

République Algérienne Démocrate Et Populaire

Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique

**ÉCOLE NATIONALE SUPERIEURE
POLYTECHNIQUE**

Département de génie électrique

Laboratoire de commande des
Processus



Mémoire

Présenté pour l'obtention du diplôme de MAGISTER en
AUTOMATIQUE

Option : **Commande et Conduite des Systèmes d'Energie Electrique**

Présenté par :

Mr TOUDJI Réda

Ingénieur d'état en électrotechnique, de l'USTHB

Thème :

**Analyse des performances de commande d'une MRV a
double dentures pour les systèmes d'entrainement a
vitesse variable**

Soutenue publiquement le : 24 / 02 / 2010 , devant la commission d'examen :

Mr Boucherit Med. Seghir	Professeur a ENP	Président
Mme H.SAHRAOUI	Maitre de conférence a ENP	Directrice de thèse
Mr Mahmoudi Md.Oulhadj	Professeur a ENP	Examinateur
Mr Nezli Lazhari	Maitre de conférences a ENP	Examinateur
Mr Yazid Krim	Maitre de conférences a USTHB	Examinateur

المخلص:

في هذه المذكرة قمنا بدراسة عزم القوة للمحرك ذات الوشيعية المغناطيسية المتغيرة لهذا الغرض تم وضع نموذج رياضي للمحرك بدارة التحكم تحت مجال MATLAB-SIMULINK درسنا نموذجين الأول يتعلق بنظام الخطي للوشيعية المحرك و الثاني يتعلق بنظام اللاخطي للوشيعية المحرك الذي تم استخلاص خصائصه اللاخطية عن طريق استعمال العناصر المنتهية. ثم قمنا بدراسة تأثير الشدة التوتر و الزوايا التحكم على عزم القوة المحرك و في الأخير قمنا بدراسة تطبيقية على المحرك الذي تم إنشاؤه و قمنا بتحكم الرقمي في المجال الساكن و المجال المتحرك.

كلمات مفتاحية: المحرك ذات الوشيعية المغناطيسية المتغيرة, نموذج رياضي, تحكم الرقمي.

Abstract:

In his memory, torque performances of a three phase, 12/8 Switched Reluctance Motor (SRM) Drive are investigated using MATLAB-SIMULINK modeling. The model simulation is based on bloc modeling approach, involving the motor as well as the controller. The model of SRM structure is described by inductance characteristic determined by finite elements method. The established model allows analysis of the effect of the hysteresis current control strategy and the commutation angle control on torque performances. This approach leads to more accurate simulation results, in comparison with classical models.

A numerical control containing microcontroller is developed, to test and to examine the performances of the produced machine, of the tests in static mode and dynamic mode are carried out

KEYWORDS: SRM, MODELING, NUMERICAL DRIVES

Résumé:

Dans ce mémoire, une analyse des performances du couple de la machine a reluctance variable 12/8 est effectuée, pour ce faire une modélisation du système machine commande est réalisée sous l'environnement MATLAB-SIMULINK, deux modèles a savoir le modèle linéaire et le modèle non linéaire sont étudiée, le premier basé sur la caractéristique approcher linéaire et le second sur la caractéristique réel non linéaire de la machine déterminé par les éléments finis. Une analyse de l'influence de la tension et des angles de commandes est effectuée pour les deux modèles.

Une commande numérique à base de microcontrôleur est développée, pour tester et examiner les performances de la machine réalisée, des essais en régime statique et en régime dynamique sont effectués.

MOTS CLES : SRM, MODEL, COMMANDES NUMERIQUE

Remerciements

Je souhaite remercier très sincèrement ma directrice de mémoire Madame Houria SAHRAOUI, tous d'abord pour avoir proposé le thème du sujet, pour ces conseils et son encadrement, je la remercie également pour ça disponibilité et ses encouragements, qu'elle trouve ici ma grande reconnaissance.

Je suis très honoré que Monsieur Boucherit Med. Seghir, Professeur a l'école nationale polytechnique (ENP), ait accepte d'assurer la responsabilité de Président de ce jury.

Je remercie également Monsieur Mahmoudi Md.Oulhadj Professeur à l'ENP, et Monsieur Nezli Lazhar, Maitre de Conférences a l'ENP, et Monsieur Yazid Karim, Maitre de Conférences a l'USTHB, qui ont acceptes d'examiner ce travail de mémoire.

Je tiens à présenter ma profonde reconnaissance à tous les enseignants de l'ENP et de l'USTHB qui ont contribués a ma formation.

Je remercie également, les travailleurs de l'entreprise NAFTAL Aviation, en particulier, le Département MIF, pour tous leurs encouragements et leurs soutiens.

Je remercie mes collègues de labo.

Je remercie également tous mes amis, qui mon soutenu au long de mon parcours.

Enfin, je remercie tous les personnes qui mon aider de loin ou de prés, et qui ont contribués a ma réussite.

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail à ma très chère grande mère

A mes très chers parents, à qui je dois tout

A mes chères sœurs

A mes chers frères

A ma chère tante

A mes tantes et oncles

A mes cousins et cousines

A toute ma famille

A tous mes amis

TOUDJI Reda



Liste des symboles

Liste des symboles

W	Energie
W'	Co énergie
W_{em}	Energie électromagnétique
W_m	Energie mécanique
φ	Flux
N_r	Nombre de dents rotorique
N_s	Nombre de dents statorique
C	Couple
C_{max}	Couple maximale de la machine
C_{min}	Couple minimale de la machine
H	Champ magnétique
J	Densité volumique de courant
B	Induction
A	Potentiel vecteur
R	Reluctance
θ	Position angulaire
θ_{on}	Angle de commande d'excitation
θ_{off}	Angle de commande de désexcitation
L	Inductance de phase
$V(t)$	Tension de phase
$i(t)$	Courant de phase
ω	Vitesse de rotation angulaire
e	F.c.e.m de la machine
J	Moment d'inertie des masses tournantes
f	Le coefficient de frottement du moteur



Sommaire

Sommaire

Introduction générale	01
Chapitre1 : Caractéristiques D'une Machine A Reluctance Variable à double dentures	
Introduction.....	03
1.1-Structure de la MRV	03
1.2-Principe de fonctionnement de la MRV	04
1.3 Calcul du Couple électromagnétique.....	05
1.4-Alimentation de la MRV a doubles dentures	07
1.4.1 principe d'alimentation.....	07
1.4.2 Le convertisseur	08
1.4.2.1 structures classiques.....	08
1.4.2.2 Structures particulières.....	10
1.4.2 Type d'alimentations	12
1.4.2.1 Alimentation Pleine onde.....	12
1.4.2.2 Alimentation hacheur tension PWM	13
1.4.2.3 Alimentation Hacheur courant (Hystérésis).....	16
1.5.Commande de la MRV.....	17
Conclusion.....	18
Chapitre2 : Détermination des caractéristiques magnétiques de la MRV 12/8 par la méthode des éléments finis (M.E.F).	
Introduction.....	19
2.1 Modélisation de la MRV 12/8.....	19
2.1.1 Structure de la MRV 12/8.....	19
2.2.2 Modélisation magnétostatique.....	20
2.3. Résolution du problème par E.F"	21
2.3.1 Réalisation du maillage.....	21
2.3.2 Résolution du problème.....	22
2.4. Détermination des caractéristiques magnétiques de la machine.....	22
2.4.1 Caractéristiques d'inductance L (θ , i).....	22
2.4.2 Caractéristiques de couple statique C (θ , i).....	23

Conclusion	24
------------------	----

Chapitre3 : Modélisation Linéaire Par Matlab Simulink Du Système De Commande De La MRV

Introduction.....	25
3.1 Présentation Du Système.....	25
3.1.1 Système de commande.....	26
3.2.2 Convertisseur.....	26
3.2 Modelisation de la MRV 12/8	26
3.2.1 Equation de la machine	26
3.2.1.1 - Equations électriques.....	26
3.2.1.2 Equation mécanique.....	27
3.2.2 Modèle Linéaire de l'inductance.....	28
3.3 Modélisation par MATLAB SIMULINK du système de commande de la MRV 12/8.....	29
3.3.1 Modèle Simulink du système global	28
3.3.1 Modèle Simulink d'une pahse	31
3.4 Résultats et simulation.....	32
3.4.1 Alimentation en pleine onde.....	32
3.4.2 Alimentation par régulation du courant (Hystérésis).....	34
3.5 Influence de la tension d'entrée sur les caractéristiques dynamique de la machine.....	35
3.5.1 Alimentation en pleine onde.....	35
3.5.2 Alimentation par régulation du courant (Hystérésis).....	39
3.6 Influence des angles de commandes sur les performances de la machine..	42
3.6.1Variation de θ_{off}	40
- Alimentation plein onde.....	40
- Alimentation par hystérésis.....	44
3.6.2Variation de θ_{on}	47
- Alimentation plein onde.....	47
- Alimentation par hystérésis.....	52
Conclusion.....	57

Chapitre4 : Modélisation Non Linéaire Par Matlab Simulink Du Système de Commande De La MRV 12/8

Introduction	62
4.1 Modélisation par MATLAB-SIMULINK du système de commande de la MRV 12/8.....	62
4.1.1 Construction des tables $i(\theta, \phi)$ et $C(\theta, i)$	62
4.1.3 Modèle non linéaire du système de commande de la MRV 12/8....	64
4.2 Résultats de simulation.....	64
4.2.1 Alimentation en pleine onde.....	64
4.2.2 Alimentation par régulation du courant (Hystérésis).....	66
4.3 Influence de la tension d'entrée sur les caractéristiques dynamique de la machine.....	68
4.3.1 Alimentation en plein onde.....	69
4.3.2 Commande par régulation du courant (Hystérésis).....	72
4.6 Influence des angles de commandes sur les performances de la machine...	75
4.6.1 Variation de θ_{off}	75
- Alimentation plein onde.....	75
- Alimentation par hystérésis.....	80
4.6.2 Variation de θ_{on}	83
4.4.2.1 Alimentation plein onde.....	84
4.4.2.2 Alimentation par hystérésis.....	89
Conclusion.....	93

Chapitre5 : ETUDE EXPERIMENTALE

Introduction.....	94
5.1 Mise en œuvre d'un banc d'essai expérimental	94
5.1.1 Partie Electrique.....	96
5.1.1.1 Description du moteur réalisé	96
5.1.1.2 circuit de puissance.....	96
5.1.1.3 Circuit de commande rapprochée.....	97
5.1.1.4 Circuit d'attaque.....	98
5.1.1.5 Circuit d'aquisition et de mise en forme.....	99
5..1.1.5.1 Aquisistion de courant.....	99

5.1.1.5.2 Aquisition de position.....	100
5.2.1 Carte de developpement STK 500 basee sur un microcontrolleur ATMEGA 16l.....	101
5.2 Essais experimentaux.....	104
5.2.1 Identification du moteur.....	104
5.2.2 Essais du moteur en boucle ouverte.....	105
Conclusion	108
Conclusion générale.....	109
Références bibliographiques	111
Annexes.....	114



Introduction Générale

Introduction générale

Ces dernières années, la machine à reluctance variable à double denture connaît un intérêt de plus en plus croissant de la part des industriels dans les applications utilisant les variateurs de vitesse. En effet, cette machine est devenue très concurrentes aux machines déjà utilisées dans ces applications, pour les qualités particulières qu'elle présente qui sont : le faible coût, la simplicité de construction, la tolérance aux défauts, le fort couple massique, et la possibilité de fonctionnement à très grande vitesse [1,2]. De plus, son développement connaît un progrès notable lié surtout à l'émergence d'une industrie semi-conductrice de forte puissance d'une part, et associées à des circuits programmables performants d'autres part, pouvant prendre en charge des systèmes de commandes de MRV performants orientés vers des applications industrielles telles que : l'industrie automobile, et l'industrie aérospatiale et avionique. [16, 17]. Néanmoins, il existe toujours une certaine réticence quant à leur utilisation à cause du bruit et des vibrations produits par les ondulations de couple. Pour cela, plusieurs travaux ont été réalisés dans ce sens [3, 4, 5, 6,7], afin d'améliorer les performances de cette machine. Celles-ci sont généralement liées aux paramètres de sa structure, à la structure du convertisseur, mais, aussi, au système de commande. En effet, parmi les paramètres de commande, le bon choix des angles d'excitation et de désexcitation des phases appelés "angles de commande" s'est avéré important dans l'optimisation du système de commande, car ces angles ont impact sur les performances de la machine.

Par ailleurs, le fonctionnement de la MRV à doubles dentures est plutôt intéressant lorsque la machine est suffisamment saturée. L'étude des performances de cette machine nécessiterait, alors, une modélisation plus complexe qui prend en compte en même temps la double saillance et la saturation. Ce qui rend le modèle fortement non linéaire, et par conséquent difficilement exploitable lors de l'optimisation ou de la commande. Néanmoins, des techniques évoluées d'optimisation et de commande peuvent être utilisées [17]. De plus, Des modèles linéaires sont, souvent utilisées dans le cas de cette machine pour faciliter l'étude, et surtout lorsque on veut appliquer certaines techniques de commande connus et efficaces [8] mais qui ne s'adaptent pas aux modèles fortement non linéaire.

L'objectif de ce travail est d'étudier les performances de la machine triphasée à RV12/8 à faible et grande vitesse de fonctionnement, et de mettre en évidence l'influence des angles de commande sur les performances de couple et de vitesse. Pour cela, deux modèles développés sur Matlab-simulink [8], sont proposés : un modèle dit "linéaire", où la machine est supposé fonctionner en régime non saturé, et la forme l'inductance est approximée a une forme trapézoïdale. Un deuxième modèle dit "non linéaire" où la saturation est prise en compte, qui nécessite la connaissance des caractéristiques magnétiques de la machine, est aussi proposé. Ces caractéristiques seront déterminées dans ce cas, par la méthode des éléments finis. Une simulation sera conduite pour les deux modèles afin d'évaluer les performances dynamiques de la machine. Une partie expérimentale est aussi présentée dans ce travail, où un banc d'essai à été mis en place, en vue de tester un prototype de MRV12/8 réalisé dans ce cadre.

Ce travail sera présenté en 5 chapitres :

Le premier chapitre sera consacré, à la présentation de la machine : les structures usuelles utilisées, le principe de fonctionnement, leur mode d'alimentation et de commande seront présentés et décrits dans ce chapitre.

Au chapitre 2, nous déterminerons les caractéristiques magnétiques de la machine par la méthode des éléments finis. Pour cela une modélisation électromagnétique basée sur les équations de Maxwell est présentée, et résolue en utilisant le logiciel "MAXWELL".

Au chapitre 3, une modélisation du système de commande de la MRV 12/8 en considérant un modèle linéaire de l'inductance est proposée. Cette modélisation est réalisée sous un environnement Matlab Simulink, et la simulation est effectuée pour les deux stratégies d'alimentation : l'alimentation pleine onde et l'alimentation régulée en courant par la technique d'hystérésis, afin d'analyser les performances dynamiques de la machine. L'étude de l'influence de la tension d'alimentation et des angles de commande fera particulièrement l'objet de ce chapitre.

Le chapitre 4 sera consacré à la modélisation non linéaire du système de commande de la MRV12/8. Dans le modèle de la MRV, on tiendra compte des non linéarités introduites par la double saillance de la machine et de la saturation. Ainsi, le modèle non linéaire sera conçu à partir du modèle linéaire précédent, en considérant dans ce cas les caractéristiques magnétiques de la machine, qui varient en fonction de la position et du courant. Les mêmes simulations que pour le modèle linéaire seront effectuées, afin de déterminer les performances réelles de la machine et de comparer aux résultats obtenus dans le modèle linéaire.

Le dernier chapitre sera consacré à l'aspect pratique. En effet, un banc d'essai mis en place, sera présenté. Celui-ci est composé : d'un prototype de MRV triphasée 12/8 construit, sur lequel est effectué des mesures statiques afin d'identifier la machine construite, d'un convertisseur de puissance à demi-pont asymétrique à trois bras permettant l'alimentation de la machine en pleine onde et par régulation de courant, et d'un circuit de commande constitué de "drivers" spécialisés pour ce type de commande. Une carte de développement comprenant un micro contrôleur de type AVR ATMEGA 16L est utilisée pour l'implémentation des différentes commandes. Un essai préliminaire est réalisé afin de tester le fonctionnement de la machine construite, et en même temps de vérifier le bon fonctionnement des différents circuits utilisés. Quelques résultats d'essais seront présentés.



Chapitre 1

Caractéristiques D'une Machine A Reluctance

Variable à double dentures

Introduction :

Dans ce premier chapitre, les éléments constituant le système de commande de la machine à reluctance variable à double dentures (fig1.1) sont décrits: Les structures les plus couramment utilisées sont présentées, en premier lieu, suivi du principe de fonctionnement et les équations décrivant la conversion électromagnétique. Par ailleurs, nous nous intéressons à l'alimentation de cette machine en présentant les deux principaux types d'alimentation, ainsi que les différentes structures du convertisseur pouvant être utilisées dans le cas de cette machine. Le schéma général de commande de cette machine est présenté, en spécifiant les techniques de commande utilisées dans ce cas.

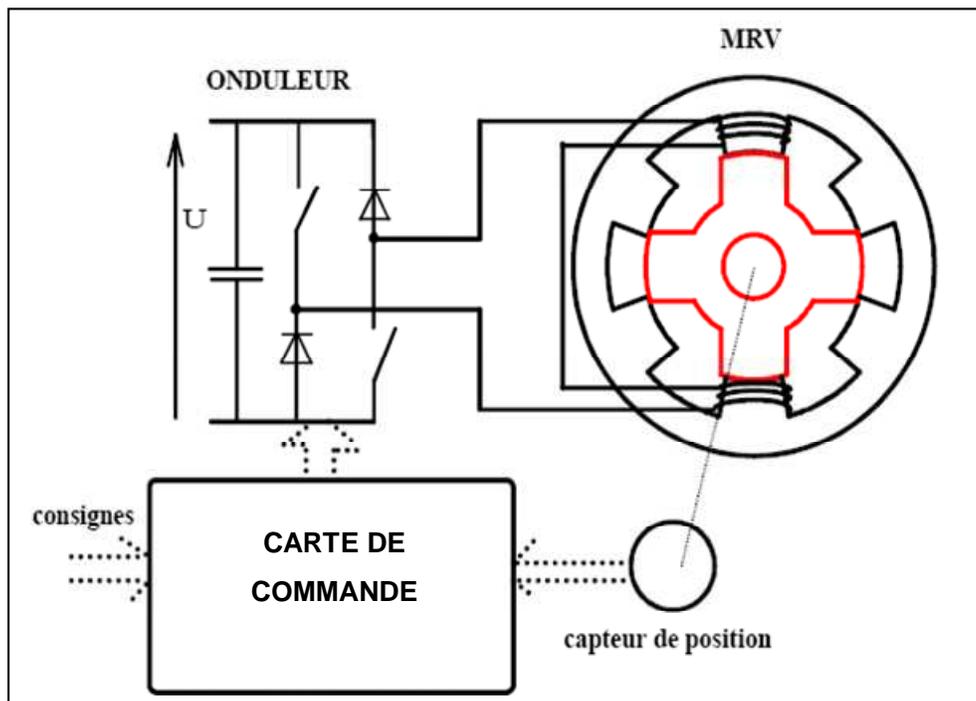


Fig. 1.1 Schéma général du système de commande d'une MRV à double denture

1.1 Structure de la MRV

La MRV est constituée d'un stator et d'un rotor dentés formés à partir d'un empilage de tôles ferromagnétiques. Le rotor ne comporte ni conducteurs électriques ni aimants, ce qui lui procure une grande robustesse et une extrême simplicité.

Les bobinages, conçus en série ou en parallèle, sont logés dans les encoches statoriques formant les phases de la machine.

Il existe plusieurs structures de MRV à double dentures. Celles-ci se différencient par le nombre de phases et le nombre de dents statoriques et rotoriques. Les structures les plus connus sont les MRV

triphasé 6/4 et 12/8, et la MRV tétraphasé 8/6 présentées sur les figures 1.2.a, 1.2.c et 1.2.b. Ces structures sont conçues ou choisies en fonction des performances désirées.

Dans notre cas nous nous intéressons à une MRV 12/8 triphasée utilisée dans les laves linge.

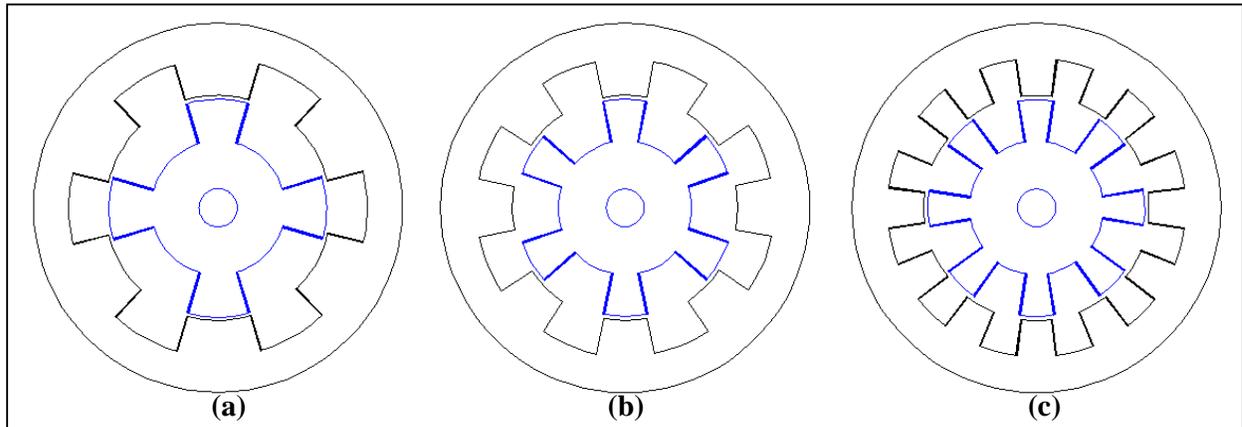


Fig. 1.2. Structures des MRV

1.2 Principe de fonctionnement de la MRV

Le principe des machines à réluctance variable est basé sur celui de l'électroaimant. Il peut être décrit à partir de l'étude de la machine monophasée élémentaire, présentée sur la figure 1.3.

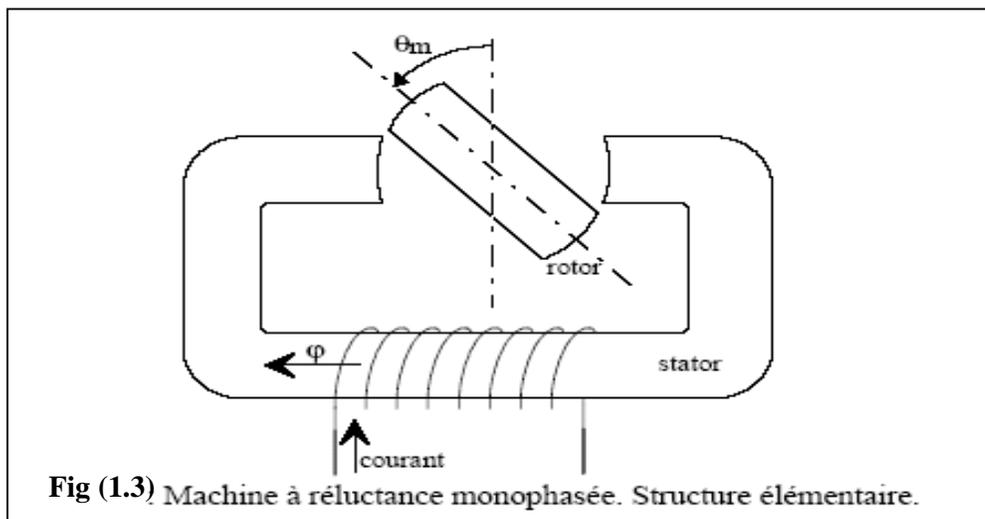


Fig (1.3) Machine à réluctance monophasée. Structure élémentaire.

Lorsque le rotor est dans une position quelconque, en alimentant le bobinage, il se produit un couple dû à la variation de l'énergie magnétique totale du système qui conduira le rotor dans la position $\theta_m = \pi/2$, position où le couple est nul.

Cette structure est caractérisée par trois positions particulières :

- Position d'**opposition** : ou la dent rotorique est alignée sur l'axe inter polaires de la phase alimentée. Dans ce cas le circuit magnétique présente une reluctance maximale et une inductance minimale, et le flux est minimal. Cette position est une position d'équilibre instable. Fig. (1.4a)
- Position de **conjonction** : ou la dent rotorique est alignée sur l'axe polaire de la phase alimentée. Dans ce cas, le circuit magnétique présente une reluctance minimale et une inductance maximale, et le flux est maximal. Cette position est une position d'équilibre stable Fig. (1.4b).
- Positions **intermédiaires** : Ce sont des positions intermédiaires entre la position d'opposition et de conjonction ou le flux et l'inductance varient avec la position, le couple est alors non nul mais ne dépend pas du sens du courant. Fig. (1.4c)

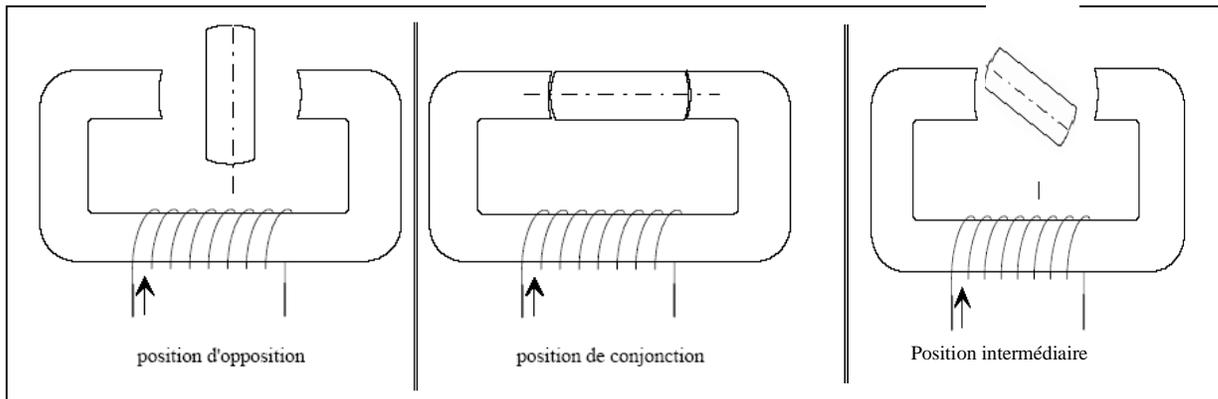


Fig (1.4.a)

Fig (1.4.b)

Fig (1.4.c)

1.3 Calcul du Couple Electromagnétique

Le calcul du couple électromagnétique peut être effectué à partir du principe de la conversion électromécanique et de la conservation d'énergie [11], on peut, alors, utiliser l'expression de l'énergie W ou celle de la coenergie W' .

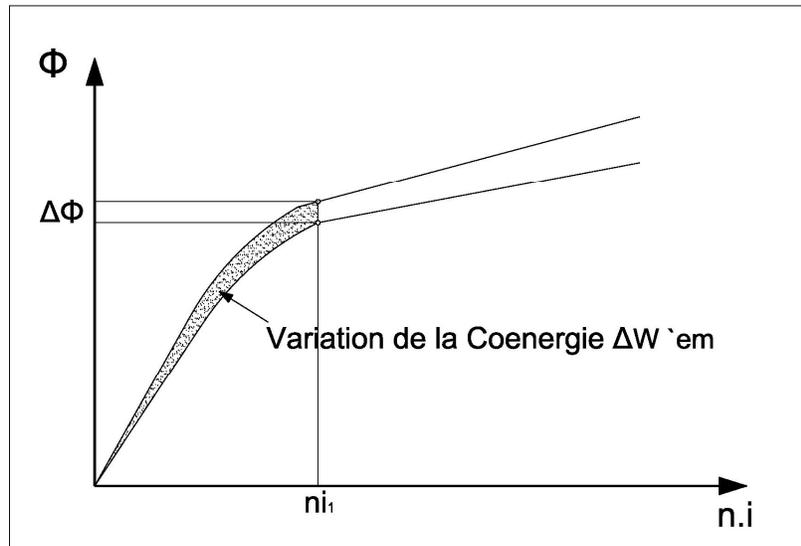


Fig. (1.5) Principe de la conversion d'énergie

En utilisant l'expression de l'énergie définie par $W = W(\phi, \theta)$, sa différentielle peut être exprimée par:

$$dW = \frac{\partial W}{\partial \phi} .d\phi + \frac{\partial W}{\partial \theta} .d\theta \dots\dots\dots (1.1)$$

Par ailleurs, nous savons que $W_e = W + W_m$

Ou

W_e : Energie électrique fournit par la source

W_m : Energie mécanique convertie

W : Energie électrique emmagasinée

Suivant le principe de la conservation d'énergie, et en négligeant les différentes pertes, nous pouvons déduire que :

$$dW_e = dW + dW_m \dots\dots\dots(1.2)$$

Avec

$$dW_e = id\phi \dots\dots\dots(1.3)$$

Et

$$dW_m = Cd\theta \dots\dots\dots(1.4)$$

D'ou

$$dW = dW_e - dW_m$$

Où

$$dW = id\phi - Cd\theta \dots\dots\dots(1.5)$$

La comparaison des deux expressions (1.2) et (1.5) conduit à l'expression du couple :

$$C = -\left(\frac{\partial W}{\partial \theta}\right)_{\Phi=\text{cte}} \dots \dots \dots (1.6)$$

En utilisant la co énergie, le calcul peut être effectué comme suit:

$$W + W' = i\phi \dots \dots \dots (1.7)$$

$$dW + dW' = id\phi + \phi di \dots \dots \dots (1.8)$$

$$\text{puisque } dW = id\phi - Cd\theta \text{ et } dW' = \phi di + Cd\theta \dots \dots \dots (1.9)$$

$$\text{d'autre part } dW' = \frac{\partial W'}{\partial i} di + \frac{\partial W'}{\partial \theta} d\theta \dots \dots \dots (1.10)$$

En superposant les deux formes différentielles (9) et (10), on obtient:

$$\frac{\partial W'}{\partial \theta} d\theta = Cd\theta \dots \dots \dots (1.11)$$

D'où la nouvelle expression du couple:

$$C = \left(\frac{\partial W'}{\partial \theta}\right)_{i=\text{cst}} \dots \dots \dots (1.12)$$

1.4 Alimentation de la MRV à Double Dentures :

1.4.1 Principe d'alimentation

L'alimentation des MRV à double denture est analogue à celle des moteurs pas à pas à RV.

Ces machines peuvent être utilisées comme moteur ou générateur (frein). Le signe du couple dépend essentiellement du signe de la dérivé de l'inductance par rapport à la position ($dL/d\theta$) ; le sens du courant n'influe en aucun cas sur la nature du couple [18].

La forme idéalisée de l'inductance est liée aux largeurs des dents rotoriques β_r , et statoriques β_s . En effet, La largeur de croissance ou de décroissance de l'inductance est égale à la largeur de la dent statorique, et la largeur de l'inductance maximale constante est égale à $|\beta_r - \beta_s|$, et la Largeur de

l'inductance minimale est égale à $\left[\left(\frac{2\pi}{N_r}\right) - (B_s + B_r)\right]$ (voir Fig.1.6) [1].

La forme idéale du courant doit être rectangulaire, et doit apparaître au moment de l'augmentation de l'inductance ($dL/d\theta > 0$), et disparaître au moment de la décroissance de celle-ci. ($dL/d\theta < 0$), afin d'éviter l'apparition des couples de freinage.

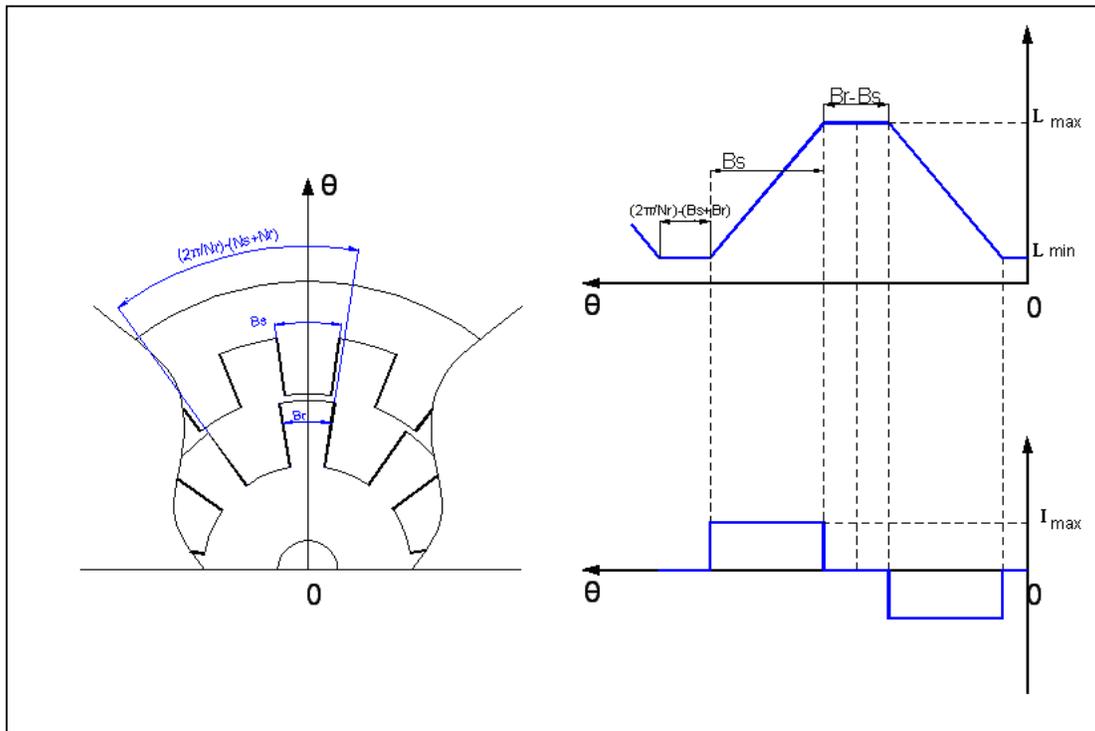


Fig. 1.6 Principe d'alimentation

1.4.2 Le convertisseur

1.4.2.1 Structures classiques

Nous avons vu que la MRV se satisfaisait d'un courant unidirectionnel. Ainsi, la structure la plus simple du convertisseur pour l'alimentation d'une phase est donnée sur la figure 1.7.1 [18].

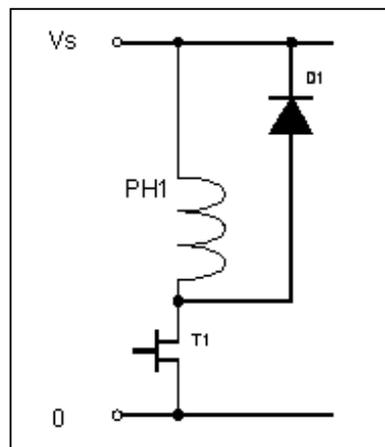


Fig. 1.7.1 structure élémentaire

Cette structure nécessite un seul transistor, et une diode de roue libre par phase ce qui rend le convertisseur très économique. Cependant, la suppression du flux dépend de la chute de tension de

la diode et de la résistance de l'enroulement. Ceci entraîne un retard à l'élimination du courant dans la phase, a moins d'avancer l'angle d'extinction, ce qui diminuera le rendement de la conversion. Afin de parer à cet inconvénient d'autres structures sont proposées, une première structure (voir fig1.7.2) consiste à rajouter une résistance en série avec la diode de roue libre pour diminuer la constante de temps d'annulation du courant dans la phase durant la phase de désexcitation. Malheureusement, cette solution présente l'inconvénient d'offrir un mauvais rendement lorsque la machine est de moyenne puissance.

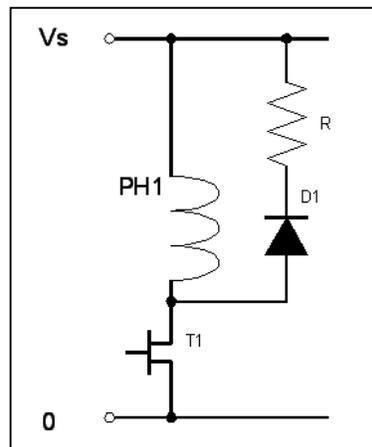


Fig. 1.7.2 Structure à Résistance

Afin de parer au problème de rendement posé par la solution précédente Une autre structure utilisant une diode Zener en série avec la roue libre (voir fig1.7.3) est proposée.

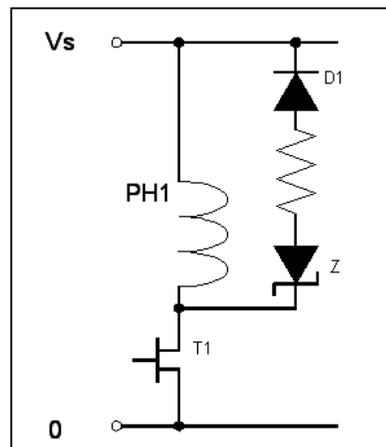


Fig. 1.7.3 Structure à diode Zener

Une structure de convertisseur utilisée pour les moteurs pas à pas à été aussi proposée pour parer aux inconvénients de la structure initiale ; elle consiste à utiliser des enroulements bifilaires (une

phase est constitué de deux bobines de même nombre de spires fortement couplées) (voir figure 1.11).

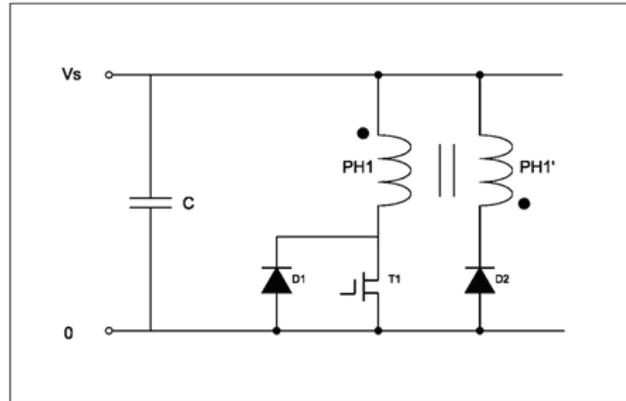


Fig 1.11 Structure à enroulements bifilaires

Cette solution présente, néanmoins, l'inconvénient de générer une tension double au niveau des interrupteurs, ce qui augmente les surtensions de commutation. De plus, elle engendre une augmentation des pertes Joule dans les sections des fils de bobinage.

Afin d'assurer une meilleure excitation des phases et une meilleure désexcitation, ainsi qu'un fonctionnement de la machine dans les quatre quadrants, une structure à demi-pont asymétrique a été adoptée (voir figure 1.12).

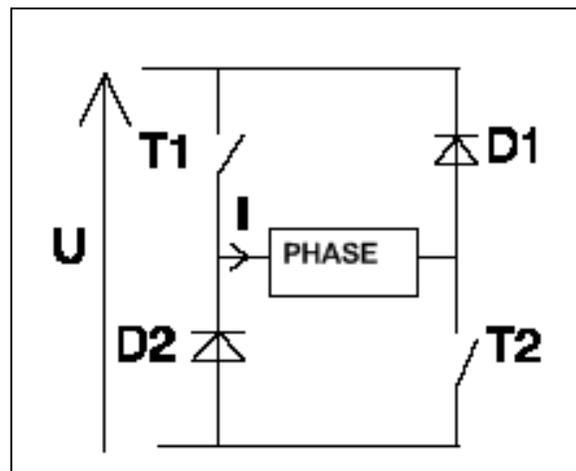


Fig1.12 Onduleur de base de la MRV (par phase)

Le bras élémentaire comprend deux transistors, dont le rôle dépend du type d'alimentation adopté, et deux diodes assurant la récupération de l'énergie.

1.4.2.2 Structure particulières

D'autres structures sont proposées dans la littérature [2,18], on distingue particulièrement la structure n+1 et la structure C-damp.

Pour une machine triphasée, la structure n+1 est conçue avec quatre transistors et quatre diodes de récupération : un transistor et une diode de récupération pour chaque phase, et un transistor et une diode de récupération communs pour les trois phases.

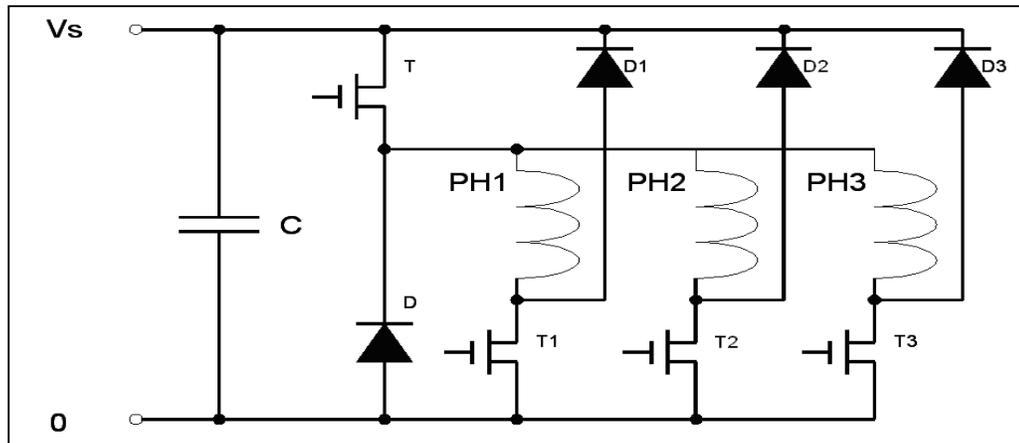


Fig1.13 structure du circuit n+1

Cette structure permet de réduire considérablement le problème de chevauchement, et chaque phase peut avoir un maximum de tension inverse pendant la période d'extinction. Néanmoins, le fait d'avoir un transistor en commun, rend son utilisation trois fois de plus que les transistors de commutations, et peut provoquer des courants importants lors des commutations. Ce qui réduit leur durée de vie

Pour palier à ce problème, le circuit "C-dump" est proposé, il est représenté sur la figure suivante :

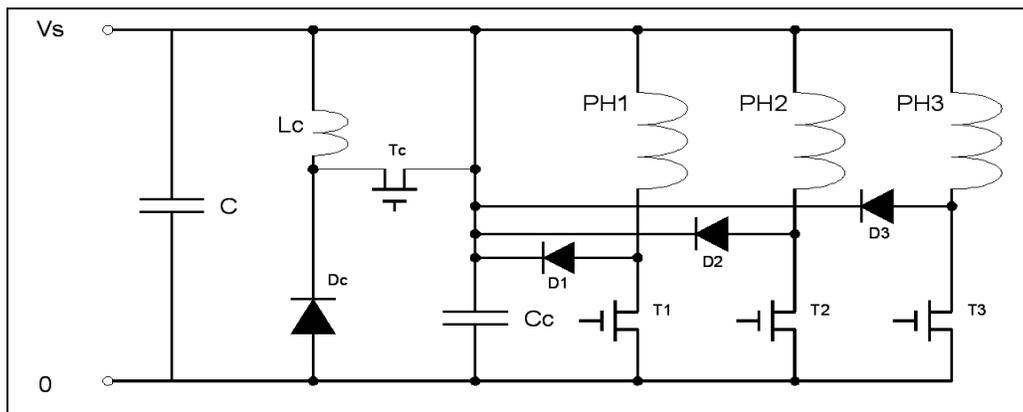


Fig1.14 structure C-dump

Il comprend trois transistors de commutation de phase, trois diodes de roue libre, et un circuit commun basé sur un transistor Tc, une inductance Lc une diode de récupération et un condensateur C. ce circuit joue le rôle d'un circuit séparateur, avec récupération d'énergie.

1.4.3 Types d'alimentations

La structure en demi-pont asymétrique permet d'envisager trois modes d'alimentation

- alimentation tension ou pleine onde
- alimentation par hacheur tension (PWM)
- alimentation par hacheur courant (Hystérésis)

1.4.3.1 Alimentation Pleine Onde

Les transistors T1 et T2 sont fermés en même temps lors de l'excitation de la phase et ouverts en même temps lors de la désexcitation. Les diodes D1 et D2 de récupération interviennent aussi en même temps lors de la désexcitation de la phase. La phase est excitée lorsque son inductance est minimale qui correspond à la position θ_{on} , et désexcitée lorsque l'inductance est maximale. Pratiquement cette position est décalée d'un certain angle pour assurer l'annulation complète du courant lors de la désexcitation, cet angle correspond à la position θ_{off} .

En considérant la forme idéale de l'inductance (perméabilité infinie, et les chutes de tension négligeable), nous représentons les allures de l'inductance, la tension d'alimentation, le flux, et le courant qui circule dans la phase en fonction de la position (voir figure 1.15).

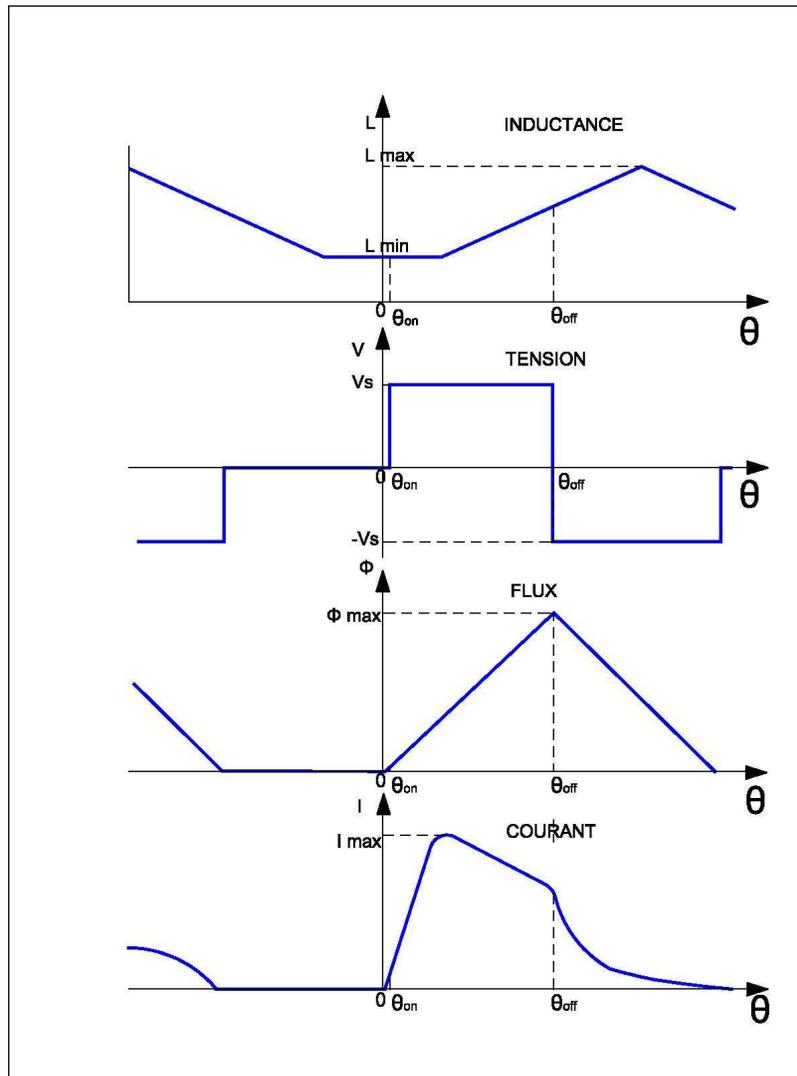


Fig.1.15 Alimentation Pleine Onde.

Ce type d'alimentation est utilisé pour les grandes vitesses de fonctionnement.

1.3.2.2 Alimentation hacheur tension PWM :

A faibles vitesses, l'alimentation hacheur est nécessaire pour contrôler le courant. Il existe deux techniques de hachage tension par PWM : la technique de hachage sans récupération (soft chopping), et la technique de hachage avec récupération (hard chopping).

- **Hachage sans récupération (Soft chopping) :**

Les transistors T1 et T2 de la figure (1-12), ont des rôles différents. Le transistor T1 est le transistor de hachage, et le transistor T2 est le transistor de commutation de phase.

Les courbes d'inductance, de tension PWM, du flux, et du courant de phase en fonction de la position (ou du temps) sont représentées sur la figure (1.16)

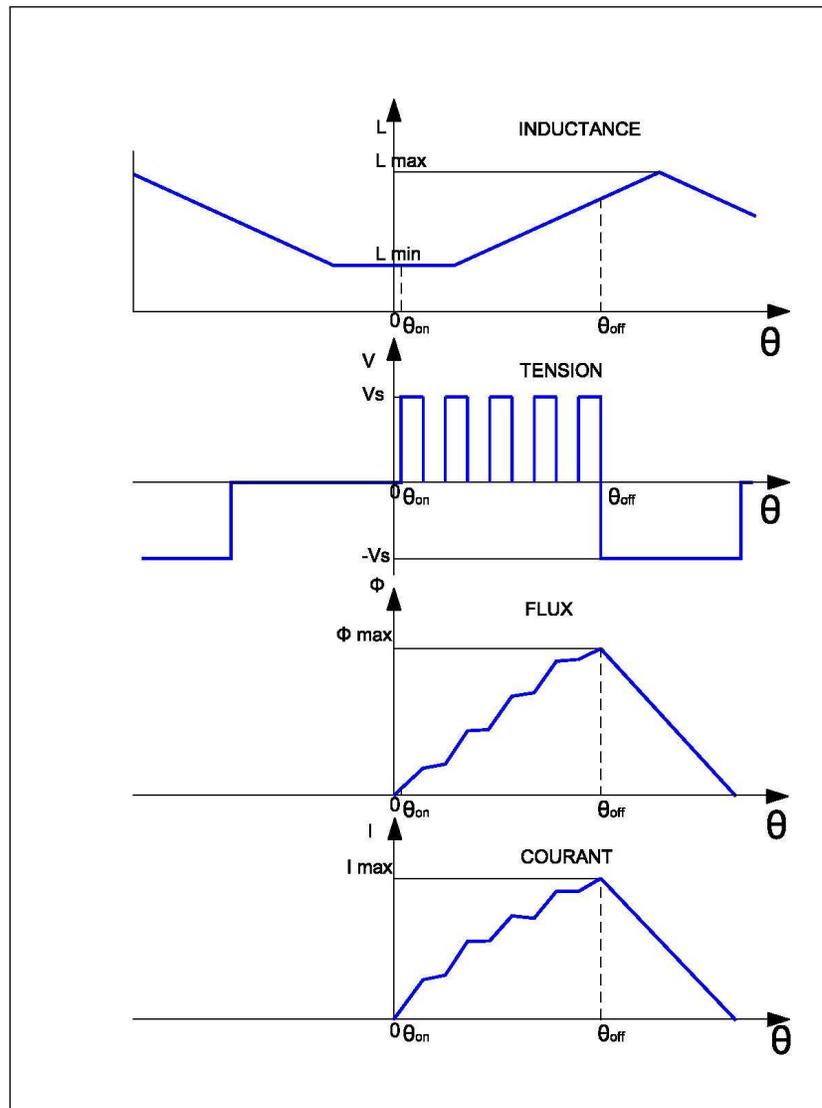


Fig.1.16 Alimentation hacheur tension PWM, soft Chopping

- **Hachage avec récupération (Hard chopping) :**

Les deux transistors T1 et T2 jouent le rôle de hachage et en même temps pour la commutation des phases. Les courbes d'inductance, de tension PWM, du flux, et du courant sont représentées sur la figure (1.17).

Cette technique est plus intéressante que la précédente car l'énergie est récupérée dans toutes les commutations. Néanmoins, cette technique provoque des pertes de commutations plus importantes, et conduit à des taux d'ondulations de couple plus élevé que la technique précédente.

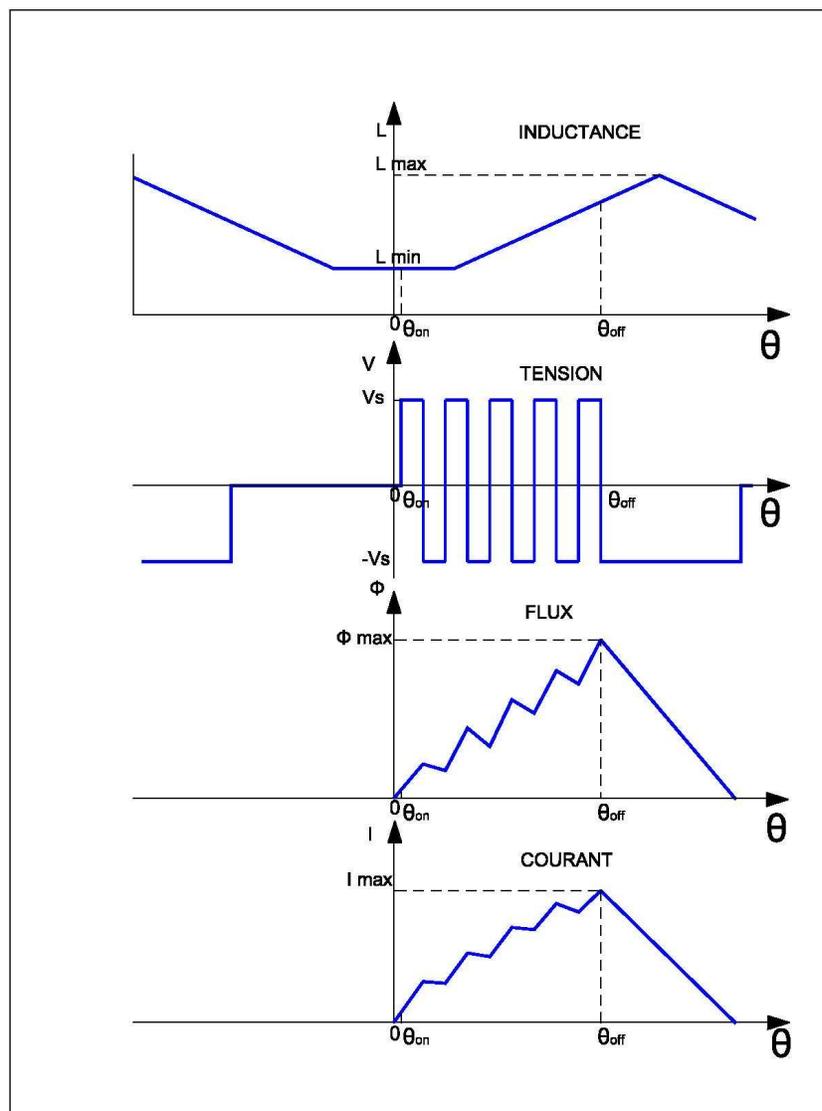


Fig.1.17 Alimentation hacheur PWM, hard Chopping.

1.3.2.3 Alimentation Hacheur courant (Hystérésis) :

Une référence de courant est choisie. Les transistors T1 et T2 sont commutés selon que le courant de phase est plus grand ou plus petit que le courant de référence avec une incertitude Δi appelée bande d'hystérésis. Dans ce cas, La fréquence de hachage n'est pas contrôlable.

Les courbes d'inductance, de tension d'alimentation, de flux, et du courant de phase en fonction de la position sont représentées sur la figure 1.18. Pour la technique de hachage avec récupération

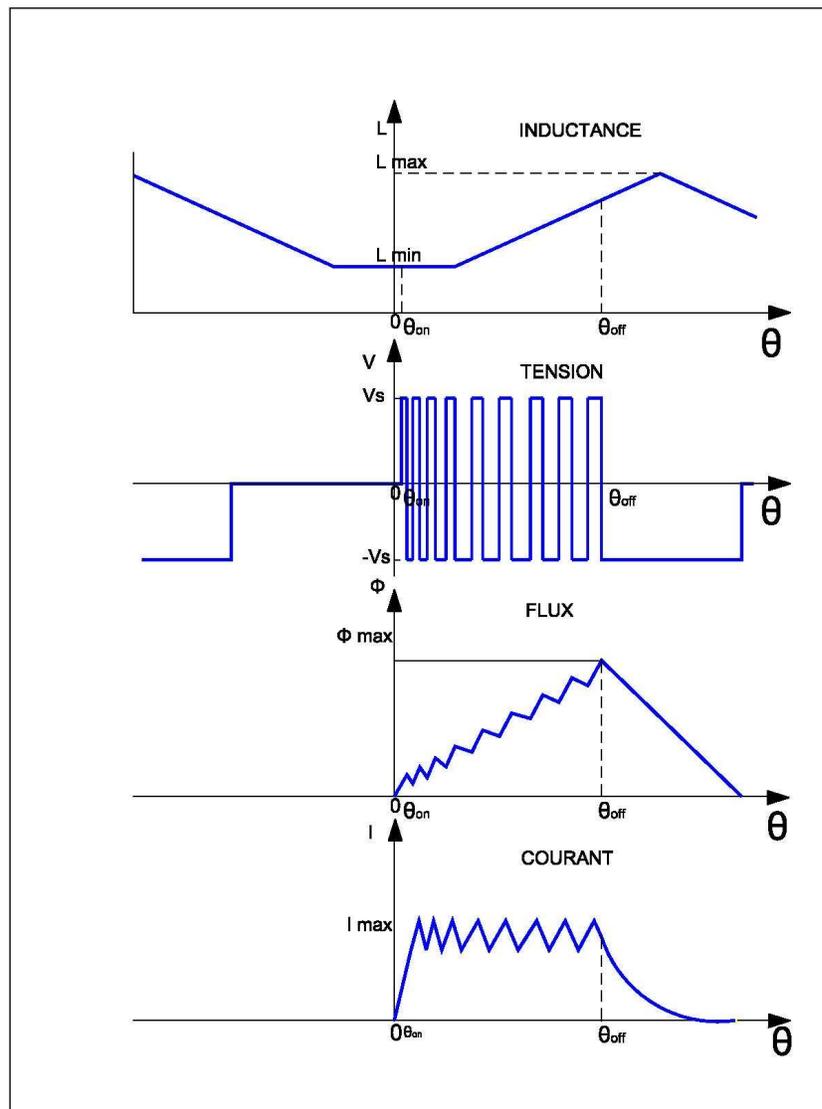


Fig.1.18 Alimentation hacheur courant "Technique hystérésis"

1.4 Commande de la MRV à double denture

La commande des MRV à double denture est en général différente de celle des machines classiques, à cause des formes de courants non sinusoïdaux qu'elles nécessitent. De plus, leur caractère fortement non linéaire rend l'application des techniques de commande classiques telles que la commande à flux orienté non appropriée. En effet, la commande de cette machine nécessite en général la connaissance précise des caractéristiques électromagnétiques de la machine qui sont généralement prédéterminées expérimentalement ou par éléments finis. Des techniques de commande évoluées tenant compte du caractère fortement non linéaire de cette machine peuvent être utilisées telles que : la technique en mode glissant [37], la technique de logique floue [20,37], ainsi que les techniques utilisant des méthodes heuristiques (réseaux de neurones ou génétiques) [20,36],

La commande est en général réalisée numériquement en utilisant des cartes de développement à base des micro contrôleurs ou de "DSP".

Le schéma classique de commande d'une MRV à double denture est donné sur la figure suivante :

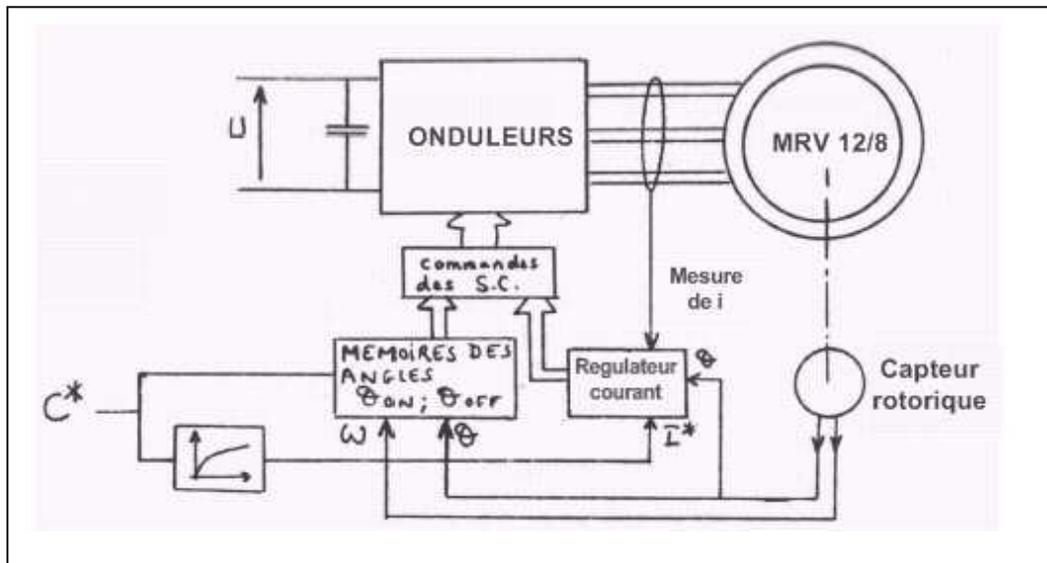


Fig1.19 Schéma bloc de commande d'une MRV

Cette commande nécessite la mesure de la position qui est réalisée par un capteur de position, la mesure de courant pour la régulation de courant, et la connaissance des caractéristiques magnétiques de la machine qu'il faut déterminer expérimentalement ou par EF.

La commande est effectuée en contrôlant les angles d'excitation et de désexcitation des phases définies à partir de la caractéristique d'inductance de phase (voir figures [1.15, 1.16, 1.17, 1.18]). Ces angles sont en général prédéterminés par simulation.

Un programme de commande est élaboré et implémenté sur une carte de développement (micro contrôleur ou DSP)

L'encombrement des capteurs de position et le développement des cartes de commande permettant des calculs de plus en plus complexe et de plus en plus rapide conduisent au remplacement du capteur de position par des estimateurs. Cette méthode de commande est couramment appelée commande "sans capteur" ou "Sensorless". Plusieurs techniques "sans capteurs" sont utilisées dans les cas des ces machines, telles que : la technique par estimation de flux, et la technique par observateur.

Conclusion :

Les machines à reluctance variables sont probablement les machines les plus simples et les plus économiques à construire. Elles présentent, néanmoins des spécificités par rapport aux machines classiques telles que les fortes non linéarités introduites par la double saillance et la saturation. Ce qui a conduit à des alimentations et des techniques de commande spécifiques. En effet, ces machines sont généralement alimentées par des convertisseurs à demi-pont asymétrique permettant l'alimentation dans les quatre quadrants et assurant la possibilité d'alimentation en pleine onde pour les grandes vitesses de fonctionnement, et l'alimentation courant pour les faibles vitesses.

Quant à la commande, des techniques de commande évoluées tenant compte des fortes non linéarités introduites par ces machines sont souvent nécessaires. La commande est ainsi réalisé numériquement en utilisant des cartes de développement à base de micro contrôleurs ou de DSP, et nécessite en général la connaissance des caractéristiques magnétiques de la machine qui peuvent être déterminées expérimentalement ou par EF.



Chapitre2

Détermination des caractéristiques
magnétiques de la MRV 12/8 par la méthode
des éléments finis (M.E.F).

Introduction

La MRV à doubles dentures présente un caractère fortement non linéaire du à la double denture et à la saturation en fonctionnement normal. La connaissance précise des caractéristiques magnétiques de la MRV est, alors, souvent nécessaire pour la modélisation globale d'un system de commande ou de la commande en temps réel.

De ce fait, ce chapitre est consacré à la détermination des caractéristiques magnétiques en fonction de la position et du courant. Ces caractéristiques peuvent être déterminées expérimentalement à partir d'un banc d'essai, ou calculées numériquement par éléments finis [8, 9].

Dans ce chapitre, nous nous proposons de calculer les caractéristiques d'inductances de la machine et le couple statique en fonction de la position pour plusieurs valeurs de courants de la MRV triphasée 12/8, présentée au chapitre précédent, en utilisant la méthode des éléments finis.

Un modèle magnétostatique est alors établis à partir des équations de maxwell, résolu à l'aide d'un logiciel de calcul basé sur la méthode des éléments finis ("MAXWELL").

2.1 Modélisation de la MRV 12/8

2.1.1 Structure de la MRV 12/8

La structure de la MRV 12/8 à étudier est représentée sur la fig.2.1. Elle comprend douze dents au stator et huit dents au rotor. Elle est constituée de trois phases dont chacune comporte quatre enroulements répartis sur les pôles du stator. Ses caractéristiques sont données en annexe (1).

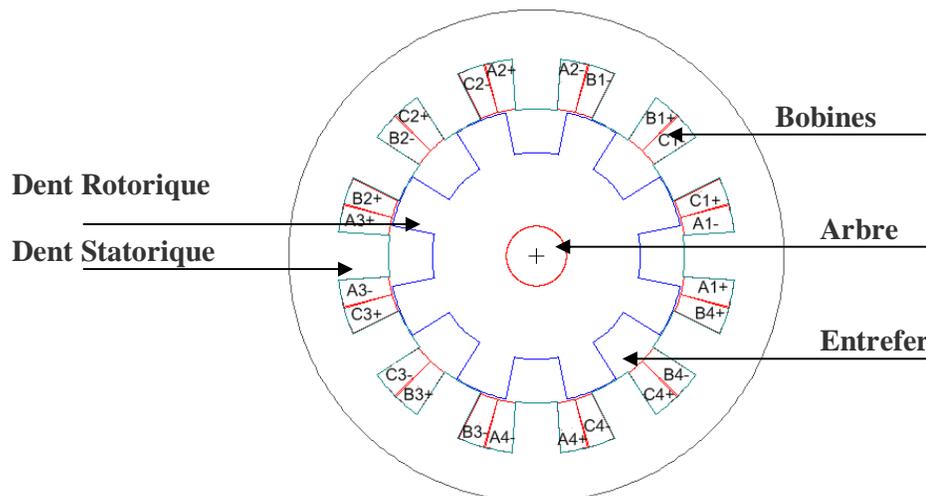


Fig. 2.1 : Structure de la MRV 12/8

2.2.2 Modélisation magnétostatique :

Le modèle est défini à partir des équations de Maxwell définies par les relations suivantes :

$$\text{rot}\vec{H} = \vec{J} \dots\dots\dots(2.1)$$

$$\text{div}\vec{B} = 0 \Rightarrow \vec{B} = \text{rot}\vec{A} \dots\dots\dots(2.2)$$

$$\vec{H} = v(\vec{R})\vec{R} \dots\dots\dots(2.3)$$

L'association de ces trois équations nous conduit à une seule équation appelée équation de Poisson donnée par :

$$\frac{\partial}{\partial x}\left(v\frac{\partial\Lambda}{\partial x}\right) + \frac{\partial}{\partial y}\left(v\frac{\partial\Lambda}{\partial y}\right) + \frac{\partial}{\partial z}\left(v\frac{\partial\Lambda}{\partial z}\right) = -J \dots\dots\dots(2.4)$$

J : densité de courant en : A/m²

v : Réluctance magnétique en : m/H

La résolution de l'équation (2.4) nous permettra de déterminer le potentiel vecteur dans tout le domaine de la machine. Certaines hypothèses sont souvent considérées afin de faciliter la résolution.

Ces hypothèses sont :

- Les sources de champ sont invariables dans le temps.
- Les courants de Foucault sont négligeable (tôles feuillètes du stator et du rotor).
- Pertes par hystérésis négligeable.
- Effet d'extrémité négligeable (on considère la longueur de la machine très grande devant son diamètre).

La dernière hypothèse nous permet de ramener le problème à résoudre à un problème bidimensionnel.

L'équation de poisson à résoudre est réduite à l'équation suivante :

$$\frac{\partial}{\partial x}\left(v\frac{\partial\Lambda}{\partial x}\right) + \frac{\partial}{\partial y}\left(v\frac{\partial\Lambda}{\partial y}\right) = -J \dots\dots\dots (2.5)$$

Le domaine de résolution se ramène au domaine présenté sur la figure 2.2

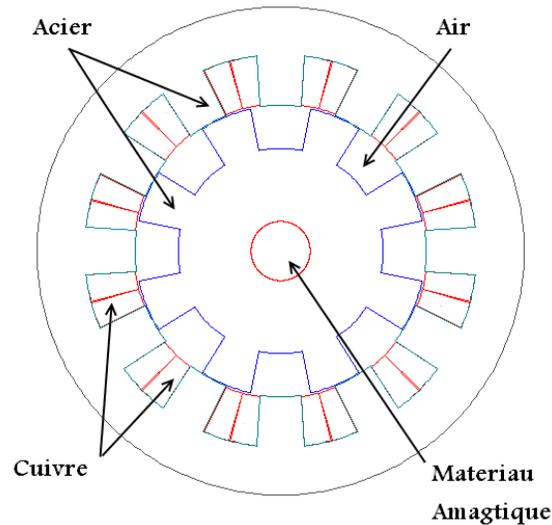


Fig2.2. Domaine de résolution de la MRV 12/8

La résolution nécessite la définition des conditions aux limites, qui sont réduites dans ce cas, à la condition de Dirichlet $A=0$ imposée au contour extérieur de la machine

2.3. Résolution du problème par "Maxwell 2D"

La résolution de ce type de problème est en général réalisée par la méthode des Eléments Finis très indiquée dans le cas de ce type de problèmes fortement non linéaires. Le logiciel "Maxwell 2D" est utilisé à cet effet. Il est basé sur la méthode des Eléments finis et il est conçu pour le calcul du champ magnétique et électrique pour les structures symétriques et de sections transversales uniformes.

2.3.1 Réalisation du maillage

Après avoir introduit la structure de la machine en donnant les dimensions réelles de la machine (cm), et spécifié la nature les différents matériaux définissant le domaine d'étude, un maillage est réalisé automatiquement par le logiciel, en spécifiant une certaine précision. Dans notre cas Le maillage est réalisé avec une précision de 1%, et le résultat est présenté sur la figure 2.3.

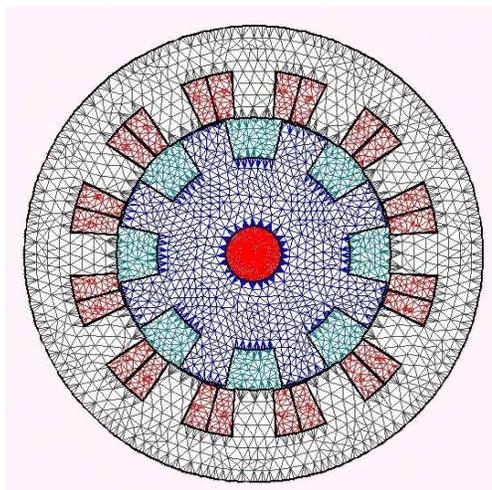


Fig2.3 : Maillage de la MRV 12/8

2.3.2 Résolution du problème

Après avoir défini les conditions aux limites ($A=0$ sur le contour extérieur de la machine) et injecté le courant dans les enroulements d'une des phases du moteur, la résolution est effectuée, et donne la valeur du potentiel vecteur en chaque nœud du maillage réalisé.

Les valeurs du potentiel vecteur obtenu, nous permettent de déterminer le flux magnétique, l'inductance et l'énergie magnétique.

En pratique le flux magnétique est donné directement par le logiciel.

2.4. Détermination des caractéristiques magnétiques de la machine

Les caractéristiques magnétiques de la MRV sont déterminées en fonction de la position, pour une période de 45 degrés mécaniques qui correspond à 360 degrés électriques, avec un angle de pas de 1 deg, et ce, pour plusieurs valeurs de courants.

2.4.1 Caractéristiques d'inductance $L(\theta, i)$

Les valeurs d'inductances des phases sont calculées à partir des valeurs de flux données par le logiciel en utilisant la relation :

$$L = \Phi / i \dots \dots \dots (2.6)$$

Les variations de cette inductance en fonction de la position pour différentes valeurs de courant sont représentées sur la figure 2.4.

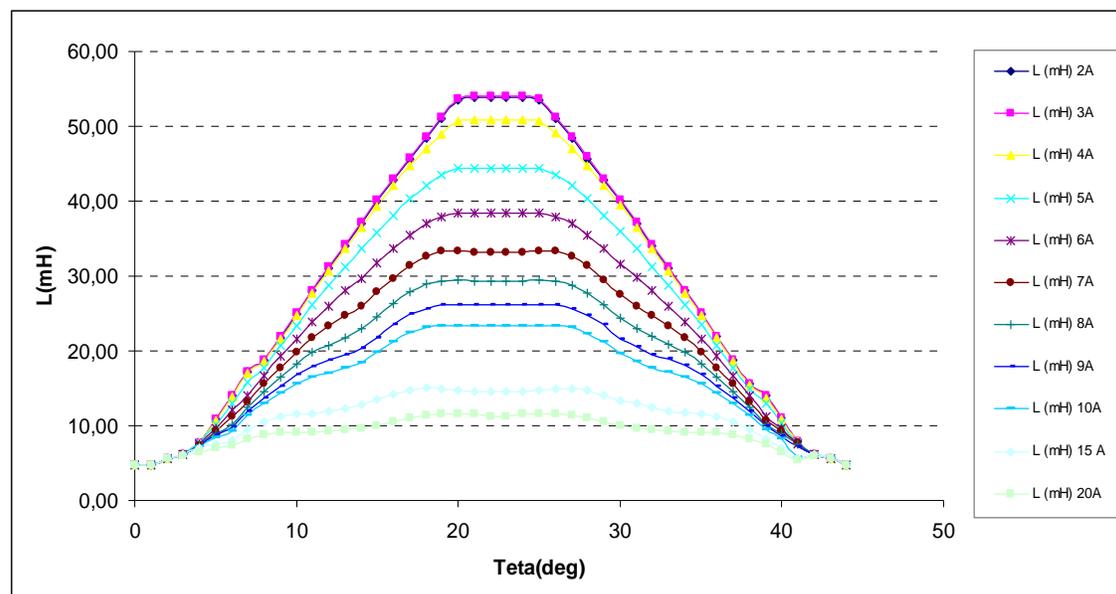


Fig2.4 : Caractéristiques d'inductance $L(\theta, i)$

L'analyse des caractéristiques obtenus nous conduit à confirmer la non linéarité de la variation de l'inductance en fonction de la position et du courant. De plus, nous constatons que ces caractéristiques présentent une partie croissante ($\frac{dL}{d\theta} > 0$) qui correspond à un fonctionnement moteur, et une partie décroissante ($\frac{dL}{d\theta} < 0$) qui correspond au fonctionnement génératrice ou frein.

2.4.2 Caractéristiques de couple statique C (θ, i)

Le couple statique est déterminé par la méthode des travaux virtuels en utilisant la variation d'énergie magnétique, et il est calculé à partir de la relation

$$C_B = \left. \frac{\Delta W(\theta, i)}{\Delta \theta} \right|_{i=const} \dots\dots\dots(2.7)$$

Où $W(\theta, i)$ est la Co énergie magnétique du système, donnée par le logiciel pour chaque position du rotor, et pour différentes valeurs de courant.

Les caractéristiques de couple statique sont représentées sur la figure2.5.

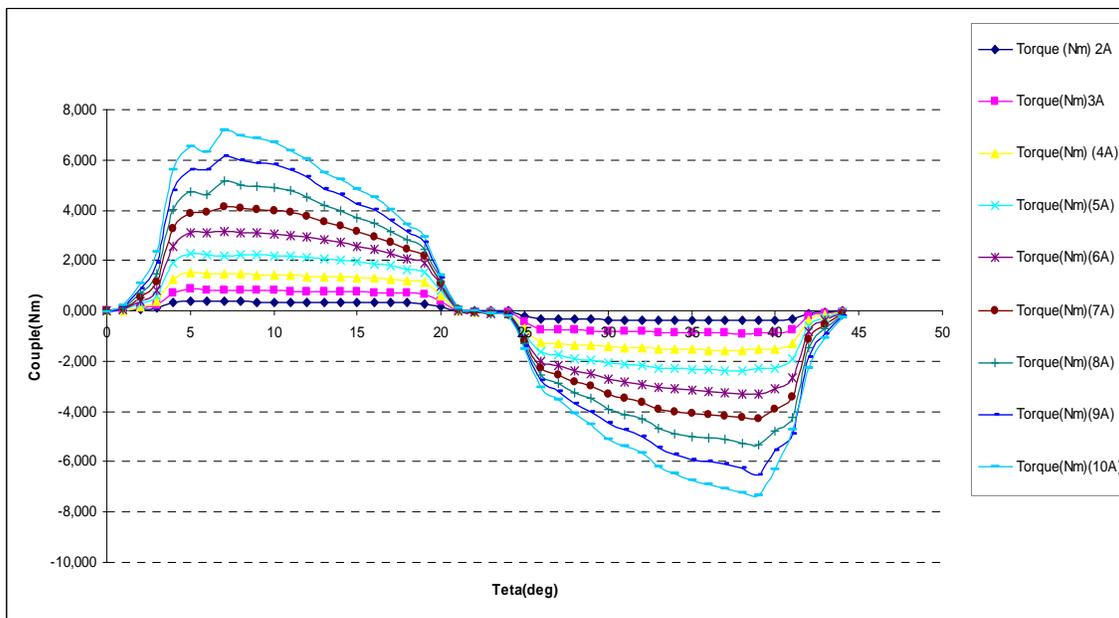


Fig. 2.5 : Caractéristiques de couple statique C (θ, i)

De même que pour les caractéristiques d'inductance, les caractéristiques de couple C (θ, i) présentent une non linéarité en fonction de la position et du courant. De plus, ces caractéristiques présentent, elles

aussi, une partie positive correspondant au fonctionnement moteur et une partie négative correspondant au fonctionnement générateur.

Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons déterminé les caractéristiques d'inductances $L(\theta, i)$ et de couple statique $C(\theta, i)$ de la MRV triphasée 12/8. Un modèle magnétostatique utilisant les équations de Maxwell a été établi, et résolu par la méthode des éléments finis.

Les deux caractéristiques déterminées ont confirmé le caractère fortement non linéaire des variations d'inductance et de couple en fonction de la position et du courant.

Ce qui confirme la nécessité de déterminer ces caractéristiques, qui seront insérées dans les modèles complets de la commande de la MRV présentés aux chapitres suivants.



Chapitre3

Modélisation Linéaire Par Matlab Simulink

Du Système De Commande De La MRV

Introduction:

La modélisation de la MRV est souvent fastidieuse à cause du caractère fortement linéaire dû à la saturation et à la double denture. Cependant un modèle simplifié ne tenant pas compte de la saturation pourrait s'avérer intéressant pour une pré-évaluation des performances de la machine. En effet plusieurs travaux ont été réalisés dans ce sens [2, 8, 19, 36].

A cet effet, dans ce chapitre, nous proposons un modèle de la machine utilisant le modèle linéaire de l'inductance, dans lequel nous négligeons la saturation et nous approximations les variations d'inductances en fonction de la position à une variation linéaire. La caractéristique d'inductance en fonction de la position est choisie parmi les caractéristiques d'inductances calculées par éléments finis, et obtenues au chapitre 2. La caractéristique retenue est celle obtenue pour un courant $I = 2A$, car elle correspond à un fonctionnement non saturé.

La modélisation est réalisée sous un environnement Matlab-Simulink. Un modèle global du système de commande est, ainsi, réalisé sous forme de blocs, ou chaque bloc permet la simulation d'une certaine fonction du système. La simulation du comportement dynamique du système est, alors, effectuée, pour les deux stratégies d'alimentations: Pleine onde et alimentation tension régulée en courant par la technique d'hystérésis.

Par ailleurs, une analyse de l'influence de la tension d'alimentation et des angles de commande sur les performances du couple de la machine, pour les deux stratégies d'alimentation est effectuée, dans le but d'une optimisation de la commande.

3.1 Présentation du Système de Commande

Le système de commande de la MRV est présenté sous forme de schéma synoptique suivant :

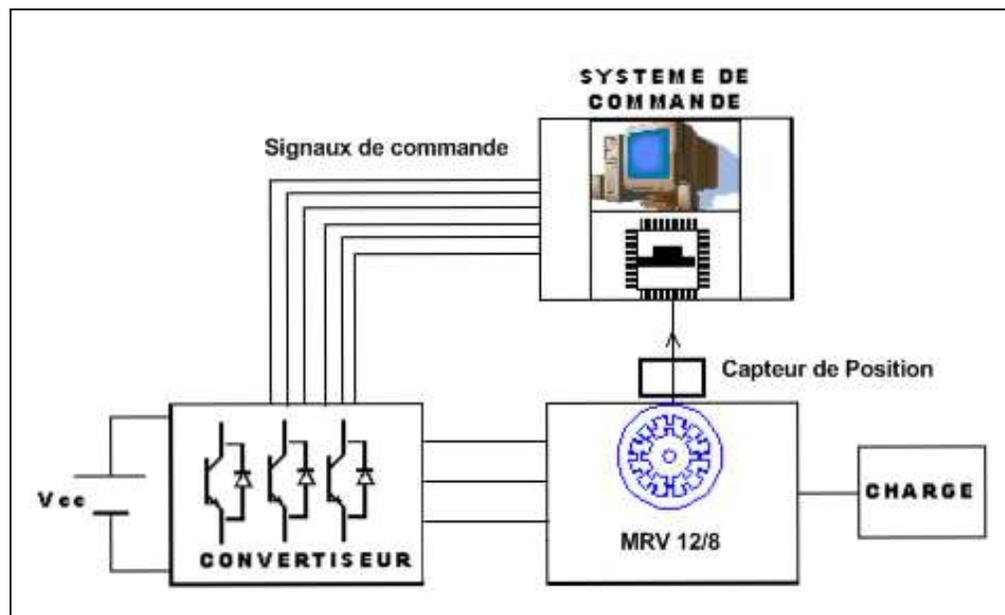


Fig 3.1 Système de commande de la MRV 12/8

Il est constituée principalement d'une partie commande et d'une partie puissance (convertisseur).

3.1.1 Système de commande

La commande de la MRV est réalisée, en général, numériquement à base d'un micro contrôleur ou de DSP. Les signaux de commandes générés, permettent de commander les transistors constituant le circuit de puissance. La génération de ces signaux dépend de la stratégie d'alimentation et des angles de commande, ainsi que du signal du capteur de position. Un programme de commande élaboré en langage machine ou langage évolué permettra de piloter la machine, et de gérer efficacement la transmission et l'acquisition des différents signaux.

3.1.2 Convertisseur

Dans notre cas, un convertisseur à demi pont asymétrique à trois bras est choisi (voir figure 1.12). Dans le modèle établi, les transistors utilisés seront supposés parfaits, et les diodes de récupération, de résistances nulles.

3.2 MODÉLISATION de la MRV 12/8

La machine choisie est la MRV 12/8 considérée dans le chapitre 2. Ces paramètres géométriques et électriques sont donnés en annexe 1. Dans ce cas, on précisera uniquement, que les largeurs des dents rotoriques et statoriques sont respectivement égales à 21deg, et 16deg.

3.2.1 Equations de la machine

3.2.1.1 Equations électriques:

En supposant que les phases du moteur sont indépendantes, due au faible couplage entre les phases, La tension aux bornes de chaque phase du moteur peut être exprimée par :

$$V = r \cdot i + \frac{d\phi}{dt} \dots\dots\dots(3.1)$$

Où ϕ , représente le flux produit par le bobinage de chaque phase, et r la résistance du bobinage.

Vu la non linéarité du flux ϕ en fonction de la position et du courant, celui-ci peut être exprimé par:

$$\phi = \phi(\theta, i) \dots\dots\dots(3.2)$$

Dont la dérivé par rapport au temps est donnée par:

$$\frac{d\phi}{dt} = \frac{d\phi}{di} \cdot \frac{di}{dt} + \frac{d\phi}{d\theta} \cdot \frac{d\theta}{dt} \dots\dots\dots(3.3)$$

Et en régime permanent, avec $\frac{d\theta}{dt} = \omega = cte$, la relation (16) devient :

$$\frac{d\phi}{dt} = \frac{d\phi}{di} \cdot \frac{di}{dt} + \frac{d\phi}{d\theta} \cdot \omega \dots\dots\dots(17)$$

En exprimant le flux en fonction de l'inductance tel que:

$$\phi = \phi(\theta, i) = L(\theta, i) \cdot i$$

L'équation de tension peut alors être ré-exprimée par:

$$V = r \cdot i + L(\theta, i) \frac{di}{dt} + i \left(\frac{dL}{d\theta} \cdot \frac{d\theta}{dt} + \frac{dL}{di} \cdot \frac{di}{dt} \right) \dots\dots\dots(3.4)$$

Ou encore:

$$V = r \cdot i + (L(\theta, i) + i \cdot \frac{\partial L}{\partial i}) \cdot \frac{di}{dt} + e \dots\dots\dots(3.5)$$

Ou $e = \frac{\partial L}{\partial \theta} \cdot \frac{d\theta}{dt} \cdot i$ représente la f.c.é.m.de la machine.

Et le couple peut être exprimé à partir de la co énergie par la relation:

$$C = \left(\frac{\partial W'}{\partial \theta} \right)_{i=cte} \dots\dots\dots(3.6)$$

Avec W': la coénergie magnétique du système

3.1.2.2 Equation mécanique

L'équation différentielle régissant le mouvement du moteur peut être exprimée par:

$$J \frac{d\omega}{dt} = C - Cr - f\omega \dots\dots\dots(3.7)$$

Ou

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} \quad ; \text{ vitesse du moteur}$$

J: l'inertie du moteur et des parties tournantes qui lui sont associées.

Cr : Le couple résistant constant

f : Le coefficient de frottement visqueux du moteur

3.2.2 MODÈLE LINÉAIRE DE L'INDUCTANCE :

Dans ce cas, la saturation n'est pas prise en compte, et la forme de l'inductance déterminée par éléments finis pour un courant I=2A, est utilisée. Elle est approximée par la forme trapézoïdale donnée sur la figure suivante:

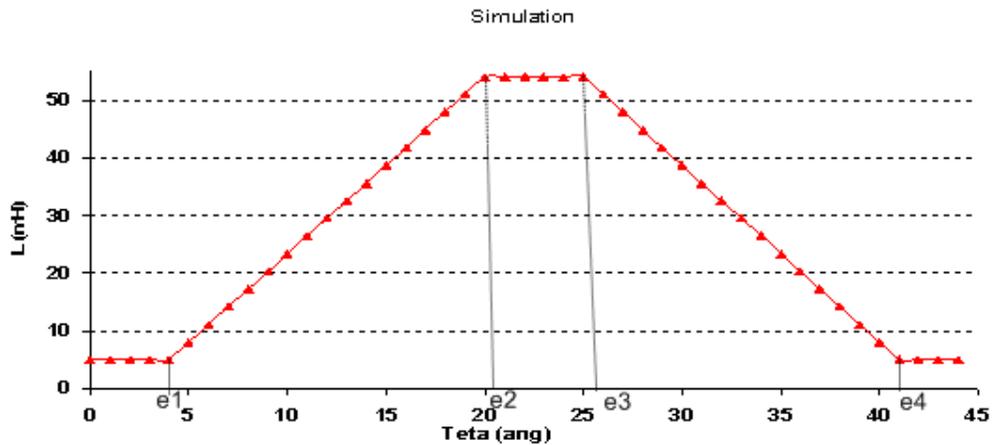


Fig.3.2: Caractéristiques de l'inductance, Modèle linéaire

Cette caractéristique est représentée dans le modèle par les équations suivantes:

$$L(\theta) = L_{\min} \dots\dots\dots \text{Pour } 0 < \theta < \theta_1 \text{ ou } \theta_4 < \theta < 45^\circ \dots(3.8)$$

$$L(\theta) = L_{\max} \dots\dots\dots \text{Pour } \theta_3 < \theta < \theta_4 \dots\dots\dots(3.9)$$

$$L(\theta) = (L_{\max} - L_{\min}) / (\theta_2 - \theta_1) + L_{\min} \dots \text{Pour } \theta_1 < \theta < \theta_2 \dots\dots\dots(3.10)$$

$$L(\theta) = ((L_{\min} - L_{\max}) / (\theta_4 - \theta_3))\theta + L_{\max} \text{ Pour } \theta_3 < \theta < \theta_4 \dots\dots\dots(3.11)$$

L_{\min} L_{\max} Sont respectivement les inductances minimales et maximales.

Pour considérer les trois phases de la machine, cette inductance est introduite trois fois dans le modèle, mais chaque inductance de phase sera décalée d'un angle δ donné par la relation :

$$\delta(\theta) = 2\pi \left(\frac{1}{N_r} - \frac{1}{N_s} \right) \dots\dots\dots(3.12)$$

Où N_s et N_r sont respectivement le nombre de dents statoriques et rotoriques

L'équation de tension de phase, en régime permanent, peut être alors exprimée par:

$$V = r.i + L(\theta) \frac{di}{dt} + i \cdot \frac{dL(\theta)}{d\theta} \cdot \omega \dots\dots\dots(3.13)$$

Et le couple est exprimé par l'équation:

$$C = \frac{1}{2} \cdot \frac{dL}{d\theta} i^2 \dots\dots\dots(3.14)$$

3.3 MODÉLISATION par MATLAB SIMULINK du système de commande de la MRV 12/8

La modélisation par Matlab-Simulink nous permet de subdiviser le système global en sous systèmes représentés sous forme de blocs. Chaque bloc sera simulé par une fonction matlab, et le Simulink assure l'interaction entre les blocs. Ce qui permet une grande flexibilité de programmation et une meilleure maîtrise de la simulation.

Un programme de simulation du comportement dynamique du système est élaboré. Les deux stratégies d'alimentation: pleine onde, et alimentation courant (hystérésis) sont considérées. La commande de la commutation de phase réalisée, en introduisant des angles de commande θ_{on} et θ_{off} correspondant respectivement aux angles d'excitation et désexcitations des phases de la machine, est aussi considérée dans ce programme.

Ce programme est réalisé en deux sous programmes principaux:

- 1- un programme d'initialisation écrit en fichier Matlab. File, ou est introduit l'ensemble des paramètres de commandes, ainsi que les variables de simulation.
- 2- un programme Simulink qui simule le fonctionnement du système global.

3.3.1 Modèle Simulink du système global

Le modèle simulink du système global est représenté sur la figure (3.3):

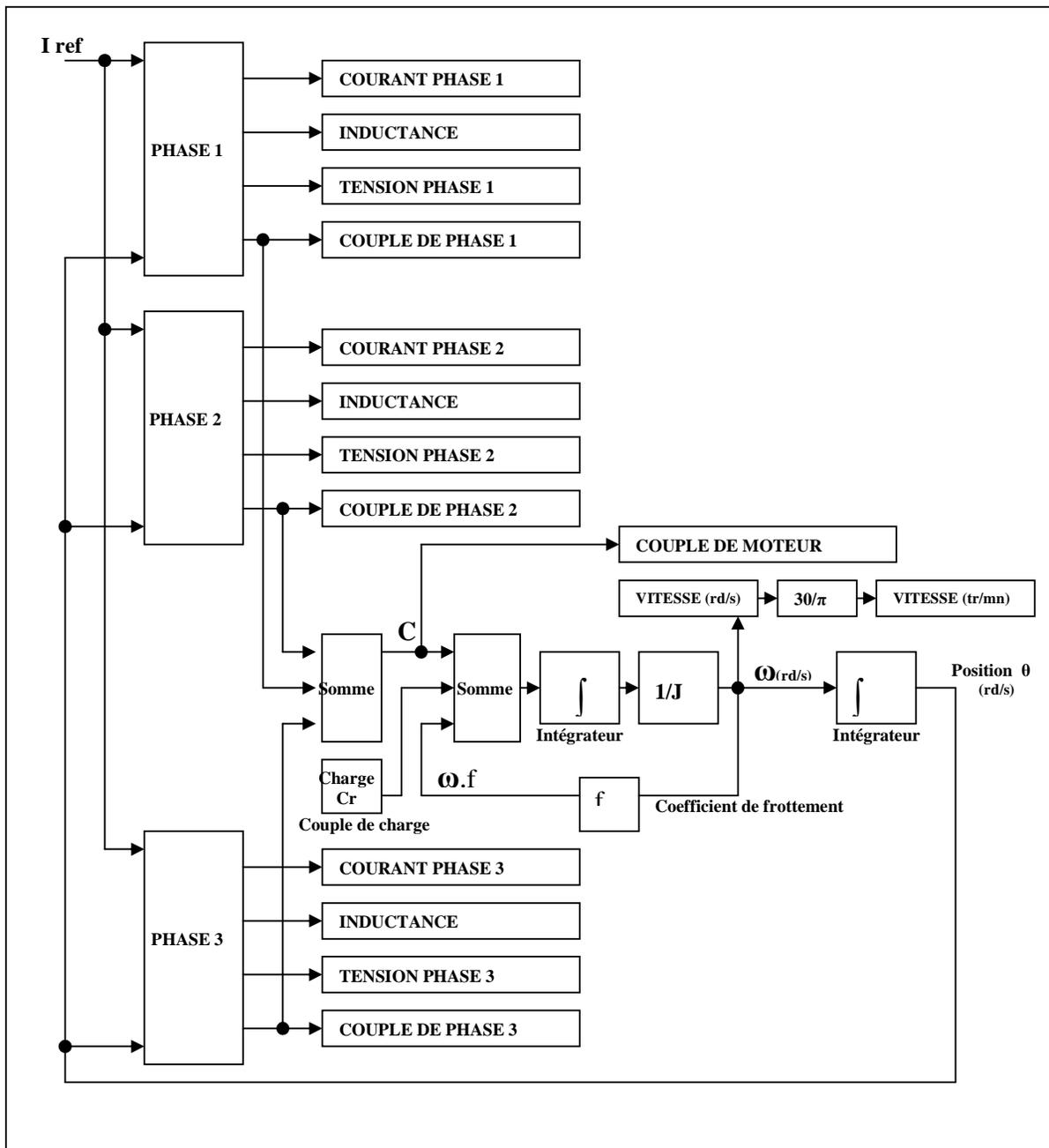


Fig.3.3 Schéma global de simulation du système, modèle linéaire

Ce schéma se compose essentiellement de:

- Trois blocs appelés **Phase1**, **Phase 2**, et **Phase3** qui permettent, à partir de la position, et d'un courant de référence de calculer le courant et l'inductance de phase.
- Un certain nombre de blocs permettant de considérer **l'équation mécanique**.
- Et **les blocs d'affichages** qui nous permettent de visualiser les différentes grandeurs qui nous intéressent telles que les courants de phases, le couple de la machine, ainsi que la vitesse.

3.3.2 MODÈLE SIMULINK D'UNE PHASE:

Chaque phase est représentée par le modèle donné par le schéma bloc de la figure (3.4):

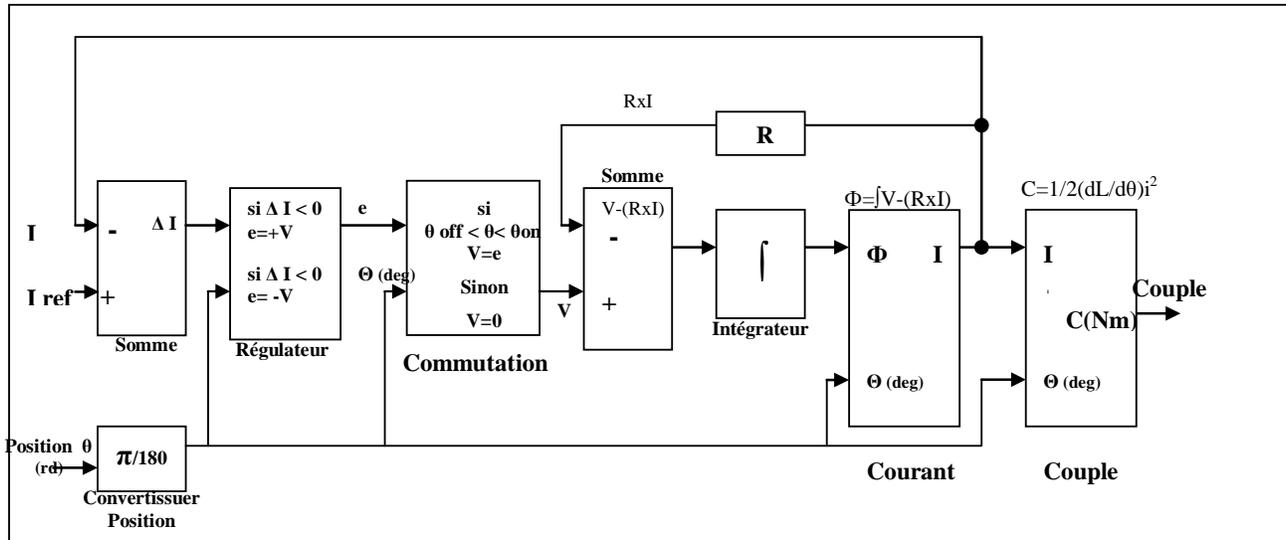


Fig. 3.4 Schéma de simulation d'une phase, modèle linéaire

Ce schéma est composé essentiellement de trois blocs:

- Bloc Commutation

Il permet de gérer les angles de commandes d'excitation et de désexcitation des phases, qui sont représentés par les angles de commande d'ouvertures θ_{on} , de fermeture θ_{off} des transistors de phases.

- Bloc Courant

Ce bloc assure le calcul du courant de phase à partir du flux, qui lui-même est calculée à partir d'une fonction intégrale tel que:

$$\frac{d\phi}{dt} = V - ri \Rightarrow \phi = \int V - ri \dots\dots\dots(3.15)$$

Un tel calcul est effectué, afin d'éviter le calcul de dérivée prévu dans les équations électriques de la machine présentées précédemment. Ce bloc permet aussi le calcul de l'inductance de phase en fonction de la position.

- Bloc Couple

Ce bloc permet de calculer la valeur du couple instantané à partir de la valeur du courant et de la position, et de la dérivée de l'inductance de phase qui est dans ce cas constante.

Par ailleurs, le bloc "Régulateur" représente la fonction de la régulation du courant par la technique d'Hystérésis, et le bloc "convertisseur Position" permet la conversion de l'angle position des radians en degrés.

3.4 Résultats de Simulation

3.4.1 Alimentation pleine onde

La commande du système pour une alimentation en pleine onde doit correspondre au fonctionnement à grande vitesse de la machine. Afin d'obtenir un fonctionnement analogue, la simulation du système est effectuée pour une faible charge.

Le courant de phase, le couple de la machine, ainsi que la vitesse sont déterminés et représentés sur les figures 3.5.

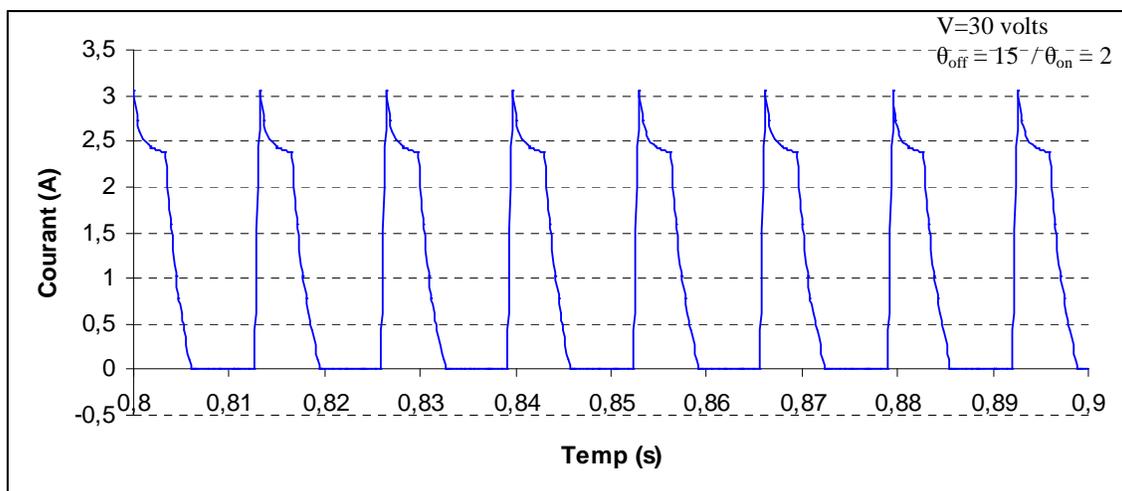


Fig.3.5.1 Courant de phase, Alimentation Pleine onde

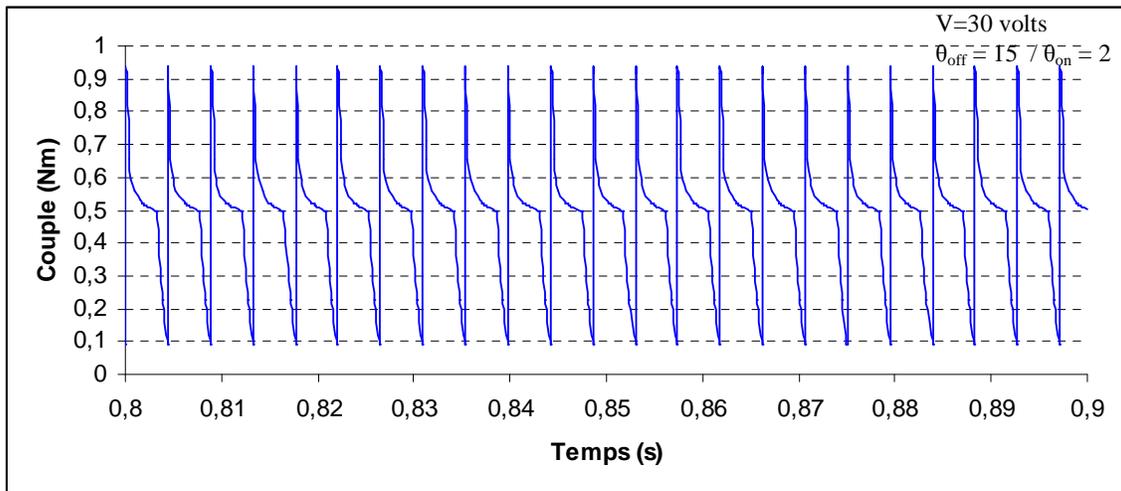


Fig.3.5.2 Couple de la machine, Alimentation Pleine onde

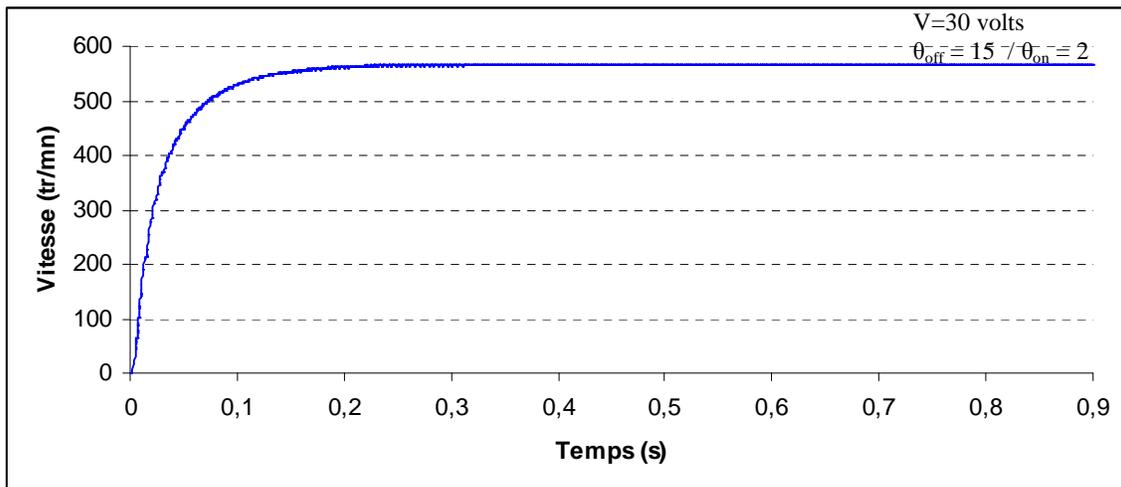


Fig.3.5.3 Vitesse de la machine, Alimentation Pleine onde

Ces résultats ont été comparés qualitativement aux résultats obtenus dans la référence [8], et sont avérés concordants.

Par ailleurs, nous confirmons les fortes ondulations du couple prévues dans ce type de machine.

De plus, la vitesse de la machine est aussi déterminée, et représentée sur la figure 3.5.3 afin de mettre en évidence le bon fonctionnement dynamique de la machine.

3.4.2 Alimentation Courant (Hystérésis)

Dans ce cas, nous effectuons une simulation du fonctionnement du système de commande, pour une alimentation tension régulée en courant par la technique d'Hystérésis. Ce fonctionnement doit correspondre au fonctionnement à faible vitesse. Pour cela une charge supplémentaire est rajoutée au système, et une régulation du courant de phase est prévue à 2A

Les résultats obtenus sont représentés sur les figures (3.6), qui correspondent respectivement au courant, couple de la machine, et la vitesse.

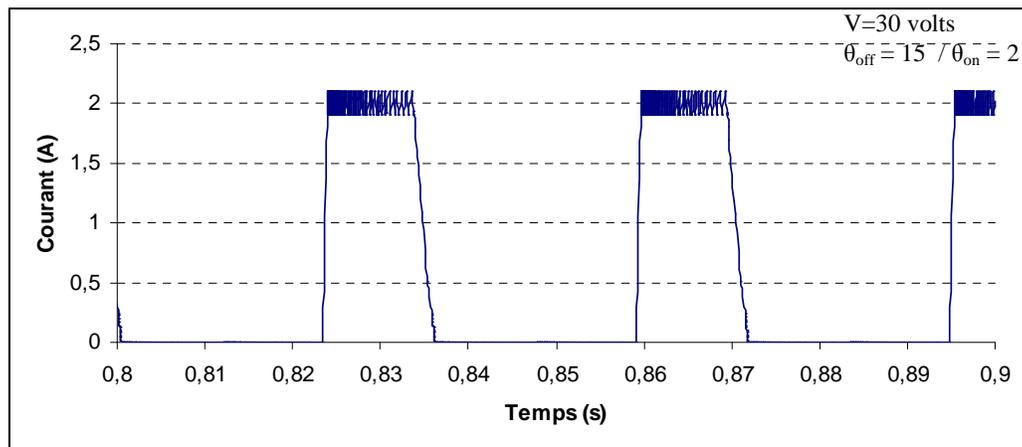


Fig.3.6.1 Courant de phase, Alimentation Courant (Hystérésis)

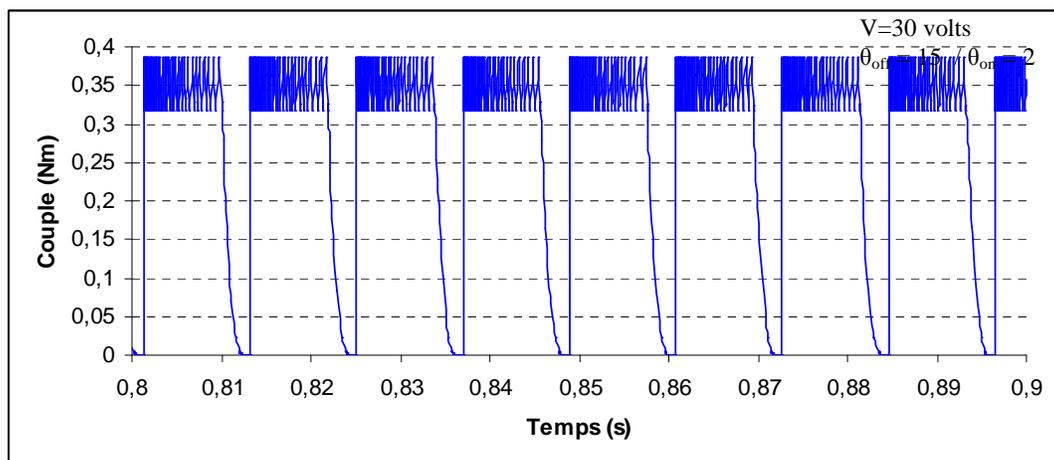


Fig.3.6.2 Couple de la machine, Alimentation Courant (Hystérésis)

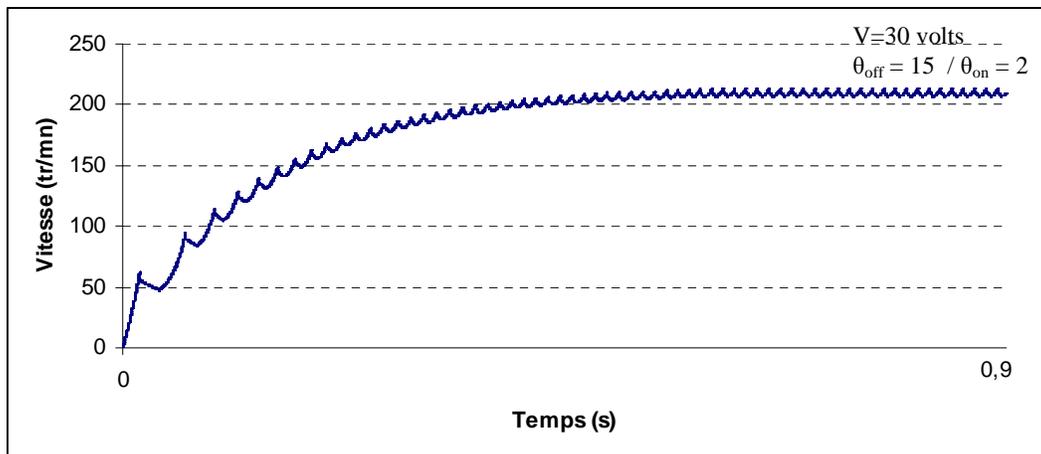


Fig.3.6.3 Vitesse de la machine. Alimentation Courant (Hystérésis)

L'analyse de ces résultats nous permet de confirmer la régulation du courant autour de 2A (fig. 3.6.1), et de montrer l'intérêt de cette régulation pour maintenir le couple de la machine plus ou moins constant (fig. 3.6.2).

Par ailleurs, nous constatons que la vitesse maximale obtenue dans ce cas est plus faible que celle de la pleine onde à cause de l'augmentation de la charge. De plus, nous constatons une apparition des fluctuations de la vitesse due à la régulation du courant.

3.5 Influence de la tension d'alimentation sur les caractéristiques dynamique de la machine

Pour mettre en évidence l'influence de la tension d'alimentation sur les caractéristiques dynamiques de la machine, nous effectuons la simulation du système pour plusieurs valeurs de tension ($V= 14, 20, 30$ volt), et ce pour les deux stratégies d'alimentations

3.5.1 Alimentation en pleine onde

Les résultats obtenus pour l'alimentation tension sont représentés sur les figures 3.7

Courant de phase

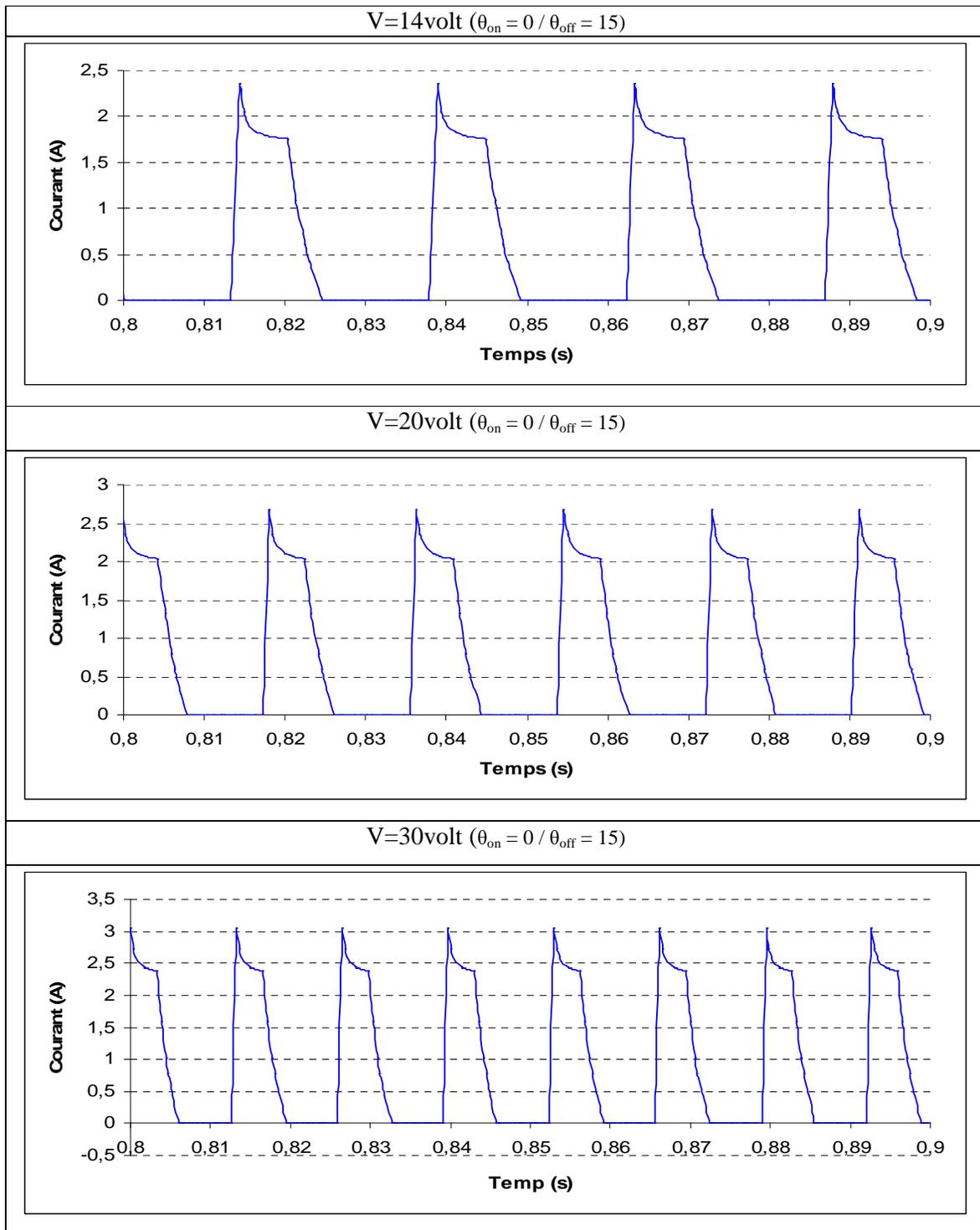


Fig.3.7.1 Effet de la tension d'alimentation sur le courant de phase, Alimentation Pleine onde

Couple de la machine:

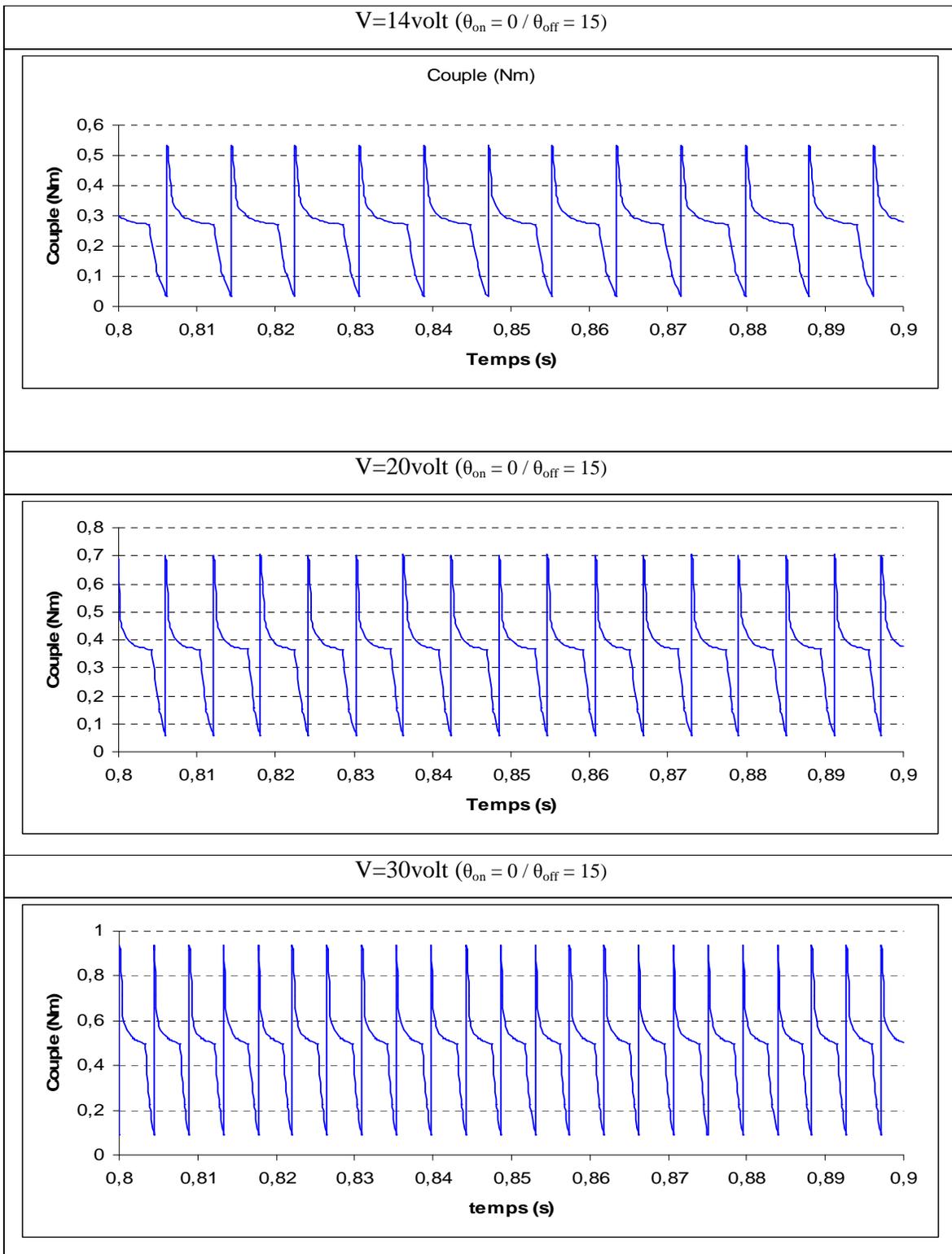
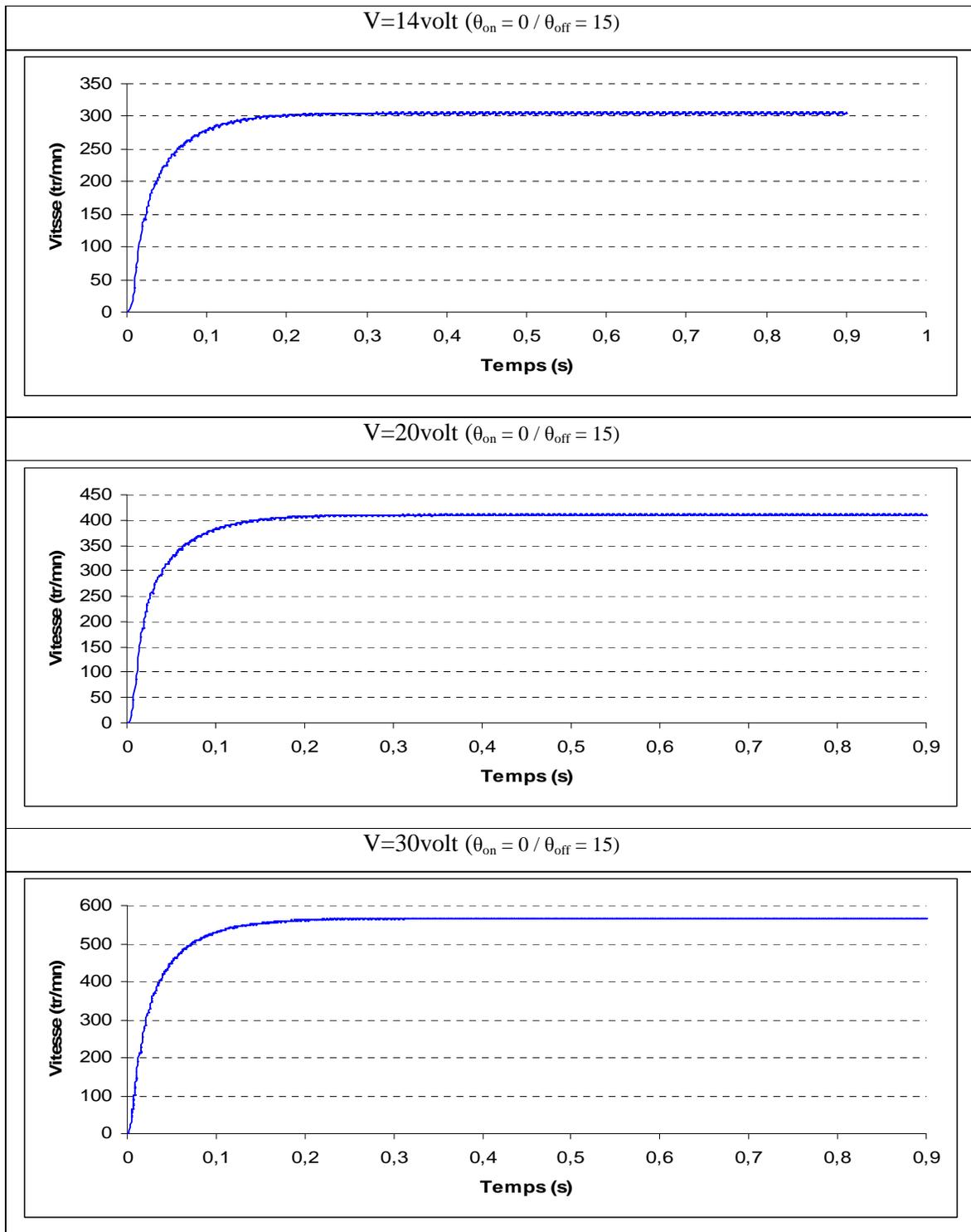


Fig.3.7.2 Effet de la tension d'alimentation sur le couple de la machine, Alimentation Pleine onde

Vitesse de la machine



**Fig.3.7.3 Effet de la tension d'alimentation sur la vitesse,
Alimentation Pleine onde**

L'analyse des résultats montre que le courant maximal, le couple moyen de la machine, et la vitesse en régime permanent, augmentent avec la tension d'alimentation. Ce résultat est prévisible, mais il nous permet de confirmer le bon fonctionnement de notre simulation.

3.5.2 Alimentation Courant (Hystérésis)

Les résultats obtenus pour l'alimentation courant sont représentés sur les figures 3.8

Courant de phase

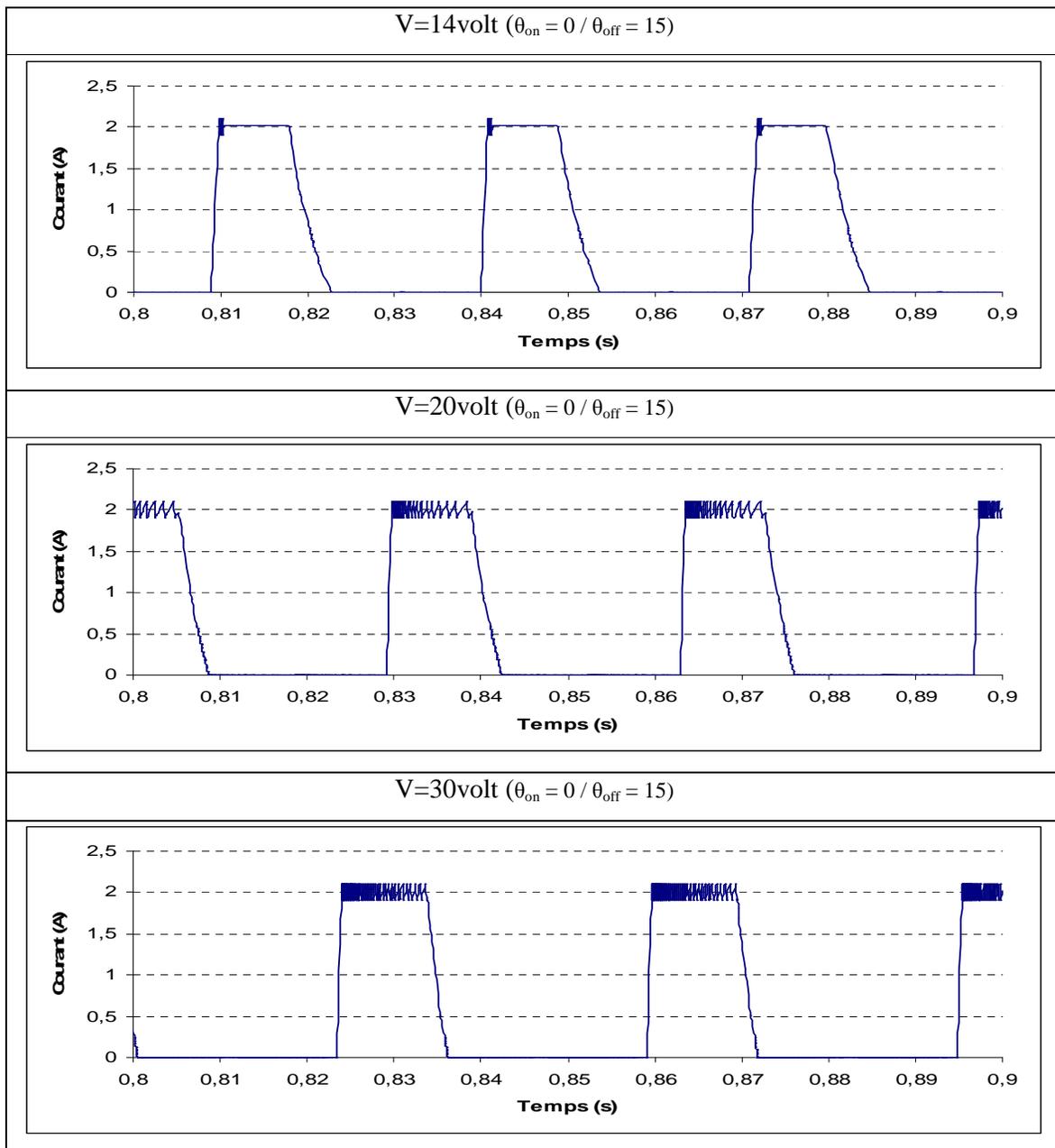


Fig.3.8.1 Effet de la tension d'alimentation sur le courant de phase, Alimentation Courant (Hystérésis)

Couple de la machine

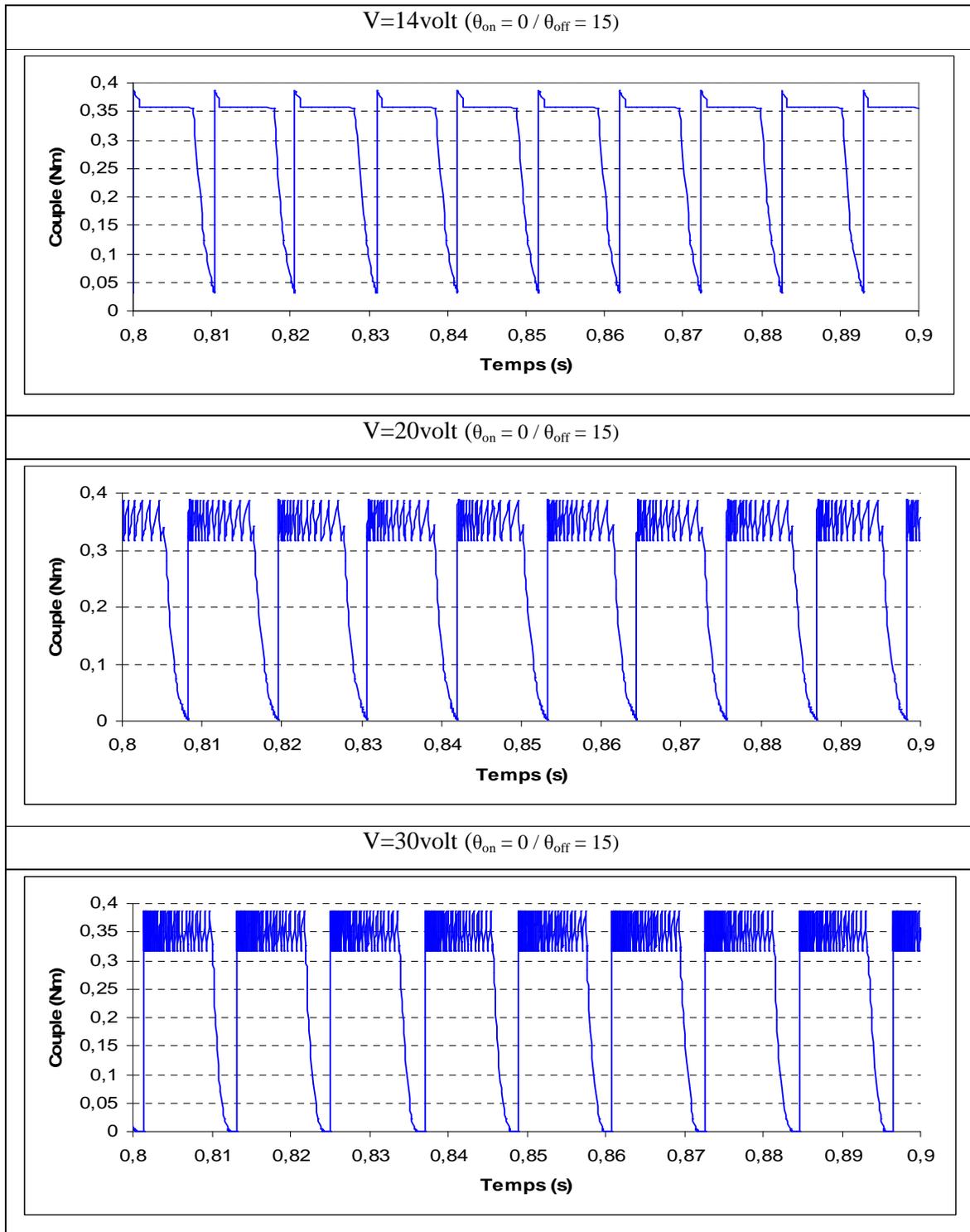
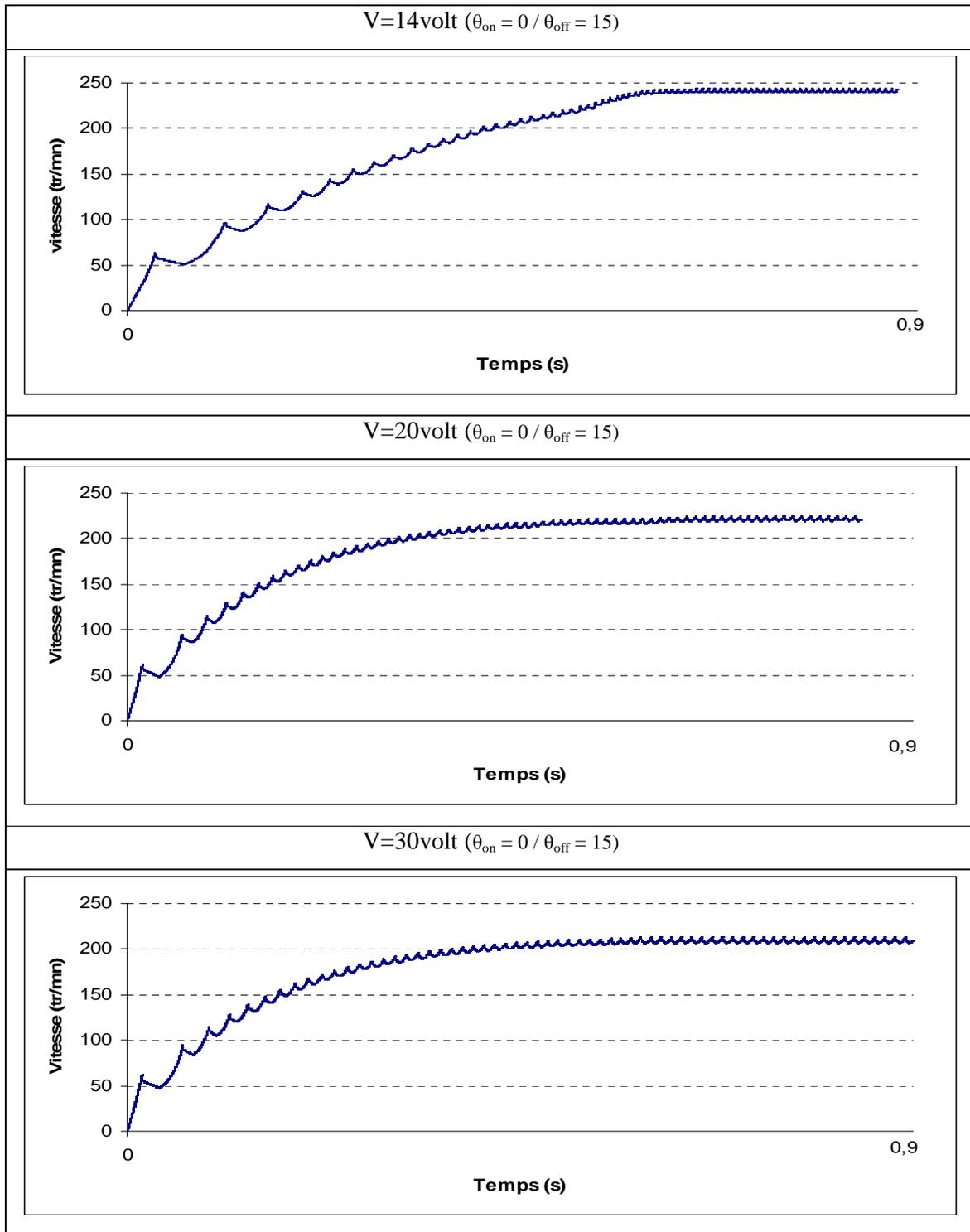


Fig.3.8.2 Effet de la tension d'alimentation sur le couple de la machine, Alimentation Courant (Hystérésis)

Vitesse de la machine



**Fig.3.8.3 Effet de la tension d'alimentation sur la vitesse,
Alimentation Courant (Hystérésis)**

Dans ce cas nous constatons que, plus la tension d'alimentation augmente plus la régulation du courant est prononcée, mais les valeurs maximales du courant et du couple restent constantes. Ce résultat est aussi prévisible mais nous permet de confirmer le bon fonctionnement de la régulation du courant dans notre simulation.

3.6 Influence des angles de commandes sur les performances de la machine

Dans cette partie nous nous proposons d'étudier l'influence des angles de commandes θ_{on} et θ_{off} sur les performances de la machine. Ces angles sont définis à partir de la caractéristique d'inductance de la phase excitée, et sont représentées sur la figure 3.9. Plusieurs simulations sont, alors, effectuées pour plusieurs valeurs de θ_{off} , à $\theta_{on}=0\text{deg}$ constant, et plusieurs valeurs de θ_{on} à $\theta_{off}=\text{constant}=15\text{deg}$. Les intervalles de variation de θ_{off} et θ_{on} sont choisies en fonction de la variation des inductances de la machine, voir figure.3.9.

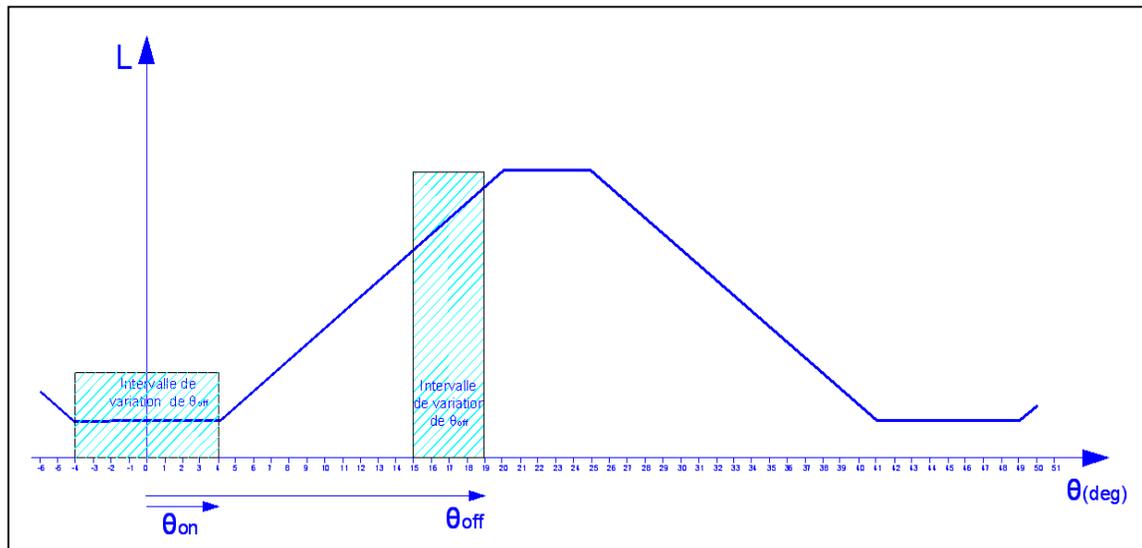


Fig.3.9 Intervalle de variation des angles de commandes en fonction de l'inductance de phase

3.6.1 Variation de θ_{off}

Les caractéristiques de la machine sont déterminées pour en faisant varier le θ_{off} , à $\theta_{on}=0\text{deg}$, et ceux, pour les deux stratégies d'alimentation.

- Alimentation pleine onde

Les résultats sont représentés sur les figures suivantes:

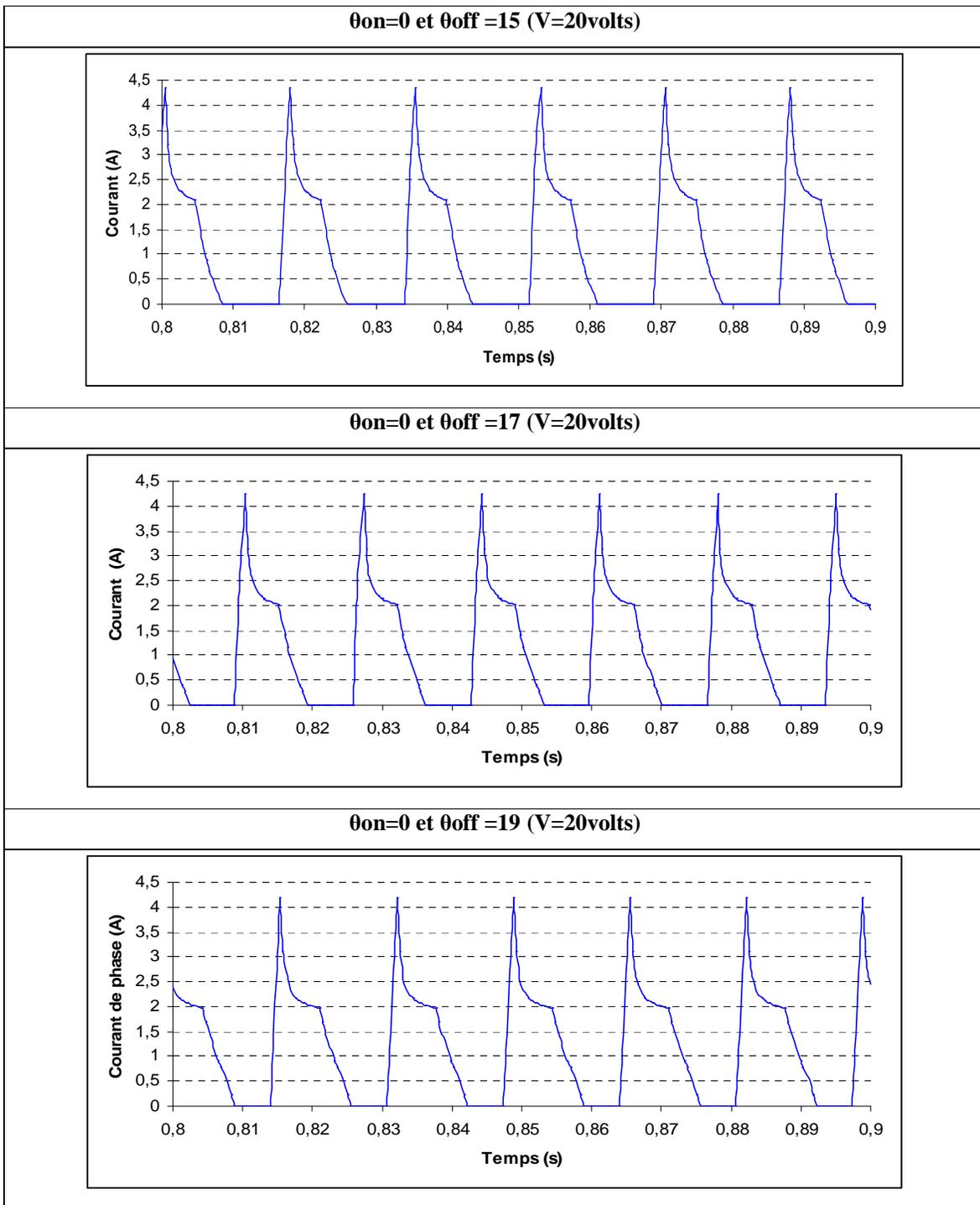


Fig.3.9.1 Courants de Phase

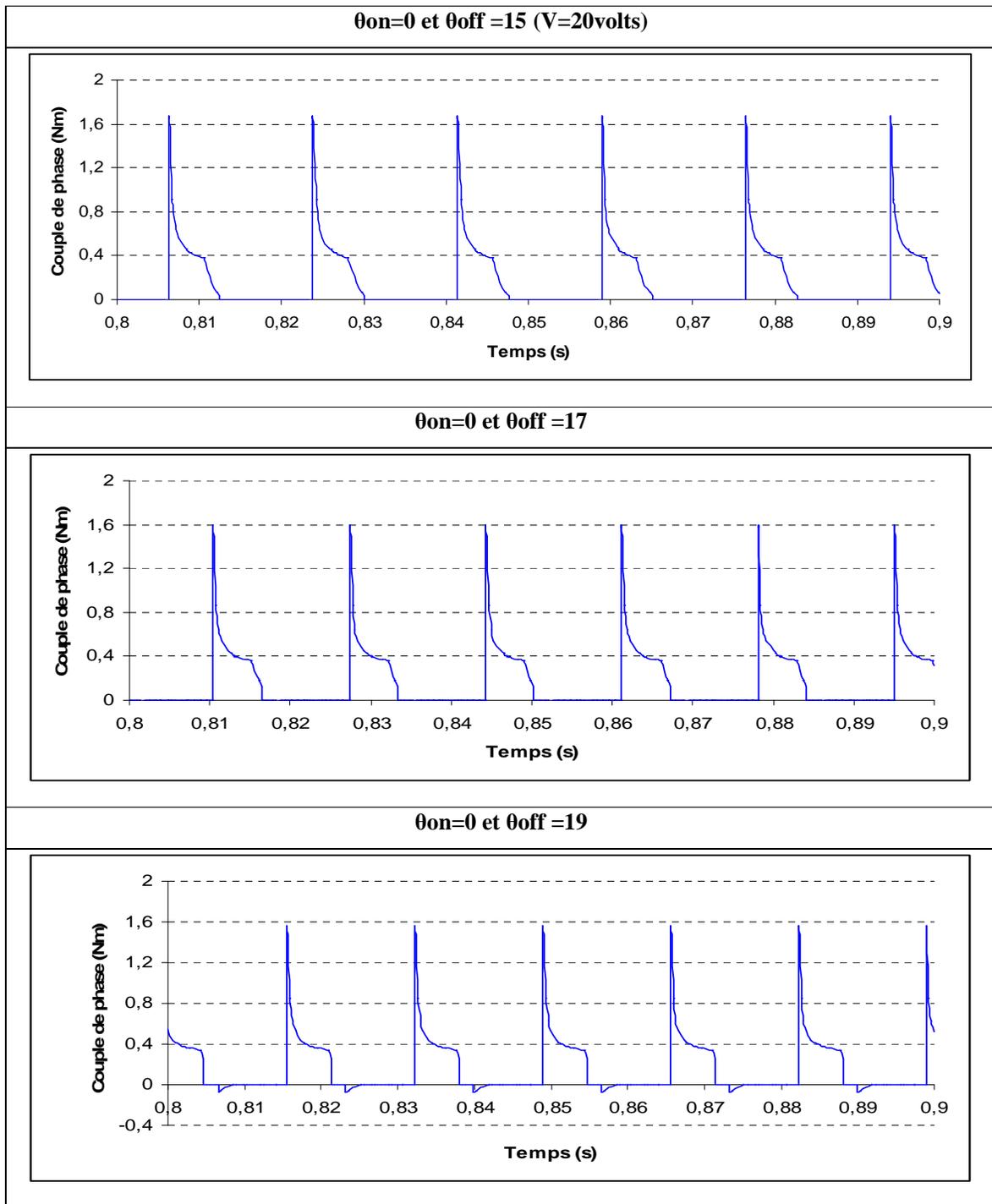


Fig.3.9.2 Couples de Phase

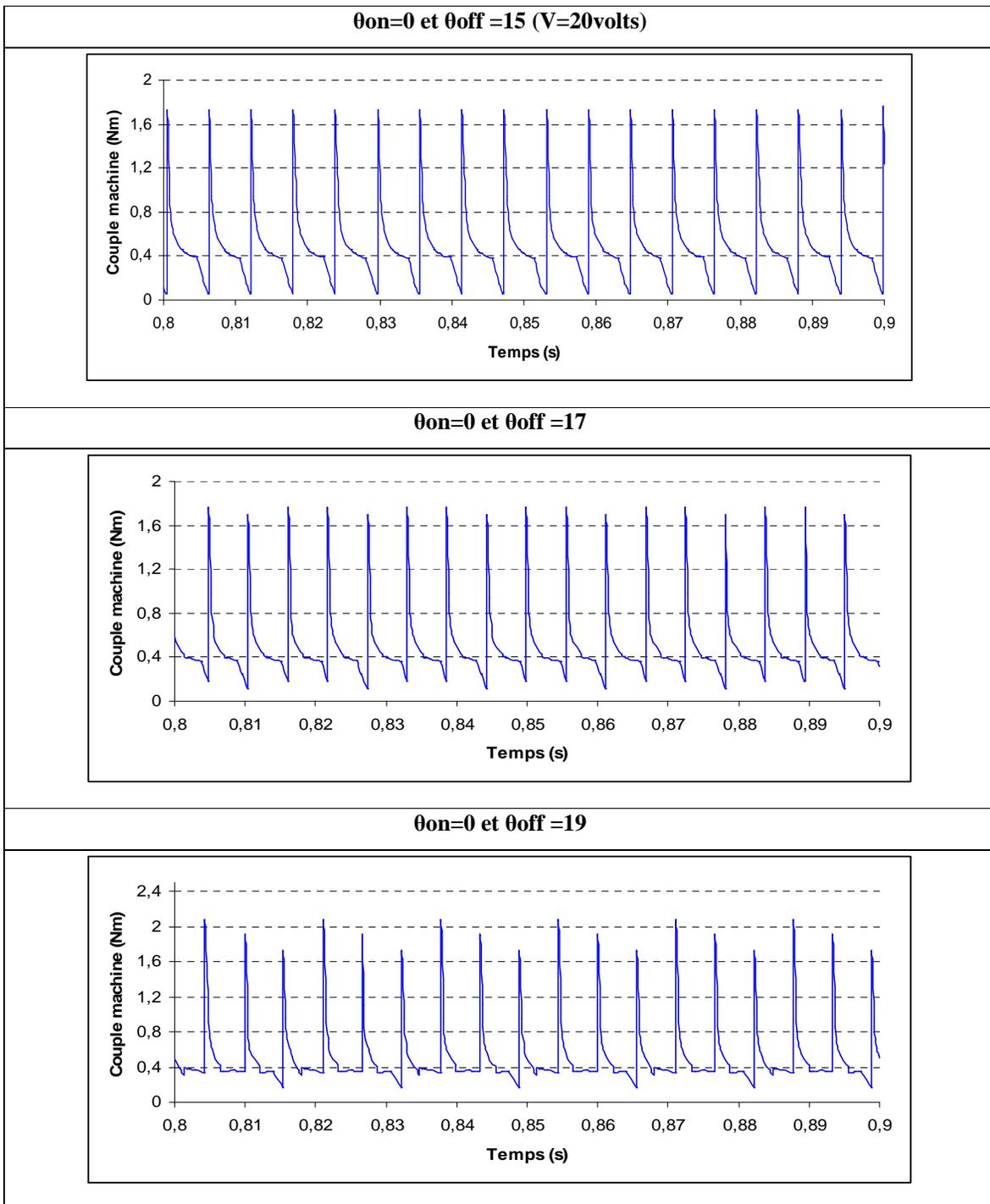


Fig.3.9.3 Couples de la machine

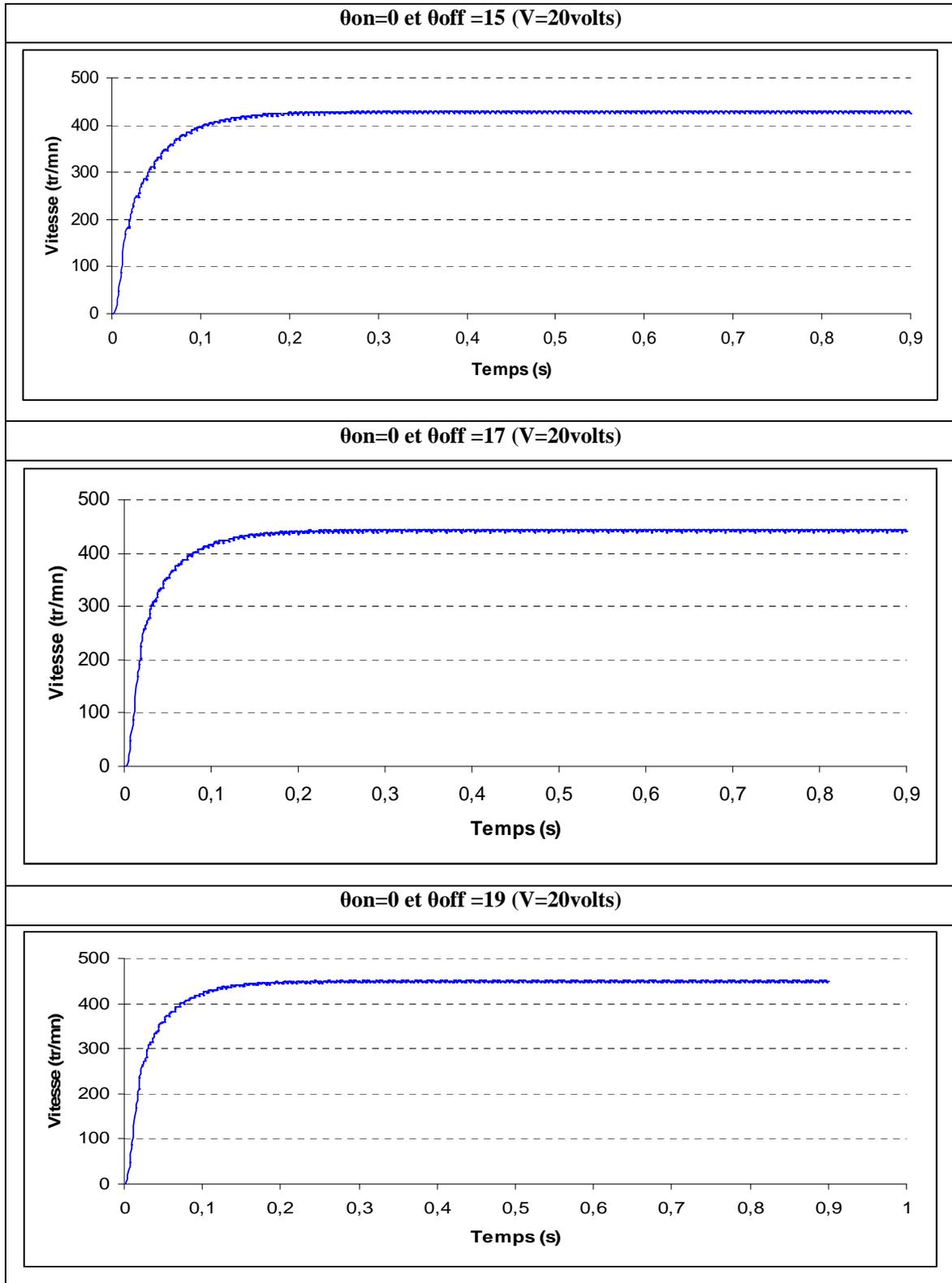


Fig.3.9.4 Vitesses de la machine

Commentaires

L'analyse des résultats montre, que le couple moyen de la machine ne varie pas avec l'augmentation de θ_{off} , car le couple de charge est maintenu constant alors que les ondulations de couple fluctuent avec la variation de θ_{off} . De plus, on remarque une apparition d'un couple négatif sur la caractéristique du couple pour une phase pour $\theta_{off} = 19\text{deg}$, car pour cet angle, la durée de conduction atteint l'intervalle d'inductance décroissante. Néanmoins le couple de la machine reste toujours positif. Par ailleurs, on constate que la vitesse en régime permanent augmente avec l'augmentation de θ_{off} , ceci est justifié par l'augmentation de la durée de conduction des phases excitées, et donc de la puissance disponible de la machine.

- Alimentation courant:

Les résultats sont représentés sur les figures suivantes :

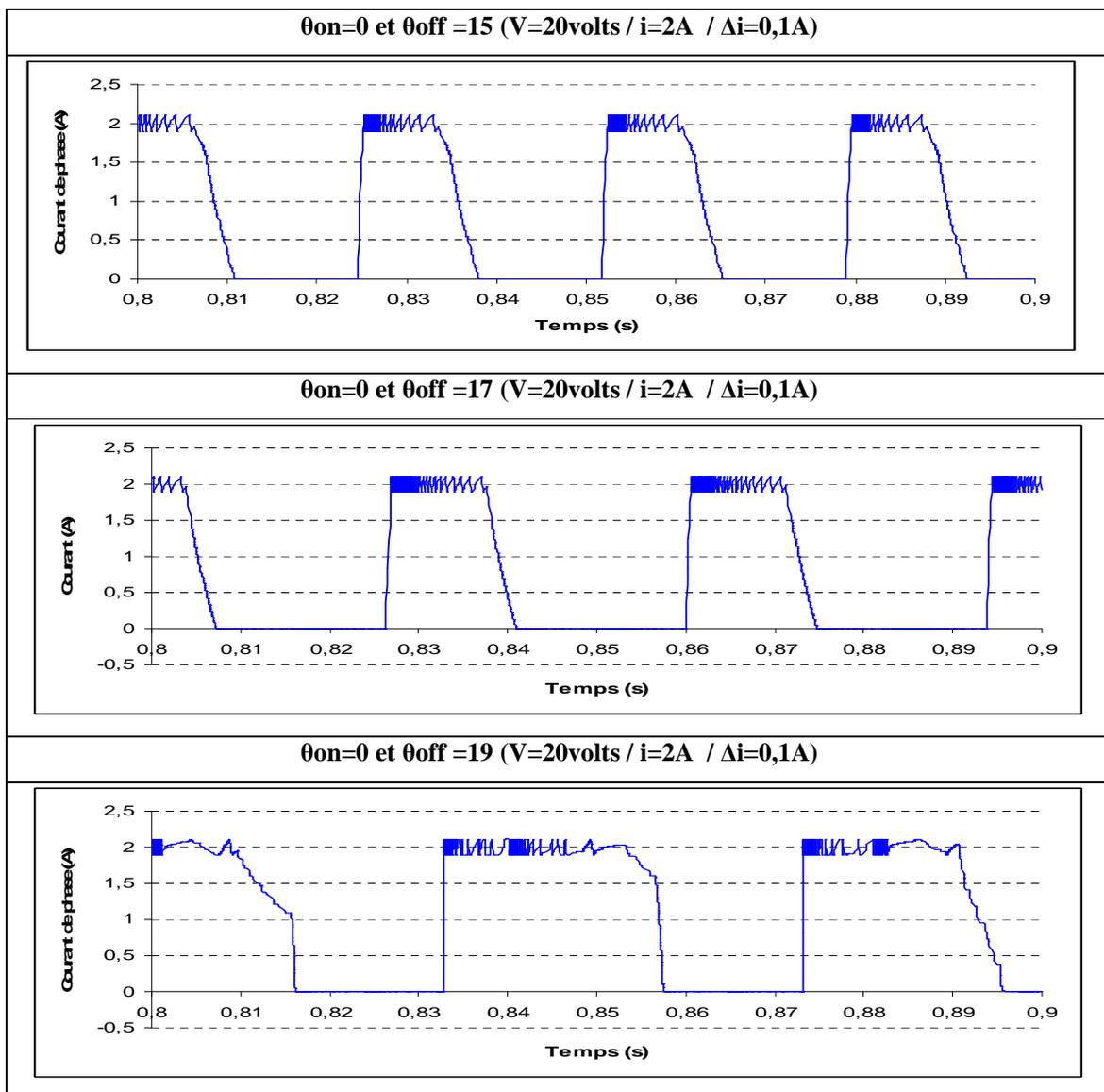


Fig.3.10.1 Courants de Phase

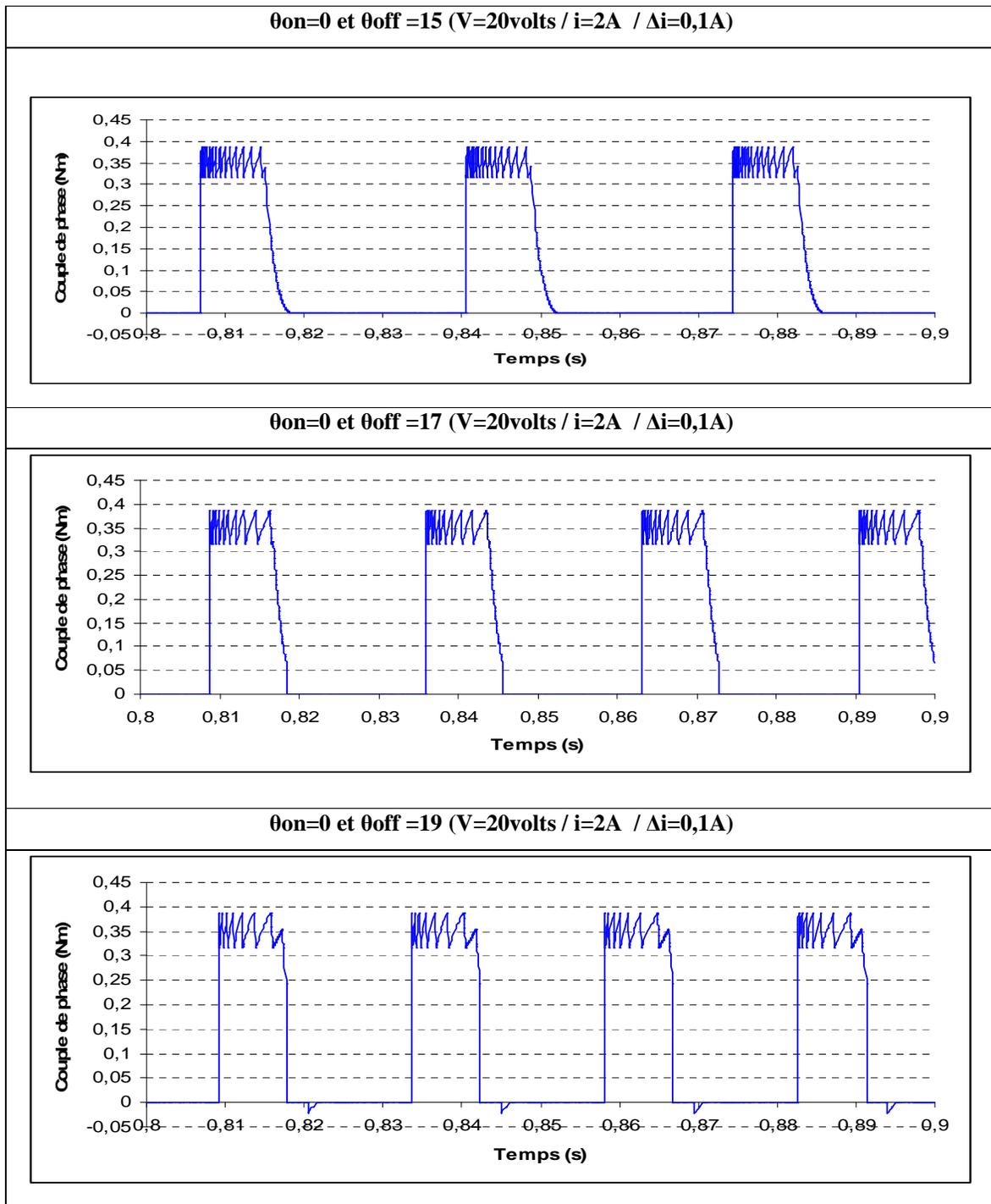


Fig.3.10.2 Couples de Phase

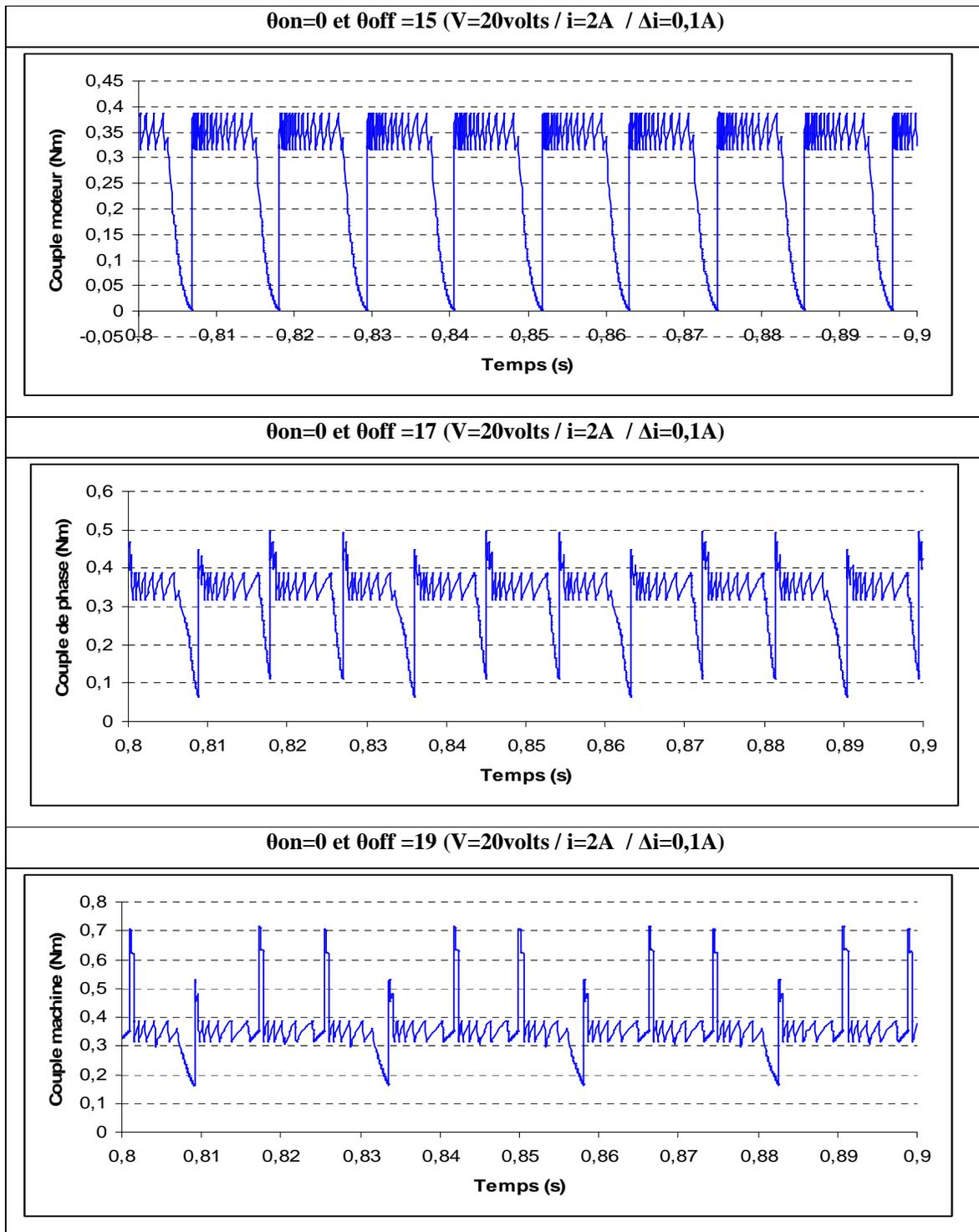


Fig.3.10.3 Couples de la machine

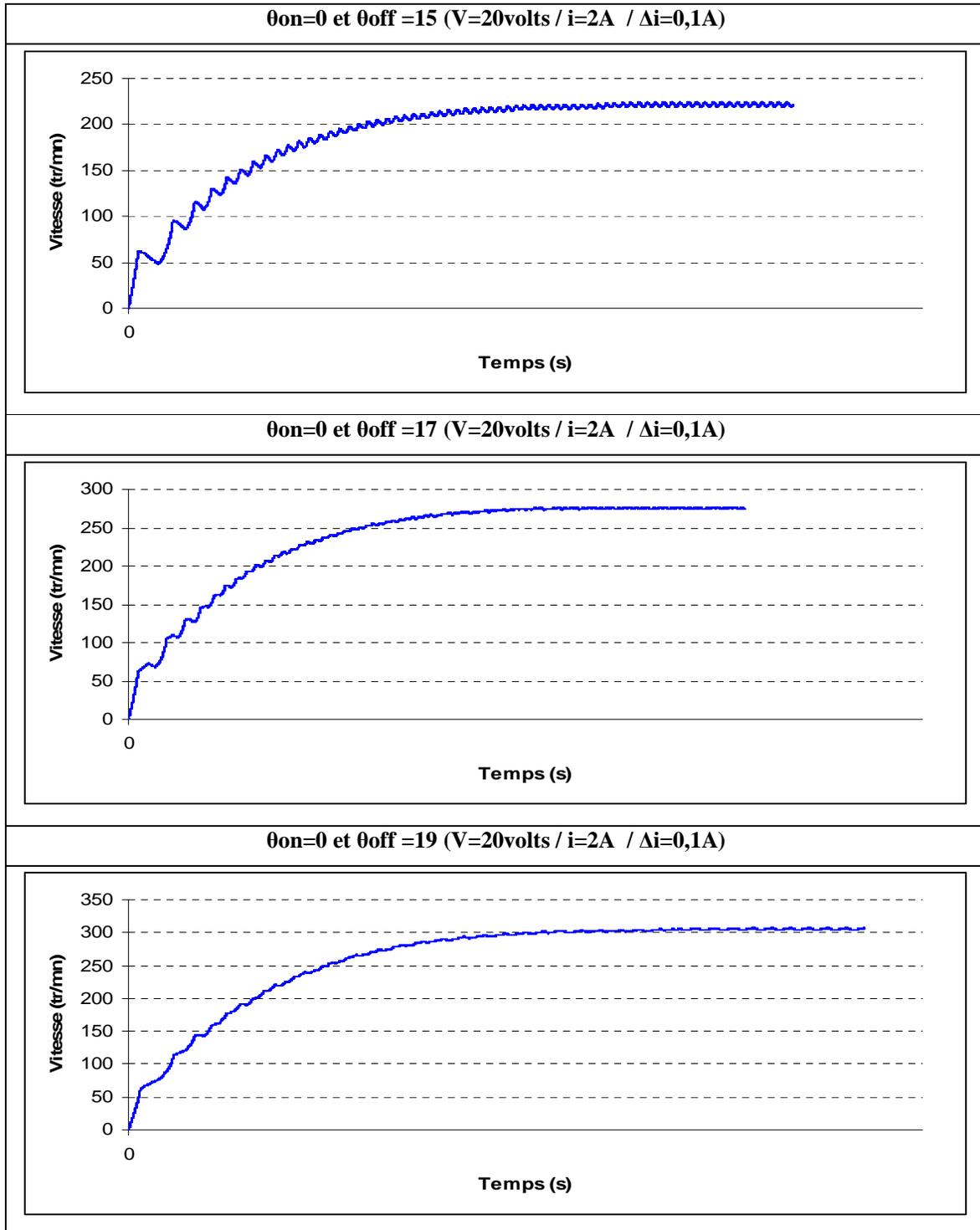


Fig.3.10.4 Vitesses de la machine

Commentaires

Les mêmes remarques peuvent être faites, après analyse des résultats obtenus pour l'alimentation courant, sauf que les fluctuations de la vitesse et les ondulations de couple sont plus importantes dans ce cas.

3.6.1 Variation de θ_{on}

Les caractéristiques de la machine sont déterminées en faisant varier le θ_{on} , à $\theta_{off} = 15\text{deg}$, et ceux pour les deux stratégies d'alimentation.

- Alimentation pleine onde

Les résultats sont représentés sur les figures suivantes:

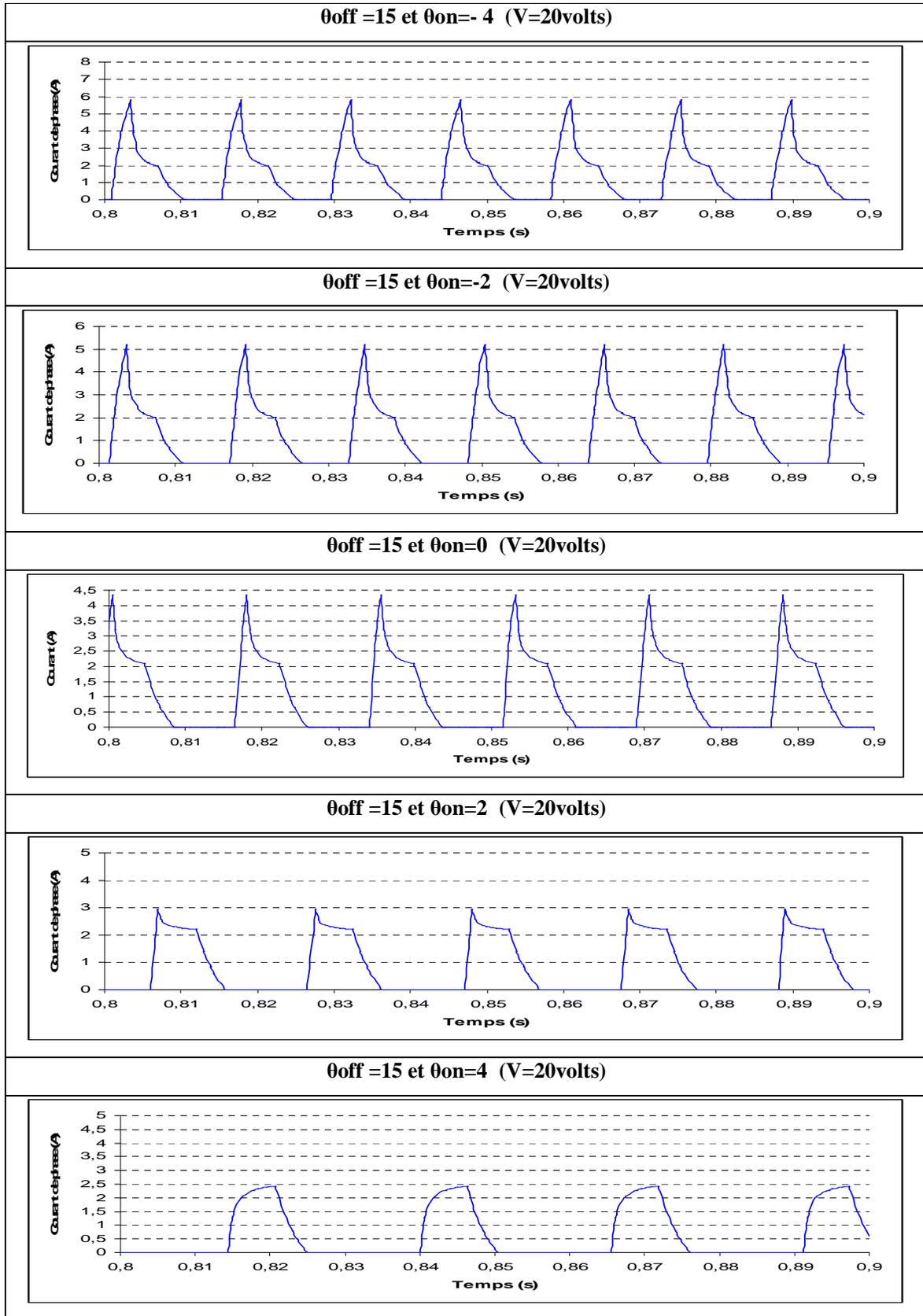


Fig.3.11.1 Courants de Phase

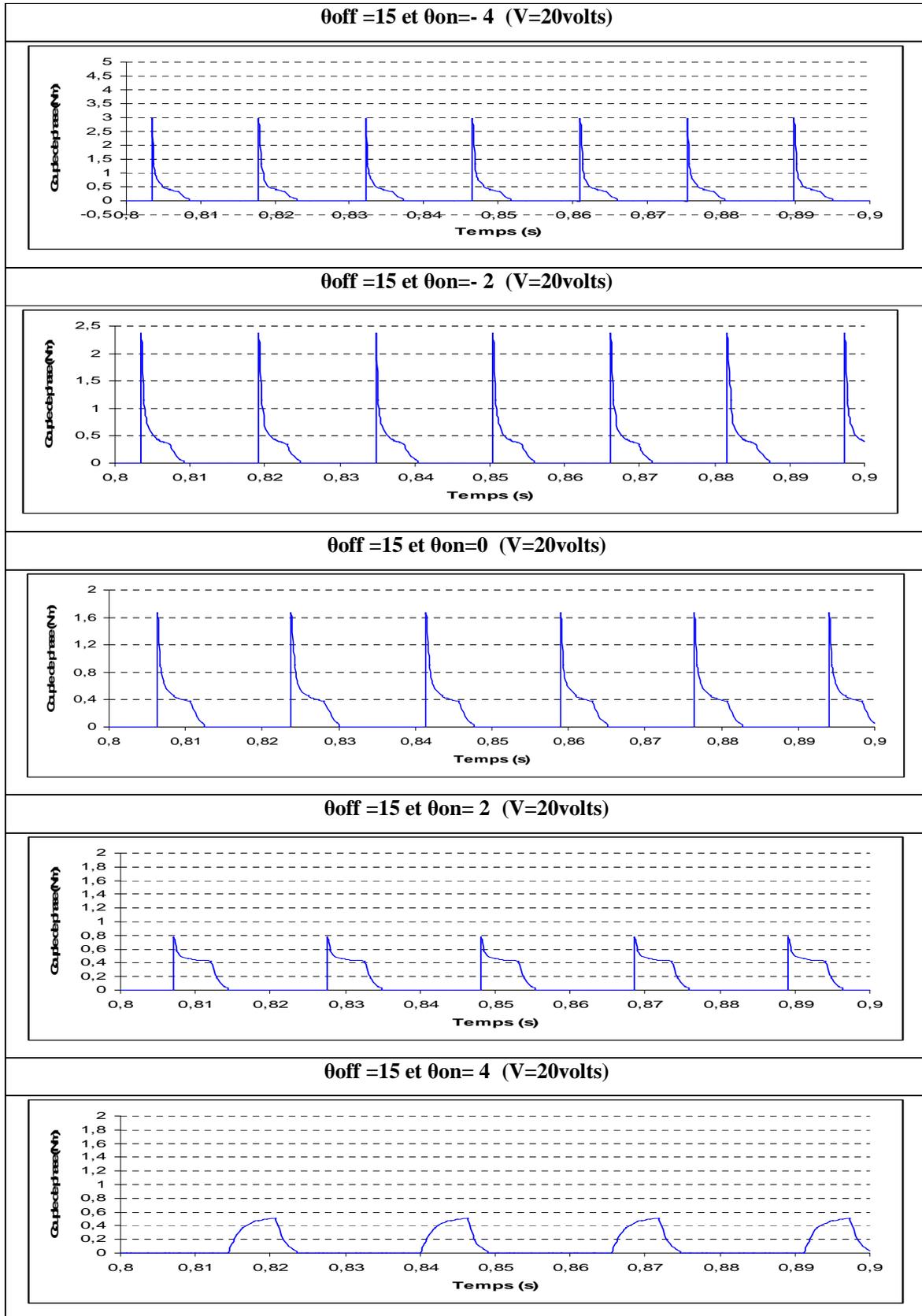


Fig.3.11.2 Couples de Phase

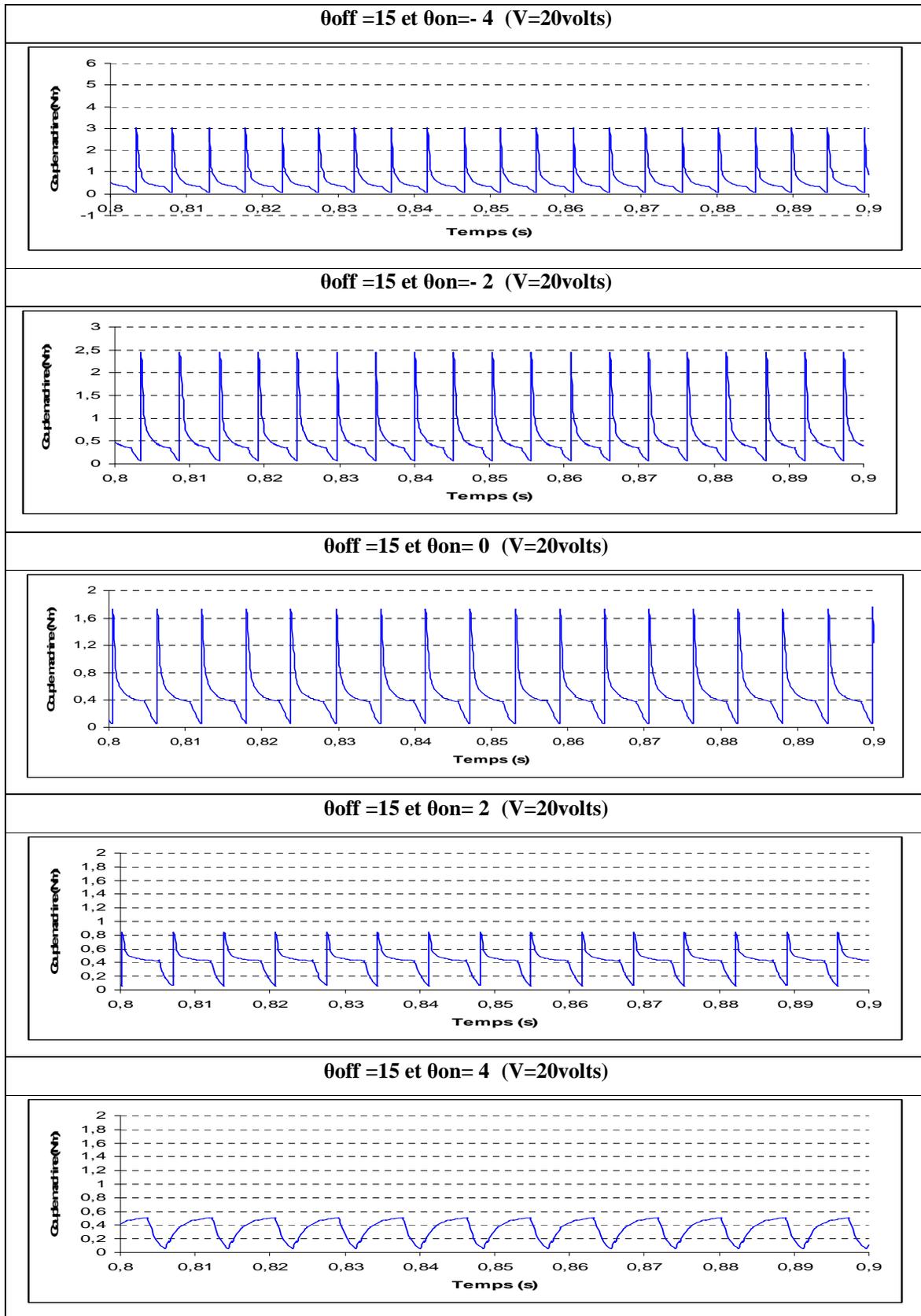


Fig.3.11.3 Couples de la machine

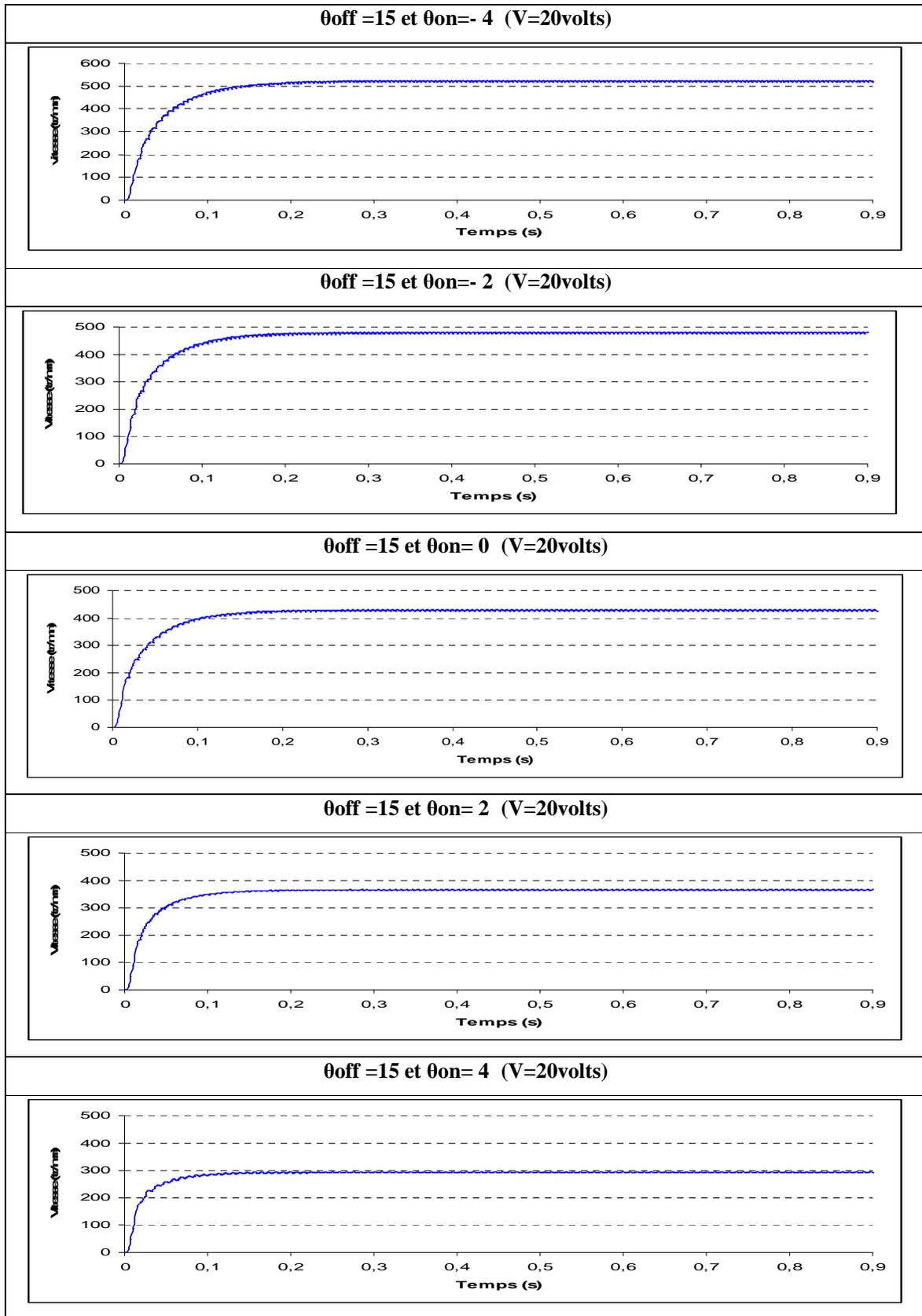


Fig.3.11.4 Vitesses de la machine

Commentaires

En analysant les résultats présentés, nous pouvons constater que des pics de courant apparaissent avec le décalage de l'angle de commande (diminution de la valeur algébrique de θ_{on}) et tendent à disparaître avec l'approche de l'angle du début de croissance de l'inductance (augmentation de θ_{on}). Ce qui engendre des ondulations de couple et des fluctuations de la vitesse. Par ailleurs, la vitesse en régime permanent augmente avec le décalage de l'angle de commande θ_{on} , car la durée de conduction augmente.

- Alimentation courant:

Les résultats sont représentés sur les figures suivantes :

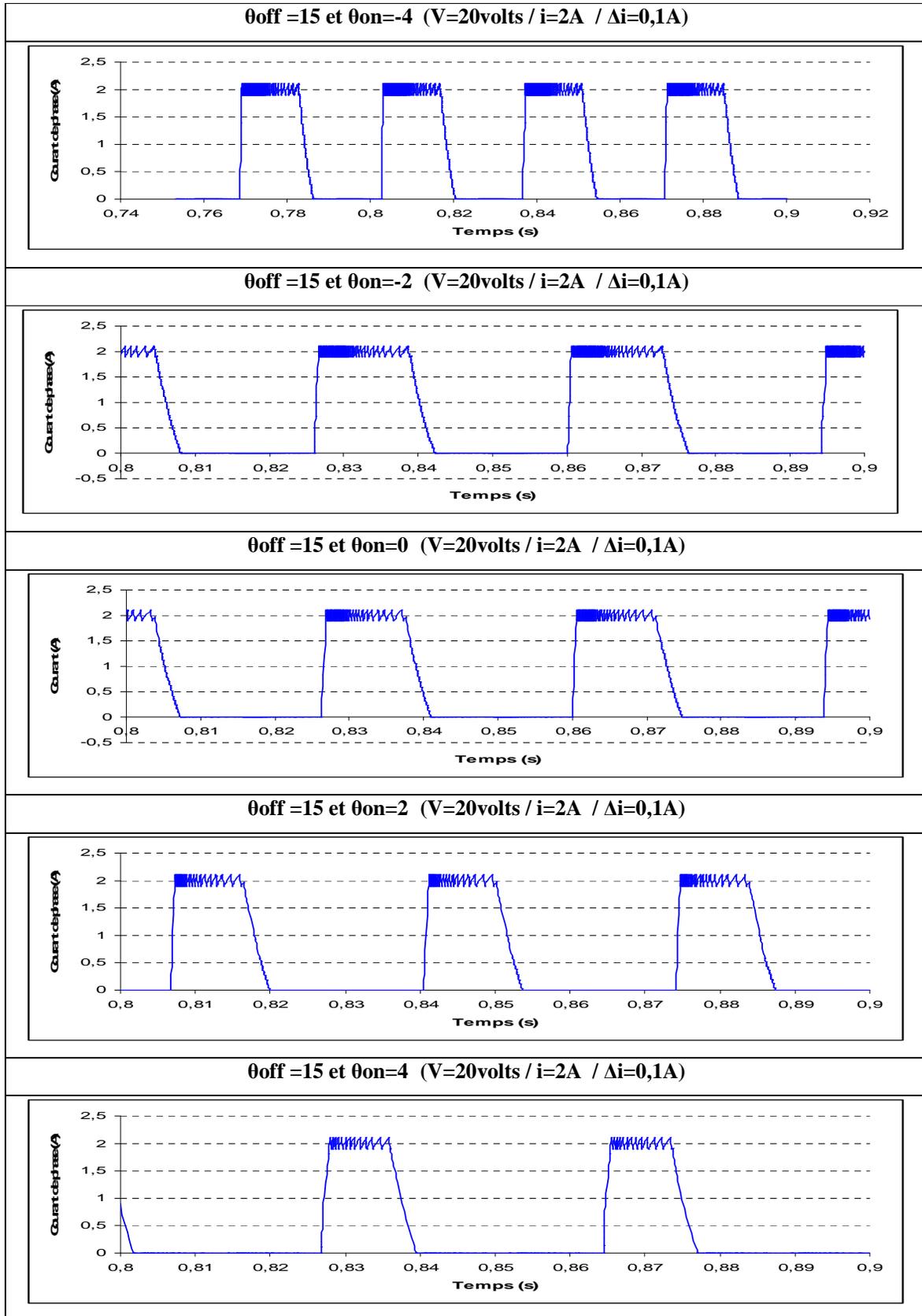


Fig.3.12.1 Courants de Phase

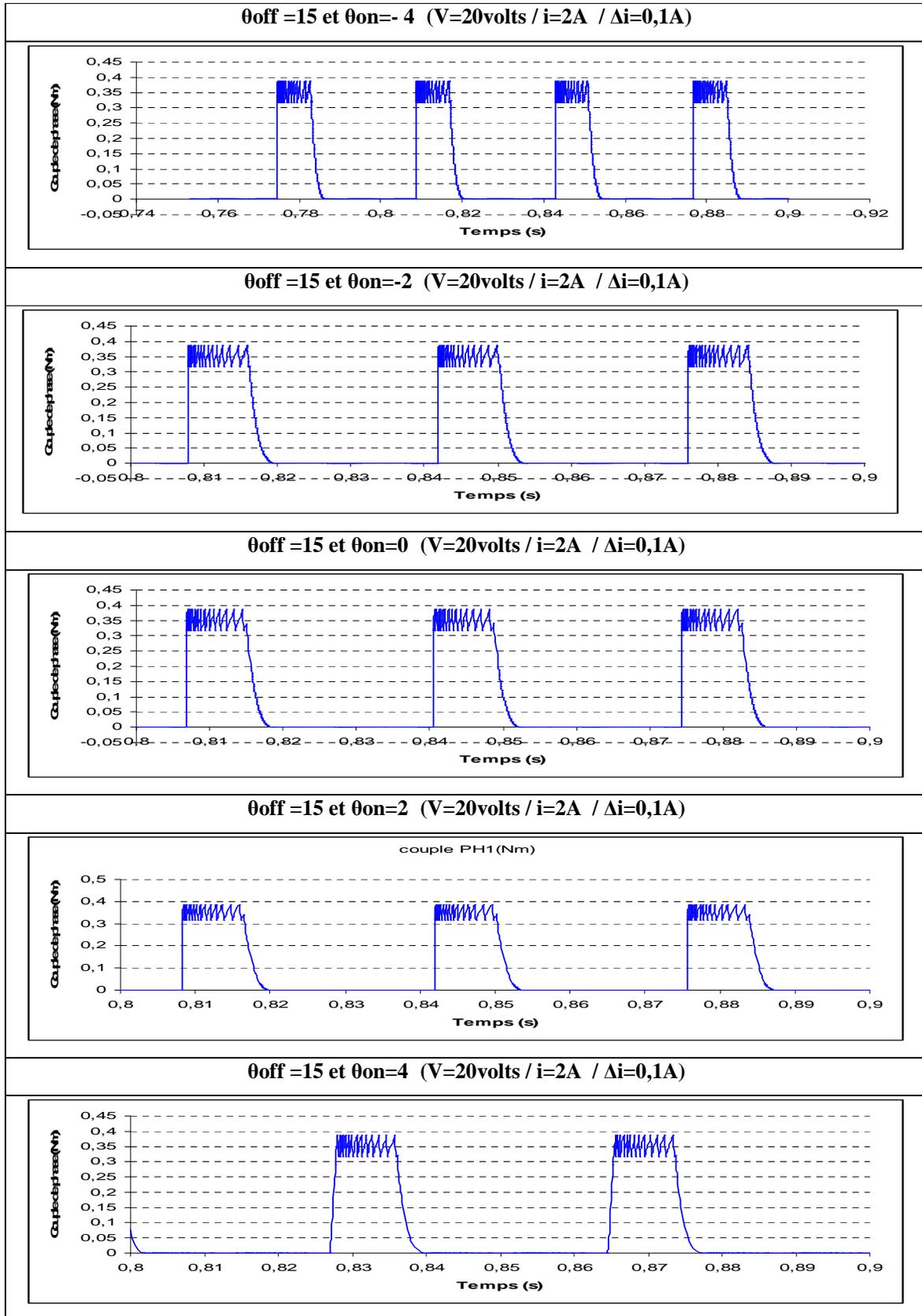


Fig.3.12.2 Couples de Phase

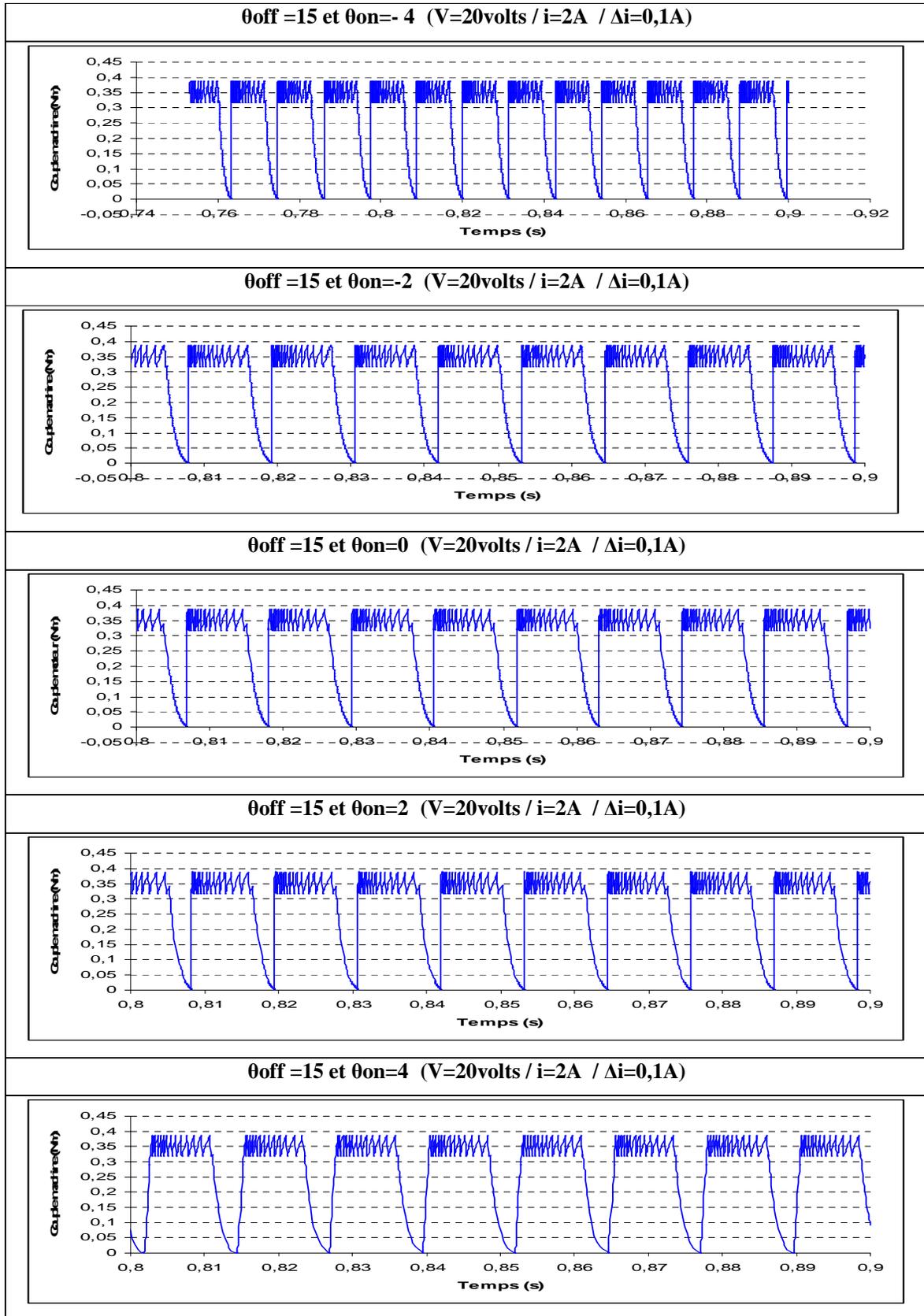


Fig.3.12.3 Couples de la machine

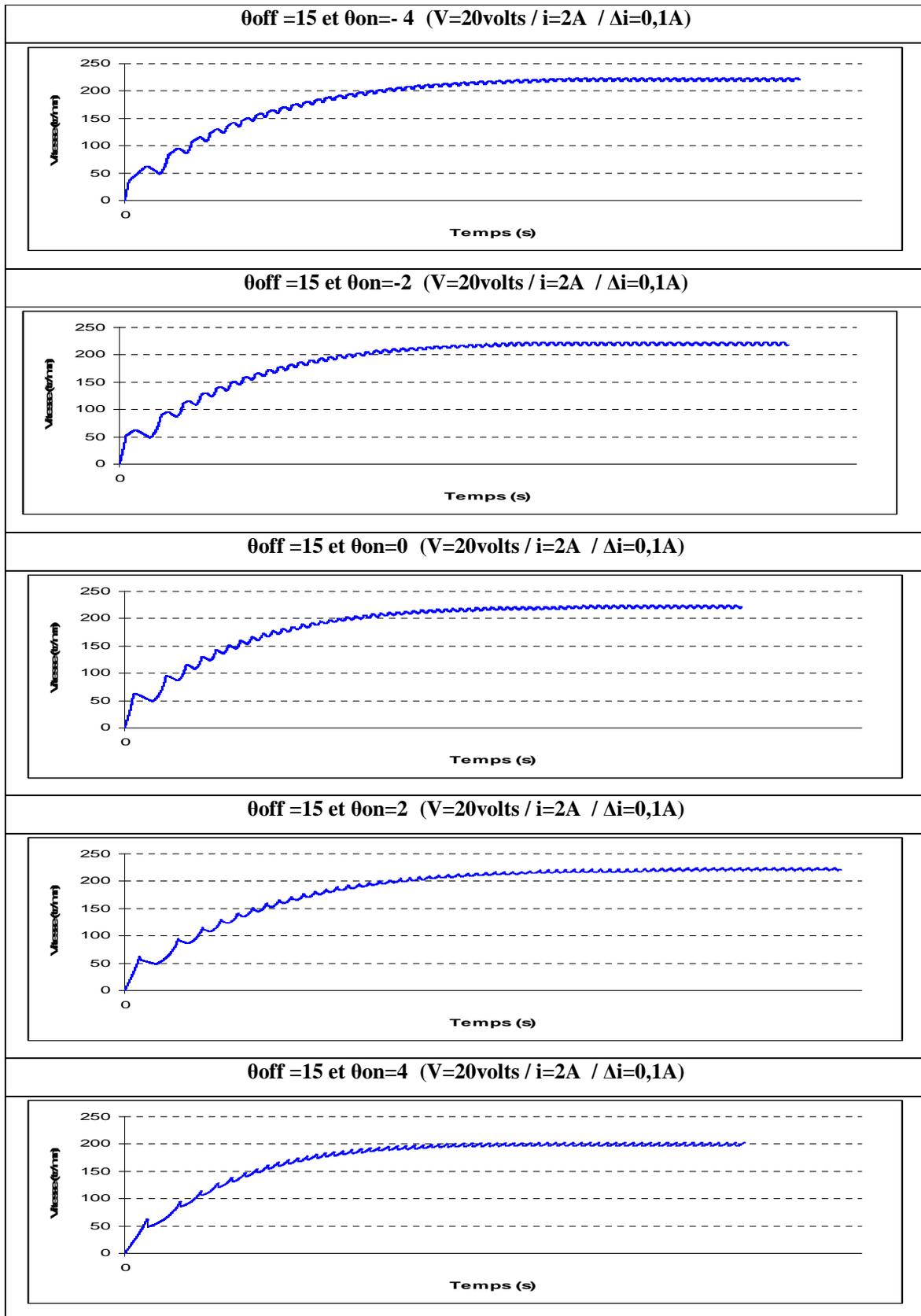


Fig.3.12.4 Vitesses de la machine

Commentaires

L'analyse de ces résultats montre que la variation de θ_{on} n'a pas d'effet sur les performances de la machine dans ce cas, sauf pour la valeur $\theta_{on} = 4\text{deg}$ correspondant à la position de croissance d'inductance, ou la vitesse en régime permanent a diminué.

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons proposé un modèle du système de commande d'une MRV 12/8 basé sur un modèle linéaire de l'inductance. En effet, nous avons supposé dans ce cas que la machine fonctionne en régime non saturé, et nous avons supposé que la variation d'inductance de la machine est linéaire en fonction de la position. Le modèle du système de commande ainsi établi a été élaboré sous un environnement Matlab_Simulink, afin de faciliter la simulation du fonctionnement du système. Cette simulation a été réalisée pour les deux stratégies d'alimentation, et nous a permis de confirmer le fonctionnement de cette machine à faible et grande vitesse, et valider le modèle qualitativement.

Une étude de l'influence des angles de commande sur les performances de couple et de vitesse a été aussi l'objet de ce chapitre. En effet, cette étude nous a permis de conclure que l'angle θ_{off} a un effet important sur les performances de vitesse et de couple, puisque il permet d'augmenter la plage de variation de vitesse et de diminuer les ondulations de couple, ceci pour les deux stratégies d'alimentation. Concernant le θ_{on} , Celui-ci n'a pas d'effet sur les performances de la machine, il faut juste le choisir décalé de la position de croissance de l'inductance comme le préconisent les différents auteurs [1] et [8].



Chapitre4

Modélisation Non Linéaire par Matlab
Simulink du Système de Commande de la
MRV 12/8

Introduction

L'étude précise du comportement dynamique d'une MRV à double dentures nécessite une modélisation qui tient compte au même temps de la double saillances et de la saturation de la machine. En effet cette modélisation nécessite la connaissance précise des caractéristiques magnétiques de la machine, dont les variations deviennent dans ce cas, fortement non linéaire en fonction de la position et du courant.

Dans ce chapitre un modèle non linéaire conçu sous l'environnement MATLAB SIMULINK est proposé. Ce modèle s'inspire du modèle linéaire présenté au chapitre précédent, en utilisant les caractéristiques de flux et de couple statique en fonction de la position et du courant, déterminées par éléments finis au chapitre 2.

La simulation du comportement dynamique de la machine est effectuée pour les deux stratégies d'alimentations, ainsi qu'une étude de l'influence des angles de commande sur les performances de couple et de vitesse de la machine. Ces résultats sont comparés à ceux obtenus dans le modèle linéaire.

4.1 Modélisation non linéaire par Matlab Simulink du Système de Commande de la MRV12/8

La modélisation est réalisée en tenant compte de la double saillance de la machine et de la saturation. le modèle de la machine est alors conçu à partir des équations électromagnétiques 3.1, 3.6 , et l'équation mécanique 3.7 présentées au chapitre précédent.

Le modèle Simulink non linéaire est, ainsi, élaboré en utilisant le modèle linéaire conçu au chapitre précédent, en remplaçant les blocs inductances et couple par des blocs représentant des tables $i(\theta, \phi)$ et $C(\theta, i)$. Ces tables sont construites à partir des caractéristiques de flux $i(\theta, \phi)$ et de couple $C(\theta, i)$ obtenues par éléments finis au chapitre 2.

4.1.1 Construction des tables $i(\theta, \phi)$ et $C(\theta, i)$

A partir des caractéristiques de flux $i(\theta, \phi)$ et de couple $C(\theta, i)$ obtenus par éléments finis (voir figures 4.1 et 4.2). Des tables $i(\theta, \phi)$, et $C(\theta, i)$ on été construites. La table $i(\theta, \phi)$ est construite à partir de la caractéristique $i(\theta, \phi)$ calculée par EF, et améliorée, après interpolation linéaire en utilisant la fonction "Prevision" disponible sur "Excel". Et celle de $C(\theta, i)$ est déduite directement de la caractéristique obtenue par EF.

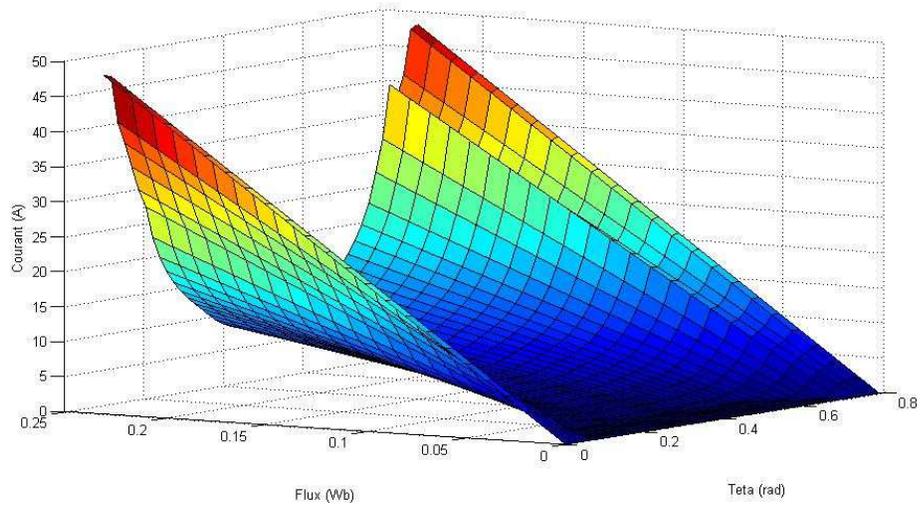


Fig.4.1. caractéristiques de flux $i(\theta, \phi)$

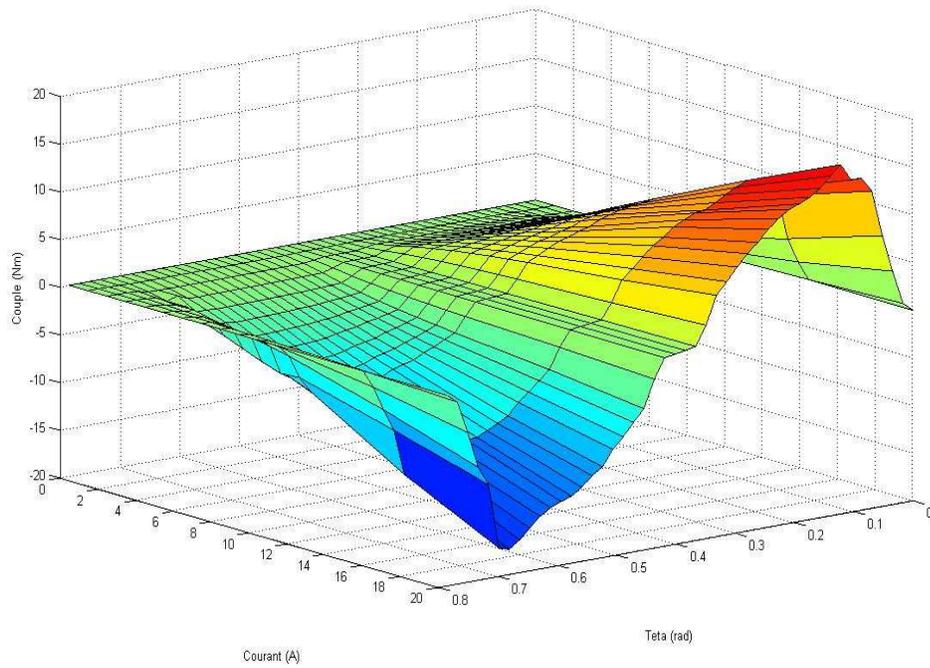


Fig.4.2. caractéristiques de couple $C(\theta, i)$

4.1.3 Modèle non linéaire du système de commande de la MRV 12/8

Le modèle proposé pour les trois phases est le même que pour le modèle linéaire, et le modèle pour une phase est présentée sur la figure 4.3

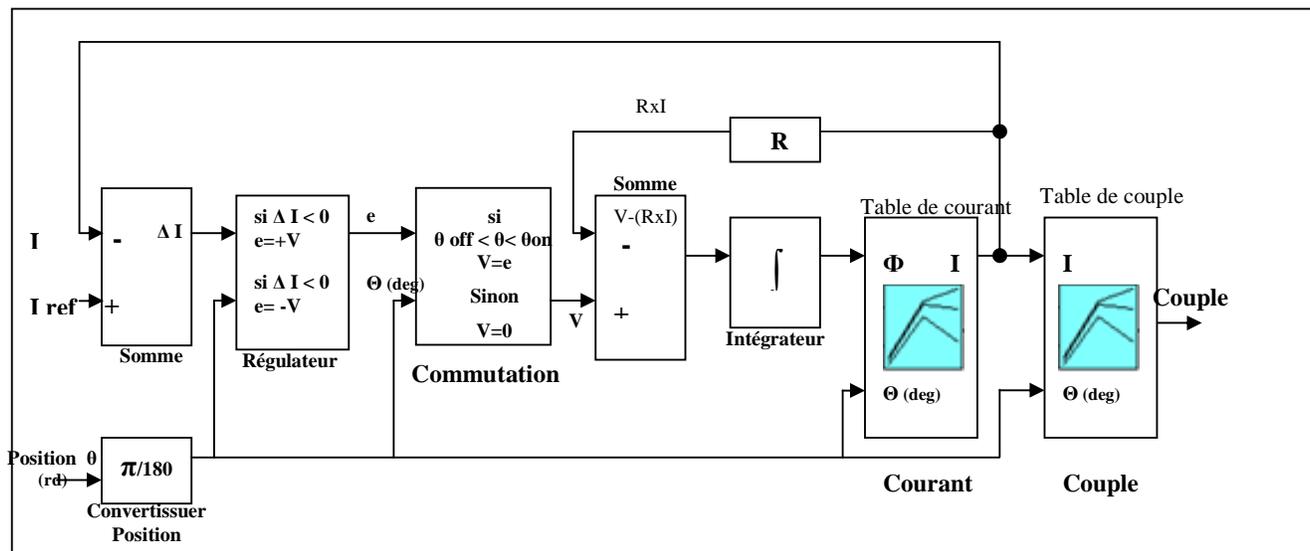


Fig. 4.3 Schéma de simulation d'une phase, modèle non linéaire

Ce modèle est de même structure que le modèle linéaire pour une phase, la différence réside dans le calcul du courant et du couple qui est effectué dans ce cas, en utilisant des tables $i(\theta, \phi)$, et $C(\theta, i)$. La simulation est réalisée en effectuant une lecture sur les tables (lookup table), et en interpolant entre les valeurs existantes. A cet effet, la fonction interpolation linéaire définie sur Matlab est utilisée.

4.2 Résultats de Simulation

Les simulations ont été effectuées dans les mêmes conditions que dans le cas du modèle linéaire, afin de pouvoir comparer les résultats.

4.2.1 Alimentation pleine onde

Le courant de phase, le couple de la machine, ainsi que la vitesse sont déterminés pour une alimentation pleine onde pour les deux modèles et représentés sur les figures 4.4

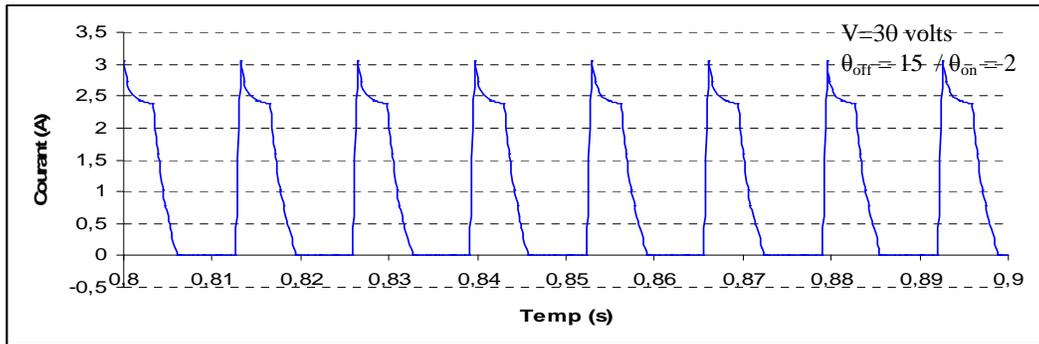


Fig.4.4.1 Courant de phase, Alimentation Pleine onde, Modèle linéaire

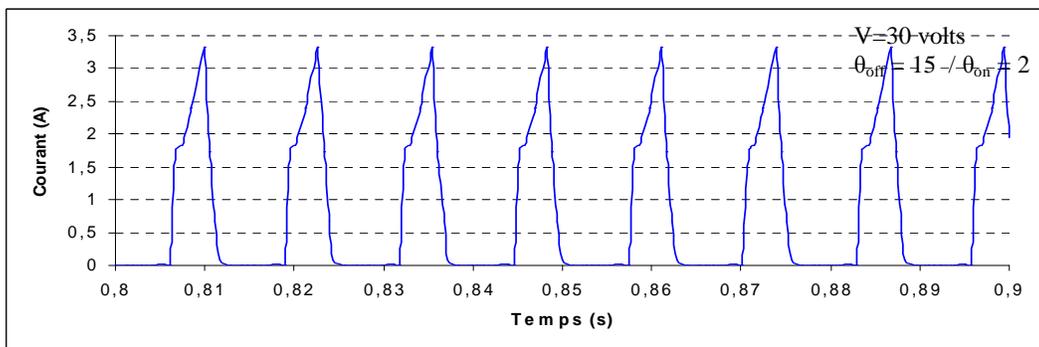


Fig.4.4.2 Courant de phase, Alimentation Pleine onde, Modèle non linéaire

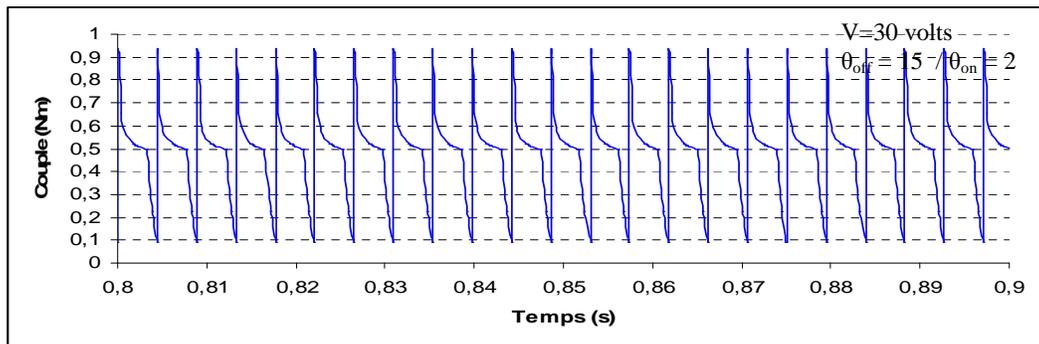
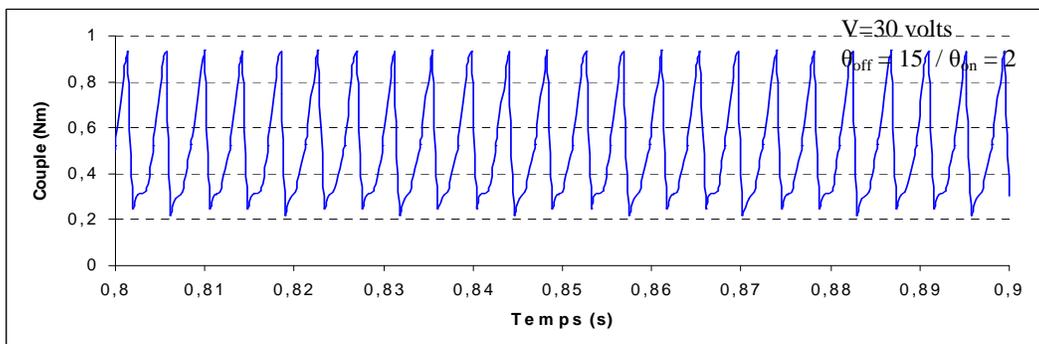


Fig.4.4.3 Couple de la machine, Alimentation Pleine onde, Modèle linéaire



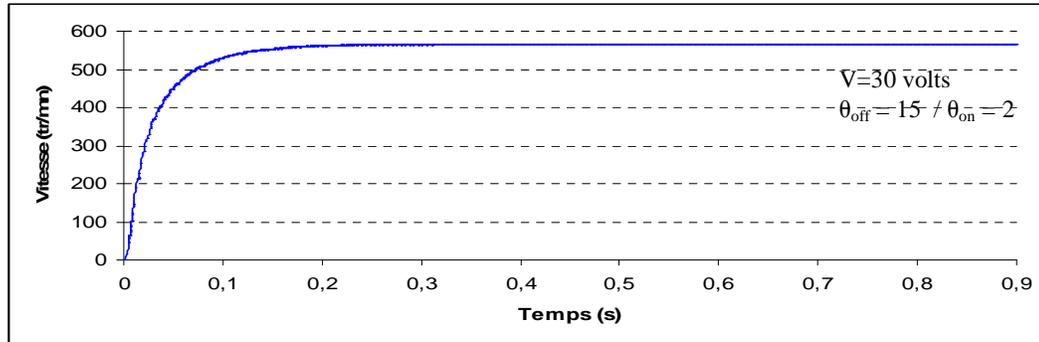


Fig.4.4.5 Vitesse de la machine, Alimentation Pleine onde, modèle linéaire

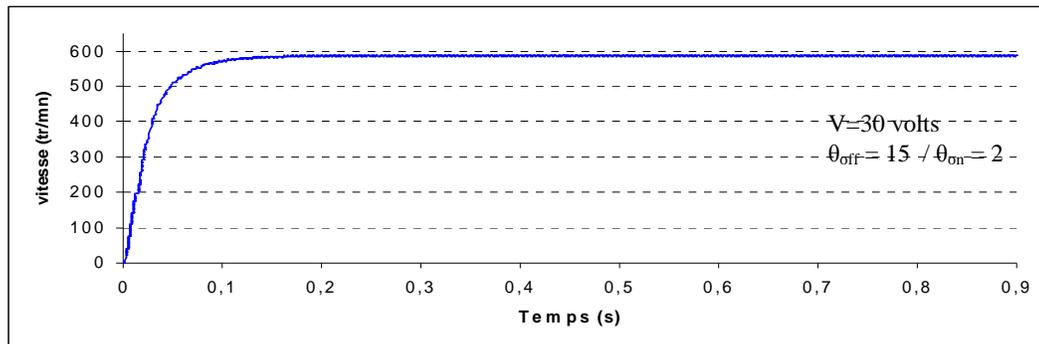


Fig.4.4.6 Vitesse de la machine, Alimentation Pleine onde, modèle non linéaire

L'analyse de ces figures montre que le courant de phase, dans ce cas, est un peu différent de celui obtenu dans le modèle linéaire. En effet, les pics de courant sont moins importants dans ce cas, et n'apparaissent pas aux mêmes endroits. Évidemment, le couple de la machine suit celui du courant et donne un couple moyen plus faible, et présente moins d'ondulations. Par conséquent, la vitesse de la machine est aussi plus faible que dans le cas du modèle linéaire. En comparant qualitativement ces résultats à ceux obtenus dans la référence [8], nous pensons que le modèle est globalement correct mais présente un problème d'interpolation à un certain niveau, qui engendre les creux dans la forme du courant.

4.2.2 Alimentation courant (Hystérésis)

Les mêmes caractéristiques sont déterminées pour une alimentation courant, et les résultats obtenus sont représentés sur les figures 4. 5

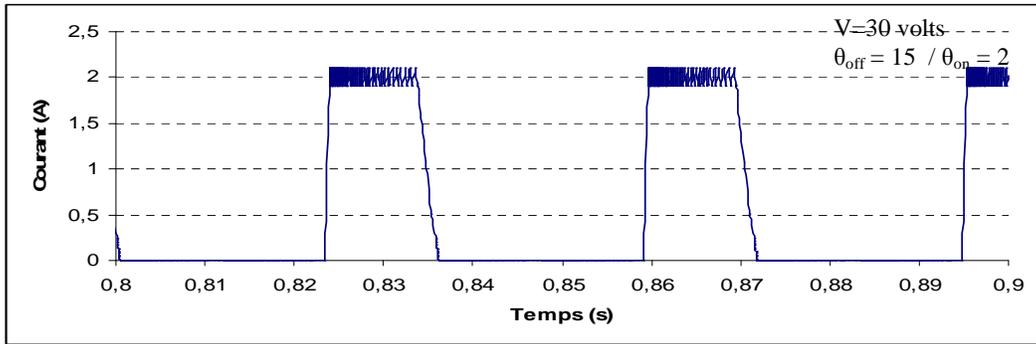


Fig.4.5.1 Courant de phase, Alimentation Courant, Modèle linéaire

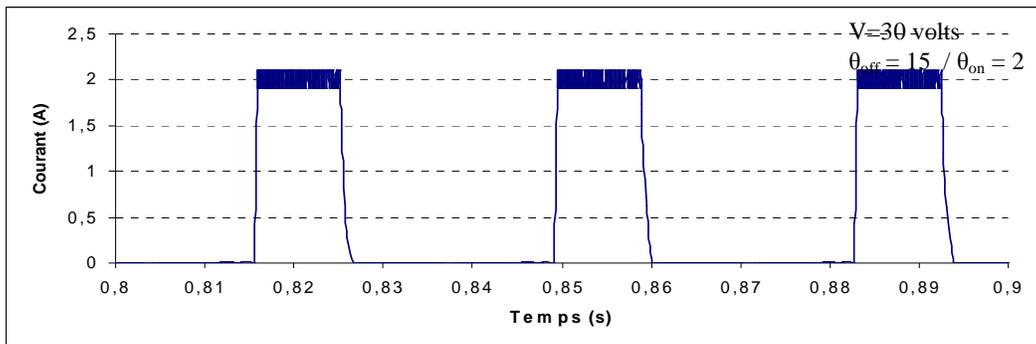


Fig.4.5.2 Courant de phase, Alimentation Courant, Modèle non linéaire

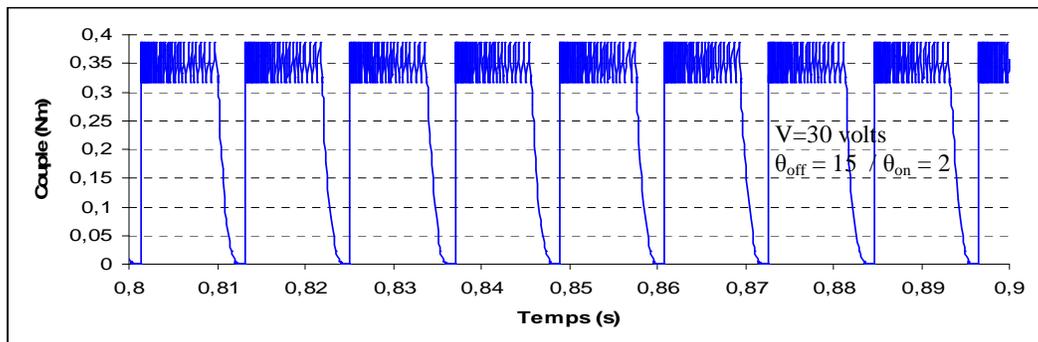


Fig.4.5.3 Couple de la machine, Alimentation Courant, modèle linéaire

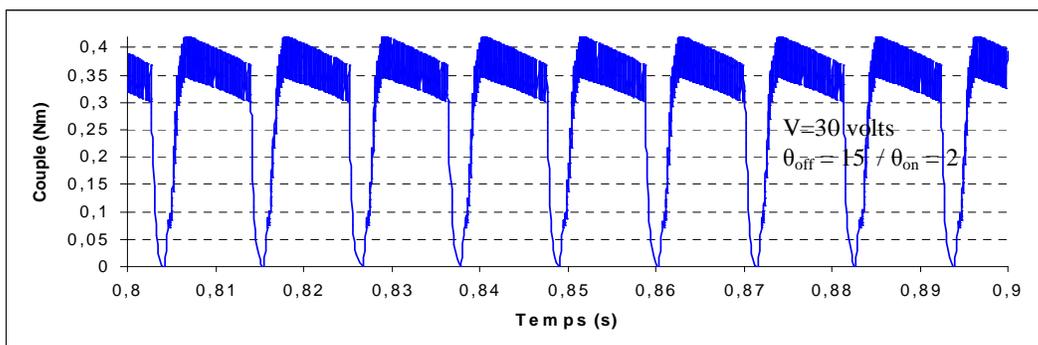


Fig.4.5.4 Couple de la machine, Alimentation Courant, modèle non linéaire

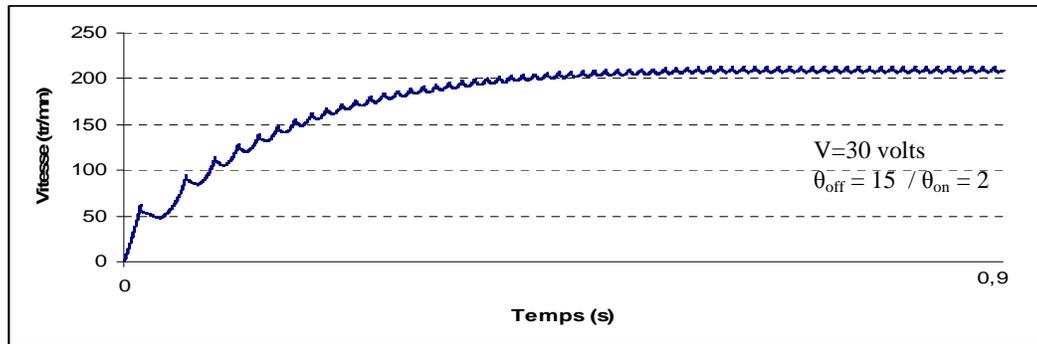


Fig.4.5.5 Vitesse de la machine, Alimentation Courant, modèle linéaire

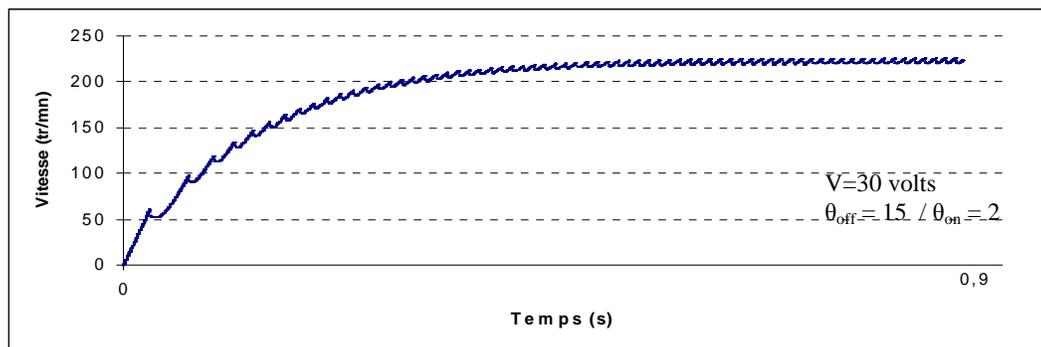


Fig.4.5.6 Vitesse de la machine, Alimentation Courant, modèle non linéaire

Les résultats obtenus sont analogues à ceux obtenus dans le modèle linéaire, avec une allure du couple un peu différente, et une vitesse en régime permanent légèrement plus grande.

4.3 Influence de la tension d'alimentation sur Les Caractéristiques Dynamiques de la Machine

L'influence de la variation de la tension d'alimentation sur les caractéristiques dynamiques de la machine, est aussi analysée dans le cas du modèle non linéaire, en effectuant les mêmes simulations.

4.3.1 Alimentation pleine onde

Courant

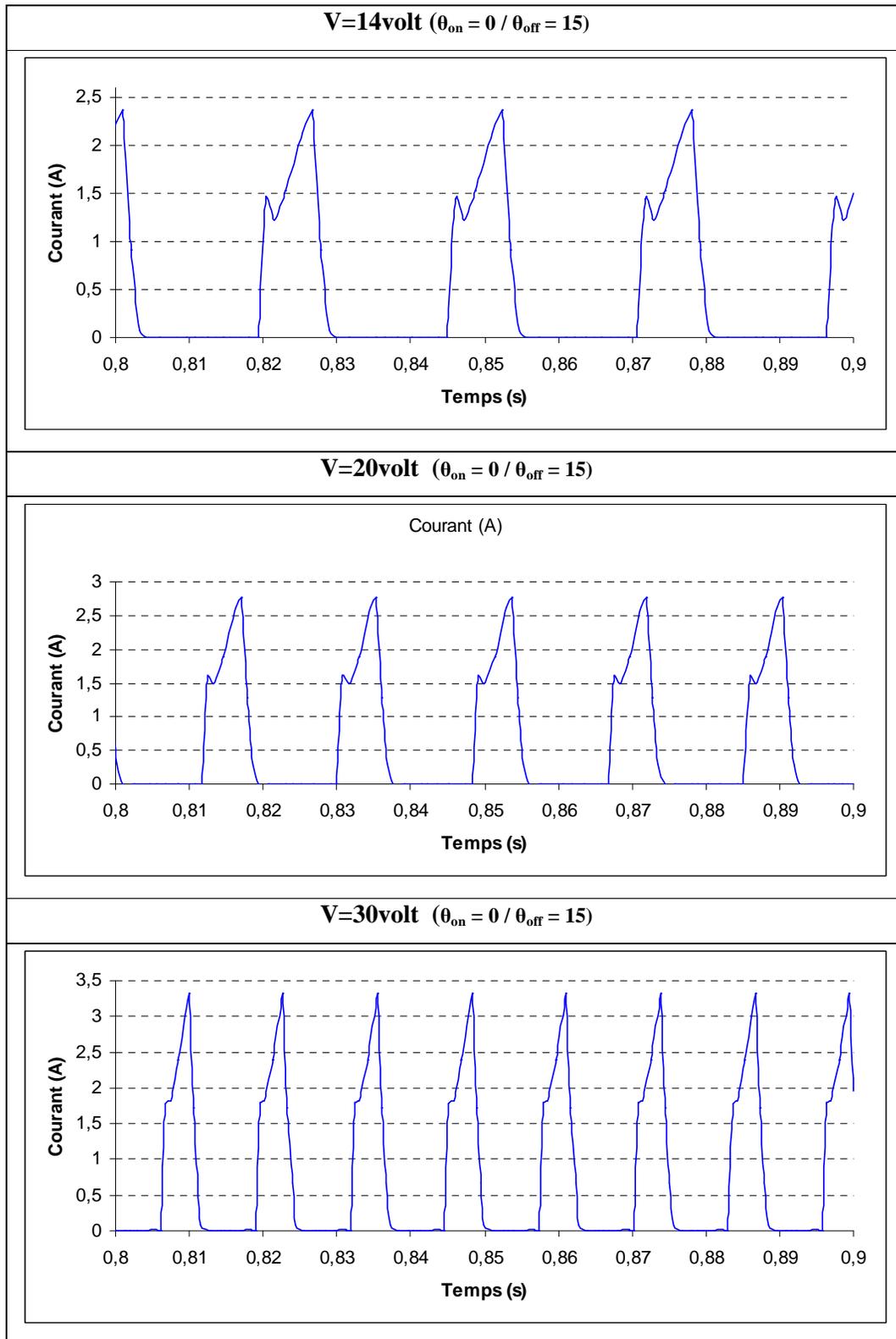


Fig.4.6.1 Effet de la tension d'alimentation sur le courant de phase, Alimentation Pleine onde, modèle non linéaire

Couple

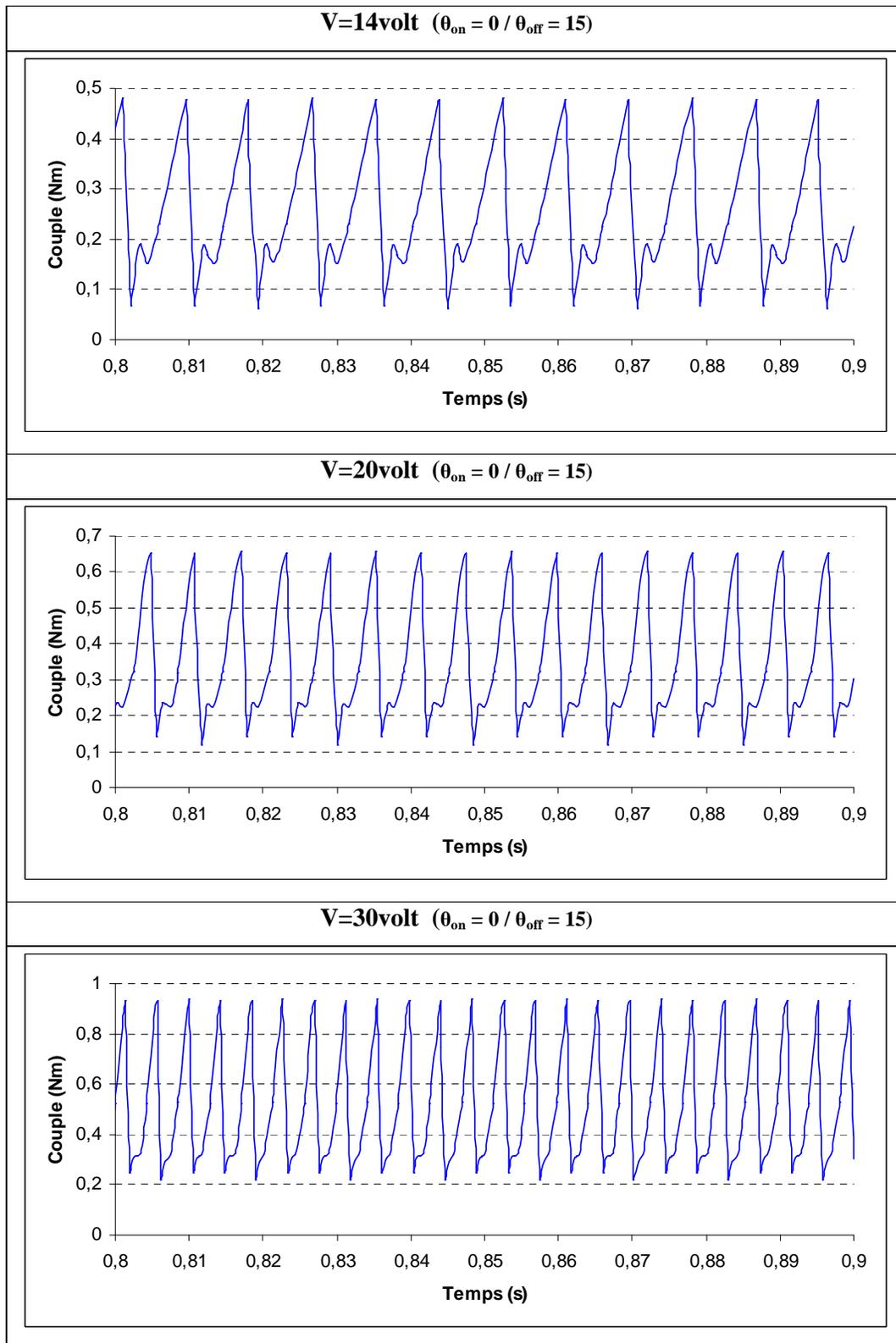
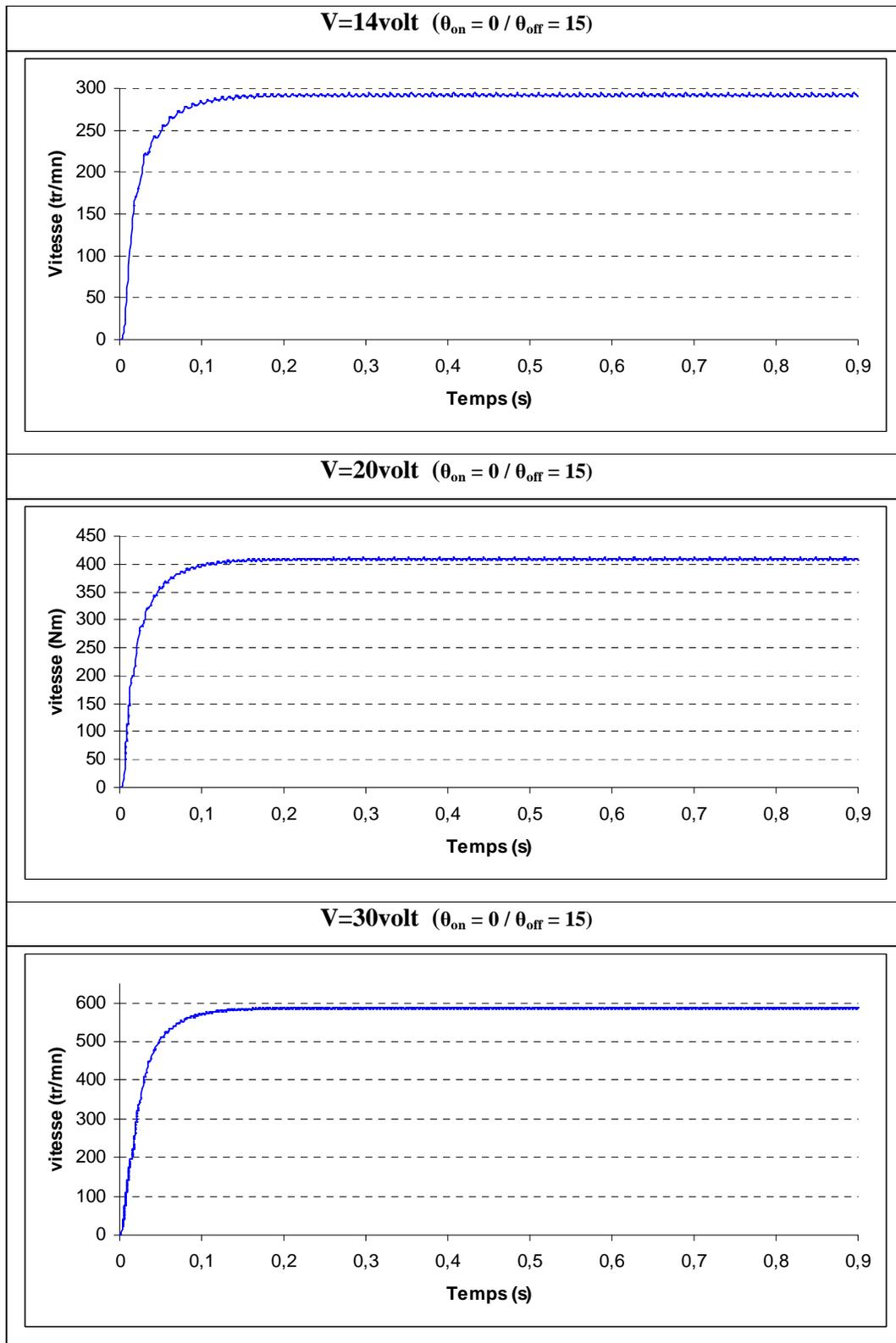


Fig.4.6.2 Effet de la tension d'alimentation sur le couple de la machine, Alimentation Pleine onde, modèle non linéaire

vitesse



**Fig.4.6.3 Effet de la tension d'alimentation sur la vitesse,
Alimentation Pleine onde**

L'évolution des caractéristiques obtenues dans ce cas est la même que pour le modèle linéaire.

4.3.2 Alimentation courant (Hystérésis)

Courant

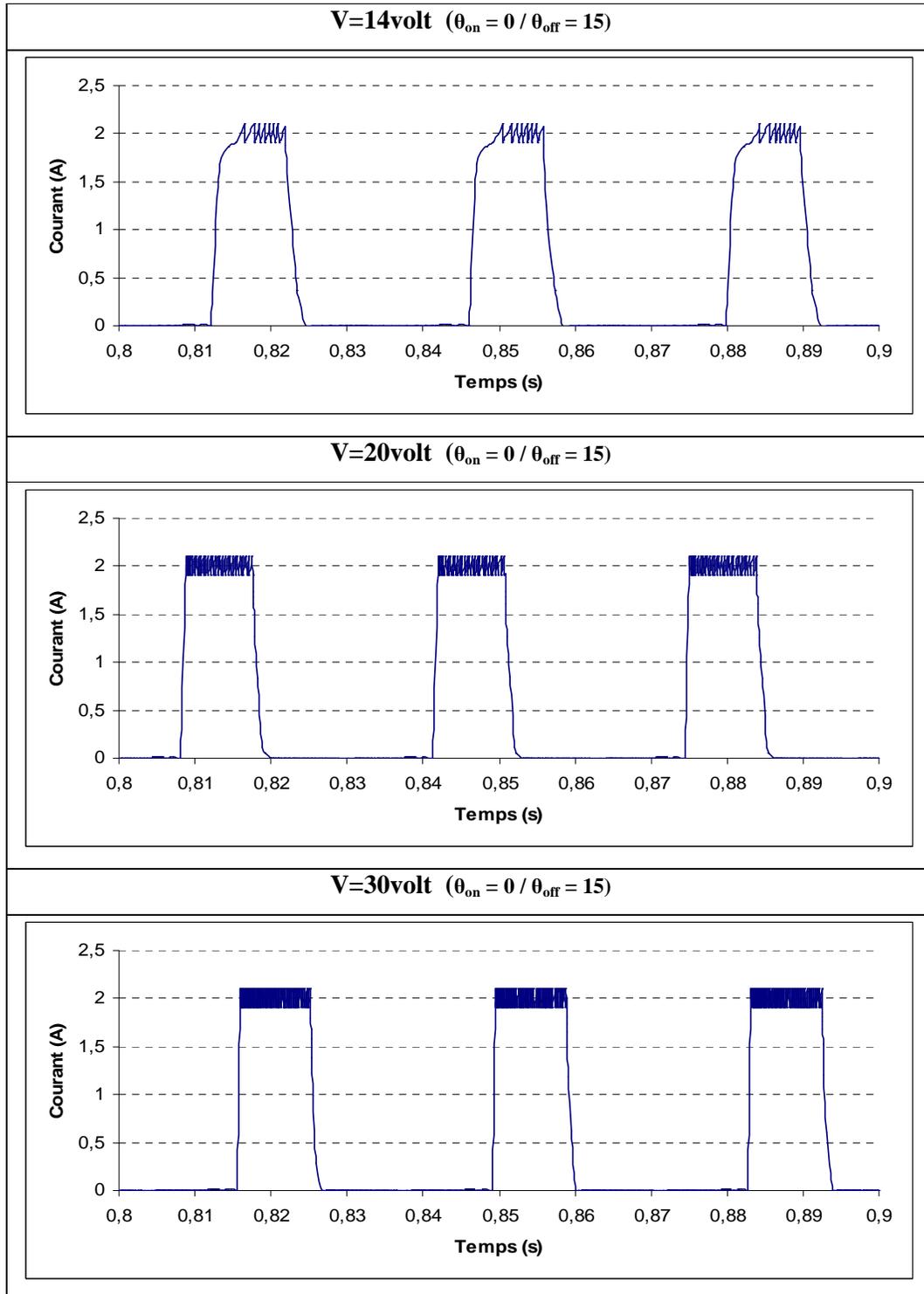
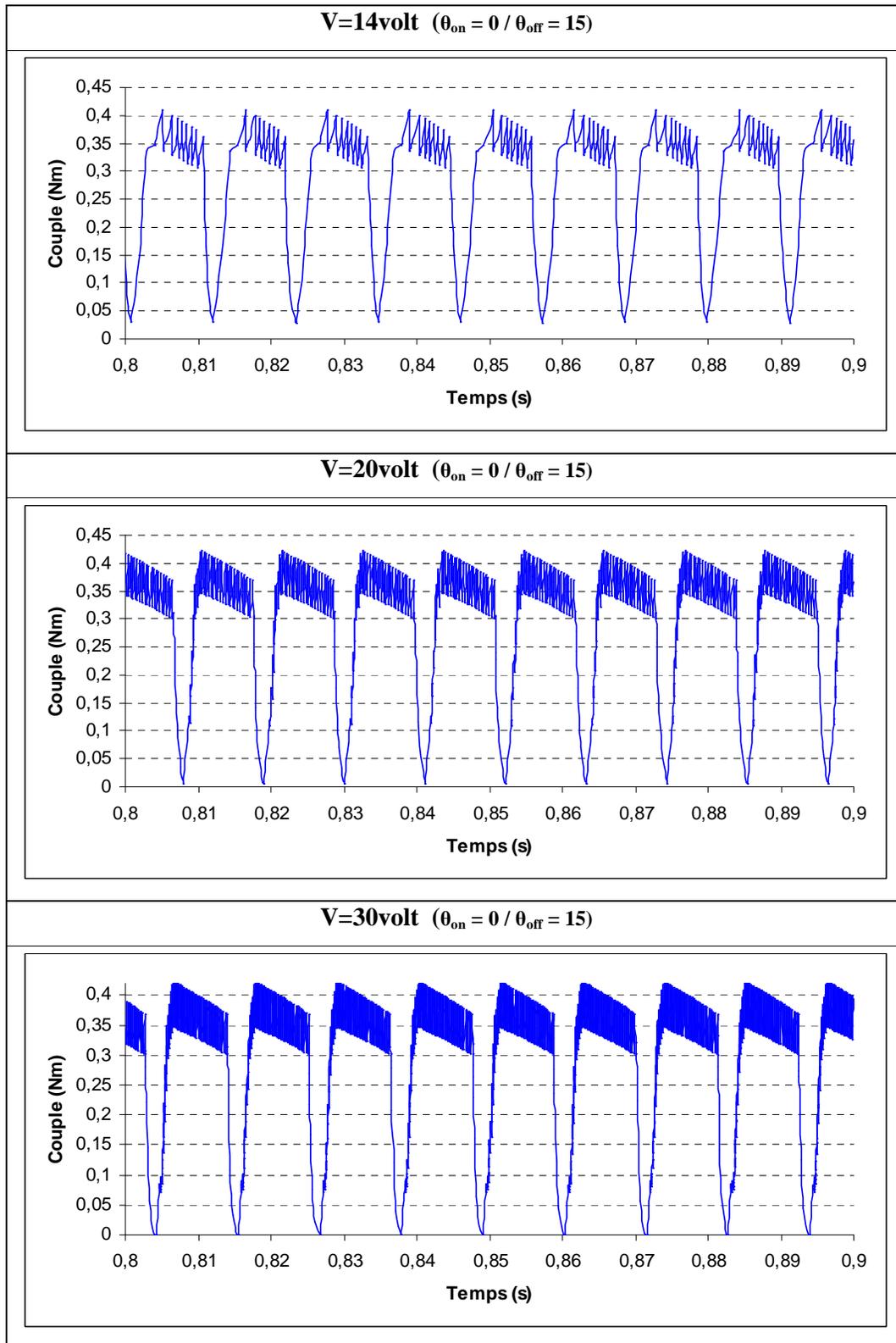


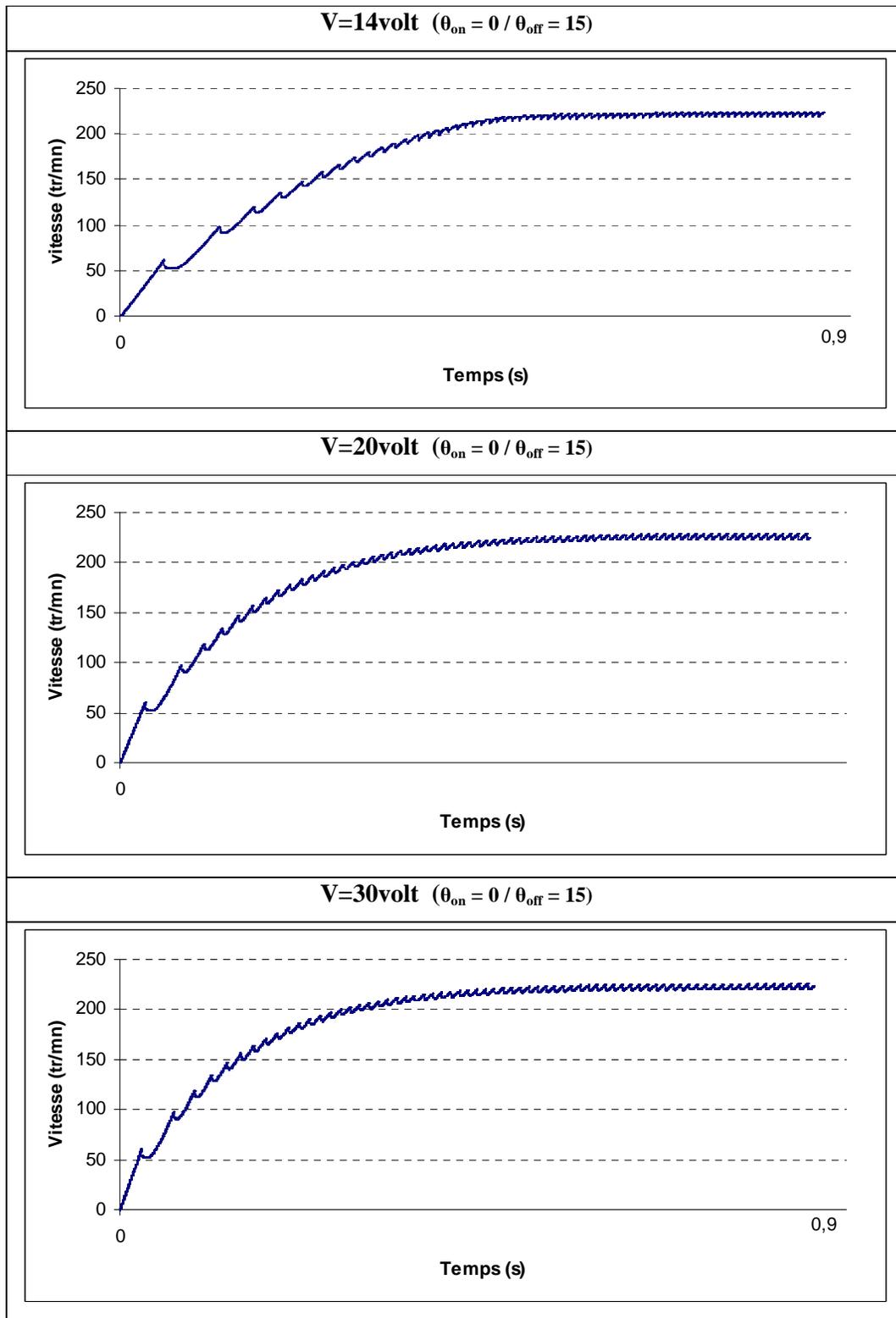
Fig.4.7.1 Effet de la tension d'alimentation sur le courant de phase, Alimentation Courant, modèle non linéaire

Couple



**Fig.4.7.2 Effet de la tension d'alimentation sur le couple de la machine,
Alimentation Courant, Modèle non linéaire**

Vitesse



**Fig.4.7.3 Effet de la tension d'alimentation sur la vitesse,
Alimentation Courant, modèle non linéaire**

Tout comme dans le cas du modèle linéaire, la tension d'alimentation a un effet sur la régulation du courant. En effet, dans ce cas, la régulation apparaît pour une tension plus faible. De plus, les vitesses obtenues en régime permanent sont beaucoup plus importantes que celles obtenues dans le modèle linéaire.

4.6 Influence des angles de commandes sur les performances de la machine

Afin de compléter l'analyse du modèle non linéaire, L'étude de l'influence des angles de commande est aussi réalisée dans ce cas.

Les mêmes simulations effectuées dans le cas du modèle linéaire sont effectuées dans ce modèle.

4.6.1 Variation de θ_{off}

Les résultats sont représentés sur les figures suivantes

- Alimentation pleine onde :

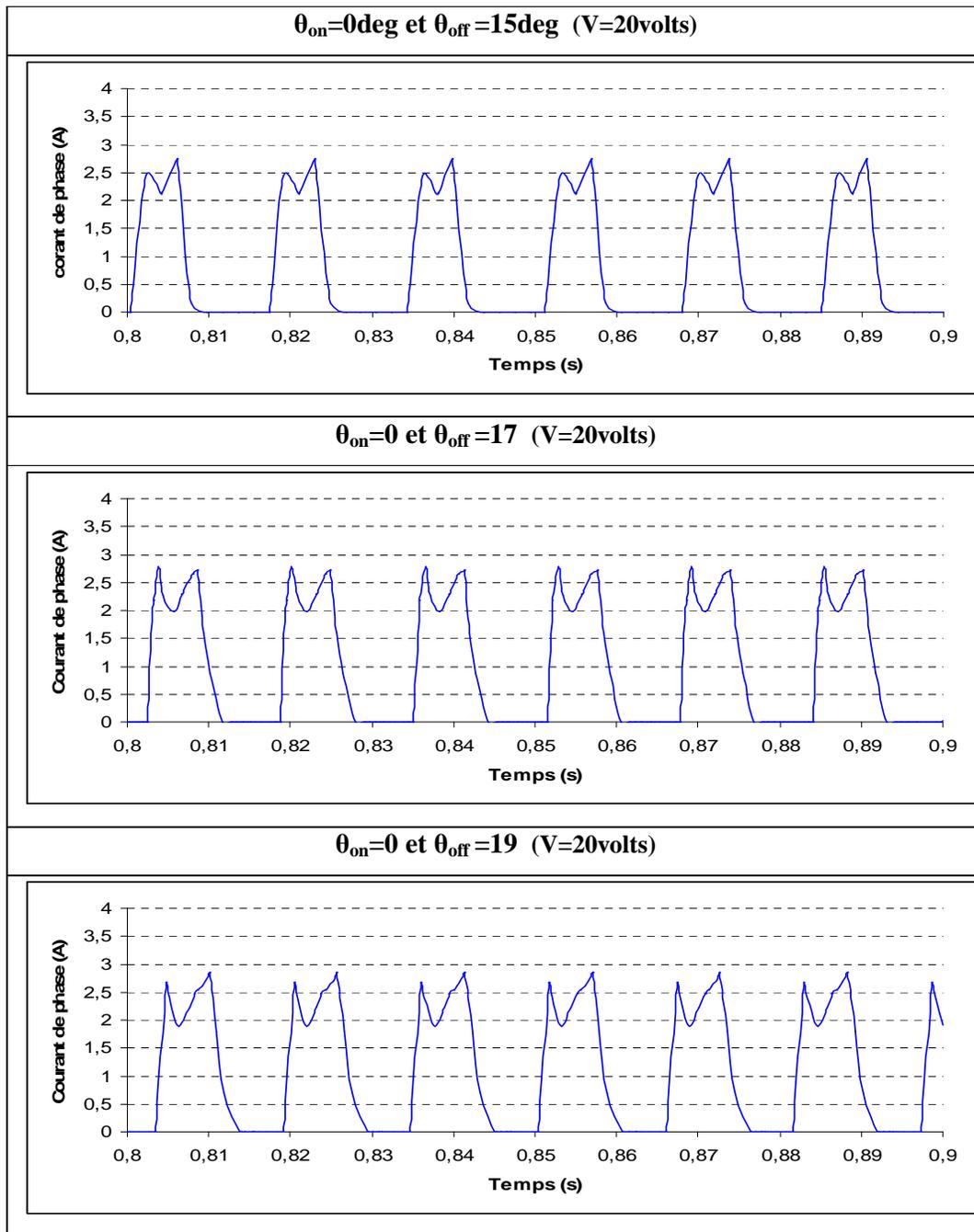


Fig.4.8.1 Courants de phase

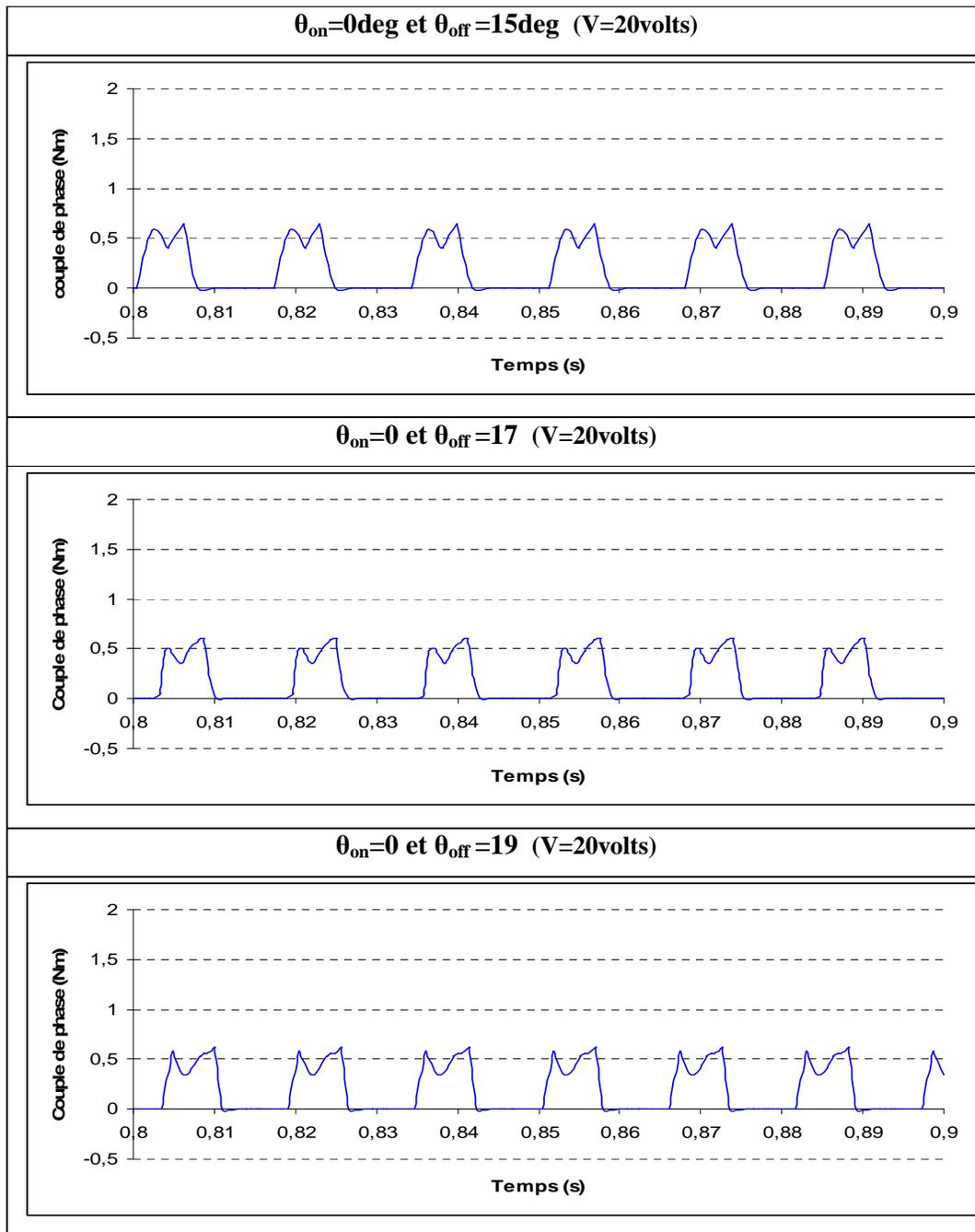


Fig.4.8.2 Couples de phase

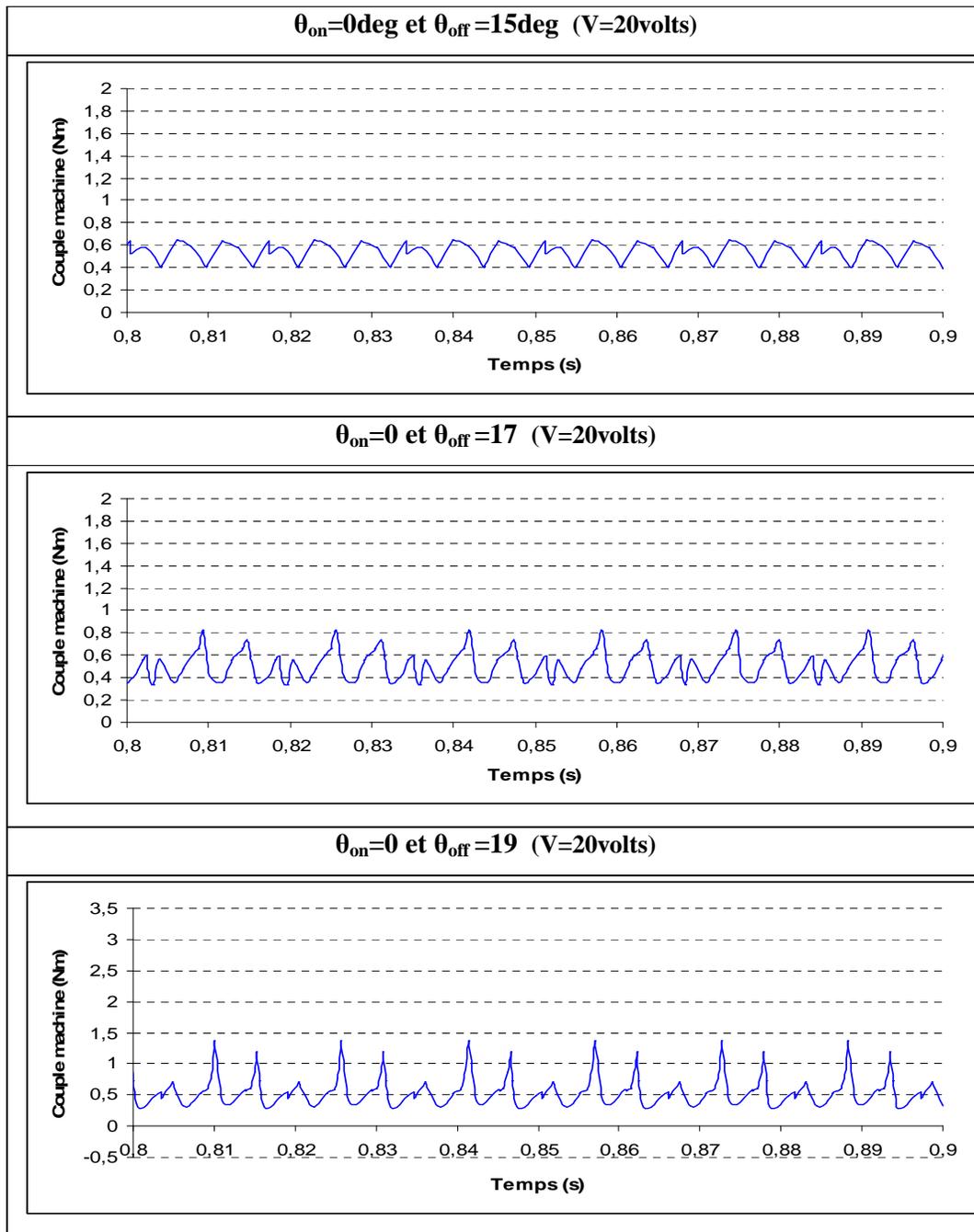


Fig.4.8.3 Couples de la machine

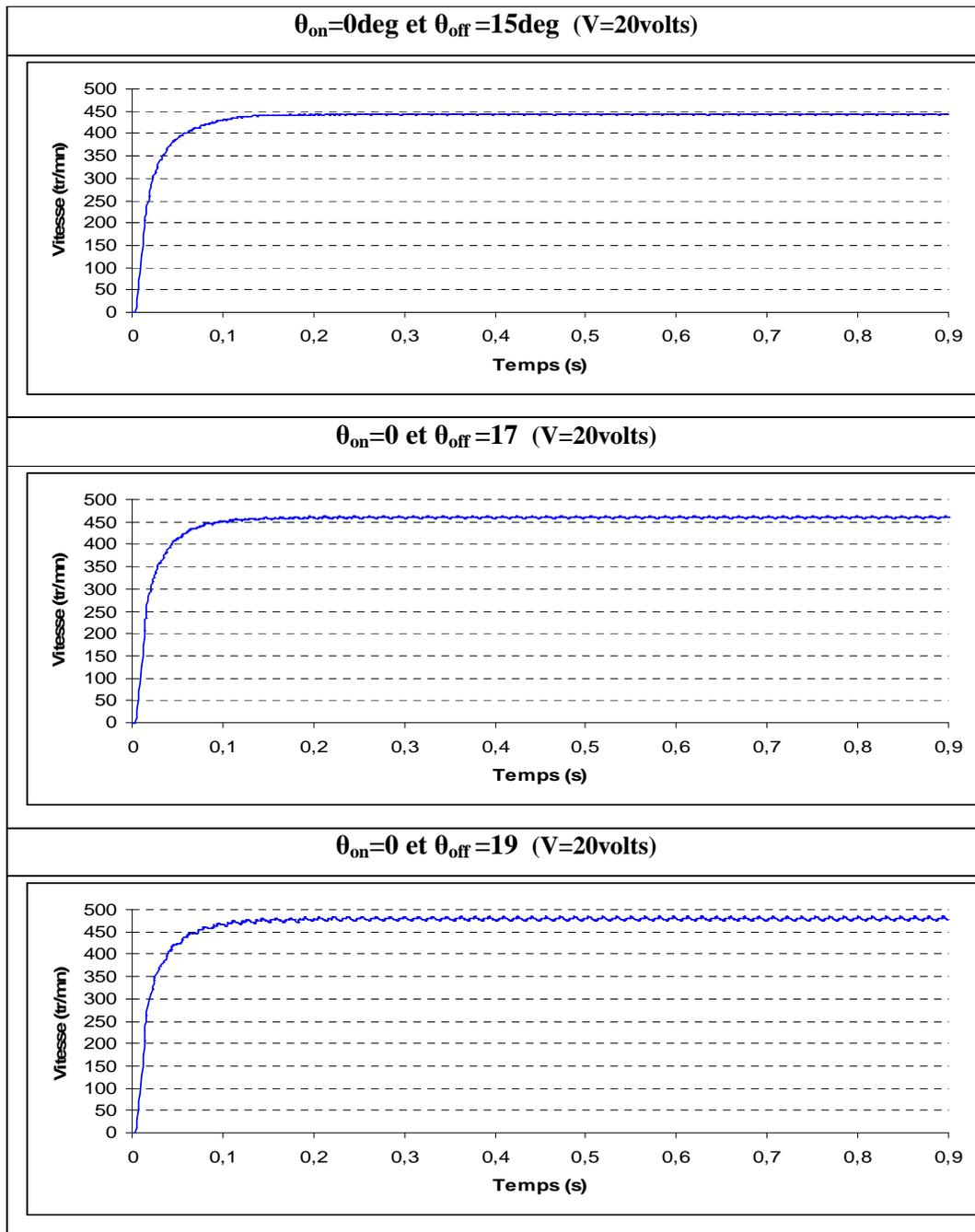


Fig.4.8.4 Vitesses de la machine

Nous constatons que la vitesse en régime permanent augmente avec l'augmentation de θ_{off} ce qui rejoint les résultats obtenu dans le modèle linéaire. Cependant, contrairement au modèle linéaire, le taux d'ondulation varie de façon aléatoire en fonction de la variation de θ_{off} .

- Alimentation courant :

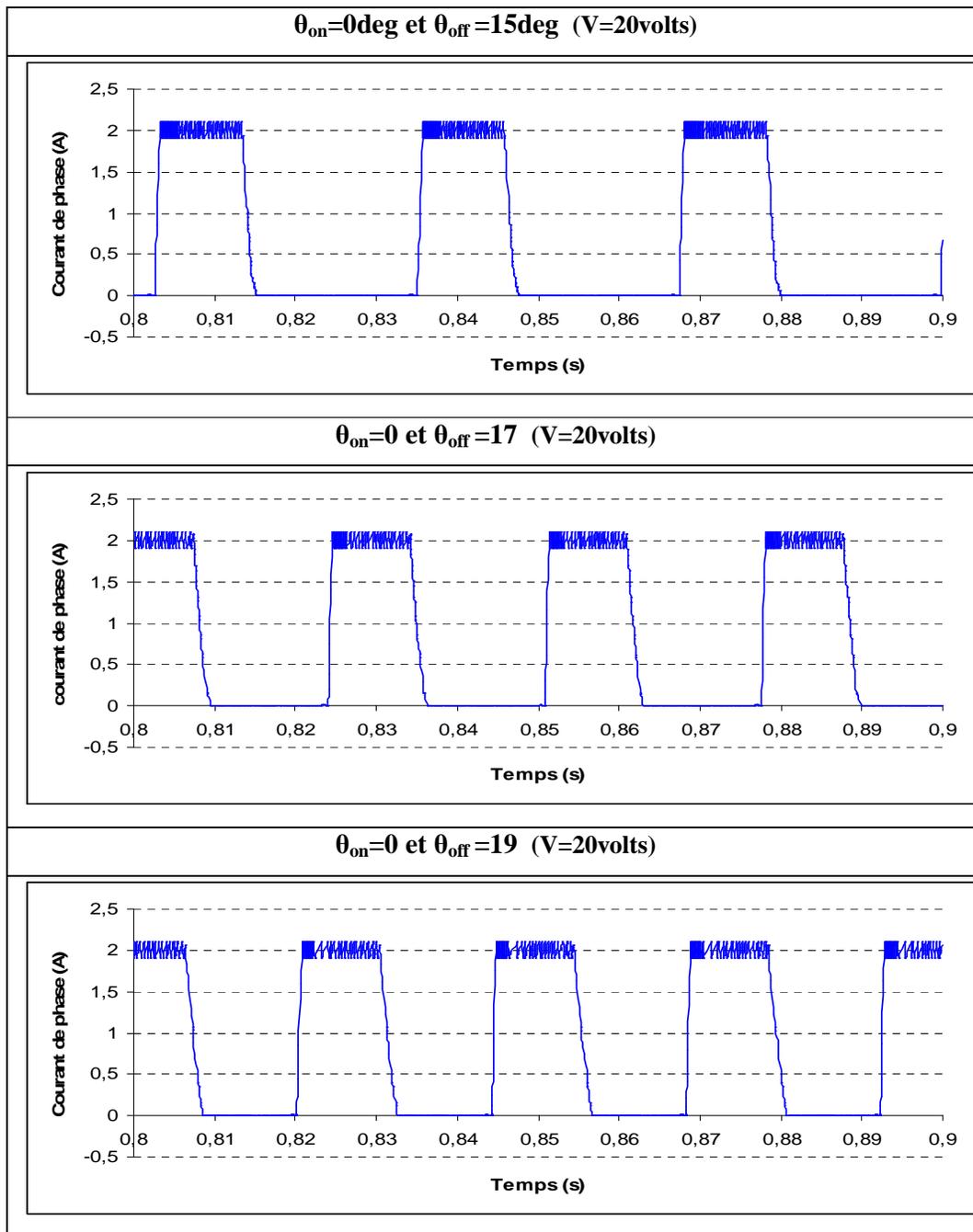


Fig.4.9.1 Courants de phase

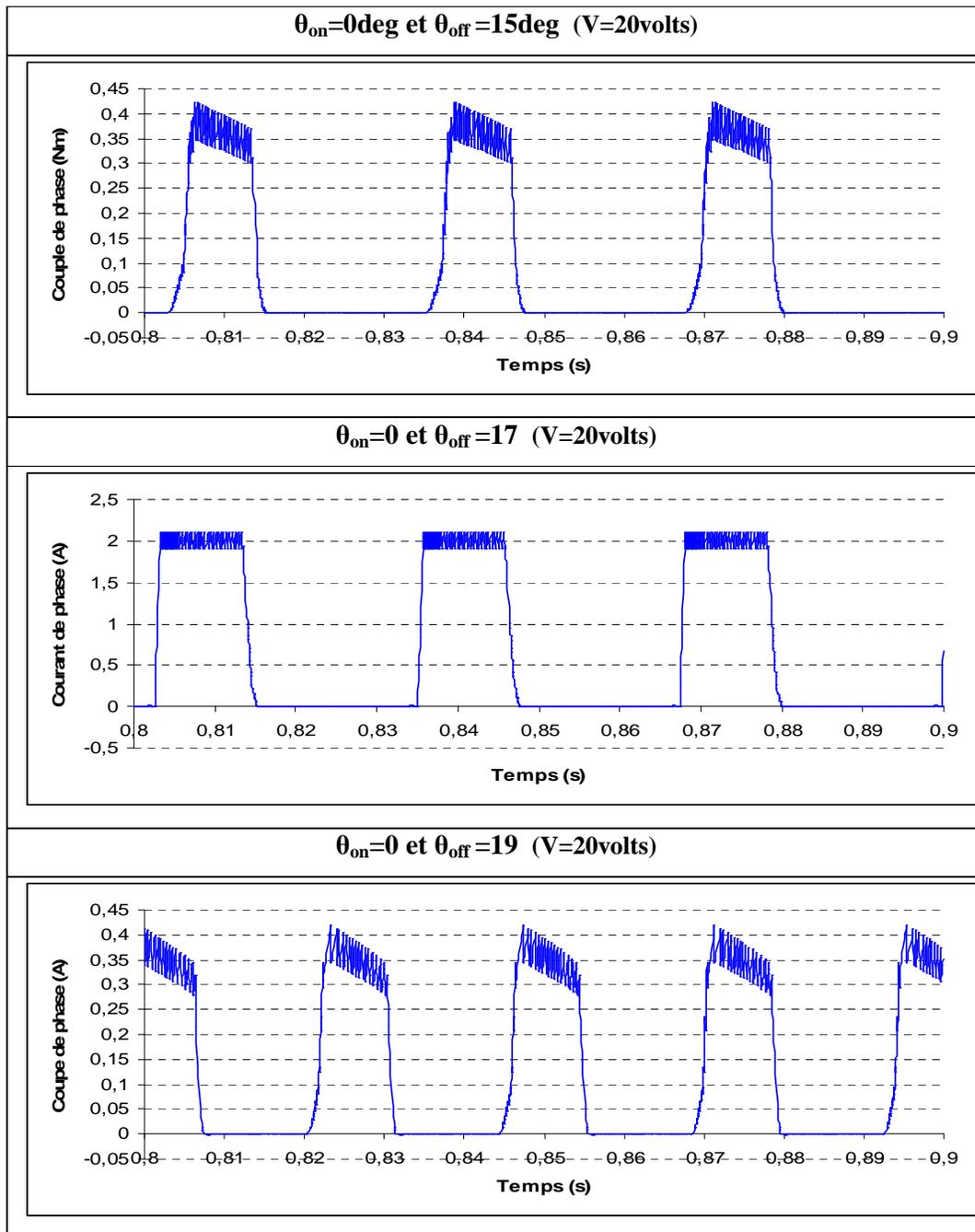


Fig.4.9.2 Couples de phase

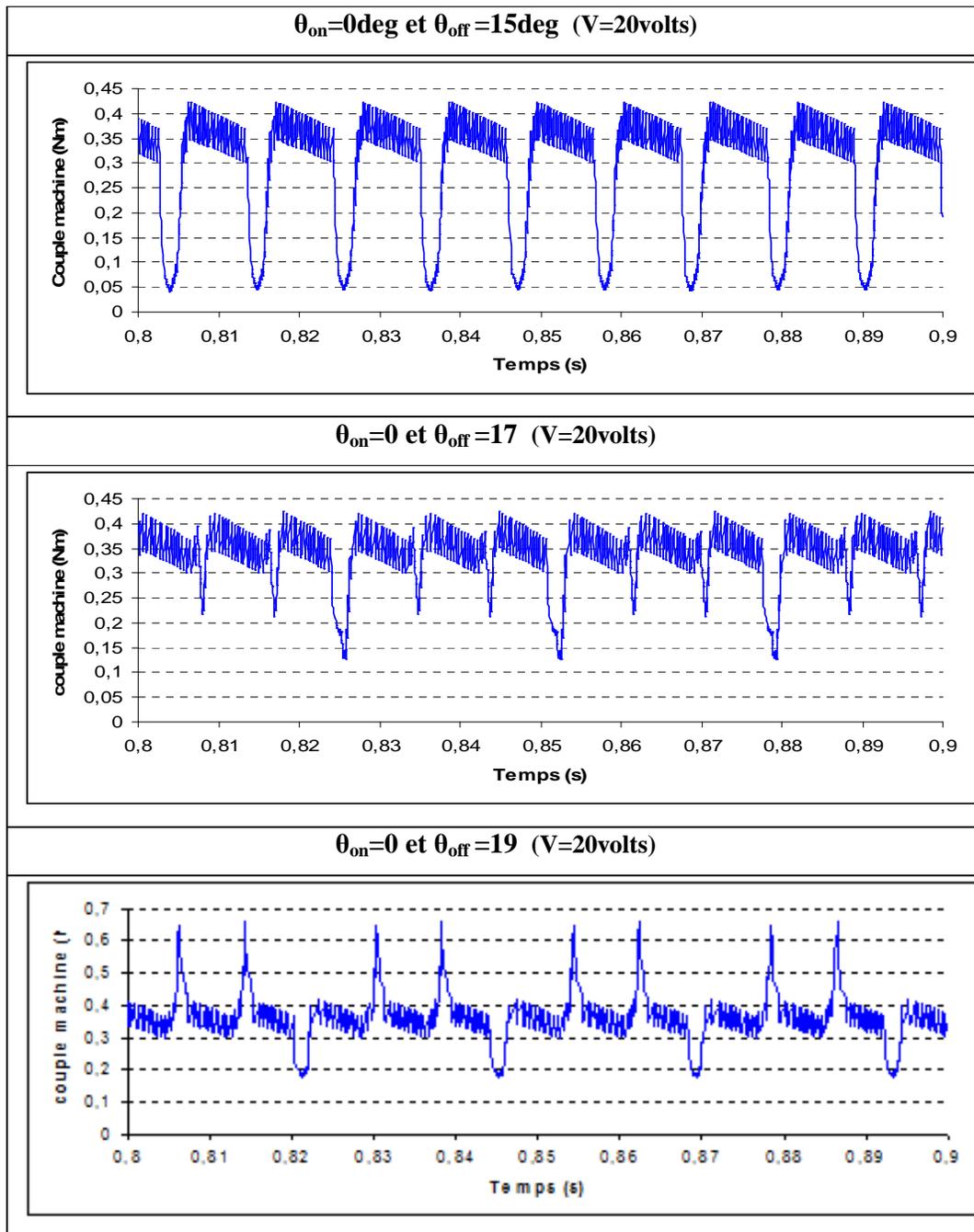


Fig.4.9.3 Couples de la machine

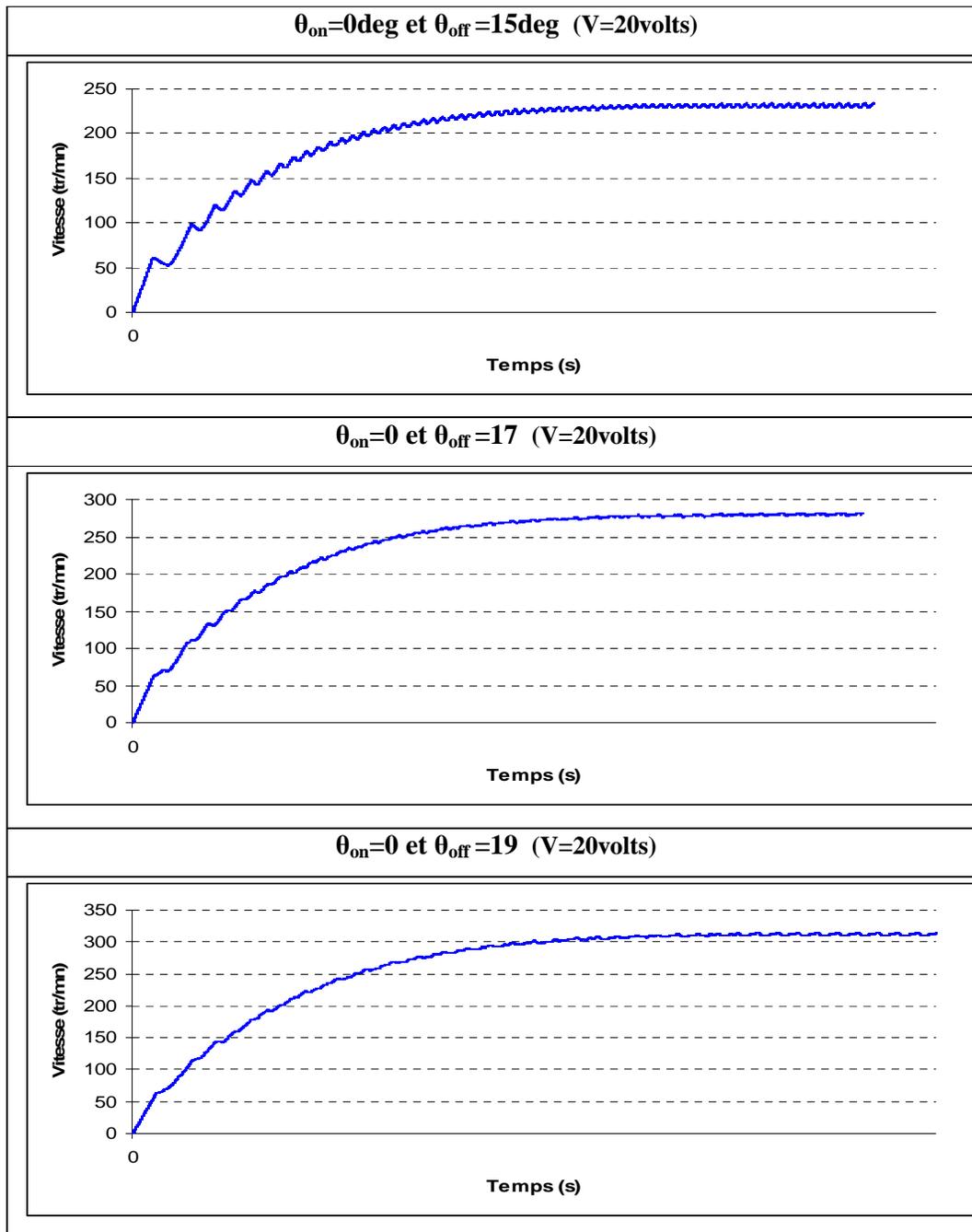


Fig.4.9.4 Vitesses de la machine

De même que précédemment, l'augmentation de θ_{off} entraîne une augmentation de la vitesse d'entraînement en régime permanent, alors que l'ondulation de couple varie aléatoirement.

4.6.1 Variation de θ_{on}

Les mêmes simulations sont effectuées pour l'étude de l'influence de l'angle d'avance à l'allumage θ_{on} . Les résultats sont représentés sur les figures suivantes :

- Alimentation pleine onde :

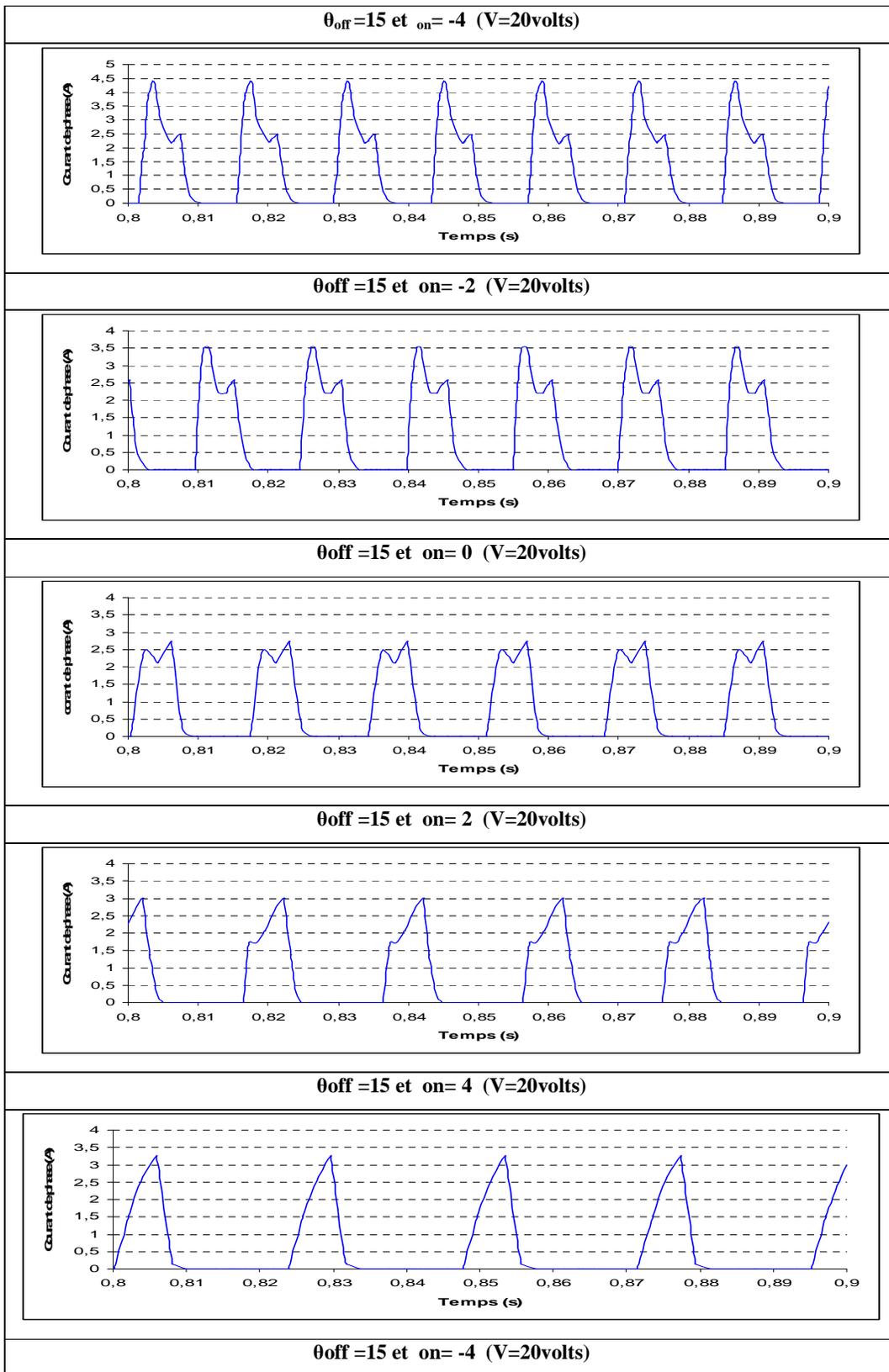


Fig.4.10.1 Courants de phase

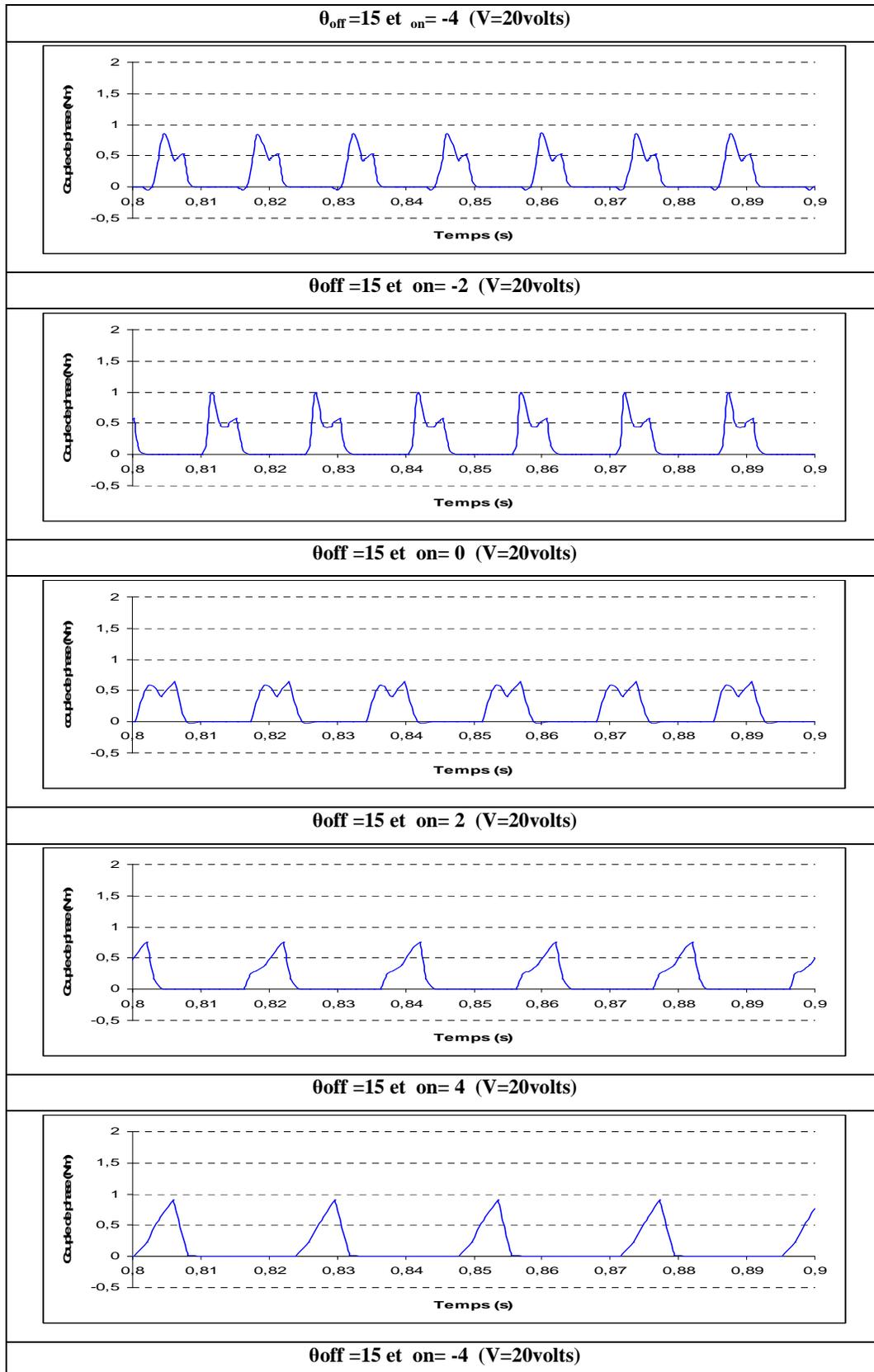


Fig.4.10.2 Couples de phase

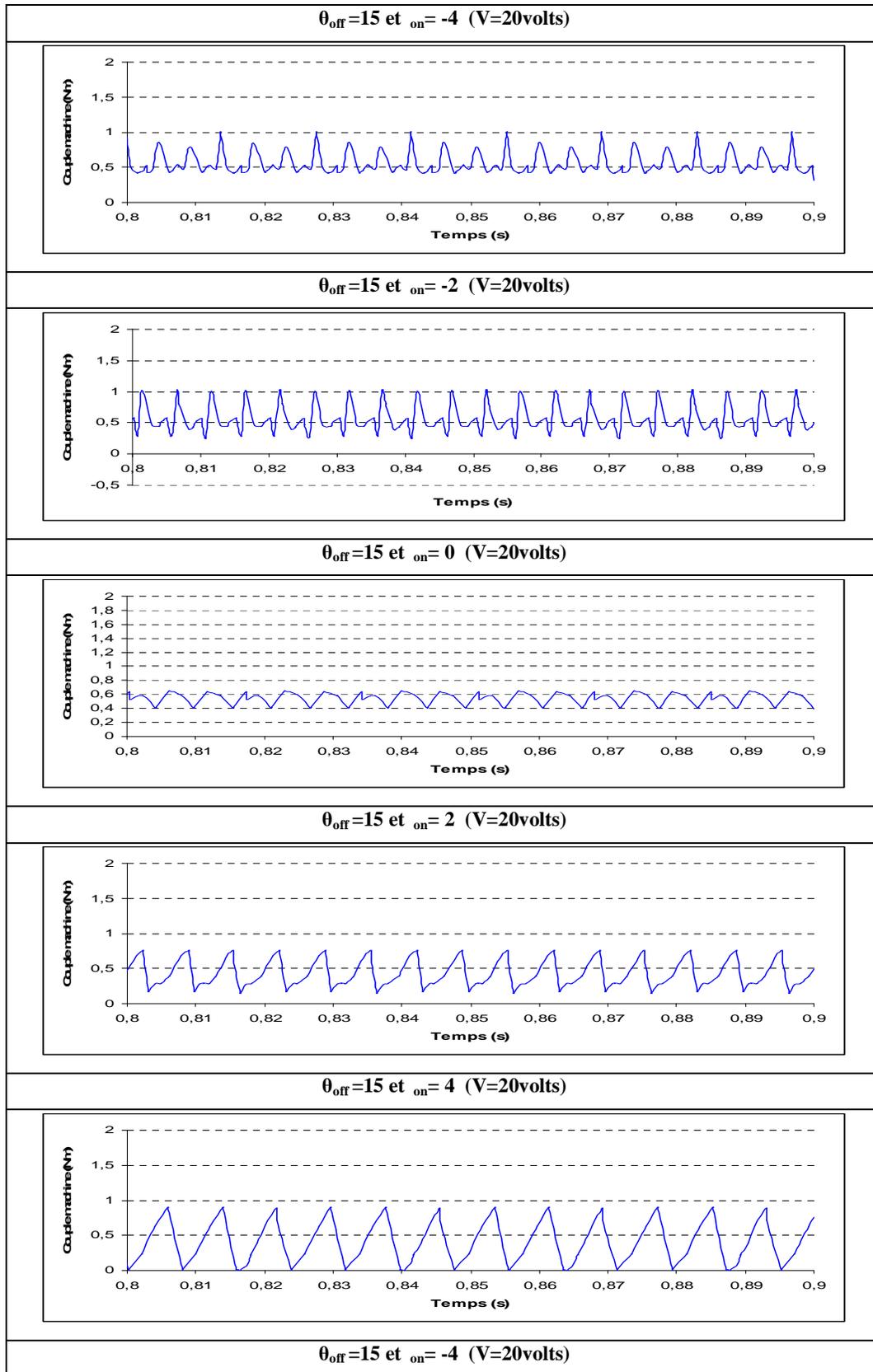


Fig.4.10.3 Couple de la machine

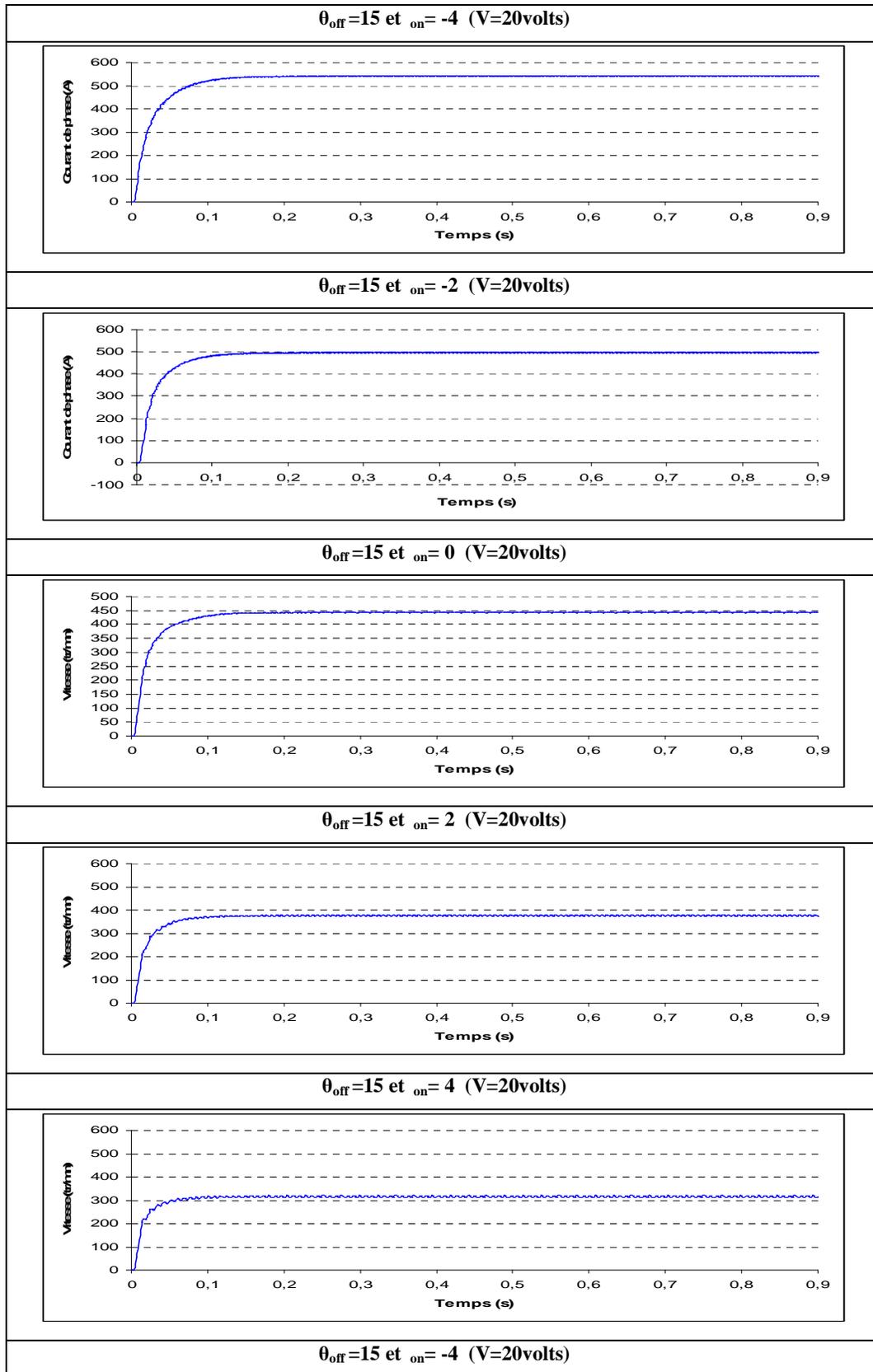


Fig.4.10.4 Vitesses de la machine

Nous constatons que les formes de courant changent avec la diminution de l'angle θ_{on} , et pour la plus part des valeurs d'angles θ_{on} , elles ont les même allures que celle obtenus dans le modèle linéaire. De plus, La vitesse d'entraînement en régime permanent diminue avec la diminution de l'angle θ_{on} . Le même résultat a été obtenu par le modèle linéaire, sauf que dans ce cas, les vitesses obtenues sont légèrement plus importantes.

- Alimentation courant

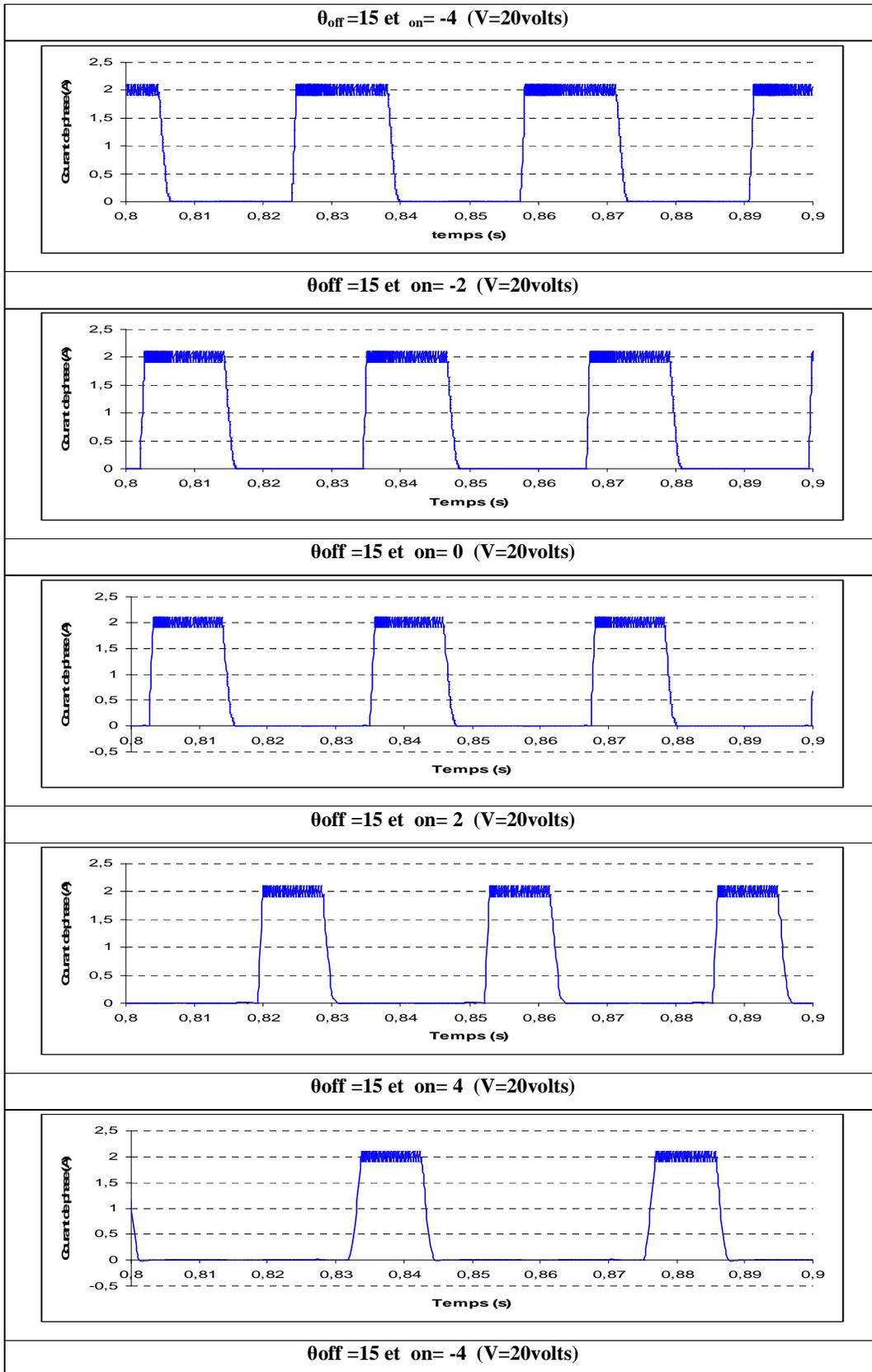


Fig. 4.11.1 Courants de phase

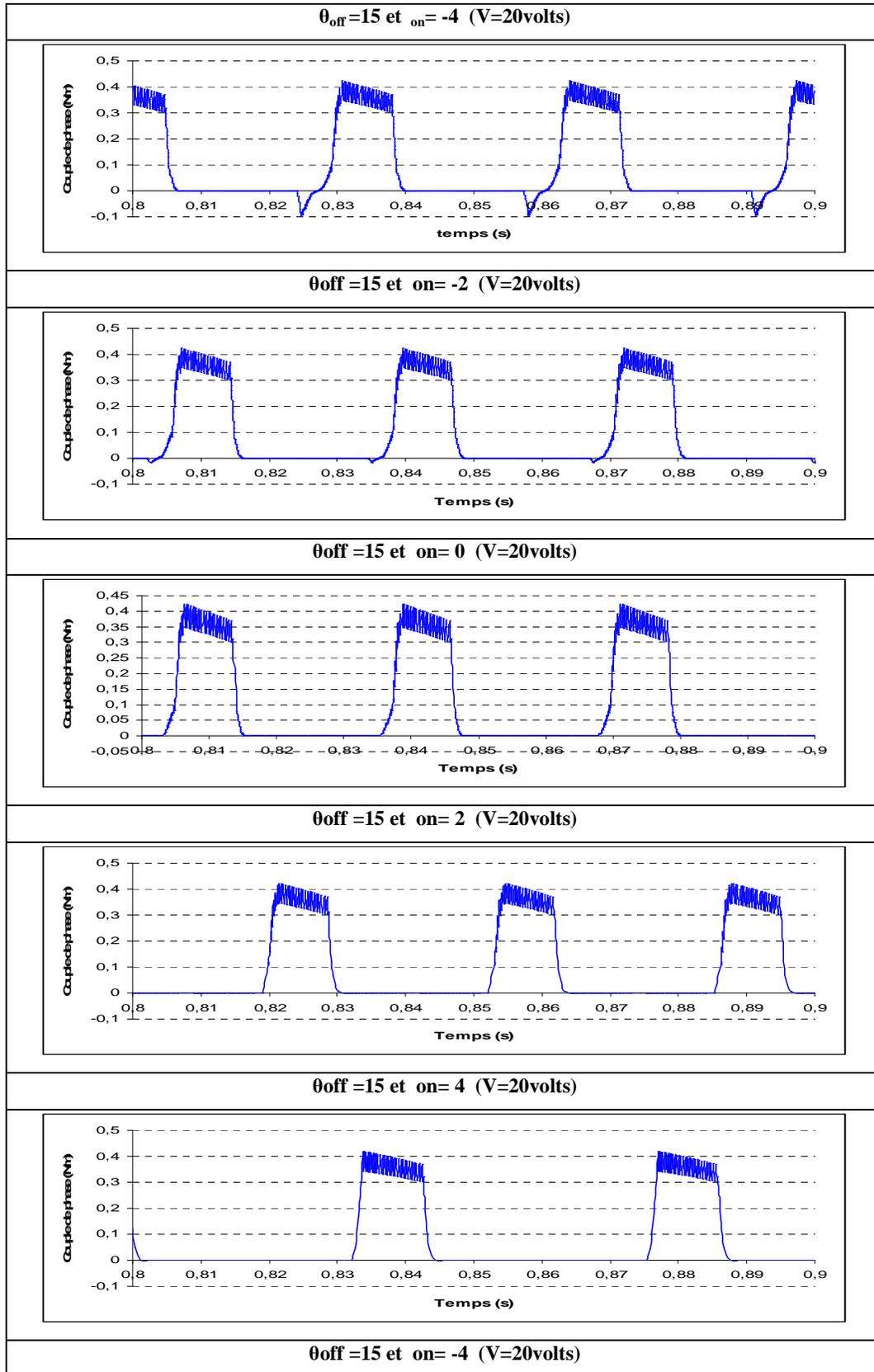


Fig.4.11.2 Couples de phase

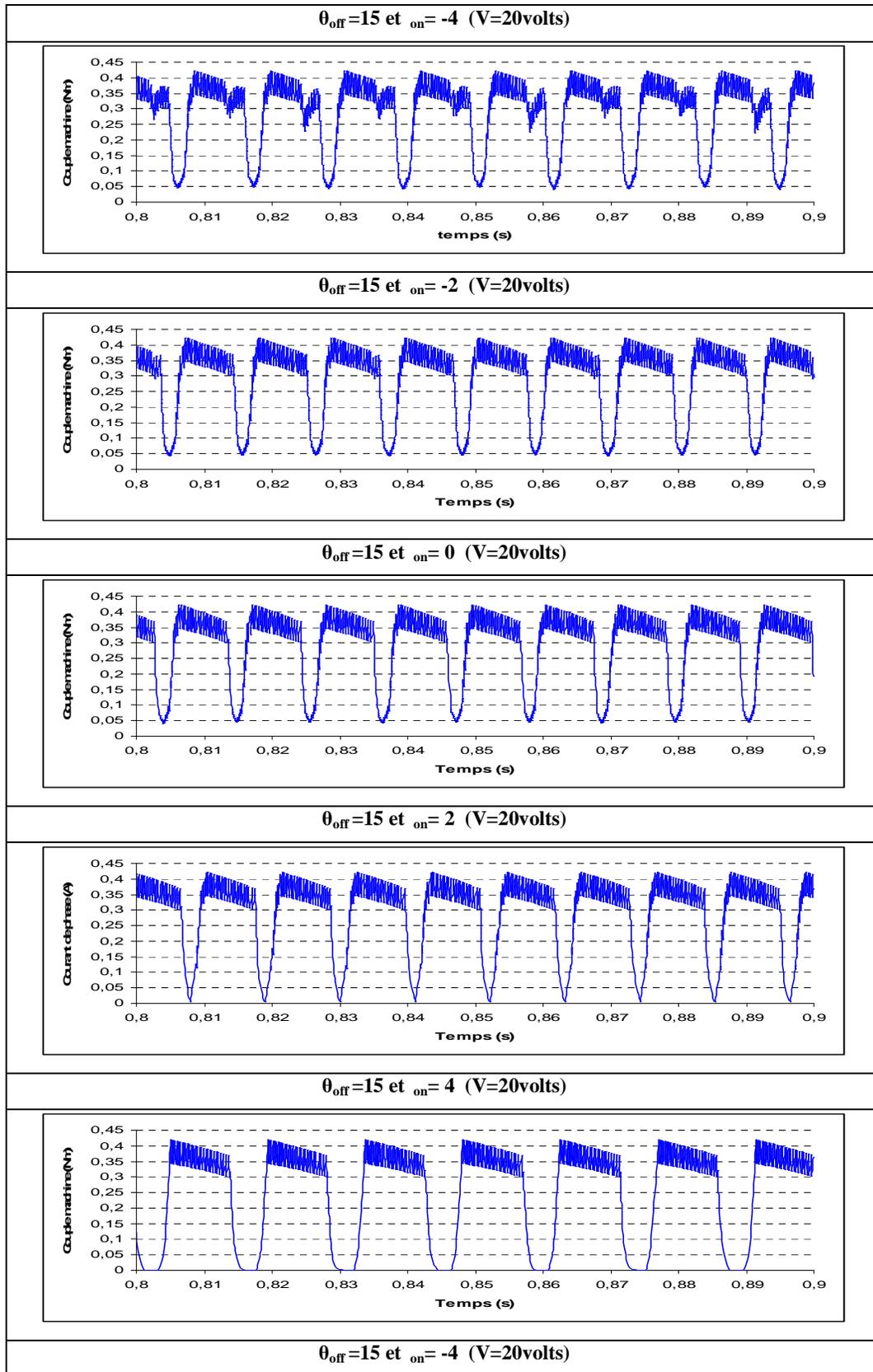


Fig.4.11.3 Couple de la machine

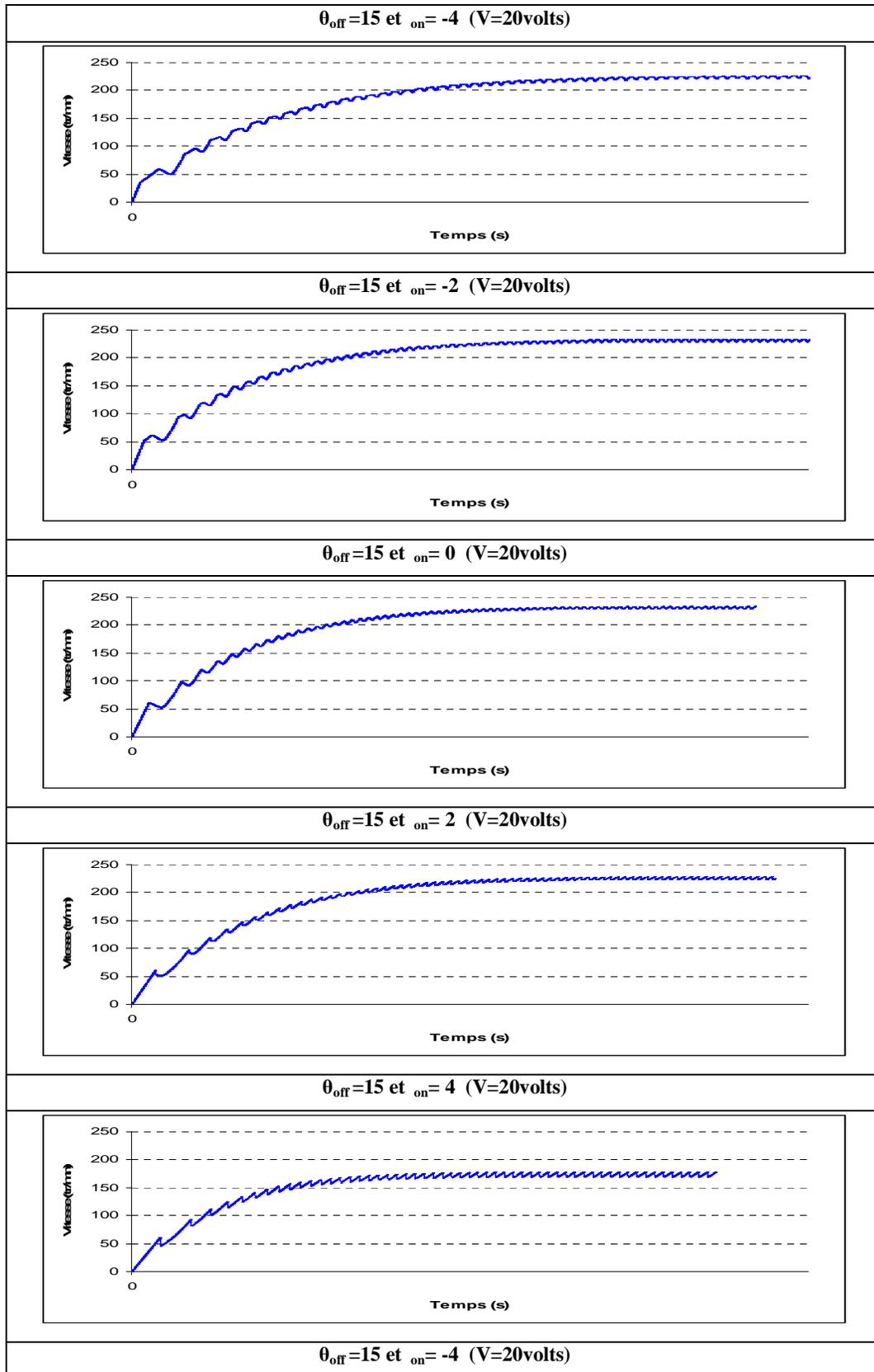


Fig.4.11.4 Vitesses de la machine

Nous remarquons que les allures de courants sont presque identiques à celle obtenues par le modèle linéaire, et leur évolution en fonction de la diminution de l'angle θ_{on} est la même. L'allure du couple de la machine est, par contre légèrement différente, et l'ondulation de couple varie de façon aléatoire. Cependant la vitesse d'entraînement en régime permanent diminue légèrement avec la diminution de l'angle θ_{on} , ce qui n'était pas le cas dans modèle linéaire ou la vitesse diminue de façon substantielle.

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons proposé un modèle dit "non linéaire", qui tient compte de l'effet de la double saillance de la machine et de la saturation. Ce modèle a été construit à partir du modèle linéaire établi au chapitre précédent en utilisant les caractéristiques magnétiques de la machine, déterminées par EF, et qui varient en fonction du courant et de la position. Les mêmes simulations effectuées dans le modèle linéaire sont exécutées dans ce cas, afin d'analyser le comportement dynamique à partir du modèle non linéaire, et comparer les résultats à ceux obtenus dans le modèle linéaire.

L'analyse des résultats, nous a permis de constater que ces deux modèles n'ont pas conduit exactement aux mêmes résultats. En effet, nous avons constaté que l'influence de la tension d'alimentation et des angles de commande sur les performances de vitesse n'est pas la même quantitativement pour les deux modèles. Concernant les performances de couple, les deux modèles ont conduit aussi à des résultats différents.

Les différences constatées entre les résultats obtenus par les deux modèles étaient prévisibles, car dans le modèle linéaire, des hypothèses simplificatrices ont été considérées. Néanmoins le modèle non linéaire doit être affinée, en utilisant une meilleure méthode d'interpolation, telle que la méthode "Cubic spline" ou "GRNN".

Bien qu'elle soit beaucoup plus complexe, la modélisation non linéaire s'avère très importante, lorsqu'on s'intéresse à la prévision précise des performances de la machine.



Chapitre5

Etude Expérimentale

Introduction

L'émergence d'une industrie semi-conductrice de forte puissance, associées à des circuits programmables performants, et le développement des circuits numériques permettant des calculs de plus en plus puissant et plus rapide ont contribué au développement des techniques d'entraînement électriques.

En vue d'apprécier les résultats théoriques obtenus, et de mettre en valeur le fonctionnement de la MRV à double dentures, nous avons procédé à une étude expérimentale, dans laquelle, un prototype d'un moteur à RV a été construit, et une commande numérique à base d'un microcontrôleur de type AVR ATMEGA 16L a été développée.

Pour cela, dans ce chapitre, nous procédons, à la description du banc d'essai expérimental qui est constitué de la machine construite, du circuit de puissance permettant l'alimentation du moteur par les deux stratégies d'alimentation, des circuits de commande, les circuits de mesure, ainsi que de la carte de développement permettant la commande numérique de la machine. Nous, présentons, ensuite, les essais préliminaires sur le prototype réalisé permettant son identification. Un programme de commande en boucle ouverte a été, ensuite, élaboré, et implémenté sur la carte de développement afin de tester la carte de développement, et de vérifier le bon fonctionnement des circuits de commande, et du circuit de puissance.

5.1 Mise en œuvre d'un banc d'essai expérimental

L'objectif de cette partie est d'implémenter une commande numérique d'un moteur à réluctance variable à double denture triphasé 12/ 8. A cet effet, un banc d'essai a été mis en place, dont une partie à été réalisé dans le cadre d'autres travaux de recherche [10], et l'autre partie a été réalisé dans le cadre de ce travail. Ce banc d'essai est composé de deux parties distinctes (fig.5.1) :

- La partie électrique : elle est constituée de cinq éléments : la MRV12/8 réalisé dans ce cadre, le convertisseur de puissance, la carte de commande rapprochée, le circuit d'attaque, et enfin La carte de mesure et de mise en forme.
- La partie développement logiciel : articulé autour d'un microcontrôleur de type ATMEGA 16l de AVR.

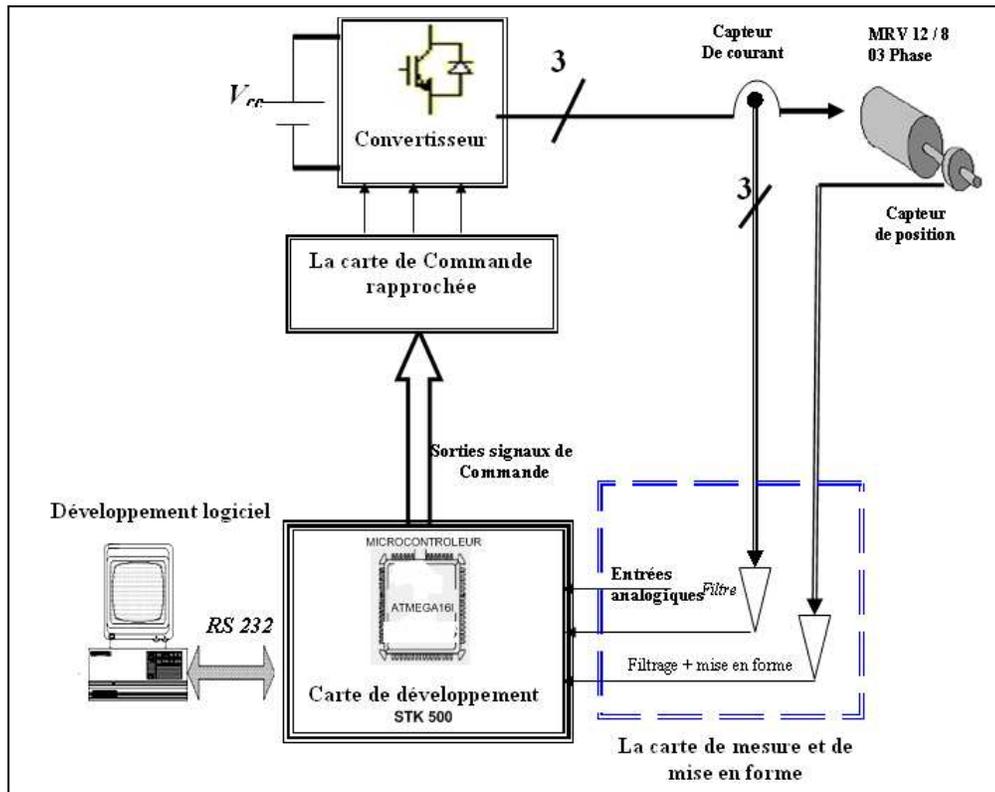


Fig.5.1 : Structure matérielle du banc d'essai

La Fig.5.2 montre une photo du banc d'essai réel

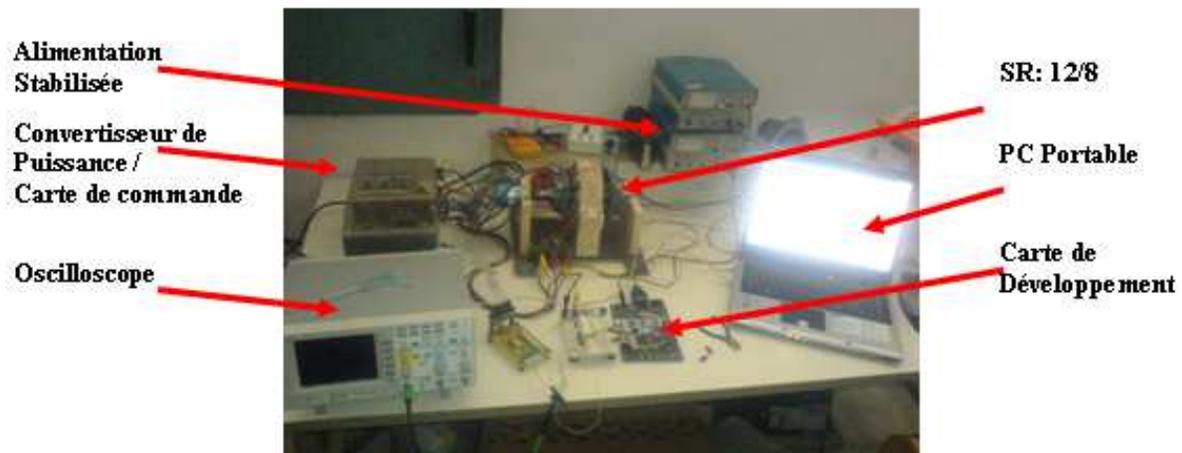


Fig.5.2 Photo du banc d'essai

5.1.1 Partie électrique

5.1.1.1 Description du moteur réalisé

Le moteur a été construit suivant les dimensions du moteur étudié aux chapitres précédents. Ce dernier est constitué d'un stator, un rotor et un bobinage. Pour des raisons de non disponibilité d'un procédé d'usinage adéquat, pour réaliser un stator et un rotor feuilletés et dentés, nous les avons construits en acier massif. Les deux parties ont été montées sur un châssis, en ayant une structure ouverte, sans fermeture externe, afin de prévoir une meilleure dissipation de la chaleur qui résulterait des courants de Foucault générés dans les structures massives. La fixation du rotor a été réalisée grâce à un jeu de paliers avec roulements, assurant un alignement axial satisfaisant. Chaque phase réalisée, comprend 04 bobines diamétralement opposées, insérées dans les encoches du stator. Le coefficient de remplissage a été choisi de manière à insérer le maximum de conducteurs possible. Ainsi 51 spires par bobine ont été insérées, avec un conducteur en cuivre de diamètre égal à 0.7mm, et pouvant supporter un courant de 5A au maximum. Une photo du moteur est donnée sur la figure 5.3.

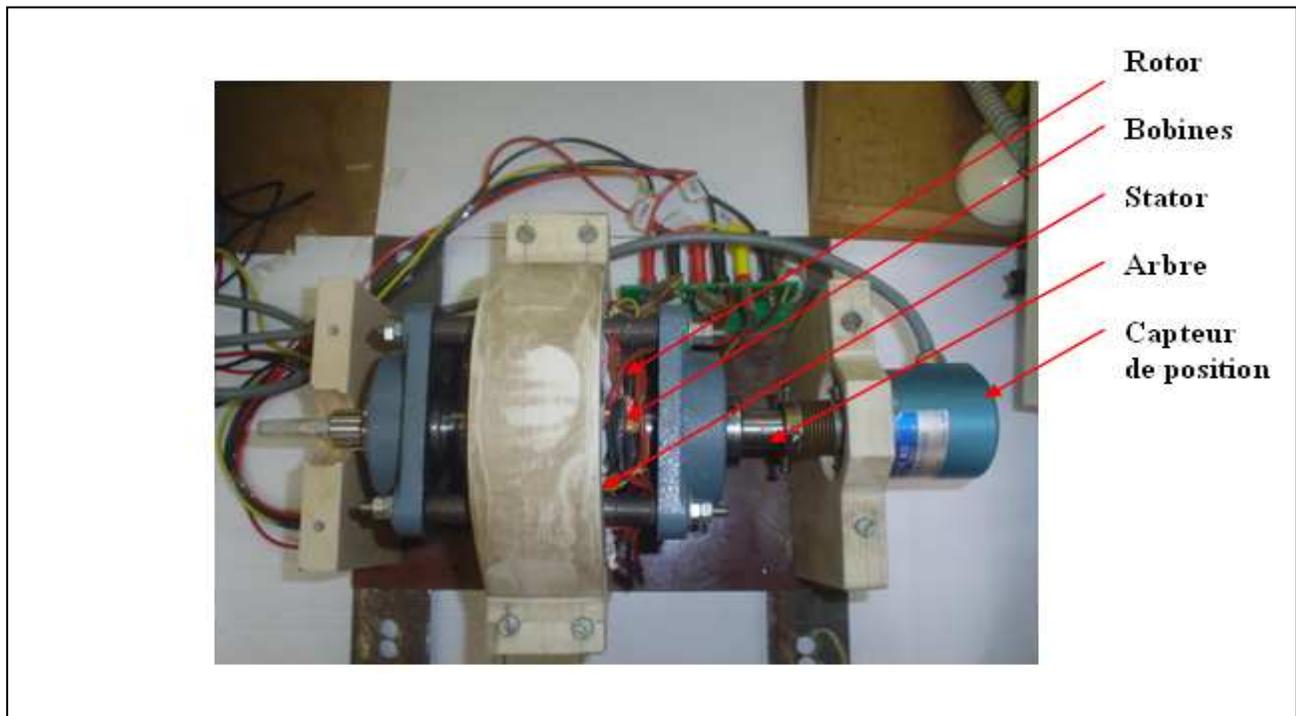


Fig.5.3 Prototype de MRV 12/8 Construite

5.1.1.2 Circuit de puissance (Convertisseur statique)

Le convertisseur utilisé a été réalisé dans le cadre d'autres travaux de recherche [10]. C'est une structure triphasée à demi-pont asymétrique. La configuration pour une phase est donnée sur la figure 5.4. Elle est

constituée de deux transistors de puissance de type MOSFET [IRFP250, (30A sous 200 V)], et des diodes de puissance ultra rapides de type [RHRP1540 ; 15A-400V avec un $t_{tr} < 35ns$], pour limiter les pertes de commutation. Le circuit de puissance est alimenté par une source de tension continue.

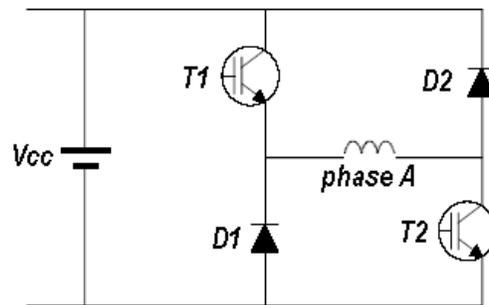


Fig.5.4 : Schéma électrique d'un seul bras du convertisseur d'alimentation

5.1.1.3 Circuit de commande rapprochée

La commande rapprochée constitue l'interface entre l'organe de commande (Carte microcontrôleur) et le circuit de puissance. Elle assure les fonctions suivantes :

- Isolation galvanique par rapport à la commande ;
- Amplification des signaux de commande des transistors ;
- Commande simultanée des deux transistors.

La commande rapprochée est constitué de deux parties (Fig.5.5) : la première partie est composée des circuits logique AND et des Optocoupleurs qui assurent l'isolation galvanique entre le circuit de puissance et l'électronique de commande, et la deuxième partie est composée des "drivers" spécialisés IR2112 qui permettent l'amorçage des deux transistors de puissance.

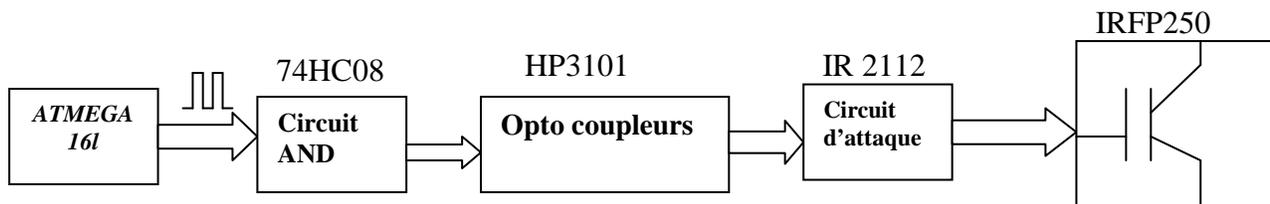


Fig.5.5 : Schéma synoptique du circuit de commande rapprochée

Le circuit logique AND est utilisé pour fournir un signal de commande exploitable ; pour cela le circuit LS 7408 a été utilisé, il comporte quatre (04) portes logiques AND avec une grande impédance d'entrée et un courant de sortie égal à 24mA.

5.1.1.4 Le circuit d'attaque

La commande directe de deux transistors de puissance pose de sérieux problèmes dans ces genres d'applications. En pratique la différence de potentiel existant entre la tension de la commande et la grille du transistor peut atteindre des valeurs élevées ne permettant pas à un circuit classique d'attaquer simultanément ces deux composants de puissances.

Plusieurs techniques peuvent être utilisées pour résoudre ce problème de commande en tension de la grille, on peut citer :

- Une tension d'alimentation flottante séparée de la commande.
- Un transformateur d'impulsion.
- Un circuit multivibrateur capable de générer une tension positive par rapport au potentiel positif de l'alimentation de puissance.
- Et enfin la technique du circuit élévateur (bootstrap) flottant qui est très utilisée dans les circuits fonctionnant en commutation, afin de produire cette tension additionnelle.

Dans notre application cette dernière technique a été utilisée, avec un circuit d'attaque (le driver IR2112).

Le schéma ci dessous montre les parties constituantes du circuit de commande d'un MOSFET :

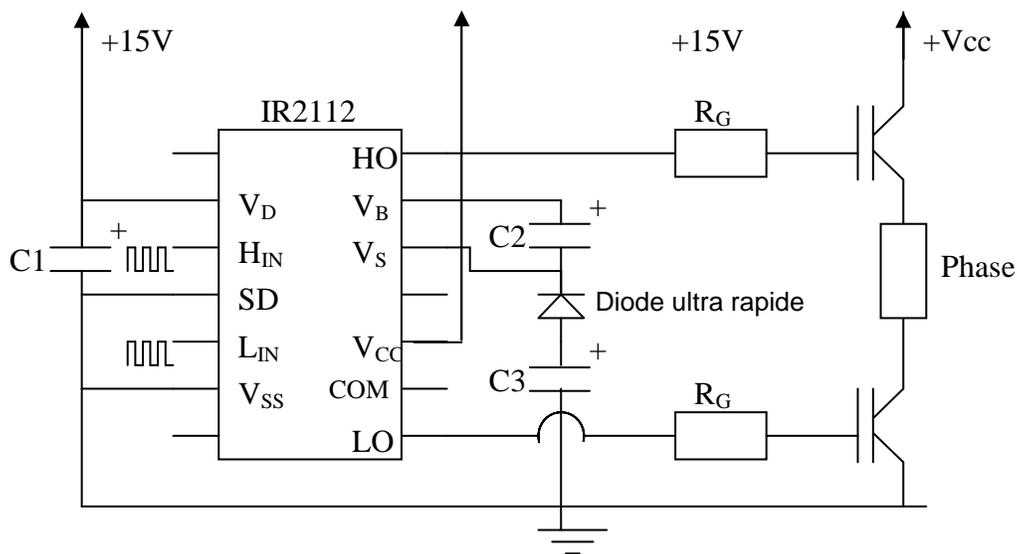


Fig.5.6 : Circuit de commande de deux transistors

La sortie Haut et Bas (out_H et out_L du driver IR 2112) sont connectées aux deux grilles des deux transistors MOSFET d'un bras du convertisseur.

Pour maintenir l'isolation entre le circuit de commande et le microcontrôleur, des Opto-coupleurs de type HP 3101 sont utilisés.

5.1.1.5 Circuits d'acquisitions et mise en forme

L'exécution de l'algorithme de commande nécessite des informations sur les valeurs instantanées des courants dans les trois phases de la machine, de la tension continue et de la position du rotor. La mesure des courants utilise un dispositif comportant trois capteurs de courants à effet hall suivis des dispositifs de traitement et de conditionnement des signaux.

Pour la mesure de la tension, dans notre cas, nous avons considéré que la tension varie très peu pour une vitesse donnée, par conséquent, seule la mesure du courant est nécessaire, simplifiant ainsi le circuit global de la chaîne de mesure. Ceci permettra aussi de maintenir l'isolation entre le circuit de puissance et celui de la commande.

5.1.1.5.1 Acquisition de courant

Le courant dans la phase est mesuré en utilisant un capteur de courant à effet Hall de type [LEM.LA25-NP] multi calibres qui permet de mesurer le courant avec une isolation galvanique. Et le courant est mesuré avec un rapport de transformation 1:1000 entre la tension captée et le courant circulant dans la phase. Dans le but d'ajuster l'offset du capteur et minimiser les effets des bruits dans les signaux captés, une résistance de mesure d'une valeur de 200Ω est choisie.

Le signal obtenu du capteur sera conditionné préalablement (filtrage et amplification) avant d'être injecté dans le module de conversion analogique – numérique [ADC] du microcontrôleur pour qu'il soit utilisé par l'algorithme de commande dans le format à virgule fixe approprié, et cela suivant le schéma décrit ci-dessous :

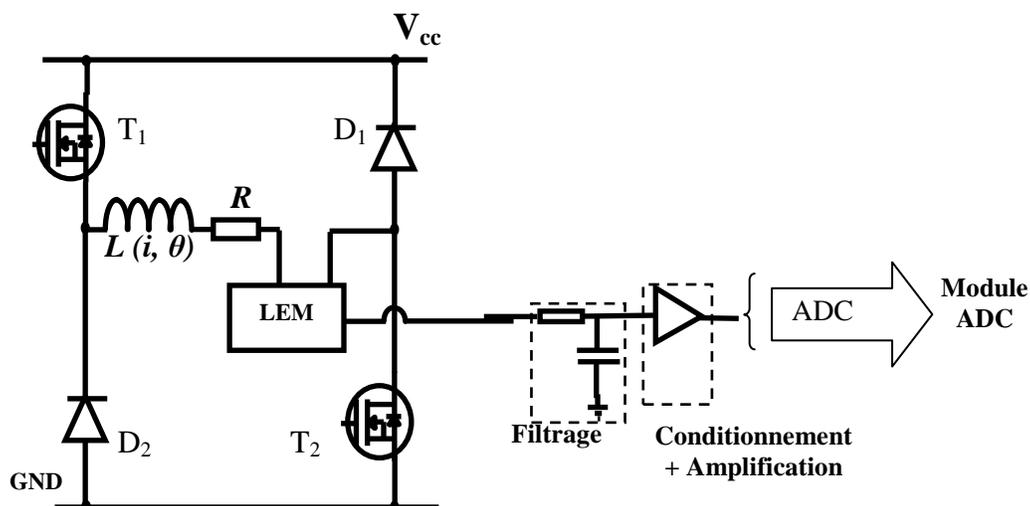


Fig. 5.7 : Circuit de mesure de courant pour une seule phase

Lorsqu'il s'agit d'un convertisseur analogique numérique unipolaire, qui ne peut convertir que des signaux positifs compris entre 0 et 5V, les signaux de sorties des capteurs de courant sont filtrés et amplifiés pour les rendre compatibles avec les entrées de l'ADC du microcontrôleur. A cet effet un circuit d'amplification à base de LM 324 à été utilisé, avec un gain égale à G.

Les différentes étapes de conditionnement des signaux sont représentées dans le schéma bloc suivant :

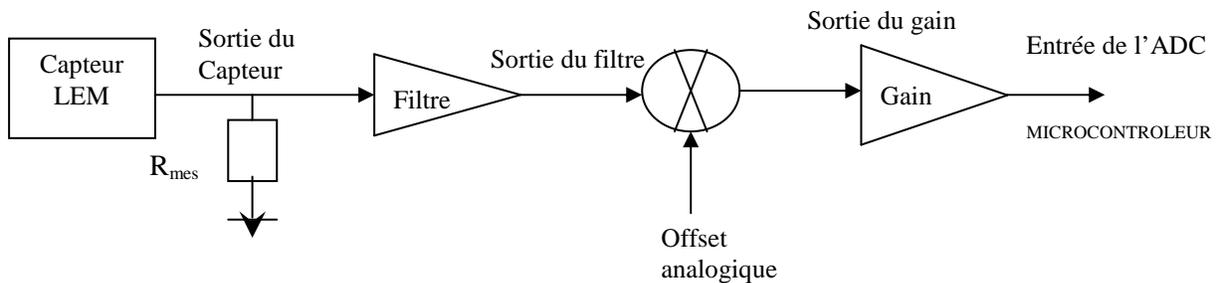


Fig.5.8 : Différentes étapes de conditionnement des signaux

5.1.1.5.2 Acquisition de position

Dans notre application un capteur absolue de 10 bit utilisant qu'un seul bit avec une précision de 360 impulsion /tour est utilisé pour capter la position. Afin d'atténuer l'ondulation de la tension de sortie, un filtrage peut s'avérer nécessaire.

Ce capteur de position est relié à l'unité de capture du microcontrôleur via un circuit de filtrage et de mis en forme constitué au tour d'un circuit Schmidt Trigger (TTL 7414) suivant le schéma ci-dessous.

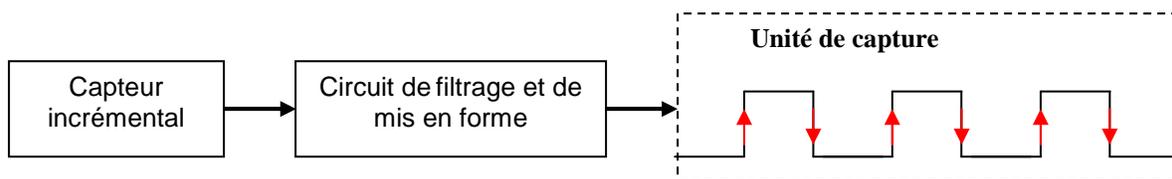


Fig.5.9 : Schéma synoptique de la mesure de la position

Pour la mesure de la position, le module de capture compte les fronts montants ou descendants du signal de sortie du capteur.

Le pas de déplacement est de $2\pi/3N_r = 15^\circ$.

Pour un tour mécanique l'unité de capture compte 360/tour pour 360 degrés.

5.1.2 Carte de développement STK500 basée sur un microcontrôleur ATMEGA 161

Les microcontrôleurs ATMEL de type ATMEGA connaissent un succès croissant dû à leur facilité d'utilisation et leurs performances très satisfaisantes. En effet, les microcontrôleurs de la famille ATMEGA en technologie CMOS sont des modèles à 8 bits AVR basés sur l'architecture RISC. En exécutant des instructions dans un cycle d'horloge simple, l'ATMEGA réalise des opérations s'approchant de 1 MIPS par MHZ.

Nous utilisons dans notre cas une carte de développement STK 500 représenté sur la figure 5.10 avec un microcontrôleur l'ATMEGA 16 L, dont la fréquence d'horloge interne est de 8MHZ.

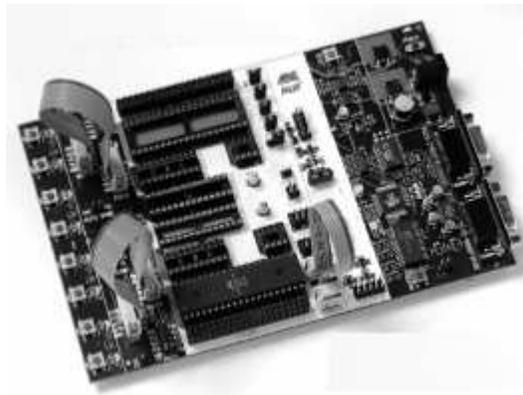


Fig.5.10 CARTE DE DEVELOPEMENT STK500

L'ATMEGA 161 est présenté sous forme d'un circuit intégré à 40 broches dont le schéma est donné sur la r Fig.5.11.

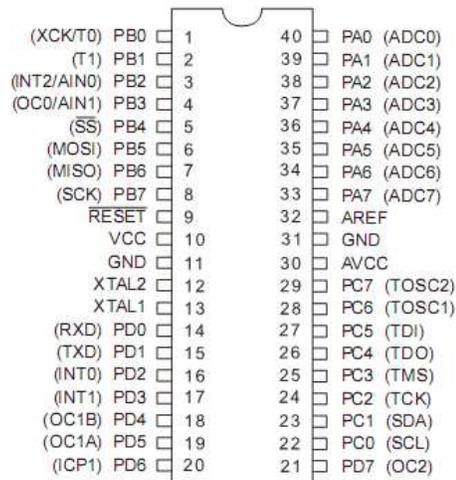


Fig.5.11 circuit intégré ATMEGA 161

Cette carte comprend

1) Trois types de mémoire sont utilisées dans la série ATMEGA, la mémoire programme FLASH, la mémoire de donnée SRAM et la mémoire morte de type EEPROM.

- La mémoire programme "FLASH" permet de stocker 16 Ko et de faire fonctionner le microcontrôleur.
- La mémoire de données contient 32 registres pour l'exécution des programmes, 64 registres pour la commande, et une mémoire "SRAM" de 1024 octet pour les variables du programme.
- La mémoire morte de type EEPROM d'accès plus complexe contiendra la configuration du programme et les données importantes qui seront sauvegardées en cas de coupure de courant.

2) Deux horloges, une Interne et l'autre externe. Le choix du type d'horloge est déterminé lors de la programmation de la mémoire FLASH du microcontrôleur.

3) 32 registres de travaux universels qui dialoguent directement avec l'unité centrale (ALU). Parmi ces registres il existe :

- Les registres systèmes permettant de programmer le microcontrôleur selon le choix de l'utilisation, Ils sont aux nombres de 4 {Registre MCUCR - Registre MCUSR (MCU Control and Status) - Registre OSCCAL (Oscillator Calibration Register) - Registre SPMCR (Store Program Memory Control Register)}.
- Les Registres d'Etat "SREG" et de gestion de Pile "Stack Pointer", ces registres sont utilisés pour les interruptions et la gestion des sous-programmes, et nous aident à programmer les 4 ports d'entrée/sortie

4) Les convertisseurs analogiques numériques (ADC) avec une résolution de 10 bits, conçus sur 8 entrées simultanées.

5) Trois (03) Timers/ Compteurs flexibles avec comparaison des modes, (TIMER2, TIMER1 puis TIMER0)

6) les interruptions internes et externes. 20 interruptions sont possibles sans compter le "reset", Les plus prioritaires sont les interruptions externes (liés à des événements sur des broches.)

Le schéma synoptique suivant résume les principales fonctions du microcontrôleur.

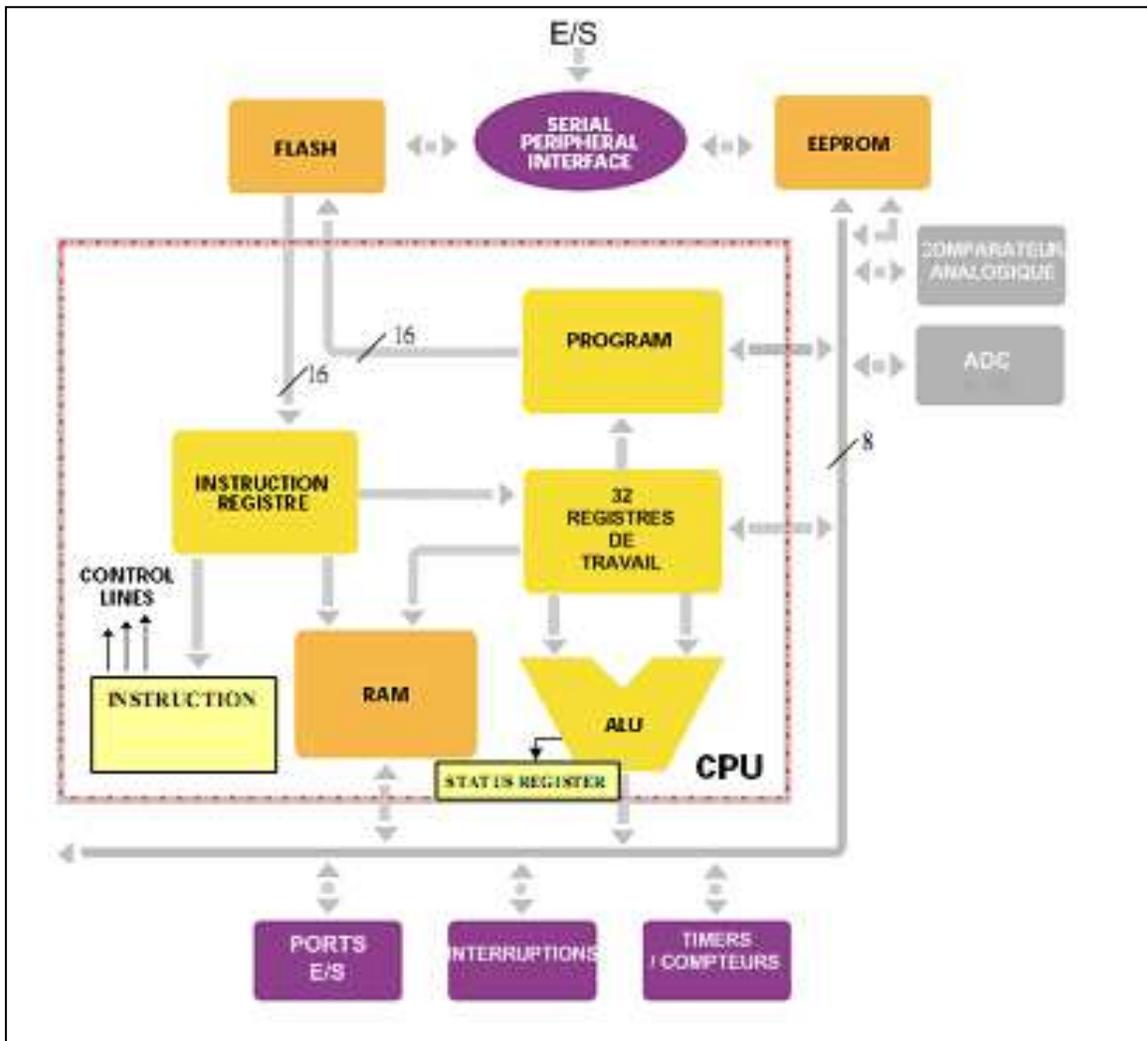


Fig. 5.12 Schéma synoptique de l'architecture de l'ATMEGA 161

Des programmes permettant l'exécution des tâches assurées par la carte sont livrés avec la carte de développement [15]. Ces programmes se composent essentiellement de lignes de code, conçus en langage assembleur propre à l'ATMEGA [33] ou en langage développer C [14, 28]. un compilateur C et un debugger C sont aussi associés à ces programmes pour permettre l'exécution des programmes et leurs contrôle. Dans notre cas nous utilisons le pack "AVR studio", avec son compilateur "AVR GCC", voirFig.5.13.

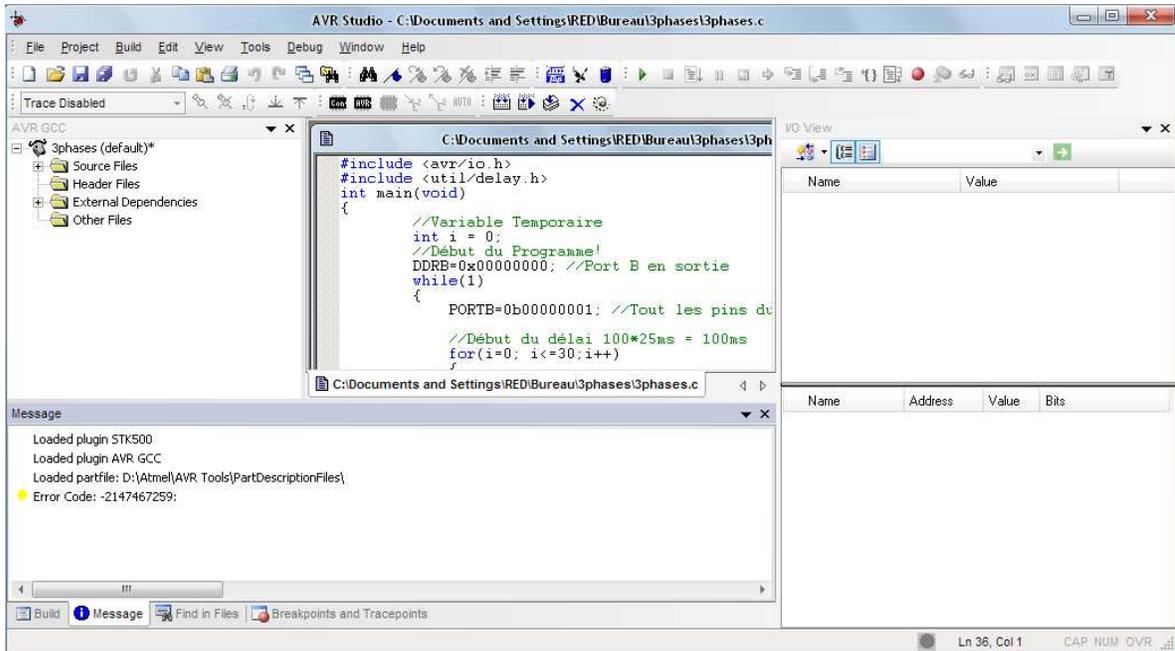


Fig. 5.13 AVR STUDIO

Après avoir créer un nouveau projet sur AVR Studio, nous choisissons le type en fonction du langage de programmation. Pour le langage C par exemple, nous utilisons l'AVR GCC, et nous introduisons le programme écrit en C lignes par lignes. Après l'avoir enregistré, nous le compilons, pour avoir un fichier HEX.

Ce fichier sera chargé et exécuté sur la plate forme de la carte.

5.2 Essais expérimentaux

5.2.1 Identification du moteur :

Nous procédons à une identification de la machine réalisée, en effectuant des mesures à l'aide d'un RLC mètre afin de mesurer la résistance de chaque phase et l'inductance en fonction de la position.

La mesure de l'inductance est effectuée avec une résolution de 1 deg pour la position, sur une plage de 90deg.

La mesure de la résistance a donné une valeur de 1.8 Ω par phase, et les valeurs d'inductance obtenues sont représentées sur la figure 5.14.

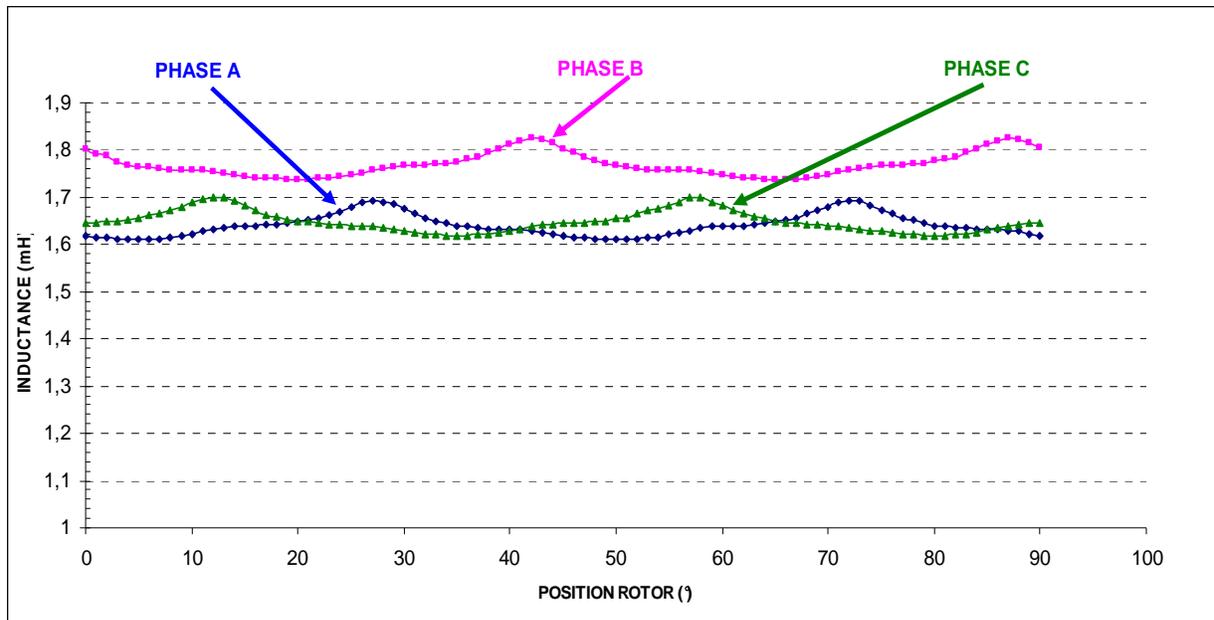


Fig.5.14 Inductance des trois phases en fonction de la position

Ces inductances obtenus sont bien décalées de 15° mais ne présentent pas toutes les mêmes valeurs. En effet pour l'inductance de la phase 3 il apparaît un écart qui peut être attribué à l'existence d'une vis de fixation usinée à coté des bobines de la phase3, créant des perméances différentes.

Par ailleurs, ces inductances sont très différentes de celles calculées par éléments finis, ceci peut être justifié par la différence entre le nombre de spires et de l'épaisseur de l'entrefer prévu et celui réalisé.

5.2.2 Essais du moteur en boucle ouverte

Afin de tester le fonctionnement du moteur, de la carte de développement, des circuits de commande et du circuit de puissance, Un programme de commande en boucle ouverte, élaboré en langage C, et illustré par l'organigramme donné sur la figure Fig.5.15, a été implémenté sur la carte de développement .Ce programme permet de générer trois signaux séquentiels de commande de fréquences égales ou différentes.

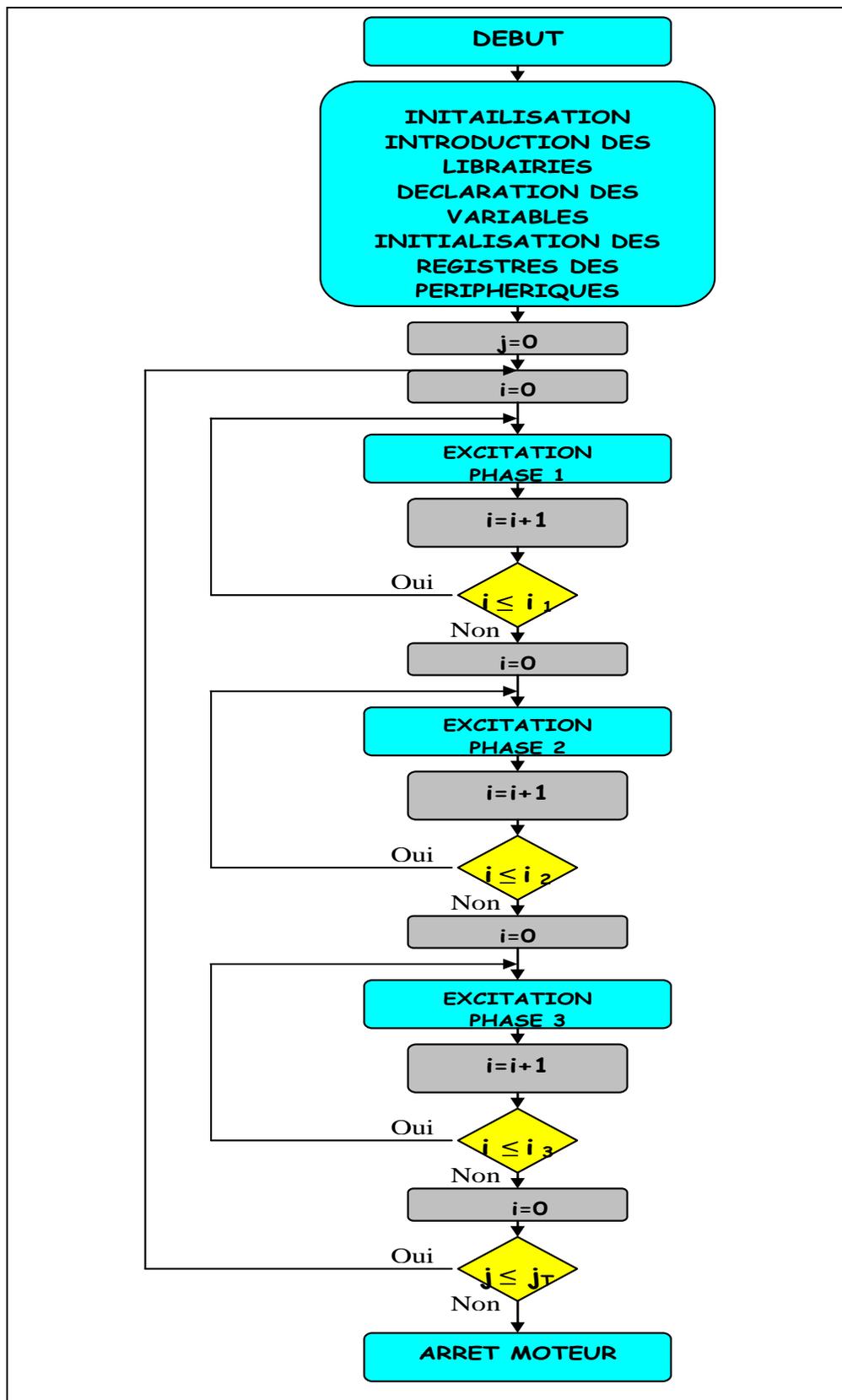


Fig.5.15 Organigramme de commande

Le programme écrit en langage C est donnée en Annexe2.

Deux signaux séquentiels de commande des phases de même fréquence égale à $f=3\text{Hz}$ décalés de 15deg sont générés, et visualisés par oscilloscope. Ils sont représentés sur la figure 5.16.

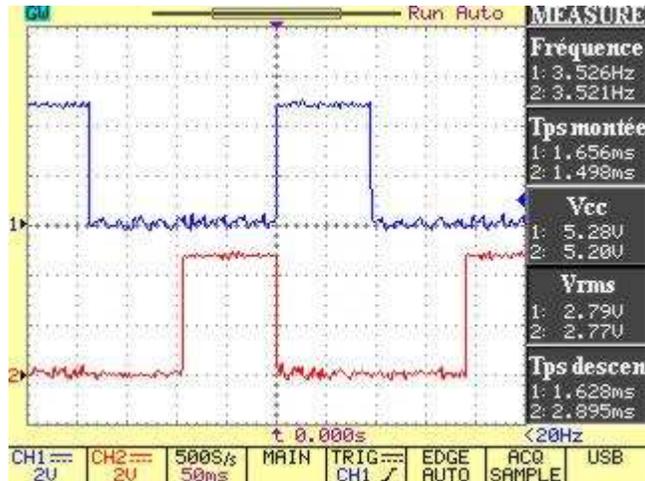


Fig.5.16 Signal de Commande de deux Phases

Les signaux de commande générés sont injectés dans les circuits de commande, et font tourner le moteur. Le courant dans une phase du moteur est visualisé, et représenté sur la figure 5.17 en même temps que le signal de commande de la phase.

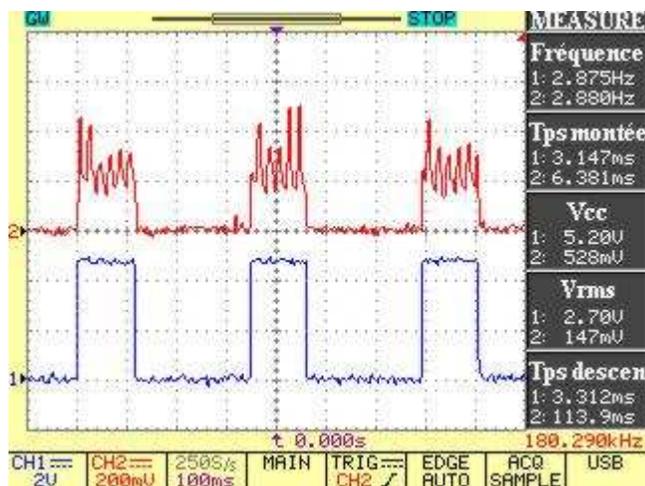


Fig.5.17 Signal de Commande et Courant de Phase

Nous constatons que le courant de phase présente des ondulations. Ce qui est dû aux vibrations du rotor. En effet le moteur est commandé en boucle ouverte, et les angles de commandes ne sont pas appropriés ce qui engendre une instabilité du rotor.

Cet essai nous a, néanmoins permis de nous assurer du fonctionnement de la carte de commande des circuits de commande, des circuits de puissance, et du moteur réalisé.

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons mis en place un banc d'essai expérimental. Celui-ci comprend un prototype de MRV12/8 que nous avons réalisé, un circuit de puissance constitué par un convertisseur triphasé à demi pont asymétrique réalisé à partir de transistors MOSFET, et permettant l'alimentation de la machine en pleine onde et en régulation de courant par la technique d'hystérésis, un circuit de commande, et une carte de commande constitué de la carte de développement qui nous permet l'implémentation de la commande.

En premier lieu, des essais d'identification ont été réalisés, pour déterminer la résistance des phases, et l'inductance des trois phases en fonction de la position. La résistance obtenue est proche de celle prévue, mais les inductances obtenues pour les trois phases sont différentes de celles prévues par le calcul par EF et entre elles. Cette différence est due aux imperfections de la construction.

Par ailleurs, une commande en boucle ouverte, nous a permis de tester la carte de développement, et de vérifier le fonctionnement des différents circuits utilisés, ainsi que celui du moteur construit.

D'autres essais sont en cours de réalisation, ou le capteur de position sera accouplé au moteur, et une commande autopilotée sera réalisée afin de mieux analyser les performances de la machine construite.

Ce banc d'essai nous permettra aussi de réaliser des commandes adéquates de la MRV, en utilisant des techniques classiques de commande et des techniques appropriés tenant compte du caractère fortement non linéaire de ce type de machine : telles que la commande en mode glissant ou des méthodes heuristiques. Ces travaux seront réalisés dans un autre cadre.



Conclusion générale

Conclusion Générale

Les MRV à double denture sont, sans doute, les machines les plus simples à concevoir. De plus, vu la nature du courant unidirectionnel exigée, les convertisseurs utilisés nécessitent un nombre réduit de semi conducteurs, ce qui réduit le coût de leur commande, et les pertes de commutation. Par ailleurs, ces machines présentent, aussi, l'avantage d'être tolérantes aux défauts, grâce à l'indépendance de leurs phases.

Néanmoins, vu le caractère fortement non linéaire qu'elles présentent, à cause de la double saillance et de la saturation, la commande de ces machines nécessite, en général, la connaissance précise des caractéristiques magnétiques de la machine, qui sont généralement déterminées expérimentalement ou par la méthode des EF. Ce qui constitue un travail fastidieux à réaliser avant la commande.

Ce travail nous a permis d'évaluer les performances de la MRV à double denture, et de mettre en évidence l'influence des angles de commande sur les performances de couple à faibles et grandes vitesses de fonctionnement. En effet :

Au chapitre1, nous avons présenté la machine RV à double denture, et nous avons décrit tout son système de commande, en mettant en évidence, les types d'alimentations, les structures des convertisseurs usuellement utilisées, ainsi que les techniques de commandes appliquées pour ce type de machine.

Au chapitre2, nous avons déterminé les caractéristiques magnétiques de la MRV triphasée 12/8. Un modèle magnétostatique utilisant les équations de Maxwell a été établi, et résolu par la méthode des éléments finis à travers le logiciel "Maxwell". Les caractéristiques obtenues ont confirmé leurs caractères fortement non linéaires.

Dans le chapitre 3, nous avons proposé un modèle du système de commande d'une MRV 12/8 basé sur un modèle linéaire de l'inductance, en négligeant la saturation, et en supposant que la variation d'inductance de la machine est linéaire en fonction de la position. Le modèle du système de commande ainsi établi, est élaboré sous un environnement Matlab_Simulink, afin de faciliter la simulation du fonctionnement du système. Cette simulation a été réalisée pour les deux stratégies d'alimentation, et nous a permis de confirmer le fonctionnement de cette machine à faible et grande vitesse, et valider le modèle qualitativement.

Une étude de l'influence des angles de commande sur les performances de couple et de vitesse a été aussi l'objet de ce chapitre. En effet, cette étude nous a permis de conclure que les angles de commande ont un effet important sur les performances de vitesse et de couple,

Le chapitre 4 a été consacré à la modélisation non linéaire; ou l'effet de la saturation et de la double saillance sont pris en compte, Ce modèle a été construit à partir du modèle linéaire établi au chapitre précédent en utilisant les caractéristiques magnétiques de la machine, déterminées par EF. Les mêmes simulations effectuées dans le modèle linéaire ont été exécutées dans ce cas. L'analyse des résultats, nous a permis de constater que ces deux modèles n'ont pas conduit exactement aux mêmes résultats. Les différences étaient prévisibles, car dans le modèle linéaire, des hypothèses simplificatrices ont été considérées. Néanmoins le modèle non linéaire doit être affinée, en utilisant une meilleure méthode d'interpolation, telle que la méthode "Cubic spline" ou "GRNN".

Bien qu'elle soit beaucoup plus complexe, la modélisation non linéaire s'avère très importante, lorsqu'on s'intéresse à la prévision précise des performances de la machine.

Dans le dernier chapitre, nous avons mis en place un banc d'essai expérimental. Celui-ci, comprend un prototype de MRV 12/8 que nous avons construit, un circuit de puissance constitué par un convertisseur triphasé à demi pont asymétrique réalisé à partir de transistors MOSFET, et permettant l'alimentation de la machine en pleine onde et en régulation de courant par la technique d'hystérésis, un circuit de commande, et une carte de commande constitué de la carte de développement qui nous a permis l'implémentation de la commande.

En premier lieu, des essais d'identification ont été réalisés, pour déterminer la résistance des phases, et l'inductance des trois phases en fonction de la position. La résistance obtenue est proche de celle prévue, mais les inductances obtenues pour les trois phases sont différentes de celles prévues par calcul et entre elles. Cette différence est peut être due aux imperfections de la construction.

Par ailleurs, une commande en boucle ouverte, nous a permis de tester la carte de Développement, et de vérifier le fonctionnement des différents circuits utilisés, ainsi que celui du moteur réalisé.

En perspectives nous proposons :

- Une commande autopilotée avec un capteur de position accouplé au moteur,
- Un modèle non linéaire basé sur la caractéristique d'inductance au lieu de la caractéristique de flux.
- Une interpolation cubic-splines ou réseaux de neurones de type GRNN
- Une commande sans capteur ou la position peut être estimée à partir de la caractéristique de flux ou d'inductance à l'aide de la mesure du courant.
- Une commande par mode glissant très indiquée dans les modèles non linéaires.



Références Bibliographiques

Références bibliographiques :

- [1] T.J.E.MILLER, « Switched Reluctance Motor and Their control » Hillsboro/London, Mangua physics publishing/oxsford university press, Hillisboro, 1993.
- [2] B. MULTON, "Conception et Alimentation Electronique des Machines à Reluctance variable à double saillance", rapport de Synthese pour l'obtention de l'habilitation à diriger des recherches, Mai 1994, LÉSIR (URA CNRS D1375), École Normale Supérieure de Cachan.
- [3] 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 d'Etat en Electrotechnique, ENP, Décembre 2007.
- [4] A. V. Radan, "Design Considerations for the switched Reluctance Motor", IEEE. Tran. On Industry Applications, Vol. 31, No. 5, Sept/Oct. 1995, pp. 1079-1087.
- [5] P.C. Kjaer, C. Cossar, T.J. E, "Very High bandwidth Digital Current Controller for High Performance Motors Drives", Power Electronics and Variable Speed Drives Conference, 1996, Vol. pp. 185-190.
- [6] K. Russa, I. Hussain, and M. Elbuluk, "Torque Ripple Minimization in Switched Reluctance Machines Over a Wide Speed Range", IEEE. Industry Applications Society Annual Meeting, New
- [7] M.E.Zaim, K. Dakhouche, and M. Bounekhla, " Design for Torque ripple Reduction of Three phase SRM", IEEE. Tran. On magnetics, Vol. 38, No. 2, March 2002, pp. 1189-1192
- [8] F. SOARES and P.J. COSTA BRANCO
« Simulation of a 6/4 Switched Reluctance, Motor Based on Matlab / Simulink Environment »,IEEE. Trans. On Aerospace and Electronic Systems, Vol.37, No.3, pp. 989-1099, Juillet 2001.
- [9] H. Sahraoui, H. Zeroug and H. Toliyat, "Switched Reluctance Motor Design Using Neural Network With Static Finite-Element Simulation", IEEE. Trans. On Magnetics, Vol 43, No 12, December 2007, pp. 4089-4095.
- [10] Mr CHAMBAZI Abdelkrim " Implémentation sur une carte DSP d'une commande avec et sans capteur d'un actionneur a reluctance variable pour des applications domestiques et industrielles" Thèse de Magistère en Electronique, USTHB, Juillet 2006.
- [11] J.Lesenne F.Notelet G.Seguir "Introduction a l'électrotechnique approfondie"
- [12] H.Wayne Beaty James.L Kirtley, Jr. "ELECTRIC MOTOR Hanbook"
- [13] William H.Yeadon, P.E, Alan W.Yeadon, PE "HANDBOOK OF SMALL ELECTRIC MOTORS"
- [14] Fabrizio Lo Conte "Guide de programmation en C" Comité Robopoly (2007-2008)

- [15] Micro contrôleur ATMEL ATMEGA Janvier 2005
- [16] Jawad Faiz, K. Moayed-Zadeh "Design of switched machine for starter /generator of hybrid vehicule" Electric Power Research 2005, pp 153-160
- [17] David Cajander, Hoang Le-Huy "Design and optimisation of controller for a switched reluctance motor drive for electric vehicules by simulation" Mathematics and computers in simultion 2006, pp 333-344
- [18] TJE Miller, JR Hendershot Jr"Switched Reluctance Motors and their Control" 1992
- [19] R.Toudji, H.Sahraoui, H.Zeroug, M.Boucherit, "SRM Modeling and Torque Control Analysis using Matlab Simulink" ICEEDT'08. November 2008.
- [20] BEN SAAD Kamel, "Modélisation et commande d'un moteur pas à pas tubulaire à réluctance variable et à quatres phases – Approches conventionnelles, par logique floue, et par réseaux de neurones artificiels" thèse de Doctorat en Genie Electrique, Ecole Centrale de Lille et l'Université des Sciences et Technologies de Lille.
- [21] B.MULTON, F.CAMUS, E.HOANG, J.LE CHENADEC, J. MOUCHOUX "Possibilités du Moteur à Réluctance Variable à Double Saillance pour la Motorisation de Véhicules Electriques. Bilan des Essais d'un Prototype de 27 kW" . LÉSiR URA CNRS D1375, École Normale Supérieure de Cachan, 61, Av. du Président Wilson 94235 CACHAN Cédex.
- [22] J. SOULARD, B. MULTON, J. LUCIDARME, M. LÉCRIVAIN, L. PRÉVOND, « Modelling, Analysis of Parameters and Tests of a Small Electronically Commutated Single-Phase Permanent-Magnet Reluctance Motor. », ICEM'96, Vigo, 10-12 sept. 96, Vol.2, pp.45-50.
- [23] Stephen J. Fedigan, Ph.D. and Charles P. Cole "A Variable-Speed Sensorless Drive System for Switched Reluctance Motors" Application Report SPRA600 - October 1999 Texas Instruments.
- [24] LE CHENADEC J.Y., MULTON B., HASSINE S."Current Feeding of Switched Reluctance Motor.Optimization of the Current Wave form to Minimize theTorque Ripple", IMACS-TC1'93 Ecole Polytechnique de Montréal July 7th to 9th 1993.
- [25] Michael T. DiRenzo "Switched Reluctance Motor Control – Basic Operation and Example Using the TMS320F240" Application Report SPRA420A Texas Instruments - February 2000
- [26] Mohammed S Arefeen "Implementation of a Current Controlled Switched Reluctance Motor Drive Using TMS320F240"Application Report Spra282 Texas Instruments - September 1998
- [27] Jin-Woo Jung, Ph. D. Student " Preliminary Sizing Design of a 1 MW Low Duty Cycle Switched Reluctance Generator for Aerospace Applications" Mechatronics Laboratory Department of Electrical Engineering The Ohio State University - Oct. 25, 2002
- [28] Lam Phung "Getting started with C Programming for the ATMEL AVR

Microcontroller" University Of Wollongong, November 26, 2008

- [29] LUCIANO ANTOGNINI "Reglage et Commande de Moteurs Pas a Pas" These de Doctorat Ecole Polytechnique Federale de LAUSANNE, No 547,1984.
- [30] JING LI "Modélisation et Contrôle des Moteurs Réductants" These de Doctorat Ecole Polytechnique Federale e LAUSANNE, No 1203,1993.
- [31] Olivier LOUISNARD "Initiation a MATLAB" 12 octobre 2001
- [32] Jun-Young Lim, Yun-Chul Jung, Sang-Young Kim and Jung-Chul Kim "Single Phase Switched Reluctance Motor for Vacuum Cleaner" ISIE 2001, Pusan, KOREA
- [32] B.MULTON, J.BONAL "Les Entraînements Électromécaniques Directs : Diversité, Contraintes et Solutions Electromechanical Direct Drives : Variety, Constraints And Solutions"La conversion électromécanique directe. 4 février 1999 - ENS Cachan – SEE
- [33] Gerhard Schmidt " Beginners Introduction to the Assembly Language of ATMELAVRMicroprocessors"October 2004
- [34] J.VOLLAND, G.MONNIER "Conception d'une machine à réductance Variable"Projet de réalisation technique INSA Lyon Année 2004/2005
- [35] Emmanuel HOANG "Etude, Modélisation et Mesure des Pertes Magnétiques dans les Moteurs à Réductance Variable à Double Saillance" These de Doctorat, décembre 1995, E.N.S de CACHAN / C.N.R.S
- [36] S.TAIBI "Contribution à l'étude, la conception, le dimensionnement et l'optimisation de machines à réductance variable de type Vernier" These de Doctorat, 2002, Université des Sciences et Technologies de Lille.
- [37] Malak Bassily Eveline "Contribution à la conception de la commande du moteur à réductance variable à double saillance / Contribution to the switched reluctance motor design control" Thèse doctorat, 1996, INIST-CNRS.



Annexes



Annexe 1

Annexe 1

Principales caractéristiques de la machine

Caractéristiques	Etudiée	réalisée
Nombre de dents statoriques	12	12
Nombres de dents rotoriques	8	8
Pas dentaire statorique	30 deg	30 deg
Pas dentaire rotorique	45 deg	45 deg
Largeur de la dent statorique	16 deg	21 deg
Largeur de la dent rotorique	21 deg	23 deg
Rayon extérieur du rotor	41,35 mm	42,42 mm
Rayon intérieur du stator	41,58 mm	43,2 mm
Rayon extérieur de la machine	69,59 mm	69,5 mm
Epaisseur de l'entrefer	0,2 mm	1 mm
Longueur de la machine	47,2 mm	46,5 mm
Puissance de la machine	700 Watt	-
Nombre de spires par phases	64 spires	51 spires
Diamètre du fil de bobinage	0,95 mm	0,70 mm



Annexe 2

Annexe 2

Programme de commande en langage C Pour un Fonctionnement pas a pas de la MRV 12/8

```
1  #include <avr/io.h>
2  #include <util/delay.h>
3  int main(void)
4  {
5      //Variable Temporaire
6      int i = 0;
7      //Début du Programme!
8      DDRB=0x00000000; //Port B en sortie
9      while(1)
10     {
11         PORTB=0b00000001; //Tout les pins du PortB à 0
12
13         //Début du délai 100*25ms = 100ms
14         for(i=0; i<=3;i++)
15         {
16             _delay_ms(25);
17         }
18         //Fin du délai de 100ms
19
20         PORTB=0b00000010; //Tout les pins du PortB à 1
21
22         //délai 100*25ms = 100ms
23         for(i=0; i<=3;i++)
24         {
25             _delay_ms(25);
26         }
27         //Fin délai 100ms
28
29         PORTB=0b00000100; //Tout les pins du PortB à 1
30
31         //délai 100*25ms = 100ms
32         for(i=0; i<=3;i++)
33         {
34             _delay_ms(25);
35         }
36         //Fin délai 100ms
37
38
39     }
40     return 0;
41 }
```



Annexe 3

SRM Modeling and Torque Control Analysis using Matlab Simulink

*R.TOUDJI

*H.SAHRAOUI

**H.ZEROUG

*M.BOUCHERIT

(*)Dept of Electrical Eng
National Polytechnic School, Hassen Badi
El-Harrach, Algiers, Algeria
*rtoudji@hotmail.com

(**)Dept of Electrical Eng
University of Sciences of Technology Houari Boumediene
H.B, BP32, 16111, Algeria
**zeroughoucine@hotmail.com

Abstract—In his paper, torque performances of a three phase, 12/8 Switched Reluctance Motor (SRM) Drive are investigated using Matlab-Simulink modeling. The model simulation is based on bloc modeling approach, involving the motor as well as the controller. The model of SRM structure is described by inductance characteristic determined by finite elements method. The established model allows analysis of the effect of the hysteresis current control strategy and the commutation angle control on torque performances. This approach leads to more accurate simulation results, in comparison with classical models. Experimental results are presented in order to validate the approach used.

Keywords: SRM, modeling, electrical drives

1. INTRODUCTION

The switched reluctance motor (SRM) is becoming an increasing potential drive in many applications. The capabilities of this drives include high power density and high efficiency drive. Its simple and robust mechanical construction over a wide speed range have made this drive very attractive and can be adopted as an alternative to many other ac drives. [1,2]. There are however, several disadvantages which are still working against this motor from finding significant industrial application. Acoustic noise is one of the major problem of the motor, particularly at low speed Therefore, it is necessary to design a drive with minimum torque ripple during low and high speed operation [3,4,5,6].

Although it offers numerous benefits as mentioned above, the design of SRM drive, is however not straightforward. The difficulty in modeling is mainly due to the highly non-linear characteristics of the motor drive. The non linearity of the motor, as well as the switching angles control parameters involved, make the determination of the performance characteristics a complicated task, and hence presents a difficulty in drive design optimization overall. Classical methods based on analytical as well Numerical approaches are a very time consuming, though motor characteristics can be fully taken into account [7]. Therefore, interactive approaches with flexibility and more accuracy are generally sought [8]. The paper presents an analysis of the torque of switched reluctance motor drive. The model based on SRM inductance characteristics [9], is coupled into the

controller circuit equations using Matlab-Simulink environment, to allow a comprehensive investigation into the performance of the SRM drive, particularly regarding the torque and torque ripple evaluation. Simulation is performed. And in order to validate the model, simulation results are compared to the measuring tests [3, 9], for both current and voltage control strategies, under steady-state motor operation. Furthermore, switching angle effect is also investigated, particularly for current control mode.

2. Matlab- Simulink SRM Drive Modeling:

The system consists of a switched reluctance drive with a double saliency (12/8), driven by a controller circuit. Fig.1 shows the SRM parts which consists of a laminated stator with windings, and a laminated rotor.

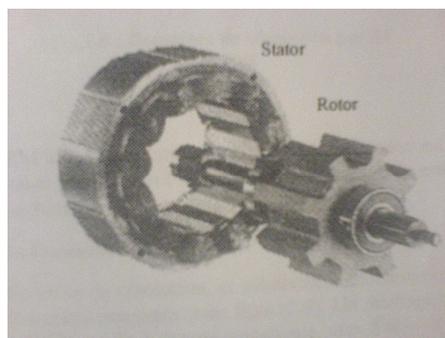


Fig. 1. Three phase SRM 12/8 .

The overall system and the motor structure are presented respectively in Fig 2 and 3.

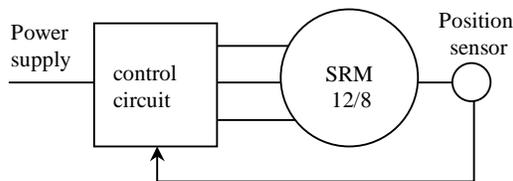


Fig. 2. Components of the system

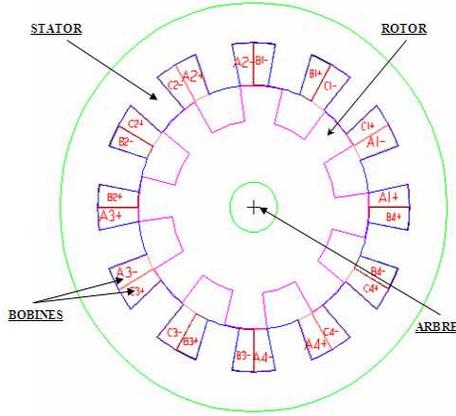


Fig. 3. SRM structure.

A. SRM Drive Model :

The SRM Drive model can be described by following equation :

$$V = r \cdot i + \frac{d\varphi}{dt} \quad (1)$$

where φ is the flux linkage, which can be expressed by:

$$\varphi = L(\theta, i) \cdot i \quad (2)$$

if we consider the inductance characteristic, The SRM model becomes :

$$V = r \cdot i + (L(\theta, i) + \frac{\partial L}{\partial i}) \cdot \frac{di}{dt} + e \quad (3)$$

Where $e = \frac{\partial L}{\partial \theta} \cdot \frac{d\theta}{dt} \cdot i$ represents the back emf of the machine.

If we don't take into account of saturation effect, and for the steady state, the model becomes:

$$V = r \cdot i + L(\theta) \frac{di}{dt} + i \cdot \frac{dL(\theta)}{d\theta} \cdot \omega \quad (4)$$

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} \quad (5)$$

The inductance versus position is determined through Finite Elements method analysis for the rated current (see fig4). We notice a linear variation of inductance with respect to the position. This lies between the minimum and maximum value. Hence, the inductance can be presented by the following equations:

$$L(\theta) = L_{\min} \quad 0 < \theta < \theta_1 \quad (6)$$

$$L(\theta) = ((L_{\max} - L_{\min}) / (\theta_2 - \theta_1)) \theta + L_{\min} \quad \theta_1 < \theta < \theta_2 \quad (7)$$

$$L(\theta) = L_{\max} \quad \theta_3 < \theta < \theta_4 \quad (8)$$

$$L(\theta) = ((L_{\min} - L_{\max}) / (\theta_4 - \theta_3)) \theta + L_{\max} \quad (9)$$

$$\theta_4 < \theta < 45^\circ \quad (9)$$

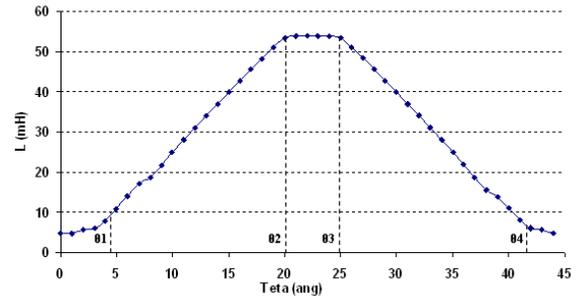


Fig. 4. Inductance Characteristic versus position

The torque of the machine can be determined using the electromagnetic torque produced by each phase when the saturation effect and mutual inductance are negligible:

$$T = \frac{1}{2} \frac{dL}{d\theta} i^2 \quad (10)$$

In order to considering the dynamic behavior, the mechanic equation is included, and given by :

$$J \frac{d\omega}{dt} = T - Tr - f\omega \quad (11)$$

where Tr represents the load, and f the machine friction coefficient.

B. Matlab- Simulink SRM Drive Model :

This model is established from previous model using bloc structure. Each bloc is set separately. This allows to identify the programmer structure more easily. This model takes into account the motor characteristic, as well as the switching control parameters, considering two excitation mode strategies: the voltage and Hysteresis current control .

The simulation bloc diagram for three phases is presented on figure5. The details for one phase is illustrated by figure 6.

This diagram includes three main blocs. Each one is associated to specific matlab Function. These blocs are:

- 1) *Commutation*: allows the switching of the power converter at angles θ_{on} , (turn on angle) and θ_{off} (turn off angle).
- 2) *Current*: computes the current with respect to each phase inductance according to rotor position and phase flux.
- 3) *Torque*: computes the torque produced in this phase according to the rotor position θ and the current value I .

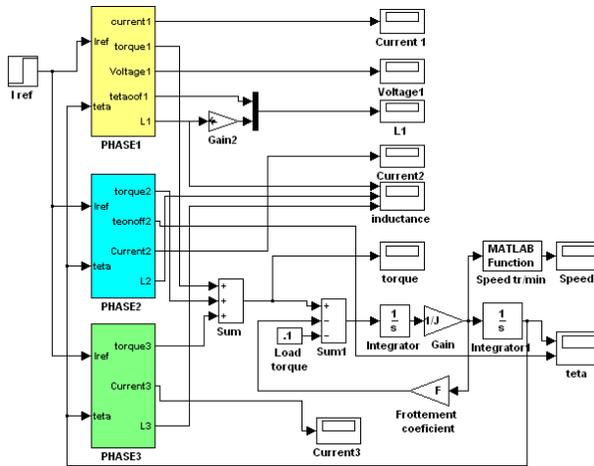


Fig. 5. Matlab-Simulink SRM Drive Model

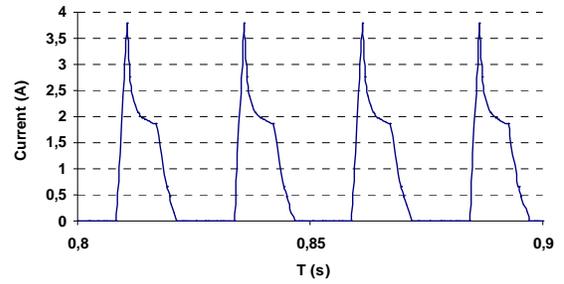


Fig. 7a. Phase current, voltage supply

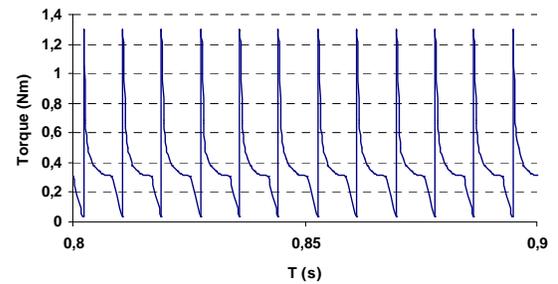


Fig. 7b. Motor torque, Voltage supply

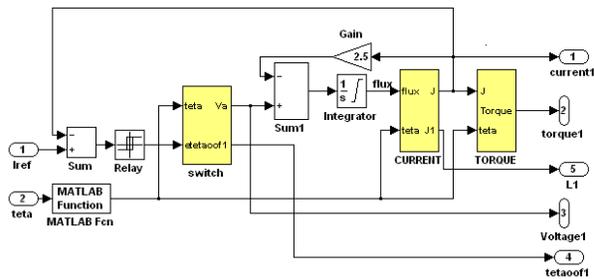


Fig. 6. Matlab-Simulink SRM Drive Model for one phase.

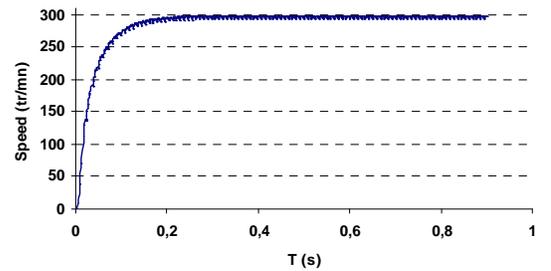


Fig. 7c. Motor Speed, Voltage supply

3. SIMULATION RESULTS

The two excitation mode strategies are tested on the established Matlab- Simulink SRM Drive model.

First, the SRM Drive is supplied by voltage source with $U_d=14V$.

The simulation results are presented in figures 7. We notice the sharp switching effect on current (fig 7.a). As a result, torque ripples are generated as illustrated in (figure7.b). This is also reflected in the speed variation characteristic (figure 7c).

The hysteresis current control is also tested with the same load and with voltage value $U=50V$. The simulation results are shown in figures 8.

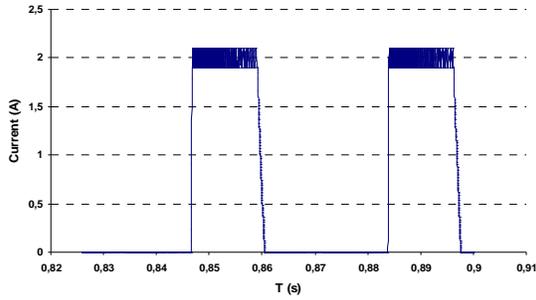


Fig. 8a. Current phase, hysteresis current control

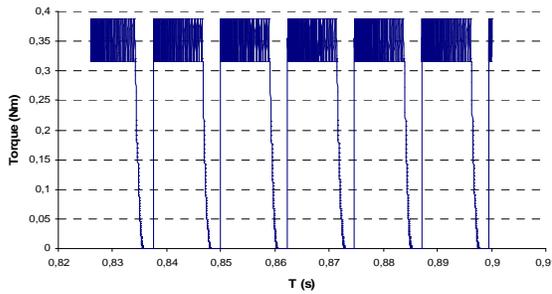


Fig. 8b. Motor torque versus time, Hysteresis current control

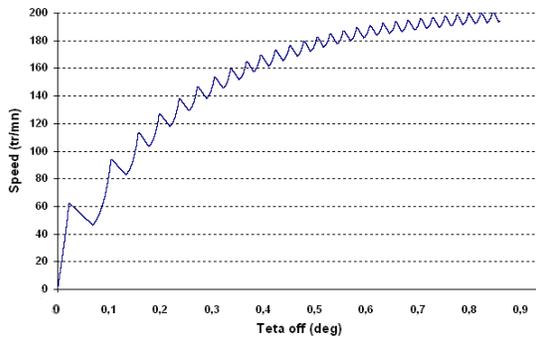


Fig. 8c. Motor Speed versus time, Hysteresis current control

These results show that the hysteresis current control leads to better torque performances: the torque and the speed present less ripple than in the voltage strategy.

Moreover, in order to validate the model, the simulation results are compared to experimental results obtained through an experimental setup. The latter comprises a motor controlled by a DSP, an inverter, load, and torque-meter for torque measurements. The performance comparison is shown in figures 9 and 10.

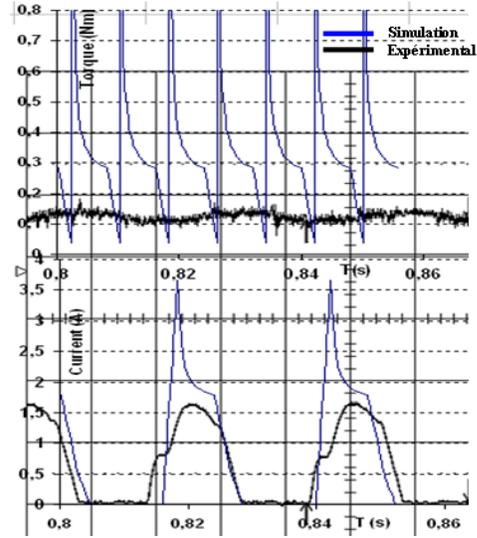


Fig. 9. Current and torque for simulation and experimental tests, Voltage supply

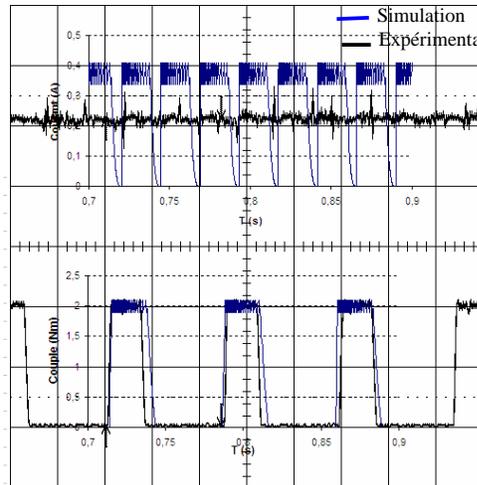


Fig. 10. Current and torque for simulation and experimental tests, Hysteresis current control

When examining these figures, it appears that the simulation results are close to those obtained by experience for the two control strategies particularly for current control mode. Therefore, we can confirm that the model proposed is validated.

4-Switching angle control effect

The torque and speed of SRM Drive performances depend upon the Switching angles control θ_{on} and θ_{off} .

These angles are defined as illustrated in figure 11

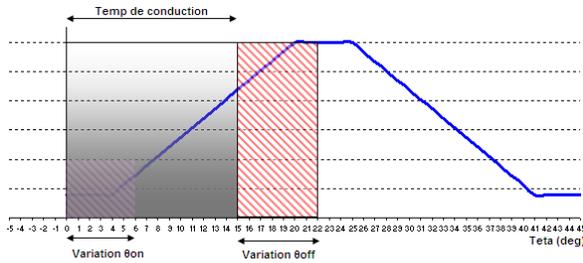


Fig. 11 Inductance profile and commutation angles

The simulation tests are performed with hysteresis current control under the same conditions as previously described, however, with variation of the turn off angle. The θ_{on} angle is set half way in the region of the minimum inductance to allow a current to increase. This position corresponds to θ_{on} equal to 0 degree and considered to be fixed initially. The effect of this angle is left for a later study.

Average torque and torque ripple are determined versus θ_{off} . The variations are presented in figures 12

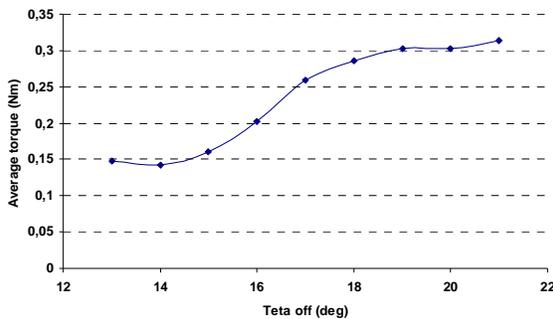


Fig. 12.a Average torque versus theta off

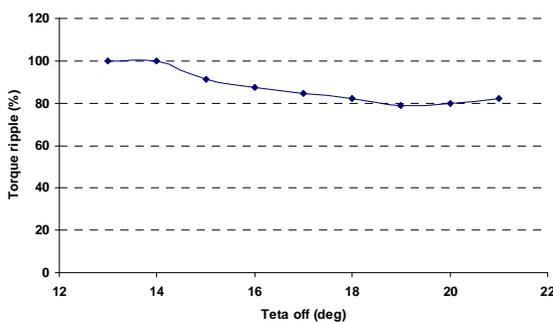


Fig. 12.b Torque ripple versus theta off

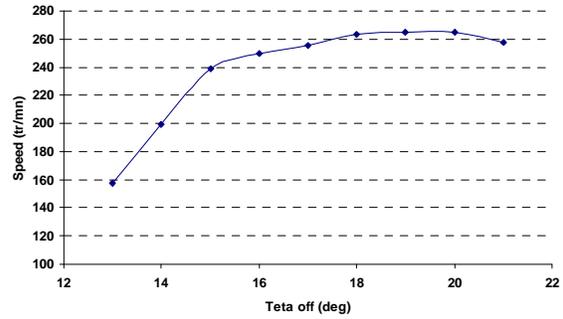


Fig. 12.c Speed Versus θ_{off}

These results show that torque ripple varies with θ_{off} , and the minimum is reached for $\theta_{off}=19$ deg. This angle doesn't lead to a maximum average torque ($T_{av}=0.31$ Nm, but this value it is not very far ($T_{av}=0.30$ Nm), and the torque ripple is reduced for this angle with 20 percent. Furthermore, the speed is maximum for this angle.

5 CONCLUSION:

The paper presents an analysis of the performance of a switched reluctance motor drive. The model based on a Matlab-simulink approach consisting of the motor inductance characteristic coupled to the controller equations, allows a comprehensive investigation into the performance of the SRM drive, particularly regarding the torque and torque ripple evaluation. The simulation results highlight the advantages of the current control strategy with a boost voltage control over the voltage control, particularly when a torque ripple is a major concern. In addition, the switching turn off angle effect was investigated. The study shows there is minimum torque ripple that can be reached with higher torque value and at higher operating speed. The approach described constitutes an effective design tool for system performance investigation and drive optimization for various operating conditions.

REFERENCES

- [1] T.J.E.MILLER, « Switched Reluctance Motor and Their control » Hillsboro/London, Magna physics publishing/oxford university press, Hillisboro, 1993.
- [2] B. MULTON, "Conception et Alimentation Electronique des Machines à Reluctance variable à double saillance", rapport de Synthese pour l'obtention de l'habilitation à diriger des recherches, Mai 1994, LÉSiR (URA CNRS D1375), École Normale Supérieure de Cachan.
- [3] 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 d'Etat en Electrotechnique, ENP, Décembre 2007.
- [4] A. V. Radan, "Design Considerations for the switched Reluctance Motor", IEEE. Tran. On Industry Applications, Vol. 31, No. 5, Sept/Oct. 1995, pp. 1079-1087.
- [5] P.C. Kjaer, C. Cossar, T.J. E., "Very High bandwidth Digital Current Controller for High Performance Motors Drives", Power Electronics and Variable Speed Drives Conference, 1996, Vol. pp. 185-190.
- [6] K. Russa, I. Hussain, and M. Elbuluk, "Torque Ripple

- Minimization in Switched Reluctance Machines Over a Wide Speed Range”, IEEE. Industry Applications Society Annual Meeting, New
- [7] M.E.Zaim, K. Dakhouche, and M. Bounekhla, “ Design for Torque ripple Reduction of Three phase SRM”, IEEE. Tran. On magnetics, Vol. 38, No. 2, March 2002, pp. 1189-1192
- [8] F. SOARES and P.J. COSTA BRANCO
« Simulation of a 6/4 Switched Reluctance, Motor Based on Matlab/Simulink Environment »,IEEE. Trans. On Aerospace and Electronic Systems, Vol.37, No.3, pp. 989-1099, Juillet 2001.
- [9] H. Sahraoui, H. Zeroug and H. Toliyat, “Switched Reluctance Motor Design Using Neural Network With Static Finite-Element Simulation”, IEEE. Trans. On Magnetics, Vol 43, No 12, December 2007, pp. 4089-4095.