

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



Ecole Nationale Polytechnique
Département d'Electrotechnique
Laboratoire de Recherche en Electrotechnique



Mémoire de Master en Electrotechnique

Présenté par :
MAKHLOUFI Lamine

Intitulé

Modélisation et commande de la SRG en régime saturé

Directeur(s) du mémoire :

SAHRAOUI Houria	Docteur	ENP
MAHMOUDI Mohaned	Professeur	ENP

ENP 2012

Remerciement

Nous remercions Allah, le tout puissant de nous avoir donné la volonté, la patience et la santé durant toutes ces longues années d'études.

Nous tenons à exprimer notre profonde gratitude et nos sincères remerciements à nos promoteurs madame H.SAHRAOUI, docteur à l'Ecole Nationale Polytechnique et à monsieur M.O.MAHMOUDI Professeur à l'Ecole Nationale Polytechnique , de nous avoir confié ce sujet et de la patience et l'aide précieuse qu'ils nous ont toujours apportée jusqu'à l'achèvement de ce travail.

Nous remercions vivement les membres du jury pour l'honneur qu'ils nous ont fait en acceptant d'être rapporteurs de notre mémoire.

Des remerciements vont également à tous ceux qui nous ont apporté, de près ou de loin, orientation, soutien et aide surtout dans la réalisation et la concrétisation de ce travail.

Nos vifs remerciements à tous les enseignants d'électrotechnique, ainsi que les électrotechniciens de la promotion 2012.

Nous tenons à remercier toutes personnes qui nous ont aidés dans notre cursus.

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail :

Mes Chers Parents,

Mon père qui ne cesse pas de M'encourager, et qui

M'a toujours soutenu,

Ma chère mère symbole de sacrifice et qui est tout

Pour moi, pour Sa Tendresse profonde

« Que Dieux me les protègent ».

A mes chers frères

A tous les membres de ma famille, mes oncles, mes tentes et

tous ceux qui me reconnaîtront.

A mon binôme ALI

A mes amis surtout Tarek, Youcef, Sami, Abdelhak , Billel,

Mehdi..... et tous ceux qui me connaissent.

Lamine

INTRODUCTION GENERALE	1
CHAPITRE I: ETUDE GENERALE DE LA SRG	2
INTRODUCTION.....	2
I.1 STRUCTURE DE LA MACHINE	2
I.1.1 Production du couple dans la machine à reluctance variable	3
I.1.2 L'influence de la saturation sur la puissance électromagnétique	4
I.1.3 Principe de fonctionnement de la SRM en génératrice	5
I.1.4 Equations générales de la SRM.....	6
I.2 ALIMENTATION DE LA SRG.....	8
I.2.1 Modes d'excitation de la SRG	8
I.2.2 Structure du convertisseur.....	9
I.2.3 Les stratégies d'alimentation.....	11
CONCLUSION.....	14
CHAPITRE II: MODELISATION ET SIMULATION DE LA SRG EN FONCTIONNEMENT SATURÉ	16
INTRODUCTION.....	16
II.1 MODELISATION DE CONVERTISSEUR	16
II.2 CARACTERISTIQUES DE LA MACHINE.....	18
II.3 . MODELE SIMULINK UTILISE.....	19
II.3.1 Hypothèses	19
II.3.2 Equations de la tension et du couple électromagnétique en régime Saturé	20
II.4 SIMULATION.....	20
II.4.1 Alimentation plein onde.....	20
II.4.2 Simulation du fonctionnement par régulation des courants (faibles vitesses).....	23
CONCLUSION.....	27
CHAPITRE III: COMMANDE DE LA SRG EN REGIME SATURÉ.....	28
INTRODUCTION.....	28
III.1 REGULATION DE LA TENSION DU BUS CONTINU	28
III.2 ALIMENTATION D'UNE CHARGE RESISTIVE R PAR UNE TENSION CONTINUE (V_{DC}).....	30
III.2.1 Résultat de simulation	30
III.3 ALIMENTATION D'UNE CHARGE RL PAR UNE TENSION ALTERNATIVE.....	33
III.3.1 Modélisation du système.....	34
CONCLUSION.....	42
CONCLUSION GENERALE	43
BIBLIOGRAPHIE :.....	45

INTRODUCTION GENERALE

Après presque deux siècles passés dans l'oubli, la SRM revient en force pour prendre sa place à côté des autres machines. Grâce aux progrès prodigieux accomplis dans le domaine de l'électronique de puissance et le développement spectaculaire de l'informatique, et de la microélectronique ainsi que les découvertes réalisées sur les matériaux, la machine à reluctance variable est devenue une concurrente des machines à champs tournants dans certaines applications industrielles [1,15].

En effet, la SRG présente un grand intérêt dans les applications caractérisées par de larges zones de fonctionnement dans la caractéristique couple-vitesse. On la rencontre dans les systèmes d'alimentation dans les avions et les automobiles hybrides qui sont généralement caractérisés par leur fonctionnement à grandes vitesses. La SRG est un bon candidat pour ces applications grâce à son rotor de structure simple (pas de bobinage ni aimants) qui peut tolérer le fonctionnement à grandes vitesses et des températures élevées. Par ailleurs, la SRG est aussi utilisée pour l'application éolienne ou elle fonctionne à basses vitesses.

Ce travail comprend cinq chapitres.

Dans le premier chapitre une étude générale de la SRG est effectuée, en présentant sa structure, son alimentation (convertisseurs et stratégies d'alimentation) ainsi que les modes de commande.

Le deuxième chapitre est consacré à l'étude de la SRG en régime saturé. Une modélisation basée sur le modèle du flux de la machine est proposé. Une simulation utilisant la technique « lookup table » est réalisée à partir des caractéristiques de flux et du couple en fonction de la position et du courant. Les fonctionnements à faibles et grandes vitesses sont considérés dans ce modèle.

Au troisième chapitre, la simulation de la régulation de la tension du bus continu de la machine est réalisée, après un dimensionnement judicieux des régulateurs. La simulation est effectuée pour deux types de charges : une charge R en continu, et une charge RL en alternatif.

CHAPITRE I: ETUDE GENERALE DE LA SRG

Introduction

La SRG est une machine à réluctance variable fonctionnant en génératrice. Celle-ci est moins bien connue que la SRM en moteur. Ce n'est que ces dernières années que les industriels se sont intéressés à cette génératrice pour certains avantages qu'elle présente par rapport aux machines usuellement utilisées : telles que la possibilité de fonctionnement à grande vitesse et la tolérance des mauvaises conditions de fonctionnement (températures élevées). En effet dans certaines applications telles que le véhicule hybride et l'éolienne la SRG est devenue concurrente aux autres machines

Dans ce chapitre, nous allons présenter brièvement la SRM, sa structure, ses caractéristiques, son principe de fonctionnement, ainsi que les équations de fonctionnement. Nous nous intéressons particulièrement à la SRG, en donnant son principe de fonctionnement ainsi que les types d'alimentation et quelques structures de convertisseurs usuellement utilisés. Dans la dernière partie, le principe de commande de la SRM est aussi présenté.

I.1 Structure de la machine

Le stator et le rotor sont tous les deux dentés, et sont constitués d'un empilage de tôles ferromagnétiques pour réduire l'apparition des courants de Foucault. Les enroulements constituant les phases de la machine sont logés dans les encoches statoriques. On distingue en général, des structures à 3 et à 4 phases et rarement à 5 phases. Le rotor ne comprend ni bobinage ni aimant permanent.

La SRM ne peut pas être alimentée directement avec une source continue ou alternative. Un convertisseur qui assure la commutation du courant dans les phases de la machine est indispensable pour son fonctionnement [3].

Une structure 6/4 triphasé est présentée sur la figure I.2

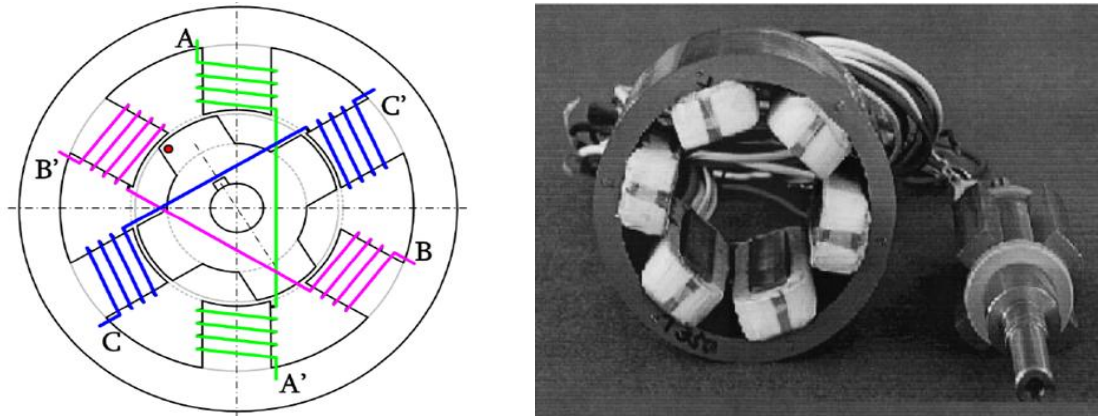


Figure I.1: Structure de la SRM 6/4 triphasé.

I.1.1 Production du couple dans la machine à reluctance variable

Le couple électromagnétique peut être exprimé à partir de la variation de la coénergie magnétique donnée par la relation

$$T_{em} = \frac{\delta w_c}{\delta \theta} \quad (I.1)$$

Dans le cas d'une excitation constante, l'augmentation de l'énergie mécanique est égale au taux de variation de la coénergie W_c , et l'évolution de l'énergie mécanique s'écrit sous la forme suivante :

$$\delta w_{mec} = \delta w_c \quad (I.2)$$

$$W_c = \int \phi d(NI) = \int \phi Nd(I) = \int L(\theta, i) i di \quad (I.3)$$

où l'inductance L est une fonction de la position du rotor et du courant. Cette variation de la coénergie survient entre deux positions du rotor. Si l'inductance varie linéairement avec la position du rotor pour un courant donné, ce qui n'est pas le cas en général, le couple peut s'écrire sous la forme suivante :

$$T_{em} = \frac{\delta w_c}{\delta \theta} = \frac{dL(\theta)}{d\theta} \cdot \frac{i^2}{2} \quad (I.4)$$

Cette variation de l'inductance est considérée comme la constante du couple, et elle s'exprime en $N.m/A^2$.

L'équation (I.4) nous amène aux conclusions suivantes :

- Le couple est proportionnel au carré du courant, donc le courant peut être unidirectionnel pour produire un couple unidirectionnel. L'avantage de l'utilisation

d'un courant unidirectionnel se distingue par l'utilisation d'un seul interrupteur commandé dans chaque phase. Cela minimiserait le nombre des interrupteurs qui constituent le convertisseur et le rendrait plus économique. Cette proportionnalité au carré du courant nous rappelle le fameux moteur à courant continu à excitation série qui a un bon couple de démarrage. [2]

- La constante du couple est donnée par la pente de la caractéristique de l'inductance en fonction de la position du rotor. Mais l'inductance dépend du courant et de la position du rotor, ce qui rend la caractéristique non-linéaire. Cette non-linéarité rend le développement d'un circuit équivalent simple pour le SRM difficile.
- Le fonctionnement en génératrice avec un courant unipolaire est possible si on opère sur la pente négative de l'inductance.
- Le sens de rotation peut être inversé en agissant sur la séquence d'excitation des enroulements du stator.
- Selon les deux derniers points, la machine à reluctance variable fonctionne dans les quatre quadrants du plan couple-vitesse.
- La dépendance du SRM d'un convertisseur de puissance rend l'ensemble naturellement un entraînement à vitesse variable. Donc ce moteur revient plus cher que le moteur asynchrone ou synchrone lorsqu'il s'agirait d'un entraînement à vitesse constante.
- Il existe une petite inductance mutuelle entre les enroulements stator du SRM. Dans la pratique cette inductance mutuelle est négligeable ce qui rend chaque phase électriquement indépendante des autres. Cela se traduit par l'absence des effets d'une phase sur les autres dans le cas d'un court-circuit [2,3].

I.1.2 L'influence de la saturation sur la puissance électromagnétique

La saturation magnétique dans la SRM qui se produit au niveau des dents joue un rôle essentiel dans la production du couple électromagnétique [3]. En effet comme c'est illustré sur la figure I.8 la variation de la coénergie d'une position de non alignement à une position d'alignement, lorsqu'on tient compte de la saturation est beaucoup plus importante que dans le cas non saturé.

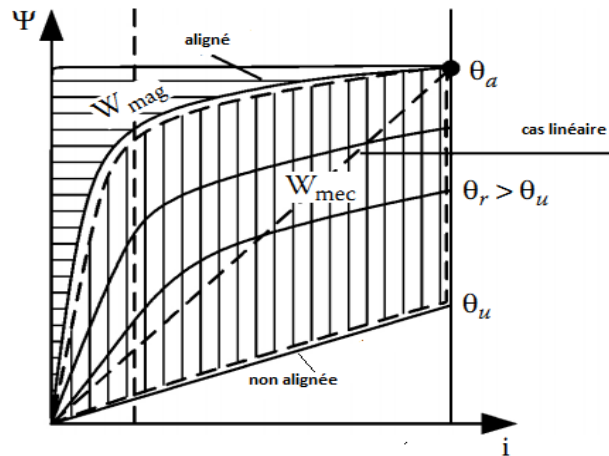


Figure I.2: Effet de la saturation sur la puissance électromagnétique.

I.1.3 Principe de fonctionnement de la SRM en génératrice

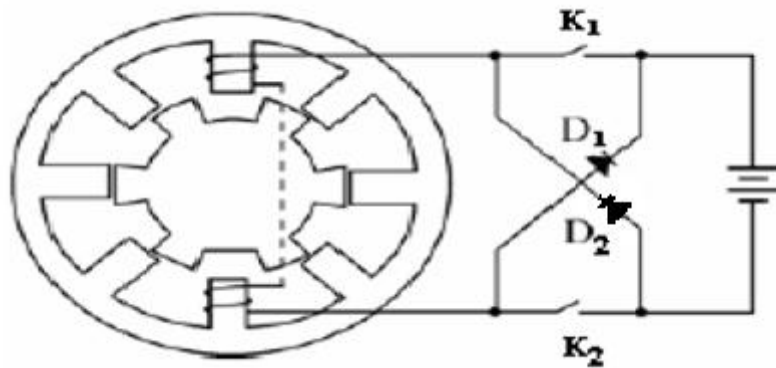


Figure I.3 : Schéma général d'une SRG.

La SRG nécessite une source d'excitation pour produire de l'énergie électrique. Le fonctionnement en génératrice est possible lorsque les phases sont alimentées dans les positions où l'inductance est décroissante. On distingue ainsi deux phases de fonctionnement de la génératrice : la phase de d'excitation ou de magnétisation et la phase de génération.

La position du rotor peut être obtenue par un capteur de position. Le contrôleur générera les signaux de commande selon l'information sur la position du rotor. Les signaux de commande des interrupteurs (type IGBT) du convertisseur de puissance assureront les phases de magnétisation et de génération de l'énergie électrique.

La figure (I.9) montre qu'il y a deux commutateurs K_1 et K_2 , et deux diodes D_1 et D_2 dans chaque phase.

-Quand les deux interrupteurs K_1 et K_2 sont fermés, l'enroulement statorique est excité ; le système a absorbé l'énergie de la source d'excitation : phase de magnétisation [13].

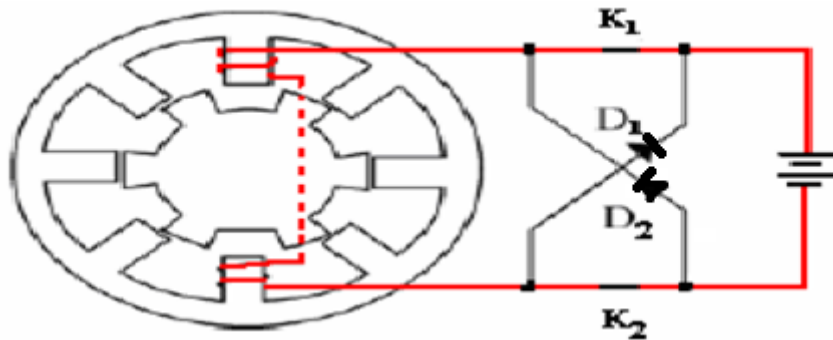


Figure I.4 : Phase de magnétisation.

- Quand K_1 et K_2 sont ouverts, l'enroulement libère l'énergie emmagasinée dans la phase à travers les diodes D_1 et D_2 , le système fournit l'énergie électrique aux charges externes : c'est la phase de génération.

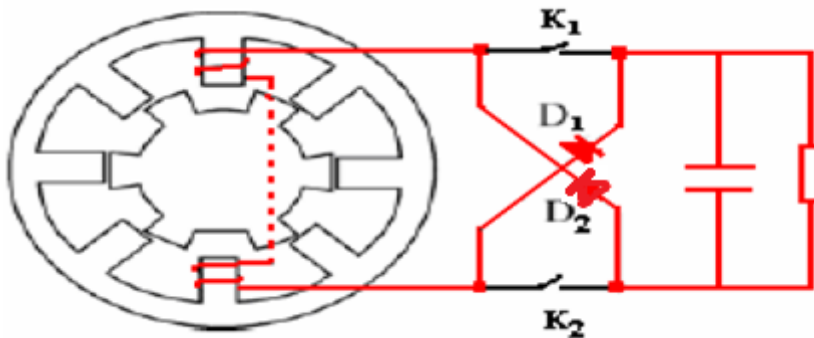


Figure I.5 : Phase de génération.

I.1.4 Equations générales de la SRM

La tension instantanée appliquée aux bornes de l'enroulement d'une phase de la SRG obéit à l'équation électrique :

$$V_j = R_j * i_j(t) + \frac{d\psi_j(t)}{dt} \quad (I.5)$$

Avec :

$j=1 \dots m$ ou m est le nombre de phase de la machine

V_j : Tension appliquée sur chaque phase.

R_j : la résistance de l'enroulement d'une phase.

$I_j(t)$: Courant dans la phase j.

$\psi_j(t)$: flux produit dans la phase j.

A cause de la structure à double saillance de la machine et de l'effet de la saturation magnétique, le flux dans les phases statoriques varie en fonction de la position θ du rotor et du courant de chaque phase. Le flux peut être alors exprimé par:

$$\psi_j(t) = \psi_j(\theta, i)$$

En exprimant la dérivée de la fonction flux avec les dérivées partielles:

$$\frac{d\psi_j}{dt} = \frac{\partial\psi_j}{\partial i} \cdot \frac{di}{dt} + \frac{\partial\psi_j}{\partial\theta} \cdot \frac{d\theta}{dt} \quad (I.6)$$

Où θ représente l'angle mécanique, il donne la position du rotor par rapport au stator.

$$\frac{d\theta}{dt} = \Omega \quad (I.7)$$

avec Ω la vitesse de rotation de la machine.

Dans le cas non linéaire, le flux dans chaque phase est donné par l'équation:

$$\psi_j(\theta, i) = L(i, \theta) \cdot i \quad (I.8)$$

L'inductance L dépend du courant de phase i et de la position θ du rotor.

On peut écrire l'équation de tension sous la forme:

$$V_{j=R} \cdot i_j + L(\theta, i) \cdot \frac{di}{dt} + i \cdot \left(\frac{\partial L}{\partial\theta} \cdot \frac{d\theta}{dt} + \frac{\partial L}{\partial i} \cdot \frac{di}{dt} \right) \quad (I.9)$$

Ou encore:

$$V_{j=R} \cdot i_j + \left(L(\theta, i_j) + \frac{\partial L(\theta, i_j)}{\partial i_j} \cdot i_j \right) \cdot \frac{di_j}{dt} + \frac{\partial L(\theta, i_j)}{\partial\theta} \cdot \Omega \cdot i_j \quad (I.10)$$

Alors la relation (I.10) peut être réécrite de la manière suivante :

$$V_{j=R} \cdot i_j + \left(L(\theta, i_j) + \frac{\partial L(\theta, i_j)}{\partial i_j} \cdot i_j \right) \cdot \frac{di_j}{dt} + e_j \quad (I.11)$$

Où le premier terme de cette équation représente les chutes ohmiques dans les conducteurs, le second représente les chutes inductives et le dernier terme symbolise la fém de la machine qui est une fonction de la vitesse, du courant ainsi que de la variation de l'inductance en fonction de la position.

$$e_j = \frac{\partial L(\theta, j)}{\partial\theta} \cdot \Omega \cdot i_j \quad (I.12)$$

En négligeant la saturation magnétique dans le matériau ferromagnétique, l'expression du flux devient :

$$\psi_j(t) = L_j(\theta) \cdot i_j \quad (\text{I.13})$$

Alors l'équation de tension de phase peut être exprimée par :

$$V_j = R \cdot i_j + L_j(\theta) \cdot \frac{di_j}{dt} + e_j \quad (\text{I.14})$$

I.2 Alimentation de la SRG

I.2.1 Modes d'excitation de la SRG

La génératrice à réductance variable peut fonctionner en excitation séparée ou en auto excitée.

- **Dans la SRG à excitation séparée:** la boucle de l'excitation est indépendante de la génération ; elle est réalisée en permanence par un circuit externe composé d'une source continue et d'un interrupteur [5].

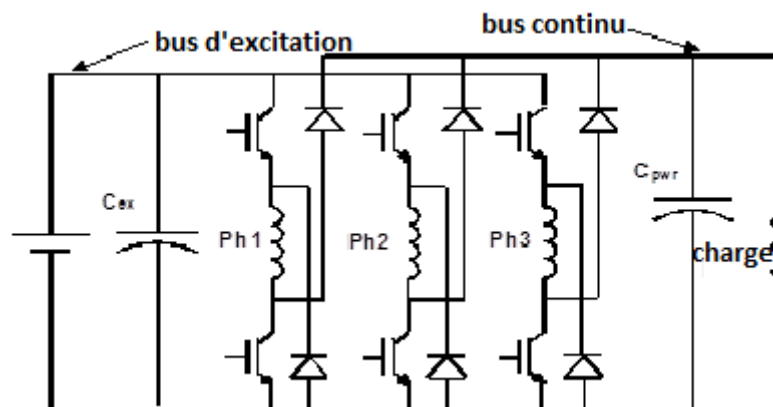


Figure I.6: SRG à excitation séparée

Parce que l'excitation est fournie par une source extérieure, il n'y a aucune relation entre la tension d'excitation et la tension de sortie. Ce qui nous permet d'ajuster les deux tensions indépendamment. Par conséquent, le contrôle de l'excitation séparée est plus commode.

-**Dans la SRG auto excitée :** l'excitation initiale est fournie par une source extérieure de tension. Quand la tension générée (V_{DC}) atteint sa valeur de régime permanent, la source

extérieure est déconnectée. Alors l'excitation sera fournie par la tension produite par la SRG elle-même. Pour ce mode, le volume de système est très réduit et l'efficacité est élevée, parce qu'il n'y a aucune source externe quand la tension est établie. La magnétisation est alors assurée et maintenue par la suite par un condensateur [5].

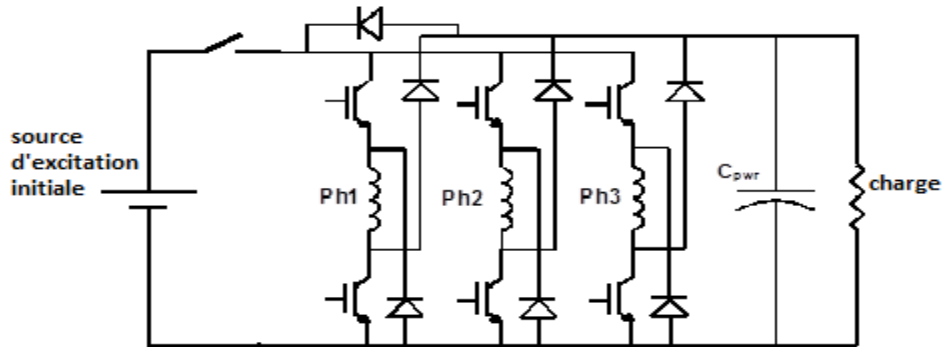


Figure I.7 : Auto excitation mode

I.2.2 Structure du convertisseur

Plusieurs topologies de convertisseurs sont proposées dans la littérature [3,7,9]. La structure la plus utilisée est la demi-pont asymétrique car elle assure une indépendance des phases, ce qui améliore la fiabilité.

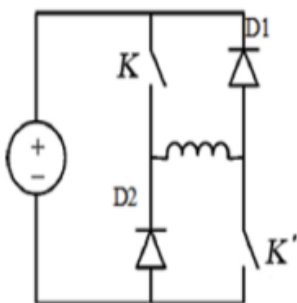


Figure I.8 : Phase du convertisseur asymétrique demi pont H.

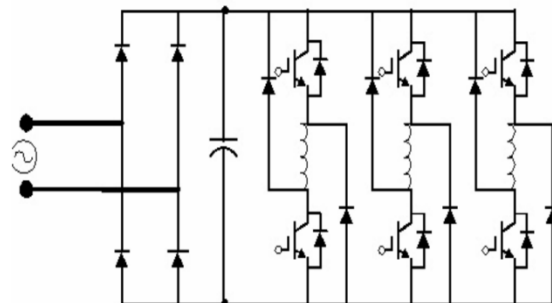


Figure I.9 : Structure en demi-pont en H.

Cas	K	K'	V
1	Bloqué	Bloqué	-V
2	Bloqué	Conducteur	0
3	Conducteur	Bloqué	0
4	Conducteur	Conducteur	+V

Tableau I.1: Etat des interrupteurs et de la tension.

En raison des avantages en conformité avec lesquels AH offre qui lui fait un choix populaire. Il a la capacité de former le courant de phase utilisant les 3 séquences de commutation tel que la tension soit positive, nulle ou négatif [13].

Cette forme de commutation convient dans le cas de basse et moyenne vitesse. Elle est utilisée dans différentes applications comme générateur/démarrateurs d'avion, l'énergie éolienne.

Quand les commutateurs sont fermés comme montre la figure. I.17.a le courant s'accumule et l'énergie magnétique est stockée. Et il y a une augmentation lente du courant puisque l'excitation se fait dans la région où l'inductance est max. Quand les commutateurs sont ouverts comme montre la figure I.17.b la direction du courant dans l'enroulement demeure la même mais la direction de la tension change et rend la tension négative. Ceci renvoie le courant à zéro. La forme d'onde de courant pendant l'excitation et la génération du circuit est montrée dans figure I.18 [11].

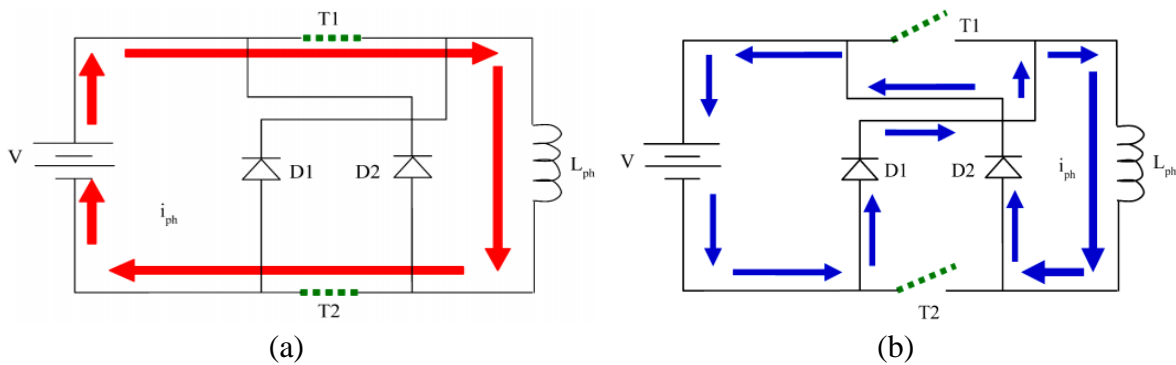


Figure I.10 : (a) phase d'excitation, (b) phase de génération.

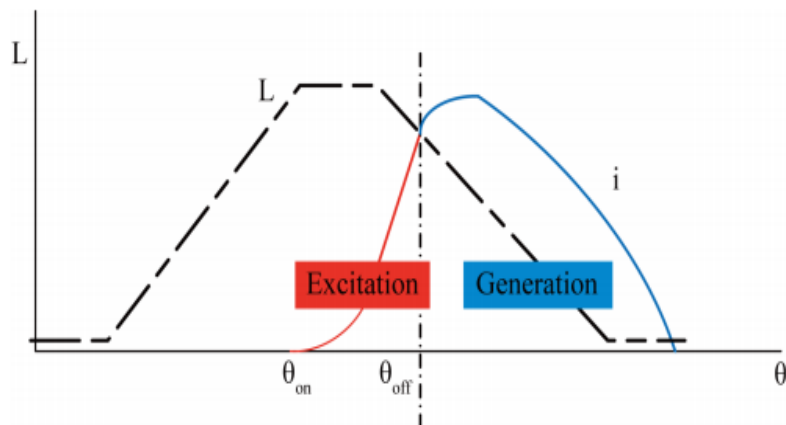


Figure I.11 : Forme du courant dans une phase.

I.2.3 Les stratégies d'alimentation

I.2.3.1 Alimentation en plein onde

Dans ce mode d'alimentation chaque phase de la SRG est alimentée périodiquement par des créneaux de tension positive qui commencent et se terminent à des instants bien choisis liés à la forme de l'inductance [11].

Comme illustré sur la figure I.19, l'intervalle d'excitation de la phase est compris entre θ_{on} et θ_{off} et l'intervalle de génération est compris entre θ_{off} et θ_{ext} .

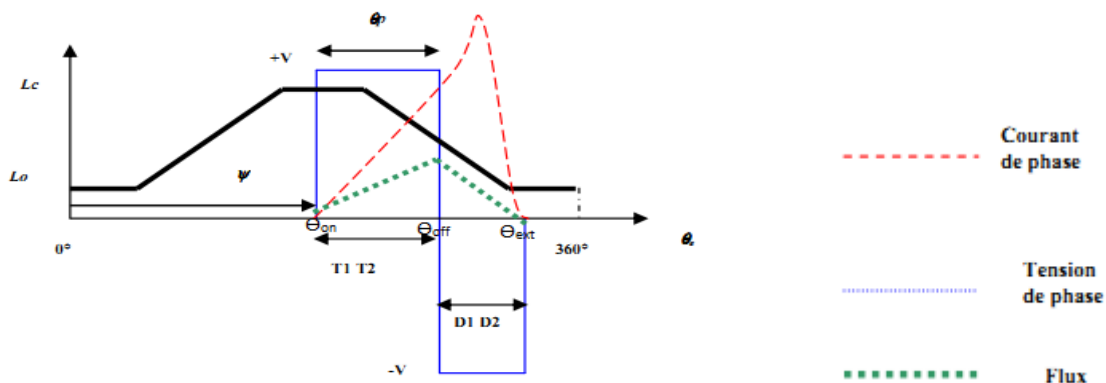


Figure I.12 : Alimentation en pleine onde

Ce mode d'alimentation est utilisé pour les grandes vitesses de rotation de la machine.

I.2.3.2 Alimentation par hystérésis

Utilisée pour les faibles vitesses, son principe consiste à commander les IGBTs T1 et T2 (voir figure 1.17.a), suivant des séquences permettant d'avoir trois niveaux de tension pour chaque phase +V, -V et 0. Les deux IGBTs de chaque bras sont utilisés en même temps comme IGBTs de régulation et de commutation des phases [15].

Le but de cette stratégie d'alimentation est de réguler le courant de chaque phase de la SRG au tour d'une valeur préalablement choisie, variant dans une bande Δi que l'on se fixe.

La mise en œuvre de cette stratégie est relativement simple et ne nécessite pas à priori une connaissance des caractéristiques de la machine. Il faut néanmoins que la fréquence de commutation des interrupteurs reste compatible avec les possibilités du convertisseur.

On distingue deux techniques d'alimentation par hystérésis :

i. Hystérésis soft chopping

Pour maintenir le courant dans sa bande de hachage, l'interrupteur **T1** fonctionne en hacheur et permet de réguler le courant, tandis que **T2** est utilisé pour la commutation des phases [15].

Stephens et Radun (1992) ont proposé l'utilisation "soft chopping" pour commander le courant du générateur à vitesses relativement basses et moyennes où le courant diminue avec l'application de la tension V_{DC} négative [12].

Les séquences de commande des interrupteurs est illustrés sur le tableau suivant :

Etat des interrupteurs	V phase	Courant de phase
T1 et T2 fermés D1 et D2 ouverts	$+V_{DC}$	Croissant
T1 et T2 ouverts D1 et D2 fermés	$-V_{DC}$	Décroissant
T1 et D1 fermés ou T2 et D2 fermés	0	Croissant

Tableau I.2 : Etat des interrupteurs pour la stratégie soft chopping.

V_{DC} : étant la tension du bus continu.

V_{phase} : représente la tension de la phase.

Le principe consiste à exciter la phase en appliquant une tension V_{DC} (T1 et T2 fermés).le courant augmente jusqu'à atteindre la limite supérieur imposée par la bande Δi , à cet instant les diodes D1 et D2 entrent en conduction en ouvrant T1 et T2 et une tension $-V_{DC}$ est alors appliquée) la phase conduisant à la décroissance du courant généré, jusqu'à atteindre la limite inférieure imposée par la bande Δi . et c'est à cet instant que l'on ferme T1 ou T2, la tension de la phase s'annule et par conséquent le courant croît en phase de roue libre jusqu' à atteindre la limite supérieur pour ensuite mettre en conduction les diodes D1 et D2.

Pendant la phase de roue libre, il est possible de travailler avec T1 et D1 ou bien avec T2 et D2. On alterne alors entre les deux configurations à fin de limiter les échauffements et les sollicitations des composants.

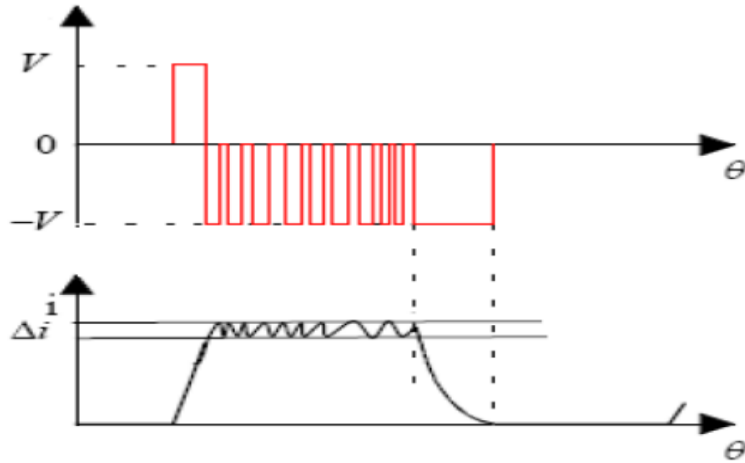


Figure I.13 : Alimentation par hystérésis (soft chopping).

ii. Hystérésis hard chopping

Cette technique utilise les deux IGBTs par phase en même temps pour la régulation du courant, et la commutation des phases. Elle est illustrée par la figure I.21.

Etat des interrupteurs	Vphase	Courant de phase
T1 et T2 fermés D1 et D2 ouverts	$+ V_{DC}$	Croissant
T1 et T2 ouverts D1 et D2 fermés	$- V_{DC}$	Décroissant

Tableau I.3:Etat des interrupteurs pour la stratégie hard chopping.

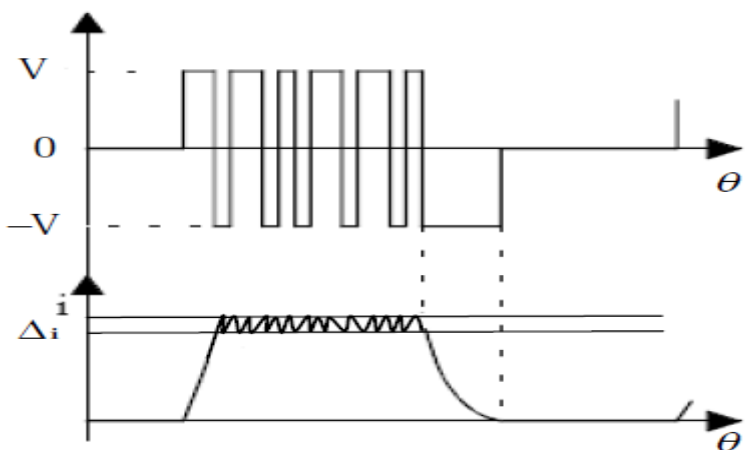


Figure I.14 : Alimentation par hystérésis à trois niveaux (hard chopping).

I.2.3.3 Alimentation par la technique de la PWM

C'est une technique utilisée à basse vitesse (*Pulse Width Modulation*) pour réguler le courant. Elle consiste à commander les IGBTs, de sorte à imposer différents niveaux de tensions avec une fréquence de commutation constante et un rapport cyclique variable qui dépend de l'erreur du courant [12]. Le rapport cyclique se détermine en comparant un signal de référence appelé porteuse à un signal correspondant à l'erreur du courant.

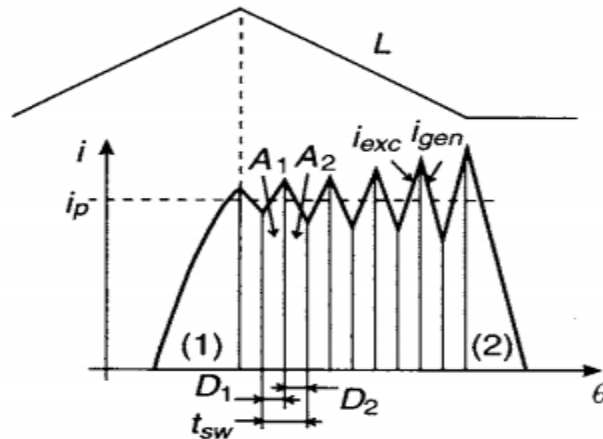


Figure I.15 : Alimentation avec la stratégie PWM

Elle est utilisée pour les basses et moyennes vitesses. Cependant, il existe des applications pour les grandes vitesses où la technique PWM est utilisée [12].

Conclusion

Les SRMs sont de structure simple et facile à construire. Elles présentent des performances semblables à celles des machines asynchrones et machines synchrones à aimant permanent avec l'avantage d'une grande tolérance aux défauts et la possibilité de fonctionnement dans de larges gammes de vitesse. Les SRG trouvent leurs applications dans plusieurs domaines industriels et deviennent de plus en plus concurrentes grâce aux avantages qu'elles présentent. En effet, la SRG est actuellement présente dans les éoliennes, et dans les véhicules hybrides.

L'alimentation doit être réalisée à partir d'un convertisseur statique et nécessite un autopilotage qui peut être obtenu par mesure directe (capteur de position) ou indirecte de la position (estimation de la position). Les convertisseurs requis sont unidirectionnels en courant, donc différents de ceux des machines classiques. L'onduleur de base le plus fréquemment utilisé est le demi pont asymétrique, bien que d'autres variantes, ont été proposées pour des applications particulières comme par exemple le C-dump.

CHAPITRE II: MODELISATION ET SIMULATION DE LA SRG EN FONCTIONNEMENT SATURÉ

Introduction

La modélisation et la simulation d'une machine à reluctance variable sont très complexes à cause de son fonctionnement non linéaire. Cette non-linéarité est introduite par deux facteurs principaux : la saturation et la double saillance de la machine [3].

À l'inverse des autres machines, la saturation au niveau des dents statoriques et rotoriques des SRMs est désirable car elle permet une meilleure conversion électromagnétique. Pour cela, la modélisation de la SRM en régime saturé est plus intéressante que le régime non saturé pour l'étude des performances réelles de la machine.

La modélisation de la SRG dans ce régime nécessite la connaissance des caractéristiques de flux ou d'inductance et de la caractéristique du couple électromagnétique en fonction de la position et du courant. Ces caractéristiques peuvent être déterminées en utilisant, soit la méthode des éléments finis, soit des méthodes expérimentales ou une approximation analytique [3].

Dans ce chapitre, on se propose d'établir un modèle non linéaire sous matlab/simulink basé sur le modèle du flux qui nous évite le calcul de dérivées qui est une source d'erreur numérique. Les caractéristiques de flux et le couple électromagnétique en fonction de la position et du courant ont été déterminés par EF dans le cadre d'un autre PFE [15]. La simulation est réalisée par la méthode de « Look up table ». Les mêmes simulations effectuées dans le cas linéaire sont reprises dans ce cas afin de comparer les deux modèles proposés.

II.1 Modélisation de convertisseur

La structure du convertisseur choisie est la structure à pont asymétrique. Cette structure a été choisie pour sa simplicité, sa robustesse et sa fiabilité. Chaque bras du convertisseur comprend deux Transistors IGBTs et deux diodes de récupération.

Dans ce cas on a choisi le mode auto excité, où l'excitation initiale est réalisée par une source de tension externe. La source externe est déconnectée après excitation du premier bras

et la magnétisation est alors assurée par un condensateur C_{dc} . La diode D_7 est ajoutée au circuit pour isoler le condensateur C_{dc} de la source. Le modèle du convertisseur est présenté sur la figure II.1.

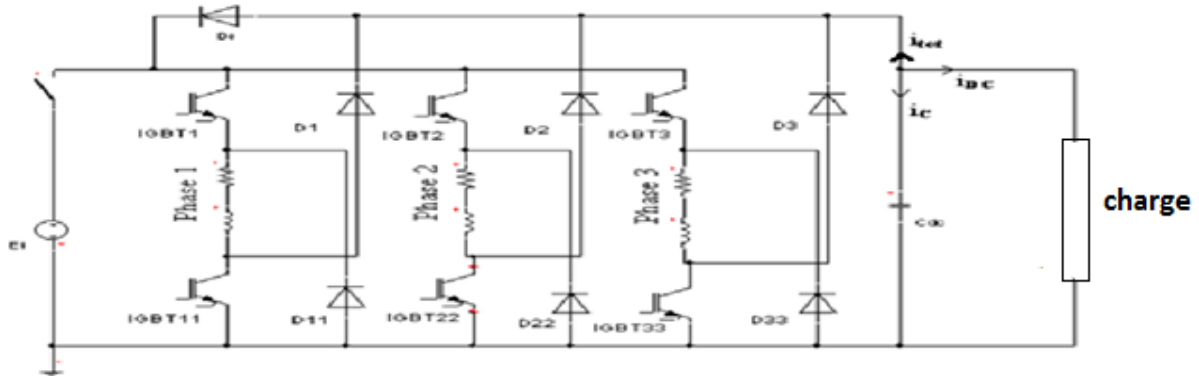


Figure II.1 : Modèle du convertisseur.

Le tableau suivant (tableau. II.1): représente les séquences de conduction des IGBTs et des diodes.

Etat des composants	Phase de fonctionnement
IGBT passants Diodes bloquées	Phase d'excitation
IGBT bloqués Diodes passantes	Phase de génération

Tableau II.1 : Etats de conduction des composants.

Le courant total du bus continu (I_{tot}) est lié aux courants de phases par la relation suivante :

$$I_{tot}(\theta) = S_1.i_1(\theta) + S_2.i_2(\theta) + S_3.i_3(\theta) \quad (\text{II.1})$$

Avec S_j ($j=1,2,3$) représente une fonction de commutation définie comme suit:

$$\begin{cases} -1 & \text{si les diodes } D_j \text{ et } D_{jj} \text{ sont passantes} \\ 0 & \text{si IGBT}_j \text{ et } D_j \text{ ou IGBT}_{jj} \text{ et } D_{jj} \text{ sont passants} \\ +1 & \text{si les IGBT sont passants} \end{cases} \quad \text{avec } j=1 : 3 \quad (\text{II.2})$$

La tension du bus continu V_{DC} et le courant traversant la charge I_{dc} sont liés par l'expression suivante

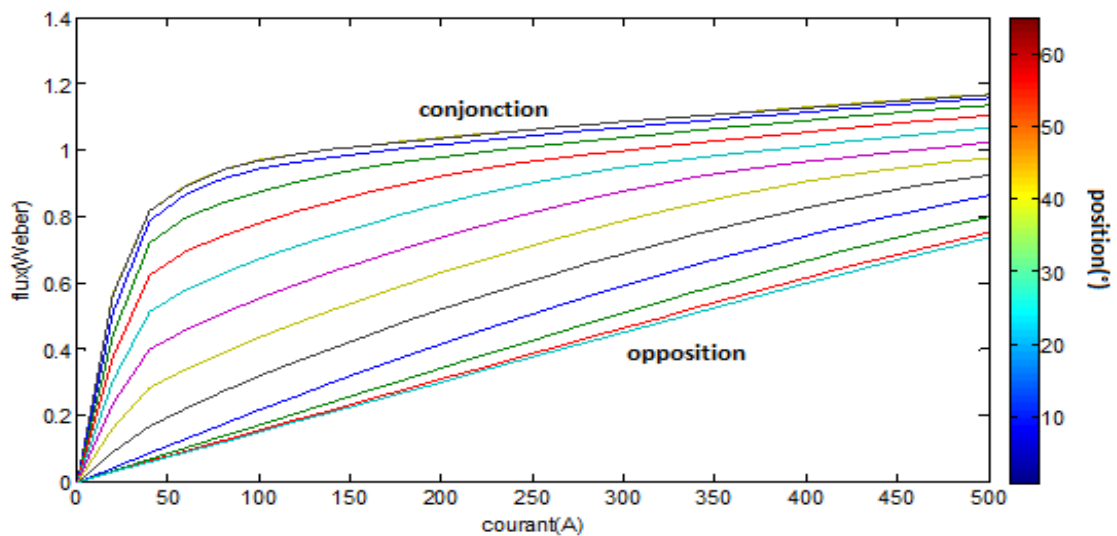
$$\frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{-(I_{tot} + I_{dc})}{C_{dc}} \quad (\text{II.3})$$

Remarques :

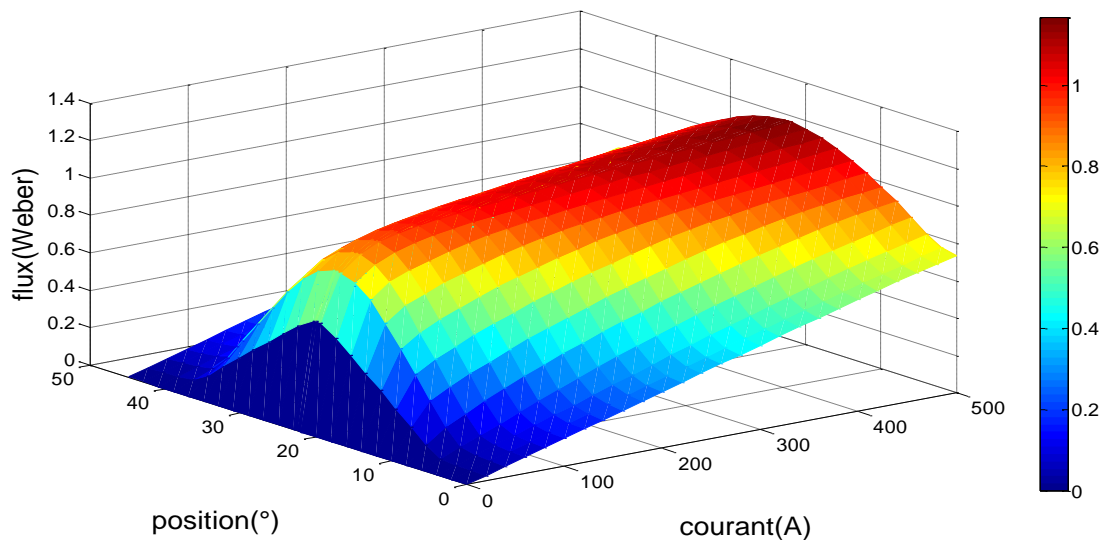
- ❖ la chute de tension aux bornes des IGBTs est négligée et on a considéré que la capacité C_{dc} est infinie ce qui rend la tension V_{DC} constante.
- ❖ On n'a pas tenu compte de la période de la première excitation avec la source continue.

II.2 Caractéristiques de la machine

Les caractéristiques de la machine sont représentées sur les figures II.2 et II.3 et II.4



a) Caractéristique de flux de la machine 2D.



b) Caractéristique de flux 3D

Figure II.2 : Caractéristiques magnétiques de la machine.

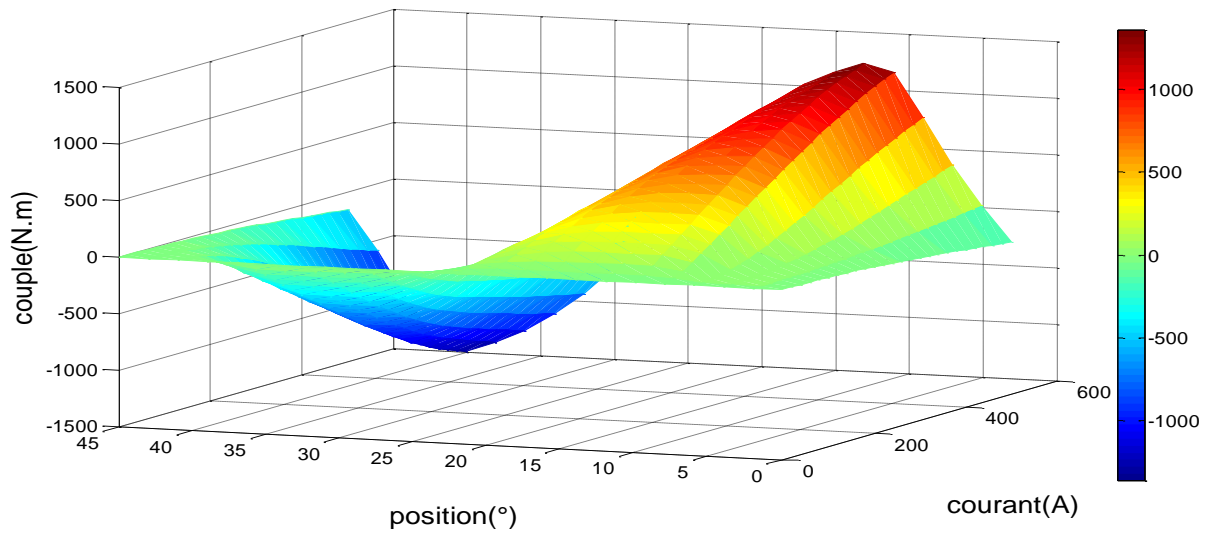


Figure II.3: caractéristique du couple électromagnétique 3D.

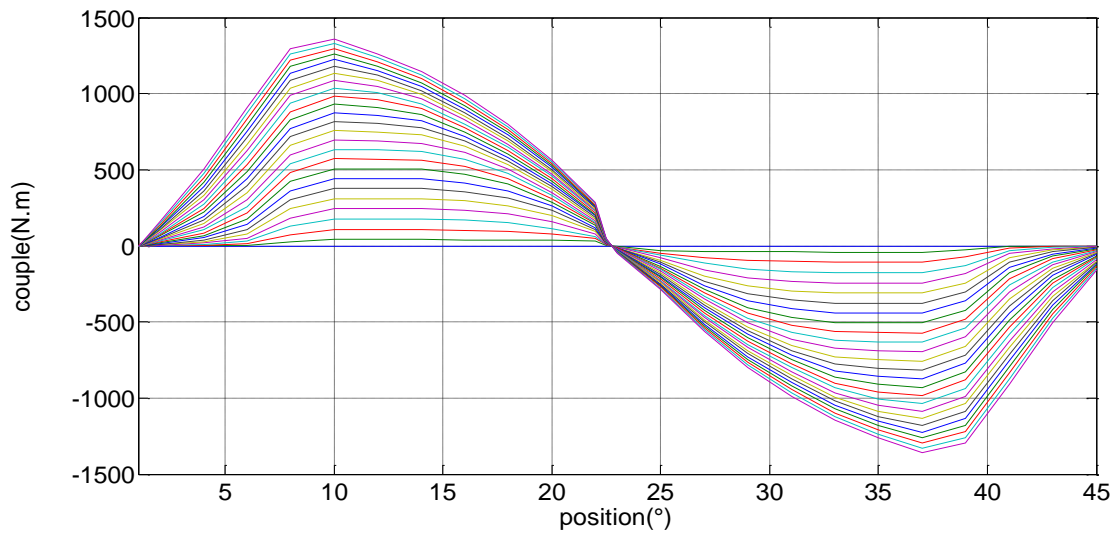


Figure II.4 : caractéristique du couple électromagnétique 2D

La figure III.1.a nous a montré que La non-linéarité est très remarquable autour de la position alignée. Dans la position non-alignée, la caractéristique du flux en fonction du courant est linéaire

II.3 . Modèle Simulink utilisé

II.3.1 Hypothèses

Pour simplifier la modélisation on a admet les hypothèses suivantes :

- Les paramètres de chaque phase sont identiques.

- Les phases sont découplées magnétiquement.
- les courants induits sont négligés (circuit magnétique feuilleté).
- La résistance est indépendante de la température.

II.3.2 Equations de la tension et du couple électromagnétique en régime Saturé

L'équation électrique peut être exprimée par la relation suivante :

$$V_j = R_j * i_j (t) + \frac{d \Psi_j(t)}{dt} \quad (\text{II.4})$$

Et l'équation du couple électromagnétique :

$$T_{em} = \frac{\partial W_c}{\partial \theta} \quad (\text{II.5})$$

L'équation de la fém est :

$$Fém = \frac{\partial \Psi_j}{\partial \theta} \cdot \frac{d\theta}{dt} \quad (\text{II.6})$$

Avec $\Psi_j(t)$ est le flux crée par phase et W_c est la coénergie.

II.4 Simulation

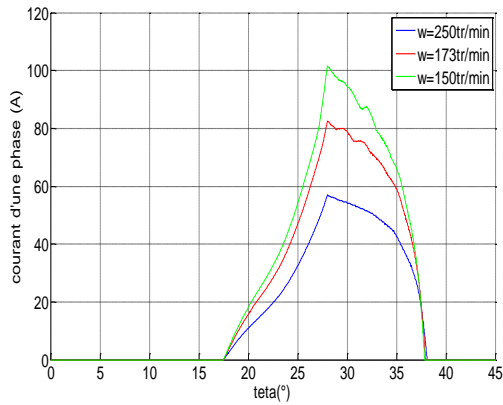
La simulation du fonctionnement de la SRG en régime permanent saturé pour différentes vitesses d'entraînement est effectuée pour les faibles et grandes vitesses de fonctionnement correspondant respectivement à l'alimentation régulée en courant et l'alimentation pleine onde.

II.4.1 Alimentation plein onde

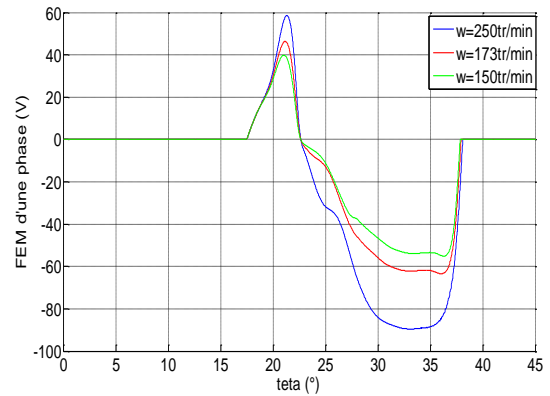
II.4.1.1 Pour une phase

La simulation est effectuée pour trois vitesses de fonctionnement: $\Omega = 250$ tr/min, $\Omega = 173$ tr/min et $\Omega = 150$ tr/min et pour $\theta_{on} = 17.5^\circ$ et $\theta_{off} = 28^\circ$.

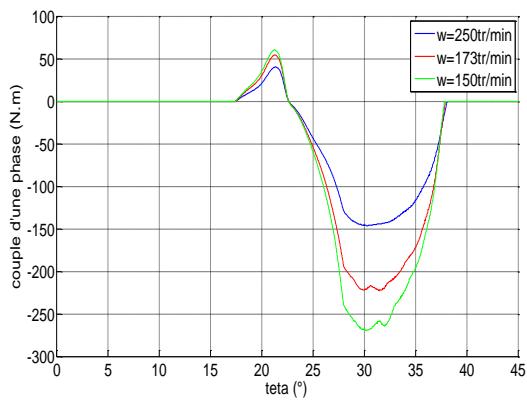
Les résultats de simulation sont présentés sur les figures II.5.



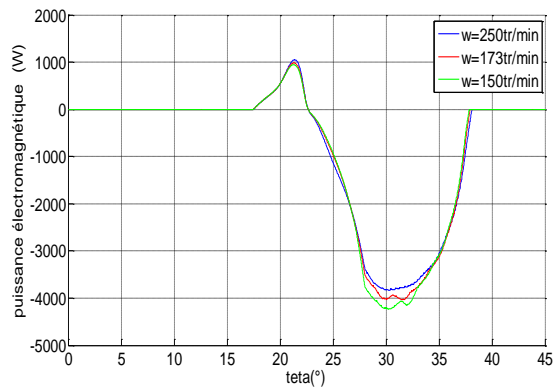
a) Courant de phase



b) Fém de phase



c) Couple de phase



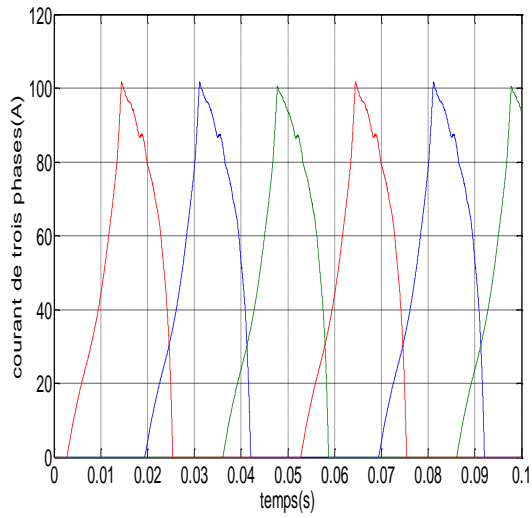
d) Puissance électromagnétique

Figure II.5 : Résultats de Simulation du fonctionnement en pleine onde pour $\Omega= 150$ tr/min, $\Omega=173$ tr/min et $\Omega= 250$ tr/min , $\theta_{on} = 17.5^\circ$ $\theta_{off} = 28^\circ$ en régime saturée.

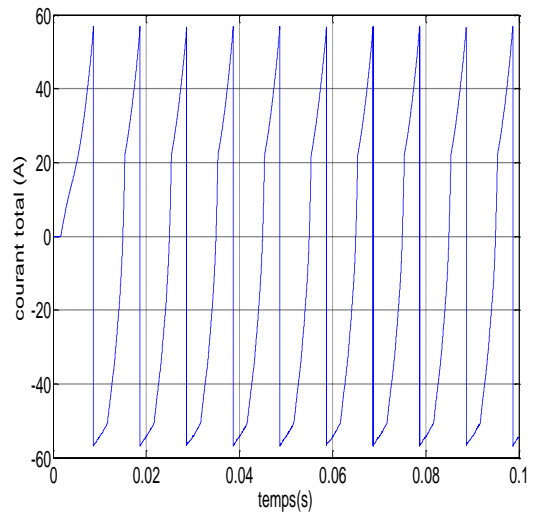
II.4.1.2 Pour les trois phases

La simulation est effectuée pour : $\Omega = 150$ tr/min et pour $\theta_{on} = 17.5^\circ$ et $\theta_{off} = 28^\circ$.

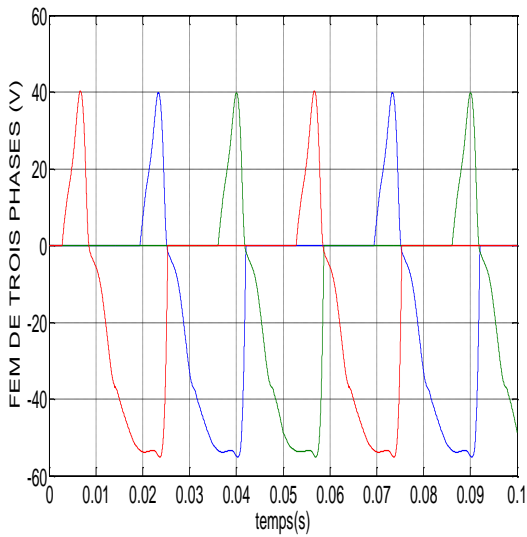
Les résultats de simulation sont présentés sur la figure II.6 .



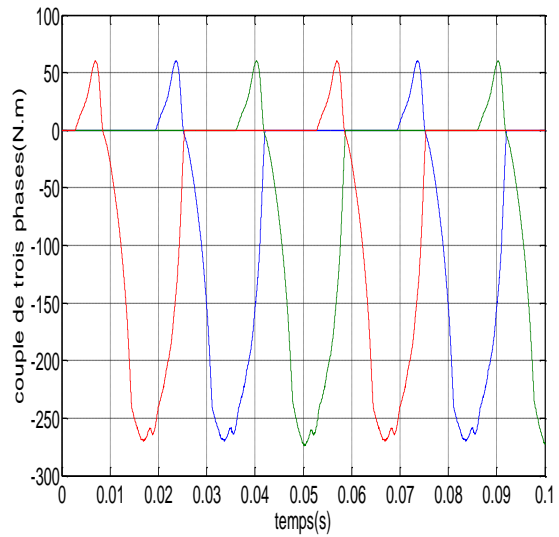
a) Courants des phases



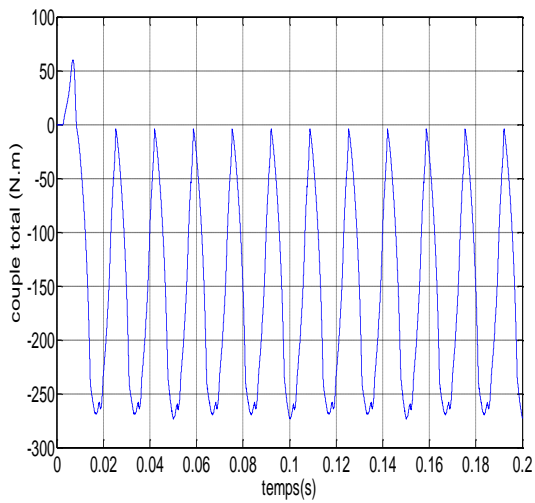
b) Courant total



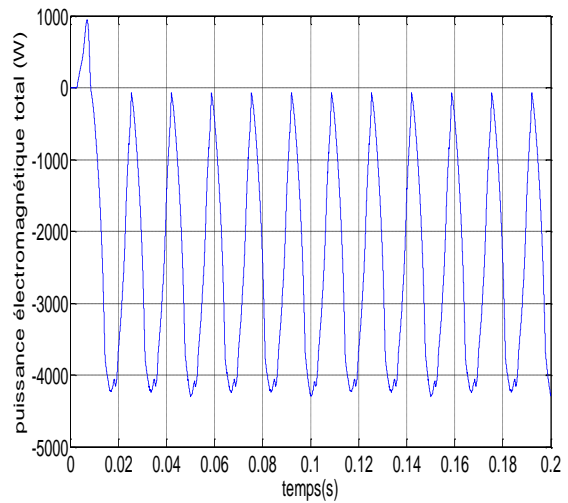
c) Fém des phases



d) Couples électromagnétiques



e) Couple électromagnétique total



f) Puissance électromagnétique

Figure II.6 : Résultats de simulation plein onde pour $\Omega=150$ tr/min ,
 $\theta_{on} = 17.5^\circ$, $\theta_{off} = 28^\circ$ En régime saturé.

a. Analyse des résultats obtenus

- les courants sont presque identiques à ceux obtenus par le modèle linéaire
- le couple, la FEM et la puissance électromagnétique ont augmenté considérablement par rapport au cas linéaire. Ceci est dû à une meilleure conversion électromagnétique en régime saturé.
- la FEM augmente avec l'augmentation de la vitesse. Ce résultat est différent de celui obtenu par le modèle linéaire où la fém était constante en fonction de la vitesse.
- Les formes de couple et de fém sont légèrement différentes que dans le cas linéaires. Le modèle saturé est plus réel et présente moins de discontinuités que le cas linéaire.
- Le couple électromagnétique total obtenu dans ce cas est très ondulé.

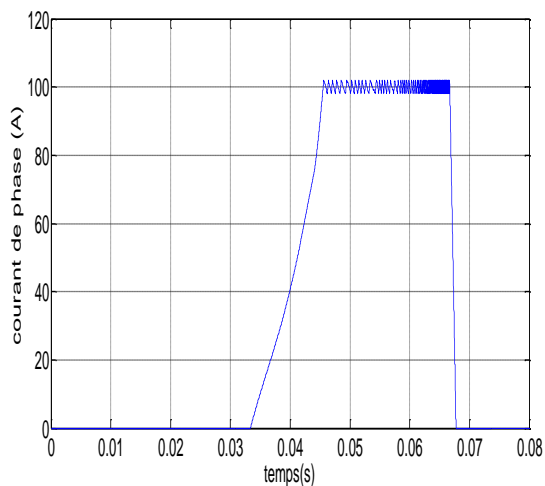
II.4.2 Simulation du fonctionnement par régulation des courants (faibles vitesses)

II.4.2.1 Alimentation par hystérésis

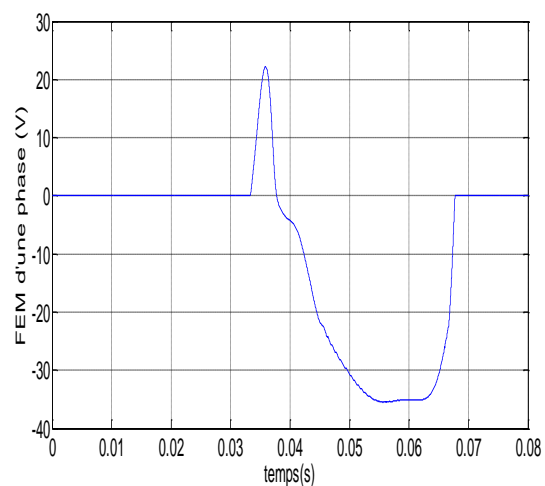
La simulation est effectuée pour : $\Omega = 100$ tr/min et $I_{ref}=100A$ et pour $\theta_{on} = 20^\circ, \theta_{off} = 38^\circ, \Delta I_{ref} = 2A$.

a) Hystérésis hard chopping

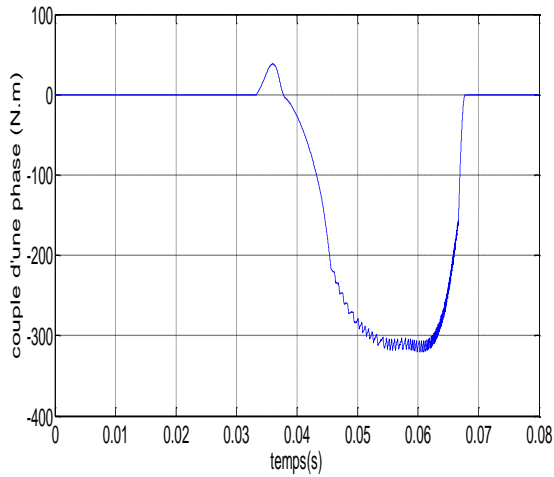
Les résultats de simulations pour une phase sont représentés sur le figure II.7.



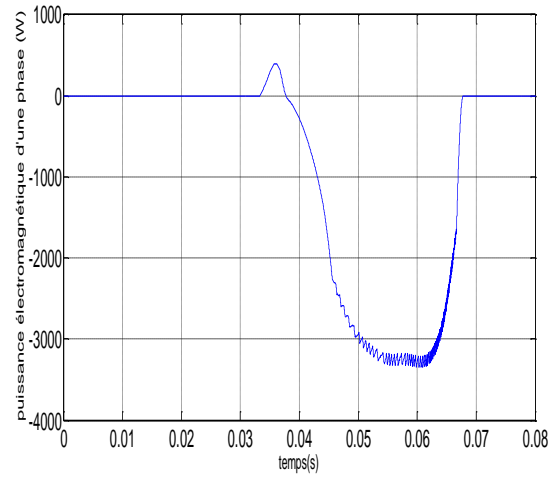
a) Courant



b) Fém



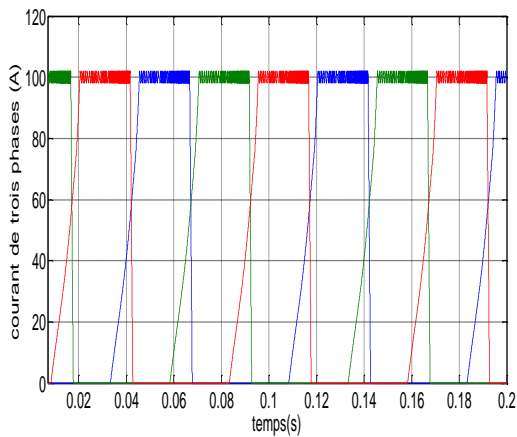
c) Couple électromagnétique



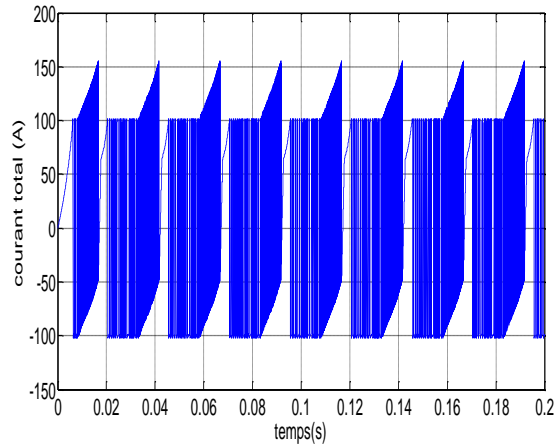
d) Puissance électromagnétique

Figure II.7 : Résultats de simulation hard chopping pour $\Omega=100$ tr/min et $I_{ref}=100A$,
 $\theta_{on} = 20^\circ, \theta_{off} = 38^\circ$.

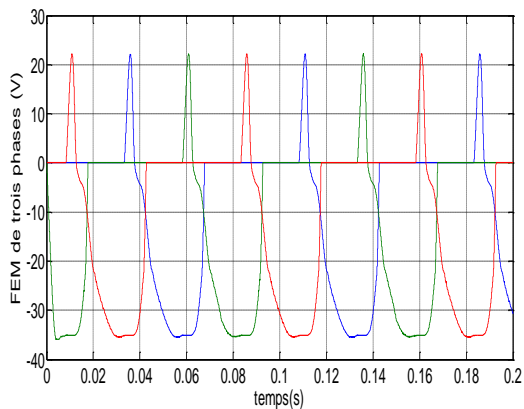
Les résultats de simulations pour les trois phases sont représentés sur le figure II.8 .



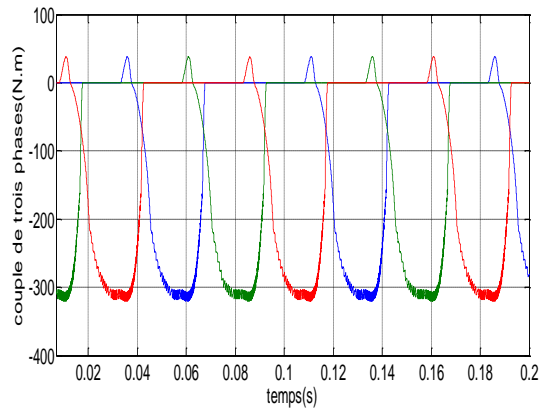
a) Courants des phases



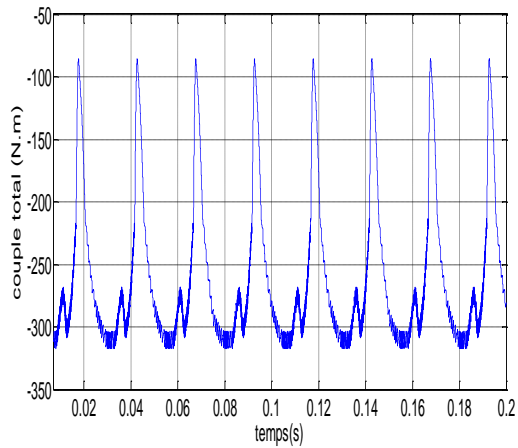
b) Courant total



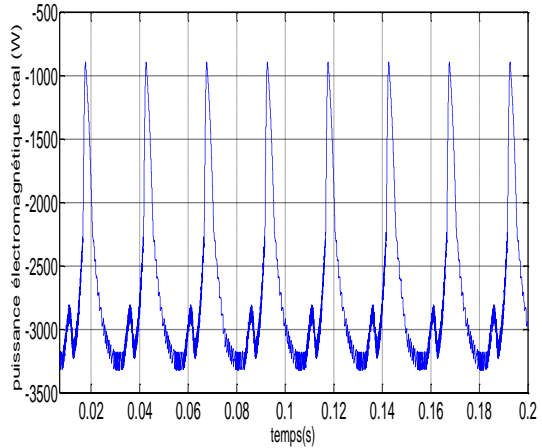
c) Fém des phases



d) Couples des phases



e) Couple électromagnétique

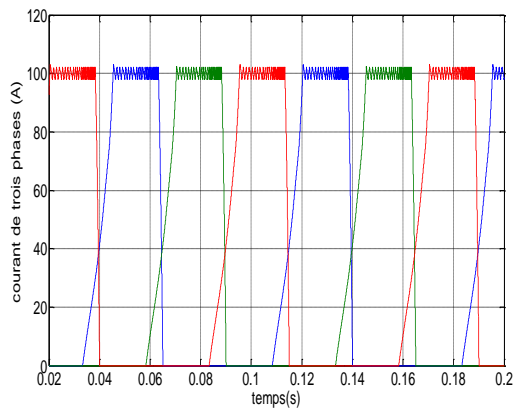


f) Puissance électromagnétique totale

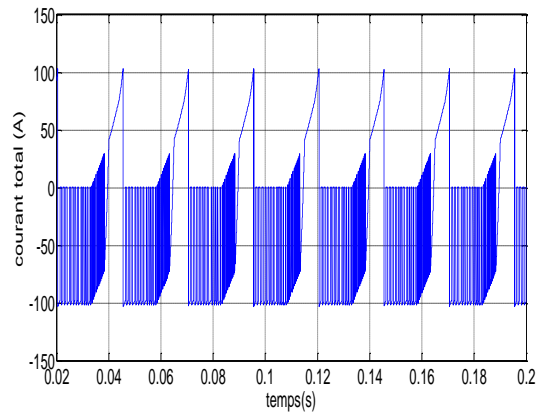
Figure II.8 : Résultats de simulation Hard chopping pour $\Omega=100$ tr/min et $I_{ref}=100A$
 $\theta_{on} = 20^\circ, \theta_{off} = 38^\circ$ pour les trois phases en régime saturé.

b) Hystérésis soft chopping

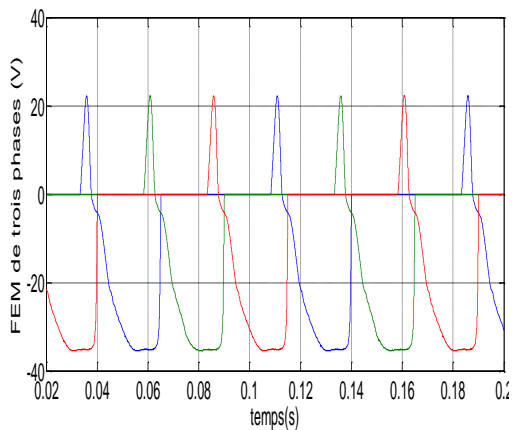
Les résultats de simulations des trois phases sont représentés sur le figure II.9.



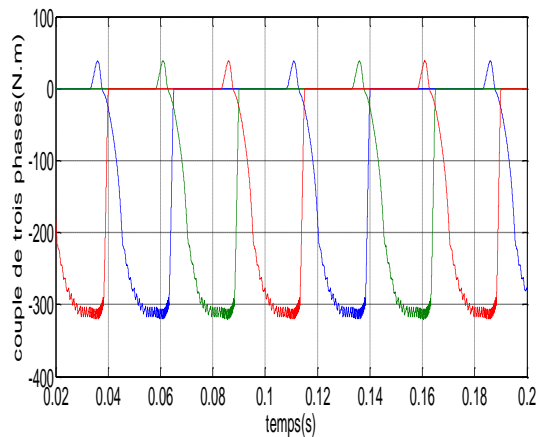
a) Courants des phases



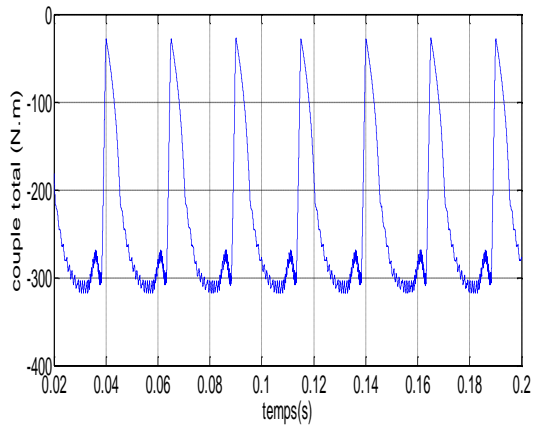
b) Courant total



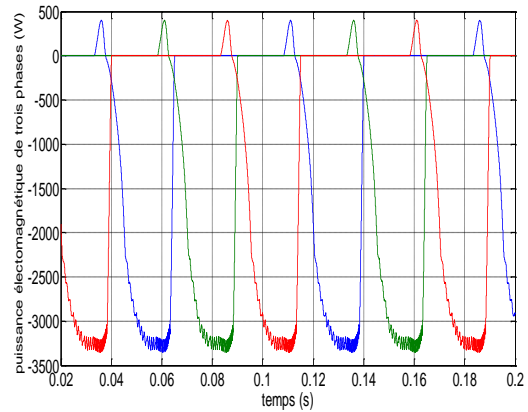
c) Fém des phases



d) Couples des phases



e) Couple total



f) Puissance électromagnétique des phases

Figure II.9 : résultats de simulation soft chopping pour $\Omega=100$ tr/min et $I_{ref}=100A$ $\theta_{on} = 20^\circ$, $\theta_{off} = 38^\circ$ pour trois phases en régime saturé

II.4.2.2 Alimentation par PWM

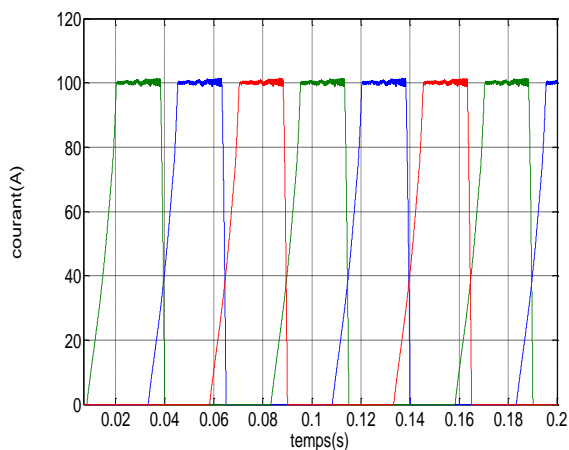
Un signal triangulaire de 5 kHz est utilisé comme modulant et le signal de référence est l'erreur ($I-I_{ref}$).

La simulation est réalisée pour deux vitesses dans les conditions suivantes :

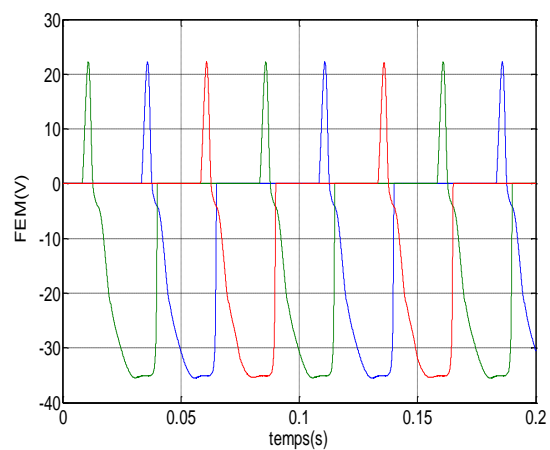
$$\theta_{on} = 20^\circ, \theta_{off} = 38^\circ, I_{ref}=100A, \Delta I_{ref} = 2A.$$

Pour les trois phases

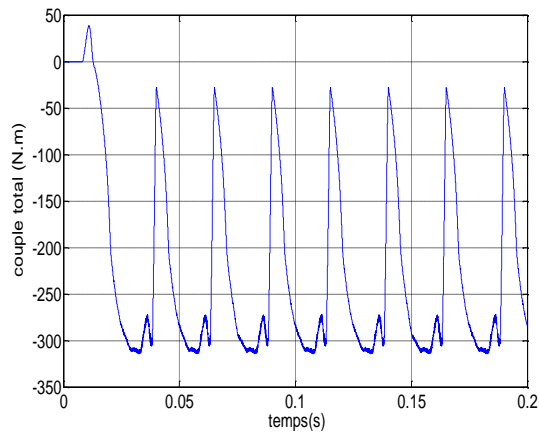
Les résultats de simulations sont représentés sur le figure II.10.



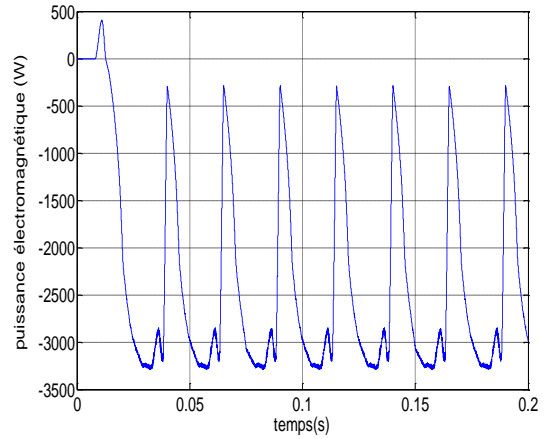
a) Courants des phases



b) Fém des phases



d) Couple total



e) Puissance électromagnétique

Figure II.10 : résultats de simulation PWM pour $\Omega=100$ tr/min. et $I_{ref}=100A$,
 $\theta_{on} = 20^\circ$, $\theta_{off} = 38^\circ$ pour les trois phases en régime saturé

Analyse des résultats de simulation

- Les résultats de simulation pour le courant sont similaires à ceux obtenus en linéaire.
- Le couple électromagnétique est plus important que dans le cas linéaire.
- La puissance et le couple dépendent de I_{ref} , ils augmentent avec l'augmentation de I_{ref} .

Conclusion

La simulation de fonctionnement en régime saturé nous a montré que qualitativement les résultats obtenus sont similaires à ceux obtenus par le modèle linéaire. Mais il apparaît une grande différence pour le couple, la fém et la puissance électromagnétique qui sont beaucoup plus importants dans le cas saturé. Ce qui était prévisible puisque la saturation améliore la conversion électromagnétique.

Ce modèle sera utilisé pour étudier les performances de la machine en fonction des paramètres de commande.

CHAPITRE III: COMMANDE DE LA SRG EN REGIME SATURÉ

Introduction

Grace à l'évolution de l'électronique de puissance et à la micro-informatique, de nouvelles techniques de commande à vitesse variable de la SRM ont été élaborées ce qui permet l'amélioration du fonctionnement en régime dynamique et non linéaire.

La commande de la SRG utilise les angles d'amorçage pour imposer le fonctionnement souhaité. Dans ce qui précède, on a étudié le fonctionnement de la machine en régime linéaire et saturé puis on a établi ses performances en adoptant l'hypothèse d'une tension de bus continu constante afin de simplifier les calculs. Ce qui n'est pas le cas sans une régulation de tension.

Dans ce chapitre on étudiera la régulation de la tension du bus continu dans le cas d'une charge R alimentée en continu puis dans le cas d'une charge RL alimentée en alternatif. Une analyse harmonique des grandeurs de sortie sera aussi traitée.

III.1 Régulation de la tension du bus continu

La tension du bus continu varie en fonction du point de fonctionnement de la SRG et de la valeur de la résistance de charge R_{dc} . On se propose ici de réguler la tension du bus continu pour une résistance de charge R_{dc} donnée. Réguler la tension du bus revient à imposer la puissance absorbée par la charge.

La figure III.1 montre le schéma de principe de la régulation de la tension du bus continu avec le régulateur de tension qui impose une valeur du courant i_{ref} puis on l'injecte dans notre régulateur de courant qui commande les IGBTs.

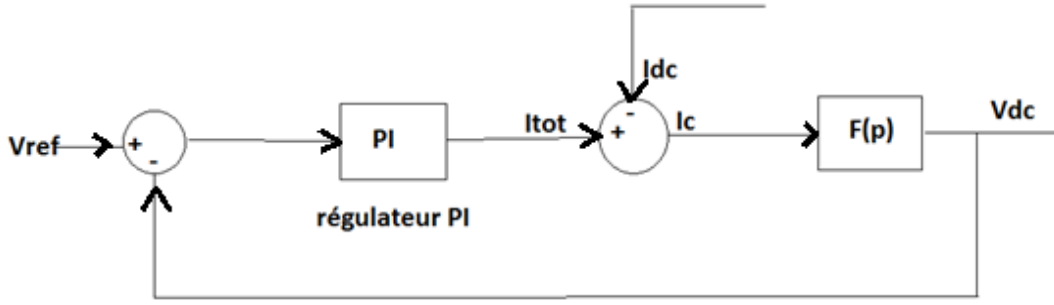


Figure III.1 : Schéma de régulation équivalent.

III.1.1.1 Calcul du régulateur PI pour la tension du bus continu

Il s'agit de régler la tension de bus avec un régulateur PI modélisé par la fonction de transfert $C(p)$.

Avec :

$$\begin{cases} C(p) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i p} \right) \\ F(p) = \frac{1}{C_{dc} p} \end{cases} \quad (III.1)$$

Il en résulte :

$$V_{dc}(p) = \frac{\frac{K_p}{C_{dc} T_i}}{p^2 + \frac{K_P}{C_{dc}} p + \frac{K_P}{C_{dc} T_i}} V_{dc-ref}(p) + \frac{\frac{p}{C_{dc} T_i}}{p^2 + \frac{K_P}{C_{dc}} p + \frac{K_P}{C_{dc} T_i}} (K_p V_{dc-ref} - i_{dc}(p)) \quad (III.2)$$

$$A(p) = \frac{\frac{K_p}{C_{dc} T_i}}{p^2 + \frac{K_P}{C_{dc}} p + \frac{K_P}{C_{dc} T_i}} \quad (III.3)$$

$$B(p) = \frac{\frac{p}{C_{dc} T_i}}{p^2 + \frac{K_P}{C_{dc}} p + \frac{K_P}{C_{dc} T_i}} \quad (III.4)$$

Le terme $B(p)$ tend vers 0 quand le temps tend vers l'infini. Donc pour simplifier le calcul on utilise $A(p)$ pour calculer les paramètres du régulateur PI.

On pose :

$$A(p) = \frac{\omega_n^2}{p^2 + 2z\omega_n p + \omega_n^2} \quad (III.5)$$

Avec ω_n la pulsation naturel et z le coefficient d'amortissement.

L'identification de $A(p)$ donne :

$$\begin{cases} K_p = 2 z \omega_n C_{dc} \\ T_i = \frac{2 z}{\omega_n} \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

La bande passante de régulation est fixée à une valeur typique de 4hz et z est égal à 0.41 en vue d'obtenir une réponse rapide avec dépassement. Avec un condensateur de bus continu C_{dc} de 50mf

Les paramètres du correcteur PI sont :

$$\begin{cases} K_p = 1.03 \\ T_i = 32.62 \text{ ms} \end{cases}$$

III.2 Alimentation d'une charge résistive R par une tension continue (V_{DC})

Le système global est représenté sur la figure III.2. Pour tester le bon fonctionnement du régulateur de tension, une charge résistive a été utilisée.

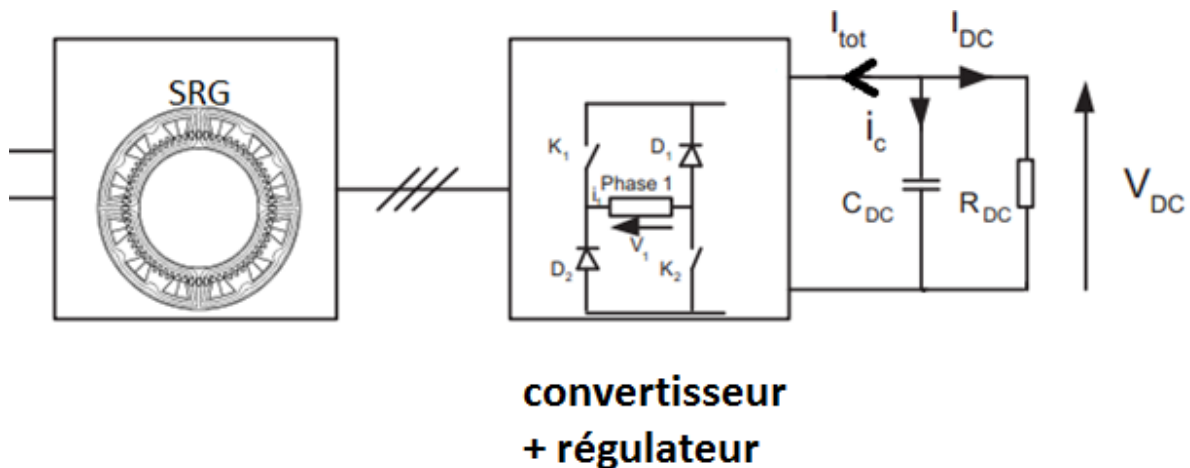


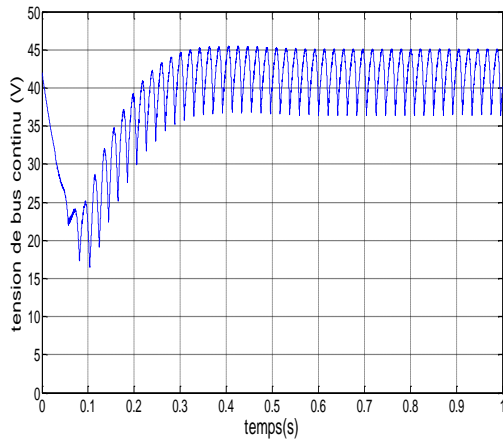
Figure III.2 : Modèle d'alimentation d'une charge R avec la tension V_{DC}

III.2.1 Résultat de simulation

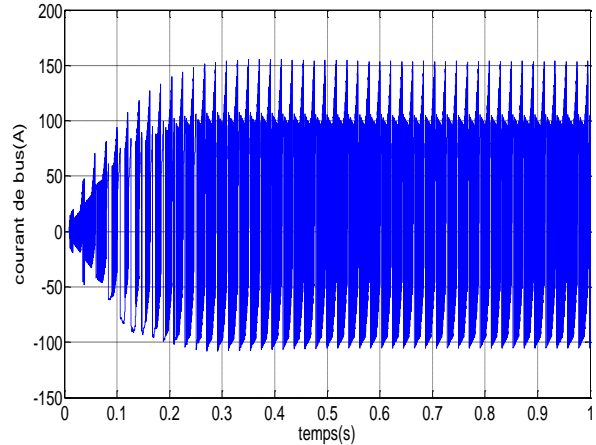
III.2.1.1 Simulation1

On a simulé notre modèle pour $\theta_{on} = 22$ et $\theta_{off} = 32$ et $\Omega = 120 \text{tr/min}$ et pour les paramètres du régulateur PI calculés précédemment et on a choisi $C_{dc} = 50 \text{mf}$ et pour $R_{dc} = 2 \Omega$ avec $V_{dc \text{ref}} = 42 \text{V}$.

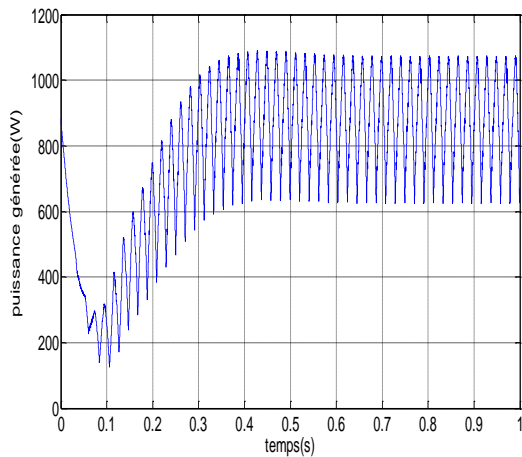
Les résultats de simulation sont présentés sur les figures III.3.



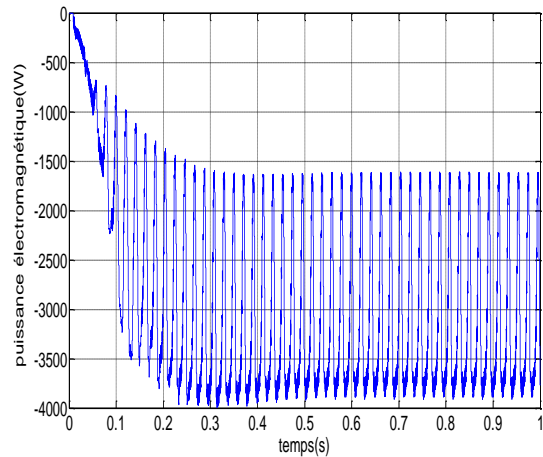
a) Tension V_{DC}



c) Courant total



d) Puissance de sortie



e) Puissance électromagnétique

Figure III.3 : Résultats de simulation pour $R_{dc} = 2 \Omega$, $k_p=1.03$ et $T_i= 32.62$ s

Analyse des résultats

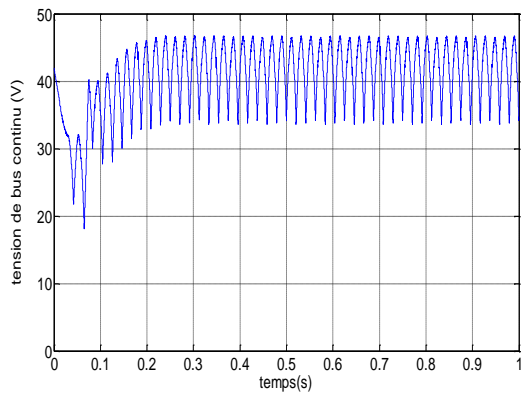
La tension V_{DC} se stabilise autour de V_{ref} après un temps de 0.4 s qui est un peu lent, ce temps est dû aux paramètres du régulateur choisis et ainsi aux paramètres du système (C_{dc} , R_{dc}).

La tension V_{DC} est ondulée, cette ondulation est due au fort courant I_{tot} qui induit une décharge rapide du condensateur.

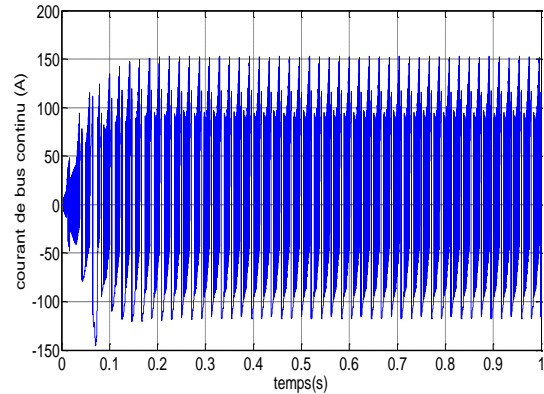
III.2.1.2 Simulation 2

Dans cette simulation on a utilisé les mêmes conditions que précédemment mais on a changé le gain de régulateur tel que $K_p = 2.51$

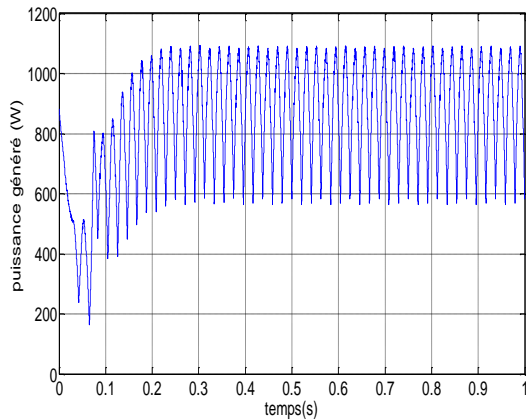
Les résultats de simulation sont présentés sur les figures III.4.



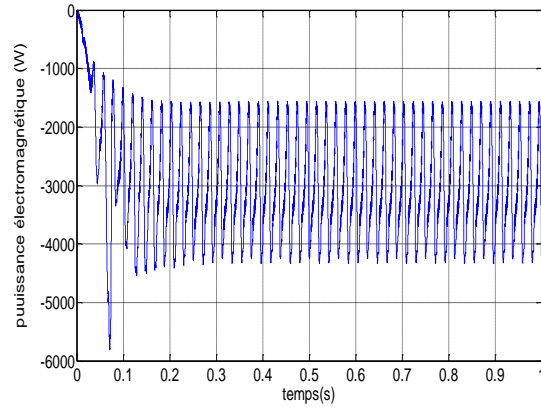
a) Tension V_{DC}



c) Courant total



d) Puissance générée



e) Puissance électromagnétique

Figure III.4 : Résultats de simulation 2 pour $R_{dc}=2 \Omega$, $K_p=2.51$.

Analyse des résultats

On peut confirmer que la variation du K_p n'a pas un effet sur la valeur moyenne de la tension, la puissance générée, la puissance électromagnétique et le rendement.

Le temps de réponse a diminué avec la nouvelle valeur de K_p qui donne des performances meilleures pour la régulation de la tension V_{DC} .

III.2.1.3 Simulation 3

Dans cette dernière simulation on a augmenté R_{dc} à 5Ω et on a gardé la même valeur de K_p que précédemment.

Les résultats de simulation sont présentés sur les figures III.5.

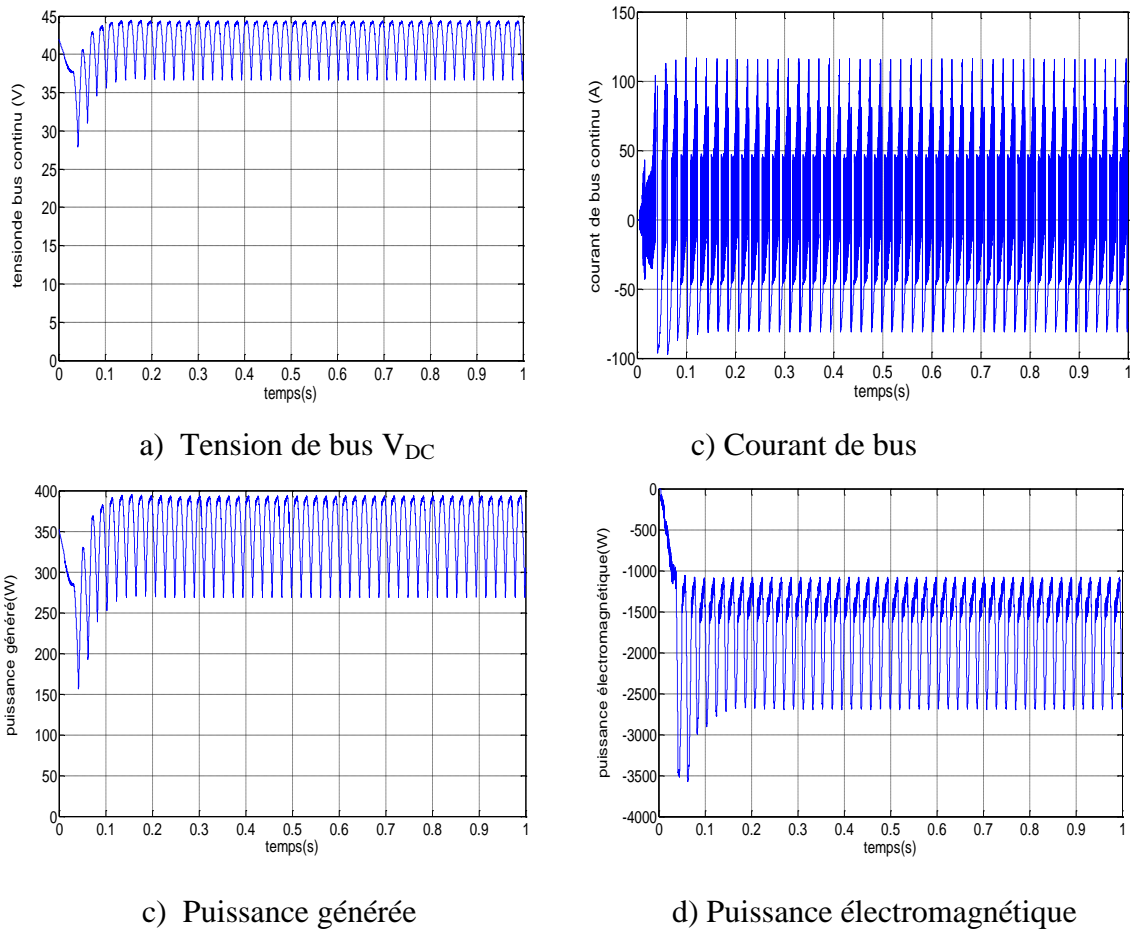


Figure III.5 : Résultats de simulation 3 pour $R_{dc}=5 \Omega$

On remarque que l'ondulation de la tension V_{DC} et le temps de réponse ont diminué et ceci est dû à la diminution du courant I_{dc} .

III.3 Alimentation d'une charge RL par une tension alternative

Dans ce qui suit, une étude avec une alimentation d'une charge RL en alternatif à travers un onduleur à deux niveaux et un filtre passe bas a été effectuée.

Le schéma de montage est présenté sur la figure III.6.

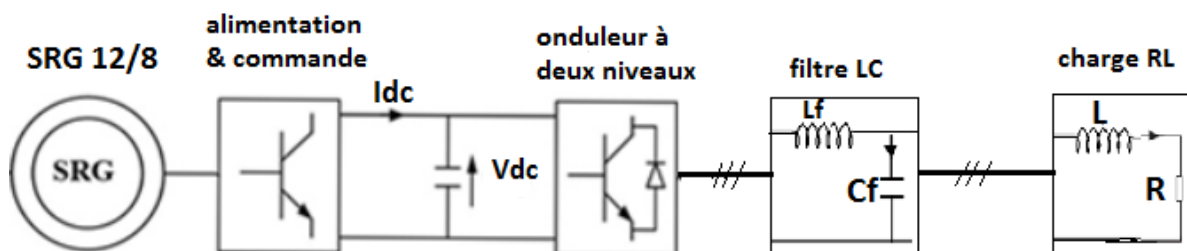


Figure III.6: Alimentation d'une charge RL

III.3.1 Modélisation du système

III.3.1.1 Onduleur triphasé à deux niveaux

a) Modélisation de L'onduleur triphasé à deux niveaux

Dans le cas de notre travail nous présentons une structure de l'onduleur à deux niveaux comme l'indique la figure III.7.

Ce type d'onduleur se compose de trois bras symétriques constitués chacun de deux interrupteurs en série, Chaque interrupteur est composé d'un transistor et d'une diode montée en tête bêche.

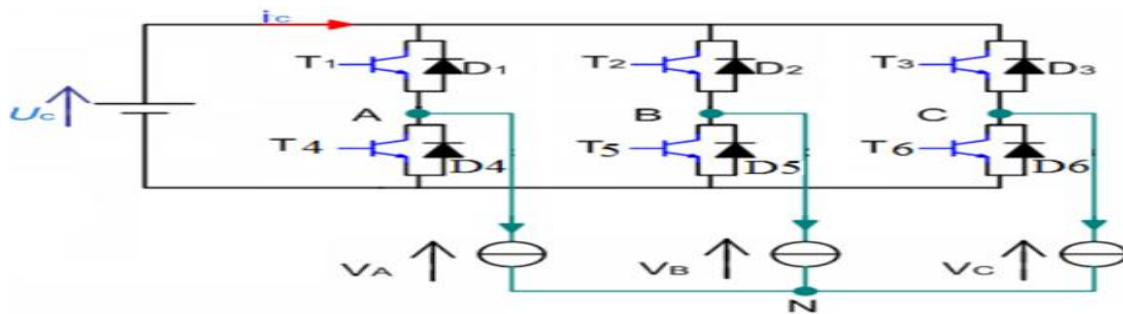


Figure III.7 : Onduleur triphasé a deux niveaux.

Pour simplifier la complexité de la structure de l'onduleur, on présente chaque paire transistor-diode par un seul interrupteur bidirectionnel Sm_k et vue la symétrie de sa structure, le raisonnement se fait sur un seul bras.

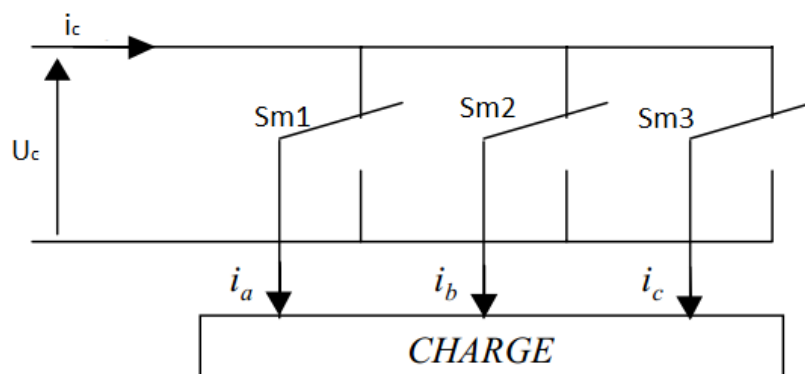


Figure III.8 : Interrupteur bidirectionnel équivalent de la paire transistor-diode.

L'ouverture et la fermeture des interrupteurs dépendent de :

- La commande externe (l'ordre d'amorçage ou de blocage des semi-conducteurs bicommandables T_k).

– Une commande interne définie par les signes des courants du bras et des tensions aux bornes des semi-conducteurs.

Nous définissons pour cela les variables Sm_1 , Sm_2 et Sm_3 en fonction de l'état des commutations dans les trois branches.

Soit Sm_1 , Sm_2 et Sm_3 l'état des commutateurs des trois bras du convertisseur :

$$\text{Branche 1 : } \begin{cases} Sm_1 = 0 & \text{Si } S_1 \text{ off et } S_4 \text{ on} \\ Sm_1 = 1 & \text{Si } S_1 \text{ on et } S_4 \text{ off} \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

$$\text{Branche 2 : } \begin{cases} Sm_2 = 0 & \text{Si } S_2 \text{ off et } S_5 \text{ on} \\ Sm_2 = 1 & \text{Si } S_2 \text{ on et } S_5 \text{ off} \end{cases} \quad (\text{III.8})$$

$$\text{Branche 3 : } \begin{cases} Sm_3 = 0 & \text{Si } S_3 \text{ off et } S_6 \text{ on} \\ Sm_3 = 1 & \text{Si } S_3 \text{ on et } S_6 \text{ off} \end{cases} \quad (\text{III.9})$$

A la sortie de l'onduleur, nous avons les tensions composées qui sont exprimées en fonction des états des interrupteurs et de la tension continue, elles sont données par la relation :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{DC} \cdot (Sm_1 - Sm_2) \\ V_{bc} = V_{DC} \cdot (Sm_2 - Sm_3) \\ V_{ca} = V_{DC} \cdot (Sm_3 - Sm_1) \end{cases} \quad (\text{III.10})$$

Si nous considérons que les tensions sont équilibrées, alors nous pouvons écrire :

$$\begin{cases} V_A = \frac{1}{3} \cdot (V_{ab} - V_{ca}) \\ V_B = \frac{1}{3} \cdot (V_{bc} - V_{ab}) \\ V_C = \frac{1}{3} \cdot (V_{ca} - V_{bc}) \end{cases} \quad (\text{III.11})$$

En remplaçant (III.10) dans l'expression (III.11) nous obtenons :

$$\begin{cases} V_A = \frac{V_{DC}}{3} \cdot (2 \cdot Sm_1 - Sm_2 - Sm_3) \\ V_B = \frac{V_{DC}}{3} \cdot (-Sm_1 + 2 \cdot Sm_2 - Sm_3) \\ V_C = \frac{V_{DC}}{3} \cdot (-Sm_1 - Sm_2 + 2 \cdot Sm_3) \end{cases} \quad (\text{III.12})$$

Ces dernières s'expriment sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{V_{DC}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Sm_1 \\ Sm_2 \\ Sm_3 \end{bmatrix} \quad (\text{III.13})$$

Le courant sera obtenu à l'aide de la relation suivant :

$$I_{DC} = [Sm_1 \quad Sm_2 \quad Sm_3] \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} \quad (\text{III.14})$$

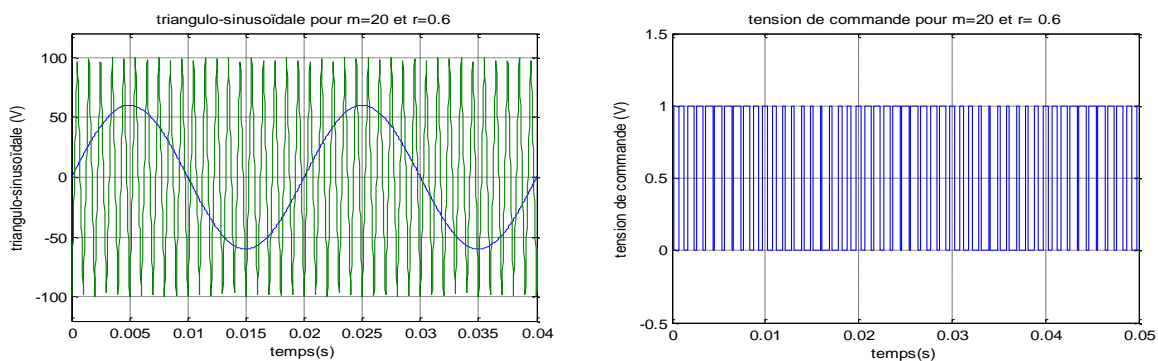
b) Commande MLI triangulo-sinusoïdale

Cette stratégie dont le principe est basée sur la variation de l'amplitude de la référence, et la fixation de celle de la porteuse, qui est représentée par un signal triangulaire. L'onde de sortie, est alors obtenue par une simple comparaison des deux ondes, donnant ainsi l'ordre d'allumage ou d'extinction aux composants constituant l'onduleur.

Deux paramètres caractérisent cette stratégie :

- L'indice de modulation « m » qui représente le rapport entre la fréquence de la porteuse « f_p » à la fréquence de la référence « f » désirée.
- Taux de modulation « r » qui représente le rapport entre l'amplitude de l'onde de référence à la valeur de crête de l'onde porteuse.

$$\begin{cases} m = \frac{f_p}{f} \\ r = \frac{V_m}{U_{pm}} \end{cases} \quad (\text{III.15})$$



a) Signal triangulo-sinusoïdale.

b) Signal de commande

Figure III.9 : Résultats de simulation pour $m = 20$ et $r = 0.6$.

III.3.1.2 Modèle du filtre :

La solution la plus utilisée pour la réduction harmonique est le filtre passif. Le filtre fournit de la puissance réactive comme une batterie de condensateurs mais les réactances installées déterminent une résonance série qui détourne le courant harmonique dans le filtre. Afin d'empêcher un dysfonctionnement [22].

Le signal obtenu à la sortie de l'onduleur ayant pleine des harmonique pour cela il faut mettre un filtre entre l'onduleur et la charge pour les minimiser.

Dans notre étude on a choisi un filtre LC qui est schématisé par la figure suivante :

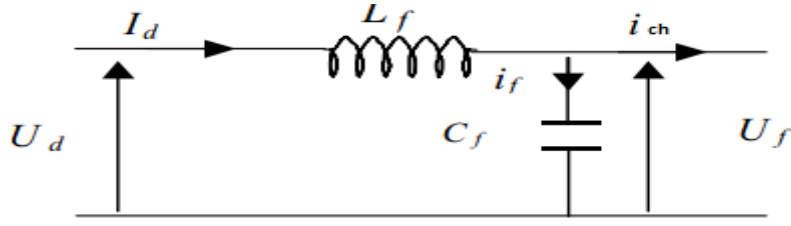


Figure III.10 : Filtre (LC).

Modélisation du filtre

Le filtre est modélisé par les équations suivantes :

$$\begin{cases} U_d = L_f \frac{di_f}{dt} + U_f & \text{(III.16)} \\ I_d = i_f + I_{ch} & \text{(III.17)} \\ \frac{dU_f}{dt} = \frac{1}{C} I_{ch} & \text{(III.18)} \end{cases}$$

On remplace (III.16) dans (III.17) on aura :

$$U_d = L_f \frac{di_f}{dt} + L_f \frac{dI_{ch}}{dt} + U_f \quad \text{(III.19)}$$

On remplace (III.18) dans (III.19) on aura :

$$U_d = L_f \frac{dI_{ch}}{dt} + L_f C \frac{d^2 U_f}{dt^2} + U_f \quad \text{(III.20)}$$

On applique la transformée de Laplace :

$$U_d = L_f S I_{ch} + L_f C S^2 U_f + U_f = L_f S I_{ch} + (L_f C S^2 + 1) U_f \quad \text{(III.21)}$$

$$U_d - L_f S I_{ch} = (L_f C S^2 + 1) U_f \quad \text{(III.22)}$$

$$U_f = \frac{U_d - L_f S I_{ch}}{(L_f C S^2 + 1)} = \frac{U_d}{(L_f C S^2 + 1)} - \frac{L_f S I_{ch}}{(L_f C S^2 + 1)} \quad \text{(III.23)}$$

C'est un filtre de deuxième ordre avec une fréquence de coupure égale à :

$$f_c = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}} \quad \text{(III.24)}$$

Le choix des valeurs de la self et de la capacité, peut être obtenu en posant la condition simple qui consiste à éliminer les harmoniques d'ordre supérieur,

$f_c < mf$ (pour la technique MLI triangulo-sinusoidale).

Pour $m=21$ avec une fréquence $f=50 \text{ Hz}$ et pour $L=1 \text{ mH}$.

$$f_c < 1050 \Rightarrow C_f > \frac{1}{1050^2 L_f}$$

Donc on aura $C_f > 0.907 \text{ mF}$

Pour $m=35$ avec une fréquence $f=50 \text{ Hz}$ et pour $L=1 \text{ mH}$

$$f_c < 1750 \Rightarrow C_f > \frac{1}{1750^2 L_f} \text{ donc } C_f > 0.326 \text{ mF}$$

Dans notre étude on a choisi les paramètres de filtre suivant :

$L=1 \text{ mH}$ et $C=2 \text{ mF}$

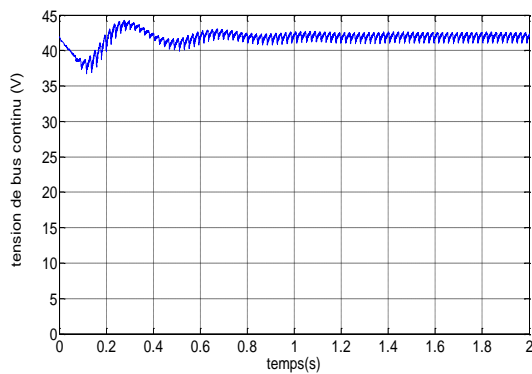
III.3.1.3. Résultat de simulation

Simulation1 :

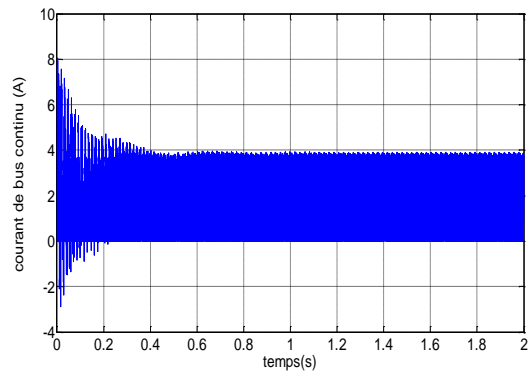
Dans cette simulation les paramètres suivants sont utilisés :

Paramètre de simulation	θ_{on}	θ_{off}	$\Omega(\text{tr/min})$	M	Paramètre du régulateur	parametre du filtre	Charge (R,L)
Simulation 1	19°	39°	120	21	$Kp = 2.53$ $Ti = 0.034s$	$L_f = 1 \text{ mH}$ $C_f = 2 \text{ mF}$	$R=2 \Omega$ $L=0.01H$

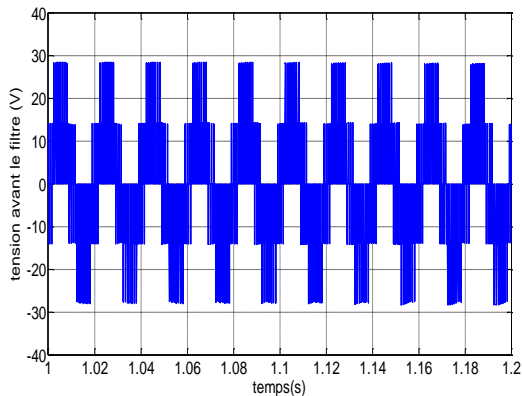
Les résultats de simulation sont présentés sur les figures III.11.



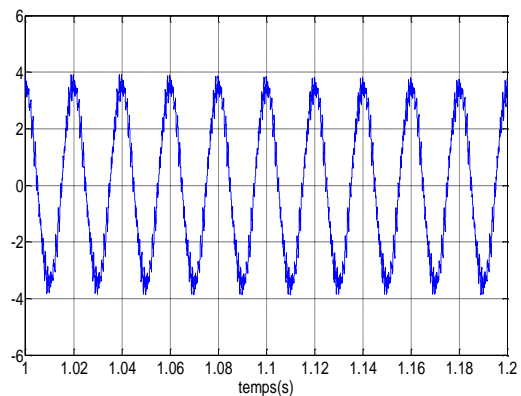
a) Tension de bus continu



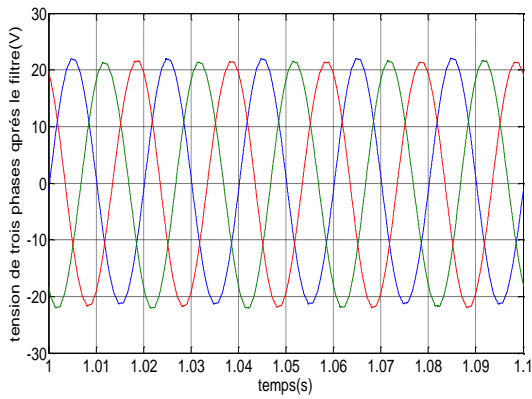
b) Courant de bus continu



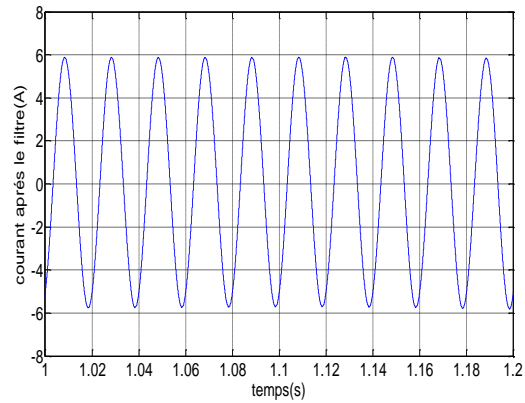
c) Tension avant le filtre



d) Courant avant le filtre



f) Tensions après le filtre



g) Courant après le filtre

Figure III.11 : Résultats de simulation 1 pour une charge RL avec $m=21$ et $L=0.01$ H.

a) Analyse des résultats

La tension V_{DC} se stabilise autour de la tension de référence V_{ref} et le courant du bus continu I_{dc} est très ondulé et ça est dû à l'utilisation de l'onduleur à deux niveaux

Les paramètres de commande de l'onduleur choisis ont imposé aux courants de charge une forme très proche d'une sinusoïde.

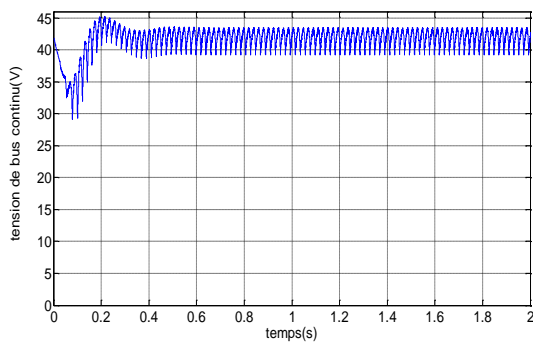
Les tensions après le filtre sont sinusoïdales donc les harmoniques sont atténués et ceci est dû au choix approprié du filtre passe bas utilisé. Ceci témoigne du bon dimensionnement de ce dernier.

On remarque que l'amplitude de la tension après le filtre est inférieure à celle avant le filtre et ça est dû à l'atténuation des harmoniques par ce filtre.

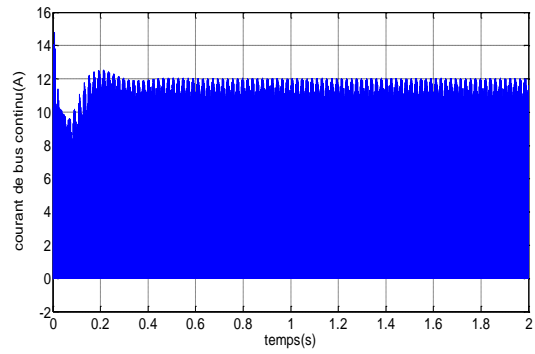
Simulation 2:

Dans cette simulation la charge a été changé tel que $L=1$ mH.

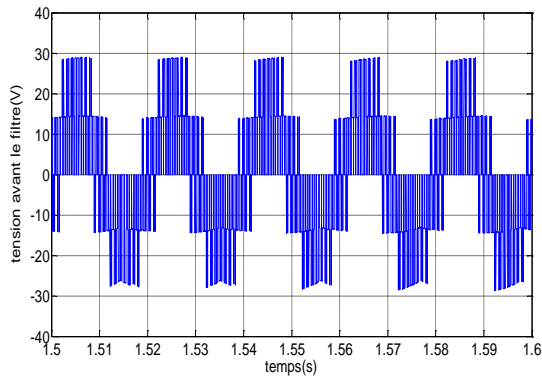
Les résultats de simulation sont présentés sur les figures III.12.



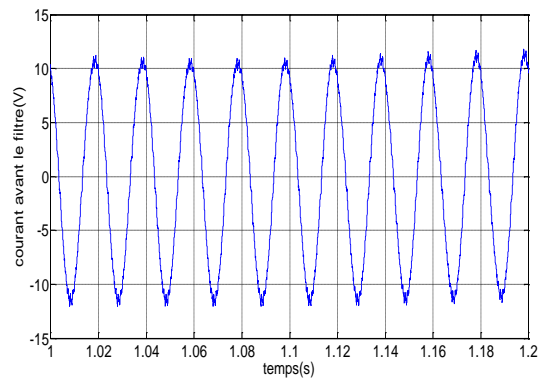
a) Tension de bus continu



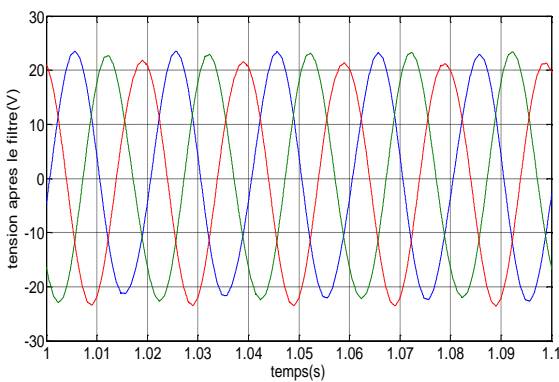
b) Courant de bus continu



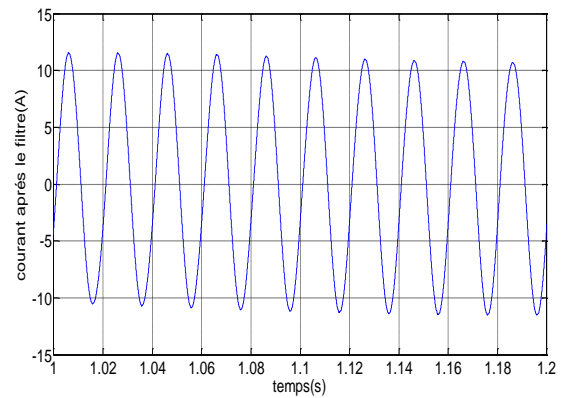
c) Tension avant le filtre



d) Courant avant le filtre



f) Tensions après le filtre



g) Courant après le filtre

Figure III.12 : Résultats de simulation 2 avec $L=1\text{mH}$ et $m=21$.

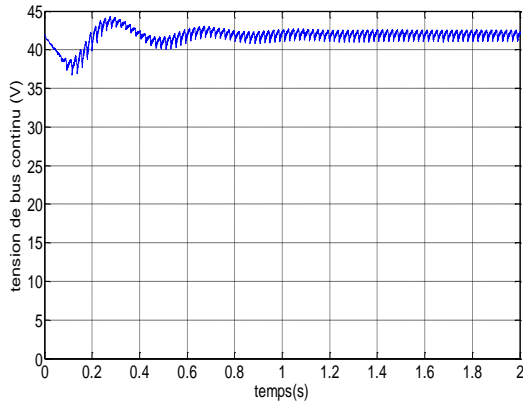
Même remarques que précédemment concernant les grandeurs de sortie obtenues, de plus on remarque l'augmentation du courant qui est due à la diminution de la self.

Aussi on constate une augmentation de l'ondulation de la tension V_{DC} qui est due à l'élévation du courant de charge.

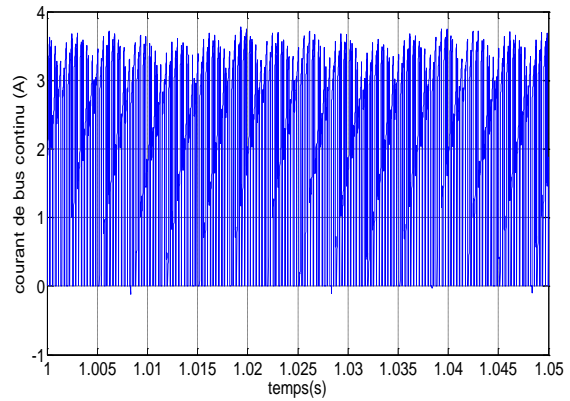
Simulation 3

Dans cette simulation on a changé l'indice de modulation m tel que $m=35$ et on a gardé les mêmes paramètres de la simulation 1 :

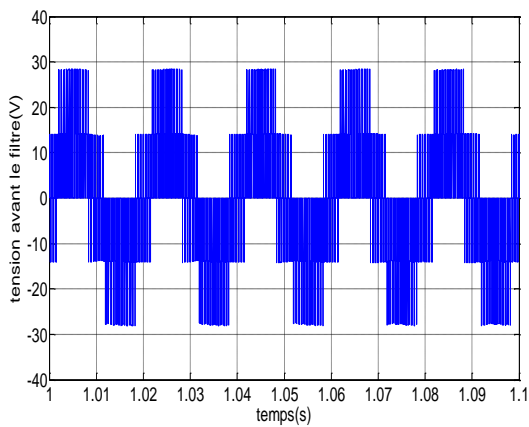
Les résultats de cette simulation sont présentés sur la figure III.13.



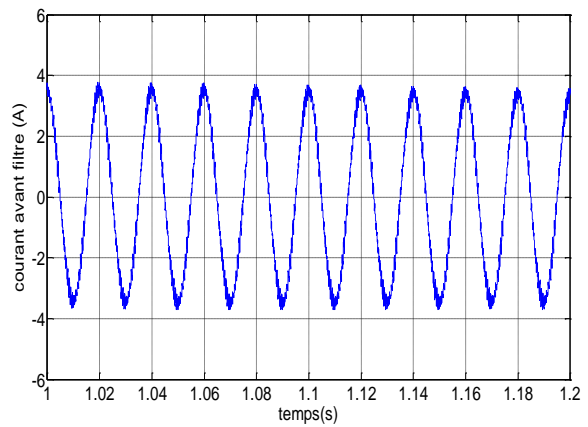
a) Tension V_{DC}



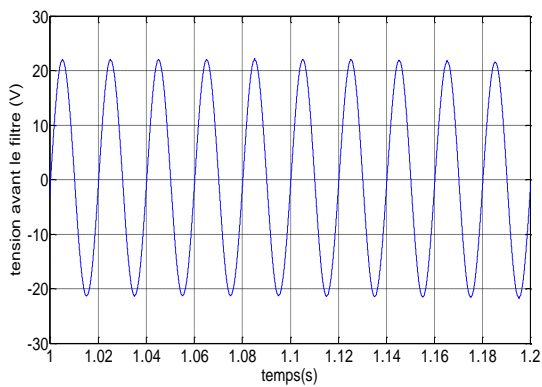
b) Courant de bus



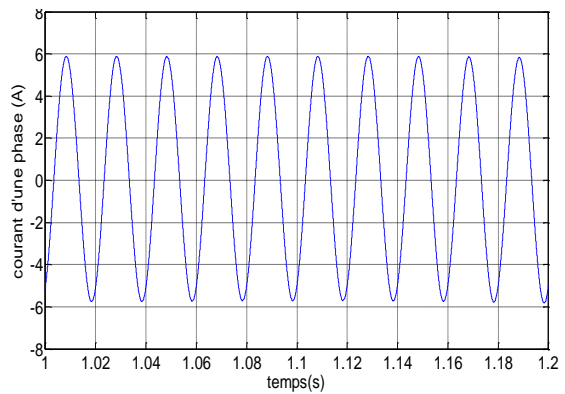
d) Tension avant le filtre



e) Courants avant le filtre



g) Tension après le filtre



g) Courant après le filtre

Figure III.13 : Résultats de la simulation3 avec $m=35$ et $L=10\text{mH}$

Même remarque que la première simulation de plus on remarque que les petites ondulations (les déformations) du courant sont de fréquence plus élevée et ça est due à l'augmentation de l'indice de modulation donc l'ordre des harmoniques principaux a augmenté.

Conclusion

Actuellement la SRG est utilisée en fonctionnement autonome (isolé) pour l'alimentation des zones isolées. Ainsi, dans ce dernier chapitre une étude a été proposée afin de réguler la tension du bus continu pour réguler la puissance de sortie de la SRG. On a étudié deux types d'alimentation, l'alimentation d'une charge R en continu afin de tester notre régulateur (c'est le cas critique), puis l'alimentation d'une charge RL qui est la charge typique dans ces zones à l'aide d'un onduleur à deux niveaux et un filtre basse bas.

CONCLUSION GENERALE

Le travail effectué dans ce projet avait comme objectif la modélisation et l'analyse des performances d'une SRG 12/8 en régime saturé utilisée pour la production de l'énergie électrique, ainsi que l'étude de régulation de la tension de sortie de cette machine.

A cet effet, nous avons proposé deux modèles de la machine en utilisant le Logiciel Matlab/Simulink qui s'est avéré très pratique et très intéressant pour la modélisation des systèmes électriques. La première modélisation de la génératrice a été effectuée en ne tenant pas compte de la saturation de la machine, et en se basant sur un modèle linéaire de l'inductance. Ce modèle simple nous a permis de tester les types d'alimentations et les techniques de régulation et de déterminer les caractéristiques de la SRG.

Un autre modèle tenant compte de la saturation et de la double saillance est proposé celui-ci repose sur la connaissance des caractéristiques électromagnétiques de la machines.

Ce modèle a conduit à des résultats plus réels que ceux obtenus par le modèle non saturé. Ceci est dû à la saturation qui améliore, dans ce cas, la conversion électromagnétique.

L'étude de l'influence des paramètres de commande sur les performances de la SRG nous a permis de choisir des paramètres en faisant un compromis entre les différents critères de performances. Nous avons noté de bonnes performances autour de la vitesse de base.

Enfin, une régulation de la tension de bus continue a été effectuée afin de réguler la puissance de sortie de la machine. Deux types d'alimentation ont été considérées : alimentation continue sur une charge R et une alimentation alternative à travers un onduleur sur une charge RL. Une étude harmonique nous a permis de tester cette régulation la première a été en continu, la seconde d'analyser la qualité de l'énergie transférée.

En perspective, nous proposons :

Améliorer la simulation du modèle non linéaire en associant à la technique look up table la méthode d'interpolation par réseaux de neurones GRNN.

Les ondulations du couple restent importantes malgré le bon choix des angles de commande, il est nécessaire de les minimiser par d'autres méthodes en agissant par exemple sur la conception de la machine elle-même.

Le couplage au réseau utilisant un modèle globale qui tient compte de la turbine éolienne et de son MPPT «Maximum power point tracking » et ainsi que du synchronisateur. Et la commande serait une commande de la vitesse ou de la puissance générée.

Enfin ce travail peut être amélioré en tenant compte de toutes les pertes de la machine dans le calcul des performances en combinant ceci avec un algorithme d'optimisation comme les algorithmes génétiques pour avoir les paramètres de commande optimum les plus précis.

BIBLIOGRAPHIE :

- [1] B. MULLTON, « Historique des machines électromagnétiques et plus particulièrement des machine a reluctance variable », un extrait du rapport d'habilitation, École Normale Supérieure de Cachan, 17 mai 1994, pp5-6-7.
- [2] L.MOREAU, « Modélisation, conception et commande de génératrices a reluctance variable basse vitesse», Thèse de Doctorat, Université de Nantes, 2005.
- [3] M.CHAKIR, « Conception et optimisation de la performance d'une génératrice a reluctance variable », Mémoire (M.Se.) Présenté à la Faculté des études Supérieures de l'Université Laval, 2010.
- [4] M.LIPTAK, V.HRABOVCOVA, P.RAJAJDUS, « Equivalent circuit of switched reluctance generator based on DC series generator », Journal of Electrical Engineering, vol. 59, No 1, 2008, pp 23–28.
- [5] A. RADUN,« Switched reluctance generators and their control», University of Kentucky.
- [6] E. ECHENIQUEE, J.DIXON, R.CARDENAS, R.PENA, « Sensorless control for a switched reluctance wind generator, based on current slopes and neural networks», IEEE VOL. 56, NO. 2009 pp 820.821.
- [7] E.S.ELWAKIL, M.K.DARWISH, « Critical review of converter topologies for switched reluctance motor drives », international review of electrical engineering (I.R.E.E), vol.2, N.1, January-February 2007.
- [8] J. MOUCHOUX , « Etude et réalisation de l'alimentation électronique d'un moteur à reluctance variable pour véhicule électrique- Expérimentation du moteur», Mémoire d'ingénieur CNAM, 18 Oct. 1994.
- [9] H. SAHRAOUI, « Contribution à la modélisation et à l'optimisation d'un système de commande d'un Moteur à Reluctance Variable à Double Denture (SRM) », Thèse de Doctorat, ENP, Décembre 2007.
- [10] D.SUSITRA, E.ANNIE, E. JEBASEELI , S.PARAMASIVAMP, « Switched reluctance generator - modeling, design, simulation, analysis and control A comprehensive review» International Journal of Computer Applications, 2010, pp13.
- [11] A.ARIFIN, I.AL-BAHADLYA, « Switched reluctance generator for variable speed wind energy applications» School of Engineering and Advanced Technology, Massey University, Palmerston North, New Zealand, 2010,pp 30,31.
- [12] T.J.E. MILLER, « Electronic control of switched reluctance machines» by SPEED Laboratory, University of Glasgow 1994.

- [13] F.MESSAI, « Contribution à l'Etude d'une génératrice à réluctance variable » Mémoire magister en Electrotechnique Université Mentouri de Constantine, 2009.
- [14] S. MOUELLEF, « Contribution A l'étude d'une machine a reluctance variable : conception, modélisation & simulation d'une MRVDS 6-4» Mémoire magister en Electrotechnique Université Mentouri de Constantine, 2008.
- [15] S.DJEBARRI, O.DAHMANI, « Analyse des performances et commande d'une SRM utilisée en Altern-Démarreur pour véhicules » , projet de fin d'études, ENP, 2009.
- [16] I. BOLDEA « variable speed generator -switched reluctance generator and their control» par Taylor & Francis Group, LLC, 2006.
- [17] Z.P.PAN , Y. JIN , H.ZHANG, « Study on switched reluctance generator »College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China 2003; PP 594-602.
- [18] J.FAIZ, K.MOAYED-ZADEH, « Design of switched reluctance machine for starter/generator of hybrid electric vehicle», Electric Power Systems, Science Direct, June 2005, pp.153-160.
- [19] M.TAKARLI, Y.NESSAB , « Modélisation et commande par mode glissement d'une MRV utilisée en alterno-démarreur pour véhicule » projet de fin d'études, ENP, 2011.
- [20] R.REDJEM, « Modélisation et optimisation d'une structure de machine à réluctance variable dédiée aux énergies renouvelables », Thèse de Doctorat en sciences en électrotechnique, Université Mentouri de Constantine 2010 .
- [21] A. MOUSSA SIDDOU, I. SOUMANA NOUHOU, « Etude du générateur asynchrone pour l'utilisation dans la production de l'énergie éolienne», projet de fin d'études, ENP, 2007.
- [22] S.GHENNA, D.HADBI, « Qualité de l'Energie Electrique Etude de Cas » projet de fin d'études, ENP, 2011.

Résumé:

L'objectif de ce travail consiste à étudier et commander la génératrice à réluctance variable (SRG). Pour cela, deux modèles sont proposés : Un modèle qui se base sur l'approximation linéaire de l'inductance et un autre modèle plus proche de la réalité qui tient compte de la saturation magnétique. La modélisation et la simulation sont réalisées dans un environnement Matlab/Simulink pour sa flexibilité et ses performances particulières. Différentes techniques d'alimentation de la machine sont considérées. Ensuite une étude des performances de la SRG est effectuée afin de définir les paramètres de commande optimum. Enfin une régulation de la tension de sortie de la SRG est développée pour l'alimentation de deux types de charges .R et RL.

Mots clés : MRV, SRG, modélisation, Simulink, régime saturé, performance, régulation, harmonique.

Abstract

The objective of this work consists to study the Switched reluctance generator SRG. To study the behavior of this machine two models are proposed. A model which is based on the linear approximation of the inductance, another model closer to the reality which takes accounts the magnetic saturation. The software Matlab/Simulink is selected for simulation because of its particular performances and its simplicity. Several techniques of power supply of the machine are brought to focus. Then a study of the performances of the SRG is carried out in order to define the optimum control parameters. Finally a regulation of the output voltage of the SRG is developed and used for the supply of two types of loads.

Key words: SRM, SRG, modeling, saturated mode, performance, regulation, harmonic.

ملخص

يهدف هذا العمل الى دراسة المولد ذو المقاومة المغناطيسية المتغيرة و التحكم فيه. لمحاكاة عمل هذا المولد اقترحنا نموذجين الاول مبني على اساس التقريب الخطي للذاتية اما النموذج الثاني فيراعي التشبع المغناطيسي. استعملنا لذلك برنامج ماتلاب\سيميلينك و ذلك لخصائصه المميزة و لبساطة استعماله. وضحنا عدة تقنيات لتغذية الالة. ثم قمنا بدراسة مختلف خصائص الالة للحصول على زوايا التحكم الامثل. اخيرا قمنا بتعديل التوتر الخارج من الالة واستعملناه في تغذية نوعين من الدارات.

كلمات مفتاحية: المولد ذو المقاومة المغناطيسية المتغيرة, نمذجة, التشبع المغناطيسي, خصائص الالة, تعديل, تذبذب.