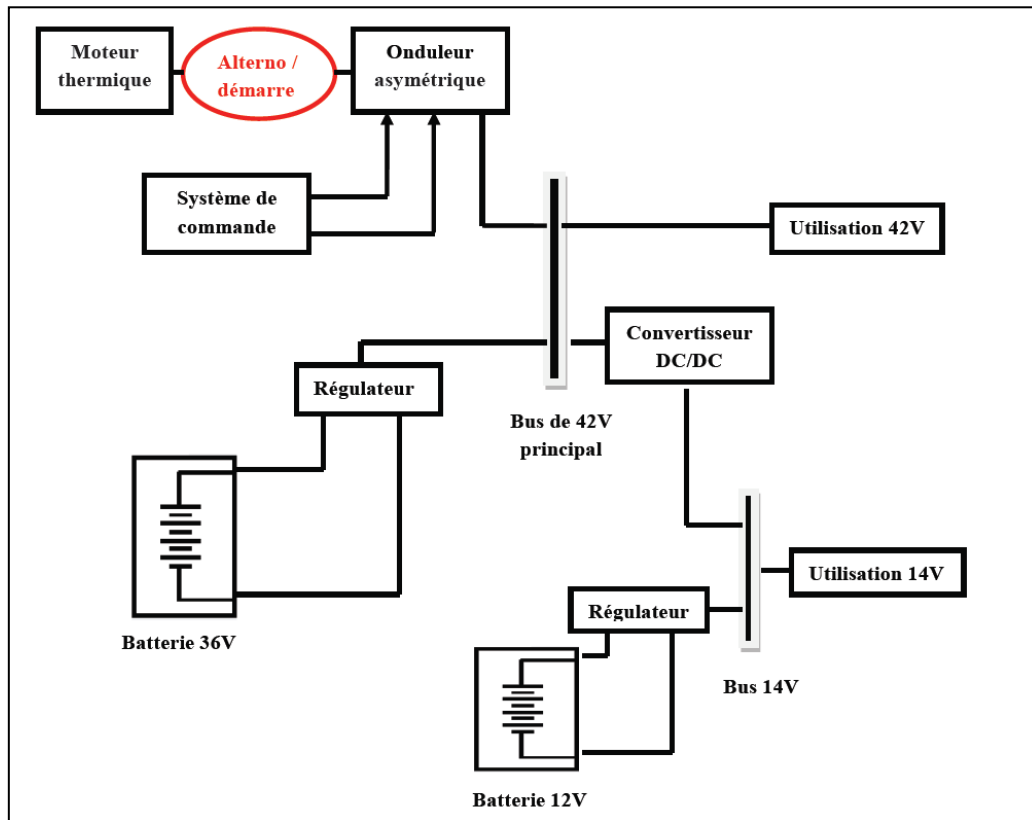


Figure7. Le schéma global du système électrique comprenant l'alternodémarrreur.

La machine électrique est couplée directement au moteur thermique et doit fonctionner dans les deux quadrants. On distingue deux bus de tension, le bus principal de 42V ou est reliée l'alternodémarrreur et le bus de 14V qui alimentera le système électrique du véhicule[1].

2. Présentation de la MRV

2.1. Structure de la machine

La machine à reluctance variable à double denture est une machine synchrone à champ pulsé. Le rotor et le stator sont tous les deux dentés. Le rotor ne possède aucun bobinage ou aimant permanent alors que le stator possède des bobinages autour de dents constituantes ainsi les pôles de la machine. Les circuits magnétiques du stator et du rotor sont construits à partir d'un empilage de tôles magnétiques afin d'éviter les pertes par courant de Foucault.

La structure d'une MRV 8/6 (huit dent stator et six dent rotor) est présentée sur la figure ci-dessous [5] :

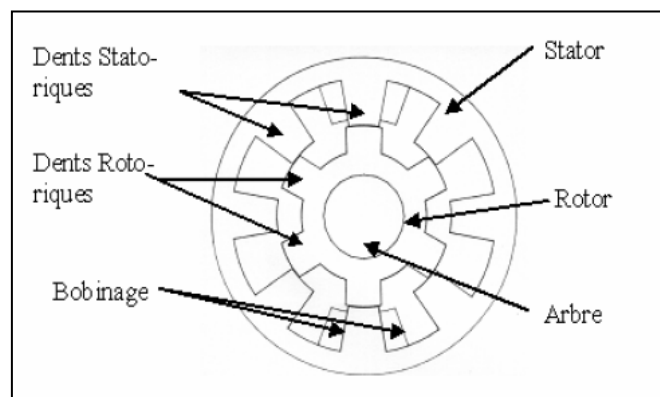


Figure 8. La structure d'une MRV 8/6.

2.2. Principe de fonctionnement

Le fonctionnement de la MRV à double dentures est dû à la variation de la reluctance dans l'entrefer. Lorsque la bobine statorique est excitée, un couple est produit et fait tourner le rotor de sorte que la reluctance soit minimale ce qui correspond à l'alignement du pôle rotorique avec celui du stator. Dans cette position l'inductance est maximale et le flux est maximal. Dans la position de non-alignement l'inductance est minimale, et le flux est minimal. La rotation du rotor est assurée par l'alimentation successive des phases [6].

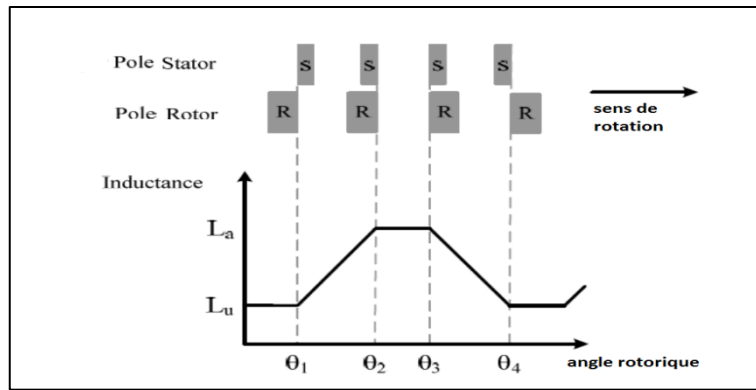


Figure 9. La variation de l'inductance en fonction de la position des pôles du rotor par rapport au stator.

La MRV à double dentures peut fonctionner en moteur ou en générateur selon la position par rapport à l'inductance où les phases sont excitées. Le sens du courant n'a pas d'effet sur le signe du couple.

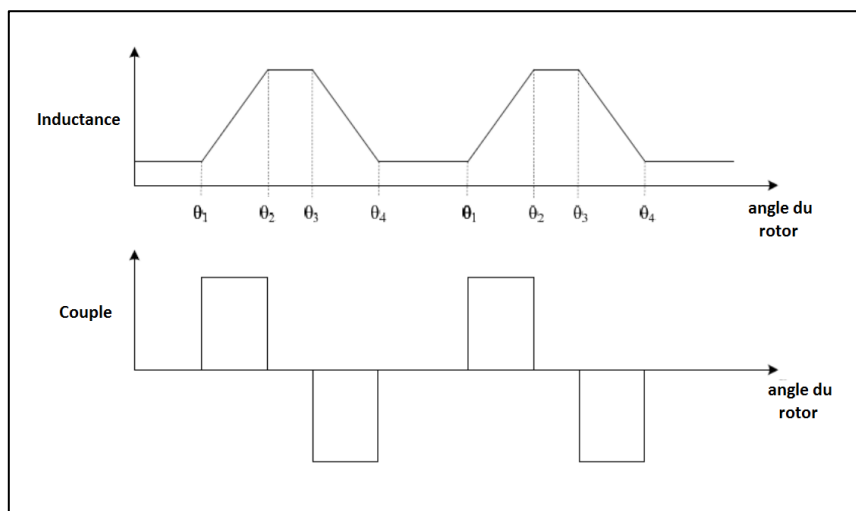


Figure 10. Le signe du couple en fonction de la variation de l'inductance.

Durant la période de croissance de l'inductance le couple produit est moteur, et durant la période de décroissance, le couple est un couple de freinage ou générateur. Pour récupérer l'énergie magnétique stockée lors des phases d'alimentations et améliorer le rendement de la machine, une tension inverse est appliquée après chaque cycle d'alimentation pendant une durée suffisante afin de désexciter la phase et renvoyer l'énergie vers la source. La désexcitation est maintenue suffisamment longtemps avant que la phase ne soit alimentée de nouveau pour annuler le courant. Le sens de rotation de la machine est lié à l'ordre d'alimentation des phases, ainsi en inversant cet ordre, la machine tournera en sens opposé[1].

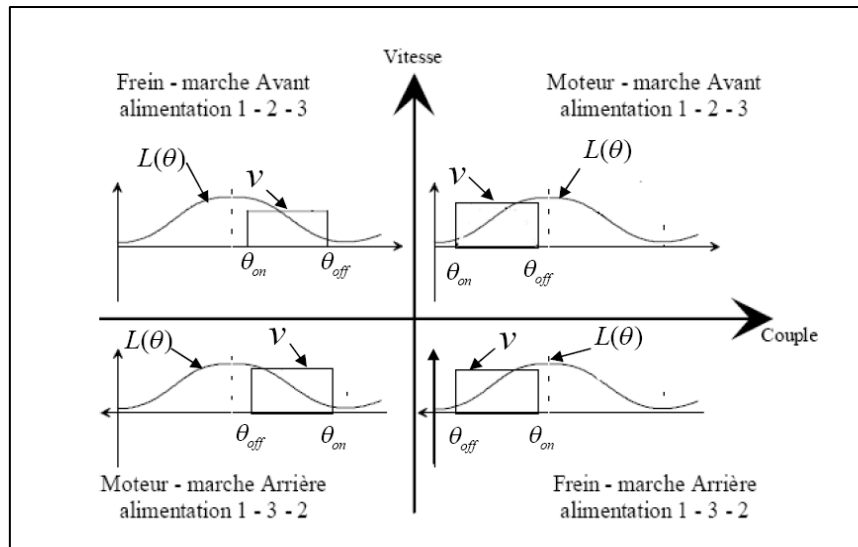


Figure 11. Mode d'alimentation pour un fonctionnement 4 quadrants d'une SRM triphasée.

2.3. Structure des convertisseurs d'alimentation

Différentes structures de convertisseurs sont utilisées pour alimenter les SRM. Elles se distinguent par leur nombre de semi-conducteurs et la manière dont sont connectées les bobines du stator. Le couple ne dépend pas du signe du courant d'où l'utilisation de convertisseurs unidirectionnels, contrairement aux autres machines synchrones et à induction qui nécessitent des convertisseurs bidirectionnels.

2.3.1. Convertisseur à demi-pont asymétrique

C'est un convertisseur classique couramment utilisé. Il a la possibilité de fonctionner avec deux stratégies de commutation, soft-switching et hard-switching. Dans la stratégie soft-switching, un seul transistor par phase est utilisé pour la régulation de courant. Il possède trois modes de fonctionnements illustrés par le schéma qui suit [6] :

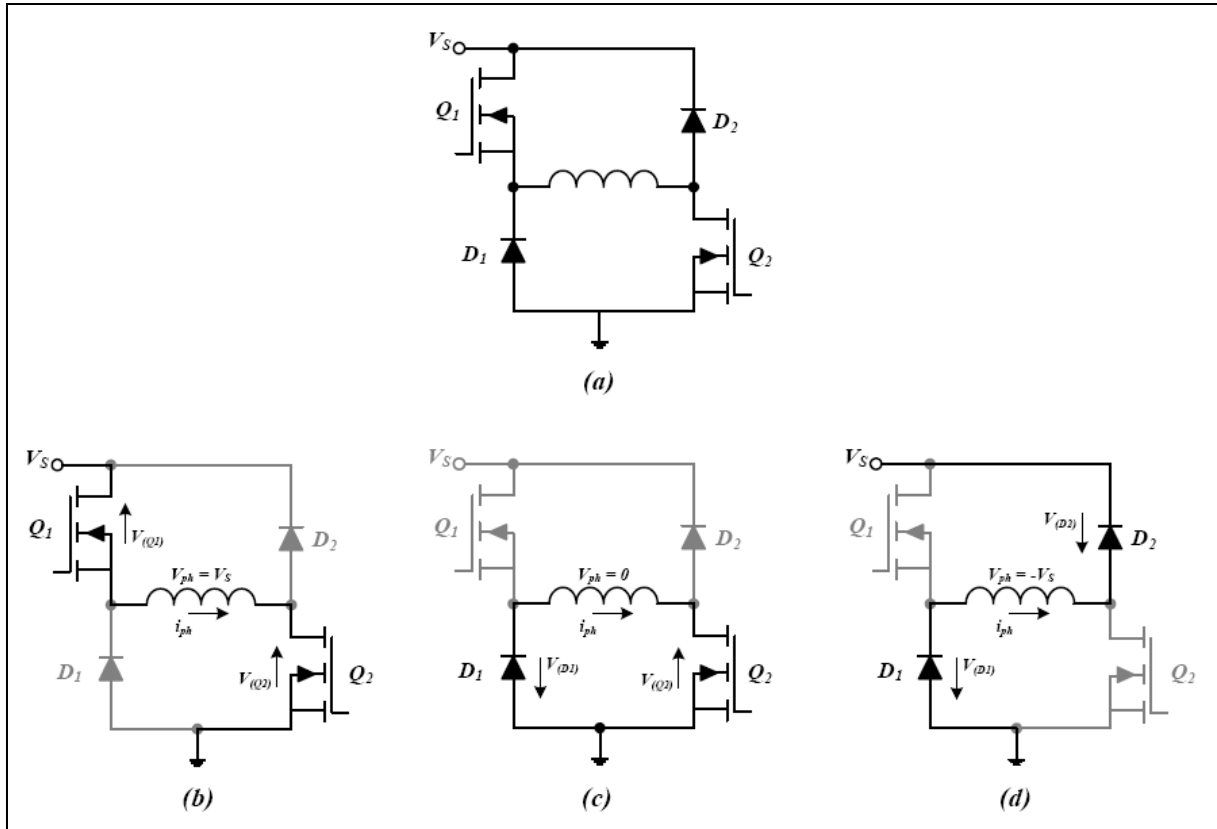


Figure12. Structure et mode de fonctionnement du convertisseur à demi-pont asymétrique. (a) structure du convertisseur. (b) séquence de magnétisation. (c) séquence de roue libre. (d) séquence de démagnétisation.

Lorsque les deux interrupteurs (Q_1 et Q_2) sont fermés, le courant croît très rapidement dans la bobine, c'est la phase de magnétisation. Durant la phase de roue libre seulement un interrupteur et une diode sont passant. Ceci a pour effet de court-circuiter la bobine ramenant une décroissance progressive du courant. Quand les deux interrupteurs sont ouverts, l'énergie électromagnétique emmagasinée dans la bobine est transmise à la batterie via les deux diodes, d'où la tension sera inversée, forçant le courant à décroître très rapidement.

Dans la stratégie hard-switching, les deux transistors par phase sont utilisés pour la régulation de courant. Il comprend, ainsi, uniquement deux modes de fonctionnement, la magnétisation et la démagnétisation.

Le tableau suivant résume la séquence de conduction des convertisseurs [1] :

Cas	Q_1	Q_2	V
1	bloqué	bloqué	$-V_c$
2	bloqué	conducteur	0
3	conducteur	bloqué	0
4	conducteur	conducteur	$+V_c$

Tableau1. État de conduction des interrupteurs.

2.3.2. Structure à un seul interrupteur par phase

Contrairement au convertisseur à demi pont asymétrique, cette structure nécessite un seul semi-conducteur par phase ce qui la rend économiquement plus intéressante. Ce dispositif d'alimentation impose de niveaux de tension V et 0. Ainsi l'énergie emmagasinée n'est pas restituée à la source, elle est dissipée en pertes joule dans le bobinage. De plus, le courant dans la phase ne s'annule pas, ce qui fait apparaître des couples négatifs lors de la diminution de l'inductance. De ce fait, elle est généralement utilisée pour des applications de faible puissance (*inférieur à 100W*)[1].

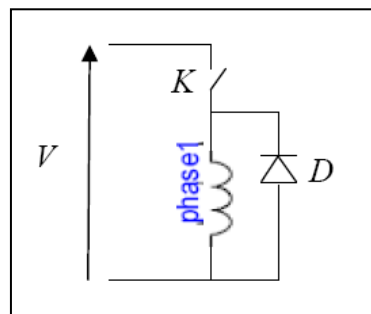


Figure13. Structure à un seul interrupteur par phase.

2.3.3. Structure $m+1$ transistors

Pour cette structure, chaque phase nécessite un semi-conducteur propre à elle-même et un autre partagé avec les autres phases. Cette structure permet de réduire le nombre de composants, ce qui rend ce convertisseur moins dissipatif et facile à commander mais il reste moins fiable que le demi-pont asymétrique [1].

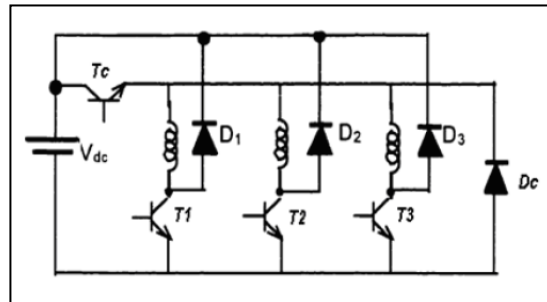


Figure14. Structure $m+1$ transistors.

2.4. Stratégies d'alimentation

2.4.1. Stratégie pleine onde

L'alimentation en pleine onde consiste à exciter les phases par des créneaux de tension. Cette technique est utilisée pour les grandes vitesses, où le couple et le courant dépendent de la vitesse et des angles de commandes.

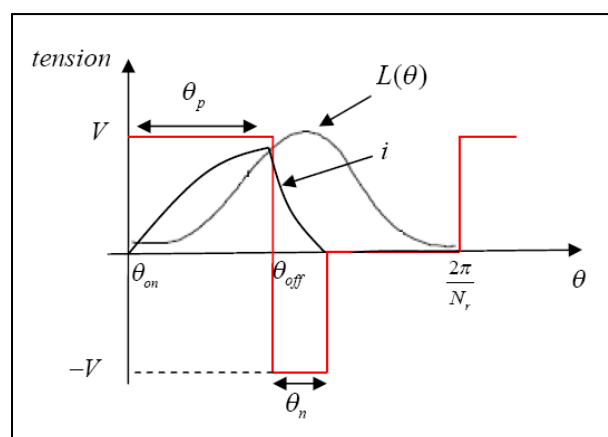


Figure15. Formes du courant et de la tension pour une alimentation en plein onde.

2.4.2. Alimentation Courant

L'alimentation est assurée en régulant le courant de sorte à avoir un couple constant. Cette alimentation est applicable pour les faibles vitesses. La régulation de courant peut être réalisée par plusieurs techniques :

2.4.2.1. Technique à hystérésis

La régulation de courant à hystérésis consiste à cerner le courant dans une bande. Elle consiste à l'excitation et la désexcitation des phases afin de maintenir le courant dans cette bande. Ceci peut être réalisé en soft-chopping ou hard-chopping.

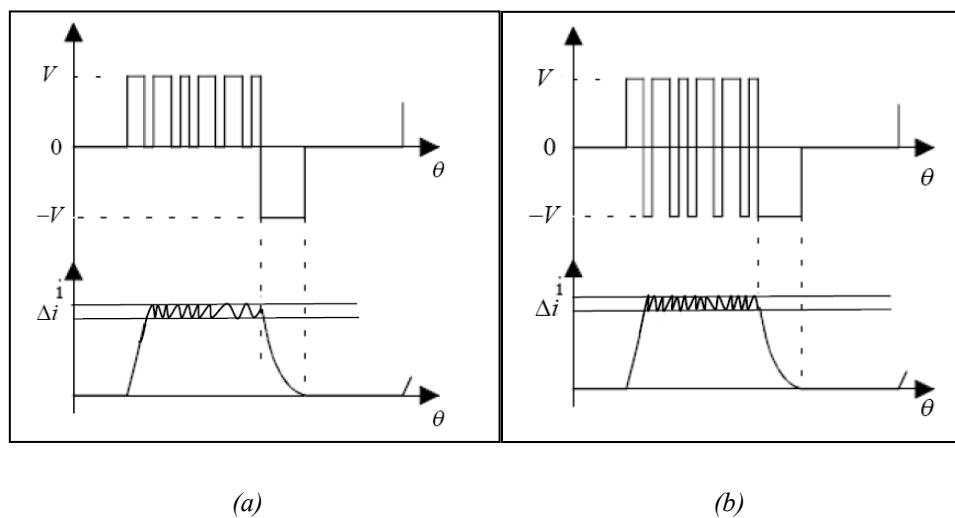


Figure 16. La forme du courant et de la tension pour une alimentation à hystérésis [1].

(a) Soft shopping. (b) Hard shopping.

2.4.2.2. Technique MLI à porteuse triangulaire

Cette stratégie consiste à produire un signal triangulaire (porteuse) et le comparer à la différence entre le courant de référence et celui de la phase pour obtenir les impulsions nécessaires à la commande des semi-conducteurs.

2.4.2.3. Comparateur

La méthode du comparateur consiste à comparer le courant de référence au courant de phase pour commander les semi-conducteurs en fonction du signe de la comparaison.

Conclusion

L'alternateur est une solution adéquate pour réduire l'encombrement dans le véhicule en remplaçant deux machines par une machine. De plus cette solution permet d'augmenter le confort et la sécurité en ayant la possibilité de générer plus d'énergie électriques. La simplicité de construction et la tolérance aux défauts ont rendu la MRV concurrente aux autres machines déjà existante sur le marché. De plus, de par ses performances cette machine se révèle très adaptée à ce genre d'application.

Chapitre II

Modélisation de la MRV en régime non saturé

Introduction

Dans ce chapitre, Un modèle sous Simplorer de la MRV en régime non saturé est proposé, dans le but d'étudier le fonctionnement et les performances de la MRV pour les faibles et grandes vitesses. Le logiciel Simplorer est présenté et décrit en premier lieu. La modélisation de la MRV alimenté en pleine onde est ensuite effectuée, après avoir choisi le convertisseur et l'alimentation adéquate. De plus, un modèle de la MRV fonctionnant à faible vitesse est proposé. Celui-ci associe les différentes techniques de régulation de courant. Les résultats de simulation seront ensuite présentés puis analysés afin de valider les différents modèles Simplorer proposés. Par ailleurs, une modélisation de la MRV en fonctionnement génératrice est effectuée afin de tester le modèle Simplorer pour ce type de fonctionnement.

1. Modèle de la MRV sous Simplorer

1.1. Choix de la configuration de la SRM

Le choix de la MRV s'est porté sur la 12/8 à trois phases qui a été fait par FAIZ[7]. Les données de la machine sont données en annexe.

1.2. Choix du convertisseur

Pour des raisons de fiabilité exigée par l'application de l'alternateur/démarrreur, la structure du convertisseur doit vérifier certains critères [6]:

- l'indépendance des modes d'opération (magnétisation et démagnétisation) en moteur et générateur des différentes phases.
- La possibilité d'utilisation du soft-chopping (la roue libre).
- assurer un courant unidirectionnel et une tension bidirectionnelle dans toutes les phases.
- offrir un minimum de complexité avec un rendement maximal pour les deux modes de fonctionnement (moteur et générateur). [6]

Le convertisseur à demi-pont asymétrique est celui qui répond aux maximums des critères imposés par cette application, il est donné par le schéma suivant:

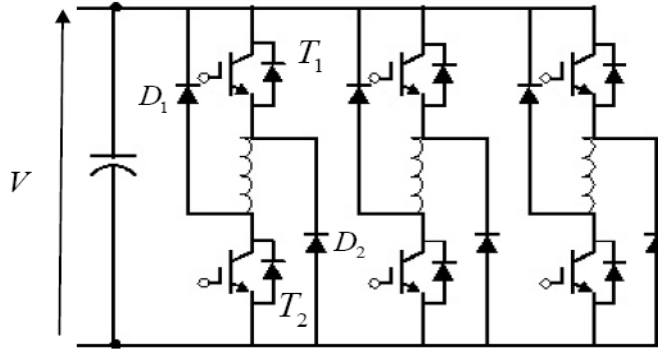


Figure.1. Convertisseur à demi-pont asymétrique à trois bras.

Le choix des transistors et des diodes se fait en tenant compte des exigences de l'alimentation de la MRV dans cette application[1]. Les transistors choisis dans ce cas sont du type IGBT, car ils sont les plus adaptés pour notre application compte tenu des valeurs de courant à commuter 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 [8].

1.3. Equations de la MRV

1.3.1. Equations Electriques

Le couplage des bobines des MRV étant généralement négligeable, les équations électriques de la machine à reluctance variable peuvent être réduites à une seule équation pouvant être exprimée par:

$$V_i = r_i I_i + \frac{d\Psi_i}{dt} \quad (1)$$

Où Ψ_i : le flux dans chaque phase, tel que : $\Psi_i = L_i \cdot i$, avec : $L_i = L_i(\theta)$.

r_i : résistance de phase, I_i : courant de phase, θ : angle de position de la machine.

Dans ce cas, le modèle de l'inductance est choisi, et la tension par phase est alors exprimée par :

$$V_i = r_i I_i + L_i \frac{dI_i}{dt} + I_i \frac{dL_i}{d\theta} \omega \quad (2)$$

En posant :

$$e_i = L_i \frac{dL_i}{d\theta} \omega \quad (3)$$

On peut écrire :

$$V_i = r_i I_i + L_i \frac{dI_i}{dt} + e_i \quad (4)$$

ω : vitesse de rotation de la machine.

L_i : l'inductance de chaque phase, elle dépend dans ce cas uniquement de la position θ .

e_i : la FCEM (respectivement FEM) pour un fonctionnement moteur (respectivement générateur).

1.3.2. Caractéristiques d'inductances

Les caractéristiques d'inductance de la MRV ont été calculées par Eléments Finis[1]. Dans ce modèle, ou on ne tient pas compte de la saturation, on choisit les caractéristiques d'inductance correspondantes au courant de 6A ou la saturation n'est pas atteinte. Ces caractéristiques sont approximées par des formes trapézoïdales montrées par la figure suivante.

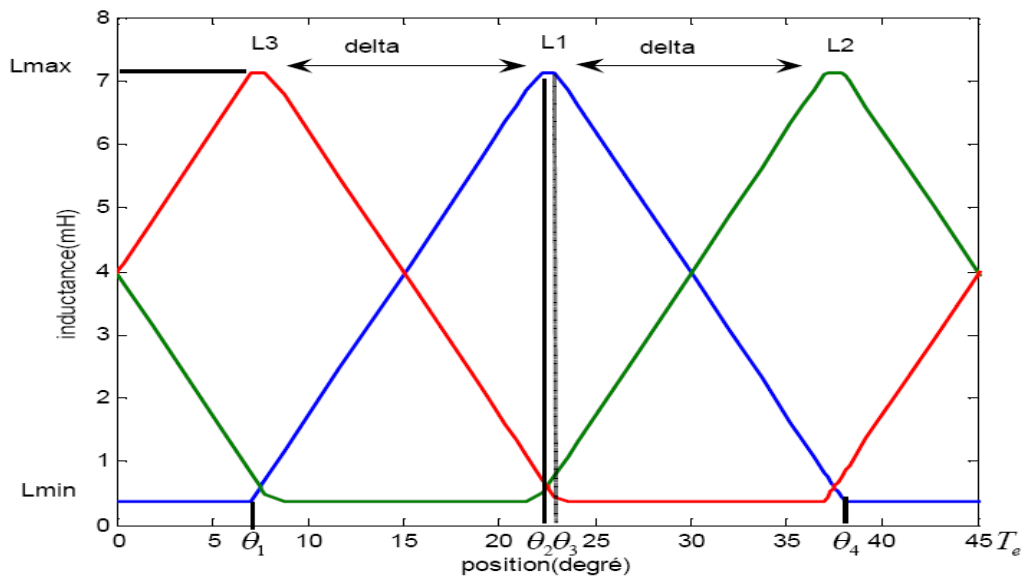


Figure.2. Approximation linéaire de l'inductance des trois phases de la SRM en fonction de la position.

Les angles singuliers sont calculés à partir des caractéristiques géométriques de la machine[1],[5] :

$$\theta_1 = \frac{1}{2} \left[\frac{2\pi}{N_r} - (\beta_s + \beta_r) \right]$$

$$\theta_2 = \theta_1 + \beta_s$$

$$\theta_3 = \theta_2 + (\beta_r + \beta_s)$$

$$\theta_4 = \theta_3 + \beta_s$$

$$Te = \theta_4 + \theta_1 = \frac{2\pi}{N_r}$$

Où β_s représente l'angle d'ouverture de la dent statorique, β_r représente l'angle d'ouverture de la dent rotorique, N_r représente le nombre de dent au rotor et Te représente la période électrique correspondant au pas dentaire rotorique.

A partir de ces angles, il est possible de déterminer l'inductance pour la phase1 :

$$\left\{ \begin{array}{l} L(\theta) = L_{min} \text{ si } 0 < \theta < \theta_1 \\ L(\theta) = \frac{L_{max} - L_{min}}{\theta_2 - \theta_1} (\theta - \theta_1) + L_{min} \text{ si } \theta_1 < \theta < \theta_2 \\ L(\theta) = L_{max} \text{ si } \theta_2 < \theta < \theta_3 \\ L(\theta) = \frac{L_{max} - L_{min}}{\theta_3 - \theta_4} (\theta - \theta_4) + L_{min} \text{ si } \theta_3 < \theta < \theta_4 \\ L(\theta) = L_{min} \text{ si } \theta_4 < \theta < Te \end{array} \right.$$

L'inductance des autres phases est la même, décalée d'un angle delta donnée par :

$$\delta = 2\pi \left(\frac{1}{N_r} - \frac{1}{N_s} \right)$$

1.3.3. Schéma électrique équivalent

A partir de l'équation (2), on peut proposer le schéma électrique équivalent suivant, pour chaque phase de la machine :

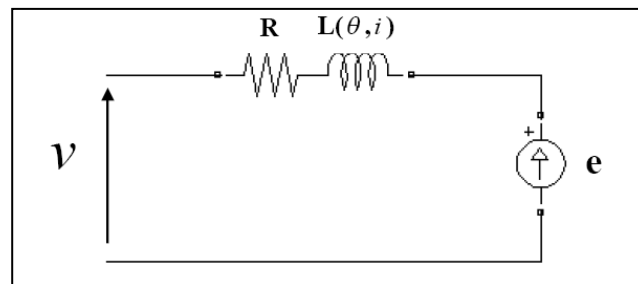


Figure.3. Schéma électrique du modèle non saturé de la MRV.

1.3.4. Equations Electromécaniques

Le couple Electromagnétique est un couple de reluctance, il peut être calculé à partir de la coenergie ou de l'énergie magnétique. Dans cas, il est exprimé, pour chaque phase, en fonction de la coenergie et il est donné par la relation suivante [9]:

$$C_i = \left(\frac{\partial W'_i}{\partial \theta} \right)_{i=cte} \quad (5)$$

Avec

$$W'_i = \int L_i I_i dI_i \quad (6)$$

L'expression du couple pour chaque phase est alors donnée par :

$$C_i = \frac{1}{2} \frac{dL_i}{d\theta} I_i^2 \quad (7)$$

Le couple total est la somme des couples créés dans chaque phase :

$$C_T = \sum_{i=1}^3 C_i \quad (8)$$

1.3.5. Equation Dynamique

En régime dynamique, l'équation régissant la rotation de la machine est donnée par la relation :

$$J \frac{d\omega}{dt} = C_T - f\omega - C_r \quad (9)$$

Ou J représente le moment d'inertie de la machine, f le coefficient de frottement visqueux et Cr le couple de charge indépendant de la vitesse.

1.4. Présentation du Logiciel Simplorer

SIMPLORER est un logiciel utilisé pour la conception et l'analyse des systèmes 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 plusieurs interfaces le reliant avec différents logiciels tel que Matlab ou Maxwell. De plus, la rapidité et la stabilité des algorithmes de simulation réduisent le temps de simulation et fournissent des résultats fiables [10].

1.4.1 Utilisation de « Simplorer Schematic application »

A partir du « Simplorer Schematic application », on peut créer des blocs de simulation, les commander et visualiser les résultats. La fenêtre principale du « Schematic » est la suivante :

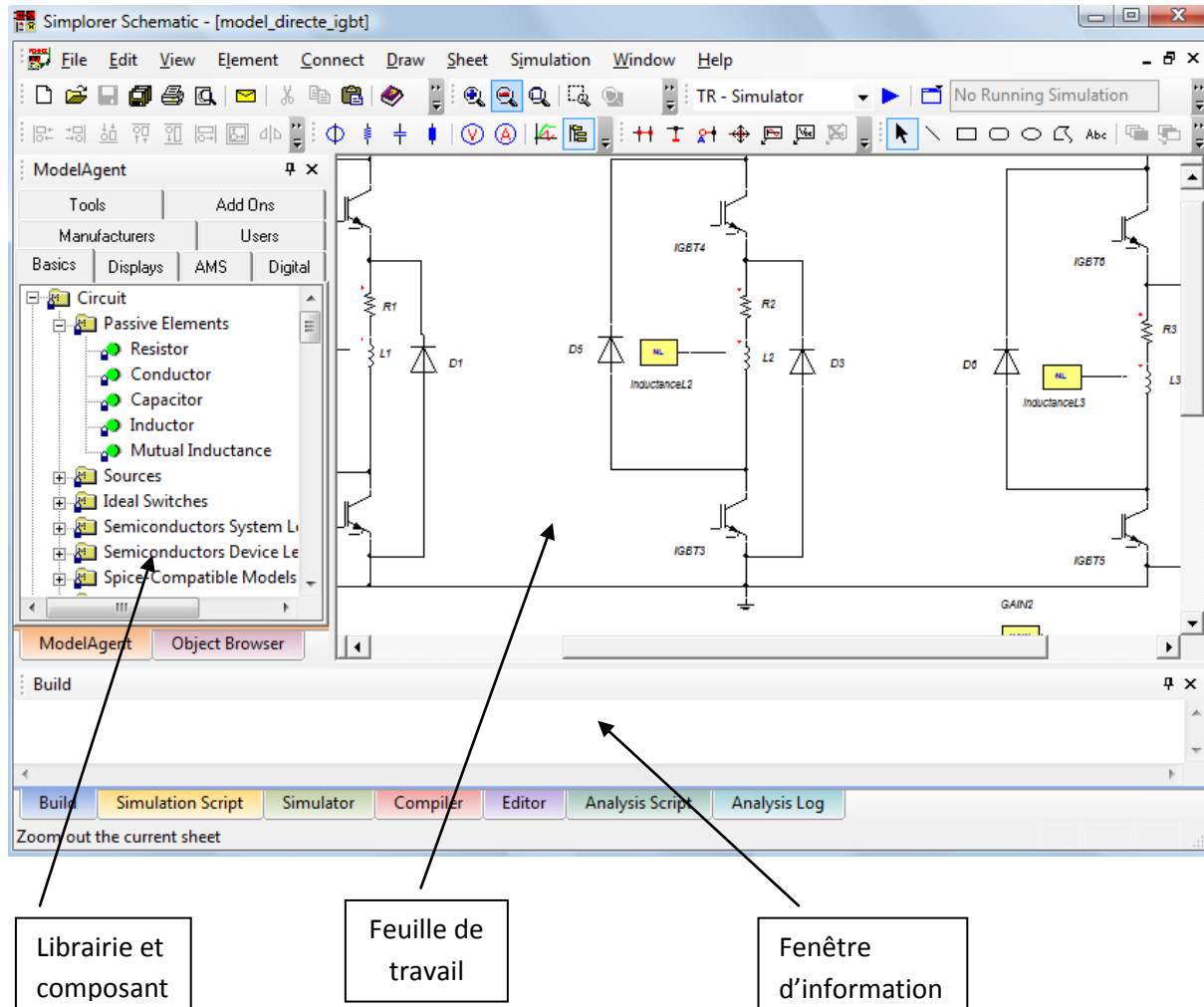


Figure.4. Fenêtre de « *Simplorer Schematic* ».

- Librairie et composant : montre toute les librairies installées et les composants que l'on peut utiliser.
- feuille de travail : c'est l'endroit où les éléments de la simulation sont placés et configurés.
- fenêtre d'information : donne les informations liées à la simulation lors de la compilation et la simulation (signal d'erreur et de warning).

1.4.2. Les étapes de conception d'un model Simplorer

a) Début de l'application :

- Lancer Simplorer.
- Créer un nouveau projet.
- Lancer « Schematic » à partir du « SSC Commander ».
- Créer une nouvelle feuille schematic.

b) Placement et arrangement des composants :

Il faut d'abord placer et arranger tous les composants utilisés en simulation sur la feuille à partir de la fenêtre model agent « librairie et composant ».

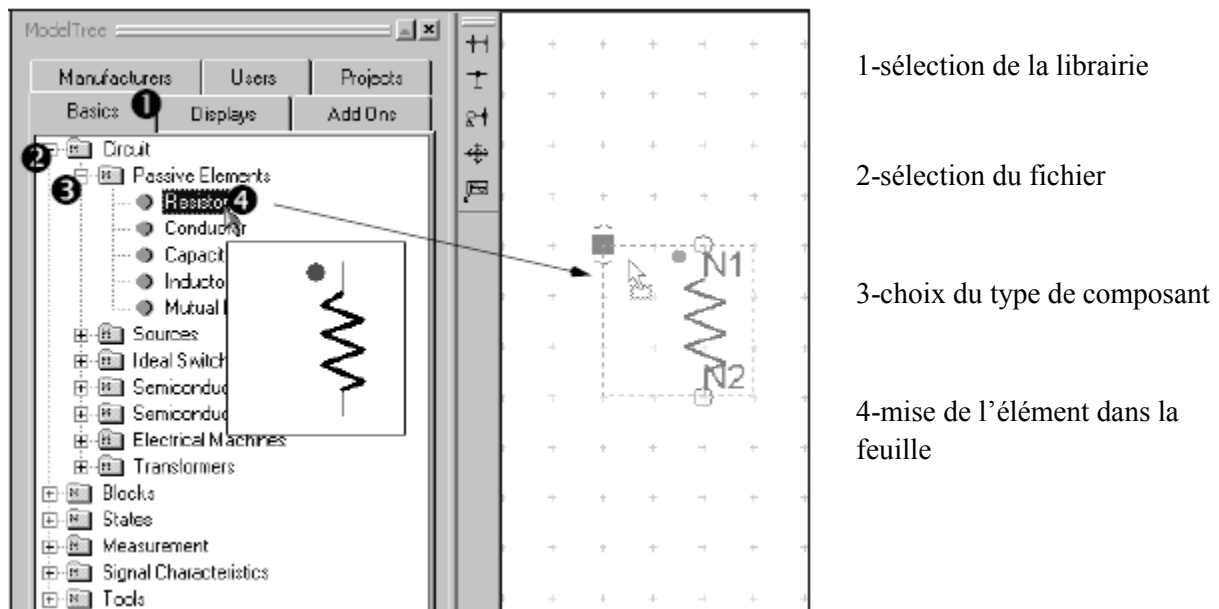


Figure.5. Placement des composants.

c) Connexion des composants :

Une fois que tous les éléments sont arrangés, on procède à leur connexion soit en activant le mode connexion en cliquant sur l'icône « connect » qui se trouve sur le menu principal ou bien en cliquant directement sur l'entrée ou la sortie de l'élément.

d) Définition des propriétés des composants :

Tous les composants placés sur la feuille possèdent des valeurs par défauts. On peut assigner de nouvelles valeurs par simple double clic sur l'élément. Une boîte de dialogue propre à chaque type d'élément s'ouvre ou l'on peut imposer des valeurs fixes ou variables pendant la simulation.

e) **Affichage des résultats :**

Les résultats sont données à partir « output /display » de la boite de dialogue, en choisissant la variable à visualiser.

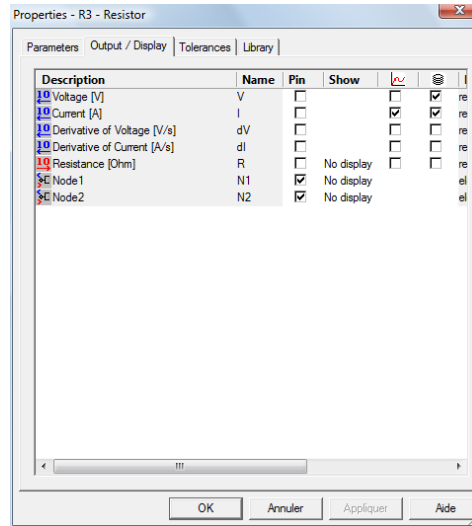


Figure.6. Fenêtre de dialogue pour les résultats à afficher.

f) **Définition des paramètres de simulation :**

Le choix des paramètres de simulation est effectué sur la page propriétés

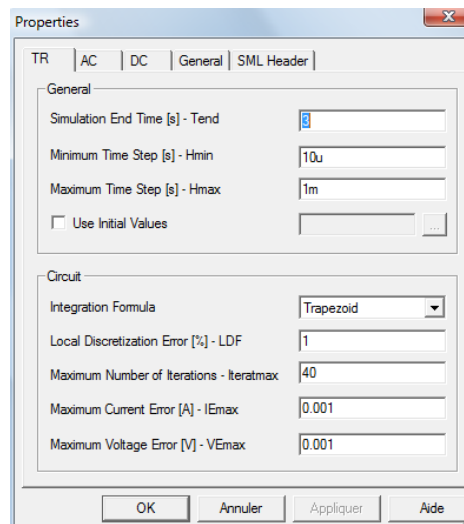
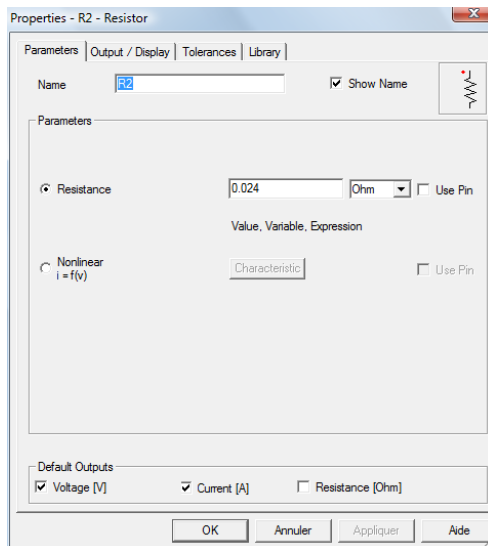


Figure.7. Définition des paramètres de simulation.

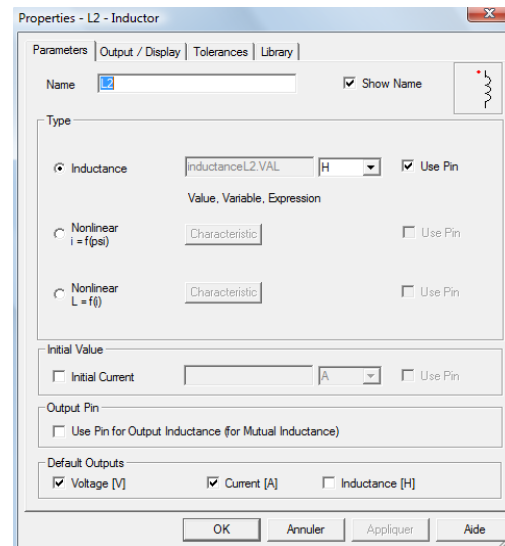
1.5. Modélisation de la machine et du convertisseur

La machine est modélisée, sous Simplorer, par des résistances et des inductances. Simplorer calcule le flux et ses variations créés dans la bobine automatiquement.

Les éléments choisis pour le modèle sont tirés de la librairie "basic" dans le fichier "circuit".



(a)



(b)

Figure.8. Définitions des paramètres des composants. (a) résistance. (b) inductance.

Dans ce cas, l'inductance varie en fonction de la position, les valeurs sont introduites de l'extérieur en utilisant la fonction « use pin » de la boîte de dialogue. L'inductance est ainsi déterminée à partir de « non linear carateristic bloc » qui aura, pour entrée la position du rotor, et pour sortie l'inductance de la phase. Ce bloc qui se trouve dans la librairie « basic fichier bloc » est une table qui nous permet d'introduire les données point par point. Ceci est illustré par la figure qui suit.

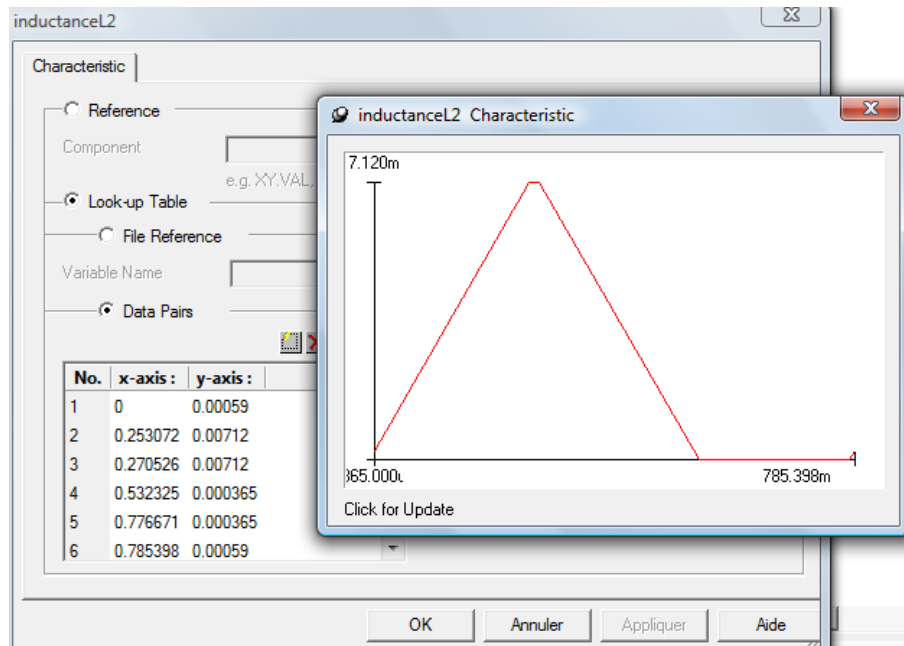


Figure.9. L'insertion des données concernant l'inductance en fonction de la position.

Le modèle Simplorer de la phase est ainsi représenté par le schéma suivant:

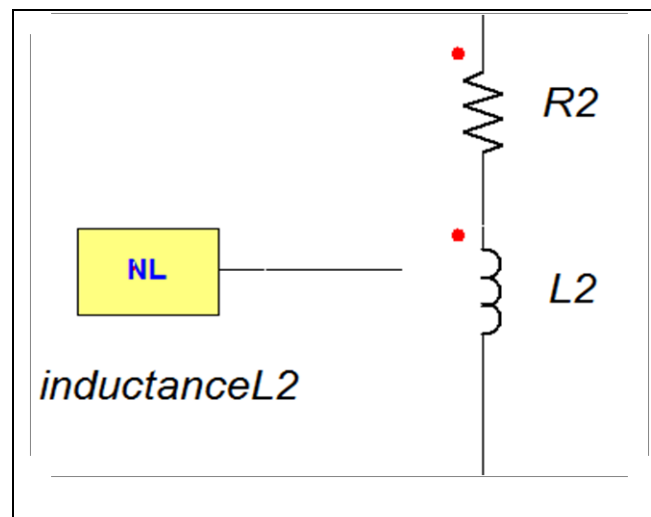


Figure.10. Modèle d'une phase de la machine à reluctance variable.

Le schéma de chaque bras du convertisseur lié à la machine est présenté sous la forme suivante sur Simplorer :

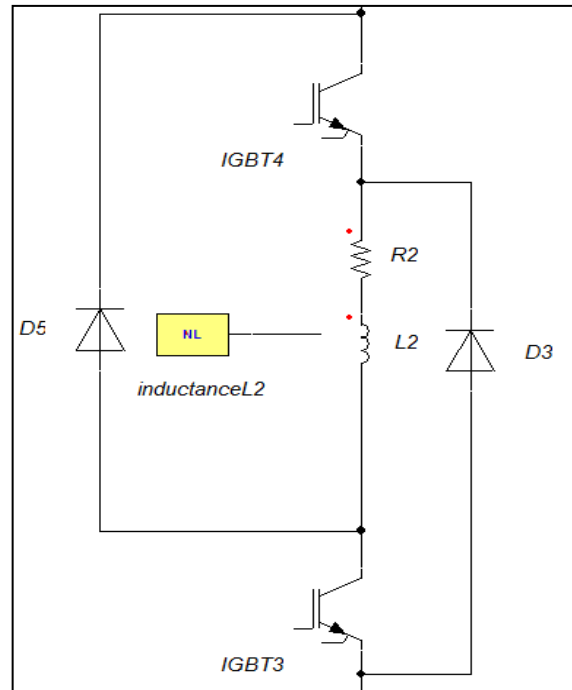


Figure.11.Emplacement de la bobine dans le convertisseur.

Les IGBT et les diodes ont été choisis à partir du fichier « semi-conductor device level ». Le choix des paramètres des composants est effectué à partir des boîtes de dialogue. Une alimentation continue de 42V est associée au convertisseur à partir du fichier « sources ».

Le modèle « Simplorer » global du convertisseur-MRV est représenté par le schéma suivant :

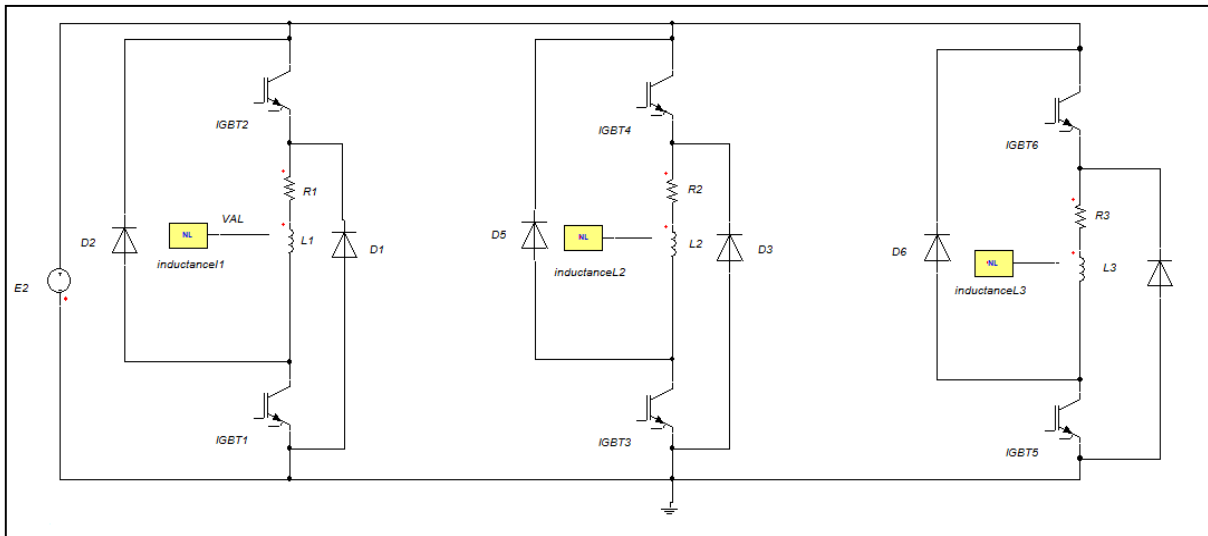


Figure.12.Schéma électrique global du modèle de la machine à reluctance variable avec son convertisseur.

1.6. Modélisation du couple électromagnétique produit

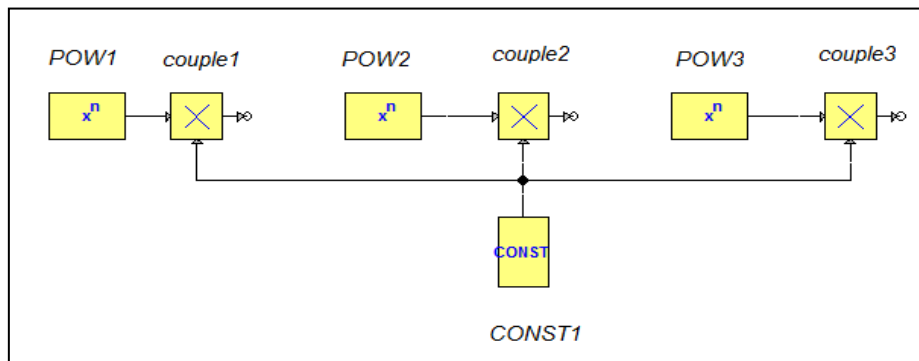


Figure.13. Modélisation du couple électromagnétique produit.

Le bloc « pow1 » est un bloc qui élève au carré le courant. On peut remarquer que ce bloc ne possède pas d'entrée. En effet, on peut supprimer l'entrée d'un bloc et le lui spécifier indirectement sous forme de « go to ». Cela a pour effet de réduire la complexité et le nombre de connexion visible et d'éviter l'effet spaghetti.

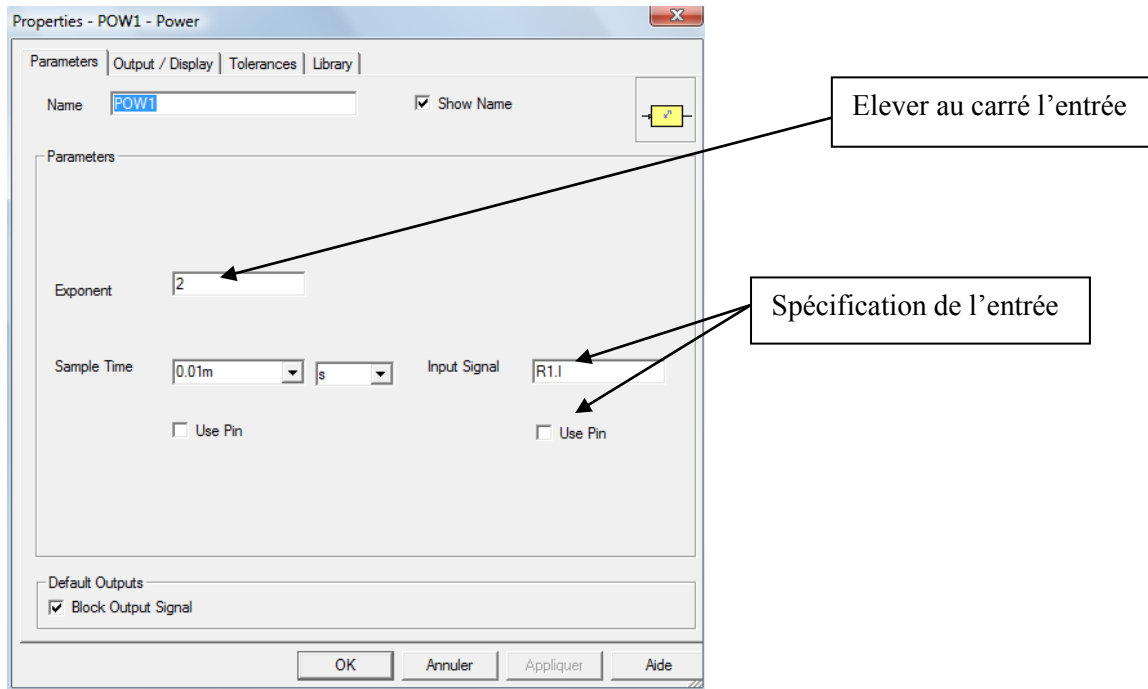


Figure.14. Définition des paramètres du bloc «POW».

Le bloc couple 1 est un bloc qui calcule le couple de phase en multipliant le courant élevé au carré avec une constante de 0.5 et la variation de l'inductance. La variation de l'inductance est calculée automatiquement par « non linearcarateristic bloc ».

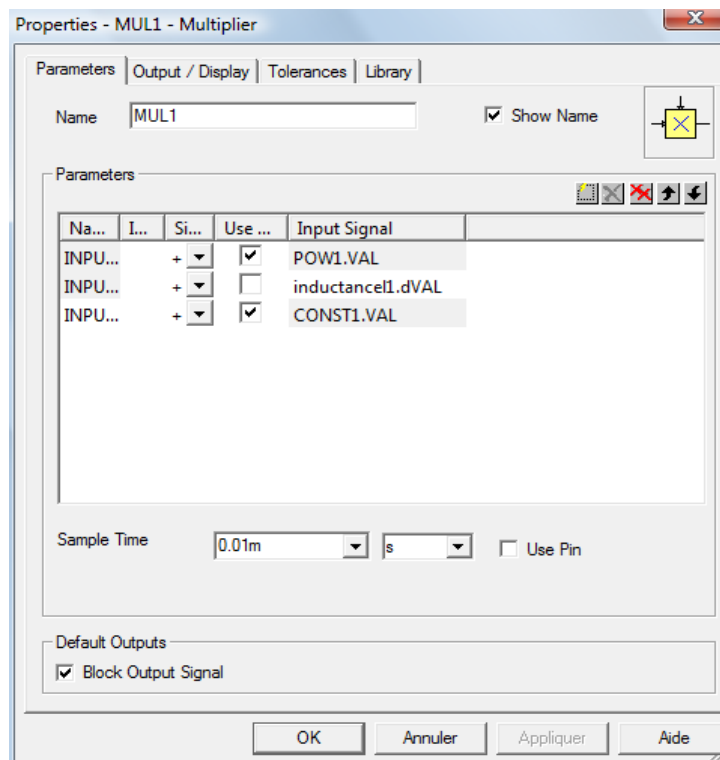


Figure.15. Définition des paramètres du bloc multiplicateur.

1.7. Modélisation du régime permanent

Dans le régime permanent, la vitesse est supposée constante. Le modèle Simplorer est représenté par le schéma bloc suivant :

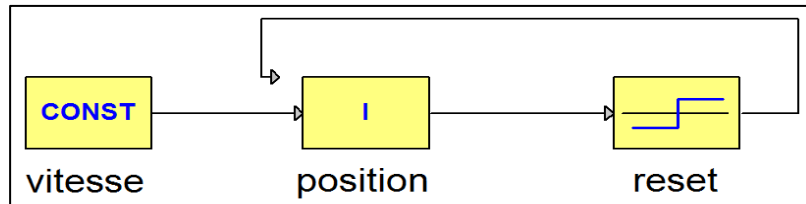


Figure.16. Modélisation de l'estimateur de position pour le mode linéaire.

Le bloc « I » estime la position du rotor en intégrant la vitesse. Le bloc reset réinitialise le bloc intégral à zéro une fois la période atteinte.

1.8. Modélisation du régime dynamique

Le régime dynamique peut être modélisé par le schéma bloc suivant :

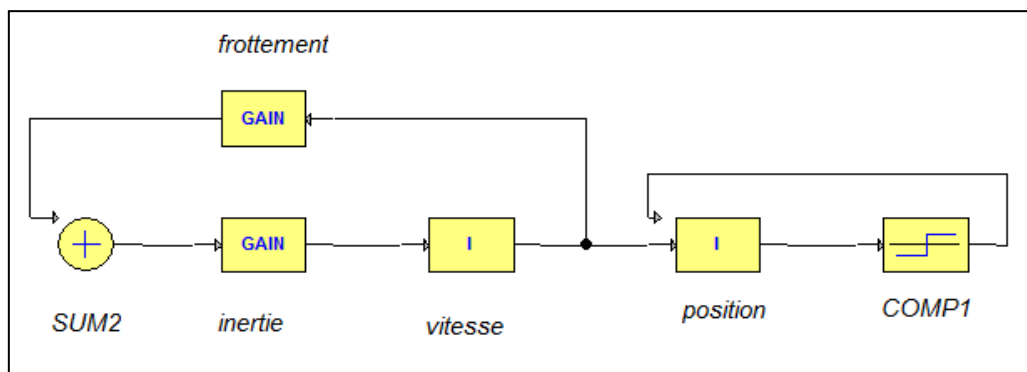


Figure.17. Modèle Simplorer de l'équation dynamique.

Le bloc « sum2 » calcule la somme des couples résistants et moteurs. Le gain « inertie » modélise l'inertie de la machine. Le bloc « I » calcule la vitesse de la machine.

2. Modélisation sous Simplorer des stratégies d'alimentations

2.1. Modélisation de la stratégie pleine onde

La commande des phases par des créneaux de tension est modélisé sous Simplorer par le bloc « n-point element » appelé « interval_commande ». Ce bloc se trouve dans le fichier « signal processing blocks » et Il a pour entrée, la position du rotor et en sortie, les signaux nécessaires à la commande des IGBTs.

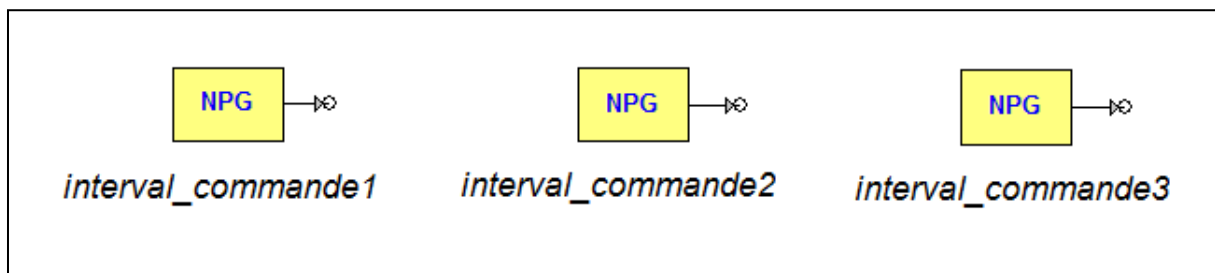


Figure.18. Les blocs présentent les intervalles de commandes.

Les paramètres de ce bloc sont introduits à travers la boite de dialogue suivante :

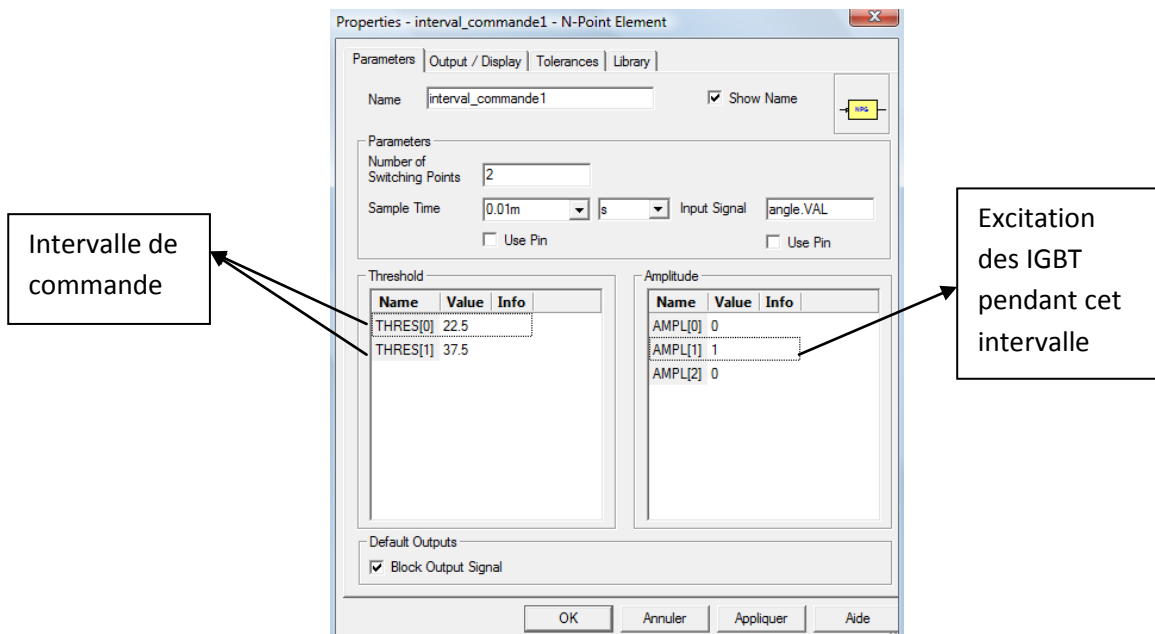


Figure.19. Les paramètres de bloc « interval_commande ».

2.2. Alimentation régulée en courant

L'alimentation régulée en courant est réalisée en utilisant les trois technique de régulation : technique hystérésis, technique MLI et technique comparateur

2.2.1. Modélisation de l'Hystérésis

L'alimentation à hystérésis consiste à cerner le courant dans une bande en jouant sur les transistors pour le maintenir dans cette dernière. Celle-ci est réalisée en soft et hard chopping.

L'hystérésis est modélisée par Le bloc « two point element » qui possède en entrée la valeur du courant de phase et propose en sortie les signaux nécessaires à la commande des IGBTs.

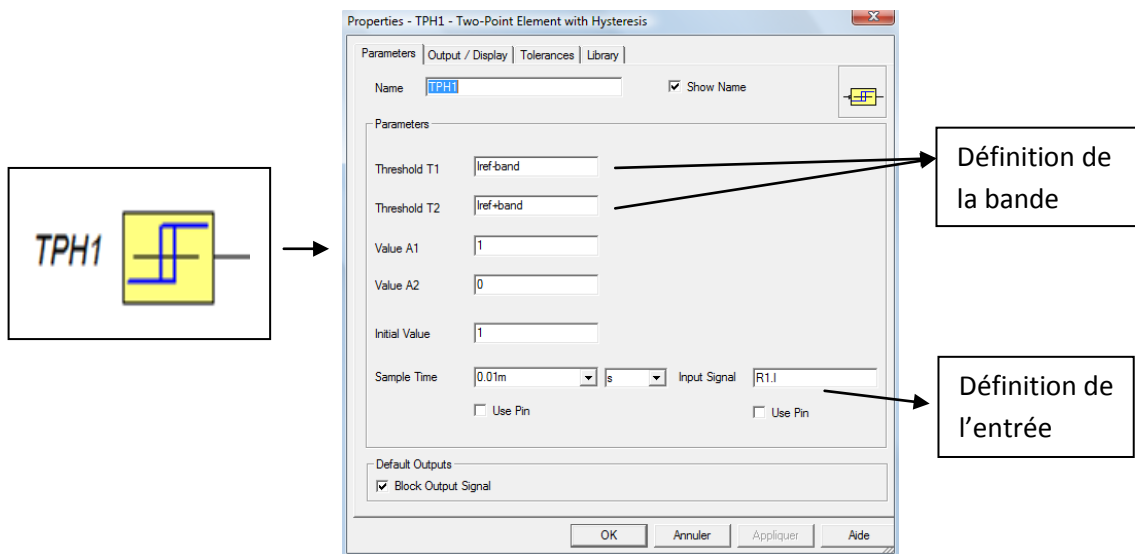


Figure.20. Bloc d'hystérésis sur Simplorer et ses paramètres.

La commande des phases et la régulation de courant par hystérésis est modélisée par le schéma bloc suivant :

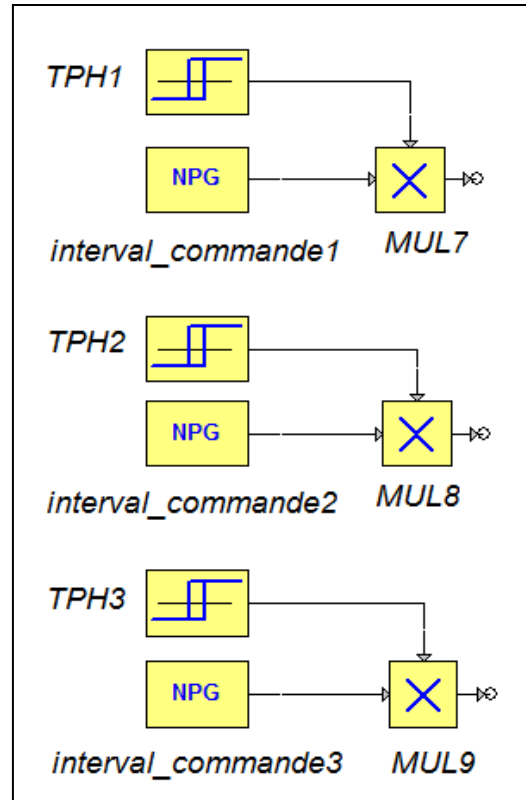


Figure.21. Blocks de commande des IGBT pour l'alimentation à hystérésis.

Le bloc « multiplication » permet de générer les signaux de commande des phases en tenant compte de la régulation de courant.

Dans le cas du soft-chopping le bloc « NPG » contrôle la commande des phases et le bloc « multiplicateur » contrôle la régulation. Dans le cas du hard-chopping le bloc multiplicateur contrôle les deux IGBTs.

2.2.2. MLI à porteuse triangulaire

Les blocs MLI hysteresis sont remplacés par les blocs suivants :

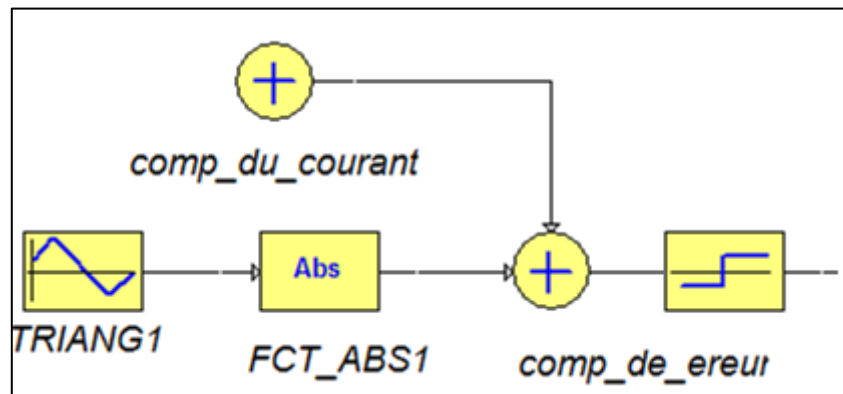


Figure.22. Blocs de commande de l'alimentation de la MLI à porteuse triangulaire.

Le bloc triangle génère un signal triangulaire périodique et le bloc « Abs » calcule la valeur absolue. L'erreur sur le courant est comparée au signal triangulaire pour générer les signaux de commande adéquats.

2.2.3. Technique du Comparateur

Le comparateur est modélisé par le schéma bloc suivant :

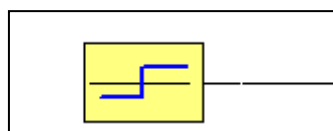


Figure.23. Le bloc comparateur.

Ses paramètres sont introduits à travers la boîte de dialogue suivante :

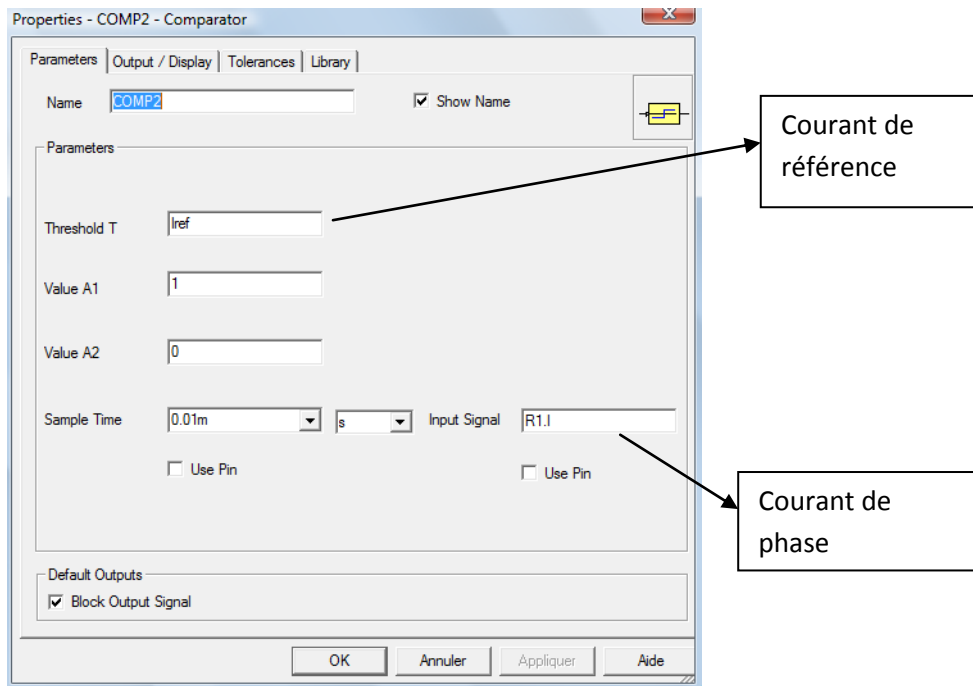
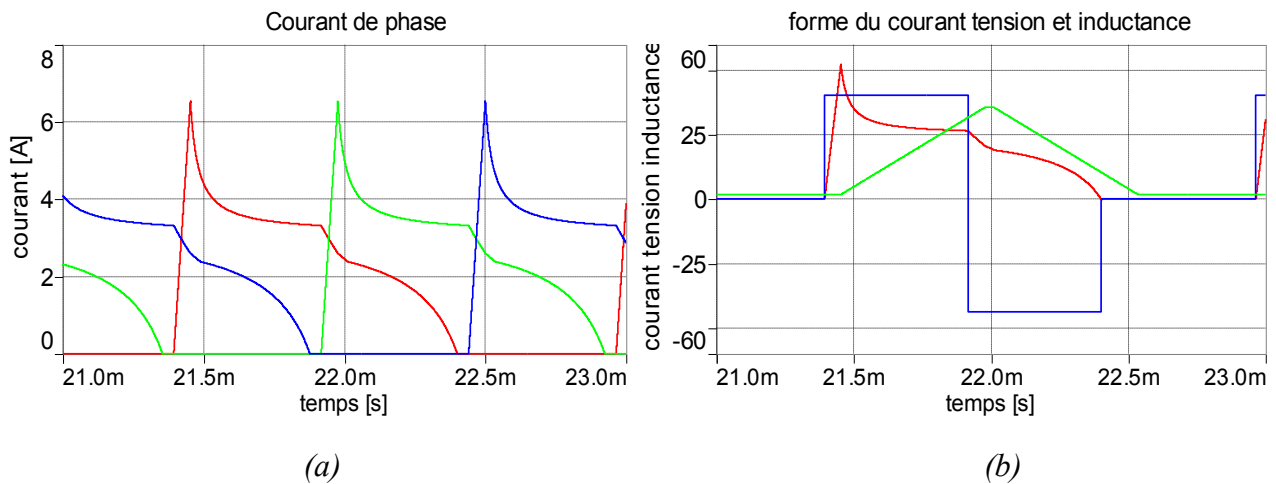


Figure.24. Définition des paramètres du bloc comparateur.

3. Résultats de simulation et analyse des performances

3.1. Résultats de simulation pour l'alimentation pleine onde



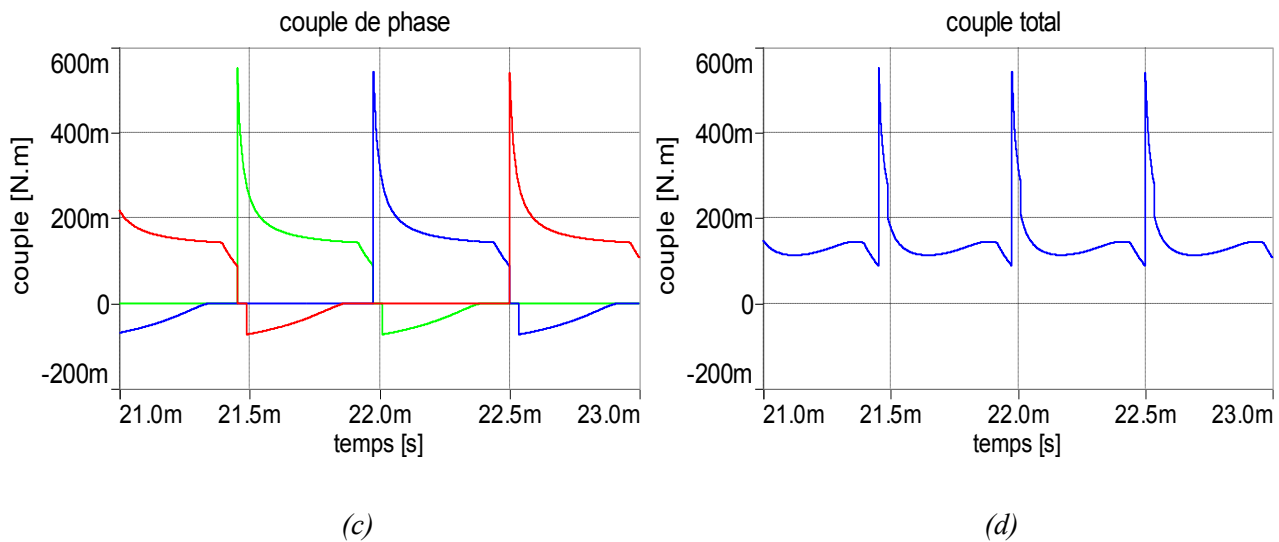


Figure.25. Résultats pour la commande en plein onde. (a) courant de phase. (b) la forme de courant en fonction de la tension et l'inductance. (c) Couple de phase. (d) couple total.

Les résultats obtenus sont similaires à ceux données par d'autres références [11], en utilisant Matlab ou autre logiciel de Simulation. Ce qui nous permet de confirmer le bon fonctionnement du modèle de la machine en fonctionnement moteur, en régime permanent.

3.2. Résultat de simulation pour l'alimentation régulé en courant

Le courant de référence choisi est de 80A pour un fonctionnement à vitesse de 10 rd/s

3.2.1. Alimentation à MLI

3.2.1.1. Alimentation à hystérésis

a) Soft chopping

Avec une telle stratégie le courant a la particularité de décroître doucement. Par conséquent, le temps que prendra le courant pour arriver à la bande inférieure sera long afin d'exciter le transistor à nouveau. Ceci a pour effet de réduire la fréquence de commutation. En résumé, cette stratégie offre une faible fréquence de commutation (relatif à la largeur de la bande) et une plus grande longévité des transistors (il suffira d'échanger les places des transistors de la même phase).

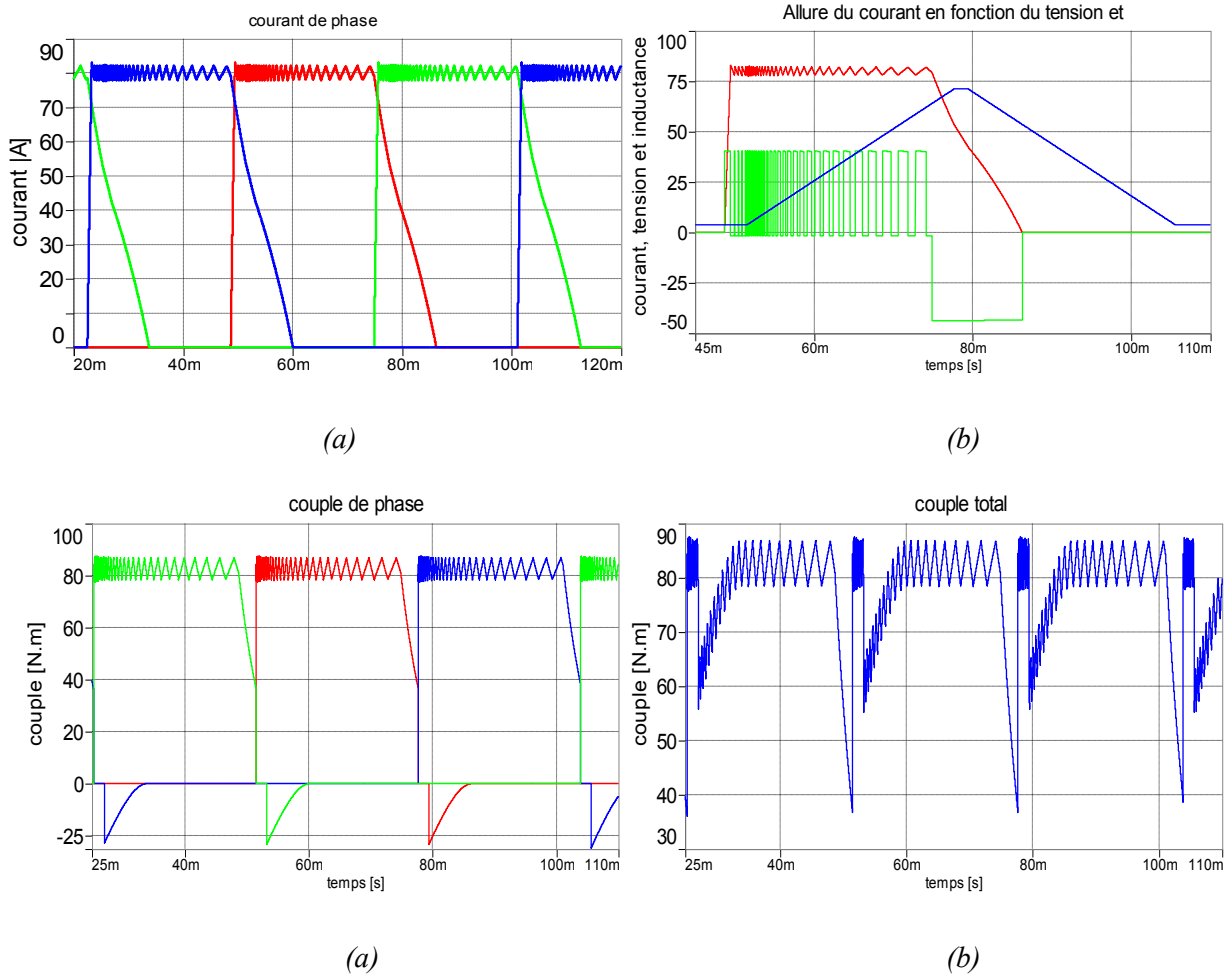


Figure.26. Résultats pour la commande par MLI à hystérésis Soft-chopping. (a) courant de phase. (b) la forme de courant en fonction de la tension et l'inductance. (c) courants de phases. (d) couple total.

La forme du courant de phases obtenue nous montre que la régulation est bien réalisée dans la bande prévue, ce qui valide le modèle proposé. Par ailleurs, nous constatons que la fréquence de commutation durant la régulation n'est pas constante. Ce qui rend difficile le choix de la fréquence des IGBT.

La forme du couple suit presque la forme du courant à un détail près, Le signe de la variation de l'inductance. Ainsi l'extinction du courant pendant la décroissance de l'inductance engendre un couple négatif. Grace au chevauchement des phases le couple total restera toujours positif. Le réglage de ce problème se fait en jouant sur les angles de commandes θ_{on} et θ_{off} . Ils ont été réglé de manière à avoir le couple le moins ondulé possible et possédant une valeur moyenne la plus grande. Pour plus de détail à propos des angles d'amorçage voir [8].

b) Hard chopping

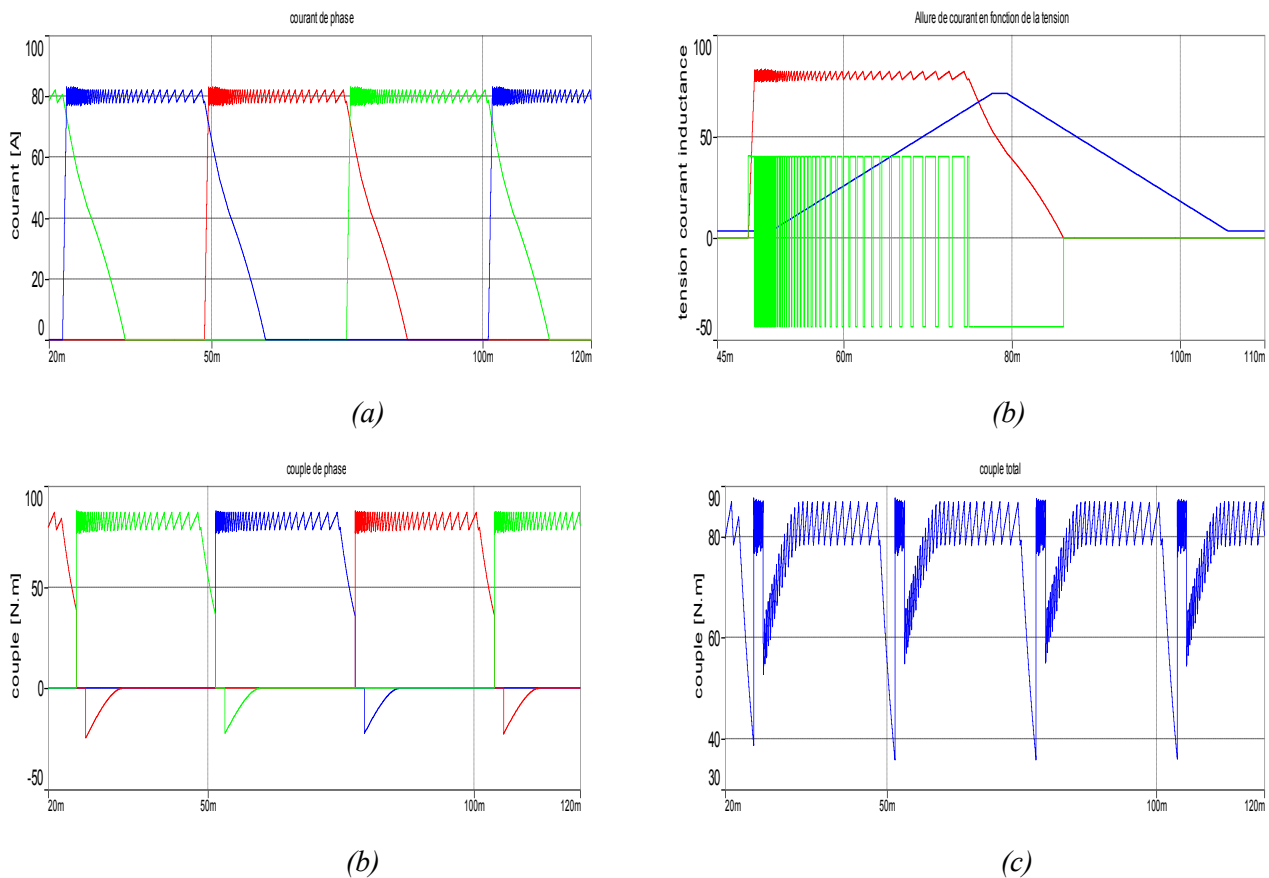


Figure.27. Résultats pour la commande par MLI à hystérésis Hard-chopping. (a) courant de phase. (b) la forme de courant en fonction de la tension et l'inductance. (c) courants de phases. (d) couple total.

Les résultats de simulation obtenue dans ce cas, sont plus ou moins similaires à ceux obtenu par le soft-chopping. Cependant, dans ce cas, nous constatons que la fréquence de commutation de phase est plus importante, et la tension d'alimentation passe de $+V_{dc}$ à $-V_{dc}$ ce qui permet la récupération de l'énergie. D'autre part, le couple de la machine est relativement maintenu constant grâce à la régulation de courant. Néanmoins, celui-ci présente des ondulations importantes surtout au niveau de la commutation des phases.

3.2.1.2. Technique à MLI triangulaire

La simulation est réalisée pour une porteuse de fréquence de 15kHz et une amplitude de 2A. Les résultats de simulation sont donnés par :

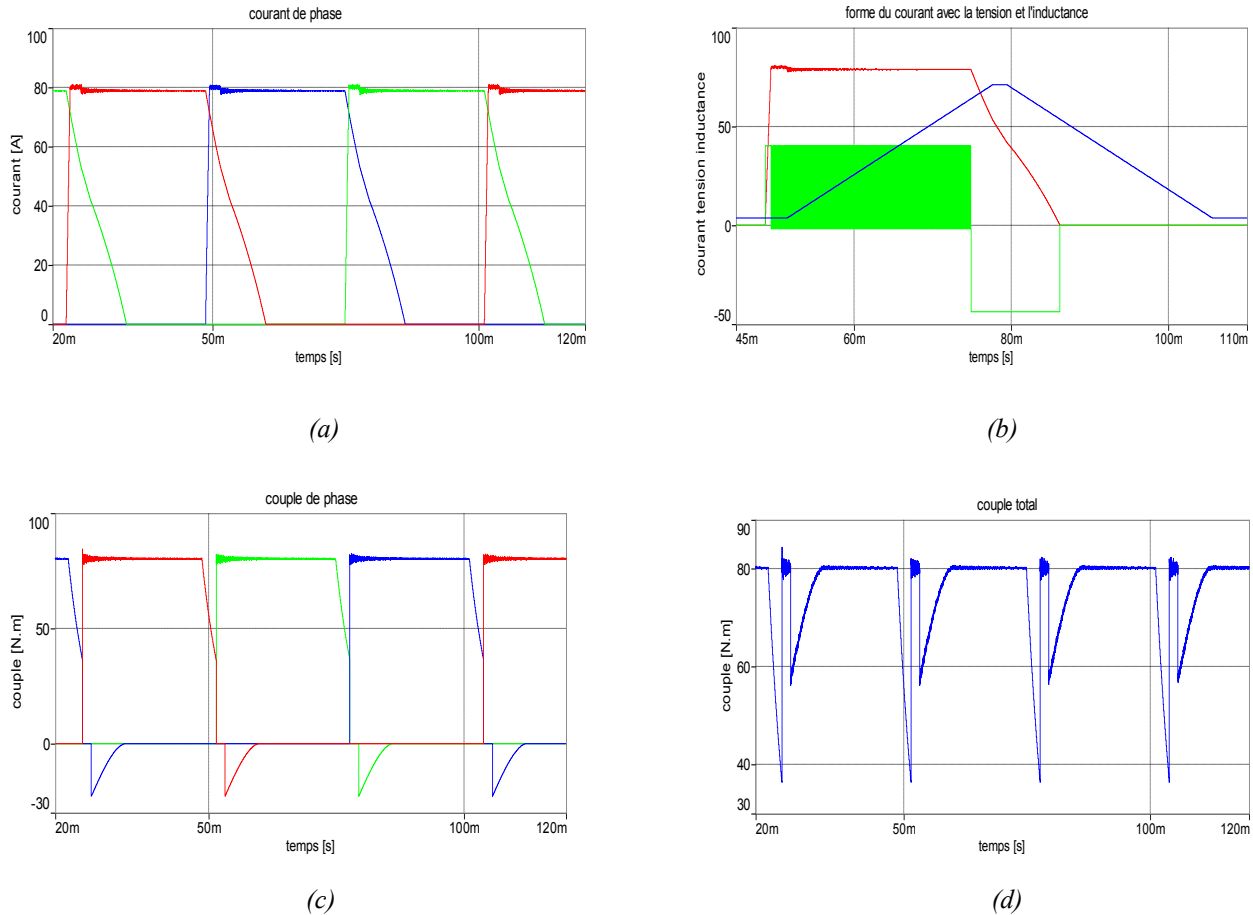


Figure.28. Résultats pour la commande par MLI triangulaire. (a) courant de phase. (b) la forme de courant en fonction de la tension et l'inductance. (c) courants de phases. (d) couple total.

Le courant se stabilise à une valeur légèrement plus petite que la valeur de référence. Néanmoins, la fréquence de commutation durant la commutation semble constante mais très élevées. Les mêmes remarques peuvent être faites concernant la forme du couple qui présente une ondulation au niveau des commutations de phase.

L'influence de l'amplitude et la fréquence de la porteuse sur la forme du courant est illustré par les résultats de simulation suivants :

Influence de la variation de l'amplitude de la porteuse pour $f=15\text{kHz}$.

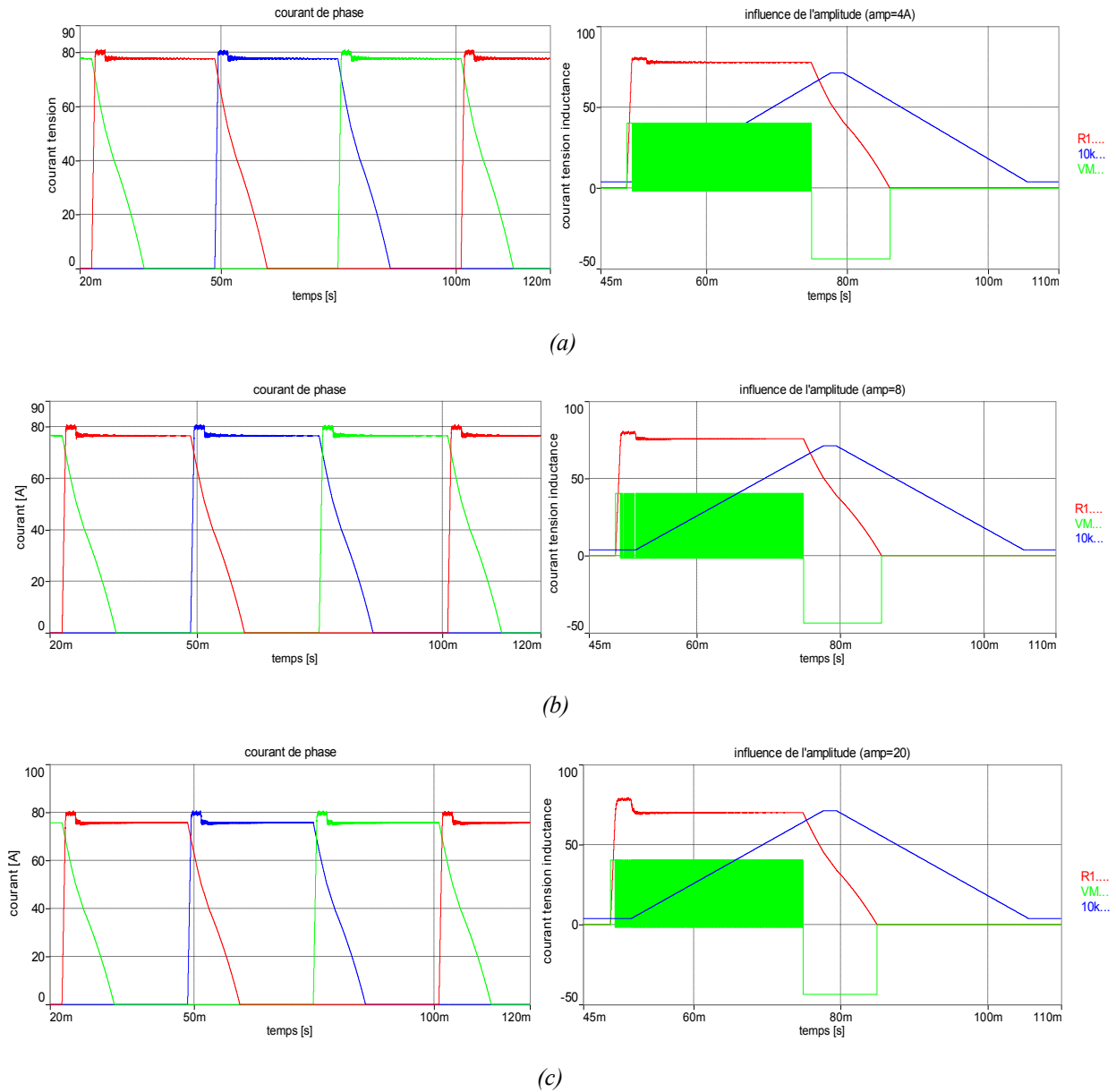


Figure.29. Influence de la variation de l'amplitude de la porteuse sur les courants de phase (partie gauche de la feuille) et sur la forme du courant avec la tension et l'inductance (partie droite de la feuille). (a) pour amplitude = 4A. (b) pour amplitude = 8A. (c) pour amplitude = 20A.

Nous remarquons que l'augmentation de l'amplitude de la porteuse a pour effet de d'éloigner la valeur finale du courant de sa référence. Par conséquent, Le choix de l'amplitude de la porteuse doit être relativement petite par rapport à la consigne pour obtenir une erreur acceptable.

En fixant la valeur de l'amplitude à 2A et en faisant varier la fréquence de la porteuse, on obtient les résultats suivants:

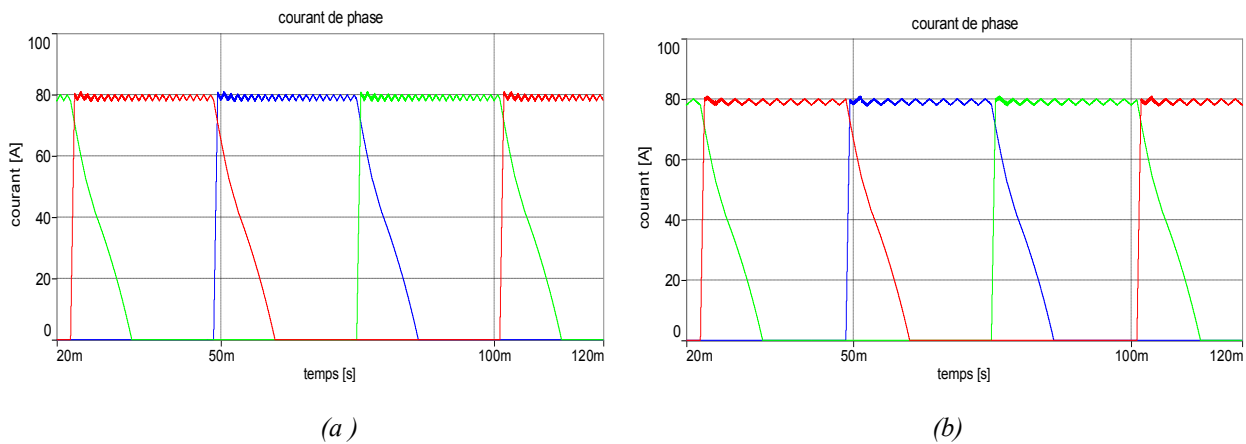


Figure.30. Influence de la variation de la fréquence de la porteuse sur les courants de phase (a) fréquence = 800 Hz. (b) fréquence = 400 Hz.

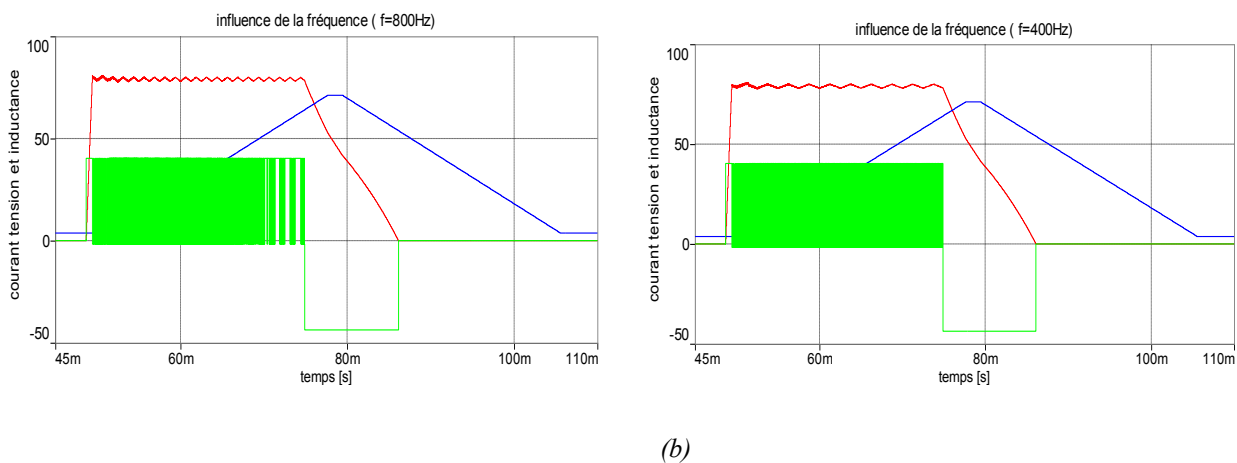


Figure.31. Influence de la variation de la fréquence de la porteuse sur la forme du courant avec la tension et l'inductance à gauche. (a) fréquence = 800 Hz. (b) fréquence = 400 Hz.

La diminution de la fréquence de la porteuse fait apparaître des ondulations au niveau du courant ce qui se répercutera au niveau du couple. Cependant, si elle est comparée à l'ondulation au niveau de la commutation de phase cette dernière est négligeable.

2.2.2. Résultat de simulation pour la technique du comparateur

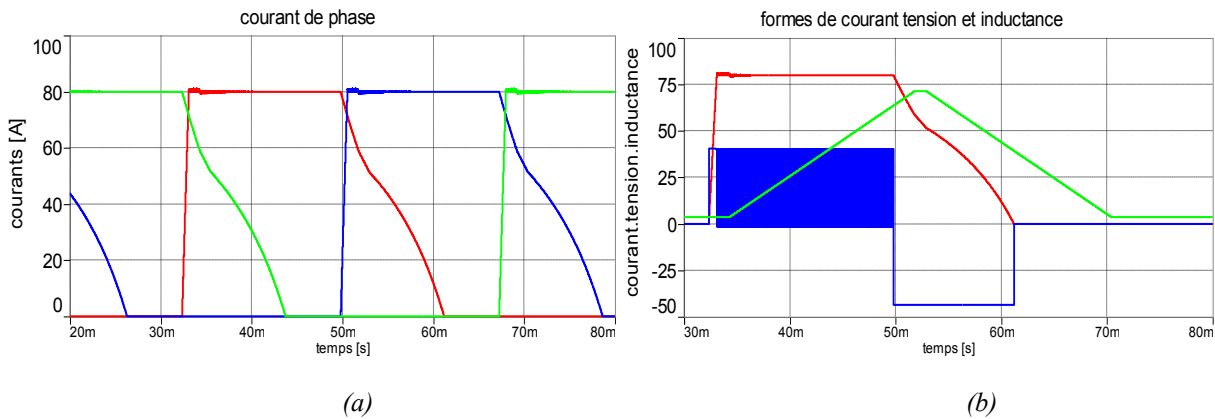


Figure.32. Résultats pour la commande par un comparateur. (a) courant de phase. (b) la forme du courant avec la tension et l'inductance.

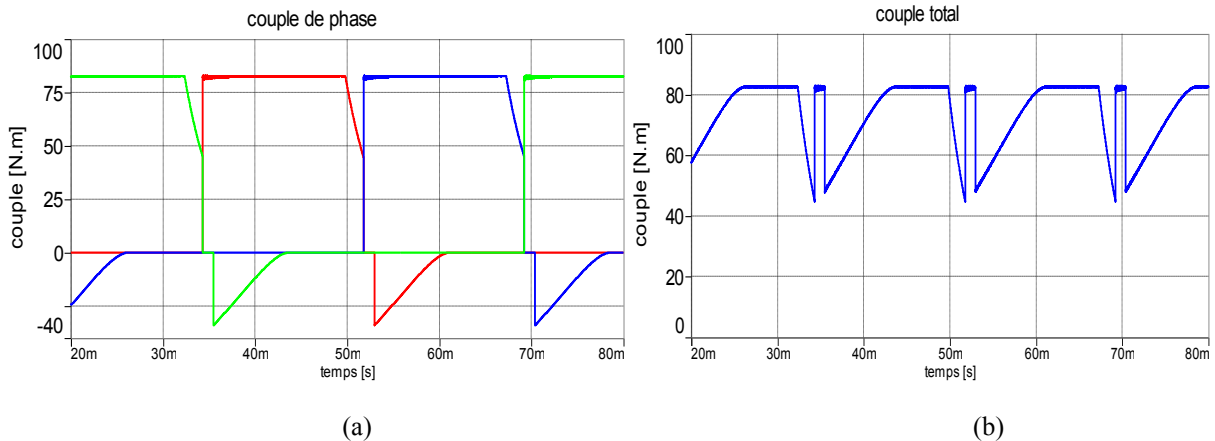


Figure.33. Résultats pour la commande par un comparateur. (a) Couple de phase. (b) couple total.

Le courant est bien maintenu à 80 A. Ceci est dû au comparateur idéal que l'on a choisi. Nous constatons ainsi une fréquence de commutation infini ce qui n'est pas réel. Par ailleurs, les résultats de simulations obtenus dans ce cas sont assez proches de ceux obtenus par les techniques présentées précédemment.

4. Le mode générateur

Le même modèle est utilisé pour le fonctionnement générateur hormis les angles de commande qui vont cette fois-ci être dirigés vers la partie décroissante de l'inductance. Le principe est d'exciter la phase concernée puis récupérer l'énergie en inversant la tension au bornes de la bobine.

Les résultats pour différentes vitesses sont les suivantes :

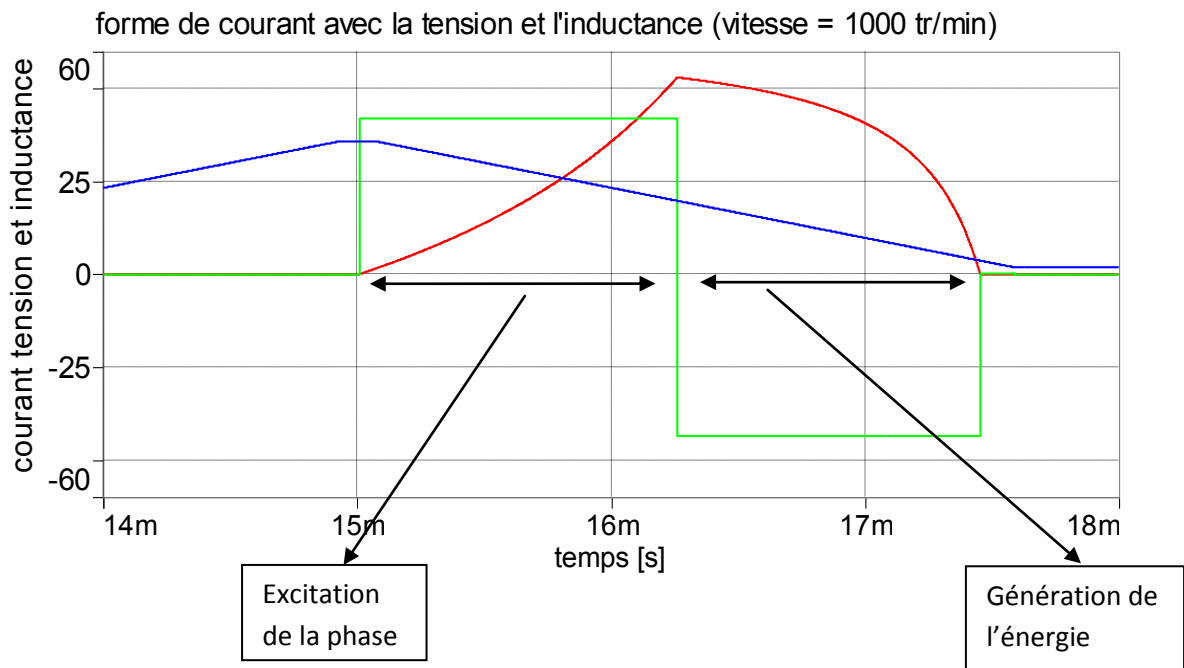


Figure.34. *l'allure du courant en mode génératrice.*

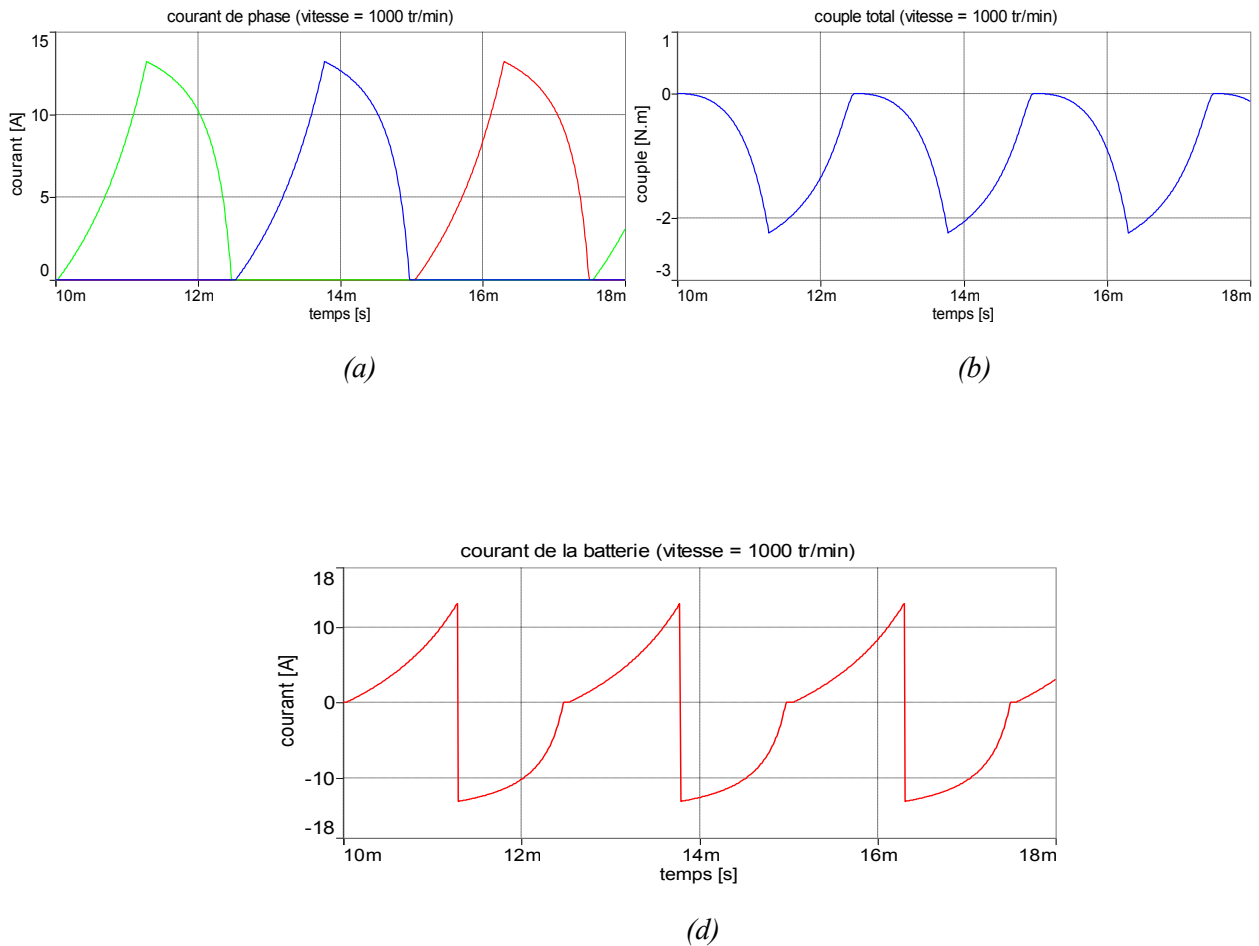


Figure.35. résultats obtenus durant le fonctionnement en mode génératrice (vitesse = 1000 tr/min). (a) Courant de phase. (b) couple totale. (d) courant de la batterie.

Nous pouvons constater le couple négatif ondulé produit par la machine ainsi que le courant passant dans la batterie. Il est positif lors de l'excitation et négatif lors de la récupération.

Les résultats qui vont suivre vont montrer l'influence de la vitesse sur les courants :

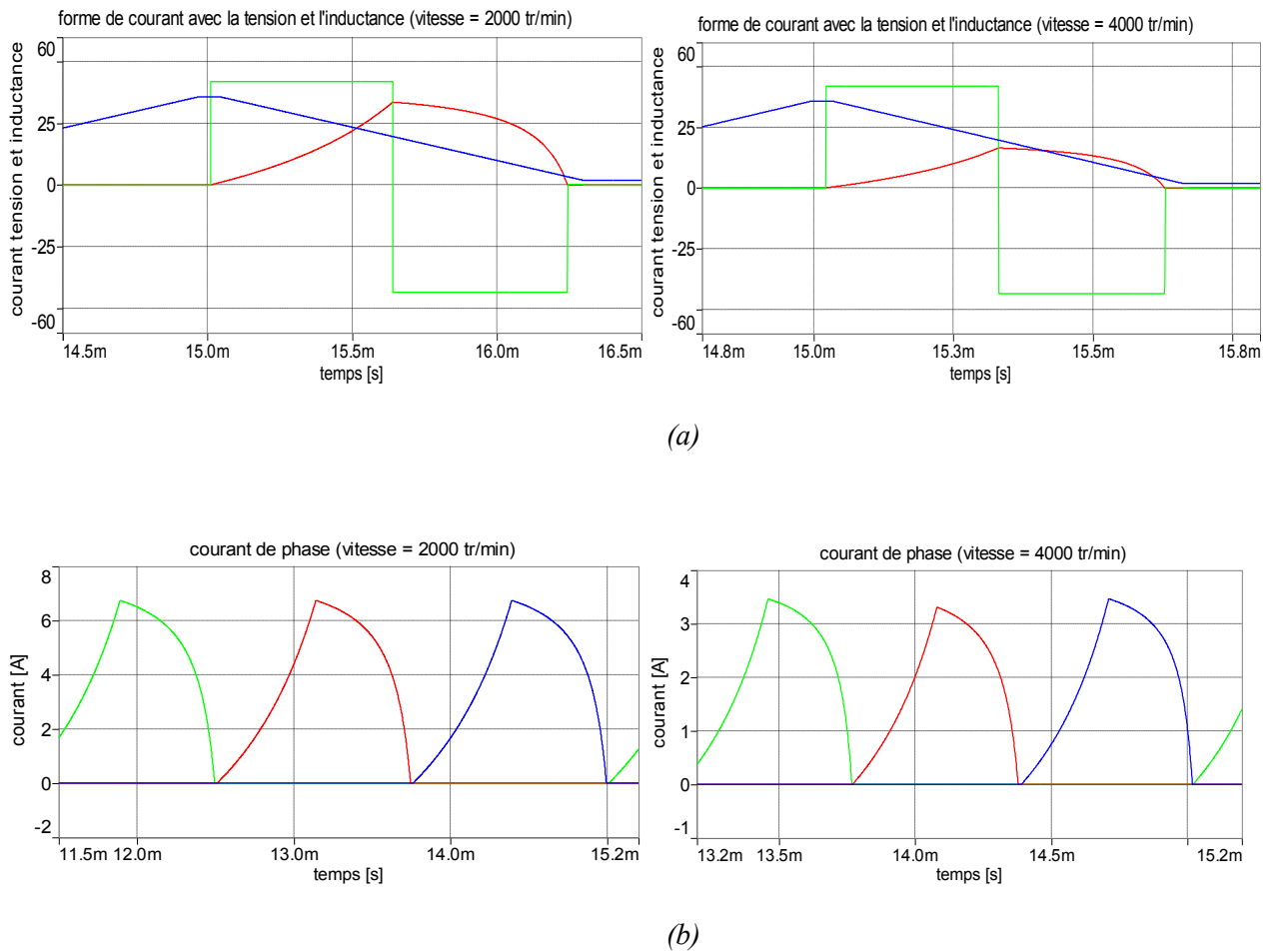
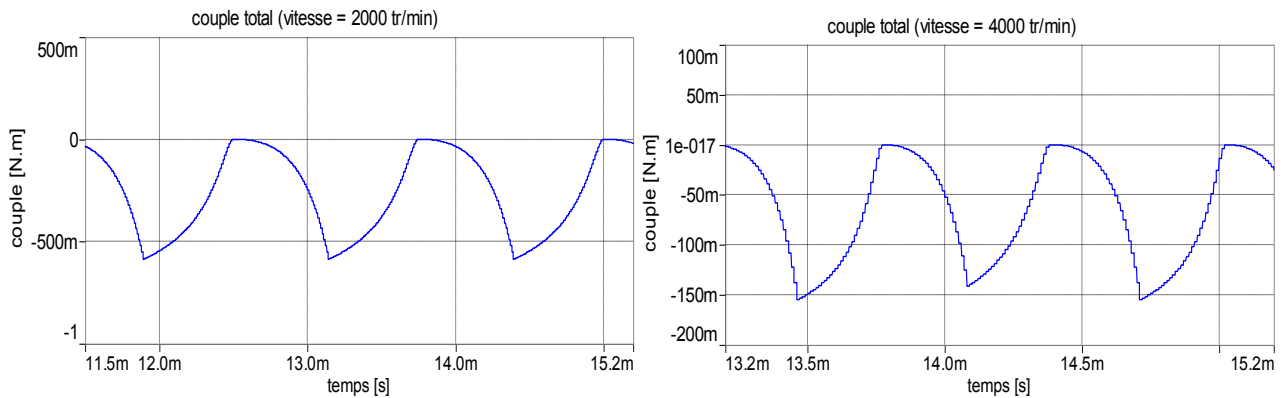
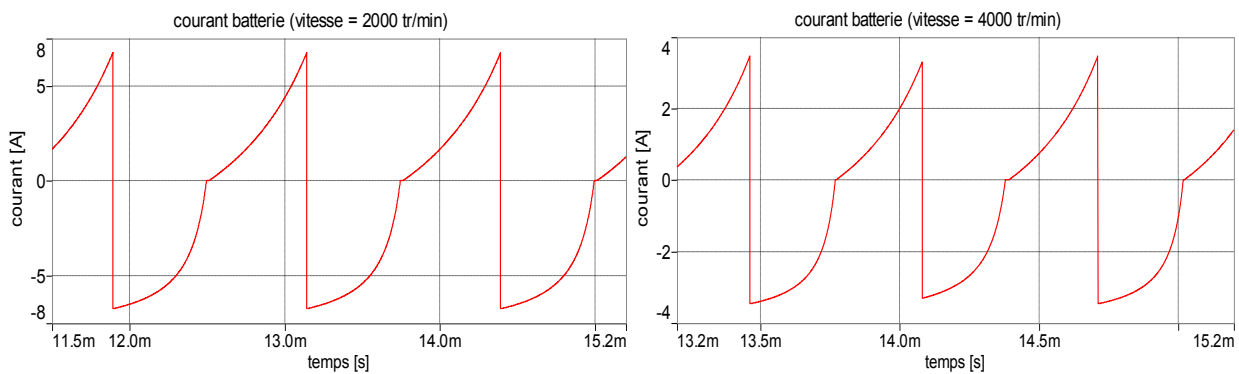


Figure.36. Influence du changement de la vitesse, (a) la forme du courant et la tension.
(b) les formes de courant de phase.



(a)



(b)

Figure.37. Influence du changement de la vitesse, (a) le couple total. (b) le courant de la batterie.

Nous pouvons remarquer que plus la vitesse augmente plus le pic de courant diminue. Cela est dû à la durée de l'excitation. En effet, Pour des angles de commande constants l'augmentation de la vitesse a pour effet de diminuer le temps d'excitation. En pratique, afin de récupérer le maximum d'énergie en fonctionnement générateur, on doit utiliser toute la période de décroissance de l'inductance pour la phase générateur. Ce qui nous oblige à exciter la phase durant la période de croissance de l'inductance.

Conclusion

Le modèle non saturé de la MRV proposé est simple à élaborer. Néanmoins, plusieurs approximations ont été considérées. La simulation nous a permis de tester les techniques de régulation applicables à cette machine. De plus, nous avons déduit que la technique d'alimentation à hystérésis soft shopping conduit à des résultats intéressants car elle maintient le courant de phase à sa référence avec une bonne précision pour des fréquences de commutations acceptables. Par contre, Le hard-chopping permet la récupération de l'énergie.

Par ailleurs, les résultats de simulations nous ont permis de valider les modèles Simplorer proposés.

Chapitre III

Modélisation de la MRV en régime saturé

Introduction

La modélisation de la MRV en tenant compte de la saturation s'avère incontournable, vu que la saturation dans le cas de cette machine conduit à une meilleure conversion électromagnétique.

Pour prendre en considération la saturation, plusieurs techniques de modélisation peuvent être utilisées. La méthode analytique par exemple propose d'approximer les données expérimentales du profil de l'inductance par des fonctions trigonométriques. Le problème de cette technique est que le couple se calcule aussi d'une manière analytique, ce qui conduit au calcul de dérivées partiels qui augmenteront le temps de calcul, en plus des erreurs sur le calcul des dérivées qui peuvent être importantes [11].

L'utilisation des réseaux de neurones a pour avantage le gain d'espace mémoire. Néanmoins, pour le même nombre d'opération (même temps de calcul), les erreurs peuvent être plus importantes que celle d'une méthode conventionnelle. [9]

L'utilisation des «look up table » avec le modèle du flux nous permet d'avoir une simulation avec une bonne précision de la caractéristique magnétique et un temps de calcul acceptable. Ce modèle qui se base sur l'intégration du flux est un modèle intéressant pour éviter les dérivées et les erreurs qu'elles engendrent.

Vu le nombre important de point obtenu par élément finis, leur traitement s'est avéré complexe à partir du logiciel Simplorer. Ceci nous a conduits à effectuer des simulations en régime saturé en utilisant Simulink de Matlab.

Dans notre cas, on choisit la technique «look up table 2D»proposé par Matlab. Celle-ci nous permet d'approximer les relations du flux/courant/position et couple/courant/position par cubics-spline. Les données de ces relations sont obtenues par élément fini calculés lors d'un précédent travail. [1]

Les essais de simulation effectués dans ce cas sont les mêmes que ceux du modèle linéaire de l'inductance.

1. Modélisation de la machine et du convertisseur

L'équation 1 du chapitre 2 nous permet de construire le model du flux à base look up table qui calcule le courant de phase à partir du flux et la position selon le schéma bloc suivant :

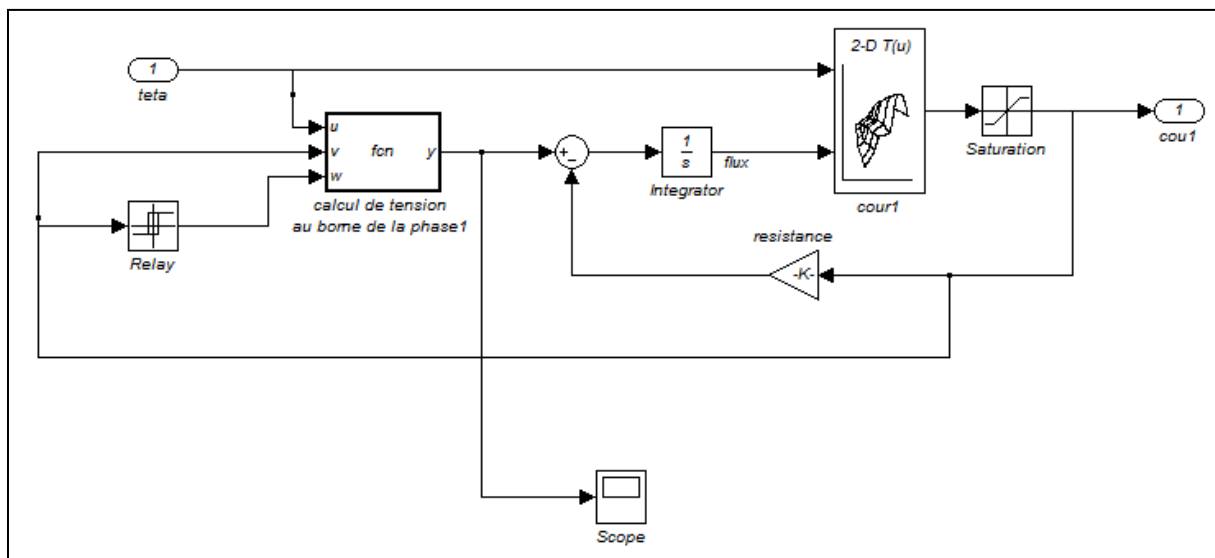


Figure.1. Modélisation d'une phase avec son convertisseur.

2. Modélisation du couple produit par la machine

Le calcul du couple généré par chaque phase se fait aussi par « look up table » à partir de la connaissance du courant de phase et de la position selon le schéma bloc suivant :

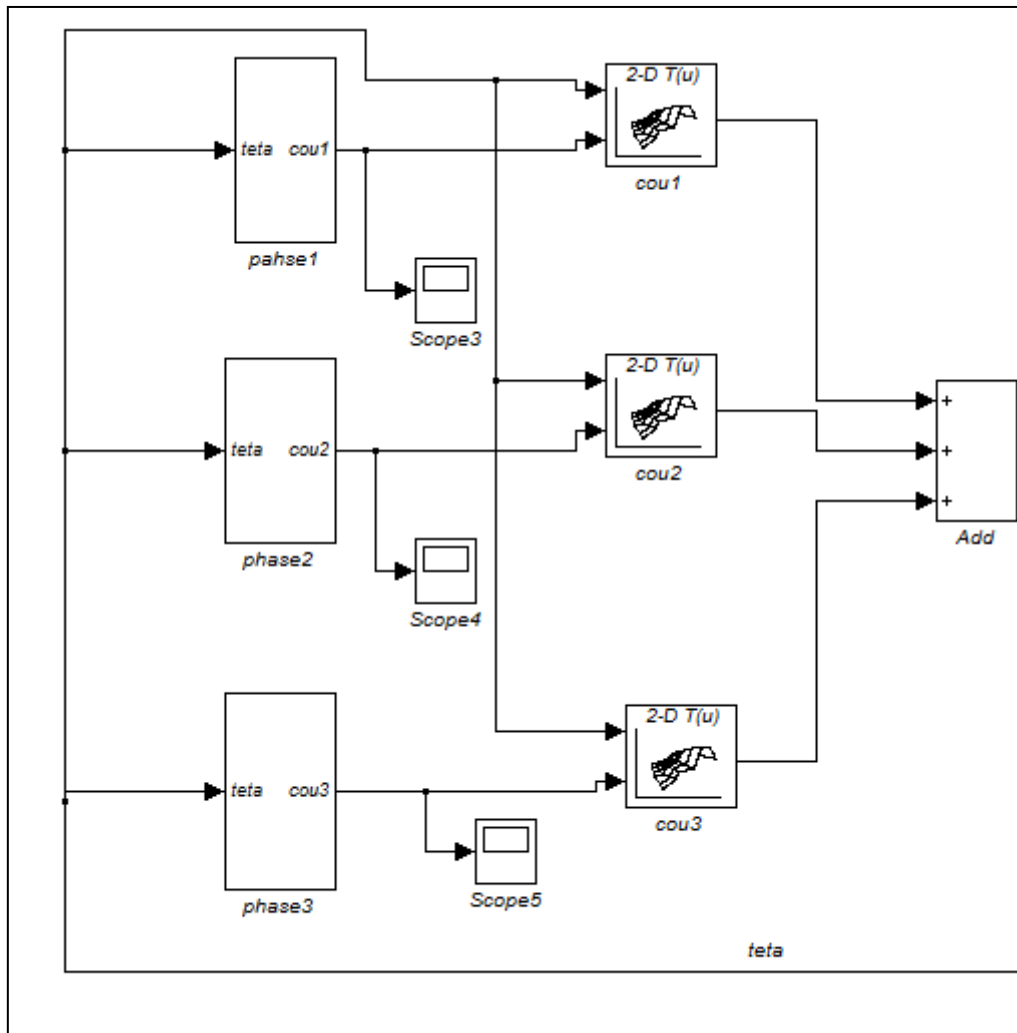


Figure.2. Modélisation du couple produit par chaque phase.

3. Modèle dynamique de la machine

Le modèle dynamique de la machine est représenté par le schéma Simulink suivant :

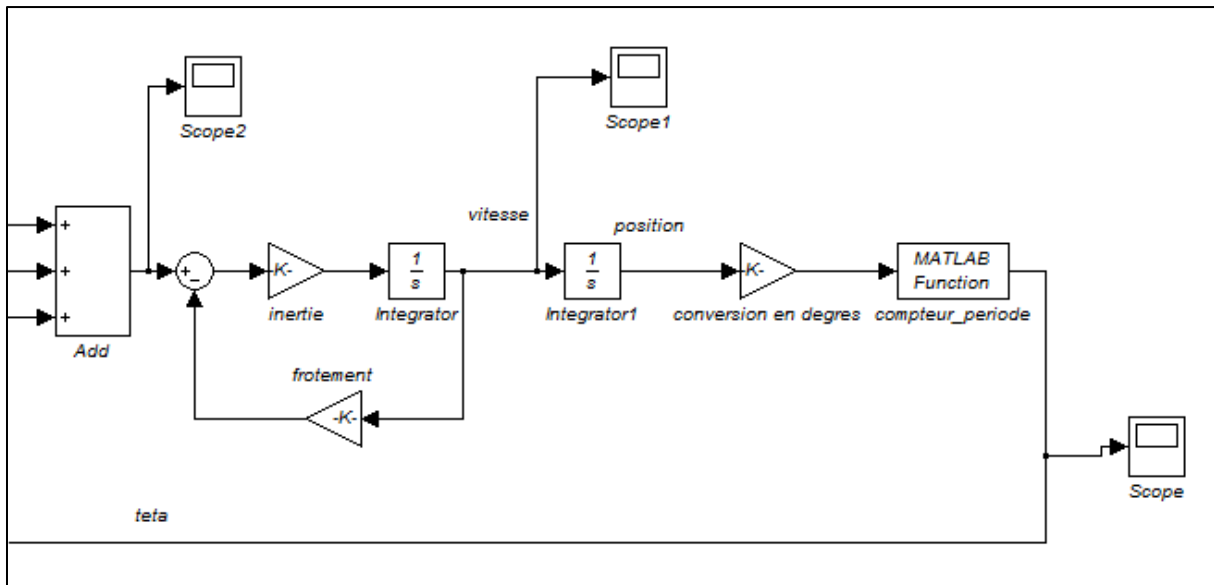


Figure.3. *Modèle dynamique de la machine.*

4. Résultats de simulation et analyse des performances

La simulation est effectuée pour les mêmes essais que ceux du chapitre précédent et dans les mêmes conditions.

4.1. Résultats de simulation pour l'alimentation pleine onde

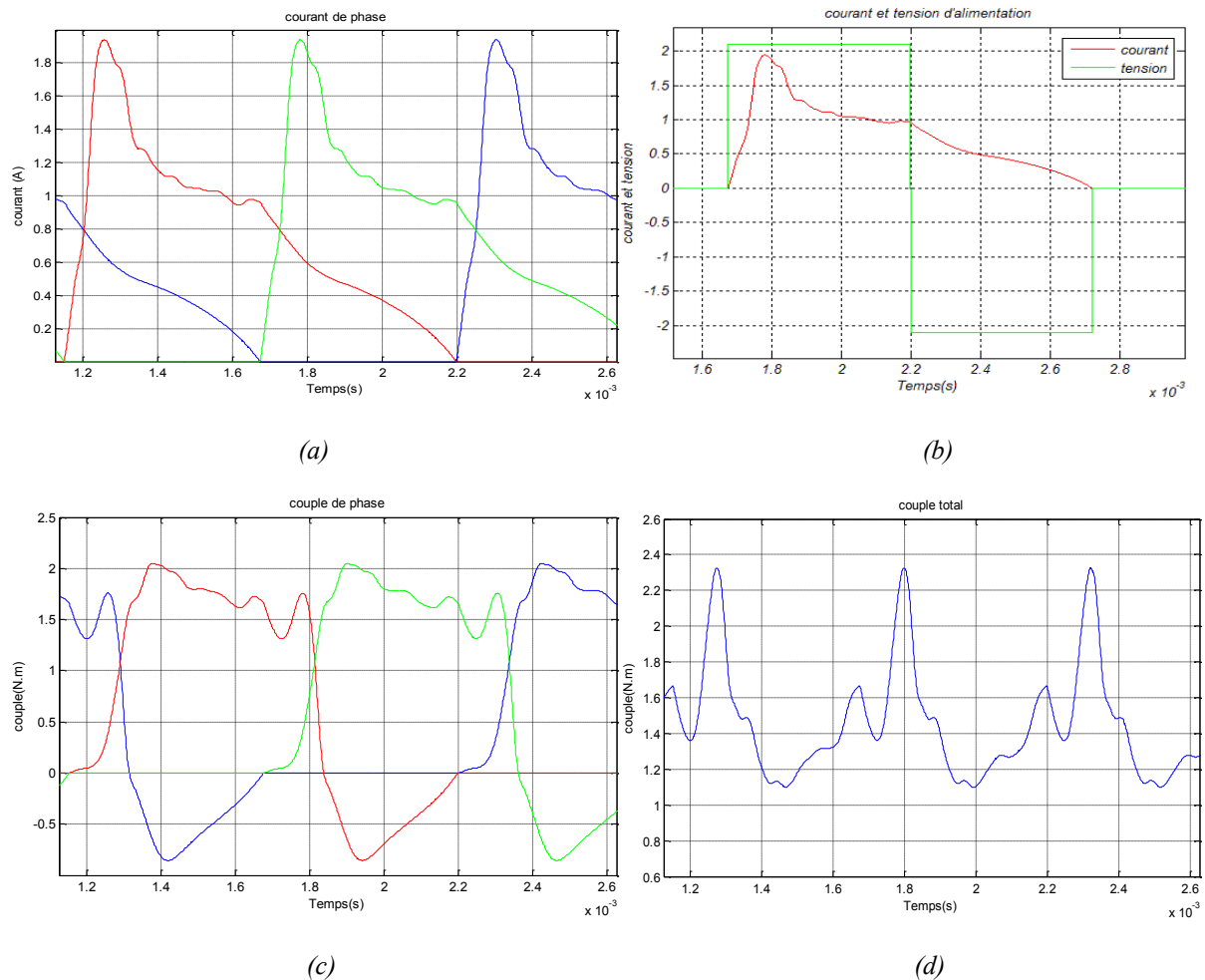


Figure.4. Résultats de la commande plein onde en régime permanent. (a) la forme des courants de phases. (b) forme du courant de phase avec la tension d'alimentation. (c) les couples de phases. (d) couple total délivré par la SRM.

Les formes du courant de phases obtenues dans ce cas sont similaires à ceux obtenus dans le modèle linéaire. Cependant, les pics de courant dans ce cas sont moins importants que dans le cas du modèle non saturé. Cela est dû aux hypothèses prise dans le modèle non saturé.

Par contre, le couple ne suit pas la forme du courant car dans ce cas la conversion électromagnétique dépend de la variation de l'énergie et donc du courant et de l'inductance.

4.2. Résultat de simulation pour l'alimentation régulé en courant

Le courant de référence choisi est de 80A pour un fonctionnement à vitesse de 10 rd/s.

4.2.1. Alimentation à MLI

4.2.1.1. Alimentation à hystérésis

a) Soft chopping

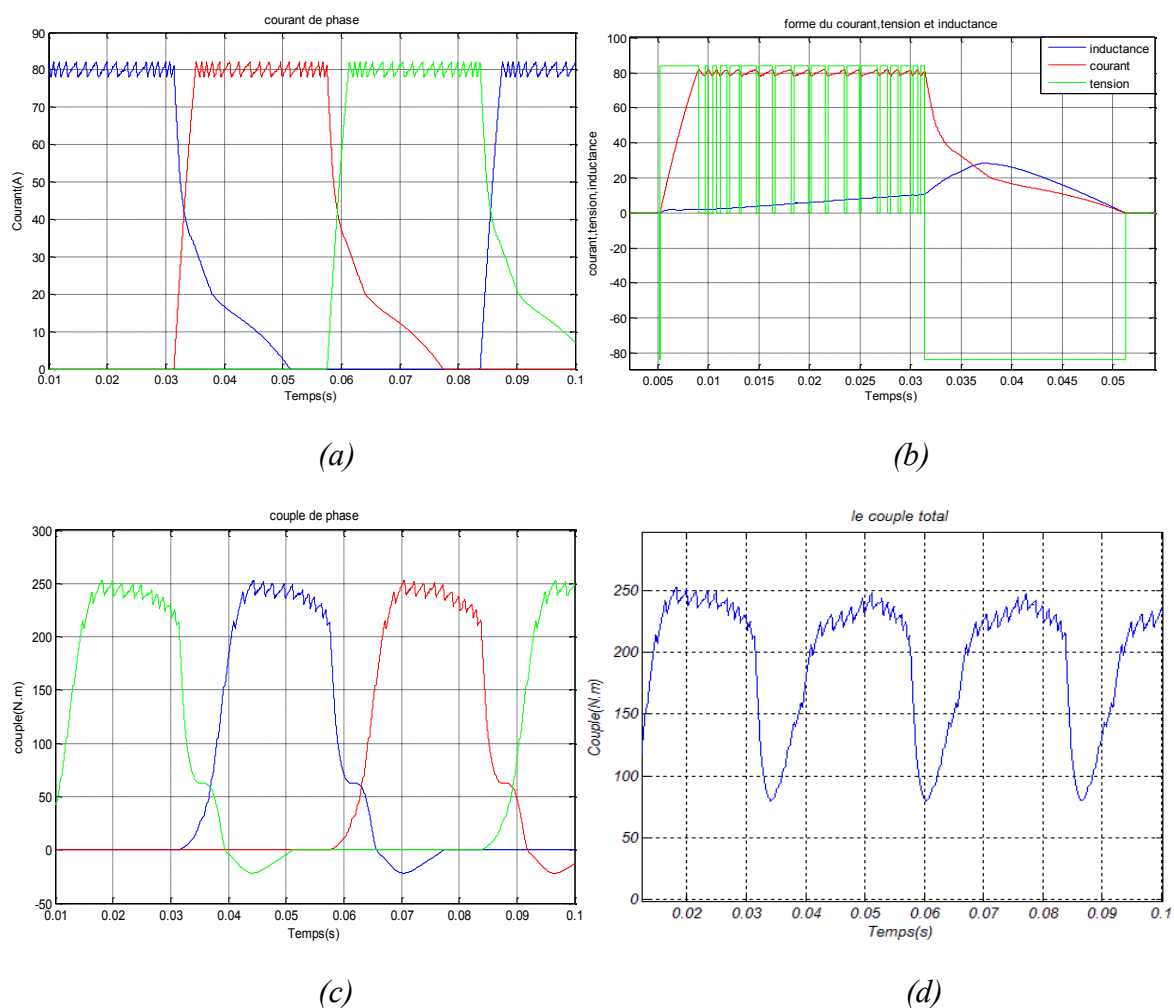


Figure.5. Résultats de la commande par hystérésis en régime permanent. (a) la forme des courants de phases. (b) forme du courant avec la tension d'alimentation et l'inductance ($tension(V)*2$; $inductance (mH)$). (c) les couples de phases. (d) couple total délivré par la SRM.

On peut remarquer l'effet de la technique de régulation sur la forme du courant visant à le cerner dans une bande. Cette dernière est similaire à celle du modèle non saturé.

Concernant l'inductance, quand le rotor s'approche de la position d'alignement, le courant cause la saturation du flux ce qui conduit à la faible valeur de l'inductance. Une fois le θ_{off} atteint, le courant diminue et descend sous la valeur du courant de saturation. L'inductance prend alors la forme du modèle linéaire. [12]

Les mêmes remarques que pour le modèle non saturé peuvent être faites concernant la fréquence de commutation durant la régulation de courant.

b) Hard chopping

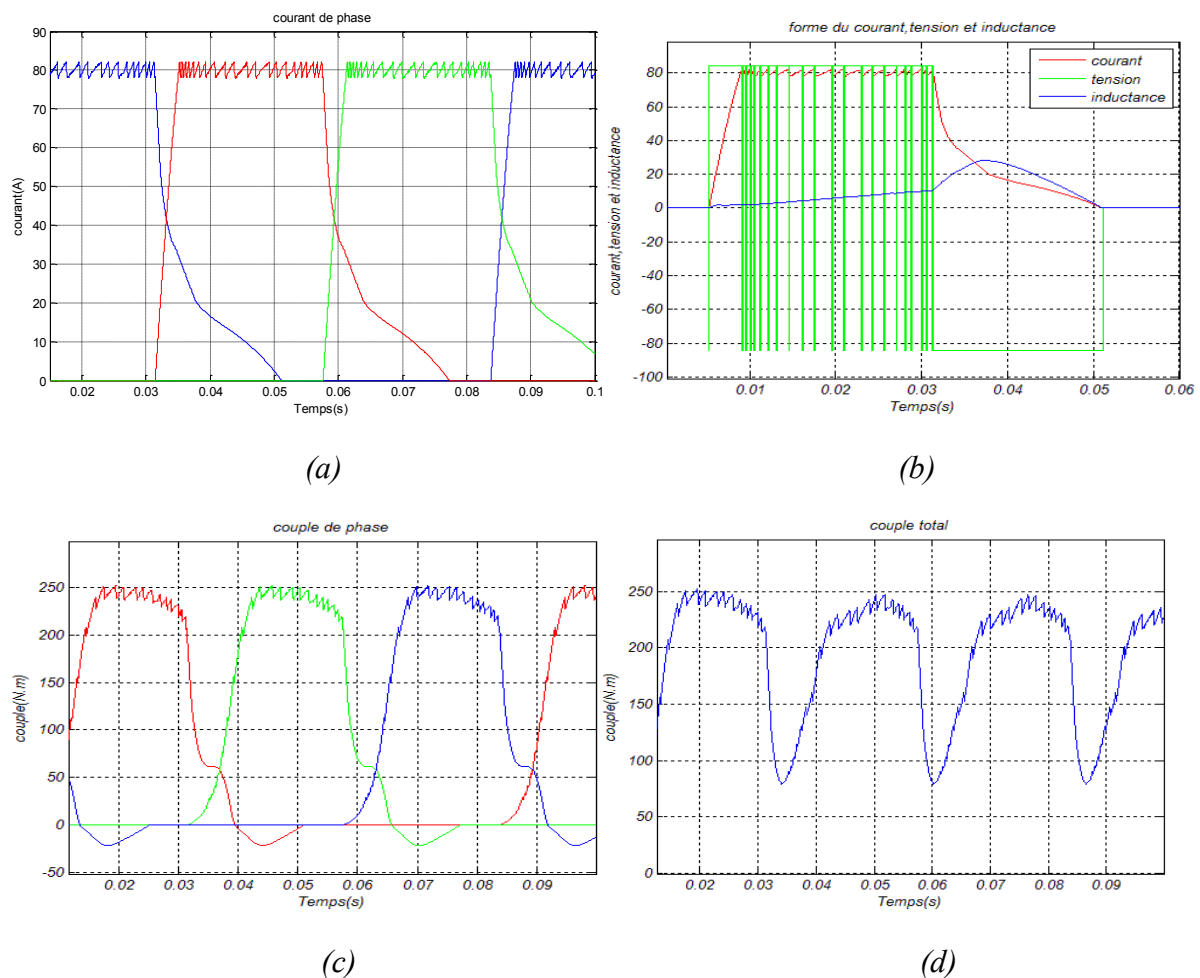


Figure.6. Résultat de la commande par hystérésis en régime permanent. (a) la forme des courants de phases. (b) courant d'une phase en fonction de la tension d'alimentation et la variation de l'inductance ($tension(V) \times 2; inductance (mH)$). (c) les couples de phases. (d) couple total délivré par la SRM.

Les remarques du modèle précédent peuvent être faites dans ce cas. Cependant nous constatons une augmentation de la fréquence de commutation.

4.2.1.2.MLI triangle

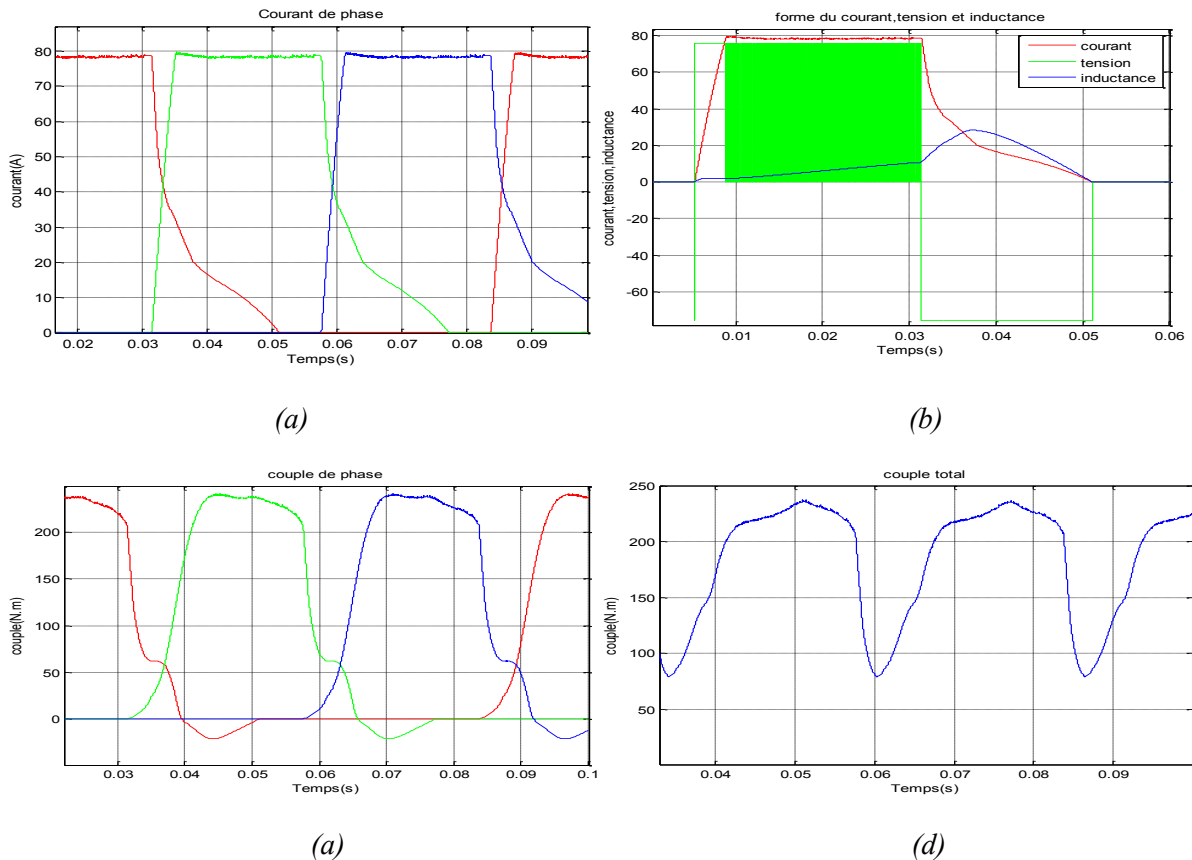


Figure.8. Résultats de la commande par une MLI triangle en régime permanent. (a) la forme des courants de phases. (b) courant d'une phase en fonction de la tension d'alimentation et l'inductance ($tension(V)^2; inductance(mH)$). (c) les couples de phases. (d) couple total délivré par la SRM.

Concernant le courant, les résultats obtenus sont similaires à ceux obtenus dans le modèle non saturé à savoir la légère différence entre le courant de phase et sa référence.

Afin d'étudier l'effet de l'amplitude et la fréquence de la porteuse sur la forme du courant, on refait les mêmes simulations.

L'effet de l'amplitude à 4 et 8A

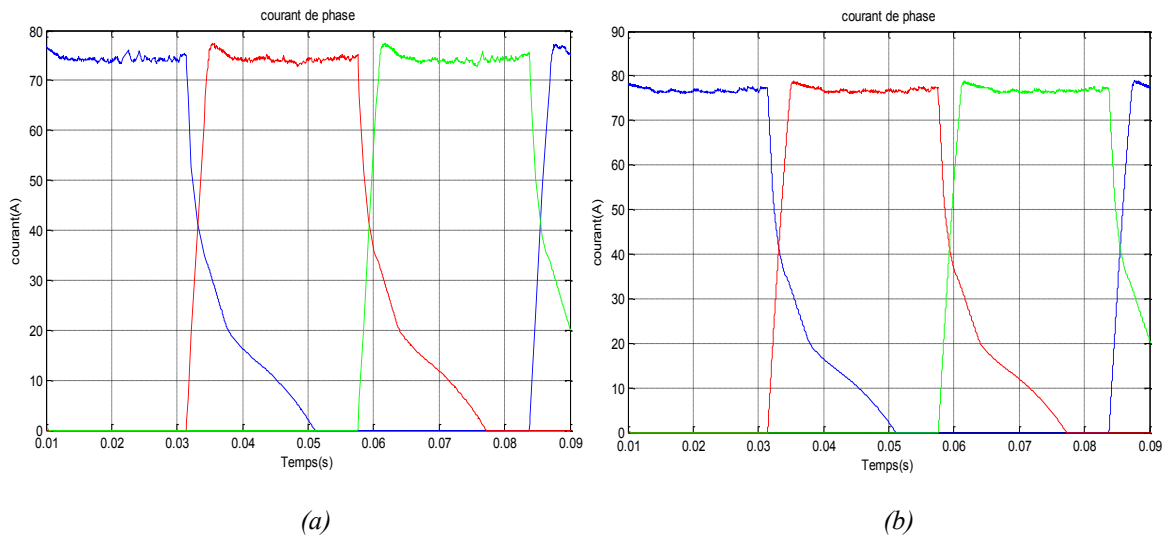


Figure.9. Influence de l'amplitude de la porteuse sur la forme des courants de phase.

(a) amplitude = 8A. (b) amplitude = 4A.

L'effet de la fréquence :

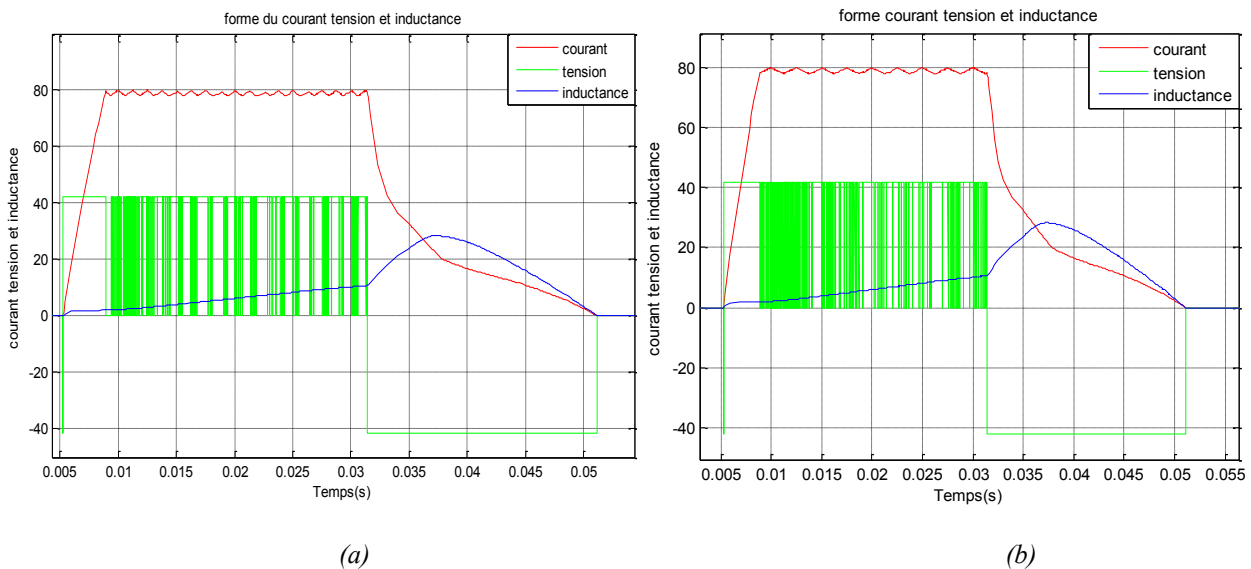


Figure.10. Influence de la fréquence de la porteuse sur la forme du courant avec la tension.

(a) fréquence = 800Hz. (b) fréquence = 400 Hz.

Les résultats obtenus confirment ce qui a été constaté dans le modèle non saturé à propos de l'effet de l'amplitude et la fréquence de la porteuse sur la forme du courant.

4.2.2. Comparateur

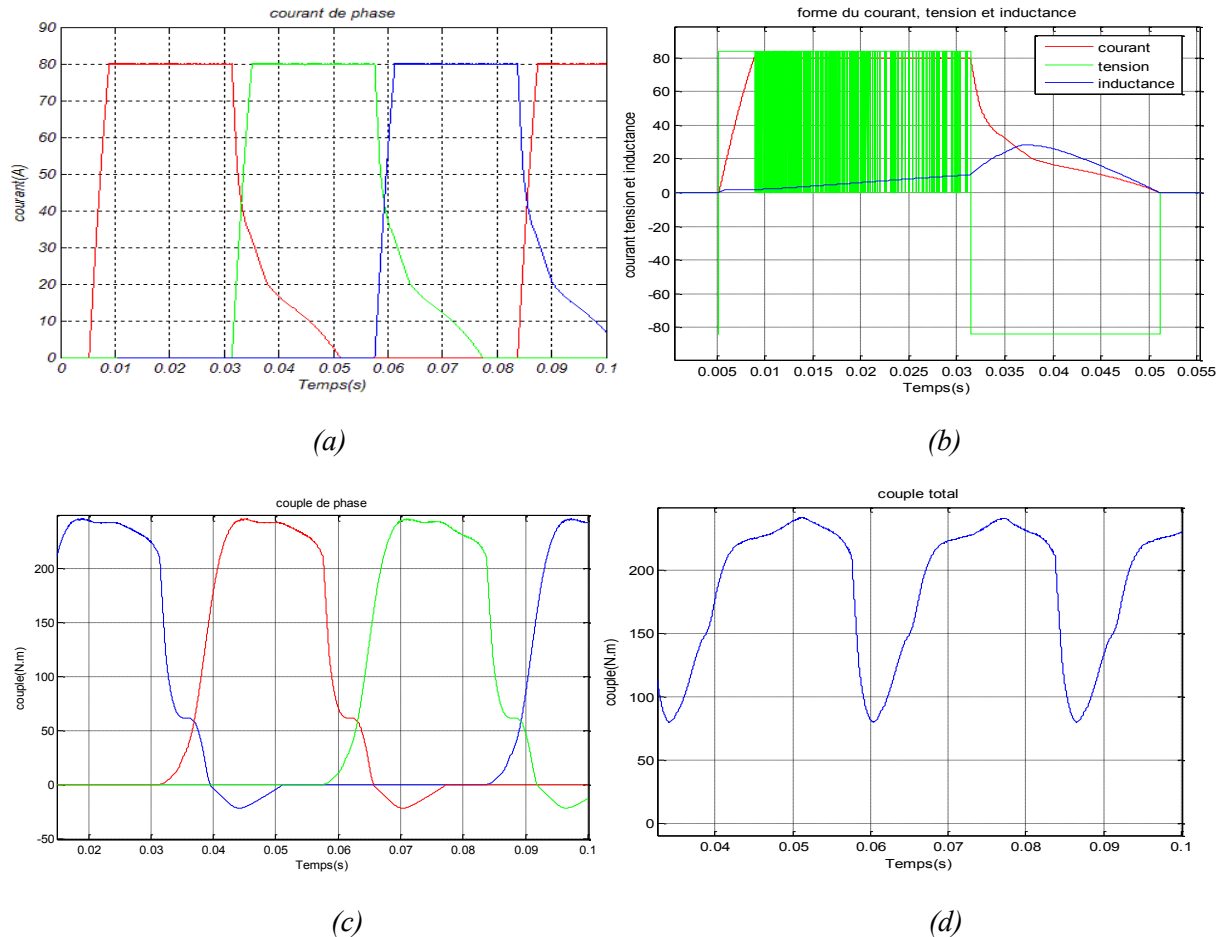
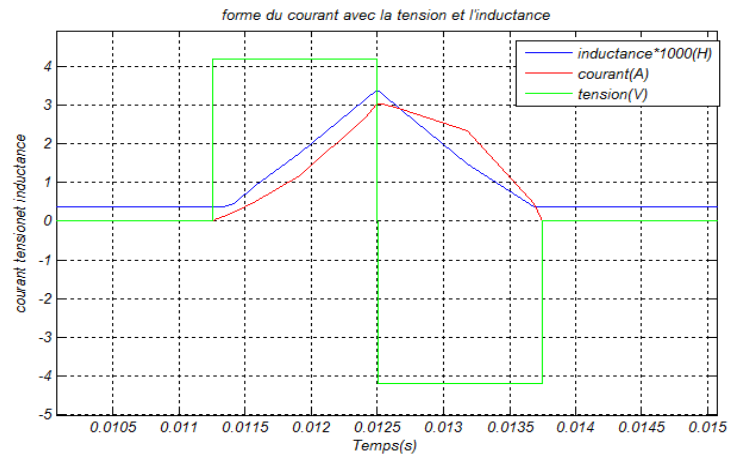


Figure.7. Résultats pour la commande par un comparateur pendant le fonctionnement permanent. (a) la forme des courants de phases. (b) courant d'une phase en fonction de la tension d'alimentation et la variation de l'inductance ($tension * 2; inductance * 1000$). (c) les couples de phases. (d) couple total délivré par la SRM.

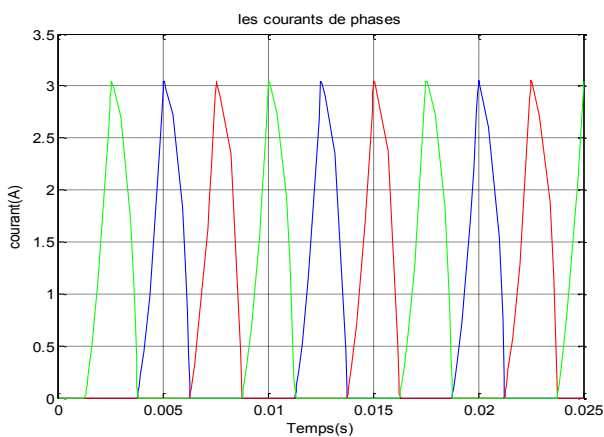
Même remarque que précédemment, seulement la forme du courant est beaucoup plus lisse mais l'aspect ondulateur du couple est surtout dû à la commutation de phase.

5. Le modèle générateur

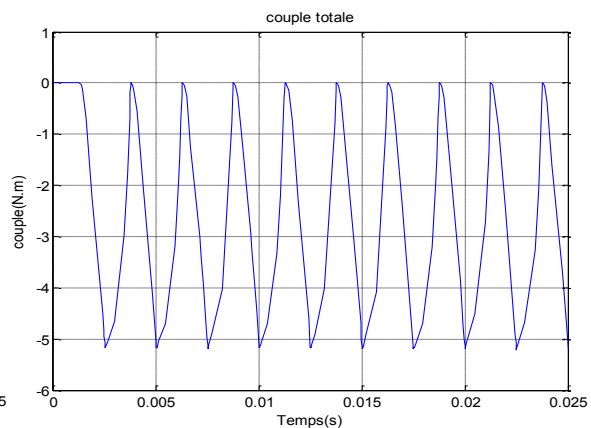
Les mêmes simulations que dans le modèle non saturé ont été effectuées dans ce cas et les résultats sont donnés sur les figures suivantes :



(a)



(b)

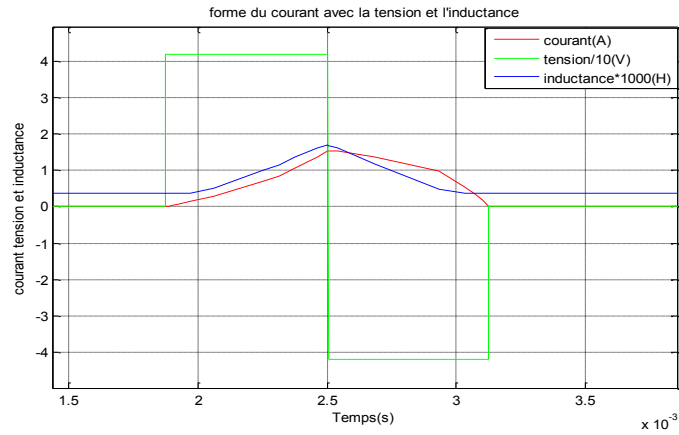


(c)

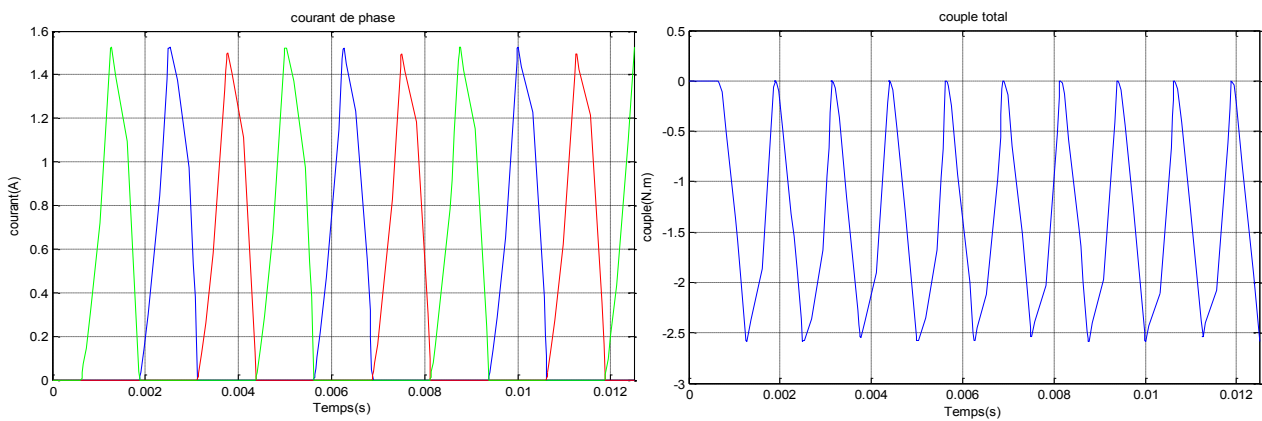
Figure.11. Les résultats obtenus pour la vitesse de 1000 tr/min. (a) la forme du courant avec la tension et l'inductance. (b) courant de phase. (c) couple total.

Le couple résultant est un couple négatif ondulatoire qui suit la forme des courants car la valeur atteinte est en dessous du seuil de saturation. Ce qui est confirmé par la forme de l'inductance.

Vitesse 2000tr/min :



(a)

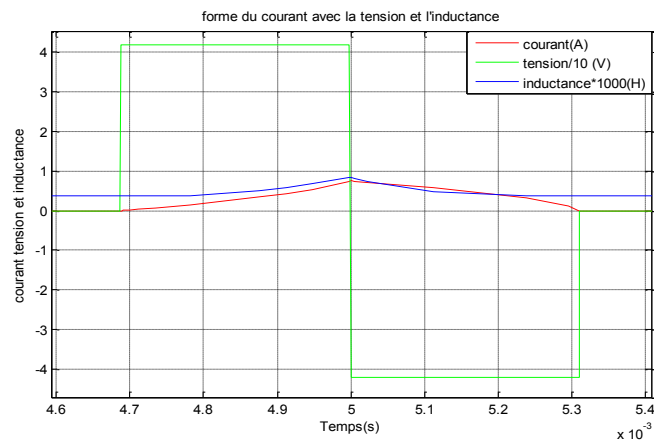


(b)

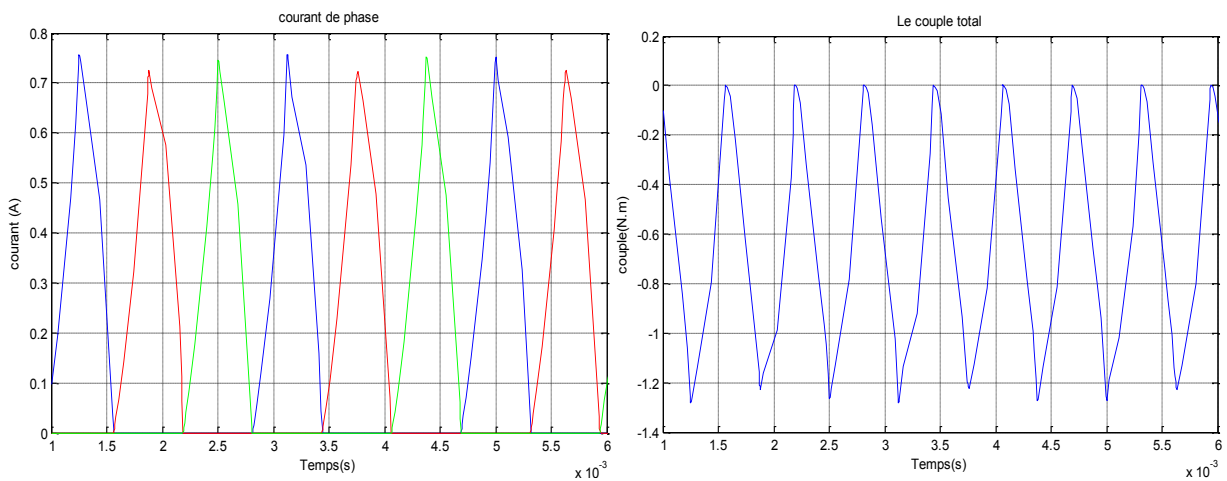
(c)

Figure.12. Les résultats obtenus pour la vitesse de 2000 tr/min. (a) la forme du courant avec la tension et l'inductance. (b) courant de phase. (c) couple total.

Vitesse 4000tr/min :



(a)



(b)

(c)

Figure.13. Les résultats obtenus pour la vitesse de 4000 tr/min. (a) la forme du courant avec la tension et l'inductance. (b) courant de phase. (c) couple total.

Les résultats obtenus concernant la forme du courant dans le chapitre précédent sont confirmés par ces simulations. La forme que présente l'inductance confirme la dépendance de cette dernière vis-à-vis du courant.

Conclusion

Les résultats obtenus pour le modèle saturé sont différents de ceux obtenus par le modèle non-saturé. En effet le couple électromagnétique obtenu dans ce cas est beaucoup plus important. Ce qui est dû à une meilleure conversion électromagnétique. Ceci confirme la nécessité de tenir compte de la saturation dans la modélisation des MRV.

Chapitre IV

Commande par mode

glissement de la MRV en

régime saturé et non saturé

Introduction

La machine à reluctance variable a une caractéristique de couple fortement non-linéaire. La commande de cette machine par une méthode conventionnelle se révèle efficace seulement autour d'un point de fonctionnement [7]. Il est alors nécessaire d'utiliser une commande qui tient compte des non linéarités. Les méthodes robuste par rapport aux changements de paramètres et aux perturbations extérieures sont applicable dans ce cas. La commande par mode glissement apparait très adéquate car elle nous permet d'adapter aisément notre commande au modèle non linéaire aussi complexe qu'il soit.

Dans ce chapitre, le principe de la commande par mode glissement est décrit, ainsi que sa conception générale. Cette méthode est ainsi appliquée à la machine à reluctance variable pour les deux modèles de la MRV proposés. La simulation de la commande en vitesse pour les deux modèles est ensuite effectuée pour le démarrage. De plus, la robustesse de cette commande est testée en faisant varier les paramètres intrinsèques de la machine.

1. Commande par mode glissement

C'est une commande qui garantit la stabilité du système non linéaire. L'idée principale de cette technique est d'utiliser la discontinuité de l'entrée de commande pour forcer l'état de la trajectoire du système non linéaire à glisser le long d'une surface dans le système d'état. Cette surface est appelée surface de glissement, elle représente les propriétés dynamiques de la commande.

La convergence du système se fait en deux étapes : la recherche de la surface et le glissement le long de la surface. Dans la phase de recherche, à partir des conditions initiales, le système est guidé par retour d'état vers la surface. Une fois la surface atteinte le système sera commandé le long de la surface.

Ceci se fait par une commande par commutation qui est gouvernée par la position de l'état du système par rapport à la surface. Ainsi, en choisissant le gain du retour d'état quand l'état du système est au-dessus de la surface et un autre gain quand ce dernier est au-dessous (choix du gain approprié). La trajectoire du système atteint la surface en un temps fini et commute autour d'elle avec une fréquence infini. En pratique le commutateur possède des imperfections qui limitent la fréquence de commutation. Ainsi des oscillations «chattering» peuvent apparaitre dans la trajectoire du système réelle. En général, le chattering est l'excitation de dynamismes non modélisé du système et peut l'endommager. Dans notre

situation on travaille avec des machines électriques et le convertisseur utilisé est un circuit à commutation. Par conséquent, le chattering peut être négligé.

La simplicité de conception d'une commande par mode glissement nous permet de décomposer un système complexe en deux sous-systèmes simples. Le premier sous-système est utilisé pour faire la conception de la surface de glissement alors que le second sera utilisé pour la discontinuité de la commande [12].

2. Conception général d'une commande par mode glissement

2.1. Décomposition du modèle

Soit un système décrit par le modèle d'état suivant :

$$\dot{x} = f(x, t) + G(x, t)u \quad (1)$$

Où $x(t) \in R^n$ est le vecteur d'état et $u(t) \in R^m$ est le vecteur d'entrée du système ;

$$f: R^n \times R \rightarrow R^n$$

Et $G: R^n \times R \rightarrow R^{n \times m}$ sont des fonctions non linéaire lisses connues et défini pour $(x, t) \in D_0 \times R$ ou D_0 est un domaine qui contient l'origine.

Dans la commande par mode glissement, le système (1) est transformé en deux systèmes d'ordre inférieur mis en cascade.

$$\dot{z}_1 = f_1(z_1, z_2, t) \quad (2)$$

$$\dot{z}_2 = f_2(z_1, z_2, t) + G_2(z_1, z_2, t)u \quad (3)$$

Avec $z_1(t) \in R^{n-m}$, $z_2(t) \in R^m$. Cette décomposition se fait grâce à une transformation non linéaire :

$$z = T(x, t) = \begin{bmatrix} T_1(x, t) \\ T_2(x, t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} \quad (4)$$

- Sachant que $\forall t \in R^+$, T est une transformation diffeomorphique sur R^n (transformation inversible avec une fonction inverse lisse $T^{-1}(z, t) = x$).
- $T(x, t)$ défini un diffeomorphisme paramétré part $\in R^+$.
- $T_1: R^n \times R \rightarrow R^{n-m}$ et $T_2: R^n \times R \rightarrow R^m$.

- T à la propriété suivante :

$$\left[\frac{\partial T}{\partial x}(T^{-1}(z, t)) \right] G(T^{-1}(z, t)) = \begin{bmatrix} 0 \\ G_2(z, t) \end{bmatrix}$$

Il faut noter que le sous-système (3) est contrôlé directement par l'entrée de commande u , alors que le sous-système (2) ne possède pas d'entrée dans son équation d'état [12].

2.3. Conception de la surface de glissement

Dans cette première phase, c'est le sous-système (2) qui va être exploité:

$$\dot{z}_1 = f_1(z_1, z_2, t)$$

Il suffit de le considérer comme un système possédant z_1 comme vecteur d'état et z_2 comme vecteur d'entrée pour chercher un retour d'état $z_2 = \phi(z_1, t)$ tel que :

$$\dot{z}_1 = f_1(z_1, \phi(z_1, t), t) \quad (5)$$

Soit asymptotiquement stable avec un certain domaine d'attraction déterminé par l'approche de Lyapounov.

Le retour d'état déterminé, la surface de glissement sera défini par :

$$\sigma(z, t) = z_2 - \phi(z_1, t) = 0 \quad (6)$$

Avec $\sigma: R^n \rightarrow R^m$ tel que $\sigma = [\sigma_1, \dots, \sigma_m]^T$.

Pour garantir que la trajectoire soit sur la surface de glissement, il faut que la condition $\sigma(z, t) = 0$ c.à.d. $z_2 = \phi(z_1, t)$ soit maintenue.

2.3. Conception de l'entrée de commande

$$\dot{z}_2 = f_2(z_1, z_2, t) + G_2(z_1, z_2, t)u \quad (7)$$

Dans cette seconde partie de conception, il faut déterminer $u(t)$ pour que le système suive $\phi(z_1, t)$ en un temps fini et que la condition $\sigma(z, t) = 0$ soit maintenue. En d'autre terme, à partir des conditions initiales, $u(t)$ conduit le système sur la surface de glissement et le maintien dessus. Cette entrée $u = [u_1, \dots, u_m]^T$ est de la forme :

$$u_j(t) = \begin{cases} u_j^+, & \text{quand } \sigma(z, t) > 0 \\ u_j^-, & \text{quand } \sigma(z, t) < 0 \end{cases} \quad (8)$$

L'expression (8) indique que l'entrée change de valeur en fonction de la position de l'état du système par rapport à la surface de glissement.

Le schéma suivant résume ce qui a été fait [12] :

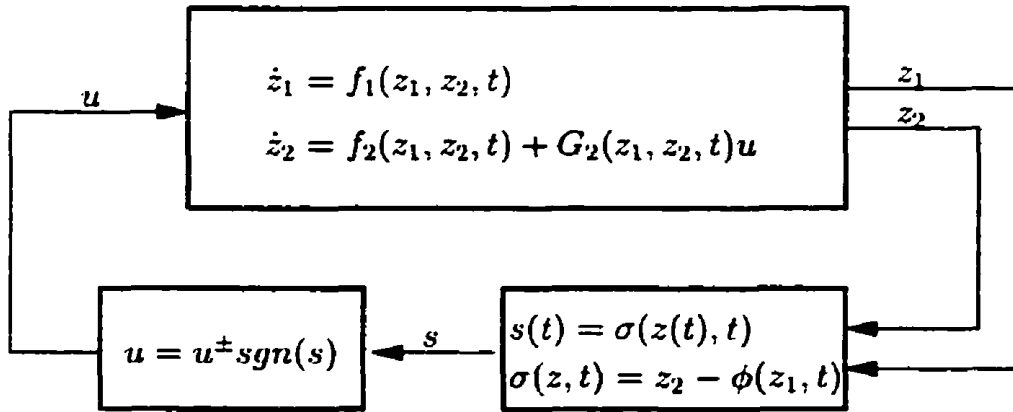


Figure.1. Conception général d'une commande par mode glissement.

3. Application de la commande pour la MRV

L'application de la commande par mode glissement pour la MRV se fait à partir des équations électrique et mécanique de la machine :

$$J\dot{\omega} = \sum_{p=1}^3 T_p(\theta_p, i_p) - B\omega - T_l$$

$$v_p = Ri_p + \frac{d\Psi_p(\theta_p, i_p)}{dt} = Ri_p + \frac{d\Psi_p(\theta_p, i_p)}{di_p} \frac{di_p}{dt} + \frac{d\Psi_p(\theta_p, i_p)}{d\theta_p} \frac{d\theta_p}{dt}$$

Avec Ψ_p le flux dans la bobine p, T_p le couple généré et T_l le couple de charge.

Les équations d'état du système sont:

$$\dot{\omega} = \frac{1}{J} \left[\sum_{p=1}^3 T_p(\theta_p, i_p) - B\omega - T_l \right]$$

$$\frac{di_p}{dt} = \left[\frac{d\Psi_p(\theta_p, i_p)}{di_p} \right]^{-1} \left[v_p - Ri_p - \frac{d\Psi_p(\theta_p, i_p)}{d\theta_p} \omega \right] \quad (9)$$

Le but de la commande est de contrôler la vitesse de la machine. Par conséquent, on est intéressé par l'erreur en vitesse :

$$e(t) = \omega(t) - \omega_{ref} \quad (10)$$

ω_{ref} est la vitesse désirée.

En remplaçant l'expression(10) dans (9) on obtient :

$$\dot{e} = \frac{1}{J} \left[\sum_{p=1}^3 T_p(\theta_p, i_p) - Be - B\omega_{ref} - T_l \right]$$

$$\frac{di_p}{dt} = \left[\frac{d\Psi_p(\theta_p, i_p)}{di_p} \right]^{-1} \left[v_p - Ri_p - \frac{d\Psi_p(\theta_p, i_p)}{d\theta_p} (e + \omega_{ref}) \right]$$

L'entrée du système v_p peut prendre trois valeurs $\pm V_{dc}$ et 0 ce qui permet d'écrire le système sous cette forme :

$$\dot{e} = \frac{1}{J} [\sum_{p=1}^3 T_p(\theta_p, i_p) - Be - B\omega_{ref} - T_l] \quad (11)$$

$$\frac{di_p}{dt} = \left[\frac{d\Psi_p(\theta_p, i_p)}{di_p} \right]^{-1} \left[-Ri_p - \frac{d\Psi_p(\theta_p, i_p)}{d\theta_p} (e + \omega_{ref}) \right] + \left[\frac{d\Psi_p(\theta_p, i_p)}{di_p} \right]^{-1} v_p \quad (12)$$

Le système est naturellement sous forme régulière, la valeur du courant est directement contrôlée par v_p alors que la valeur de l'erreur sur la vitesse sera contrôlée par le courant.

3.1. Surface de glissement

D'après l'expression (11) le courant est considéré comme l'entrée du sous-système. Le but de cette conception est de trouver le retour d'état nécessaire à maintenir la stabilité du système.

$$i_p = \phi(e, t)$$

$$d'ou \quad \dot{e} = \frac{1}{J} \left[\sum_{p=1}^3 T_p(\theta_p, \phi(e, t)) - Be - B\omega_{ref} - T_l \right]$$

Cette expression montre que la réduction de l'erreur sur la vitesse se fait en appliquant un courant qui produira un couple d'accélération ou de freinage du système.

La figure suivante montre la caractéristique du couple en fonction de la position pour différent courant.

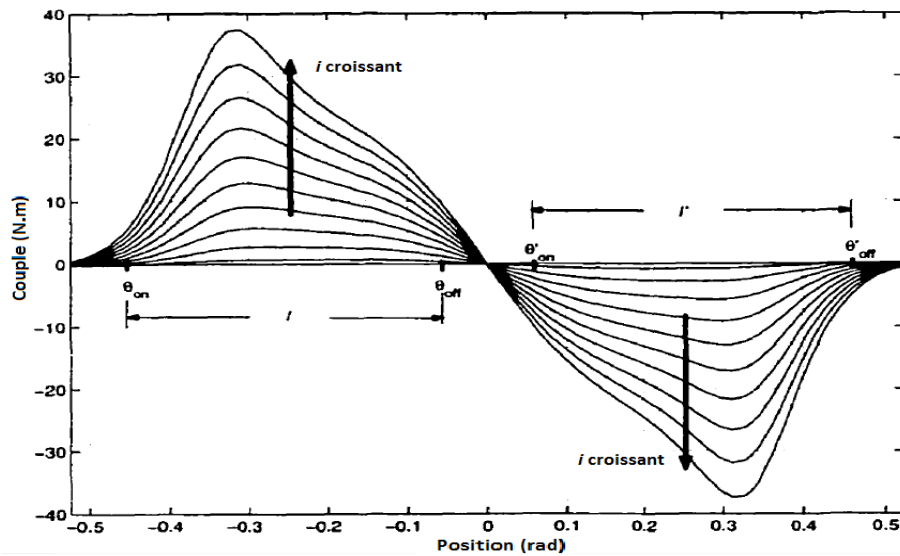


Figure.2. Caractéristique du couple en fonction de la position pour différent courant.

θ_{on} et θ_{off} sont les angles d'attaques pour l'accélération de la machine.

$\theta'_{on} = -\theta_{off}$ et $\theta'_{off} = -\theta_{on}$ sont les angles pour le freinage.

On définit les intervalles de commutations comme suit :

$$I = [\theta_{on}, \theta_{off}] \text{ et } I' = [\theta'_{on}, \theta'_{off}]$$

La particularité de la machine est l'indépendance du couple vis à vis du sens du courant mais plutôt de la position du rotor par rapport à la bobine qui fait passer le courant. En appliquant un courant avant l'alignement, c'est un couple accélérateur qui est généré. Par contre, en appliquant un courant après l'alignement, c'est un couple de freinage qui est produit.

En choisissant les angles d'attaques convenablement, le couple produit par chaque phase adjacente se chevauche et il existera au moins une phase dont le $\theta \in I$ qui reste excité, alors la production d'un couple continue quelque soit la phase pour n'importe quel niveau de courant sera satisfaite. Sachant que l'équation du couple est identique pour toutes les phases, il existera donc une fonction h identique à toutes les phases qui peut être le minimum que peut produire le couple, de manière à avoir :

$$T_p(\theta_p, i_p) \geq h(i_p) \quad \forall \theta_p \in I$$

Ainsi on peut résoudre l'équation du courant qui garantit de produire un couple minimum à n'importe quelle position du rotor.

3.2. Définition de la commande

Les lois du retour d'état pour la vitesse (accélération et freinage) (deux cadrans) sont définies comme suit :

Accélération : pour $\omega_{ref} > 0$ et $\omega_{ref} > \omega \Rightarrow e < 0$:

$$i_p = \phi(\theta_p, e) = \begin{cases} h^{-1}(B\omega_{ref} + T_l - C_1 e) & \text{pour } \theta_p \in I \\ 0 & \text{sinon} \end{cases}$$

Où C_1 est une constante tel que $C_1 > -B$.

Freinage : pour $\omega_{ref} > 0$ et $\omega_{ref} < \omega \Rightarrow e > 0$:

$$i_p = \phi(\theta_p, e) = \begin{cases} h^{-1}(C_2 e) & \text{pour } \theta_p \in I' \\ 0 & \text{sinon} \end{cases}$$

Où C_2 est une constante positive.

En résumé, le block de commande calcule l'erreur et reçoit la mesure de la position pour déterminer le signal de commande i_p selon le signe de l'erreur.

3.3. Démonstration de la convergence

Soit la fonction de Lyapounov suivante [12] :

$$V = \frac{1}{2} e^2$$

La dérivée de cette dernière est de la forme $\dot{V} = e\dot{e}$. Or selon l'expression (11) on a

$$\dot{e} = \frac{1}{J} \left[\sum_{p=1}^3 T_p(\theta_p, i_p) - Be - B\omega_{ref} - T_l \right]$$

$$i_p = \phi(\theta_p, e), p = 1, \dots, 4$$

Sachant qu'à n'importe quelle position durant l'accélération le couple produit par la machine est toujours supérieur à la fonction $h(i_{p^*})$, où p^* dénote la phase active ($\theta_{p^*} \in I$). Ainsi l'inégalité suivante est toujours satisfaite:

$$\dot{e} \geq \frac{1}{J} [h(i_{p^*}) - B\omega_{ref} - Be - T_l] \quad (13)$$

Pour $\theta_{p^*} \in I$, l'expression du courant de référence doit être de la forme

$$i_p = h^{-1}(B\omega_{ref} + T_l - C_1 e)$$

Par conséquent, l'expression (13) devient :

$$\dot{e} \geq \frac{1}{J} [B\omega_{ref} + T_l - C_1 e - B\omega_{ref} - Be - T_l]$$

$$\dot{e} \geq -\frac{1}{J} [C_1 + B]e$$

Puisque $C_1 + B > 0$ et $e < 0$ durant l'accélération on peut écrire :

$$\dot{e} \geq -\frac{1}{J} [C_1 + B]e > 0$$

Ce qui revient à dire :

$$\dot{V} = e\dot{e}$$

$$\dot{V} \leq -\frac{1}{J} [C_1 + B]e^2 < 0$$

Ainsi durant l'accélération, la convergence selon Lyapounov est assurée.

Pendant le freinage, le couple de freinage est symétrique au couple accélérateur par rapport au point de l'alignement. Il existera alors une fonction négative maximale, $h'(i_p) = -h(i_p)$ où $h'(i_p) = T_p(\theta', i_p)$ pour $e > 0$ pour n'importe quelle position de manière à avoir :

$$\sum_{p=1}^3 T_p(\theta_p, i_p) \leq h'(i_p) \text{ avec } \theta_p \in I'$$

En remplaçant dans l'expression (13) on trouve :

$$\dot{e} \leq \frac{1}{J} [-h(i_{p*}) - B\omega_{ref} - Be - T_l]$$

En remplaçant l'expression du courant de référence durant le freinage on trouve :

$$\dot{e} \leq \frac{1}{J} [-C_2 e - B\omega_{ref} - Be - T_l]$$

Sachant que ω_{ref} , e et T_l sont des valeurs positives, on peut écrire :

$$\dot{e} \leq -\frac{1}{J} [C_2 + B]e$$

Par conséquent:

$$\dot{V} = e\dot{e}$$

$$\dot{V} \leq -\frac{1}{J} [C_2 + B]e^2 < 0$$

Ce qui confirme la convergence du mode glissement en freinage.

3.4. Conception de la commande

Le courant dans la machine suit l'équation suivante :

$$\frac{di_p}{dt} = \left[\frac{d\Psi_p(\theta_p, i_p)}{di_p} \right]^{-1} \left[-Ri_p - \frac{d\Psi_p(\theta_p, i_p)}{d\theta_p} (e + \omega_{ref}) \right] + \left[\frac{d\Psi_p(\theta_p, i_p)}{di_p} \right]^{-1} v_p$$

Il est facile de le contrôler par la valeur du vecteur d'entrée v_p , d'où la nécessité de trouver la tension d'entrée adéquate pour que le courant dans la phase suive sa référence.

$$i_{ref}(t) = \phi(\theta_p(t), e(t))$$

Comme décrit précédemment, la commande du courant se fait par une commande à commutation ou l'amplitude de la tension continu reste inchangé alors que son signe commute entre valeur positives, négative ou nul en fonction de la valeur du courant de la bobine par rapport à la référence.

Sachant que :

$$S_p(t) = i_p(t) - i_{ref,p}(t)$$

La commande par commutation du courant se calcule par la loi suivante :

$$v_p = -V_{dc} \text{signe}(S_p)$$

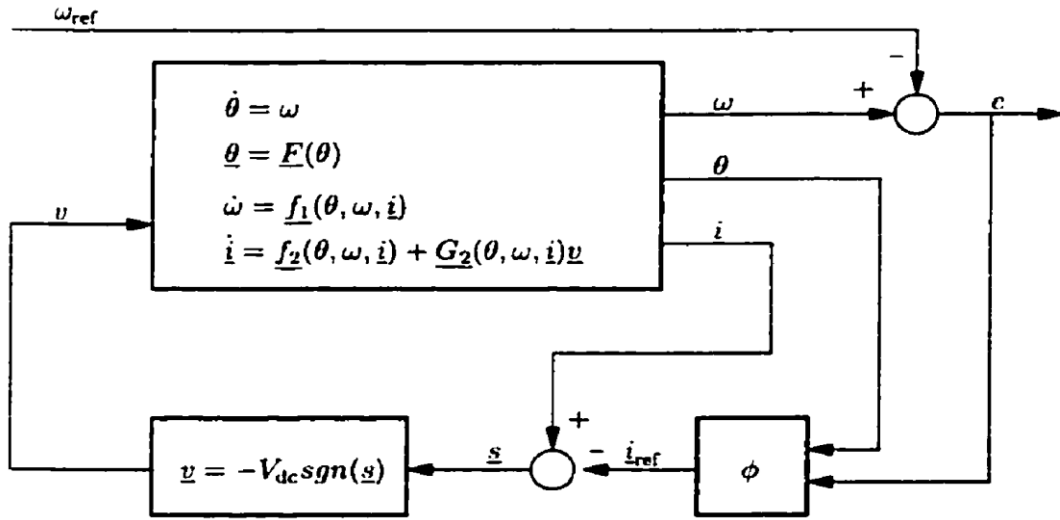


Figure.3. Schéma bloc présente la conception de la commande de la vitesse par mode glissant.

Il faut démontrer que la valeur de V_{dc} est assez grande pour que le courant de phase converge vers le courant de référence.

Soit la fonction de Lyapounov suivante :

$$V_p = \frac{1}{2} s_p^2$$

La dérivée de cette dernière est la suivant :

$$\dot{V}_p = S_p \dot{S}_p$$

$$\dot{V}_p = S_p \left\{ \left[\frac{d\Psi_p(\theta_p, i_p)}{di_p} \right]^{-1} \left[v_p - Ri_p - \frac{d\Psi_p(\theta_p, i_p)}{d\theta_p} (e + \omega_{ref}) \right] - \frac{\partial \phi_p}{\partial e} \dot{e} \right\}$$

$$\dot{V}_p = \left[\frac{d\Psi_p(\theta_p, i_p)}{di_p} \right]^{-1} v_p S_p + \left[\frac{d\Psi_p(\theta_p, i_p)}{di_p} \right]^{-1} \left[-Ri_p - \frac{d\Psi_p(\theta_p, i_p)}{d\theta_p} (e + \omega_{ref}) \right] S_p - \frac{\partial \phi_p}{\partial e} \dot{e} S_p$$

$$\dot{V}_p = \left[\frac{d\Psi_p(\theta_p, i_p)}{di_p} \right]^{-1} v_p S_p + \alpha(e, i_p) S_p - \beta_p(e, i) S_p$$

$$\dot{V}_p \leq -V_{dc} \left[\frac{d\Psi_p(\theta_p, i_p)}{di_p} \right]^{-1} |S_p| + [|\alpha(e, i_p)| + |\beta_p(e, i)|] |S_p|$$

Avec :

$$\alpha(e, i_p) = \left[\frac{d\Psi_p(\theta_p, i_p)}{di_p} \right]^{-1} \left[-Ri_p - \frac{d\Psi_p(\theta_p, i_p)}{d\theta_p} (e + \omega_{ref}) \right] \text{ et } \beta_p(e, i) = \frac{\partial \phi_p}{\partial e} \dot{e}$$

En supposant que α et β_p sont des fonctions de (e, i_p) et (e, i) qui appartiennent à un intervalle compacte alors

$$\exists K_1, K_2 > 0 \text{ tel que } \forall (e, i) \text{ on ait } |\alpha(e, i_p)| \leq K_1, |\beta_p(e, i)| \leq K_2.$$

Sachant que la variation du flux en fonction du courant est toujours positive :

$$\left[\frac{d\Psi_p(\theta_p, i_p)}{di_p} \right]^{-1} \geq K_3 > 0 \forall \theta_p, i_p$$

Pour $\theta_p \in I$ la dérivée de la fonction de Lyapunov sera majoré comme suit :

$$\dot{V}_p \leq -K_3 V_{dc} |S_p| + (K_1 + K_2) |S_p|$$

$$\dot{V}_p \leq -K_3 \left(V_{dc} - \frac{K_1 + K_2}{K_3} \right) |S_p|$$

En choisissant

$$V_{dc} > \frac{K_1 + K_2}{K_3}$$

On obtient :

$$\dot{V}_p \leq 0$$

Ce qui garantit la convergence et la stabilité du système.

Remarque : Dans notre situation, la tension V_{dc} est imposée par la batterie à 42V et on n'a pas d'autre choix que de faire avec. La tension V_{dc} influence énormément sur la dynamique du courant, plus elle est importante plus la dynamique est rapide. Néanmoins, on peut jouer sur les constantes C_1 et C_2 citées précédemment pour adapter la dynamique de la consigne à celle du courant et faciliter la convergence.

3.5. Résumé de la commande

La commande par mode glissement de la MRV se résume comme suit [12]:

1-La commande du courant de référence :

Accélération : pour $\omega_{ref} > 0$ et $\omega_{ref} > \omega \Rightarrow e < 0$:

$$i_{ref,p} = \phi(\theta_p, e) = \begin{cases} h^{-1}(B\omega_{ref} + T_l - C_1 e), & \text{pour } \theta_p \in I \\ 0, & \text{sinon} \end{cases}$$

Ou C_1 est une constante tel que $C_1 > -B$.

Freinage : pour $\omega_{ref} > 0$ et $\omega_{ref} < \omega \Rightarrow e > 0$:

$$i_{ref,p} = \phi(\theta_p, e) = \begin{cases} h^{-1}(C_2 e), & \text{pour } \theta_p \in I' \\ 0 & , \text{sinon} \end{cases}$$

Ou C_2 est une constante positive.

2-La valeur du courant de bobine par rapport au courant de référence :

$$S_p(t) = i_p(t) - i_{ref,p}(t)$$

3-la commande du courant par commutation de la tension

$$v_p = -V_{dc} \text{signe}(S_p)$$

4. Réalisation de la commande pour le modèle non saturé sous Simpler

A partir de la relation fondamentale de la dynamique, la vitesse de la machine est calculée. Cette vitesse est ensuite comparée à la vitesse de consigne pour tirer l'erreur. Le bloc « Abs » (valeur absolue) fournira les données nécessaires au calcul du courant de référence. Le signe de l'erreur va servir à connaître le type de couple à fournir pour la machine (accélération ou freinage)

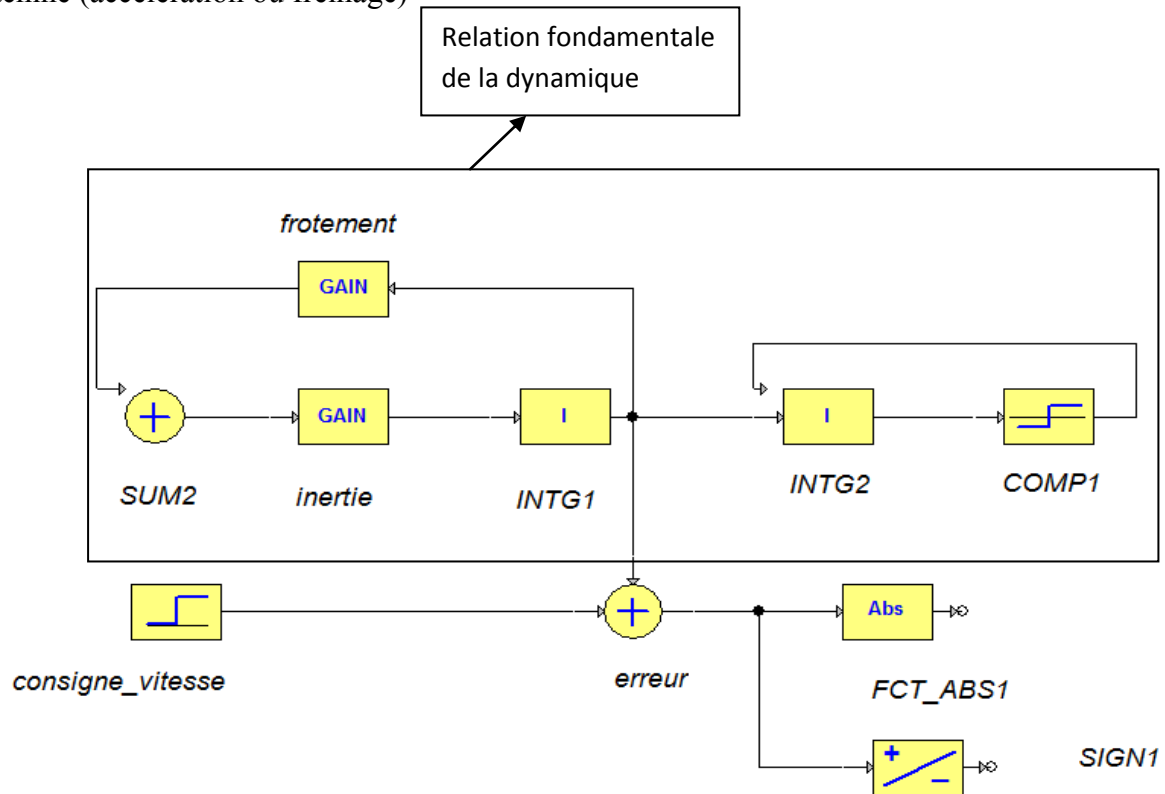


Figure.4. Comparaison de la vitesse de la machine à sa référence.

La bonne connaissance du couple développé par la machine du modèle non saturé permet de tirer la fonction :

$$i = h^{-1}(x) = \sqrt{2\alpha \left(\frac{dL}{d\theta}\right)^{-1} x}$$

Avec x la valeur du couple à développer. Le courant ne passant pas durant toute la croissance de l'inductance on multiplie notre variation de l'inductance par un coefficient α tel que $0 < \alpha < 1$.

L'application numérique de cette fonction est la suivante en prenant $\alpha=0.73$:

$$i = h^{-1}(x) = \sqrt{7.75x}$$

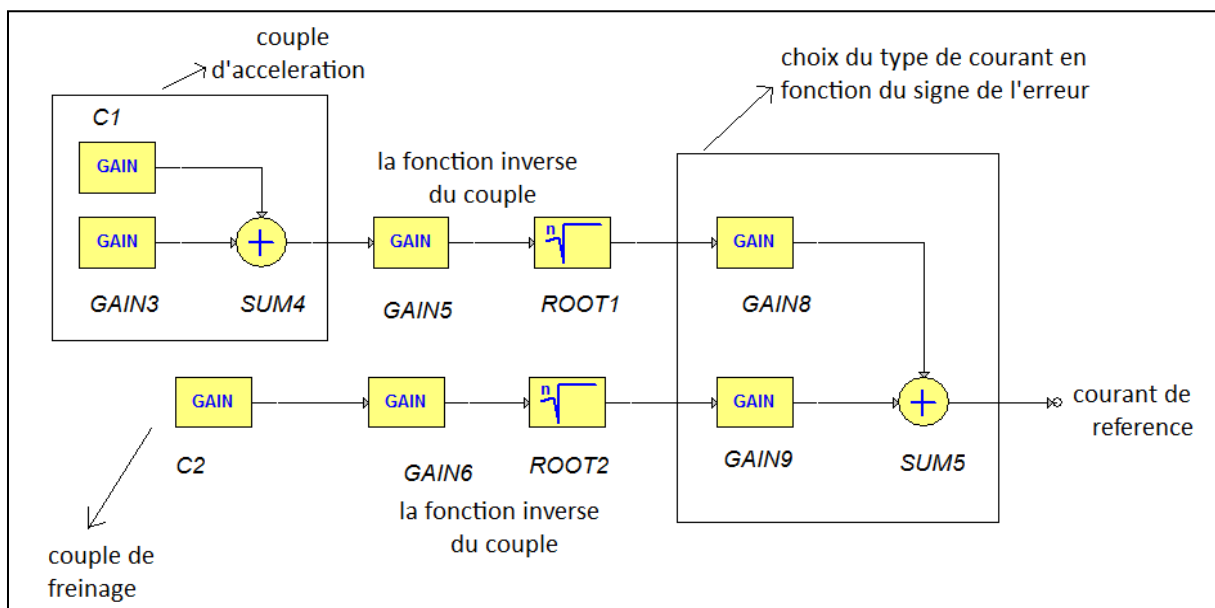


Figure.5. Calcul du courant de référence.

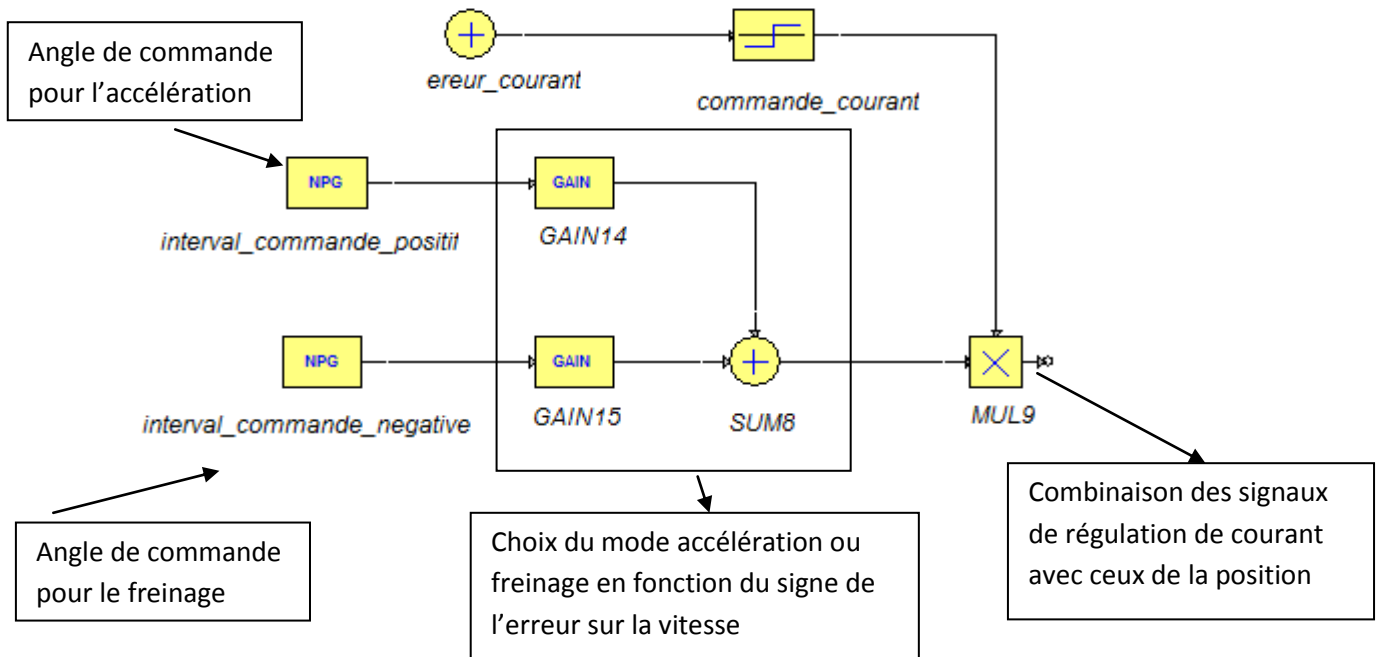


Figure.6. Régulation de courant.

Selon le signe de l'erreur sur la vitesse, les angles de commande de la machine changent, la différence entre le courant de référence et le courant de phase est régulé par une MLI, un comparateur ou autre pour générer les signaux de commande. Ces derniers sont combinés aux signaux sur l'intervalle de commande pour aller vers les IGBT.

5. Résultats et performances de la commande pour le modèle non saturé

5.1. Réglage de la fonction ϕ (fonction qui génère le courant de référence)

Les constantes $C1$ et $C2$ sont des gains qui déterminent la rapidité de convergence de la vitesse vers sa référence. Plusieurs valeurs vont être testées pour trouver le réglage adéquat. $C1$ et $C2$ peuvent être choisis indépendamment de l'accélération et le freinage, l'essentiel est que les conditions sur eux soient respectées. Pour nous faciliter la tâche on choisit $K=C1=C2$ [12].

Pour différentes valeurs de K , on obtient les réponses suivantes en fixant la vitesse de référence une fois à 30 rd/s, et une autre fois 60 rd/s.

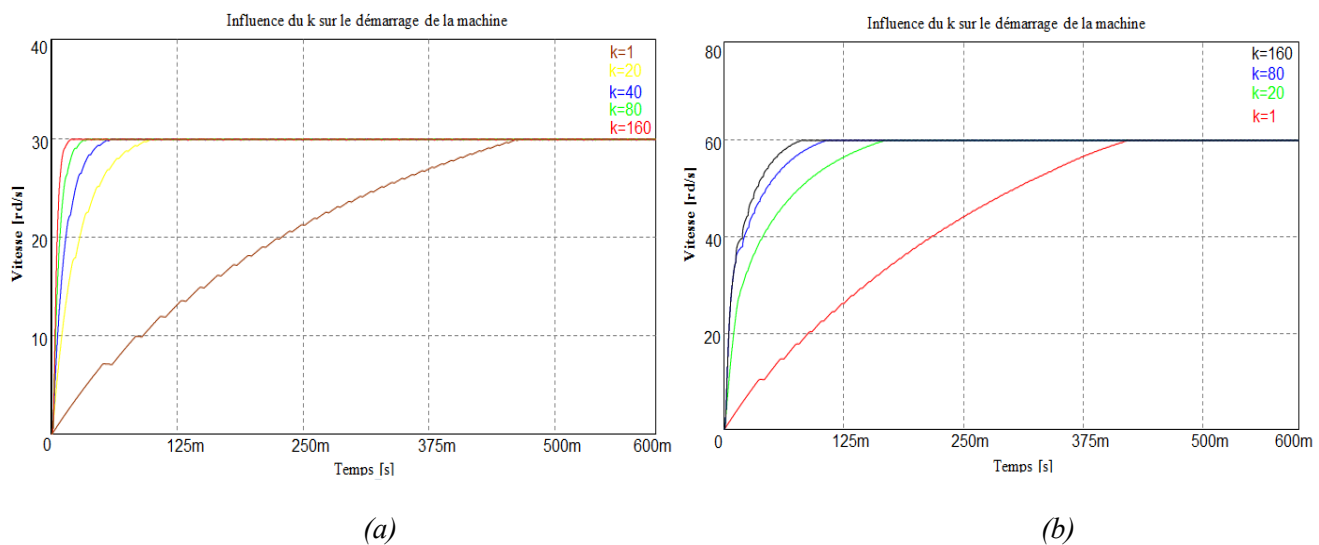


Figure.4. Influence de K sur le démarrage du moteur. (a) pour la vitesse de consigne 30 rd/s. (b) pour la vitesse de consigne 60 rd/s.

En faisant augmenter la valeur de K , la vitesse atteint plus rapidement sa référence. Néanmoins, le courant absorbé au début du démarrage augmente selon le résultat suivant :

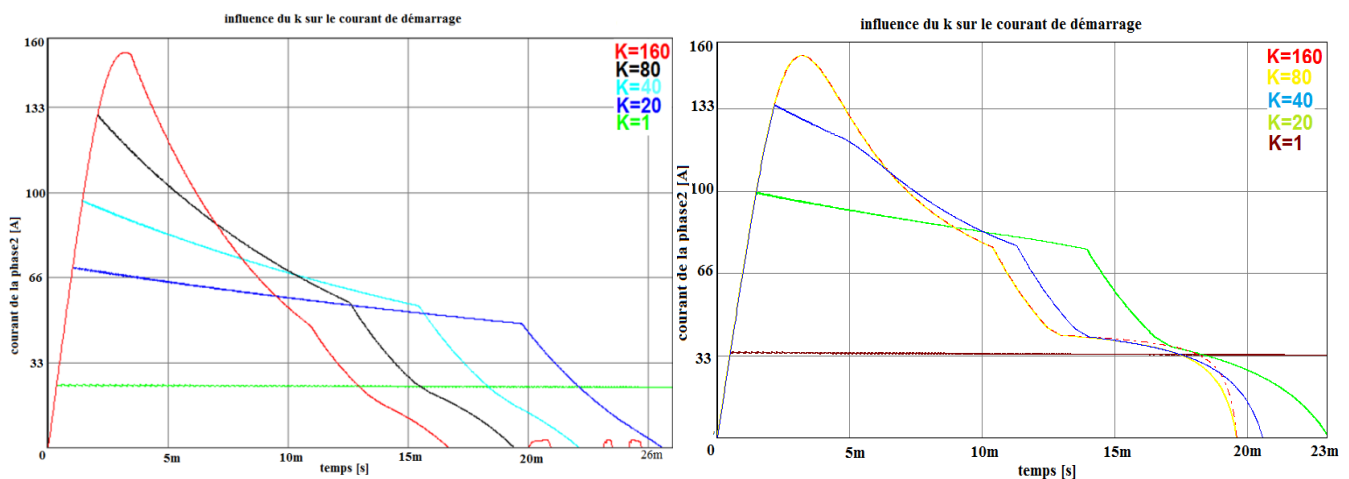


Figure.5. Influence du K sur le courant de démarrage. (a) vitesse de consigne 30 rd/s. (b) vitesse de consigne 60 rd/s.

Pour un K trop grand le courant absorbé l'est aussi car le courant de référence augmente en augmentant K d'où la nécessité de faire un compromis entre rapidité de la réponse et le courant absorbé. La valeur $K=80$ semble être un choix adéquat.

On aurait pu ajouter à la sortie du bloque qui calcule le courant de référence une commande limitant le courant. Dans ce cas on serait tombé sur un problème où la dynamique du courant ne pourrait suivre la dynamique de la référence. L'essai précédent pour la vitesse de 60rd/s détail ce problème.

Pour un $K=160$ le courant de référence est tellement grand que le courant de phase ne peut l'atteindre. On peut remarquer qu'il est quasiment superposé à celui du $K=80$.

Remarque : l'augmentation de la vitesse a pour effet de ralentir la dynamique du courant. En général le démarreur n'est utilisé que pour les basses vitesses.

Pour une vitesse de consigne de 60 rd/s, la forme des courants de phase et leurs références pour différent K est la suivante :

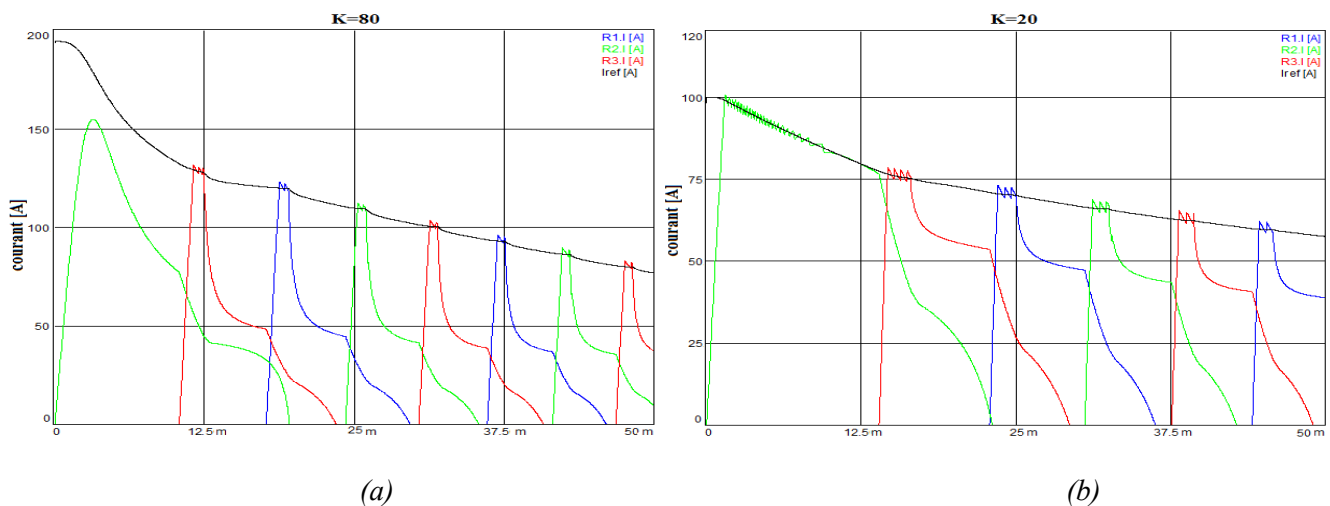


Figure.6. Courant de phase et de référence pendant le démarrage avec.
(a) $k=80$. (b) $k=20$.

Pour un $K=80$ le courant de la première phase ne suit pas sa référence en raison de la grandeur de la référence qui est trop grande pour qu'il puisse l'atteindre en un laps de temps très réduit. Néanmoins, la suite va converger directement vers la référence car en s'approchant de la vitesse de référence on réduit l'erreur donc on réduit la référence ce qui permettra au courant de phase de l'atteindre facilement.

Par contre un faible K aurait pour effet de réduire la proportion du courant par rapport à l'erreur. Ce qui permettra au courant d'atteindre la référence plus facilement. L'effet de l'hystérésis nous montre que le courant suit bien sa référence.

5.2. Le comportement de la commande en régime permanent

Une fois la vitesse de consigne atteinte le courant diminue et la commande commute entre freinage et accélération de manière à maintenir la vitesse à la valeur de référence. Le contrôle du courant se faisant soit par hard ou soft switching leur influence est la suivante sur l'oscillation de la vitesse.

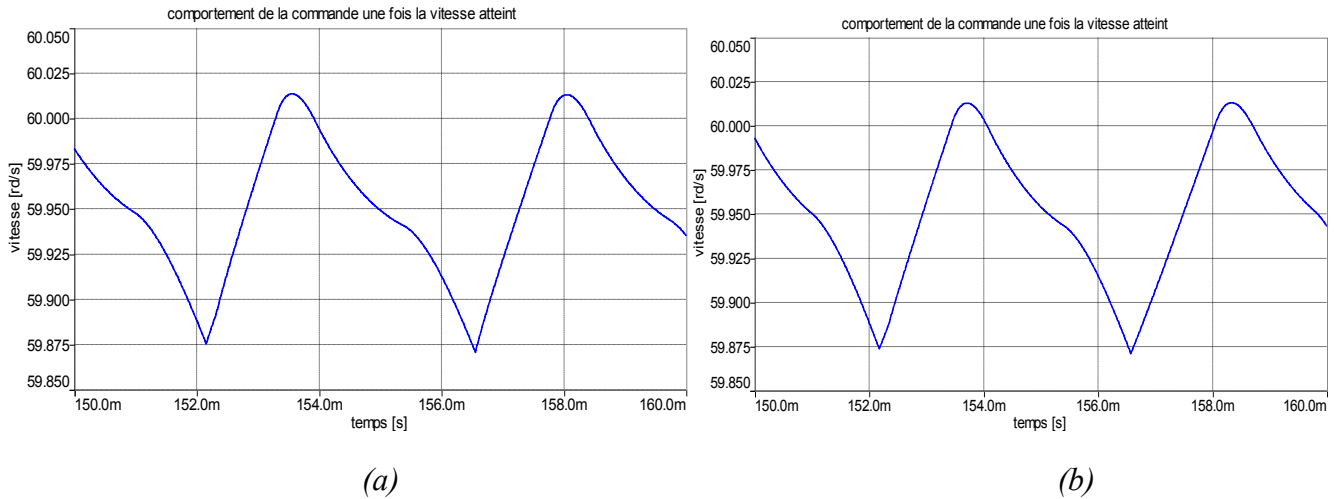


Figure.9.comportement de la commande en régime permanent.(a) *Hard shopping.* (b) *soft chopping.*

Nous remarquons dans le model non saturé la stratégie d'alimentation n'a pas un réelle impact sur l'ondulation de la vitesse en régime permanent. En effet pour les deux méthodes on trouve une ondulation de 0.42% et une erreur de réglage de 0.08%.

5.3. Testes de robustesse de la commande

On va essayer de tester la commande sous des conditions différentes en imposant plusieurs vitesses de référence dans un premier lieu. Dans le second on va étudier l'influence de l'inertie et le changement de la résistance sur la commande.

Les résultats sont les suivants :

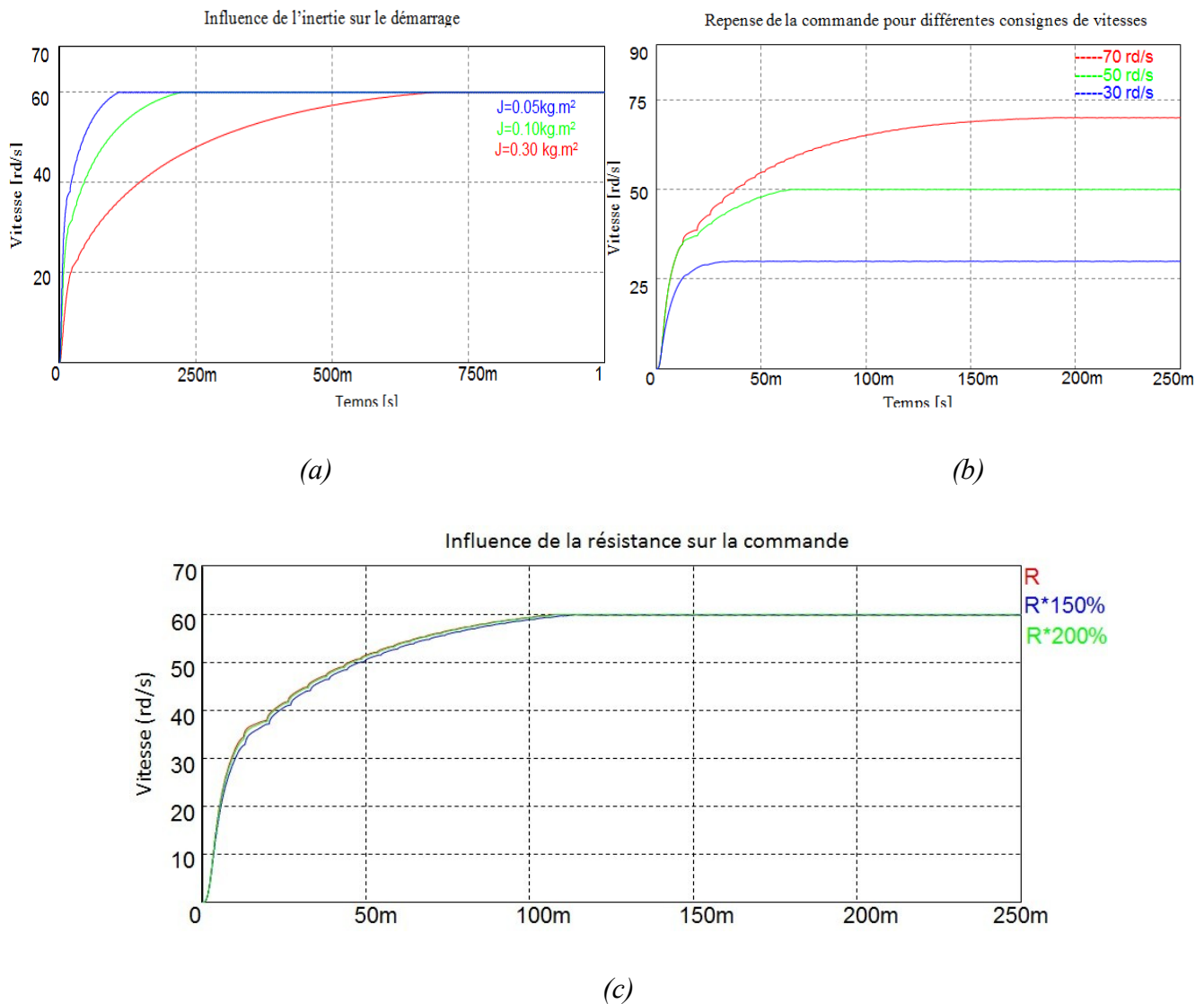


Figure.17. Influence du changement des paramètres sur la robustesse de la commande. (a) influence de l'inertie sur le démarrage. (b) influence de la consigne de vitesse. (c) influence de la résistance.

La machine suit différentes consignes de vitesse sans problèmes. Le changement de l'inertie n'affecte en rien la stabilité de la machine seulement la rapidité de convergence. La variation de la résistance n'a presque aucun effet visible sur la commande.

La réponse de la commande à une charge de (4N.m) à 0.4s :

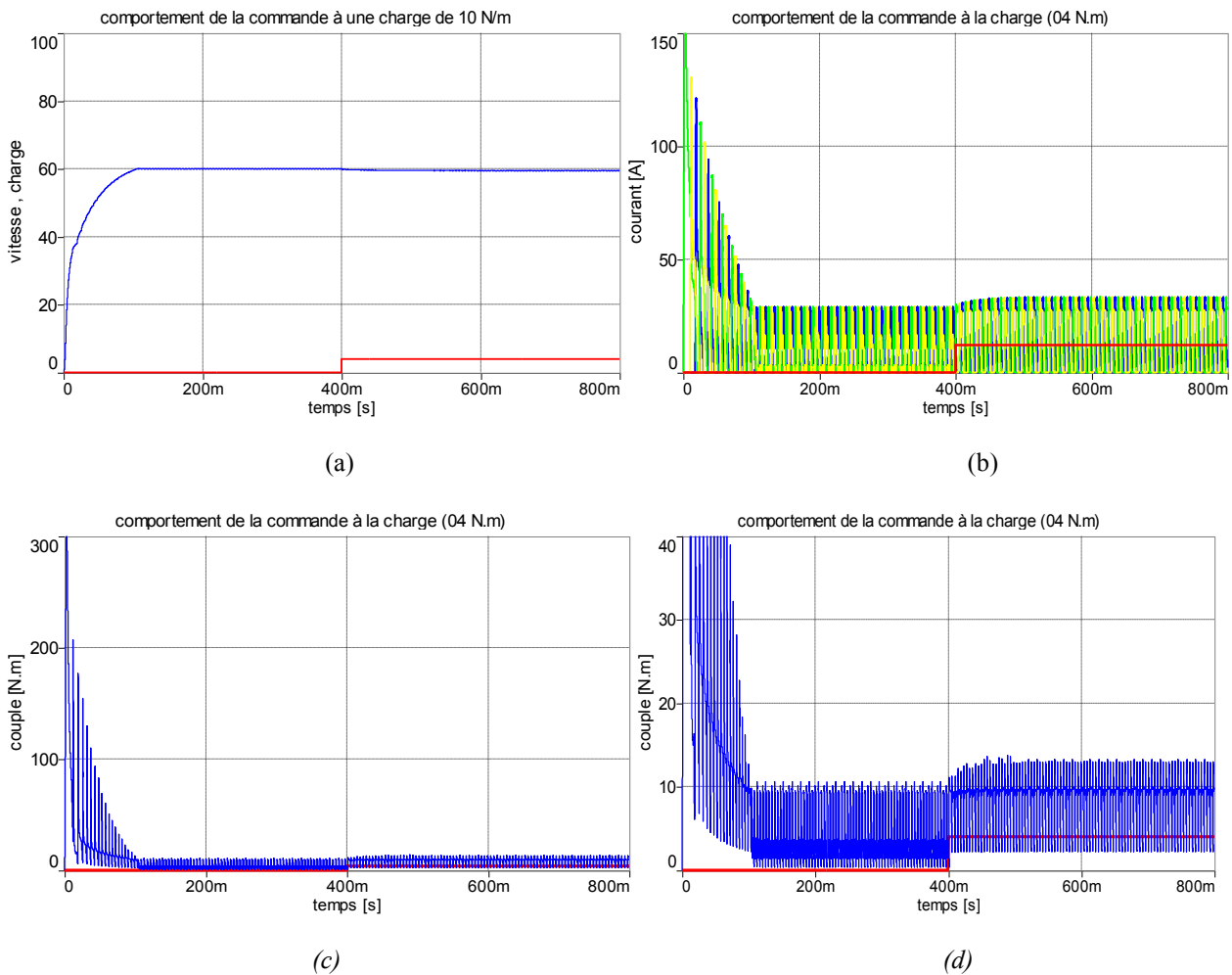
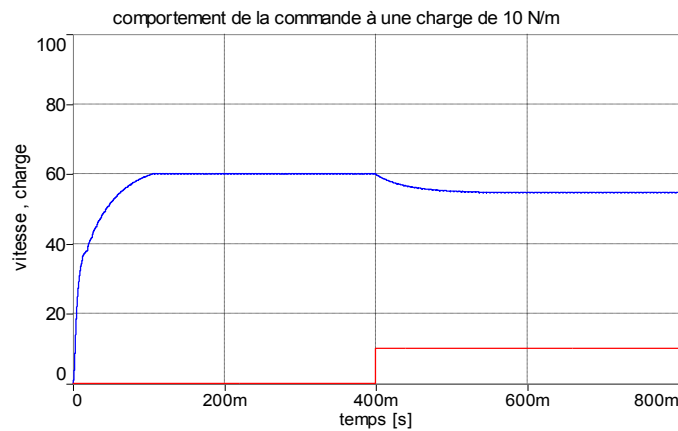


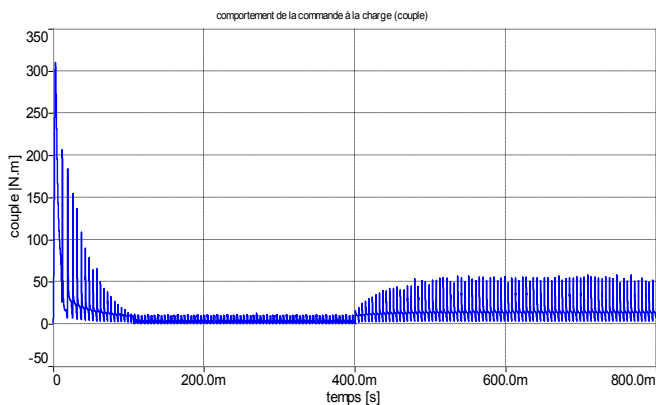
Figure.8. Réponse de la commande à une charge de 04 N .m. (a) comportement de la vitesse. (b) Courant absorbé. (c) (d) Allure du couple par rapport la charge.

Une perturbation mécanique de 4 N.m n'a pas un effet visible sur la vitesse de la machine. On peut remarquer le comportement instantané du courant suivi du couple vis-à-vis de la charge. Ces derniers visent à préserver la vitesse de toute perturbation.

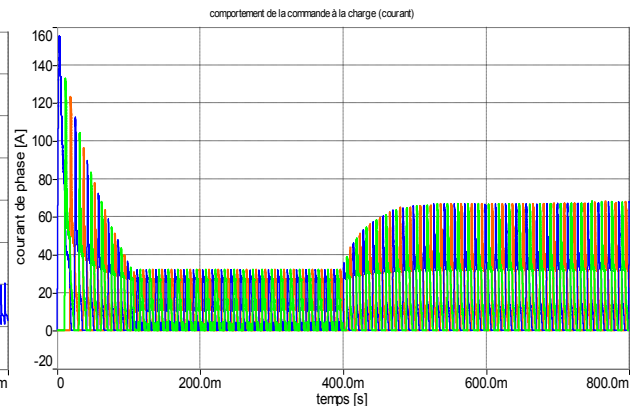
La réponse de la commande en charge de (10 n.m) à 0.4s :



(a)



(b)



(c)

Figure.8. Réponse de la commande à une charge mécanique. (a) comportement de la vitesse.

(b) Allure du couple. (c) Courant absorbé.

En chargeant la machine par un couple résistant, nous remarquons une décélération de la machine puis une stabilisation à une vitesse inférieure à celle de la consigne. Cela est dû aux phénomènes suivant :

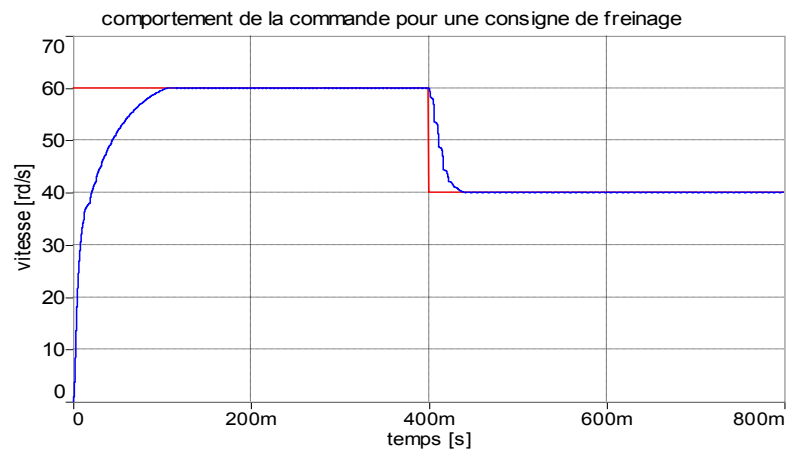
1-la charge de la machine requiert un courant important mais à une telle vitesse la FCEM empêche le courant de l'atteindre. Le couple nécessaire ne sera pas produit.

2- la variation dans la charge mécanique ne s'est pas faite accompagné d'une augmentation de puissance dans la partie électrique. En effet, l'augmentation de la tension d'entrée permettrait au courant d'atteindre la référence plus facilement.

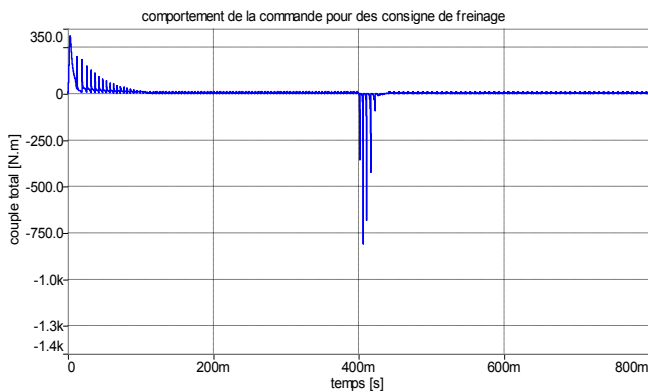
5.4. Comportement de la commande pendant le freinage

On impose à la machine une vitesse de consigne de 60rd/s. A $t=0.4s$ on impose une nouvelle consigne de 40rd/s. on va étudier deux mode de freinage l'un par dissipation et l'autre par récupération.

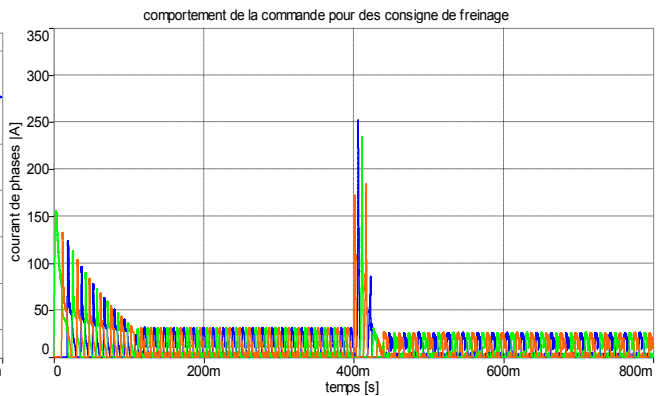
Pour le freinage avec récupération nous obtenons les résultats suivants :



(a)



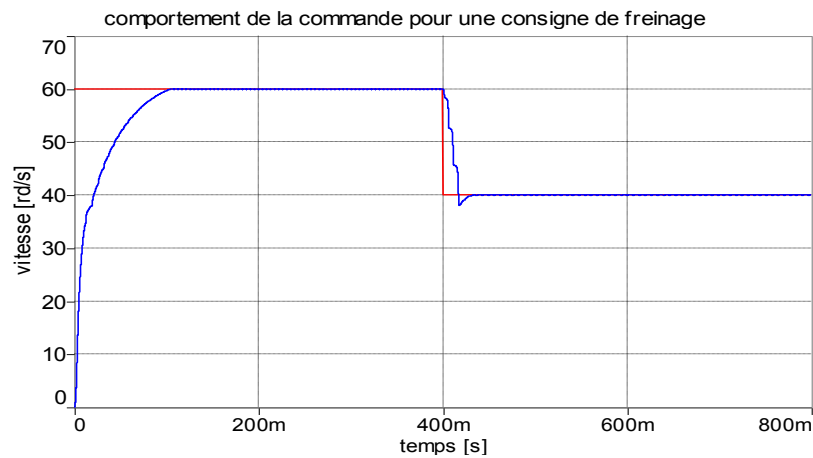
(a)



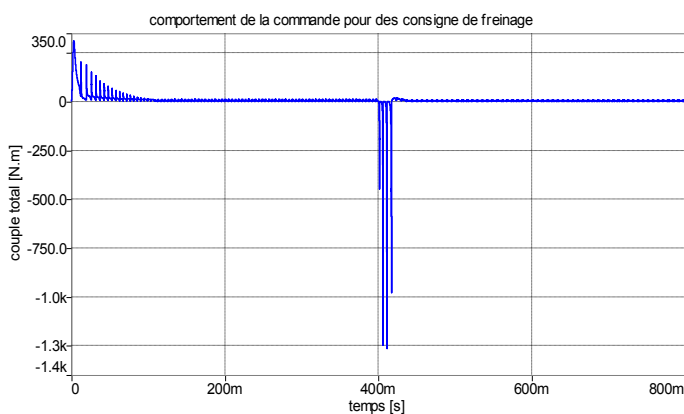
(b)

Figure.10. Réponse de la commande pendant le freinage avec récupération de l'énergie. (a) comportement de la vitesse. (b) l'allure de couple total. (c) courant de phase absorbé.

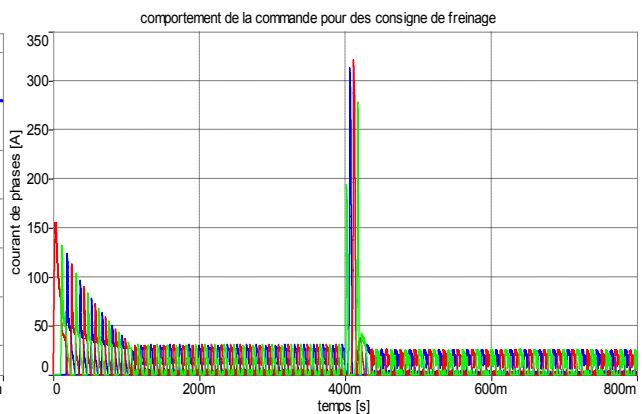
Dans le cas du freinage sans récupération on obtient les résultats suivants :



(a)



(b)



(c)

Figure.11. Réponse de la commande pendant le freinage sans récupération de l'énergie. (a) comportement de la vitesse. (b) l'allure de couple total. (c) courant de phase absorbé.

Dans les deux cas la machine suit sa consigne. Néanmoins, les couples et les courants produits sont différents. En effet, durant le freinage dans la partie décroissante de l'inductance, la stratégie soft-chopping court-circuite la bobine laissant la FEM à elle seul. Alors, le courant croit très rapidement générant un fort couple de freinage. La stratégie hard-chopping inverse la tension d'alimentation aux bornes de la bobine ce qui freine la progression du courant.

6. Réalisation de la commande pour le modèle saturé sous Matlab

Le principe de commande du modèle saturé reste le même. Néanmoins, certains changements doivent être effectués. Le plus difficile était d'estimer la fonction de couple minimale. Plusieurs solutions existent et s'offrent à nous. La plus adéquate à notre modèle est de tirer le couple minimal pour chaque valeur de courant à partir de la courbe du couple en fonction de la position pour différentes valeurs du courant. Le point où le couple est minimale se trouve généralement entre le chevauchement de deux phase qui dépend de l'angle d'amorçage. On peut créer un polynôme du second degré avec une marge de sécurité qui soit inférieur à ces points afin de garantir la convergence de la commande.

Les valeurs réelles du couple minimal avec un tel modèle sont très difficiles à estimer car elles dépendent de plusieurs paramètres tel que la vitesse, les angles d'amorçage... etc. Néanmoins, durant nos essais on a pu constater que la valeur maximale était 3 à 4 fois supérieure à la valeur minimale.

Ainsi, avec cette hypothèse on a pu générer le polynôme adéquat :

$$C_{min} = h(i) = 0.0041i^2 + 0.0389i$$

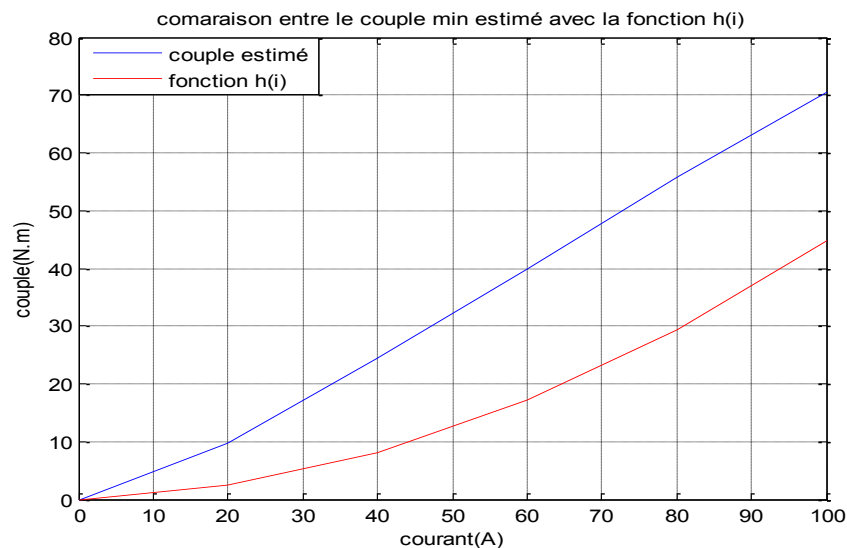


Figure.12. Comparaison entre le couple minimale estimé avec la fonction $h(i)$.

La différence entre ses valeurs est la marge de sécurité qu'a été laissé pour garantir une convergence. Le choix du polynôme du second degré a été fait pour simplifier les

calculs. Le choix d'une autre fonction pourrait se faire, l'essentielle est de garantir la convergence.

La fonction dont on a besoin est la fonction inverse du couple qui devient :

$$i = h^{-1}(x) = \frac{-0.0389 + \sqrt{0.0389^2 + 4 x 0.0041}}{2 \times 0.0041}$$

Avec x la valeur du couple à développer.

L'algorithme déjà étudié et la fonction du couple calculée. Il reste maintenant à le modéliser dans Matlab.

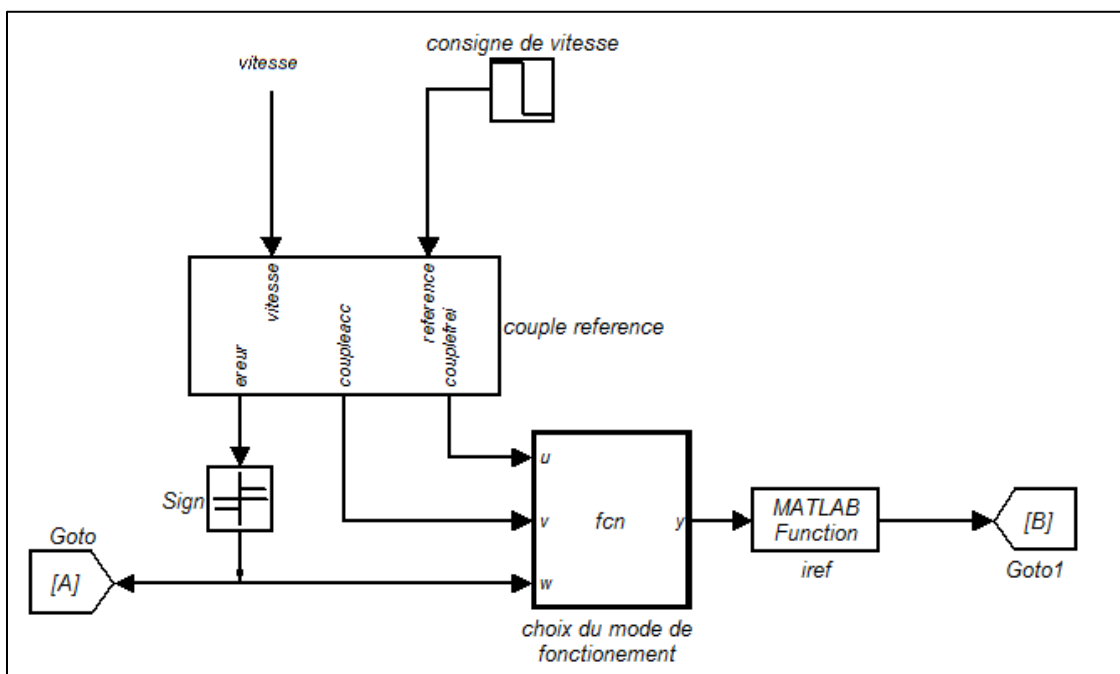


Figure.13. bloc de calcul du courant de référence.

A partir de la relation fondamentale de la dynamique on calcul la vitesse pour la comparer à la vitesse de référence dans le bloc « couple de référence » qui génère les couple à développer ainsi que le signe de l'erreur sur la vitesse. Le bloc « choix du mode de fonctionnement » choisit le mode de fonctionnement accélération/freinage selon le signe de l'erreur. Le bloc « Matlab function 'Iref' » est la fonction h^{-1} qui calcule le courant de référence.

Le courant de référence est ensuite injecté à la commande qui régule le courant (hystérésis, MLI ou comparateur). Le résultat est combiné aux angles de commande pour générer les signaux nécessaires à l'excitation des IGBT.

7. Résultats et performances de la commande pour le modèle non saturé

7.1. Réglage de la fonction ϕ (fonction qui génère le courant de référence)

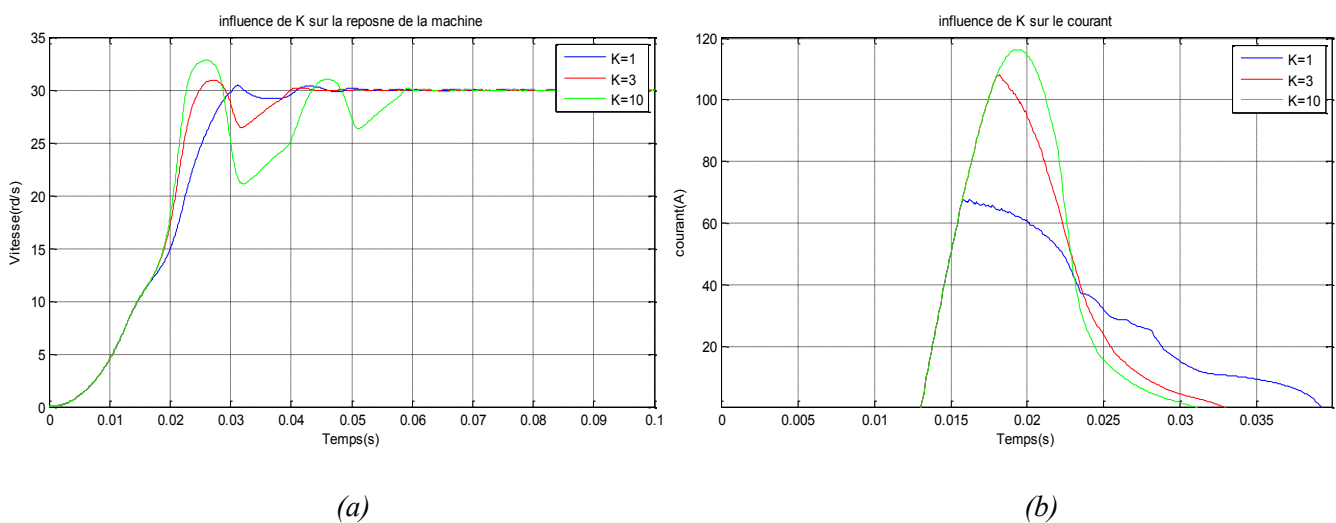
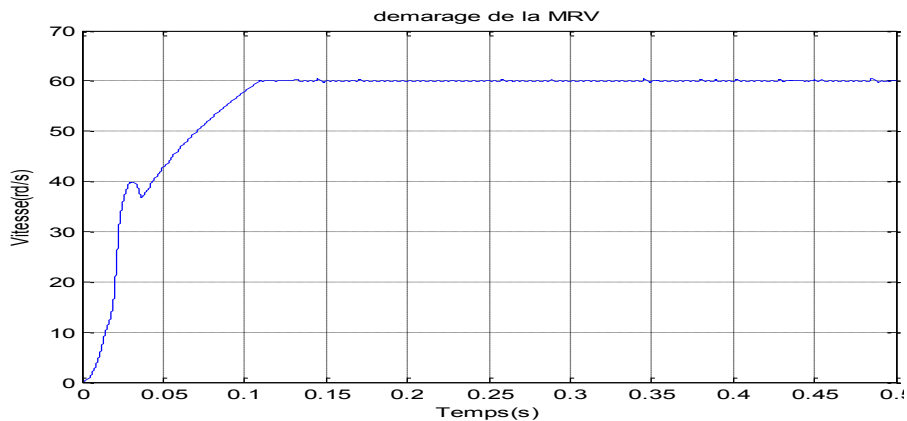


Figure.14. Influence de K sur le comportement de la commande pendant le démarrage. (a) Influence de K sur la vitesse de démarrage. (b) influence de K sur les courants de démarrage.

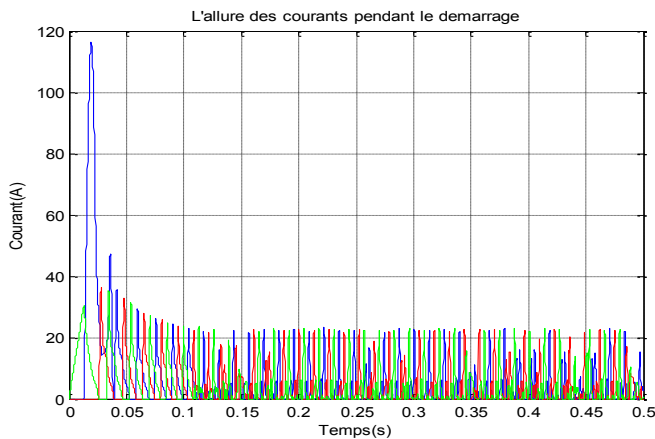
Il faut faire un compromis entre le taux de dépassement de la référence et la rapidité de la réponse. Un K trop grand aurait pour conséquence un dépassement plus une oscillation de la vitesse. $K=3$ apparaît comme étant un choix approprié.

Nous remarquons que malgré l'augmentation de K dans le modèle non saturé le dépassement n'apparaît pas. Ceci est dû à l'énergie électromagnétique emmagasinée dans la bobine qui est bien représentée dans le modèle saturé. En effet, la vitesse de référence atteinte, le courant de référence diminue fortement, mais il faudrait bien libérer cette énergie emmagasinée qui donnerait un coup de pouce de plus au rotor d'où le dépassement.

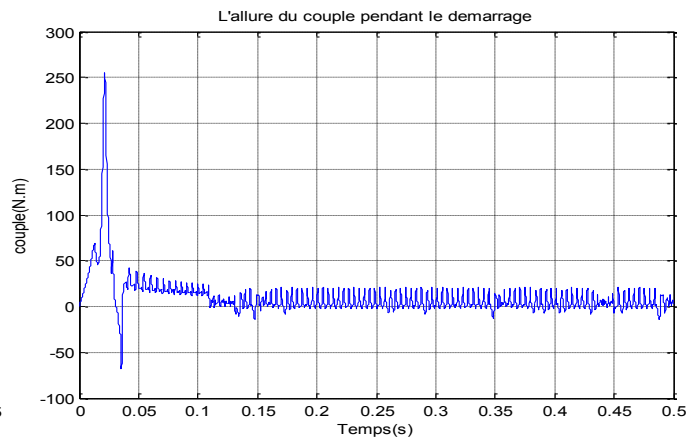
Un démarrage vers une consigne de 60 rd/s avec $K=3$ nous donne les résultats suivant :



(a)



(b)



(c)

Figure.15. Le comportement du moteur pendant le démarrage avec la commande par mode glissement. (a) vitesse de démarrage. (b) allure du courant de phase. (c) allure du couple total.

On peut remarquer pendant le démarrage que le couple devient négatif pendant un bref instant. Cela est dû au fort courant de démarrage, le temps qu'il s'annule dans une phase qu'on a atteint la partie décroissante de l'inductance. Ceci est un mal pour un bien, c'est la configuration idéale des angles de commandes pour atteindre la consigne le plus rapidement possible. Une fois la vitesse de consigne atteinte la valeur du courant diminue est commutée entre valeur d'accélération et de freinage car l'erreur aussi change de signe, le couple suit le courant d'où la petite oscillation de la vitesse.

7.2. Le comportement de la commande en régime permanent :

On a pu constater l'effet de la commutation du courant sur la vitesse. Ainsi le choix entre la stratégie hard et soft switching aura les effets suivant sur la vitesse :

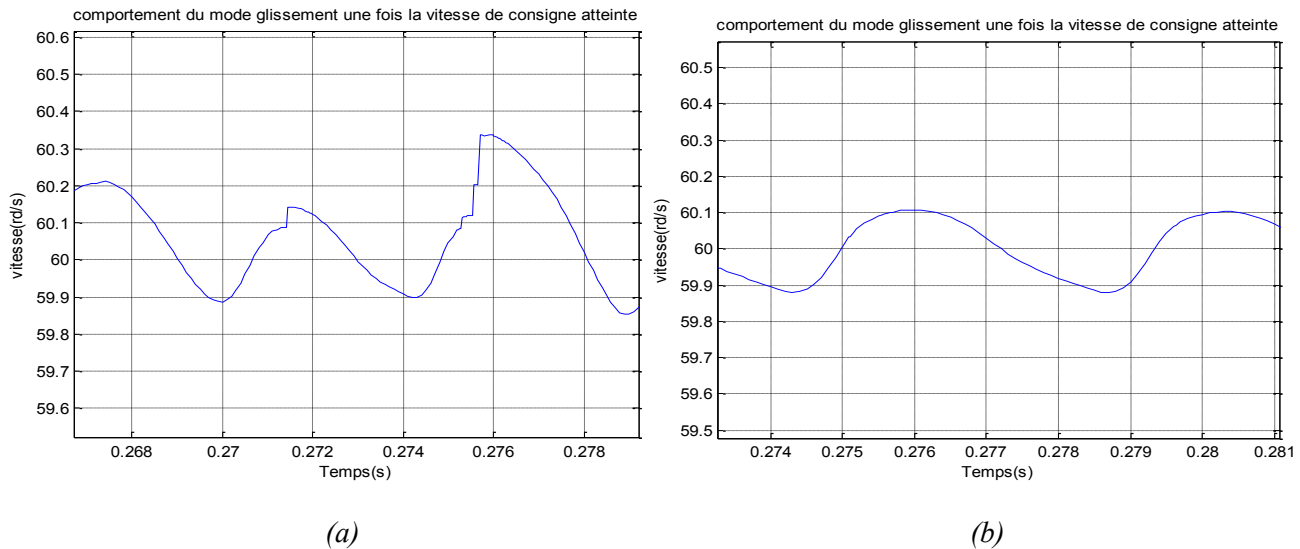


Figure.16.comportement de la commande régime permanent. (a) par le hard switching. (b) par le soft switching.

L'amplitude d'ondulation de la stratégie hard switching est plus grande que celle du soft switching. Néanmoins cette stratégie donne au courant une dynamique de décroissance très rapide et permet de récupérer l'énergie emmagasiné dans les bobines ce qui augmente le rendement du dispositif. Cette différence d'ondulation n'apparait pas dans le modèle non saturé. En effet le taux d'ondulation pour la stratégie soft-chopping est de 0.33% alors que pour la stratégie hard chopping, elle est de 0.82%.

7.3. Testes de robustesse de la commande

Les essais de robustesse de la commande ont donné les résultats suivants :

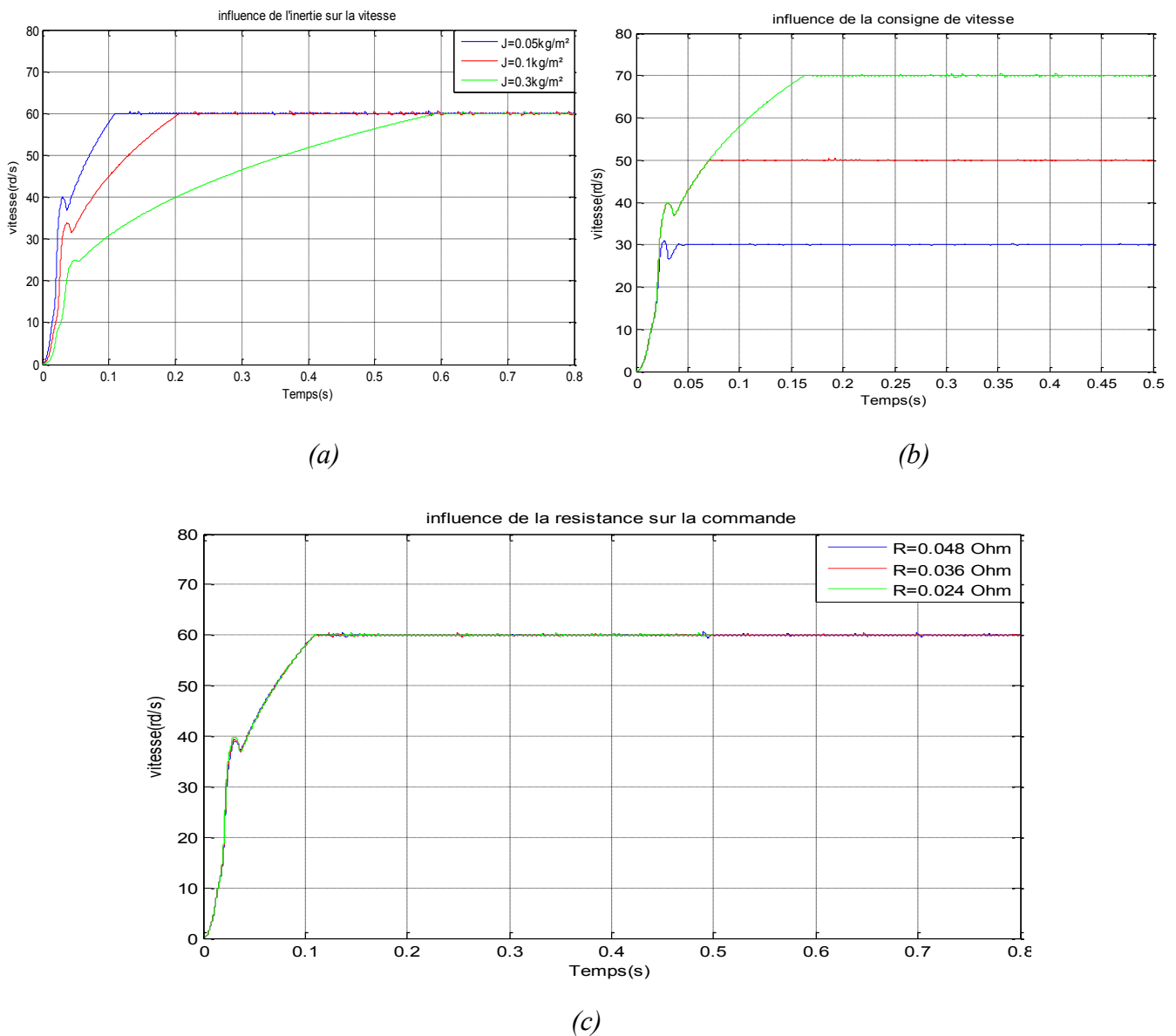
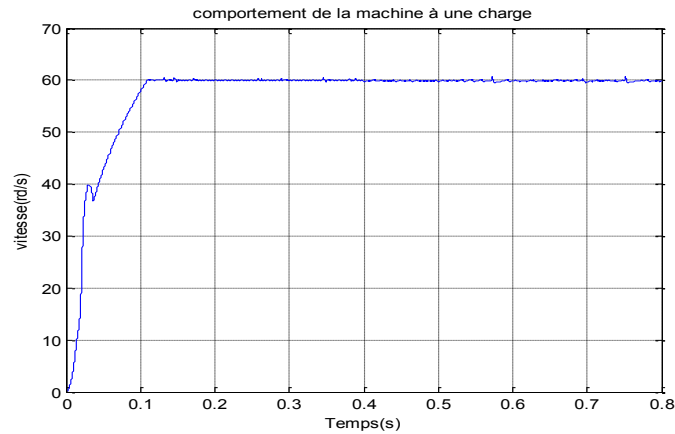


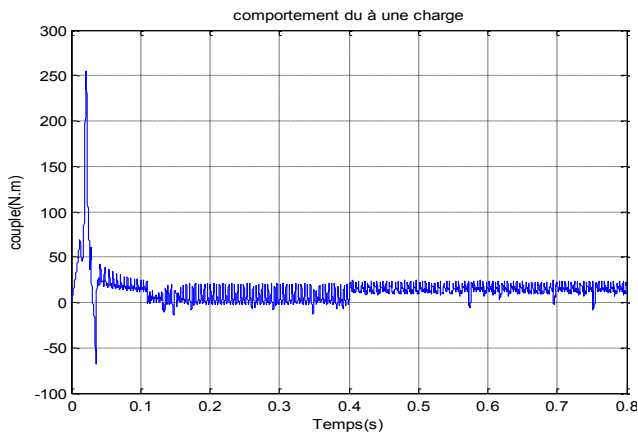
Figure.17. Influence du changement des paramètres sur la robustesse de la commande. (a) influence de l'inertie sur le démarrage. (b) influence de la consigne de vitesse. (c) influence de la résistance.

La commande est toute aussi robuste vis-à-vis des différentes consignes de vitesse et de valeur d'inertie. Ainsi que la valeur de la résistance.

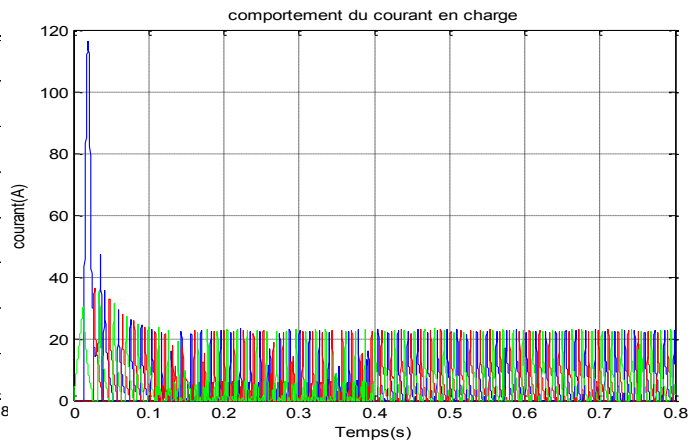
La réponse de la commande à une charge mécanique de 10 n.m à 0.4s est la suivante :



(a)



(b)



(c)

Figure.18. Réponse de la commande en charge. (a) comportement de la vitesse.

(b) Allure du couple. (c) Courant absorbé.

Dans le modèle saturé, la machine répond correctement à la charge mécanique. La différence entre les deux modèles est que pour un même courant le couple produit par les deux modèles est différent. Ainsi, dans le modèle non saturé pour un même couple demandé le courant demandé est très important et difficile à atteindre. Cet essai montre les limites du modèle linéaire face au modèle saturé.

La réponse de la machine à différents échelons de charge mécanique est la suivante :

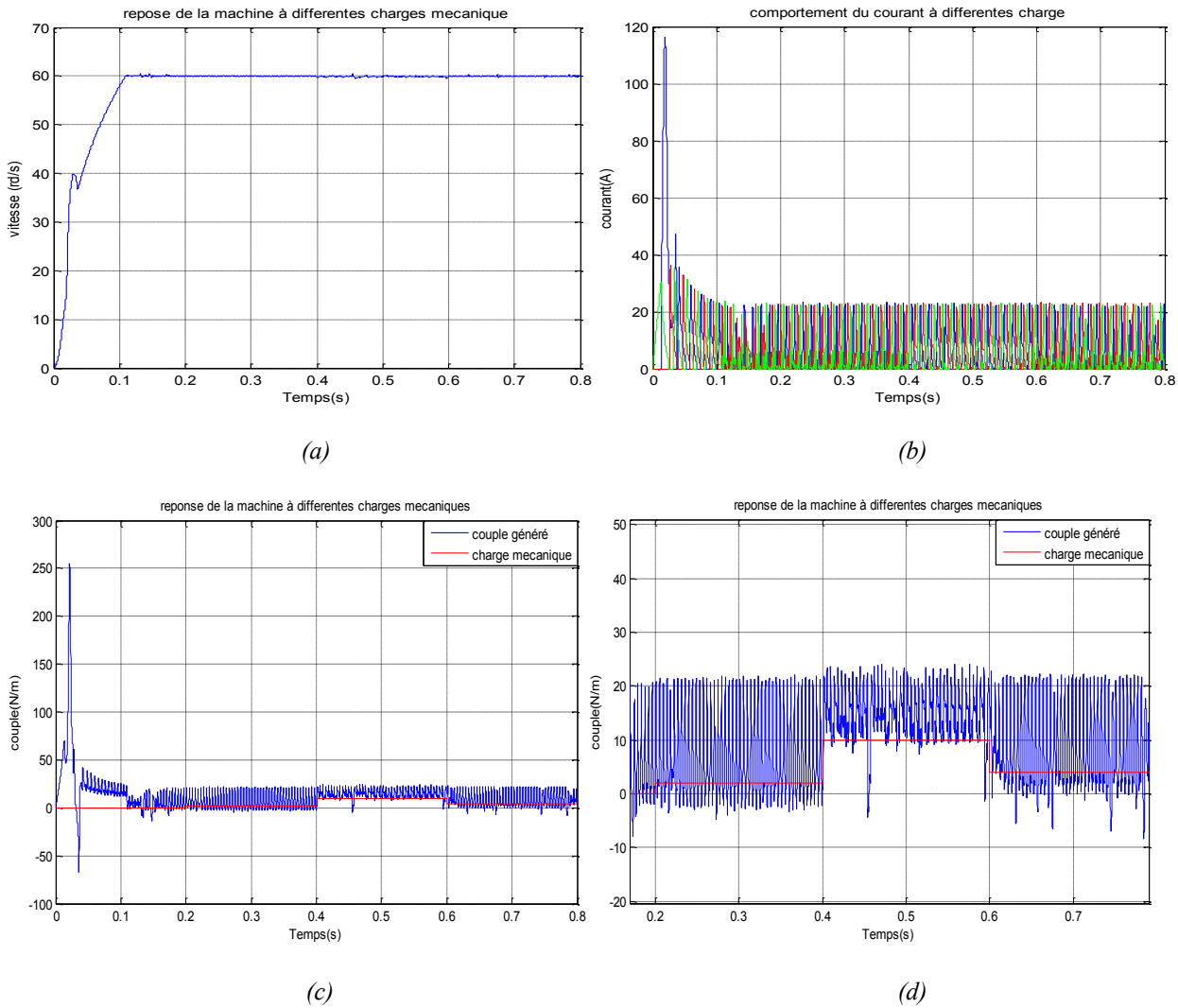
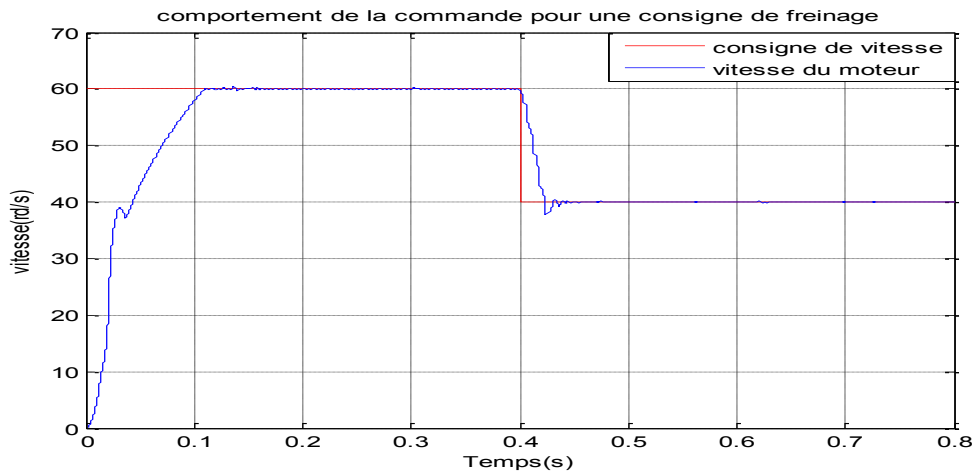


Figure.8. Réponse de la commande à différentes charges mécanique. (a) comportement de la vitesse. (b) Courant absorbé. (c) (d) Allure du couple par rapport la charge.

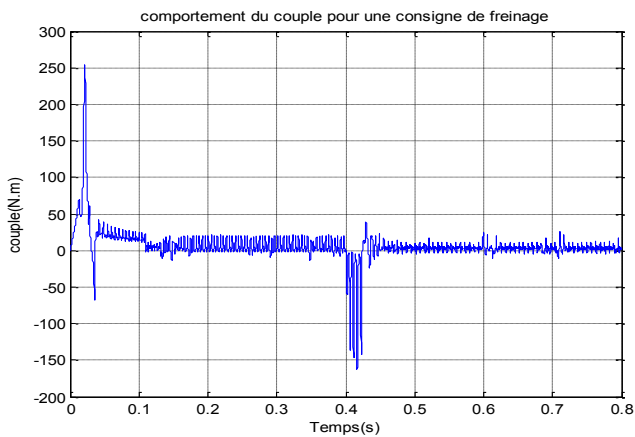
La variation de charge n'a pas d'effet sur la vitesse de la machine. En effet, malgré les perturbations, la consigne reste tout de même suivie.

5.4. Comportement de la commande pendant le freinage

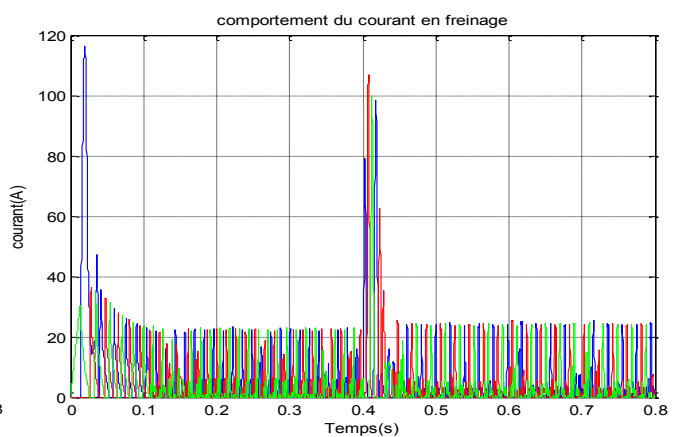
Les résultats du freinage par dissipation sont les suivants :



(a)



(b)



(c)

Figure.19. Réponse de la commande pendant le freinage sans récupération de l'énergie. (a) comportement de la vitesse. (b) l'allure de couple total. (c) courant de phase absorbé.

Pour le cas du freinage par récupération, on obtient les résultats suivant :

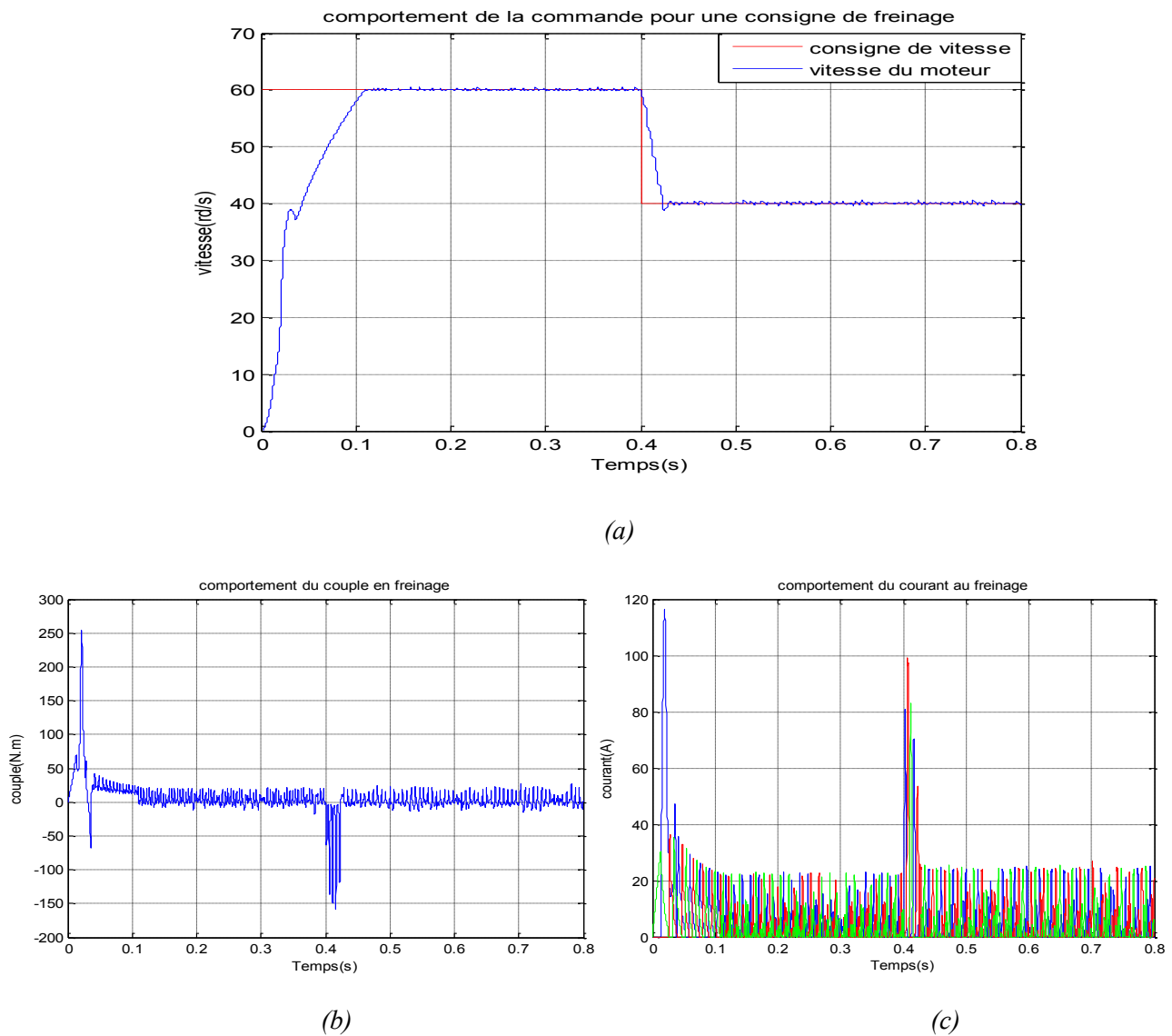


Figure.20. Réponse de la commande pendant le freinage avec récupération de l'énergie. (a) comportement de la vitesse. (b) l'allure de couple total. (c) courant de phase absorbé.

La machine suit la consigne dans les deux modes. La différence avec le model non saturé est la valeur du courant atteinte ainsi que le couple de freinage produit. Le fort courant et couple généré durant le soft-chopping génère un léger dépassement.

Conclusion

La commande par mode glissement s'est avérée très adaptée à la MRV. En effet la technique de commande adoptée répond correctement aux exigences de la commande en vitesse. De plus, les tests de robustesse ont montré que la technique élaborée est efficace. Le modèle saturé s'avère plus intéressant à considérer dans le système de commande.

Conclusion générale

La commande en mode glissement s'est avérée très adaptée à la machine à réluctance variable même en fonctionnement saturé qui représente le fonctionnement normal de la machine. Celle-ci nous a permis de réaliser la commande correctement au démarrage de la MRV et a répondu efficacement aux tests de robustesse.

Le modèle saturé a conduit à des résultats plus réalistes que ceux obtenus par le modèle non saturé. Ceci est dû à la saturation, qui contrairement au cas des autres machines, augmente les performances de la machine, et à l'approximation sur la forme des inductances dans le modèle non saturé.

Le logiciel Simplorer a été utilisé pour la modélisation de la MRV en régime non saturé pour les avantages qu'ils présentent par rapport à Matlab Simulink. En effet celui-ci dispose d'une riche bibliothèque, et des outils facilitant la simulation et le traitement des résultats. Cependant la prise en compte de la saturation a rendu le modèle plus complexe, et le temps de calcul plus important. Ce qui nous a poussé à utiliser la méthode de « look up table » qui ne nécessite pas beaucoup de temps calcul. Mais malheureusement, il nous a été difficile de l'utiliser sous Simplorer à cause des difficultés que nous avons rencontrées. Une meilleure maîtrise du logiciel nous permettra de l'utiliser et de simplifier ainsi la simulation.

Plusieurs techniques de régulation de courant ont été testées pour les deux modèles. La technique à hystérésis « soft chopping » a conduit à des résultats intéressants car elle maintient le courant de phase à sa référence avec une bonne précision à des fréquences de commutations acceptables.

Pour le modèle générateur, la large plage de variation de la vitesse nous impose une connaissance parfaite des angles d'excitation et de récupération d'énergie. Une méthode intelligente est nécessaire pour trouver les angles optimaux de commande en générateur afin d'accroître son rendement et son efficacité.

La précision du modèle saturé peut être améliorée en combinant la méthode de « look-up-table » avec une méthode d'interpolation par réseaux de neurones (GRNN par exemple). En effet cette dernière méthode permet d'augmenter les tables obtenues par EF pour être utilisées par le « look up table »

Conclusion Générale.

Une autre technique peut être utilisée afin d'exploiter toutes les capacités de Simplorer. C'est l'interfaçage avec le logiciel « Maxwell », un autre logiciel qui permet d'effectuer les calculs par élément fini, et de considérer ainsi la MRV à partir des paramètres de construction. Ceci permettrait une étude plus complète de la MRV, ou on pourrait optimiser les paramètres de construction en même temps que ceux de la commande.

Annexe 1

La machine utilisée est une machine de 4.5kW possédant les caractéristiques géométriques suivantes :

Nom des paramètres	Données
Tension d'alimentation (V)	42
Diamètre du rotor(cm)	23.116
Diamètre du stator(cm)	33.023
Longueur de la machine(cm)	17.337
Entrefer (cm)	0.05
Joug du rotor (cm)	3.217
Profondeur de l'encoche du rotor (cm)	4.182
Profondeur de l'encoche du stator (cm)	2.7835
Joug du stator (cm)	2.12
Angle d'ouverture de la dent du rotor (°)	16
Angle d'ouverture de la dent du stator (°)	15
Nombre de spires par bobine	23
Résistance d'une phase(Ohm)	0.024
Moment d'inertie (Kg.m ²)	0.05
Coefficient de frottement(N.m/rd/s)	0.0764
Nombre de phases	3

Annexe2

La caractéristique non linéaire de la machine obtenu par élément fini [7]:

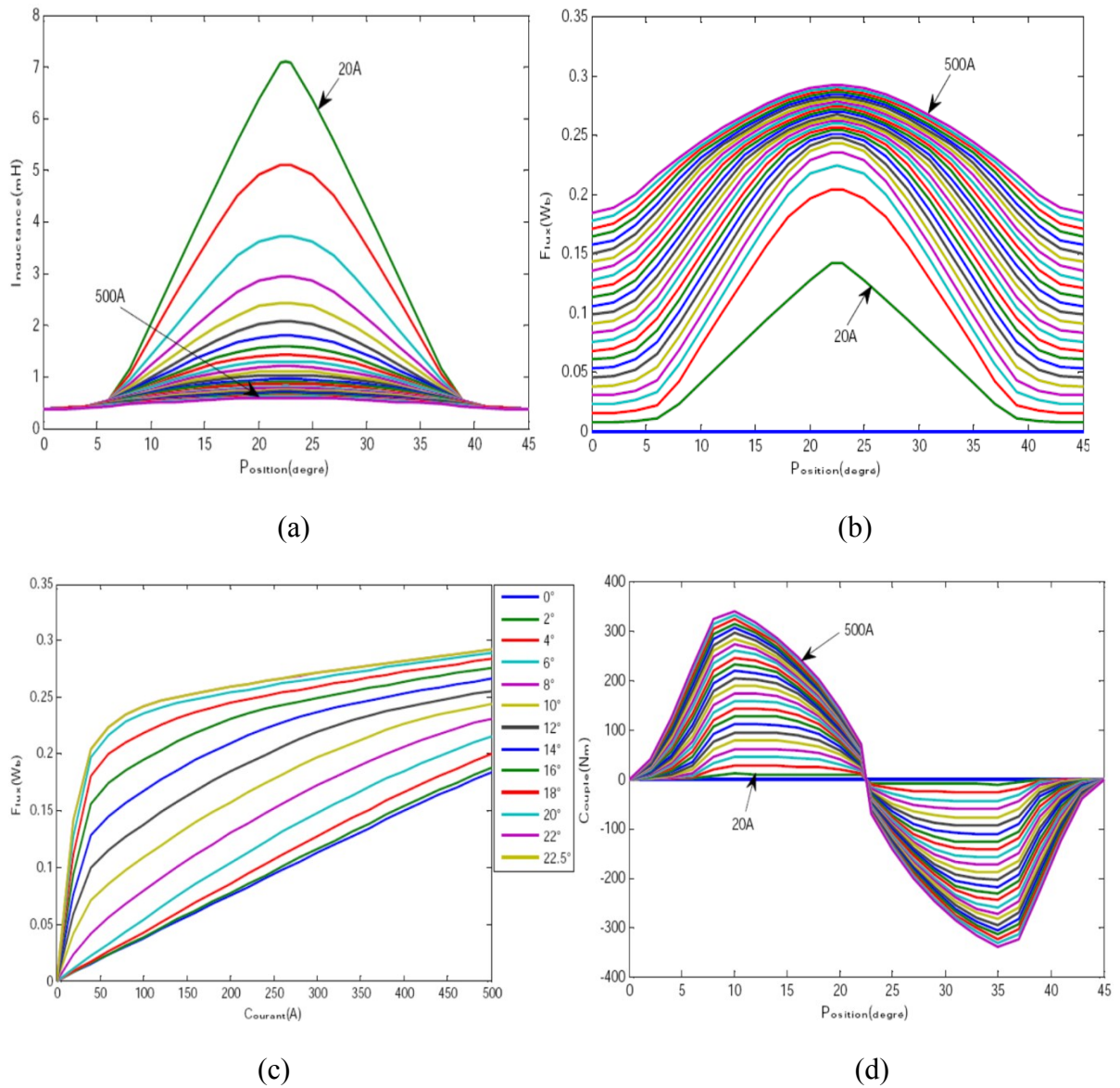


Figure 1. Résultats obtenus par élément fini. (a) Variation du flux en fonction du courant pour différentes positions. (b) Variation du flux en fonction de la position pour différentes valeurs de courant. (c) Caractéristique de l'inductance. (d) Caractéristique du couple.

Bibliographie

- [1] : **S.DJEBARRI, O.DAHMANI**, « Analyse des Performances et Commande d'une SRM utilisée en Alternateur-Démarreur Pour Véhicules. », PFE, ENP, Juin 2009.
- [2] : **J.M.DUBUS, P.MASSON, C.PLASSE**, « Les Systèmes Alternateur-Démarreur Réversibles Valeo », Valeo Systèmes Electriques.2004.
- [3] : **Antoine BRUYERE**, « MODELISATION ET COMMANDE D'UN ALTERNATEUR-DEMARRER HEPTAPHASE POUR APPLICATION AUTOMOBILE MICRO-HYBRIDE », Thèse de doctorat, l'École Nationale Supérieure d'Arts et Métiers, 6 Mai 2009.
- [4] : **H.MAILLARD**, « STOP&START », PSA Peugeot Citroën, présentation presse Septembre 2004.
- [5] : **H. SAHRAOUI**, « Contribution à la modélisation et à l'optimisation d'un système de commande d'un Moteur à Reluctance Variable à Double Denture (SRM) », Thèse de Doctorat, ENP, Décembre 2007.
- [6] : **A. Murphy**, « Design of a Switched Reluctance Machine Drive for Automotive Applications », MASTER OF ENGINEERING, School of Electronic Engineering DUBLIN CITY UNIVERSITY, juillet 2008.
- [7] : **J. FAIZ, K. MOAYED-ZADEH**, « Design of switched reluctance machine for starter/generator of hybrid electric vehicle », Electric Power Systems, Science Direct, June 2005, pp.153-160.
- [8] : **R.BENLAMINE, M.A.MIRA**, « Commande d'une Machine à Reluctance Variable à Double Saillance utilisée pour la traction d'un véhicule électrique »,PFE, ENP, Juin 2010.
- [9] : **R. Krishnan**, « SWITCHED RELUCTANCE MOTOR DRIVES Modeling, Simulation, Analysis, Design, and Applications », CRC press,2001.
- [10] : **Simplorer®**, help Get start.
- [11] : **F. SOARES, P.J.COSTA BRANCO**, “Simulation of a 6/4 Switched Reluctance Motor Based on MATLAB/SIMULINK Environment”, Laboratório de Mecatrónica, Instituto Superior Técnico, Portugal, 2005.
- [12] : **A.SAKURAI**, « sliding mode control of switched reluctance motor », degree of master of applied Science, department of electrical and computer engineering of university of Toronto, 2001.
-