

SOMMAIRE

Chapitre I. Généralités sur le MRV

1.1 Introduction	1
1.1.1 Aperçu historique	1
1.2 Définitions	4
1.2.1 Constitution.....	5
1.3 Principe de fonctionnement du MRV	7
1.4 Différentes topologie du MRVDS	10
1.5 Alimentation électronique	12
1.5.1 Montage en demi-point	12
1.5.2 Montage avec un interrupteur commun	13
1.5.3 Montage avec un interrupteur partagé	14
1.6 Avantages et inconvénient du MRV	15
1.6.1 Avantages	15
1.6.2 Inconvénients	16
1.7 Applications du MRV	17

Chapitre II. Modélisation de l'actionneur MRV

2.1 Introduction	18
2.2 Modélisation du MRV	18
2.2.1 Couple électromagnétique	18
2.2.2 Modèle Electrique.....	22
2.3 Caractéristiques magnétiques	25
2.3.1 Allure de l'inductance.....	25
2.3.2 Allure de la caractéristique du flux magnétique.....	25
2.3.3 Allure de la caractéristique du couple électromagnétique.....	27

Chapitre III. Simulation du modèle non linéaire de l'actionneur MRV

3.1 Introduction	28
3.2 Première partie	28
3.2.1 Description du modèle à simuler	28
3.2.2 Différentes stratégies de commande du MRV	29
3.2.3 Commande par la technique pleine tension	29
Résultats de simulation.....	30
3.2.4 Commande du convertisseur par hystérésis	38
3.2.5 Principe du contrôle par hystérésis	38
Résultats de simulation	39
3.3 Deuxièmes parties	46
3.3.1 Première structure du MRV (6/4)	47
Résultat de simulation	47
3.3.2 Deuxième structure du MRV (8/6)	52
Résultats de simulation	52
3.3.3 Comparaison des deux topologies MRV (6/4) et (8/6).....	55
3.4 Conclusion	57

Conclusion Générale.

1.1 Introduction

1.1.1 Aperçu historique

- **Premiers Travaux (1820-1870) :**

Les moteurs réluctants furent parmi les premiers moteurs électriques développés dans la période entre 1830 et 1850. Leurs origines remontent à l'électroaimant en fer à cheval de William Sturgeon en 1824, qui fut amélioré ensuite par Joseph Henry en 1831, en essayant de transformer une seule attraction en un mouvement oscillatoire continu. En 1833 le révérend William Ritchie, semble être le premier ayant établi une sorte de loi des circuits magnétiques.

Néanmoins la première machine à réluctance reconnaissable fût réalisée par le plus célèbre Davidson comme commande de traction pour une locomotive électrique en 1838. Cependant, jusqu'au début des années 1870, une période d'essai et d'erreur, subsistait avec l'apparition des moteurs les plus insolites [12].

- **Début des Moteurs Réluctants (1870-1920) :**

Le développement des premiers commutateurs dans les années 1870, et la découverte de la loi du circuit magnétique en 1880 ont permis le développement et l'entrée en force des moteurs à courant continu et à courant alternatif, qui ont certes fait de l'ombre au moteur réluctant. Ce n'est qu'après la parution des travaux de John Hopkinson en 1886, qu'on a commencé à effectuer des calculs systématiques sur les moteurs électriques. Une idée à l'esprit commence à être appréciée, celle que le révérend William Ritchie a initiée, en préconisant de garder le circuit magnétique le plus court possible.

Jusqu'à la fin du XIXe siècle, le moteur réluctant fut le jouet des bricoleurs de machines, au grand profit d'une percée des moteurs à Courant Continu et à Courant Alternatif.

A l'aube du XXe siècle, le Français Boucherôt réalisa un moteur réluctant synchrone et oscillant, mettant à profit les progrès dans le domaine du courant alternatif. Depuis, plusieurs travaillèrent sur ce nouveau type de moteur, notamment en tant que convertisseur de fréquence [2, 3, 12, 14,16].

• **Le Moteur Pas à Pas "M" (1924-1930) :**

Le moteur pas à pas "M" représente une autre étape capitale dans l'histoire du moteur réluctant. Développé par Clausen en 1924, dans le cadre de vastes travaux initiés après la première guerre mondiale, et ce pour servir à bord des navires de la British Navy pour la commande à distance des batteries de canons. Le moteur type M comprend trois phases, avec stator complètement bobiné, et un rotor en tôles empilées axialement figure 1.1. Ce moteur fut utilisé jusqu'au milieu des années 1950. Le moteur "M" a surtout marqué une convergence entre les deux technologies des moteurs pas à pas et les moteurs synchrones [3,12].

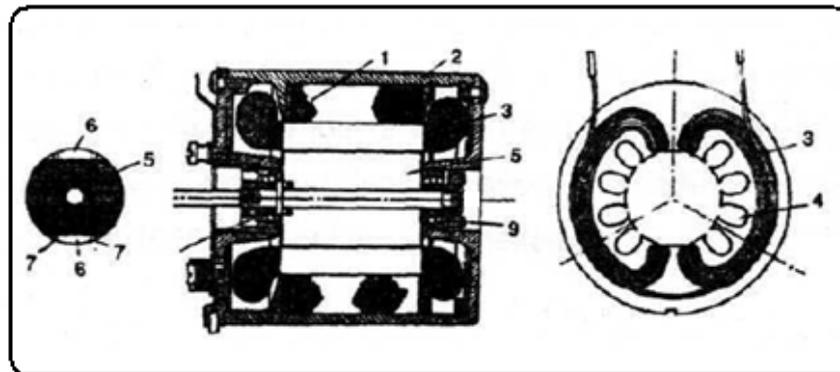


Fig. (1.1) Le moteur type "M" de Clausen : version avec deux pôles moteurs pas à pas, British Patent 292663,1924.

• **L'ère moderne des moteurs à réluctance variable (1965-Aujourd'hui) :**

Le milieu des années 1960 peut être considéré comme un tournant dans l'histoire des MRV, renforcé principalement par quatre développements industriels, qui ont tous vu le jour à la fin des années 1960 et le début des années 1970, et qui ont continué ensuite avec une modeste allure, jusqu'à la moitié des années 1980 où le rythme s'est nettement accéléré :

1. Le développement des transistors de puissance, transistors bipolaires à jonction (BJT), transistors à effet de champ (MOSFET), transistors à grille isolée (IGBT) et les transistors ouvrables par gâchette (GTO),
2. Le développement des microprocesseurs et des circuits intégrés dédiés, servant à l'implémentation des différents algorithmes de commande,

3. Le développement des calculateurs à très grande vitesse avec des langages de programmation avancés, qui ont contribué au développement des méthodes numériques puissantes pour l'analyse des éléments finis,

4. La généralisation de l'emploi des moteurs à vitesse variable pour des applications de plus en plus étendues. Avec une telle capitalisation de savoir et de savoir-faire, les ingénieurs en Europe, aux Etats-Unis et au Japon ont commencé à contempler les nouvelles possibilités offertes par les moteurs à réluctance variable. On cite ci-après les principaux travaux qui ont contribué à l'essor du MRV jusqu'à nos jours :

- Entre 1966 et 1968, le trio Cruickshank, Andersen et Menzies a réalisé un moteur réluctant à champ variable. Leur travail reste une référence majeure pour les brevets qui ont suivi, mais il a été possiblement de quelques années en avance pour tirer profit des facteurs technologiques cités plus haut.

- A la General Electric Company à New York, B. D. Bedford a publié deux brevets en 1972, décrivant presque toutes les principales propriétés du moteur à réluctance moderne et son circuit de commande. Avec son travail, Bedford a signé un acte de naissance du MRV moderne.

- Lawrenson et Stephenson de l'université de Leeds ont commencé à travailler sur les MRV dès le début des années 1970. Ils ont pu développer au sein de la société SR Drives les premiers MRV commerciaux, qui ont atteint au début des années 1980 la moitié du volume du marché du MRV.

- Le Professeur J. V. Byrne et ses collaborateurs ont effectué un travail appréciable sur les MRV, avec un nombre réduit de phases et moins de transistors de puissance dans le circuit de commande. Il a en outre contribué dans la compréhension de l'influence des matériaux dans le phénomène de saturation dans les MRV. Les résultats de ses recherches furent happés par les industriels au milieu des années 1980.

- Le nombre des applications commerciales reste très faible, ne dépassant guère la vingtaine. Seulement un ou deux de ces applications réussissent aujourd'hui à dépasser les 100000 unités produites par an, les autres sont fabriqués en très faible quantité (10 - 10 000 par an), notamment pour des applications très spécialisées.

Les structures de MRV sont très variées et l'imagination des ingénieurs et chercheurs n'a guère eu de limite. Deux structures retiennent plus particulièrement l'attention à l'heure actuelle parce qu'elles présentent une grande simplicité de construction et donc des possibilités de réduction du coût, ce sont les machines dites "synchrones à réluctance variable" (Synchronous Reluctance Machines dans la littérature anglo-saxonne) à champ tournant et les moteurs à

réductance variable à double saillance -MRVDS- (Swttched Reluctance Machines pour les Anglo- Saxons) à champ puisé.

La première structure possède un rotor à pôles saillants sans excitation. Au stator, le champ est généralement créé par des enroulements triphasés parcourus par des courants alternatifs sinusoïdaux.

Le second est à "champ puisé", on peut assimiler le stator à une succession d'électroaimants qui attirent des pôles saillants rotoriques. Des moteurs pas à pas ont été réalisés sur ce principe dès les années 1920. Une particularité importante est leur alimentation en courant unidirectionnel : un électroaimant attire toujours une pièce ferromagnétique quelque soit le signe du courant. La figure 1.2 montre les deux structures des machines à réductance variable [3,12].

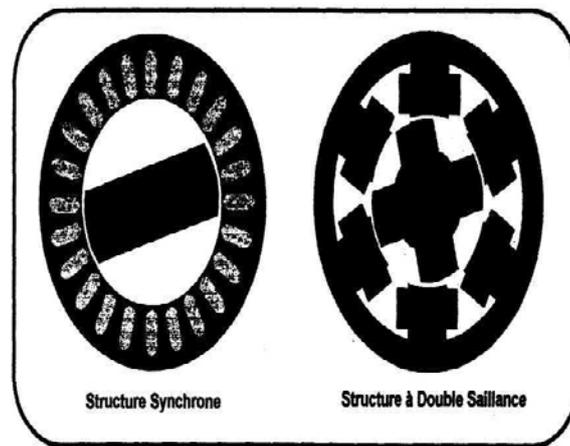


Fig. (1.2) structure synchrone et à double saillance d'un MRV

1.2 Définitions :

Le moteur réductant est un moteur électrique dans lequel le couple est produit par la tendance de ses parties mobiles, à se déplacer vers une position où l'inductance de l'enroulement excité est maximale. Alors que le moteur à réductance variable (MRV), est un moteur électrique sans balais comportant un rotor à encoches passif (ni bobinages, ni aimants) se positionnant dans la direction de la plus faible réductance, correspondant à la position de l'inductance maximale. Sa double saillance (denture au stator et au rotor) lui permet une variation de l'énergie magnétique emmagasinée et donc la production d'un couple électromagnétique avec une bonne utilisation des semi-conducteurs de l'onduleur [12].

1.2.1 Constitution

Le moteur à réluctance variable a une structure à double saillance. Il est caractérisé par le nombre N_s de dents au stator et le nombre N_r de dents au rotor.

Pour donner ces paramètres, l'usage est de parler de moteur à réluctance variable N_s/N_r . Les combinaisons les plus courantes pour les nombres de dents sont 6/4, 6/8, 8/6, 12/8 et 12/10. Seul le stator possède un enroulement formé de bobines concentrées figure 1.3 [15, 17,18].

Deux bobines placées sur deux dents statoriques l'une en face de l'autre sont mises en série et forment une phase de l'enroulement. Le nombre m de phases du moteur est donc la moitié du nombre N_s de dents au stator :

$$m = \frac{N_s}{2}$$

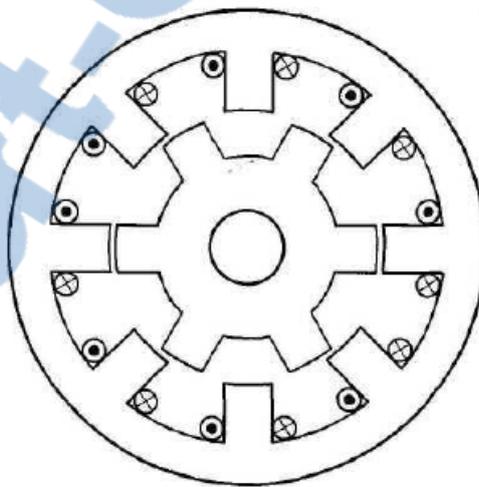


Fig. (1.3) constitution d'un moteur à réluctance variable
Structure (8/6).

Le circuit magnétique d'un moteur à réluctance variable est constitué d'un stator et d'un rotor.

- **Le stator** : est un empilage de tôles découpées, encochées supportant les bobinages ou les phases.
- **Le rotor** : étant la partie passive de la machine, il ne comporte ni conducteur ni aimant permanent. C'est une masse de tôles d'acier laminé et empilé formant ainsi un nombre de pôles égale à N_r .

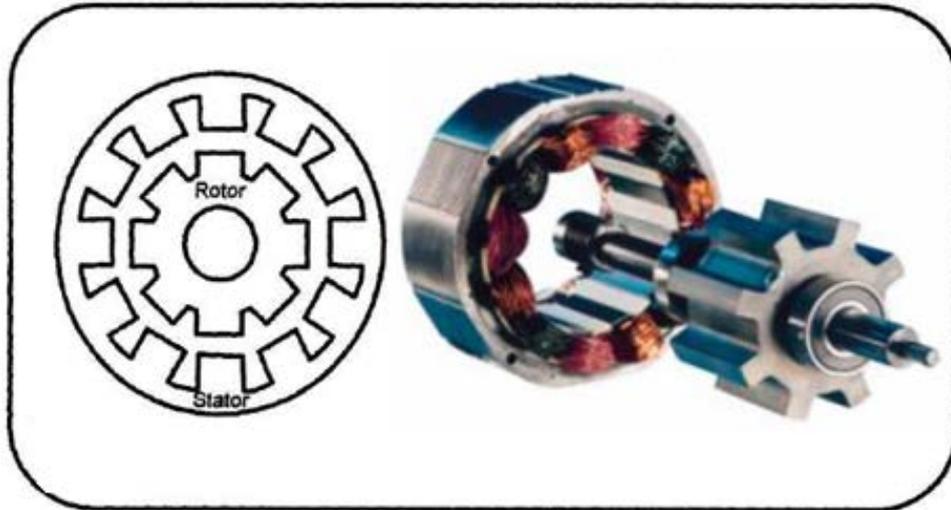


Fig. (1.4) MRV 12/8 typique avec 12 pôles au stator et 8 pôles au rotor.

Tous du stator et du rotor possèdent, des pôles saillants, mais pas d'enroulement sur le rotor. Le nombre des pôles du stator est souvent différent du nombre des pôles rotoriques, pour éviter ainsi que le rotor reste immobilisé avec un couple de démarrage nul, lorsque les pôles rotoriques se trouvent coincés avec ceux du stator. Les enroulements dans le stator sont bobinés sur les pôles opposés, connectés en série ou en parallèle pour former un nombre de circuits électriques séparés ou phases. Ces enroulements de phase peuvent être excités séparément ou ensemble selon le schéma de commande. La figure 1.4 montre une coupe d'un MRV 12/8, possédant 12 pôles statoriques et 8 pôles rotoriques. C'est un moteur à trois phases, chaque phase est composée de trois bobines enroulées sur des pôles opposés [3, 12,15].

1.3 Principe de fonctionnement du MRV :

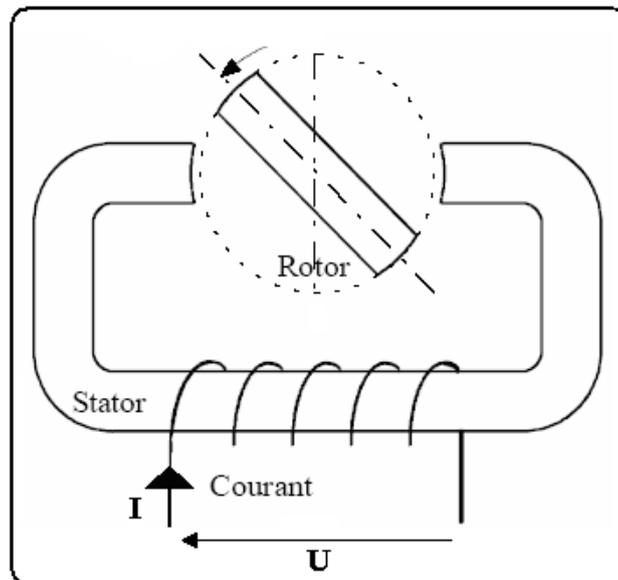


Fig. (1.6.a) structure élémentaire d'un système réducteur.

Contrairement aux autres types des machines classiques (moteur asynchrone, moteur à courant continu..) ou l'effet moteur est dû à l'interaction entre le champ magnétique inducteur et le courant circulant dans la partie mobile, le fonctionnement des machines à réluctances variable est basé sur le principe de l'attraction magnétique [5,8].

Il peut être décrit à partir d'une structure monophasée élémentaire identique à celle présentée en figure 1.6.a qui comprend une partie fixe (stator) et une deuxième partie mobile (rotor).

Comme le montre la figure 1.6.b cette structure possède deux positions rotoriques remarquables :

- Une position d'opposition, appelée aussi de non-alignement, pour laquelle le circuit magnétique présente une réluctance maximale.
- Une position de conjonction ou le circuit magnétique possède une réluctance minimale. c'est la position d'alignement.

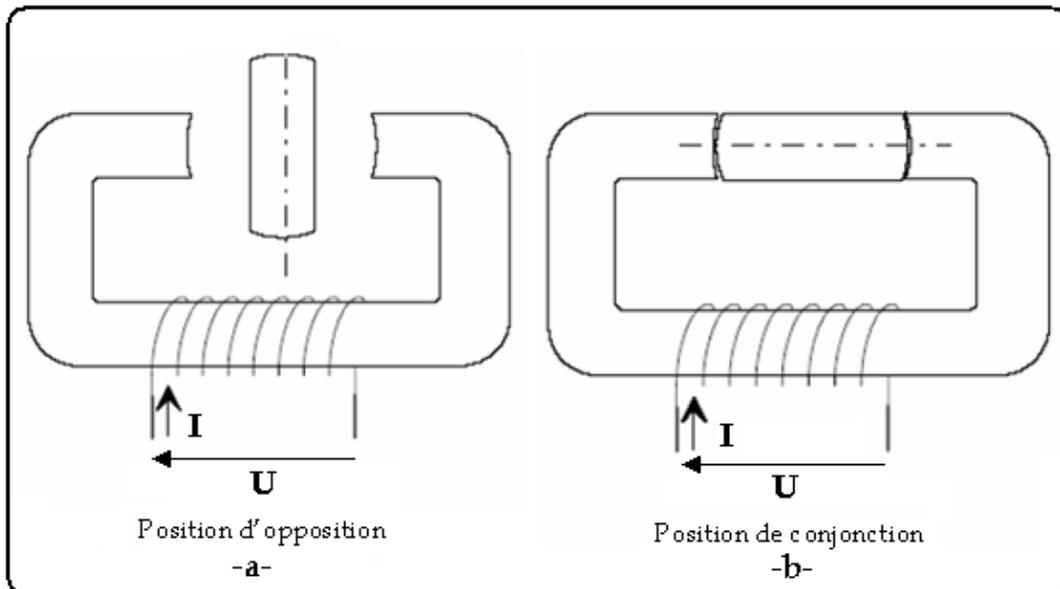


Fig. (1-6.b) (a) position de conjonction, (b) position d'opposition.

Si le rotor se trouve dans une position intermédiaire entre l'opposition et la conjonction, l'injection d'un courant dans l'enroulement d'excitation modifie l'état du système qui tend à minimiser son énergie et donc obtenir une réluctance minimale. Ainsi le rotor tourne d'un pas angulaire pour prendre la position de conjonction.

Ceci peut être généralisé à une machine à réluctance variable triphasé, illustrée par la figure 1.7, où une paire de pôles du rotor occupe une position intermédiaire entre les deux phases C et A. Si cette dernière est alimentée, le rotor tourne d'un pas angulaire pour prendre la position d'alignement avec cette phase comme le montre la figure 1.6.a. A partir de ce nouveau positionnement du rotor, si on alimente la phase C, on obtient une autre position d'alignement, mais cette fois-ci avec la phase C illustrée par la figure 1.6.b et ainsi de suite pour la phase B. De ce fait, une excitation impulsionnelle successive des trois phases dans le sens A, C et B donnera lieu à une rotation continue du rotor dans le sens contraire, c'est-à-dire A, B et C [1].

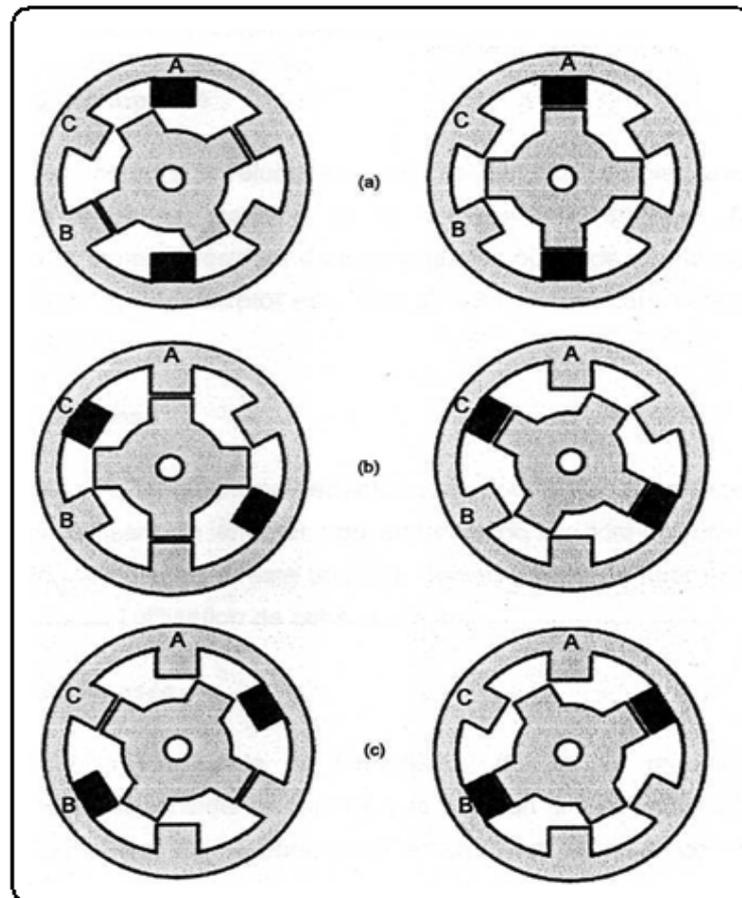


Fig. (1.7) séquence d'alimentation d'un MRVDS.

Pour que le rotor décrive un tour complet, il faut quatre cycles de fonctionnement par phase, d'où la période du courant à injecter, exprimé en radian, égale à $\pi/2$. En générale, la période du courant de phase est :

$$T = \frac{2\pi}{Nr}$$

La vitesse de rotation d'un MRVDS est donnée par :

$$N = \frac{60.f}{Nr}$$

Avec f est la fréquence électrique.

Le sens de rotation peut être modifié en changeant la séquence d'alimentation des phases.

1.4 Différentes topologies du MRVDS [1, 3,12] :

Les machines à réluctance variable peuvent offrir une grande variété de proportions et de topologies à pôles saillants. Ceci signifie que chaque application est susceptible de convenir mieux à une structure spécifique.

- **MRVDS monophasé :**

Ce sont les moteurs à réluctance variable les plus simples avec peu de connections entre la machine et le convertisseur statique. Mais leurs inconvénients majeurs résident dans leur faible couple de démarrage quelque soit la position initiale du rotor et le taux d'ondulation du couple développé qui est très grand, (figure 1.8.a).

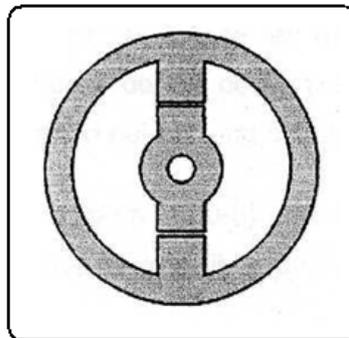


Fig (1.8.a) MRVDS monophasé.

- **MRVDS biphasé :**

Comparé avec la topologie précédente, son couple de démarrage peut être amélioré en utilisant un entrefer non uniforme ou en donnant une asymétrie aux pôles du rotor. Mais il reste toujours l'inconvénient de forte ondulation du couple qui limite l'utilisation de cette structure, (figure 1.8.b).

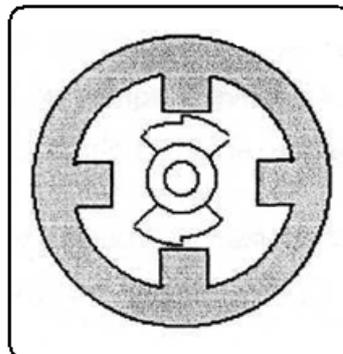


Fig (1.8.b) MRVDS biphasé.

- **MRVDS triphasé :**

Une réduction remarquable de l'ondulation du couple produit par cette topologie. Elle est considérée comme une solution simple pour améliorer le couple de démarrage par rapport aux deux structures citées précédemment, (figure 1.8.c).

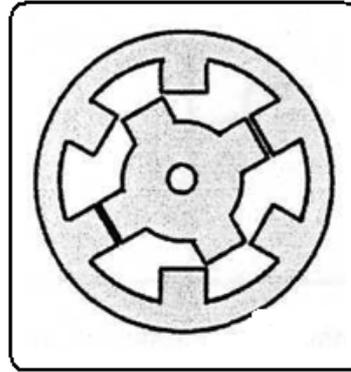


Fig. (1.8.c) MRVDS biphasé.

- **MRV avec quatre phases :**

Il est connu pour sa réduction des ondulations du couple, mais il nécessite encore plus de dispositifs de puissance et de connexions, ce qui limitera probablement son domaine d'application.

On peut dire qu'une machine à réluctance variable avec cinq ou six phases peut offrir des meilleures performances du point de vu couple par rapport à toutes les topologies citées antérieurement, mais en revanche, elle perd la simplicité de sa construction ainsi son circuit de contrôle, (figure 1.8.d).

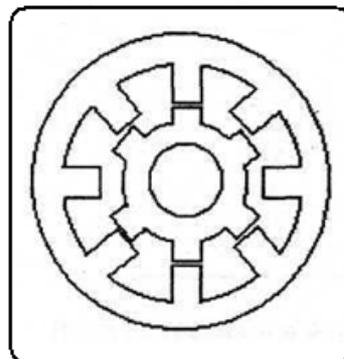


Fig. (1.8.d) MRVDS à quatre phases.

1.5 Alimentation électronique [15] :

• Circuit de puissance :

Le moteur à réluctance variable se contente d'une alimentation unidirectionnelle pour chaque phase puisque le sens du courant n'a aucune importance pour les phénomènes de réluctance variable. Ce courant, en forme de créneau, doit s'établir rapidement, être maintenu à peu près constant, puis décroître rapidement. Plusieurs solutions existent pour réaliser le circuit de puissance de l'alimentation du moteur. La complexité du convertisseur dépend bien sûr du nombre de phases de la machine, mais aussi des exigences sur les performances et la souplesse d'emploi du montage.

1.5.1 Montage en demi-point :

Le montage en demi-pont est le plus utilisé. Il faut deux interrupteurs de puissance (transistors ou le plus souvent IGBT) et deux diodes par phase, soit 2 m interrupteurs et 2m diodes pour un moteur à m phases figure 1.9.

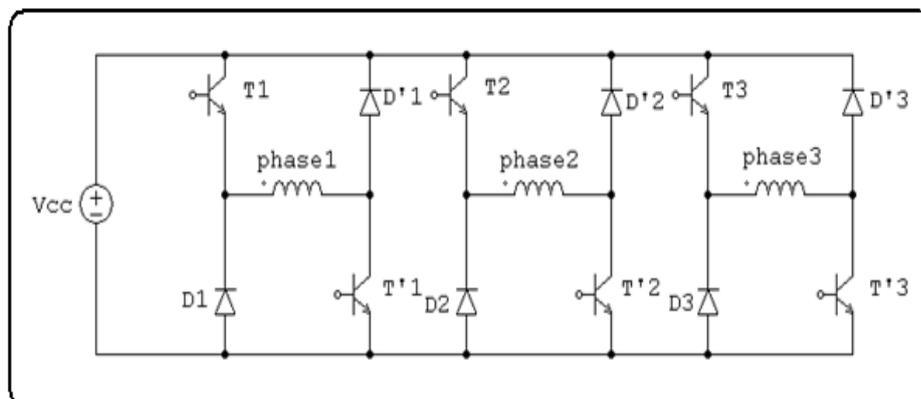


Fig. (1.9) Convertisseur en demi-pont pour un moteur à trois phases.

Pour faire croître le courant dans la phase numéro k, il faut fermer les interrupteurs T_k et T'_k . La tension d'alimentation V_{cc} est ainsi appliquée à la phase k. Les deux diodes D_k et D'_k sont alors bloquées. Pour assurer une régulation du courant par découpage, l'un des interrupteurs sert de hacheur tandis que l'autre est maintenu fermé. Une des diodes permet la circulation du courant quand l'interrupteur correspondant est ouvert (roue libre) alors que l'autre reste toujours bloquée. Par exemple, si T_k sert de hacheur, c'est D'_k qui joue le rôle de diode de roue libre. Pour faire décroître le courant, il faut ouvrir les deux interrupteurs T_k

et T_k et D_k et D_k' jouent le rôle de diodes de roue libre. L'énergie correspondante est renvoyée vers l'alimentation V_{cc} .

Le principal avantage de cette solution est l'indépendance totale de l'alimentation de chaque phase. L'inconvénient majeur est le grand nombre de composants nécessaires. Comme il y a deux chutes de tension d'interrupteurs passants en série avec une phase, ce montage n'est pas favorable aux applications où la tension d'alimentation est faible.

Ce type de convertisseur est utilisé dans les cas où de bonnes performances sont exigées et où la réduction du coût n'est pas primordiale.

1.5.2 Montage avec un interrupteur commun :

Le montage avec un interrupteur commun permet de réduire le nombre de composants nécessaires. Il faut un interrupteur et une diode par phase, plus un interrupteur et une diode pour l'ensemble, soit $m + 1$ interrupteurs et $m + 1$ diodes pour un moteur à m phases figure 1.10.

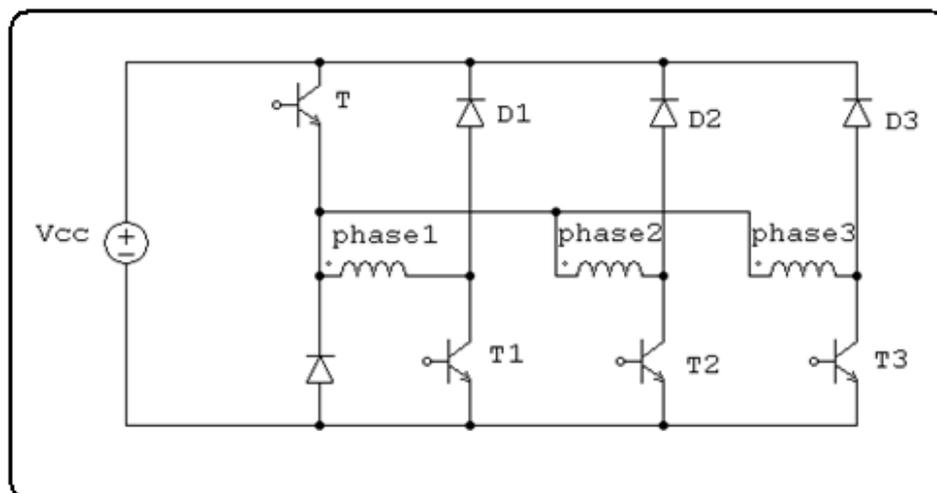


Fig. (1.10) Convertisseur avec un interrupteur commun pour un moteur à trois phases.

Pour faire croître le courant dans la phase numéro k , il faut fermer l'interrupteur T_k de la phase considérée et l'interrupteur commun T . La tension d'alimentation V_{cc} est ainsi appliquée à la phase k . La diode D_k de la phase considérée et la diode commune D sont alors bloquées. Pour assurer une régulation du courant par découpage, l'interrupteur commun T sert de hacheur tandis que l'interrupteur T_k de la phase considérée est maintenu fermé. D joue le rôle de diode de roue libre alors que D_k reste toujours bloquée. Pour faire décroître le courant, il faut ouvrir l'interrupteur T_k de la phase considérée et l'interrupteur commun T , et D_k et D

jouent le rôle de diodes de roue libre. L'énergie correspondante est renvoyée vers l'alimentation V_{cc} .

Le principal avantage de cette solution est la réduction du nombre de composants nécessaires. L'inconvénient majeur est qu'il est impossible de commencer à magnétiser une phase tant qu'une autre phase est encore en cours de démagnétisation. Il en résulte une augmentation de l'ondulation du couple au moment des commutations. Comme il y a deux chutes de tension d'interrupteurs passants en série avec une phase, ce montage n'est pas favorable aux applications où la tension d'alimentation est faible. Ce type de convertisseur est utilisé dans les cas où la réduction du coût est un facteur important et où une certaine ondulation du couple est tolérable.

1.5.3 Montage avec interrupteurs partagés :

Une solution intéressante entre le convertisseur en demi-pont et le montage avec un interrupteur commun consiste à partager un interrupteur entre deux phases qui ne sont jamais alimentées successivement. Par exemple, pour un moteur à quatre phases, il faut six interrupteurs et six diodes figure 1.11.

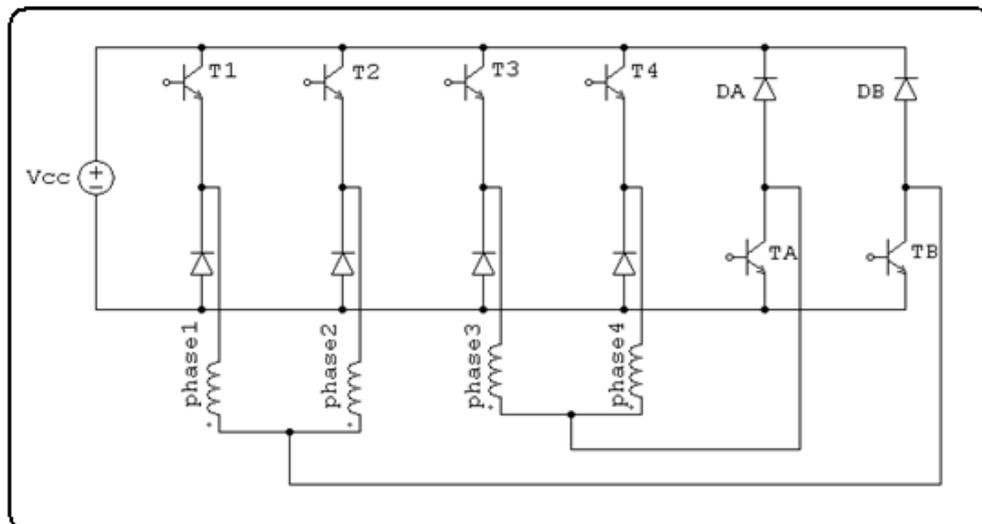


Fig. (1.11) Convertisseur avec interrupteurs partagés entre deux phases pour un moteur à quatre phases.

L'avantage de cette solution est de concilier une relative indépendance des phases avec une réduction du nombre des composants.

1.6 Avantages et inconvénients du MRV [1,3,12,16,18]

1.6.1 Avantages :

- **Structure simple :**

- Une géométrie simple ce qui explique une simplicité de fabrication maximale.
- Le MRV ne possède ni balai, ni collecteur, ni aimants permanents, ni bobinage au rotor.
- Le couple du moteur est indépendant de la polarité du courant de phase. Ainsi, le convertisseur pour la commande du MRV requiert seulement un interrupteur par phase.

- **Performance**

- Un couple beaucoup plus grand et avec le même (sinon un peu plus grand) rendement que celui d'un moteur à induction.
- Le rotor étant passif, il peut tourner à des vitesses élevées sans poser les problèmes d'équilibrage et de tenue mécanique d'éventuels éléments assemblés.
- Une efficacité constante maintenue sur une très large gamme de vitesse.
- Un fonctionnement en basse vitesse avec le maintien du couple à sa valeur nominale en basses vitesses jusqu'à une vitesse nulle.
- Une grande performance en vitesse et en accélération : jusqu'à 100 000 tr/min avec une commande appropriée et des arrangements mécaniques.
- Faible inertie due à la légèreté du rotor.
- La température maximale que peut supporter le rotor est plus grande comparée avec celle d'autres types de moteurs d'une puissance nominale similaire.

- **Rendement**

- Le MRV est avantageux par son rapport couple/volume qui est très satisfaisant.
- Un rapport couple/inertie élevé.

- **Robustesse**

- Il convient parfaitement pour une utilisation en environnement hostile, comme en haute température ou dans un milieu de fortes vibrations.
- En général, sa simplicité de construction fait sa robustesse.

- **Faible coût**

- Il présente un faible coût de fabrication, des matériaux et de maintenance grâce à sa simplicité.

- **Fiabilité**

- Une durée de vie très longue avec une performance très fiable.
- Chaque enroulement de phase du MRV est indépendant des autres, et cela rend le moteur très fiable.
- Elimination des problèmes liés à l'utilisation des aimants permanents (notamment la magnétisation et la démagnétisation).

- **Encombrement réduit**

- Avec des rapports de rendement qui reste très satisfaisants.
- Cet encombrement réduit implique une utilisation intelligente des matériaux et une faible inertie.

- **Fonctionnement dans les 4 quadrants**

- Sa configuration se prête à un emploi en tant que moteur, comme en tant que générateur.

- **Forme adaptable**

Il peut être allongé, rétréci, et peut être conçu pour s'adapter à l'espace disponible.

- **Refroidissement**

Une grande partie de la chaleur est générée au niveau du stator, ce qui rend facile son refroidissement.

1.6.2 Inconvénients

- L'inconvénient majeur du MRV est son bruit acoustique pour diverses raisons.
- La nature puisée de la production du couple, entraîne une ondulation du couple et la génération d'un bruit acoustique.

- La nécessité d'un circuit de commande spécifique pour faire fonctionner le moteur.
- La nécessité de l'emploi de capteurs de position du rotor, pour assurer la commande du moteur.
- Les non-linéarités caractérisant le MRV impliquent l'utilisation de puissants outils de calcul pour son dimensionnement.

1.7 Applications du MRV :

De façon générale, le MRV présente beaucoup d'avantages et peut être ainsi employé avec succès en tant que moteur à vitesse variable. Ainsi les MRV fournissent des solutions pour des applications très variées, notamment des applications de traction et de petite taille, avec des performances très satisfaisantes et des puissances pouvant atteindre plusieurs dizaines de kilowatts. La longue liste de ses avantages, a fait du MRV une meilleure alternative dans une multitude d'applications, quoique l'industrialisation du MRV reste encore qu'à son début. En général, le MRV est apparu jusqu'à aujourd'hui dans les applications suivantes [3, 12, 14, 17,18]:

- Mécanismes motorisés pour un emploi général.
- Applications spécifiques : compresseurs, ventilateurs, pompes, centrifugeuses, équipements médicaux...
- Appareils ménagers : robots ménagers, lave-linge, lave-vaisselle, horlogerie, jouets...

Applications pour véhicules électriques : Traction électrique des automobiles et équipements de bord.

- Equipements aéronautiques et aérospatiaux : avionique et appareillage à bord des navettes spatiales, fusées...
- Automatismes industriels : servomécanismes, actionneurs, positionnement...
- Equipements informatiques et bureautiques : impression, ventilateur, têtes, de lecture...

Pour avoir une idée très terre à terre des applications qui se font actuellement, nous allons citer ci-après quelques-unes des principales applications du MRV, dont la société SR Drives est le détenteur exclusif de leurs licences. Ces applications sont également fabriquées sous licence par d'autres sociétés dans les quatre coins du monde, et montrent bien le caractère versatile du "concept MRV:

- Centrifugeuse de laboratoire.
- Mécanismes à vitesse variable.
- Portes coulissantes.

- Tournevis à air comprimé.
- Lave-linge, lave-vaisselle.
- Robots ménagers.
- Climatisation.
- Machine à tisser.
- Rideaux de fer automatiques.
- Aspirateur.
- Perceuse...ect.

2.1 Introduction :

Quoi que les travaux sont déjà faites sur le moteur à réluctance variable (MRV) qui sont initialement accomplit pour un système magnétique linéaire reflètent le comportement de cette machine mais en réalité ce moteur fonctionne dans une région de saturation.

Dans le but d'atteindre un couple moteur élevé de la machine, une partie du circuit magnétique rentre dans une région de saturation plus au moins de la période d'excitation. Depuis, l'effet de la saturation rend les paramètres décrivant le comportement du moteur à réluctance variable (couple électromagnétique, courant électrique par phase et l'inductance des bobines) des fonctions non seulement de la position électrique mais aussi du courant électrique.

Dans ce chapitre, nous allons modéliser le moteur à réluctance variable dans son comportement non linéaire afin d'écrire toute la dynamique de ce type de moteur.

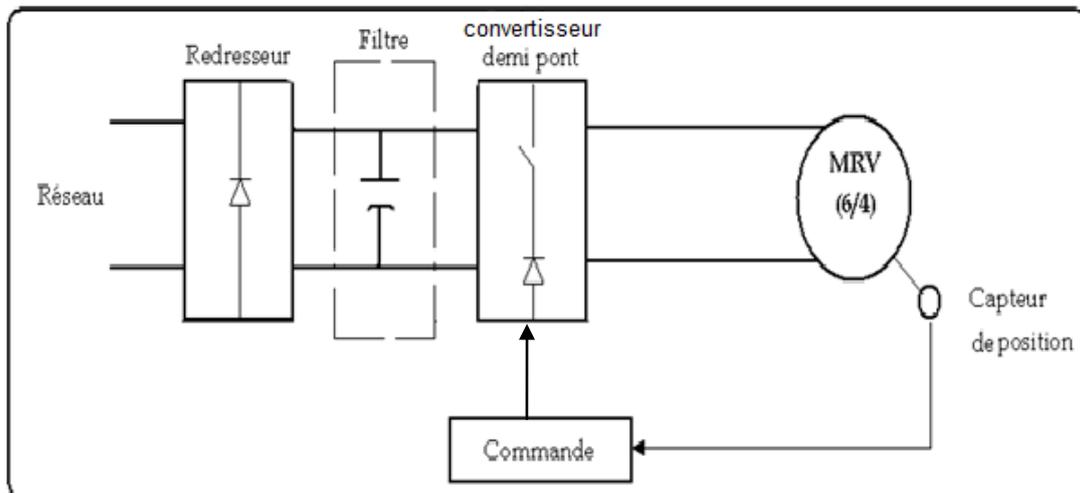


Fig. (2.1) Représentation du système globale.

2.2 Modélisation du MRV :

2.2.1 Couple électromagnétique :

Dans les machines à réluctance variable, en particulier le MRV, le couple moteur ne peut se produire par une seule phase sur toute une période électrique à cause de la variation de la réluctance de l'entrefer avec la position du rotor [3,8].

Ainsi, la production d'un couple moteur ne peut être que si cette variation est positive. Cependant, afin de trouver l'expression du couple développé par ce type de machine, la méthode de variation des énergies est largement appliquée pour les dispositifs où une force est produite entre deux surfaces magnétiques tel que les relais électromagnétiques et tous les machines à saillances ceci peut être schématisé par la figure 2.2.

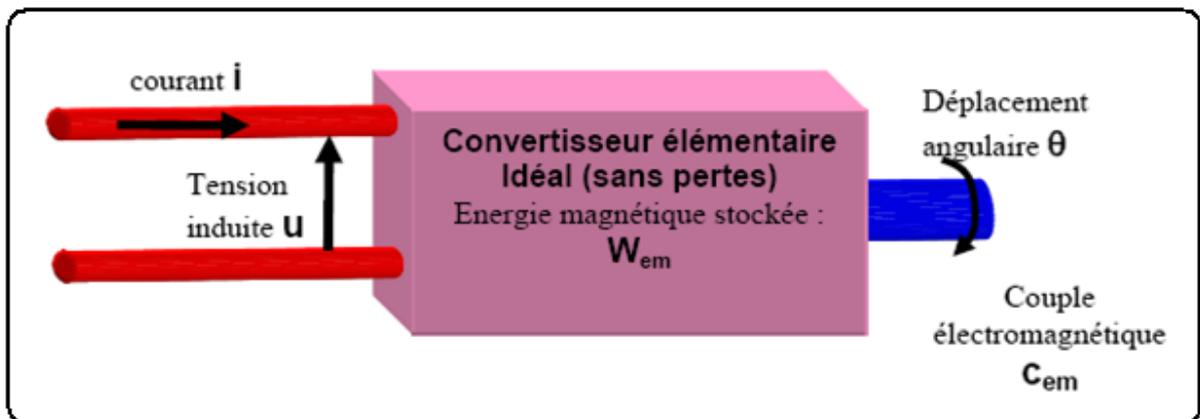


Fig. (2.2) Principe de production du couple électromagnétique dans le cas des MRV.

Le couple instantané de toute machine électromagnétique s'exprime, au choix, par l'une ou l'autre des relations suivantes [3, 8,9].

$$C_e = - \left. \frac{\partial w_e}{\partial \theta} \right|_{\Phi = \text{cste}} \quad (2.1)$$

$$C_c = \left. \frac{\partial w_c}{\partial \theta} \right|_{ni = \text{cste}} \quad (2.2)$$

La figure (2.3) montre ces deux quantités d'énergies, qui peuvent être calculées par :

$$W_c = \int_0^{i_0} d(ni) \quad (2.3)$$

$$W_e = \int_0^{\Phi_0} ni d(\Phi) \quad (2.4)$$

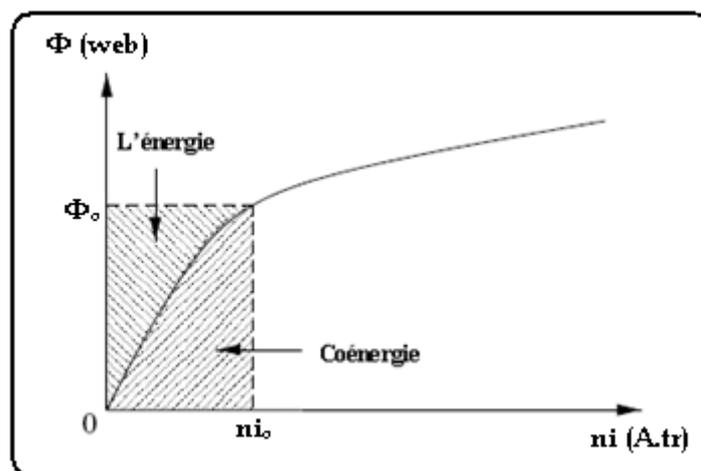


Fig. (2.3) Energie et coénergie électromagnétique dans un circuit magnétique.

Afin d'établir l'expression du couple produit par le MRVDS, on va s'intéresser à une seule phase à cause de l'indépendance de chaque phase des autres. Par la suite, le couple totale sera la somme des couples créés par les trois phases. Le fonctionnement sur une période électrique peut être décrit dans le plan φ (ni) par le cycle énergétique dont la surface, illustrée par la figure 2.4, est égale à l'énergie convertie pendant un cycle [8].

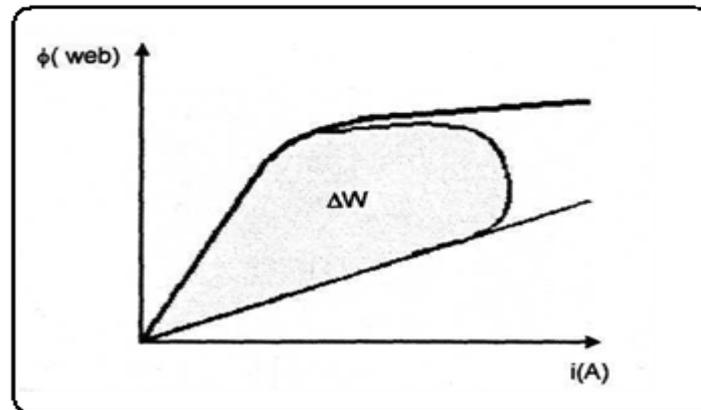


Fig. (2.4) Cycle énergétique pendant un fonctionnement sur une période.

Le flux par phase est lié aux ampères-tours (ni) par la perméance suivant la relation :

$$\Phi_j = p_j(\theta, i_j) \cdot ni_j \quad (j = 1, 2 \text{ ou } 3) \quad (2.5)$$

Alors la coénergie par phase est :

$$W_c = \int_0^i \Phi d(ni) \quad (2.6)$$

En introduisant la relation (2.6) dans l'expression (2.2), on obtient l'expression du couple créé par phase :

$$C_e = \left. \frac{\partial w_c}{\partial \theta} \right|_{ni=cste}$$

$$C_e = \left. \frac{d \int_0^i \Phi d(ni)}{d\theta} \right|_{ni=cst} \quad (2.7)$$

La puissance électromagnétique convertie par phase s'exprime par :

$$p_{ej} = f \cdot \Delta W_j \quad (2.8)$$

f: étant la fréquence d'alimentation en courant unidirectionnel, égale à la fréquence de la fonction inductance, et donnée par :

$$\begin{aligned} f &= N_r \cdot F \\ f &= N_r \cdot \frac{\Omega}{2\pi} \end{aligned} \quad (2.9)$$

Or, la puissance électromagnétique peut être aussi s'exprimée par l'équation:

$$p_{ej} = C_{ej} \cdot \Omega \quad (2.10)$$

En écrivant l'égalité des expressions (2.9) et (2.11) et en utilisant (2.10), on obtient le couple électromagnétique moyen par phase:

$$C_{ej} = N_r \cdot \frac{\Delta W_j}{\pi} \quad (2.11)$$

Pour une machine à réluctance variable triphasé, ce couple sera :

$$C_{em} = 3 N_r \cdot \frac{\Delta W_j}{\pi} \quad (2.12)$$

En général, le modèle dynamique d'un MRVDS est donné par :

$$\begin{aligned} J \frac{d\Omega}{dt} &= C_{em} - f\Omega - C_r \\ C_{em} &= \sum_{j=1}^3 c_{ej} \end{aligned}$$

$$C_e = \left. \frac{\int_0^i \Phi \, d(ni)}{d\theta} \right|_{ni=cst} \quad (2.13)$$

2.2.2 Modèle Electrique :

Pour analyser et simuler le fonctionnement d'un tel moteur, il est nécessaire d'avoir recours à un modèle électrique. La figure (2.5) illustre un schéma électrique équivalent par phase du MRV. L'enroulement de phase peut être modélisé par une bobine d'inductance L variable et d'une résistance R [3].

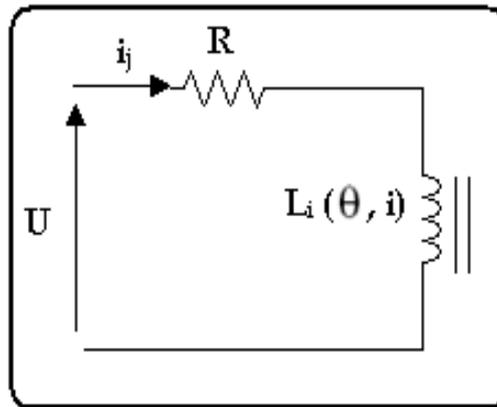


Fig. (2.5) schéma équivalent par phase d'un MRV.

L'équation d'équilibre de tensions s'écrit :

$$U = R i_1 + \frac{d\Phi_1}{dt} \quad (2.14)$$

Si on considère j égale à 1 le flux total Φ_1 embrassé par toutes les spires du bobinage de cette phase est donné par la somme :

$$\Phi_1 = L_1(\theta, i_1) i_1 + M_{12}(\theta, i_1) i_2 + M_{13}(\theta, i_1) i_3 \quad (2.15)$$

Avec :

M_{12}, M_{13} : inductances mutuelles.

La modélisation et la simulation deviennent très lourdes, car les flux des trois phases sont des fonctions de quatre variables (la position et les trois courants). De ce fait, on néglige les couplages magnétiques entre phases et par la suite, on obtient le modèle suivant :

$$\Phi_1 = L_1 (\theta, i_1) i_1 \quad (2.16)$$

$$U = R i_1 + \frac{\partial \Phi_1}{\partial i_1} \frac{di_1}{dt} + \frac{\partial \Phi_1}{\partial \theta} \frac{d\theta}{dt}$$

$$U = R i_1 + L_1 (\theta, i_1) i_1 \frac{di_1}{dt} + i_1 \left(\frac{\partial L_1}{\partial \theta} \frac{d\theta}{dt} + \frac{\partial L_1}{\partial i_1} \frac{di_1}{dt} \right)$$

$$U = R i_1 + L_1 (\theta, i_1) \frac{di_1}{dt} + i_1 \Omega \frac{dL_1}{d\theta} + \frac{\partial L_1}{\partial i_1} \frac{di_1}{dt} i_1 \quad (2.17)$$

Dans cette dernière expression, il apparaît un terme représentant la force électromotrice qui est proportionnelle à la vitesse et à la variation de l'inductance par rapport à la position. Comme on remarque bien à partir de la formule (2.17) que l'inductance est une fonction de la position rotorique et du courant électrique par phase.

Et puisque le moteur à réluctance variable est un système fortement non linéaire, il est nécessaire de développer une théorie correspondante qui décrit se Comportement et qui sera une base d'un modèle mathématique. D'une part, cela nous permettra de simuler le modèle du moteur à réluctance variable à double saillance et d'autre part cela sera un développement et une implémentation pour saufestiquer les algorithmes de contrôle du moteur.

Certains auteurs proposent des solutions analytiques, d'autres expérimentales, mais dans les deux cas le couple électromagnétique est déterminé par l'expression [3, 4, 7,10].

$$C_e (\Theta , i) = \frac{\partial W_c}{\partial \Theta} \quad (2.18)$$

Ces méthodes posent quelques problèmes car elles introduisent des calculs extensifs.

La solution pour achever à une bonne simulation du moteur à réluctance variable à double saillance est d'utiliser une méthodologie qui permet de prendre en compte la non-linéarité des caractéristiques électromagnétiques d'où la minimisation du temps de simulation .la procédure consiste à éviter toutes les dérivées partielles qui sont cause d'erreurs.

Divers essais ont été réalisés dans le but de caractériser le moteur, ils ont permis de déterminer les caractéristiques de flux-courant à position fixe et de couple-position à courant constant.

2.3 Caractéristiques magnétiques :

A cause de la non linéarité très forte des caractéristiques magnétiques du moteur à réluctance variable à double saillance, il est difficile de prédire son comportement dynamique avec des simples calculs analytiques, donc il est nécessaire de bien connaître ces caractéristiques magnétiques dans l'ordre de calculer le couple généré. Une des méthodes qui permet de déterminer ces caractéristiques dont les résultats ont été utilisés dans ce travail est le calcul par les éléments finis [3,11].

2.3.1 Allure de l'inductance :

L'allure de l'inductance $L (\Theta, i)$ obtenue par les méthodes des éléments finis analytique est présentée sur la figure 2.6. L'inductance est minimale dans la position d'opposition d'autre part, elle prend sa valeur maximale dans la position d'alignement où le régime de saturation est facilement atteint.

La courbe d'inductance n'est pas linéaire et on remarque bien que pour des valeurs de courants élevées l'effet de saturation est important La figure 2.6 admet deux axes de symétries $\Theta = 0^\circ$ et $\Theta = 45^\circ$, position d'opposition et d'alignement respectivement.

2.3.2 Allure de la caractéristique du flux magnétique :

Comme il est montré sur la figure (2.7) le flux magnétique est une fonction non linéaire de deux paramètres le courant et la position rotorique . A la position d'opposition, l'effet de la saturation est absent à cause de la faible magnétisation dans ce cas. Contrairement, la courbe de magnétisation est fortement saturée.

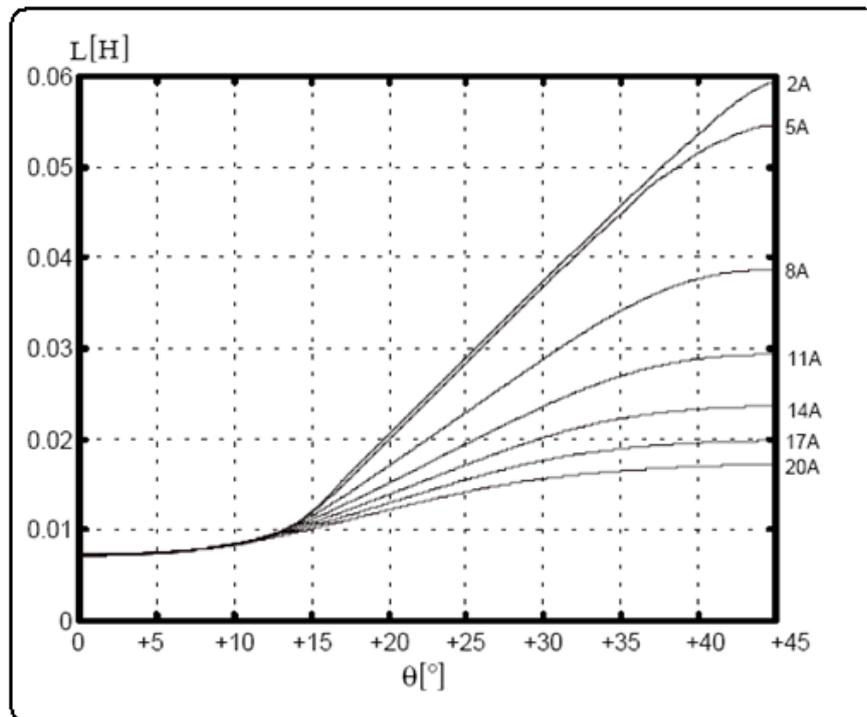


Fig. (2.6) Allure de l'inductance.

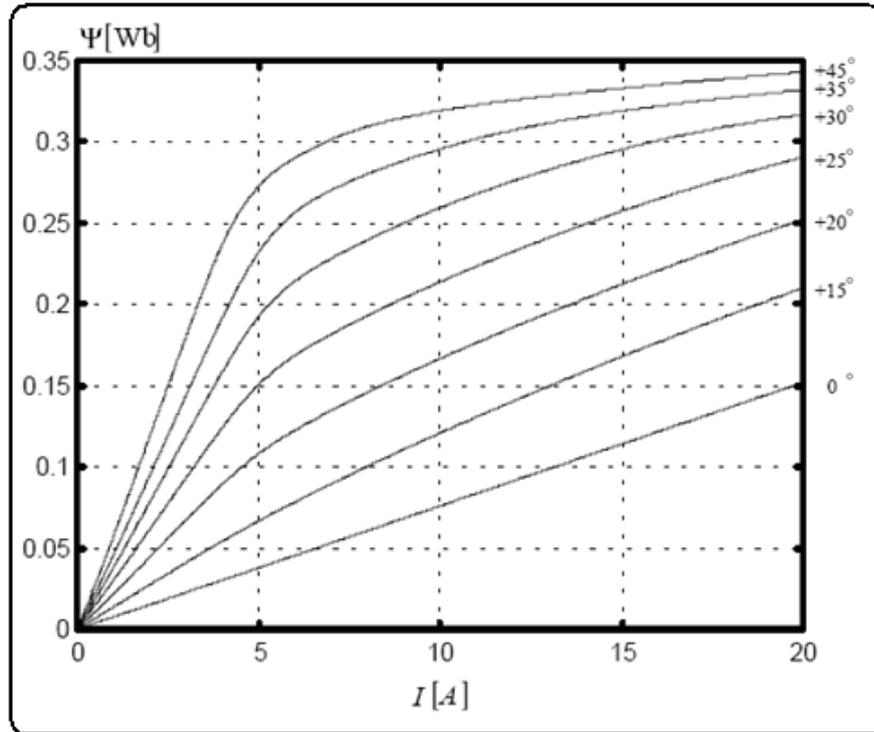


Fig. (2.7) Allure de flux électromagnétique.

2.3.3 Allure de la caractéristique du couple électromagnétique

La figure 2.8 représente le couple électromagnétique pour différentes positions rotoriques et courant de phase comme elle dévoile l'effet de saturation. La courbe inférieure correspond à la position d'opposition tandis que la courbe supérieure correspond à la position d'alignement.

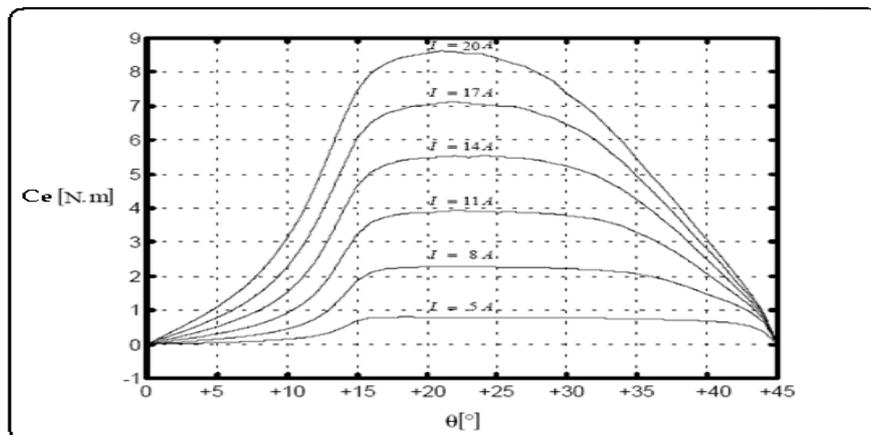


Fig. (2.8) Allure du couple électromagnétique.

Remarque :

Si on s'approche de la position d'alignement, le couple par phase diminue.

Cela est dû à l'effet de la saturation ou la variation de la coénergie diminue.

Le modèle établi prend en compte la caractérisation magnétique linéaire de mrv sous l'hypothèse de travail admise dans la littérature spécialisée citée dans la partie bibliographie.

Nous allons donc passer au troisième chapitre pour étudier les résultats des simulations

3.1 Introduction

A cause de l'effet réductant qui existe entre le stator et le rotor ainsi que sa conception. Le couple des MRV est pulsatoire dont le principal défaut des MRV est la grande difficulté à maîtriser les ondulations du couple qui sont indésirables et généralement nuisibles au bon fonctionnement du dispositif. Plusieurs solutions ont été proposées dans différentes études.

Devant les nombreuses possibilités offertes par l'électronique de puissance, une réflexion doit être menée sur ce problème de manière à aboutir à une meilleure connaissance des phénomènes mis en jeu en vue de dégager des formes de courant minimisant les ondulations du couple.

Dans ce chapitre on a simulé deux types de moteur à réductance variable, donc on doit décrire la simulation en deux parties :

3.2 Première partie :

Simulation non linéaire du MRV à grande puissance pour atteindre des valeurs de vitesses élevées jusqu'à 8000tr/min et pour avoir l'influence de la variation des angles d'amorçage et de blocage sur le couple et le courant.

Dans cette partie nous présentons les deux principales techniques de commande de MRV connues dans la littérature qui agissent surtout sur l'alimentation du moteur.

- La commande en pleine tension dite aussi « **single pulse** ».
- Réglage des courants par hystérésis.

Ces deux techniques sont appliquées au MRV puis simulées pour conduire à une étude qui illustre la possibilité de chacune d'eux.

3.2.1 Description du modèle à simuler

L'outil de simulation utilisé est MATLAB. C'est un outil de calcul mathématique basé sur le calcul matriciel. Il propose une bibliothèque de fonctions spécifique pour le développement d'algorithmes de contrôle sous environnement graphique simulink [1].

Dans la figure 3.1 on montre le schéma de la simulation pour étudier le comportement dynamique du MRV en boucle ouverte

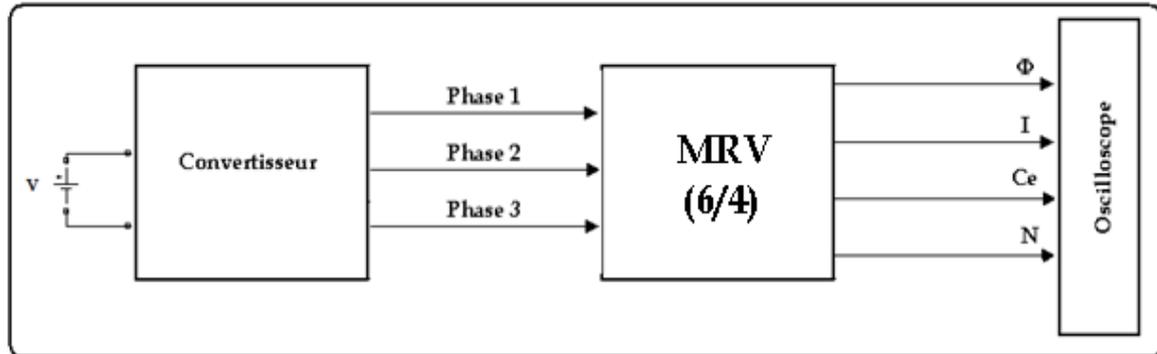


Fig. (3.1) schéma fonctionnel du modèle de l'actionneur MRV.

3.2.2 Différentes stratégies de commande du MRV

Avant d'entamer les différentes stratégies d'excitation de la MRV introduisant certaines définitions :

- ✓ **Def.1** : la position du rotor qui correspond à l'angle d'amorçage des semi-conducteurs est notée Θ_{on} .
- ✓ **Def.2** : la position du rotor qui correspond à l'angle de blocage des semi-conducteurs est notée Θ_{off} .
- ✓ **Def.3** : l'angle de conduction Θ_c est défini par la différence entre Θ_{off} et Θ_{on} .
- ✓ **Def.4** : l'angle de démagnétisation ou l'angle d'extinction du courant est noté Θ_d .

3.2.3 Commande par la technique pleine tension

La commande en pleine tension dite aussi « signe pulse » utilisé en grande vitesse. Dans ce mode d'alimentation l'ondulation du couple n'est pas contrôlée mais par ajustage des angles de commutation on peut néanmoins la minimiser.

Elle repose sur le choix de l'angle d'amorçage et de blocage des semi-conducteurs et ceci tenant compte de la variation de l'inductance (flux) et de sa forme en fonction de temps [1,8].

A l'amorçage, la force contre électromotrice f.c.e.m induite, donnée par $i \Omega \frac{dL}{d\theta}$, ne doit pas avoir des valeurs excessives, afin d'obtenir un courant de démarrage suffisant. De ce fait l'angle d'amorçage des semi-conducteurs doit être choisi dans la zone où l'inductance est constante.

Pour de mieux saisir l'influence des angles d'amorçage et de blocage des semi-conducteurs sur le comportement vibratoires du couple de la MRV, nous avons jugé intéressant de simuler le comportement du moteur pour différentes valeurs de ces angles de commutation.

- **Résultats de simulation**

Dans cette partie on donne les résultats de simulation qui présentent le comportement dynamique de l'actionneur à vide en boucle ouverte pour les quatre cas suivants :

- ✓ L'angle d'amorçage Θ_{on} est choisi égal 40° .
- ✓ L'angle d'amorçage Θ_{on} est choisi égal 35° .
- ✓ L'angle de blocage Θ_{off} est choisi égal 70° .
- ✓ L'angle de conduction Θ_c est choisi égal 30° .

Le choix des angles s'est fait différemment afin d'observer l'influence de ces angles de commutation sur le comportement dynamique du moteur.

Le choix de l'angle Θ_{on} et Θ_{off} est décrit sur la figure 3.2.

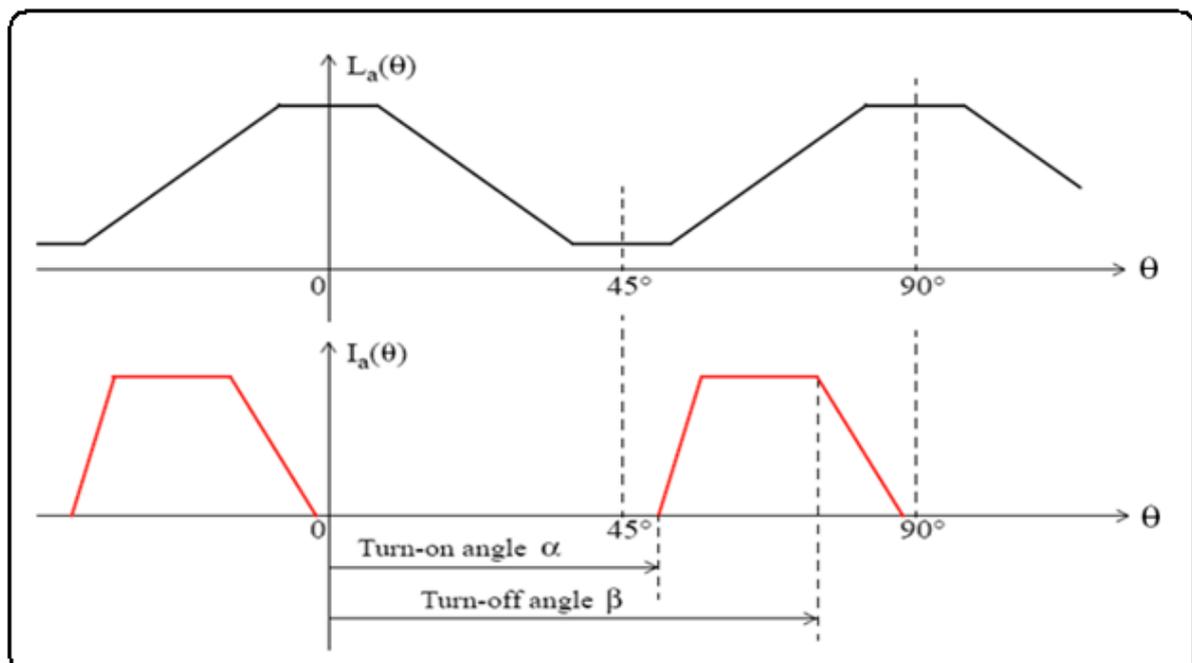


Fig. (3.2) variation de l'inductance et du courant en fonction de la position θ .

- L'angle d'amorçage Θ_{on} égale à 40° :

Les résultats de simulation qui suivent représentent la dynamique du MRV pour $\Theta_{on}=40^\circ$, cet angle dans notre cas correspond au premier chevauchement entre la dent statorique et la dent rotorique de la phase excitée et Θ_{off} égale 75° correspond à la position, d'alignement comme le montre la figure 3.2.

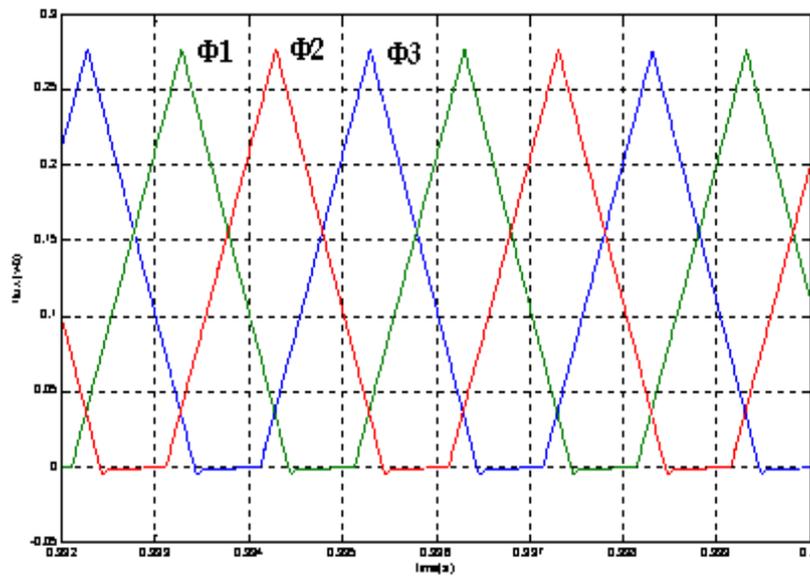


Fig. (3.3.a) Forme d'onde du flux pour un angle $\Theta_{on}=40^\circ$ et $\Theta_{off}=75^\circ$.

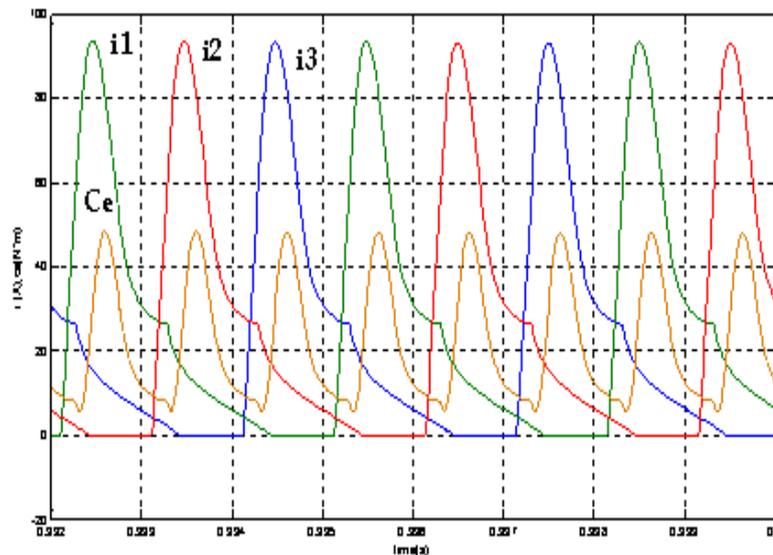


Fig. (3.3.b) Forme d'onde du couple et du courant

Pour un angle $\Theta_{on}=40^\circ$ et $\Theta_{off}=75^\circ$.

La figure 3.3.a et b donne les formes d'ondes du flux et du couple et courant des trois phases respectivement.

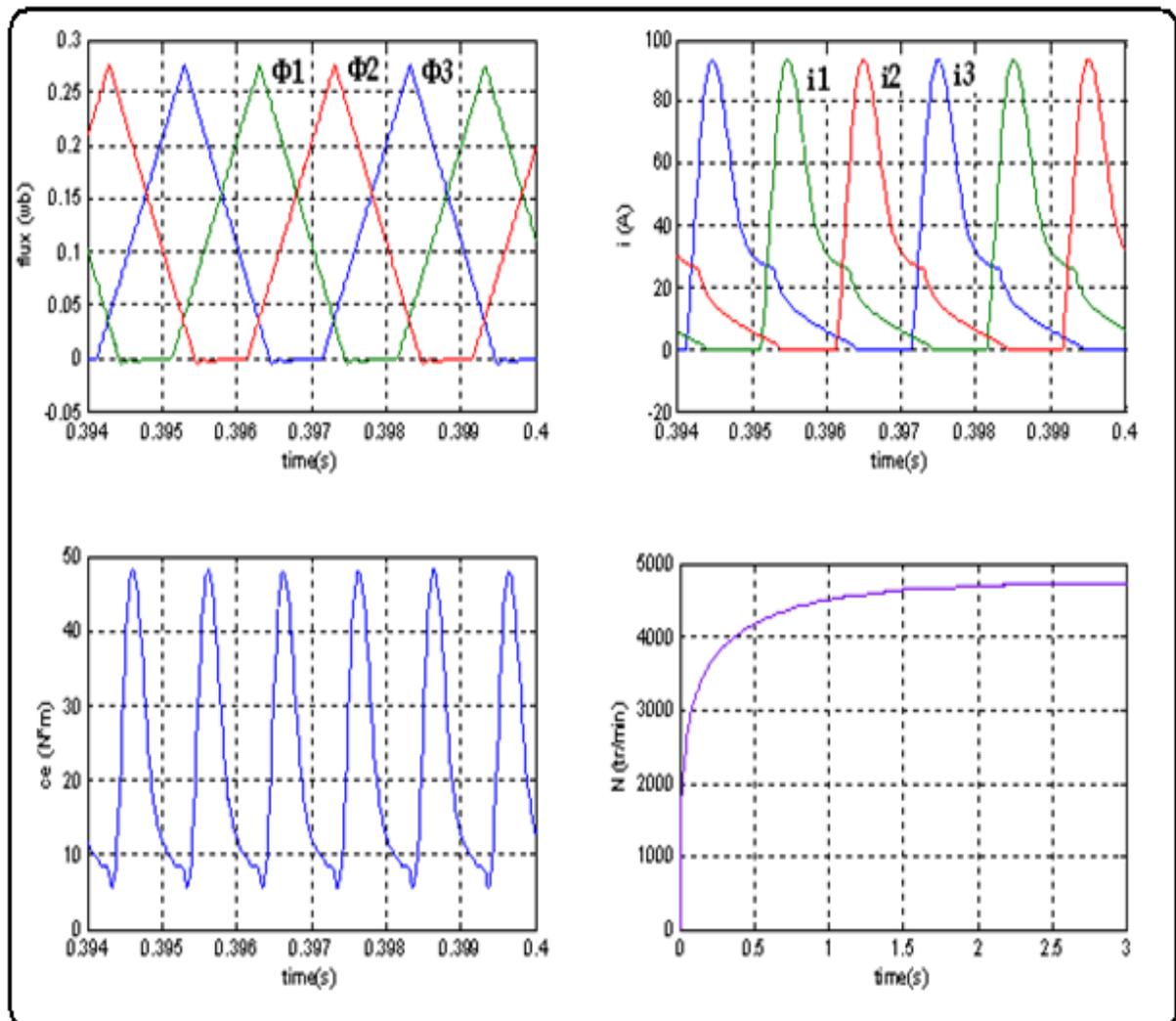


Fig (3.4) Comportement dynamique du MRV avec $\Theta_{on}=40^\circ$ et $\Theta_{off}=75^\circ$.

On remarque sur le zoom représenté par la figure 3.4 que le courant atteint son maximum au point d'alignement (le flux est maximal), puis il diminue avec la diminution du flux (le couple est l'image du courant).

- Simulation du MRV avec Θ_{on} fixe (égale à 40°) et Θ_{off} variable :

Pour avoir une augmentation du couple électromagnétique, l'angle de blocage Θ_{off} a été ajusté de (65° à 75°) mais avec un angle d'amorçage fixe ($\Theta_{on}=40^\circ$).

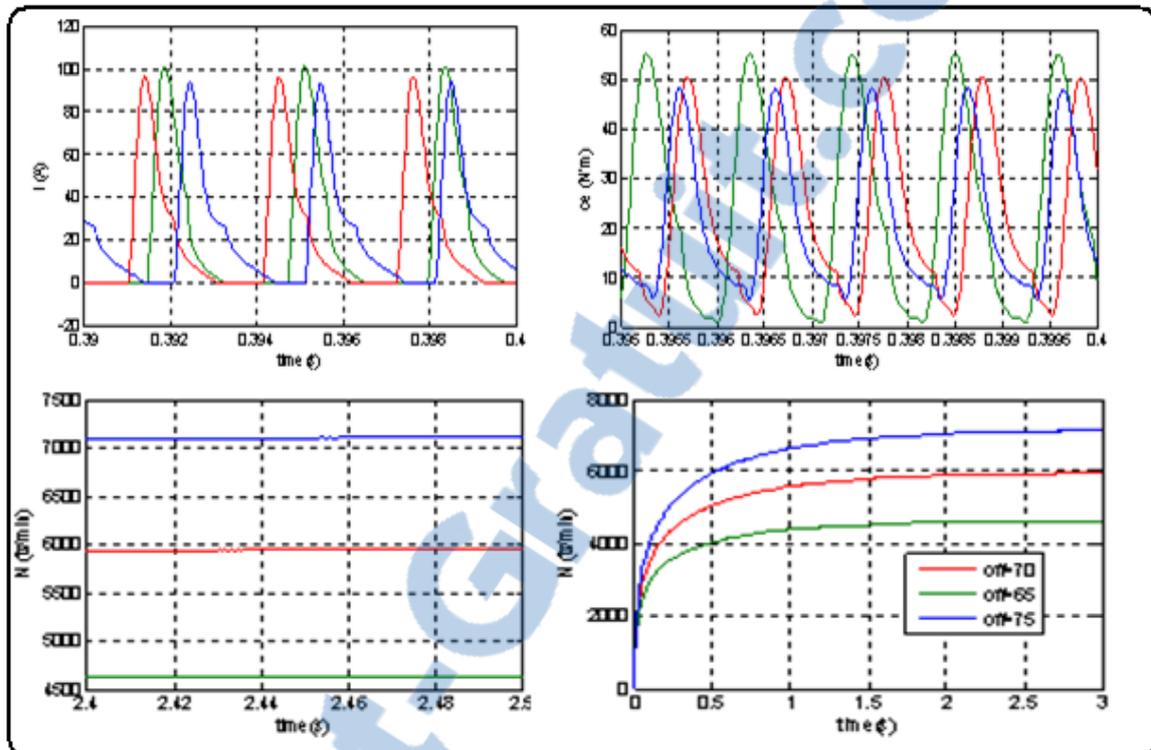


Fig (3.5) Comportement dynamique du MRV avec $\Theta_{on}=40^\circ$ et Θ_{off} variable.

Les résultats de simulation sont donnés par la figure 3.5, où on remarque dans ce cas une augmentation du couple électromagnétique et du courant avec la diminution de Θ_{off} , mais par contre la vitesse augmente avec l'augmentation de Θ_{off} .

- L'angle d'amorçage Θ_{on} égale a 35° :

Les résultats de simulation qui suivent représente la dynamique du MRV(6/4) pour un angle d'amorçage $\Theta_{on}=35^\circ$, mais dans cette cas avec un angle de blocage égale à 70° (Θ_{off} fixe).

La figure 3.6 donne les formes d'onde de la vitesse , le couple , les courants et le flux pour les trois phases .

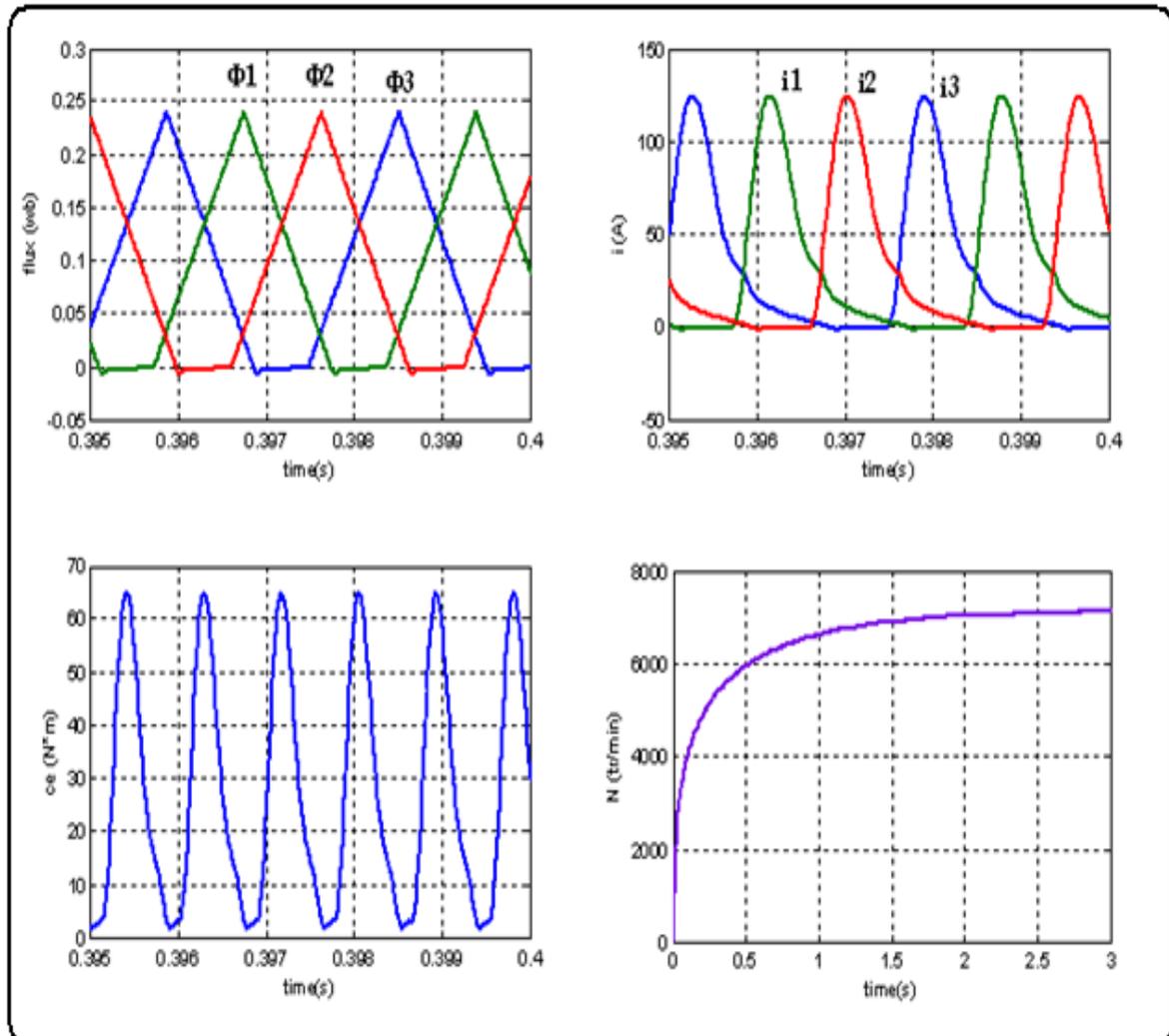


Fig (3.6) Comportement dynamique du MRV avec $\Theta_{on}=35^\circ$ et $\Theta_{off}=70^\circ$.

On remarque un appel fort de courant ce qui favorise la production d'un couple élevé. Ce choix nous a permis d'attendre une vitesse plus importante.

Pour tester l'influence de la variation de l'angle de blocage Θ_{off} avec cette nouvelle angle de d'amorçage sur le comportement du MRV on l'ajusté de 65° a 75° .

Sur la figure 3.7, on montre les formes de la vitesse, du couple et du courant de phases pour trois choix de Θ_{off} .

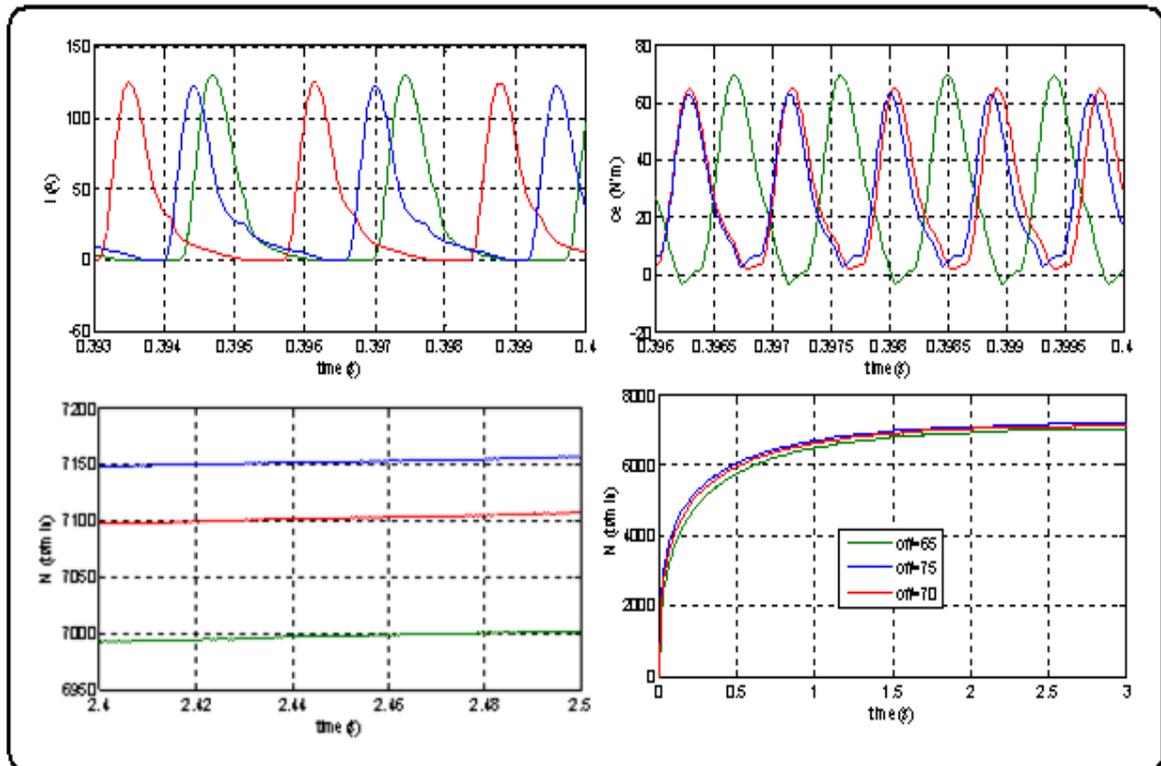


Fig (3.7) Comportement dynamique du MRV avec $\Theta_{on}=35^\circ$ et Θ_{off} variable.

On remarque sur la figure 3.7 que le courant présente des valeurs trop élevées par rapport au comportement de la figure 3.5 où il se stabilise autour d'une valeur moyenne de 130A ce qui nous donne un fort couple et une grande vitesse.

- L'angle de blocage Θ_{off} fixe (égale à 70°) et Θ_{on} variable :

Pour tester l'influence de la variation de l'angle d'amorçage Θ_{on} sur le comportement du moteur on l'a ajusté sur la zone de l'inductance constante de 35° à 45° et on fixe l'angle de blocage Θ_{off} égale à 70° .

La figure 3.8 montre le comportement dynamique du MRV (6/4) avec un angle de blocage Θ_{off} fixe égale à 70° pour différentes valeurs d'angles d'amorçage Θ_{on} .

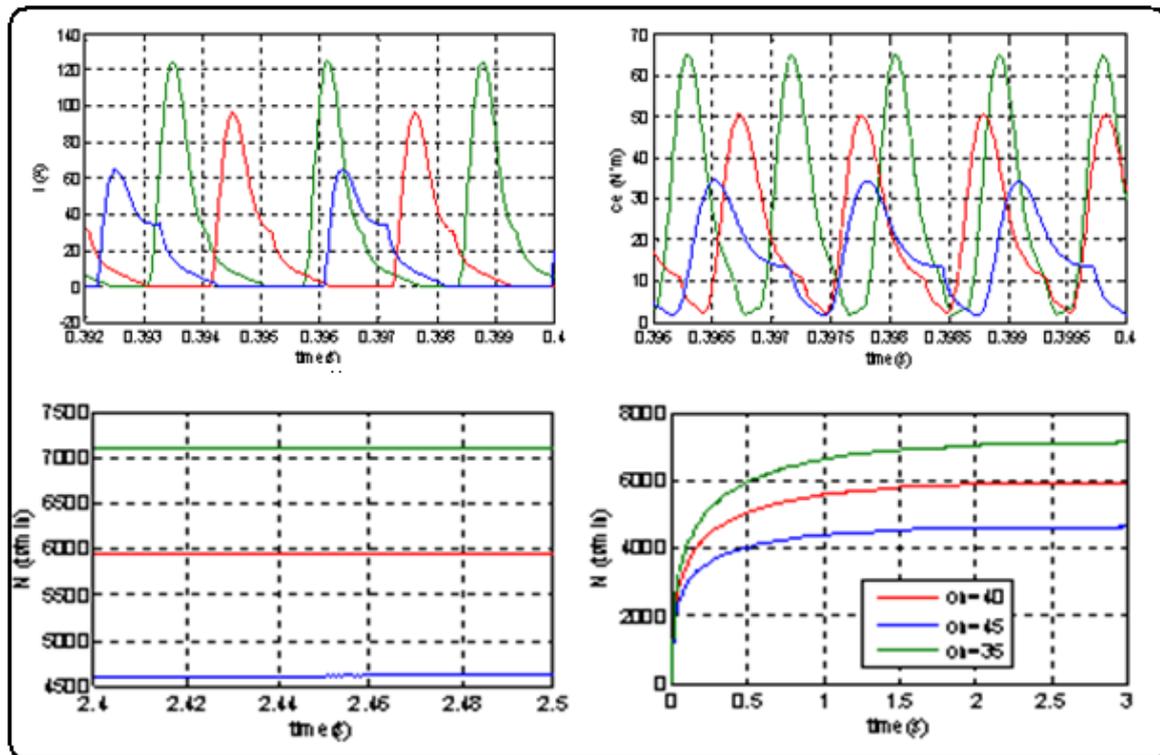


Fig (3.8) Comportement dynamique du MRV avec Θ_{on} variable et $\Theta_{off}=70^\circ$.

On remarque que plus l'angle d'amorçage Θ_{on} est loin de la zone de variation de l'inductance ($\frac{dL}{d\theta} > 0$) d'où une grande réluctance, l'appel de courant est fort ainsi que le couple est important, ce qui permet d'atteindre des plages de vitesse larges, donc les trois grandeurs courant, couple et vitesse augmente avec la diminution de l'angle d'amorçage.

- L'angle de conduction Θ_c égale à 30° :

Dans ce dernier cas on présente les résultats de simulation avec la variation des deux angles Θ_{on} et Θ_{off} tout en gardant l'angle de conduction Θ_c constant cet angle est caractérisé par la durée d'application de la tension à savoir ($\Theta_c = \Theta_{off} - \Theta_{on}$).

Sur la figure 3.9 on montre les formes de la vitesse, couple et du courants de phases pour trois valeurs de $\Theta_c = 30^\circ$.

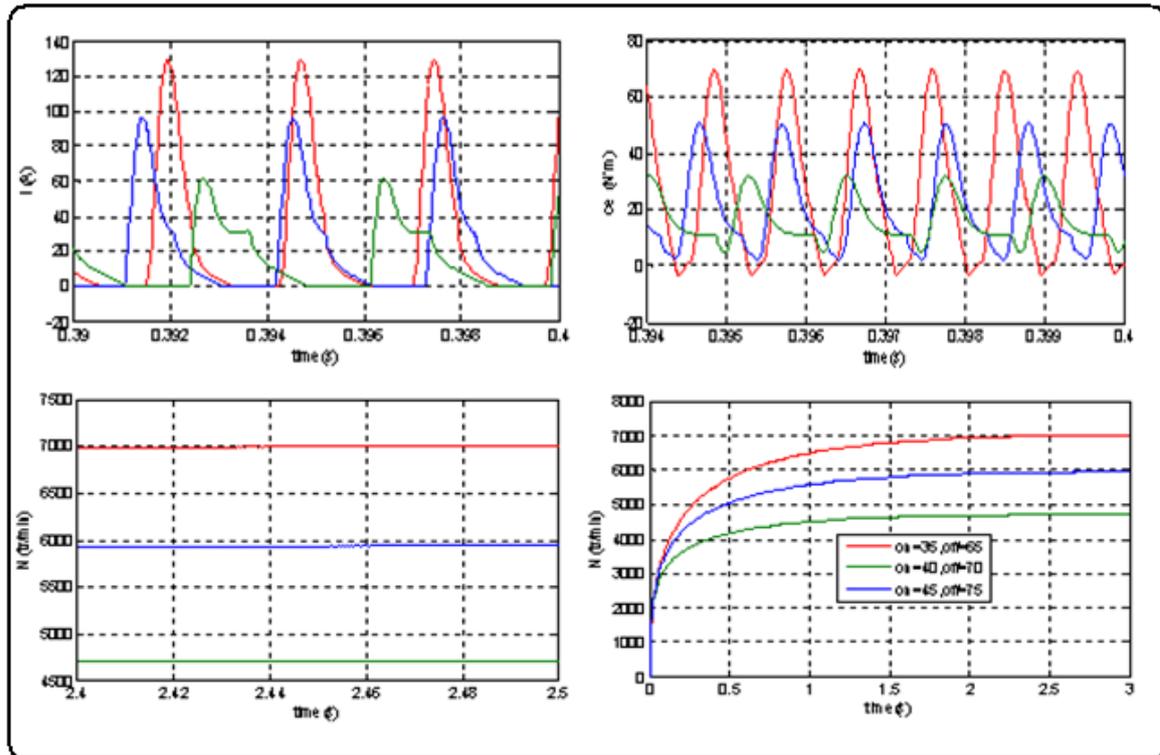


Fig (3.9) Comparaison des Comportement dynamique du MRV avec la variation simultanée des deux angles Θ_{on} et Θ_{off} .

On constate des résultats de simulations présentés à la figure 3.9 que le cas de la variation des deux angles a pour effet de combiner les avantages et les inconvénients de chacun des choix précédemment étudiés à savoir Θ_{on} fixe et Θ_{off} variable ou l'inverse d'où on remarque que le choix intermédiaire à savoir ($\Theta_{on}=35^\circ$, $\Theta_{off}=65^\circ$) présente une vitesse moins oscillante, vu que le couple étant le moins ondulé ce qui le favorise pour un bon fonctionnement, ceci se justifie par l'amorçage dans la zone où l'inductance est constante d'une part et le courant atteint son maximum dans la position du premier chevauchement des deux dents statorique et rotorique de la phase excitée donc la zone de production de couple .

3.2.4 Commande du convertisseur par hystérésis

Afin de maintenir le couple de la machine constant, on va utiliser la deuxième technique. Elle repose sur l'alimentation du MRV par des courants prédéterminés d'après les caractéristiques à partir d'une consigne de couple en forme de trapèze qui assure un couple constant sur une période complète.

Cette technique a été souvent réalisée au moyen des régulateurs du courant à hystérésis qui a pour effet d'assurer le même principe décrit au paravent en imposant une référence de courant dans une bande d'hystérésis pour contrôler les courants de phases.

La figure 3.10 représente le schéma fonctionnel du système à simulé en boucle fermée.

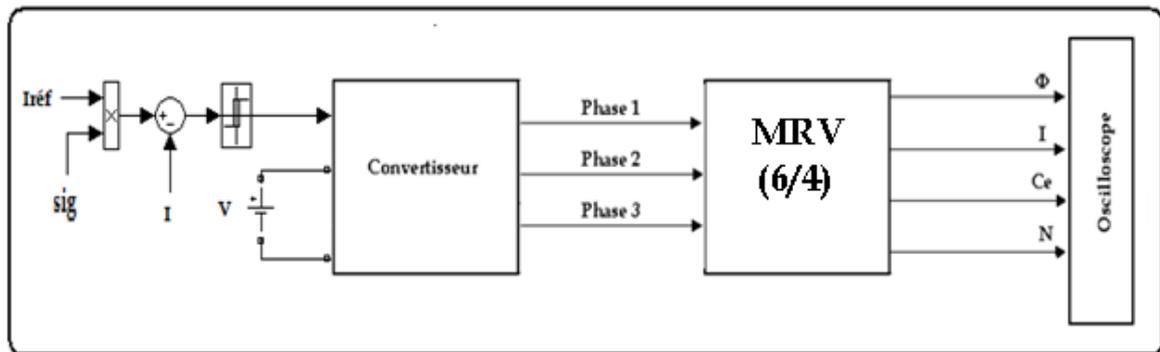


Fig. (3.10) schéma fonctionnel du MRV lors un réglage du courant par hystérésis.

3.2.5 Principe du contrôle par hystérésis

Le principe de ce contrôle est basé sur la commande des interrupteurs du convertisseur de telle sorte que la variation du courant dans la phase du moteur soit limitée dans une bande encadrant la référence du courant. Les instants de commutation des interrupteurs sont déterminés à partir de la comparaison instantanée du courant réel à la bande encadrant la référence comme le montre la figure 3.9. La sortie du comparateur est reliée à la logique de commande du convertisseur de manière à imposer une commutation des interrupteurs lorsque le courant s'écarte de la valeur d'hystérésis de sa référence.

- Résultats de simulation

On présente les résultats de simulation avec le choix des deux optimaux Θ_{on} et Θ_{off} égale à 40° et 75° respectivement en appliquant la technique de contrôle de courant par hystérésis, mais avec des tensions d'alimentations différents, où on va prendre trois cas différents :

➤ Premier cas ($I_{ref}=200A$, $U=200V$) :

La figure 3.11.a et b montrent les formes d'ondes du couple, courant et du flux.

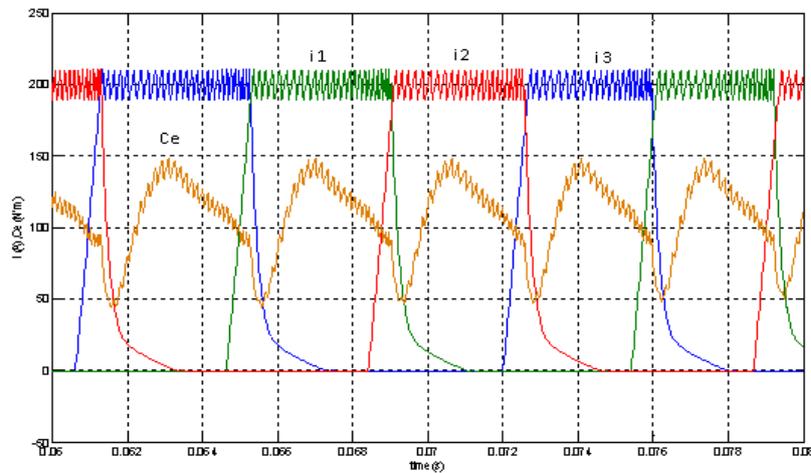


Fig. (3.11.a) Forme d'onde du couple et du courant lors du réglage par hystérésis $i_{ref}=200A$ et $U=200V$.

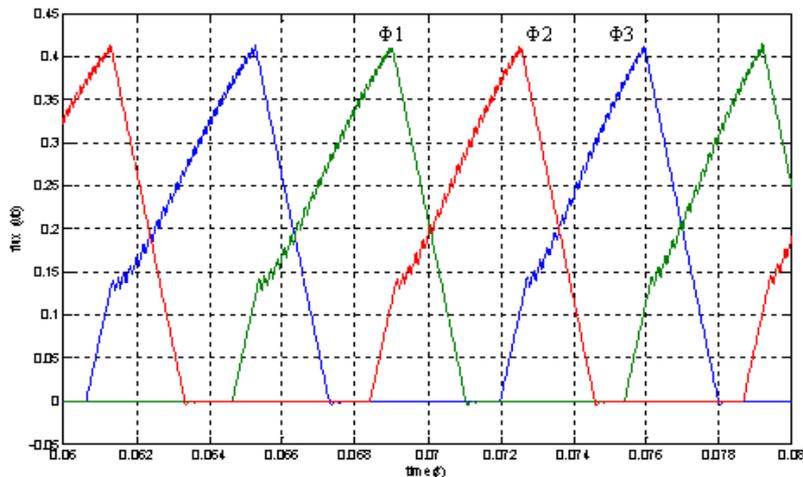


Fig. (3.11.b) Forme d'onde du flux lors du réglage par hystérésis $i_{ref}=200A$ et $U=200V$.

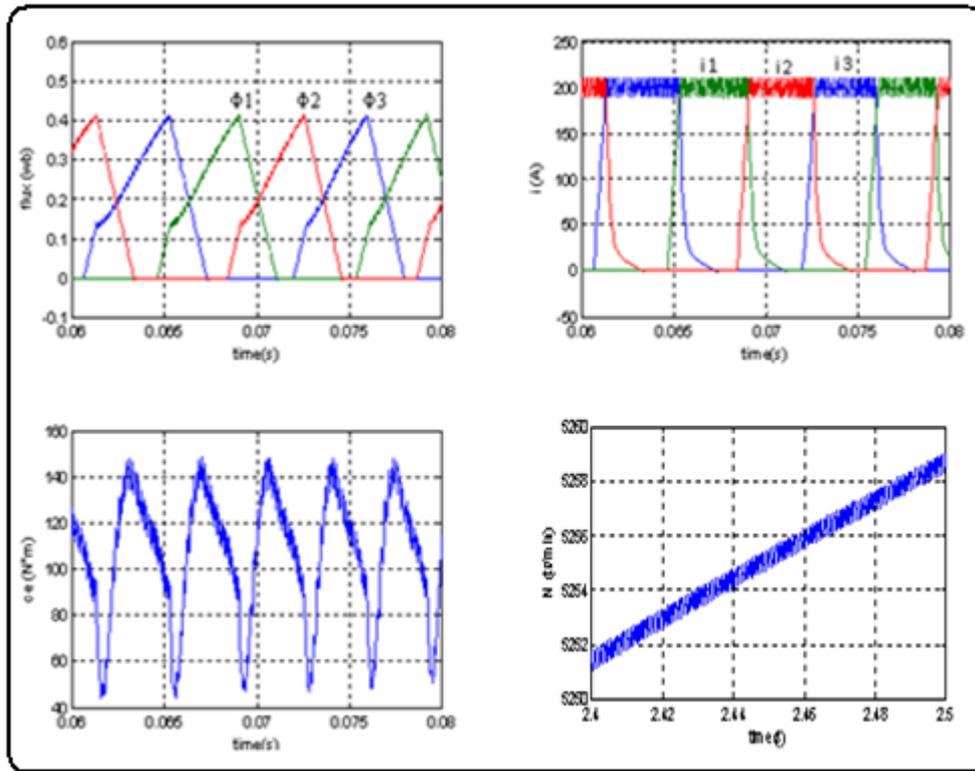


Fig. (3.12.a) comportement statique du MRV lors du réglage par hystérésis avec $i_{ref}=200A$ et $U=200V$.

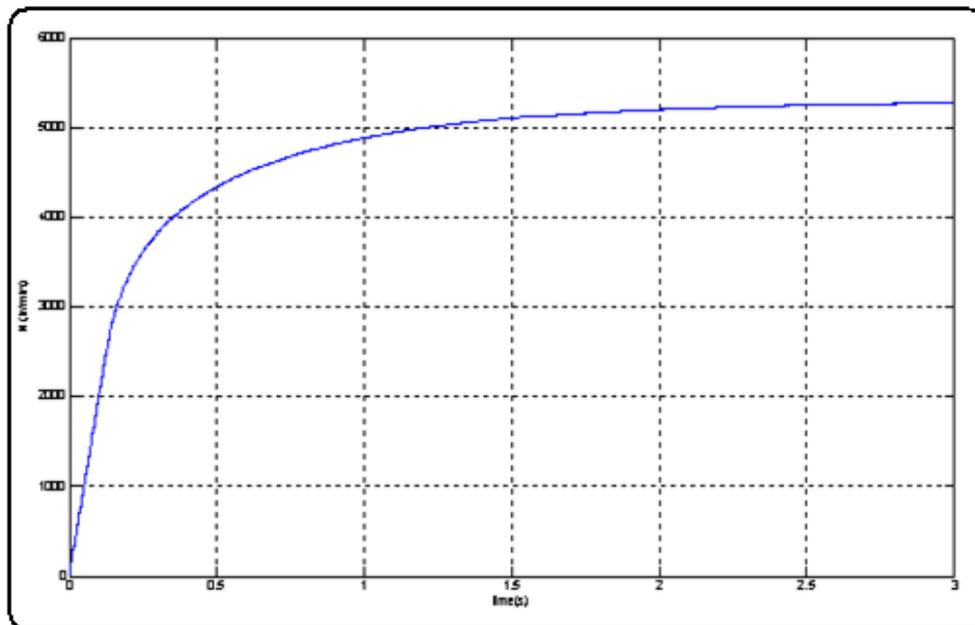


Fig. (3.12.b) comportement statique du MRV lors du réglage par hystérésis avec $i_{ref}=200A$ et $U=200V$.

Les résultats de simulation sont montrés à la figure 3.12.a et b où on remarque que le courant est maintenu constant autour de sa référence prise égale à 200A lors d'application d'une tension d'alimentation égale à 200v. Ceci développe un couple de l'ordre de 140 N.m et d'attendre la vitesse 5077 tr/min.

La forme du couple est identique à celle du courant dans la zone de croissance de l'inductance.

➤ **Deuxième cas ($I_{ref}=240A$, $U=240V$) :**

La figure 3.13.a et b représentent l'évolution des formes d'ondes du couple, courant et du flux.

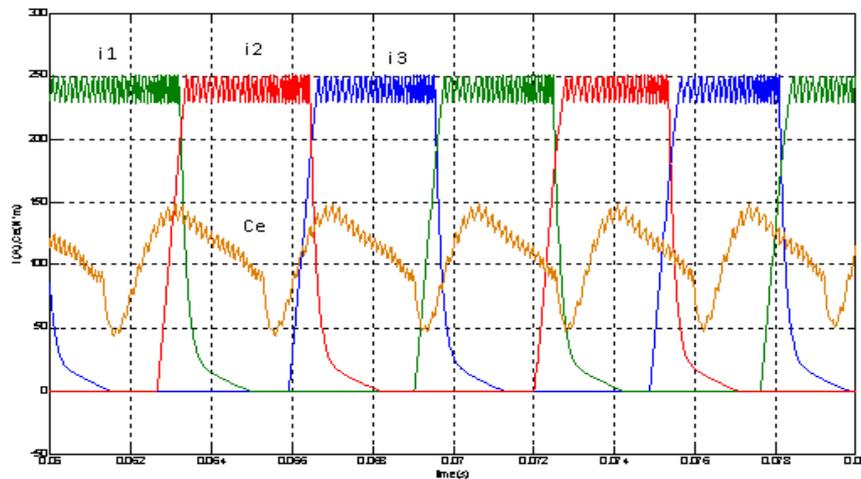


Fig. (3.13.a) Forme d'onde du couple et du courant lors du réglage par hystérésis $i_{ref} = 240A$ et $U=240V$.

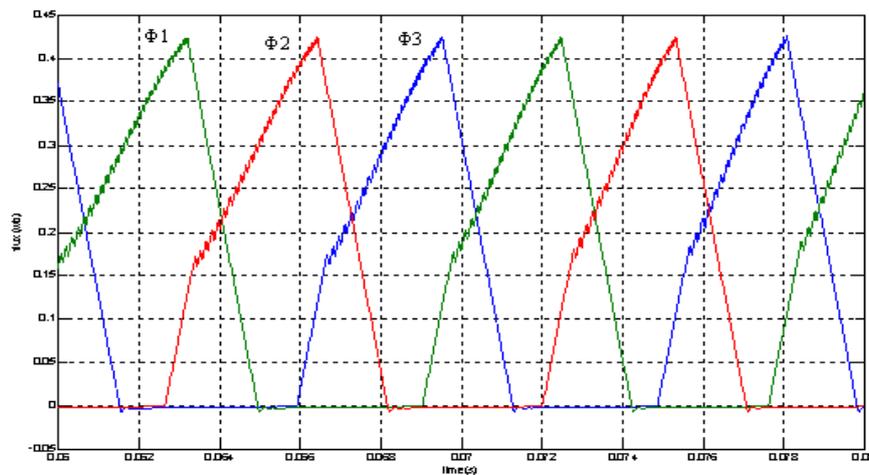


Fig. (3.13.b) Forme d'onde du flux lors du réglage par hystérésis $i_{ref} = 240A$ et $U=240V$.

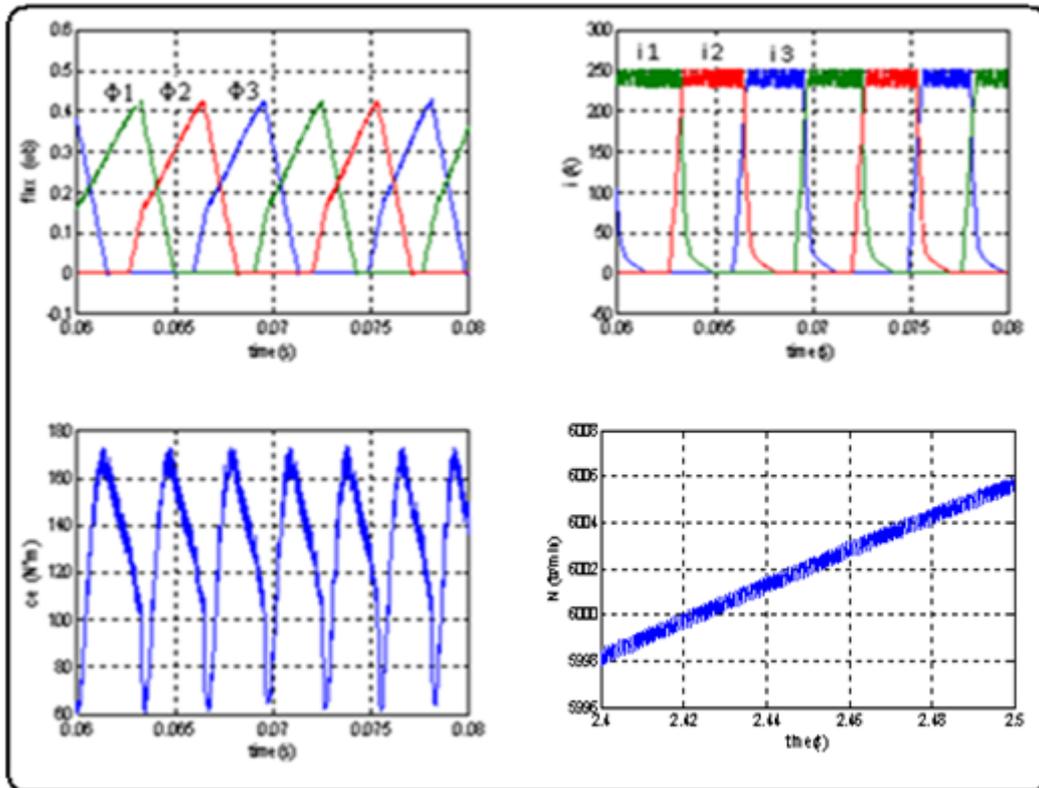


Fig. (3.14.a) comportement statique du MRV lors du réglage par hystérésis $i_{ref}=240A$ et $U=240V$.

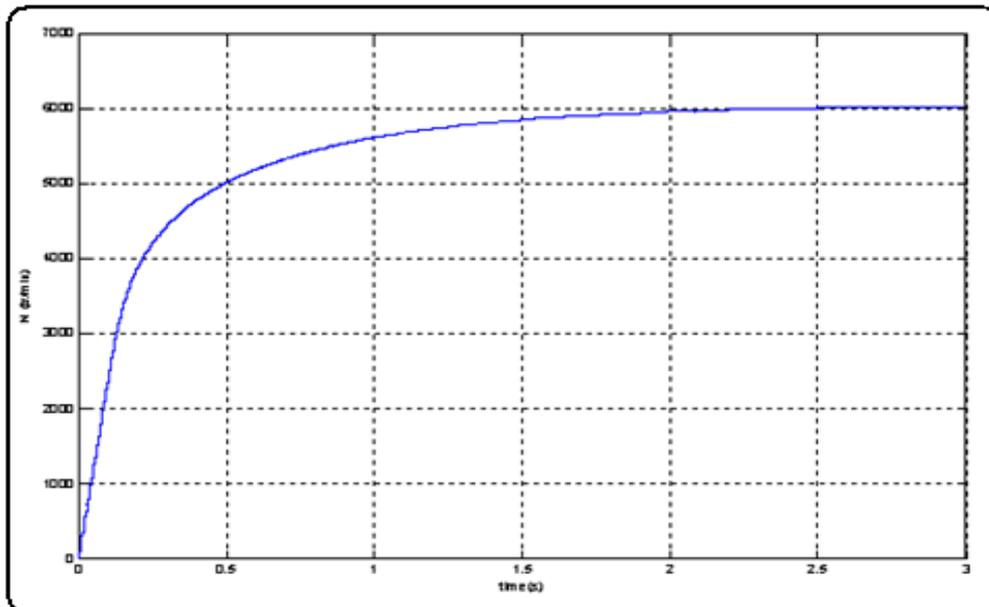


Fig. (3.14.b) comportement statique du MRV lors du réglage par hystérésis $i_{ref}=240A$ et $U=240V$.

Les résultats de simulation sont montrés à la figure 3.14.a et b où on remarque que le courant est maintenu constant autour de sa référence prise égale à 240A lors d'application d'une tension d'alimentation égale à 240v. Ceci développe un couple de l'ordre de 170 Nm et d'attendre la vitesse 5814 tr/min.

➤ **Troisième cas ($I_{ref}=100A$, $U=100V$) :**

La figure 3.15.a et b représente l'évolution des formes d'ondes du couple, courant et du flux.

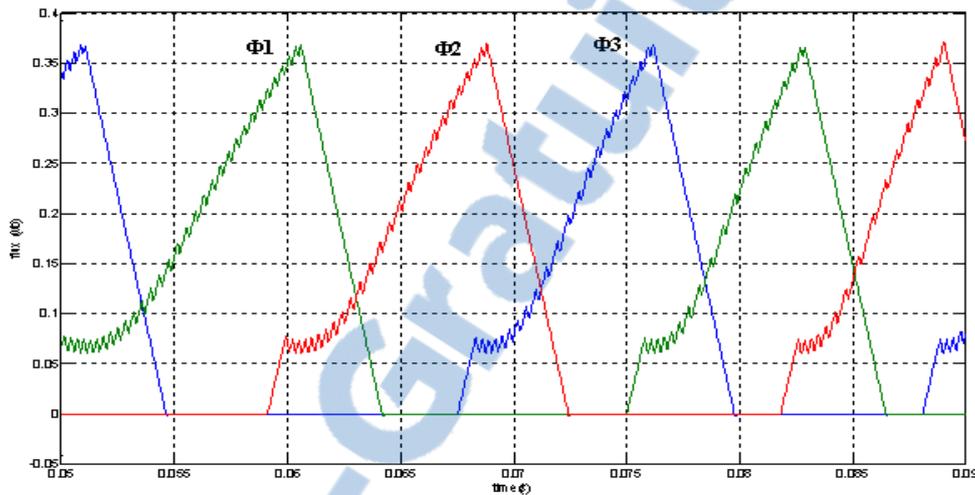


Fig. (3.15.a) Forme d'onde du flux lors du réglage par hystérésis $i_{ref}=100A$ et $U=100V$.

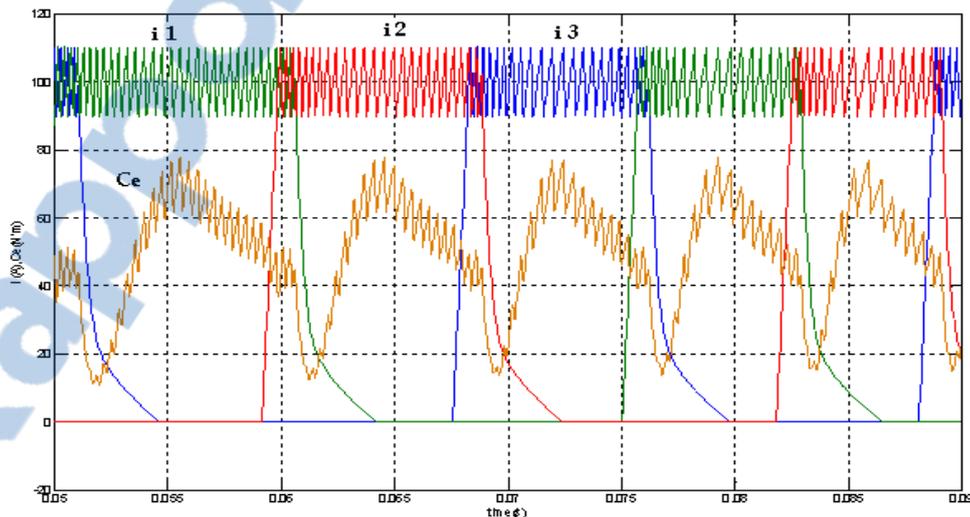


Fig. (3.15.b) Forme d'onde du couple et du courant lors du réglage par hystérésis $i_{ref}=100A$ et $U=100V$.

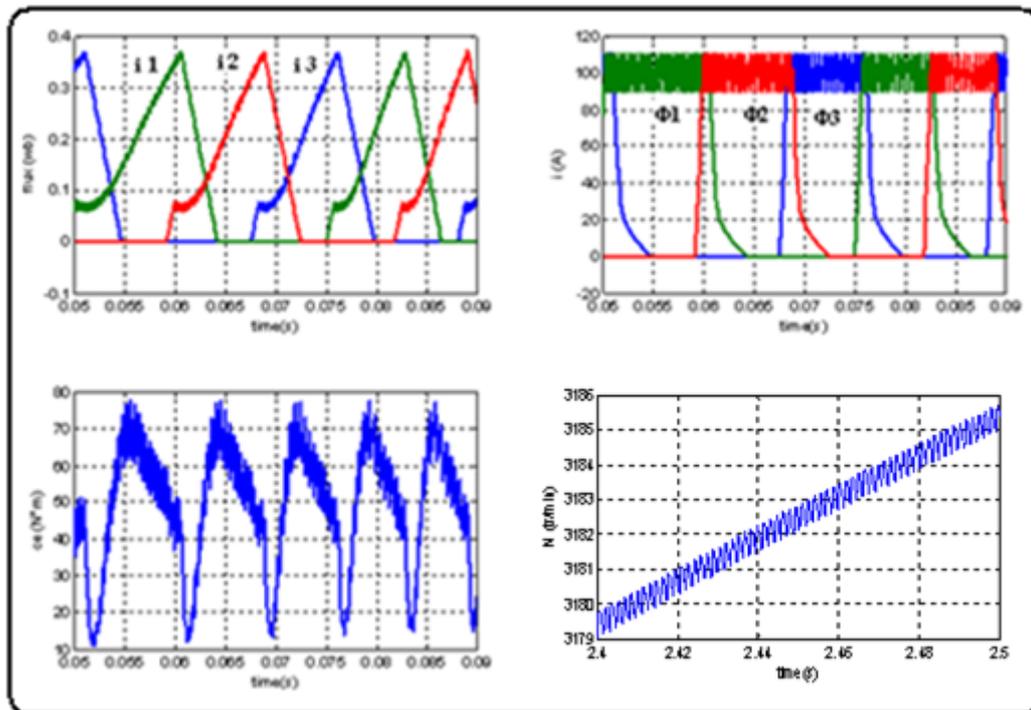


Fig. (3.16.a) comportement statique du MRV lors du réglage par hystérésis $i_{ref}=100A$ et $U=100V$.

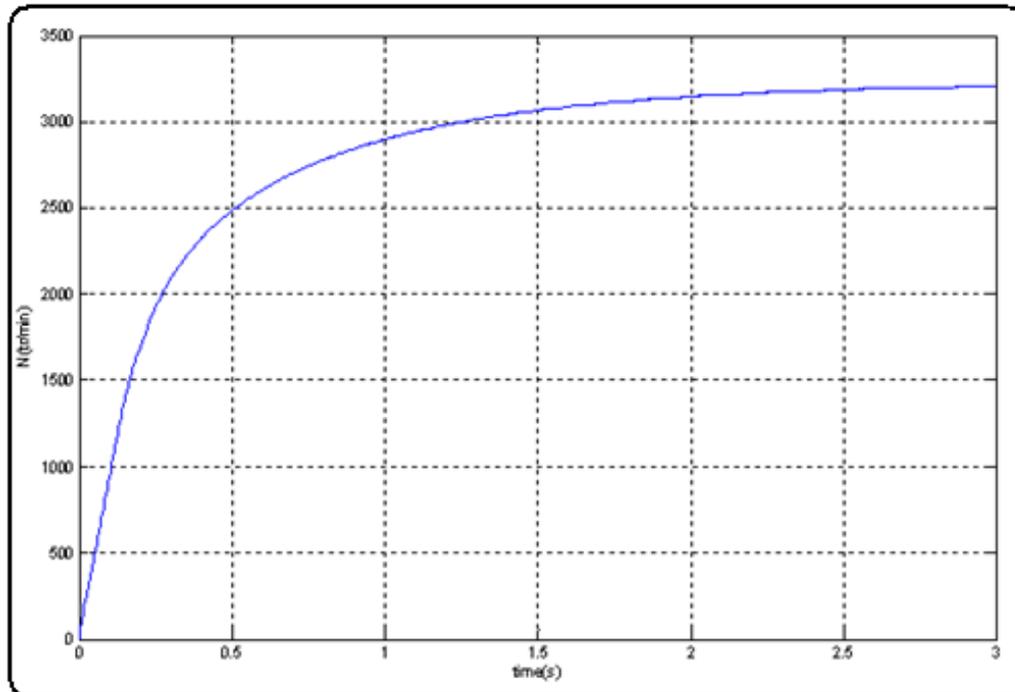


Fig. (3.16.b) comportement statique du MRV lors du réglage par hystérésis $i_{ref}=100A$ et $U=100V$.

Les résultats de simulation sont montrés à la figure 3.16.a et b où on remarque que les ondulations du couple augmentent avec la diminution du courant de référence et la forme du couple est identique à celle du courant dans la zone de croissance de flux, mais par contre la vitesse diminue avec la diminution du courant de référence.

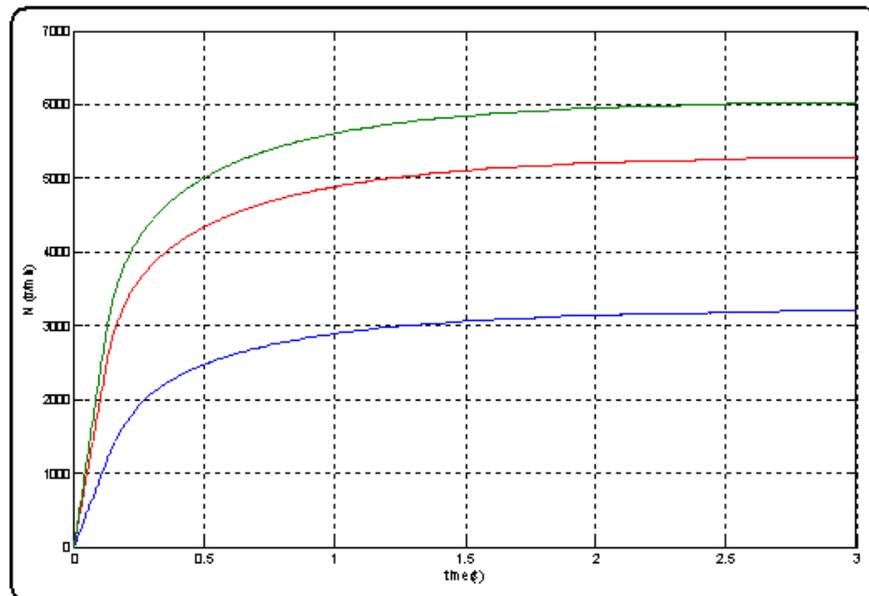


Fig. (3.17) variation de la vitesse de rotation par la variation des références de courant.

.Les résultats montrés sur la figure 3.17 représentent les différentes vitesses de rotation pour différentes valeur de courant de référence et de la tension d'alimentation sous les même angles de commutation et pour le même type de moteur MRV (6 / 4) à grande puissance.

3.3 Deuxièmes parties :

Simulation du MRV à faible puissance, ce qui nous donnera des faibles et moyennes vitesses jusqu'à 1000 tr/min.

Dans cette partie on va travailler avec une seule technique de commande, c'est « **la commande en pleine tension** » qui consiste à appliquer la tension d'alimentation ($V > 0$) aux borne de la phase à l'instant équivalente à la position θ_{on} jusqu'à l'instant équivalente à la position θ_{off} , le reste de la période jusqu'à θ_d l'instant est réservé à l'application de la tension inverse ($V < 0$) pour la démagnétisation du circuit magnétique.

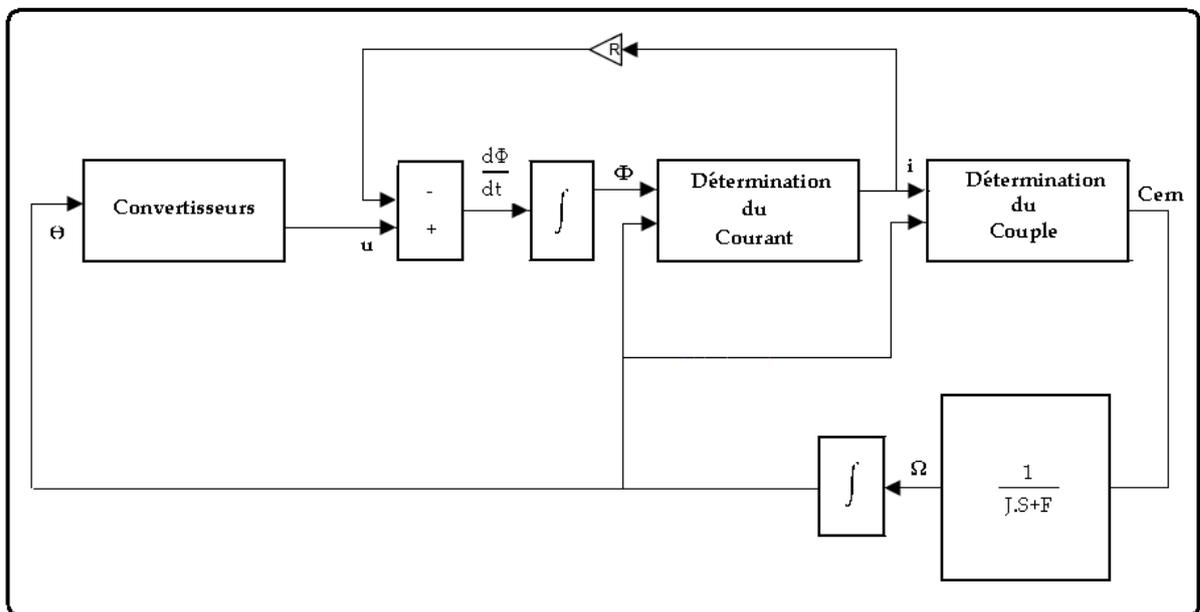


Fig. (3.18) Schéma fonctionnel du modèle de l'actionneur MRV.

Dans la figure 3.18 on montre le schéma blocs de la simulation pour étudier le comportement dynamique du MRV en boucle ouverte alimenté par l'onduleur en demi-pont. Le modèle non linéaire représentatif d'une phase de notre machine. Le modèle global convertisseur-machine est obtenu en associant le fonctionnement des trois phases décalées de $Nr/3$ [1,3].

Chaque bloc est accompagné d'un programme correspondant. Ce modèle comprend essentiellement sous S-fonction et deux blocs de look-up-tables :

Convertisseur : il génère la tension au borne de la phase considérée en fonction de la position rotorique.

Table de courant : elle représente la caractéristique électromagnétique $i=f(\theta, \Phi)$, donc pour chaque couple de position rotorique, flux magnétique cette table génère un courant correspondant.

Table de couple : elle représente la caractéristique électromagnétique $C_e=f(\theta, i)$ donc pour chaque couple de position rotorique, courant électrique cette table génère un couple correspondant.

Dans cette partie on va travailler avec 1 seule commande mais pas deux commandes comme le cas précédent, cette commande est la commande par la technique « pleine tension » [3,8].

3.3.1 Première structure du MRV (6/4)

Dans cette structure la période de l'inductance égale à un tour divisé par le nombre de pôle rotorique.

$$T=360^\circ/N_r \quad (3.1)$$

D'où

$$T=90^\circ$$

Première cas :

- **Résultat de simulation**

Les résultats de simulation qui suivent représentent la dynamique du MRV (6/4) avec un angle d'amorçage 0° et un angle de blocage de 30° et une tension d'alimentation de 150V sous un fonctionnement sans charge :

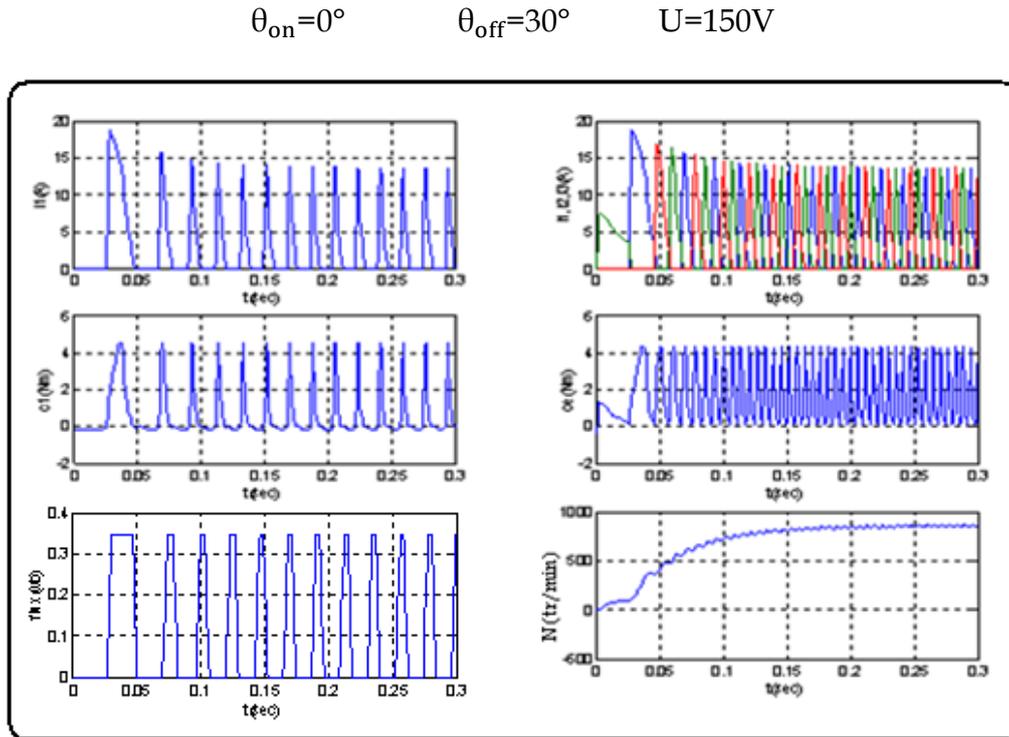


Fig. (3.19) Comportement dynamique du MRV.

La figure 3.19 donne les formes d'onde de l'évolution de la vitesse, le flux, le couple total, le couple et le courant par phase et ainsi les trois courants de phases.

On remarque que le courant présente des valeurs élevées au démarrage dues à la dynamique du MRV puis il se stabilise autour d'une valeur moyenne en 13.33 durant tout le régime statique.

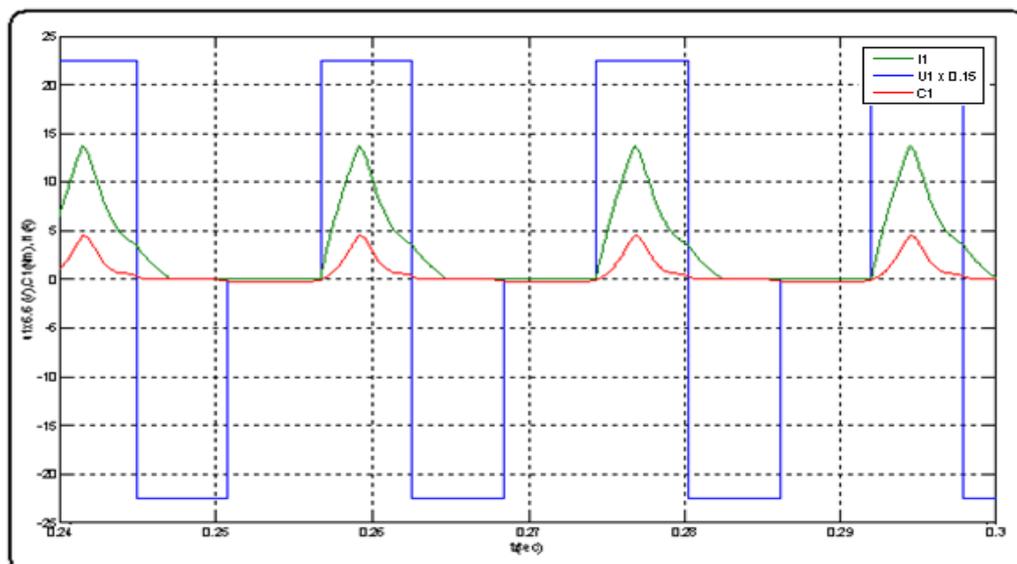


Fig. (3.20) Formes d'onde de couple, tension et courant par phase.

La figure 3.20 représente les formes d'onde de la tension, couple et courant par phase.

Les formes d'onde de couple et de la vitesse sont données en zoom sur les figures 3.21 et 3.22 respectivement.

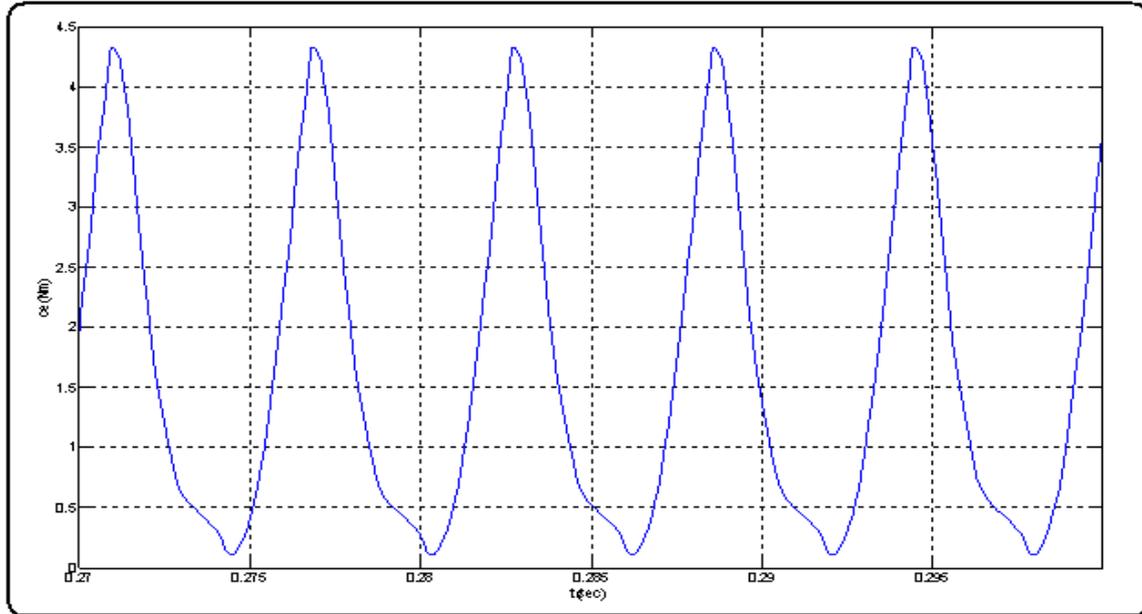


Fig. (3.21) Zoom du couple électromagnétique du modèle non linéaire.

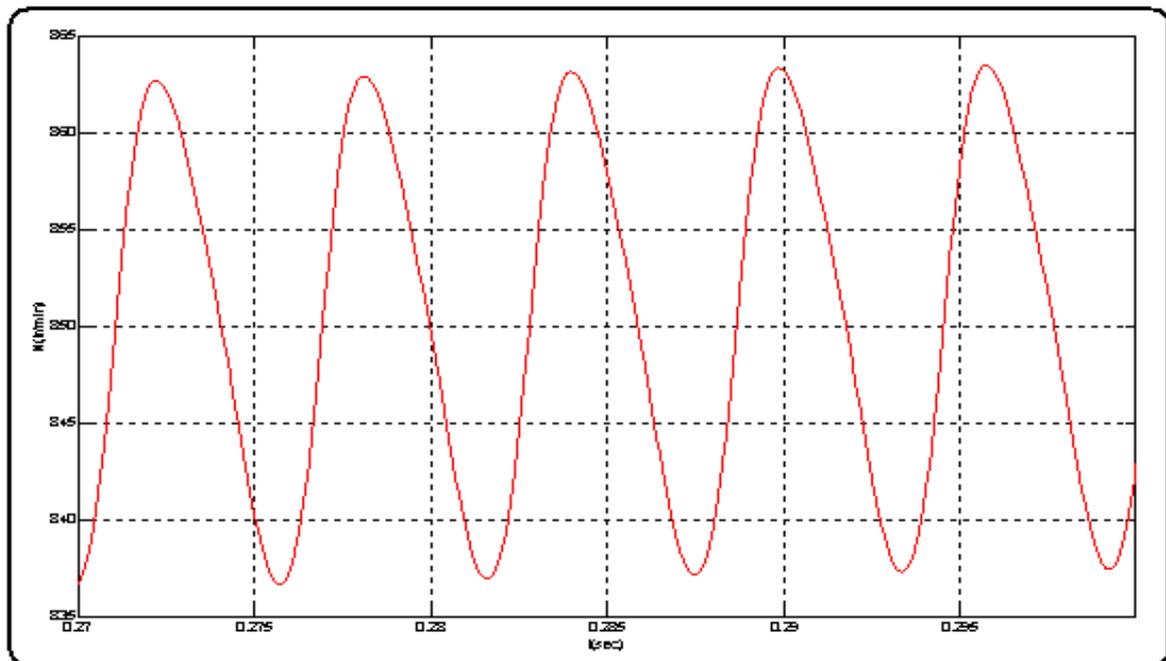


Fig. (3.22) Zoom de la vitesse du modèle non linéaire.

Dans cette structure de la machine (6/4) et les conditions citées précédemment ($\theta_{on}=0^\circ$, $\theta_{off}=30^\circ$, $U=150V$), le moteur délivre un couple total de valeur moyenne de 2.22N.m et une vitesse de 850 tr/min.

Deuxième cas :

Dans cette cas on va travailler avec les mêmes angles d'amorçage et de blocage mais avec une faible tension ($U=100V$).

$$\theta_{on}=0^\circ \quad \theta_{off}=30^\circ \quad U=100V$$

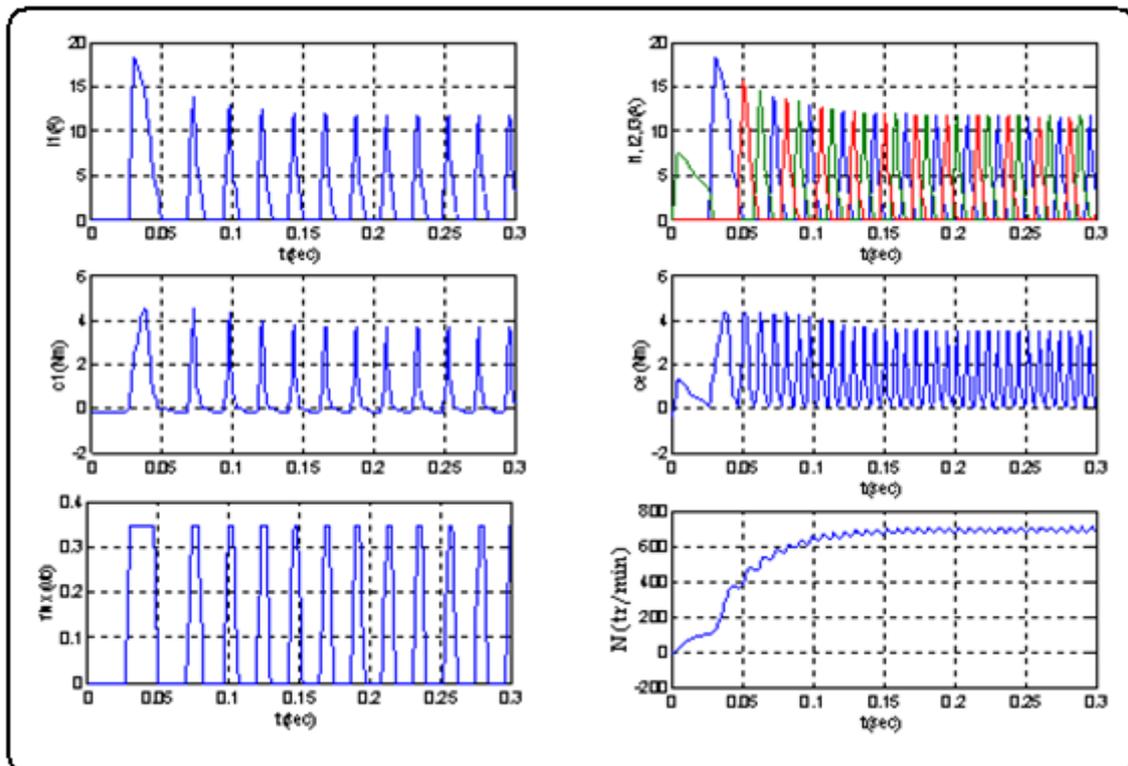


Fig. (3 .23) Comportement dynamique du MRV.

La figure 3.23 donne les formes d'ondes de l'évolution de la vitesse, le couple total, le flux, les trois courants, le couple et le courant par phase.

Les figures 3.24 et 3.25 montrent que ces nouvelles conditions nous délivrent un couple moyen de 1.75 N.m et une vitesse de 690 tr/min.

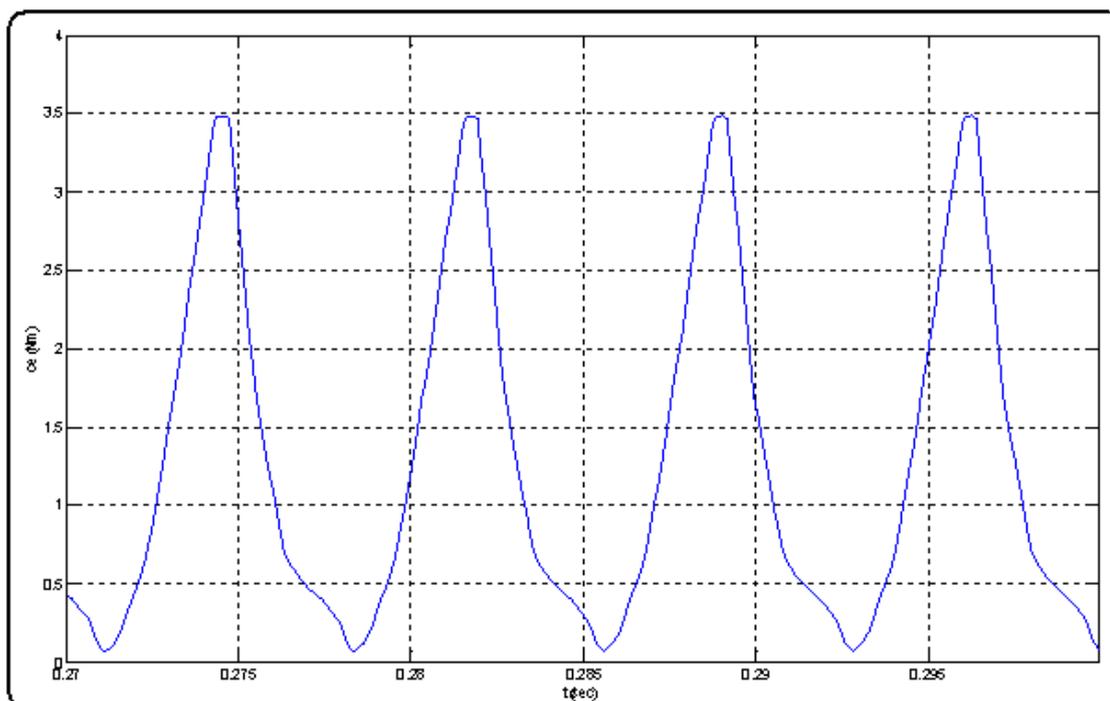


Fig. (3 .24) Zoom du couple électromagnétique du MRV (6/4)

avec $\theta_{on} = 0^\circ$, $\theta_{off} = 30^\circ$, $U=100V$.

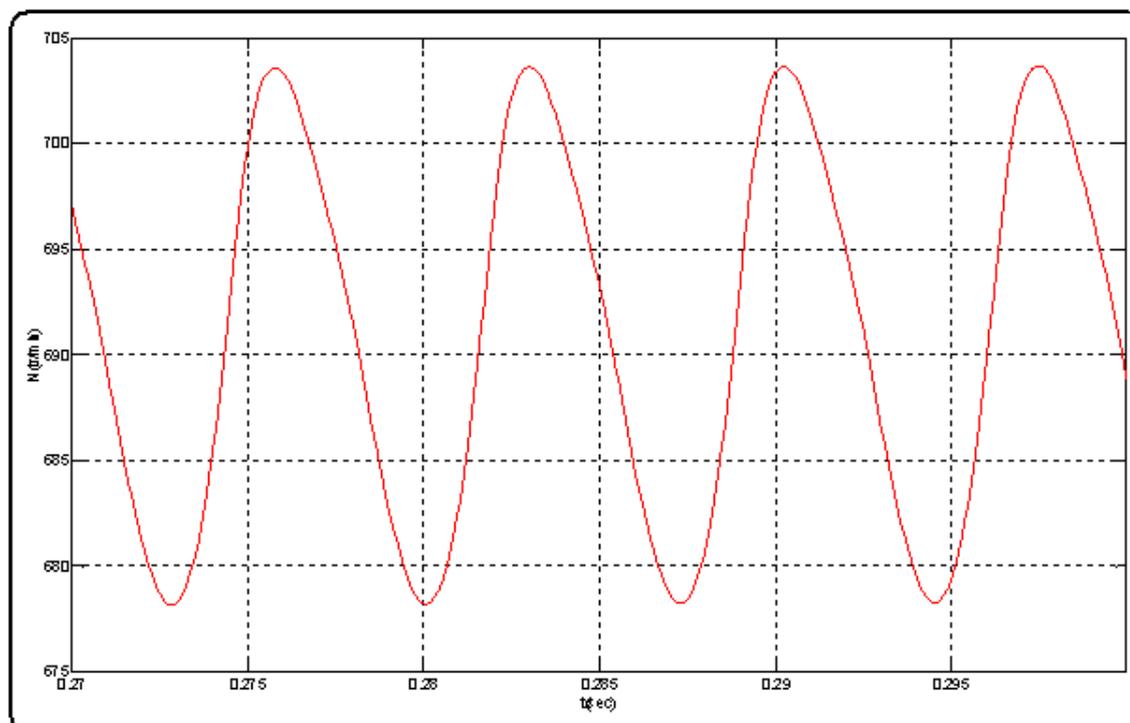


Fig. (3 .25) Zoom de la vitesse du MRV (6/4)

avec $\theta_{on} = 0^\circ$, $\theta_{off} = 30^\circ$, $U=100V$.

3.3.2 Deuxième structure du MRV (8/6)

Afin d'élucider le rôle que peut jouer la géométrie de la machine à réluctance variable dans la minimisation des ondulations du couple totale ainsi que les oscillations de la vitesse nous avons appliqué la même stratégie de commande sur une deuxième structure qui est la machine (8/6) associé à son convertisseur de commande alimentant ses quatre phases.

Vu l'augmentation du nombre N_r de dents rotorique et en appliquant la formule (3.1) où la période d'inductance est égale à :

$$T=360^\circ/N_r \quad (3.1)$$

On obtient

$$T = 60^\circ$$

On constate que cette période est plus petite que celle obtenue dans la structure (6/4).

Chaque phase à la même structure que celle du modèle (6/4) sauf que le décalage entre les phases qui change car d'après la formule (3.1) ou la période est égale à 60° au lieu de 90° et le fonctionnement de chaque phase ne dure que 15° au lieu de 30° .

- **Résultats de simulation**

Les résultats de simulation qui suivent représentent la dynamique du MRV (8/6) à vide dont les conditions sont les suivantes :

$$\theta_{on} = 0^\circ \quad \theta_{off} = 27^\circ \quad U=130V.$$

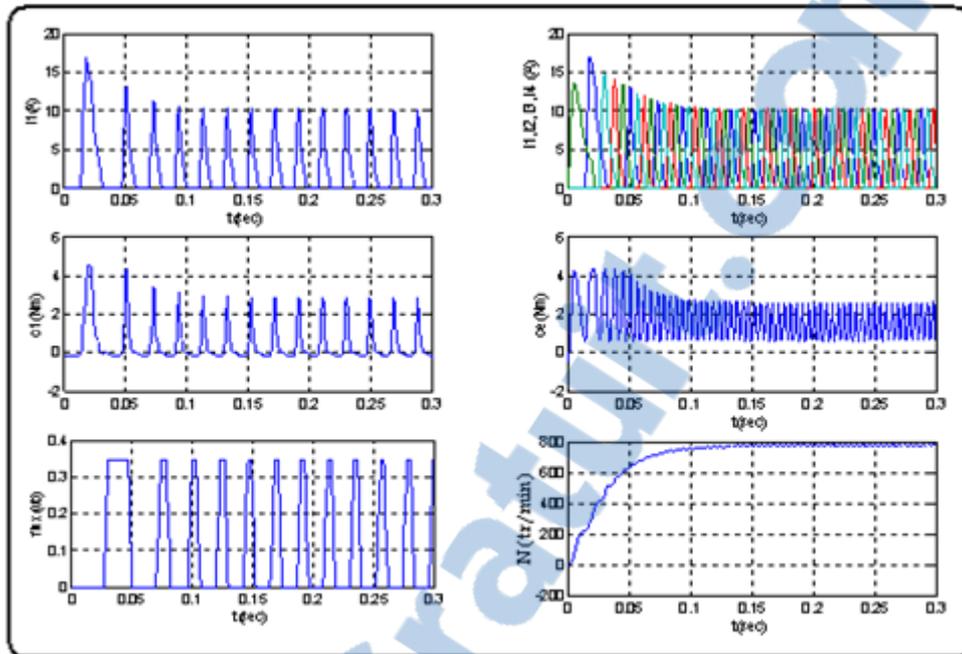


Fig. (3.26) Comportement dynamique du MRV (8/6).

La figure 3.26 donne les formes d'onde de l'évolution de la vitesse, le flux, le couple totale, le couple et le courant par phase ainsi que les quatres courants.

On remarque que le courant est élevé au démarrage mais il se stabilise autour d'une valeur moyenne de 10A durant tout le régime statique.

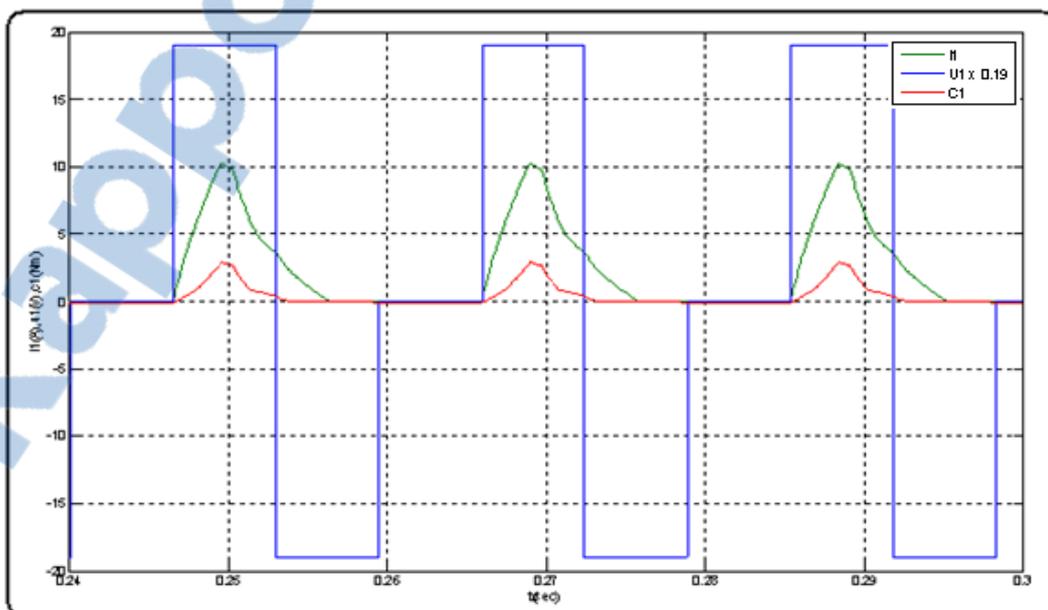


Fig. (3.27) Formes d'onde de couple, tension et courant par phase.

La figure 3.27 représente les formes d'onde de la tension, couple total et le courant par phase.

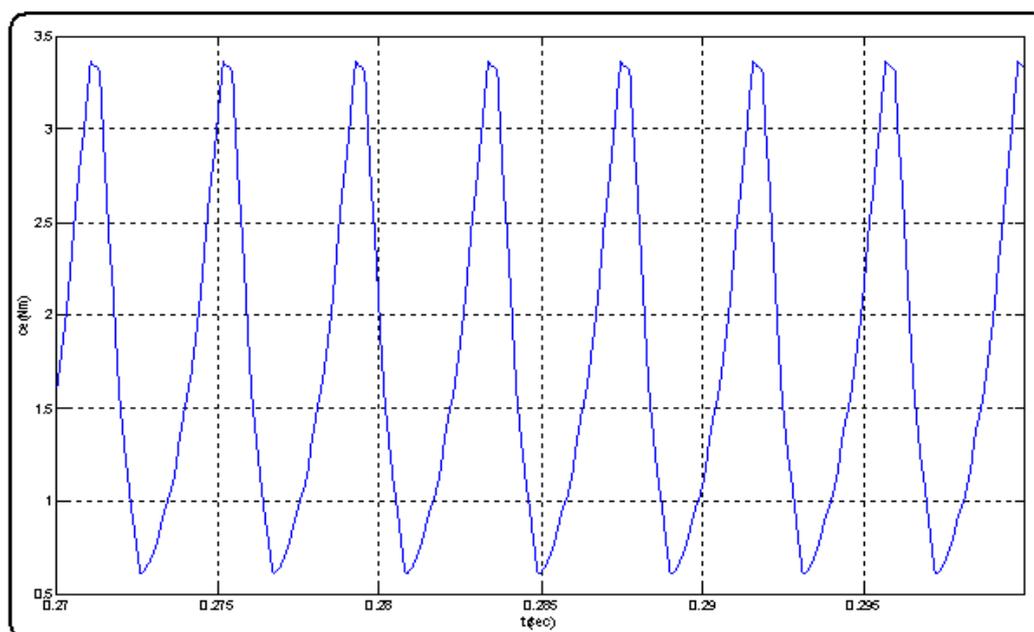


Fig. (3.28) Zoom du couple électromagnétique du MRV (8/6)

avec $\theta_{on} = 0^\circ$, $\theta_{off} = 27^\circ$, $U = 130V$.

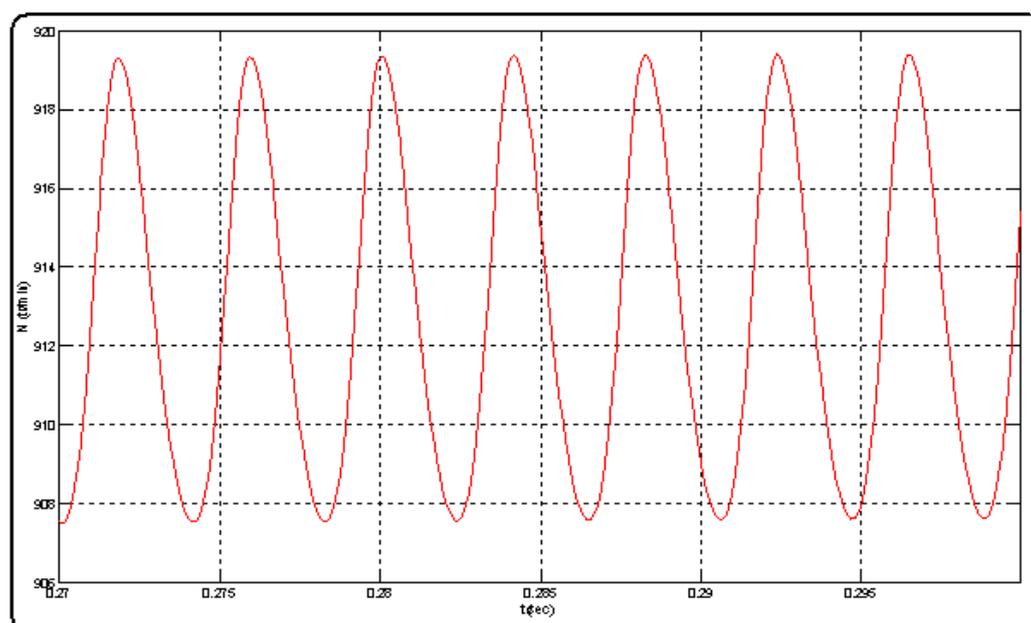


Fig. (3.29) Zoom de la vitesse du MRV (8/6)

avec $\theta_{on} = 0^\circ$, $\theta_{off} = 27^\circ$, $U = 130V$.

Les formes d'onde du couple et de la vitesse sont données en zoom sur les figures 3.28 et 3.29. Avec cette structure de la machine (8/6) et les conditions de fonctionnement citées plus hauts, le moteur délivre un couple totale de valeur moyenne de 2 N.m et une vitesse de 863 tr/min.

3.3.3 Comparaison des deux topologies MRV (6/4) et (8/6)

Dans le but de monté l'effet de l'accroissement de nombre de phase sur le comportement statique et dynamique du MRV, et spécialement sur les ondulations du couple électromagnétique il est nécessaire d'entamer une étude comparative des deux topologies du moteur, avec les mêmes conditions :

$$\theta_{\text{on}} = 0^\circ \quad \theta_{\text{off}} = 30^\circ \quad U=150\text{V.}$$

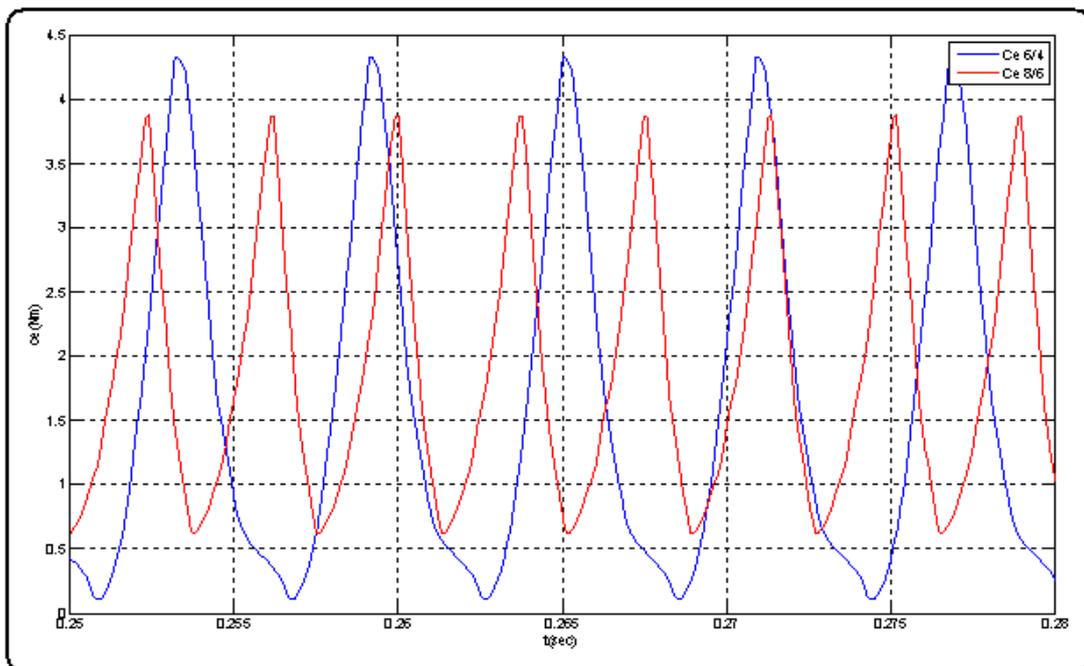


Fig. (3.30) Comparaison du couple électromagnétique des deux topologies du MRV (6/4) et (8/6).

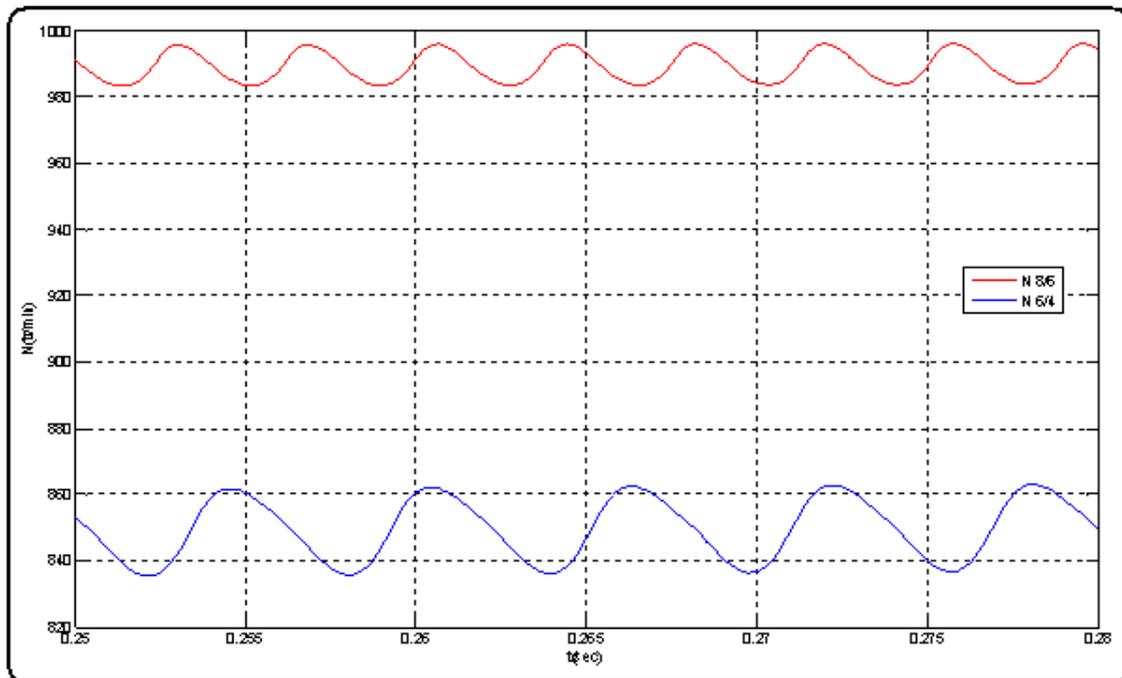


Fig. (3.31) Comparaison des ondulations de la vitesse des deux topologies du MRV (6/4) et (8/6).

Sur la figure 3.30, on peut constater qu'il y a une nette amélioration de la forme du couple total qui est moins ondulé en comparaison avec celui développé par la machine (6/4).

On remarque sur la figure 3.31 que la vitesse du moteur (8/6) est plus grande et il présente moins d'oscillation par rapport à la structure (6/4).

3.4 Conclusion :

Tenant compte des différentes simulations effectuées, on a constaté que le véritable handicap des MRV est l'ondulation du couple engendrée par les formes d'onde des courants de phase. Pour améliorer ses performances on a sélectionné deux techniques utilisées pour agir directement sur l'alimentation des MRV tout en minimisant les pulsations du couple relativement à la plage de vitesses sur un MRV à grande puissance.

La première technique utilisée est la technique dite « **alimentation à pleine tension** ». Elle est basée sur le choix des angles de commutation des interrupteurs du convertisseur, nous avons montré par différentes combinaisons des angles d'amorçages et de blocage des semi conducteurs l'influence de chacun d'eux, ainsi on a constaté que le choix de l'angle d'allumage dans la zone où l'inductance est constante permet de développer un couple élevé ainsi l'optimisation de blocage permet d'éviter la production du couple négatif.

Pour une alimentation à pleine onde du MRV, l'optimisation de l'angle Θ_{on} et Θ_{off} est nécessaire pour atteindre la vitesse souhaitée et le couple moins ondulé.

Toute fois cette méthode atteint ses limites en basses vitesses lorsque l'amorçage doit se faire à la fin de la zone où l'inductance (flux) est constante ce qui est néfaste pour une meilleure production du couple de démarrage. Et devant cette insuffisance on est passé à une autre technique connue par « **le contrôle du courant par hystérésis** ».

On a montré qu'en faisant le choix optimal des angles de commutations, on peut atteindre des vitesses moyennes et basses avec un couple moins ondulé sous différentes tensions d'alimentations et on ajuste le couple par le réglage des courants dans une bande de référence, assurant ainsi la production d'un couple régulé en minimisant son ondulation d'une façon considérable.

La technique de contrôle par hystérésis est surtout caractérisée par sa fiabilité et sa simplicité de réalisation.

Après, on est passé à un moteur à réluctance variable à faible puissance et en travaillant avec une seule commande c'est la commande par la technique dite « **pleine tension** » pour avoir l'influence de la variation des angles d'amorçage et de blocage sur ce type de moteur.

Dans cette partie, on a travaillé sur deux structures du MRV (6/4) et (8/6), d'où on a remarqué que les performances du moteur augmentent avec l'augmentation de nombre de phases.

Après, on a fait une comparaison entre les deux structures du MRV (6/4) et (8/6).

Finalement, on conclut que l'augmentation en nombre de phases assure la réduction des ondulations du couple, mais cela nécessite encore plus de dispositifs de puissance et de connexions ce qui le favorise pour des applications bien déterminées où le contrôle du couple est primordiale.

Donc on peut dire qu'une machine à reluctance variable avec cinq ou six phases peut offrir les meilleures performances du point de vue couple par rapport à toutes les topologies citées antérieurement, mais en revanche, elle perd la simplicité de sa construction ainsi son circuit de contrôle.

Comme perspective à ce qui a été fait on souhaite pouvoir appliquer les techniques de commande récentes comme le mode glissant et le backstepping pour le réglage de la vitesse ainsi la minimisation des ondulations du couple.

Etant donné que le fonctionnement de cette machine est basé sur le principe de l'attraction magnétique l'effet de la saturation joue un grand rôle sur son comportement, cet effet est bien démontré par les allures des caractéristiques électromagnétiques de l'inductance, du couple et de flux en fonction du courant et de la position rotorique.

Dans cette conclusion, on va retracer dans ces grandes lignes l'étude effectuée sur la modélisation non-linéaire développée de ce moteur.

Afin d'entamer cette étude, la première partie du mémoire a été consacrée à la présentation des différentes parties constitutives de son alimentation tout en citant ses avantages et ses inconvénients dans le but de mieux exposer la problématique. En second temps, on a établi un modèle électrique sous formes d'équations mathématiques qui décrivent le fonctionnement réel de ce type de moteur tout en prenant en compte l'effet de la saturation du circuit magnétique.

Une fois ce modèle adopté, on a utilisé comme base une simulation du modèle non-linéaire du moteur à réluctance variable sous l'environnement MATLAB/SIMULINK, pour les deux structures du MRV (6/4) et (8/6).

Comme toute machine à réluctance variable, l'handicap des ondulations du couple engendrées par les formes d'ondes des courants de phases et des forces électromotrices FEM de la machine persiste toujours.

Dans la partie qui suit du travail, on a changé la structure elle-même du moteur en passant de la structure MRV (6/4) à la structure MRV (8/6), et cela en agissant sur la géométrie du moteur.

Cette géométrie joue un rôle important dans l'amélioration du signal du couple comme elle offre une solution judicieuse pour régler relativement l'effet gênant que cause le bruit développé par ce type de machine. En augmentant le nombre de phases, on assure d'une part la réduction des ondulations du couple, mais d'autre part, cela nécessite encore plus de dispositifs de puissance ce qui le favorise pour des applications bien déterminées où le contrôle du couple est primordial.

Enfin, le problème de minimisation des ondulations du couple est achevé par le changement de la conception avec l'application de la technique en « **pleine tension** ». En revanche cette technique atteint ses limites en basse et moyennes vitesses et suit à cette insuffisance et dans le but d'utiliser le MRV comme un

variateur de vitesse et une solution à la motorisation électrique moderne, deux autres stratégie de contrôle « contrôle par réglage de courant » et par « modulation de la largeur d'impulsion » ont été utilisées.

Cette nouvelle technique a permis au MRV de fonctionner dans de large de vitesse ce qui favorise son utilisation dans le domaine de la traction et la motorisation électrique.

Les comparaisons qu'on a effectuées dans tous les chapitres indiquent une nette réduction des ondulations du couple électromagnétique ainsi que les oscillations de vitesse.

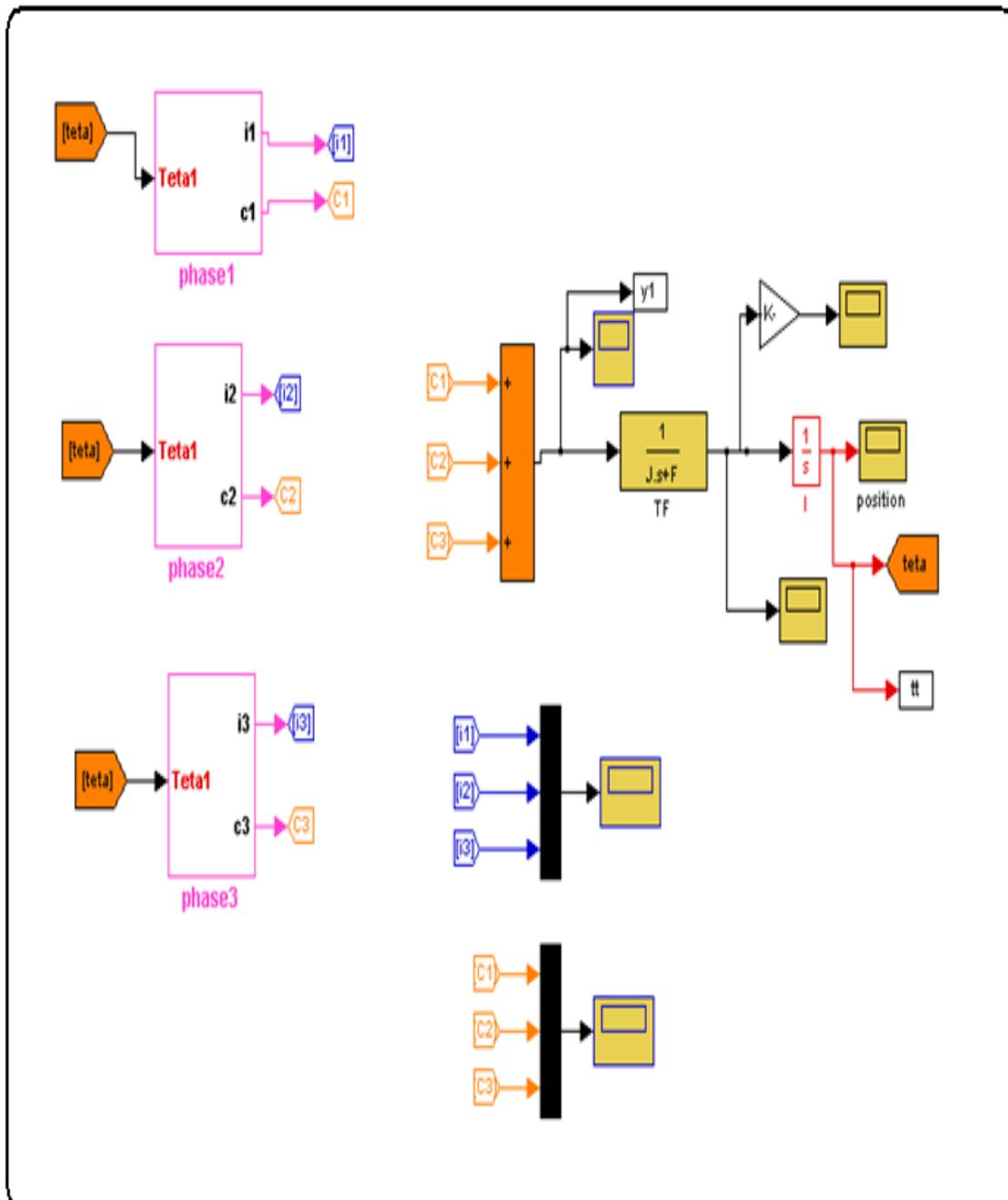


Schéma bloc du modèle complet du MRV (6/4) sous l'environnement MATLAB/SIMULINK.

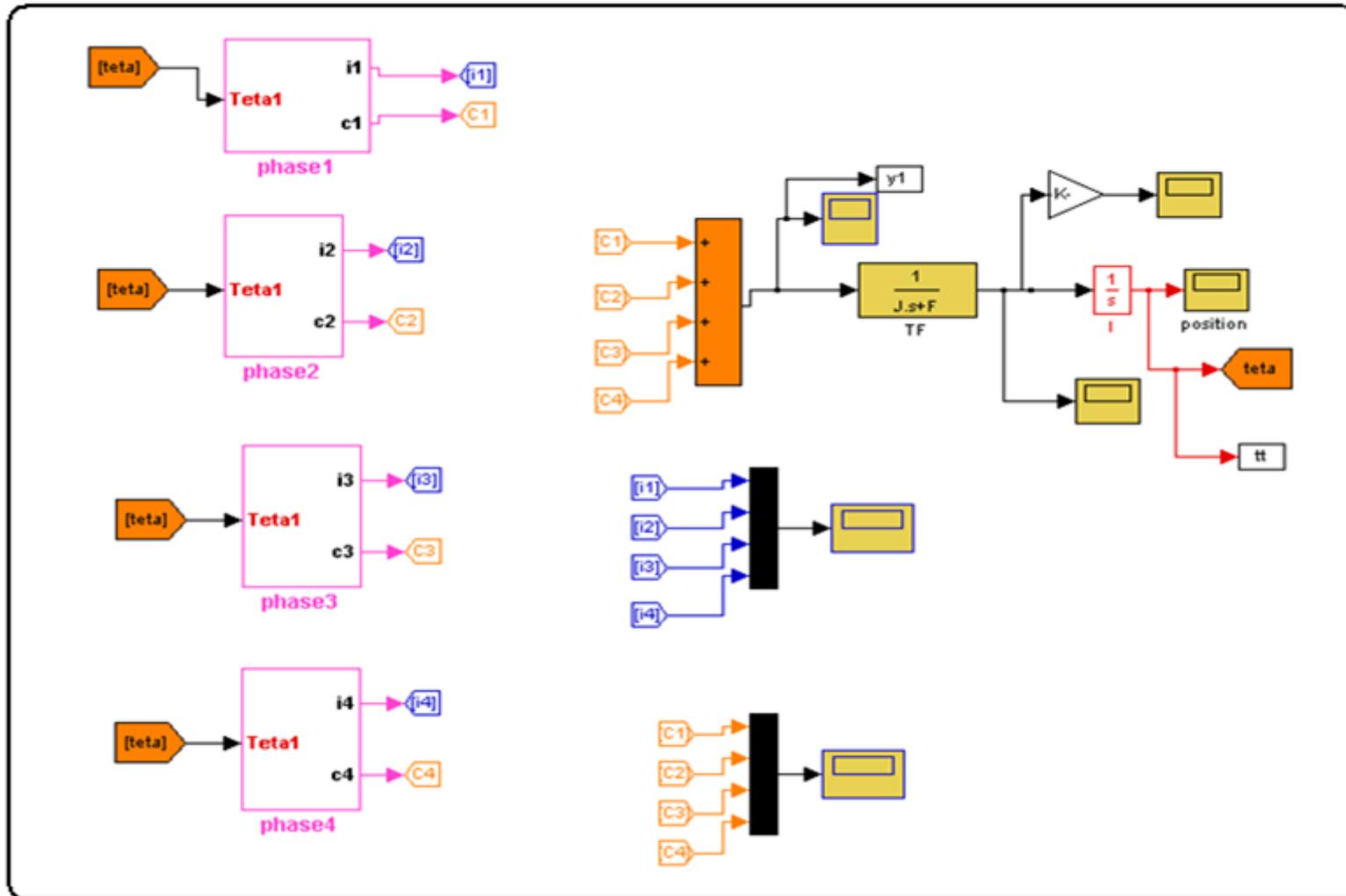


Schéma bloc du modèle complet du MRV (8/6) sous l'environnement MATLAB/SIMULINK.

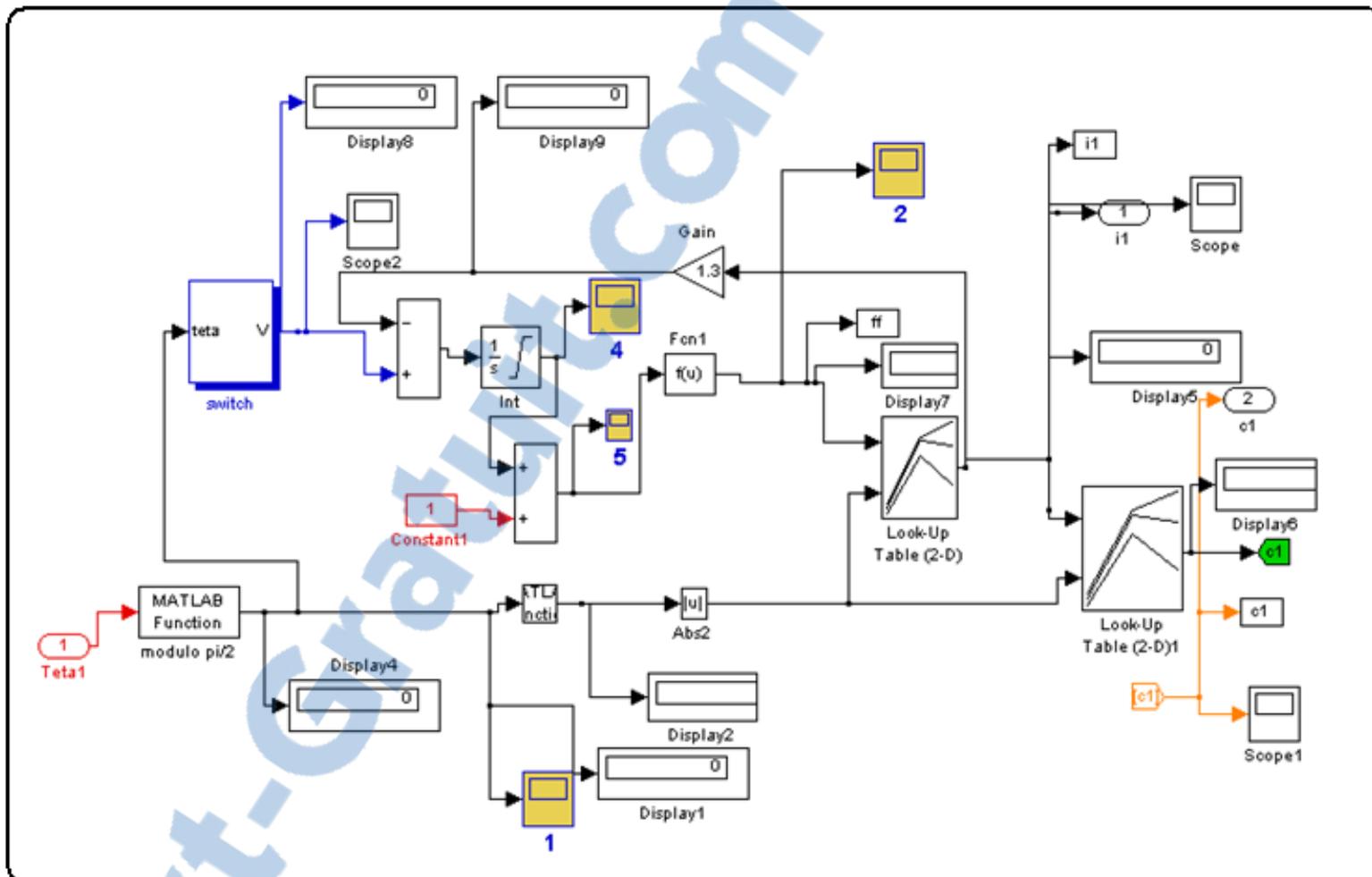


Schéma bloc du modèle non-linéaire d'une seule phase du MRV sous l'environnement MATLAB/SIMULINK.

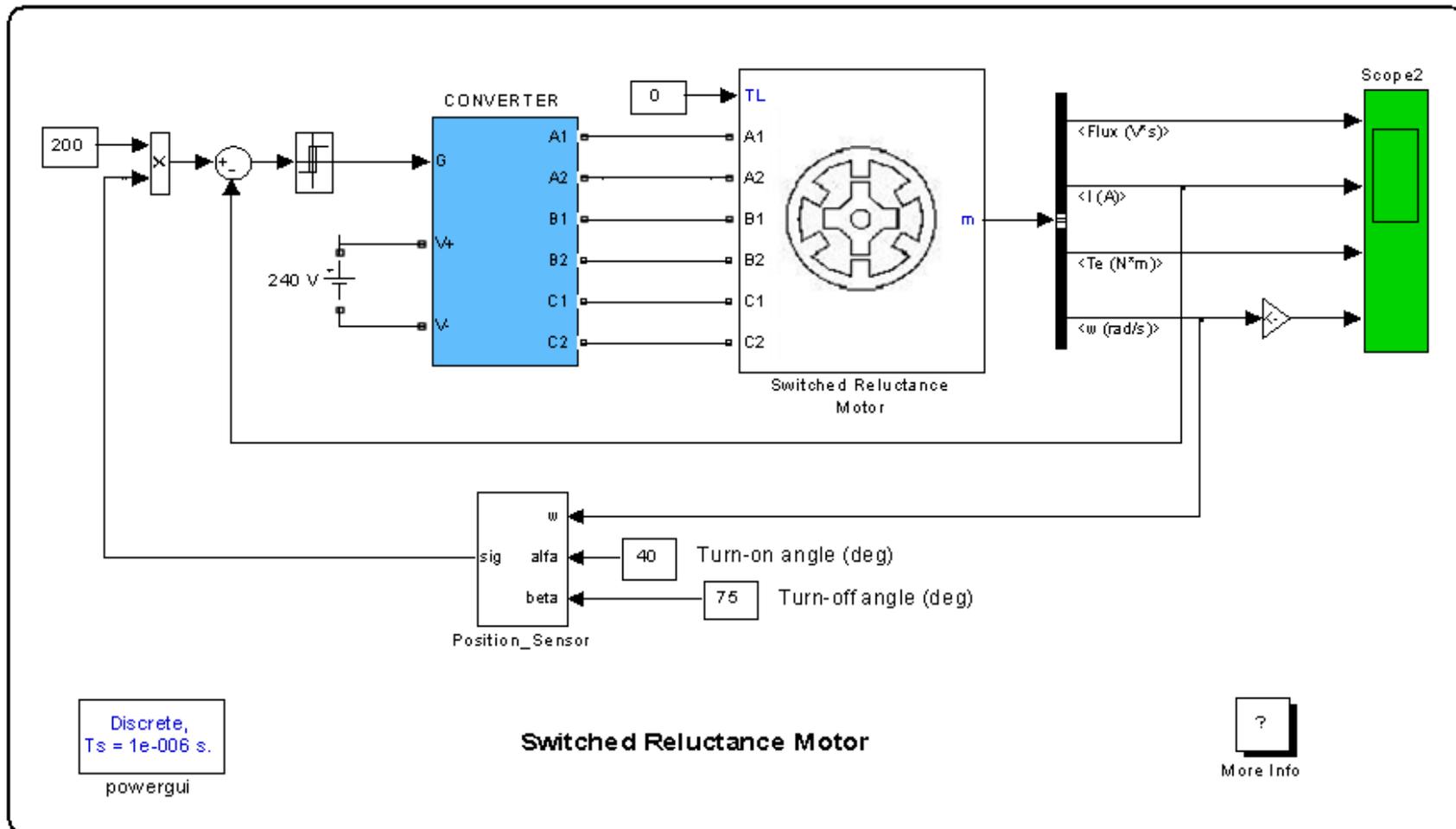


Schéma du modèle complet du MRV à grande puissance sous l'environnement MATLAB/SIMULINK.

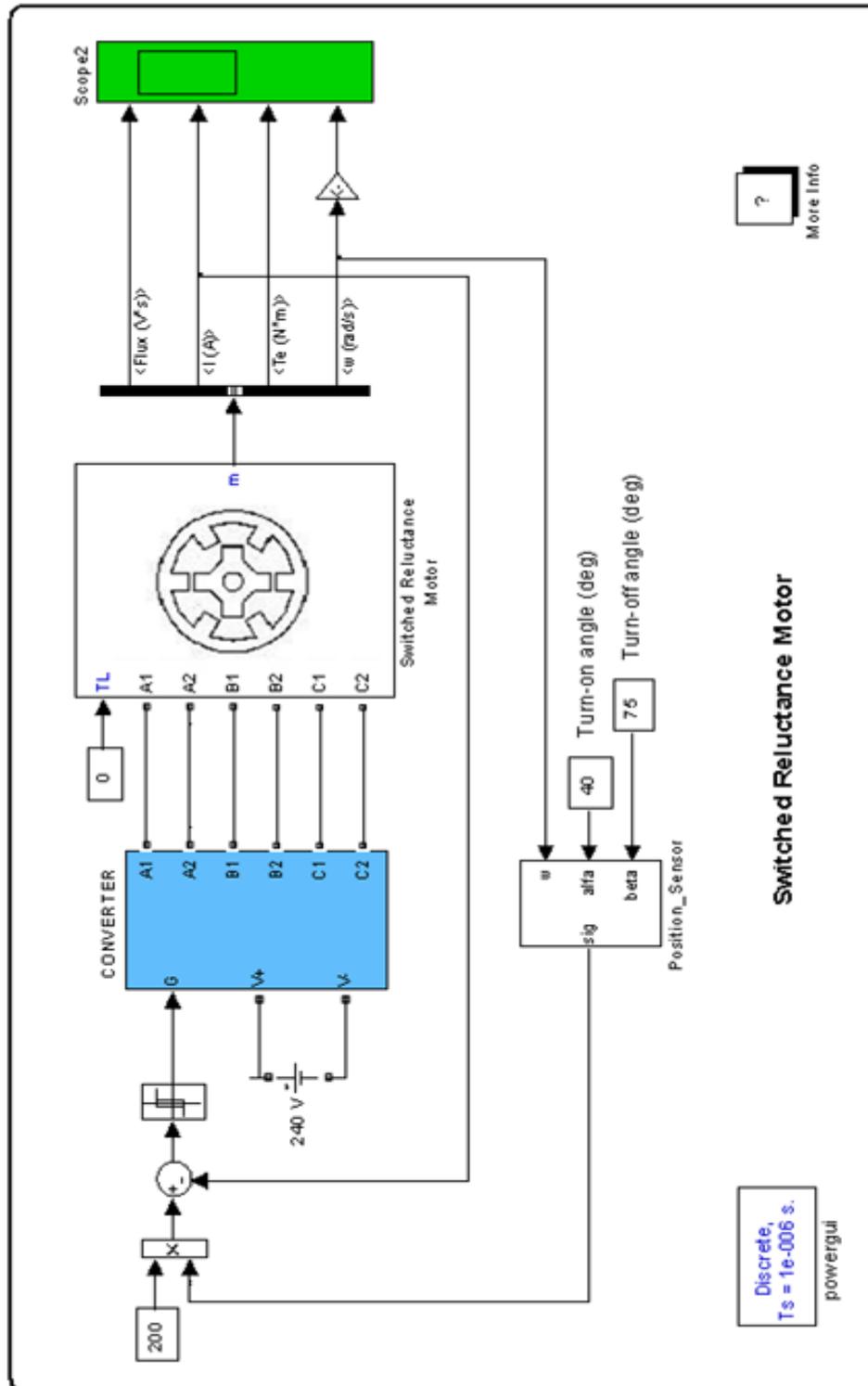


Schéma du modèle complet du MRV à grande puissance Lors un réglage du courant par hystérésis sous l'environnement MATLAB/SIMULINK.



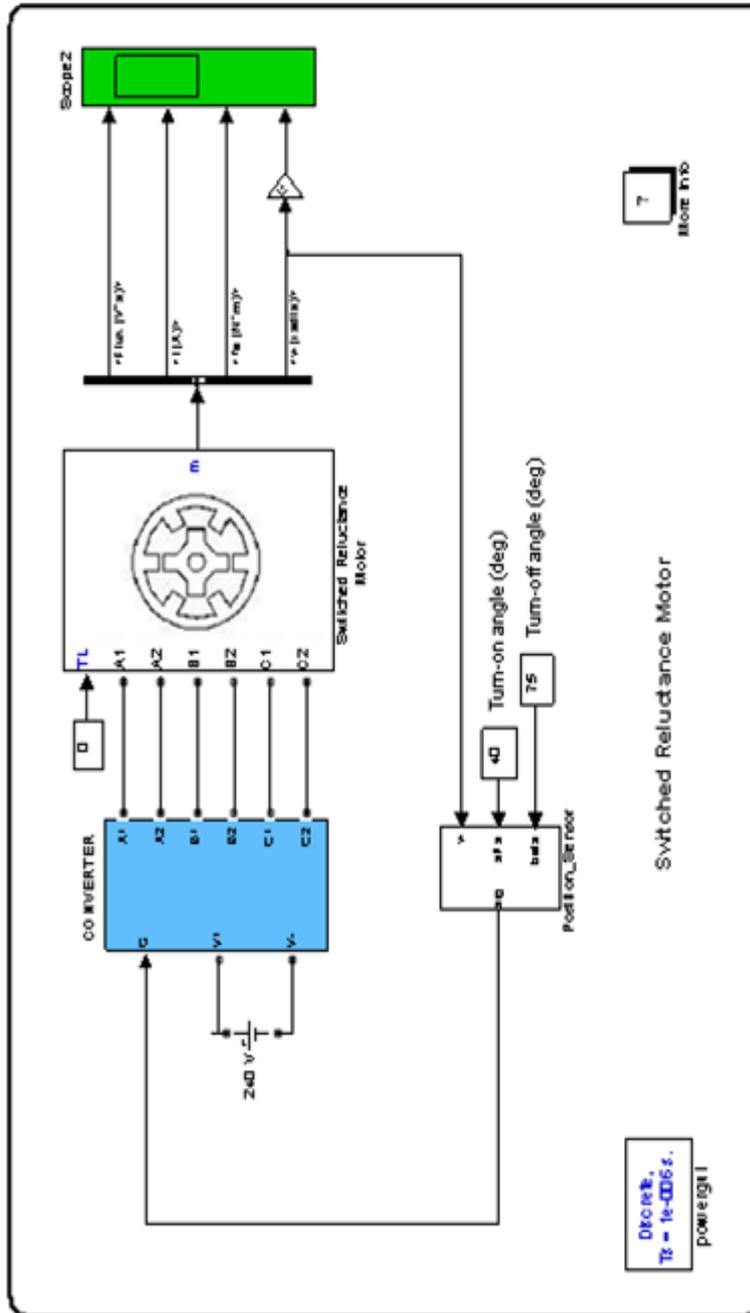


Schéma du modèle complet du MRV à grande puissance en pleine tension
Sous l'environnement MATLAB/SIMULINK

Paramètre du moteur MRV

1/ MRV à grande puissance :

$U = 240 \text{ V}$	Tension nominale.
$P = 60 \text{ KW}$	Puissance nominale.
$R = 0.05 \Omega$	Résistance de la phase.
$\text{Inertia} = 0.05 \text{ (Kg.m.m)}$	
$\text{Friction} = 0.02 \text{ (N.m.s)}$	

2/ MRV à faible puissance :

$U = 220 \text{ V}$	Tension nominale.
$P = 400 \text{ W}$	Puissance nominale.
$R = 1.3 \Omega$	Résistance de la phase.
$L_{\max} = 0.086 \text{ H}$	Inductance minimale.
$L_{\min} = 0.006 \text{ H}$	Inductance maximale.
$N_r = 4$	Nombre de pole rotorique.
$N_s = 6$	Nombre de pole statorique.

NOMENCLATURE

R	Resistance d' une phase statorique
L	Inductance d' une phase statorique
k	Coefficient du couple et de la force électromotrice
Ns	Dents au stator.
Nr	Dents au rotor.
N	La vitesse.
T	Période.
m	nombre de phase.
W_e, W_c	l'énergie et la coénergie électromagnétiques.
P_j	perméance du circuit magnétique par phase.
F	fréquence de rotation.
Ω	vitesse angulaire de rotation.
J	moment d'inertie du rotor.
F	coefficient de forttement.
C_r	couple de charge.
M_{12}, M_{13}	inductances mutuelles.
Θ_{on}	l'angle d'amorçage.
Θ_{off}	l'angle de blocage.
Θ_c	l'angle de conduction.
Θ_d	l'angle de démagnétisation ou l'angle d'extinction.

- [1]: Benhadria Mohamed Rachid, " Alimentation d'un moteur a réluctance variable a double saillance (réalisation et commande) ", mémoire de thèse de magister, faculté de génie électrique, département d'électrotechnique, université des sciences et de la technologie d'Oran 2005.
- [2]: Brivit SRM database, "Switched reluctance motors drives", fleath electronics ltd, Leeds, UK, 2000.
- [3]: Dadi Rachida," étude et simulation du modèle non linéaire d'un moteur a réluctance variable a double saillance", mémoire de thèse de magister, faculté de génie électrique, département d'électrotechnique, université des sciences et de la technologie d'Oran 2006.
- [4]: D.W.J.Pulle et I.R.Petersen,"A generalized approach to torque and current computation ",Proc.of EPE'97,vol.3,pp.547.551,1997.
- [5]: Han-woong Park , Sung-Jun Park , man-Hyung Lee "A Wide Speed Opération of SRM Using Low Cost Encoder",Industrial Eléctronics Society , 2000 ,iecon 2000. IECON 2000.
- [6]: H.Cailleux, B.Pioufle,B.Multant"Modélisation et commande non linéaire en couple d'une machine à reluctance variable à double saillance", Journal physique, IEEE, Janvier 1996 Pages:55-75.
- [7]: H.Henao, G.A. Caplino, E. Bassily and M. Poloujadoff "A new control angle strategy for switched reluctance motor", Proc. of EPE'97, pp.613-618, 1997.
- [8]: Jean claude mouchoux "Etude et réalisation de l'alimentation électronique d'un moteur à reluctance variable pour véhicule électrique expérimentation du moteur " mémoire en vue d'obtenir le diplôme d'ingénieur, CNAM, Oct, 1994.
- [9]: J.Lesenne, F.Notelet, Guy seguier "Introduction à l'Electronique Approfondie", Université des sciences et Techniques de Lille.
- [10]: J.M Stephenson et J. corda, "Computation torque and current in doubly salient reluctanve motors from non linear magnetisation data ", IEE Proc, vol. 126, no. 5, pp.393-396, May 1997.

[11]: J. Nscimento , L.Rlim , P;Heridrich et al, "Design and simulation aspects of a switched reluctance drive " , pro of 4° Brazilian power electronics conference (COBEP96) , pp79-83, sao paule , 1996.

[12]: Kadar Fatiha, " Analyse des bruits et des vibrations dans le moteur a réluctance variable a double saillance", mémoire de thèse de magister, faculté de génie électrique, département d'électronique, université des sciences et de la technologie d'Oran 2005.

[13]: M.O.Bilgic,V.ozbulur, A.Sabanovic " Torque ripple minimization of a Switched Reluctance Motor ",Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1995 .APEC 95.Tenth Annual , Issue: 0, 5-9 March 1995 Pages:406-410 vol.1.

[14]: Naveen Yadlapali " Implementation on a novel soft-switching inverter for switched motor drives " Thesis submitted for the degree of Master of Science, Virginia polytechnic institute and state university, July 1999.

[15]: Pierre Mayé, "Moteurs électrique industriels", dunod, paris, 2005.

[16]: T.J.E Milles "Electronic control of switched reluctance machines ", newness power engineering series, 2001.

[17]: WANG X, " Modeling and implementation of controller for switched reluctance motor ac small signal model", Master of science thesis in electrical engineering, faculty of the Virginia polytechnic institute and state university, October 2001.

[18]: YUAN G, "Speed control of switched reluctance motors", Master of philosophy thesis in electric engineering, the Hong university of science and technology, august 2000.