

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

Ecole Nationale Polytechnique



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
Ecole Nationale Polytechnique

Département d'Electrotechnique

Projet de Fin d'Etudes

Pour l'obtention du Diplôme

D'Ingénieur d'Etat en Electrotechnique

Présenté par :

BEN ACHOUR Ali & MAKHLOUFI Lamine

Thème

Modélisation et commande de la SRG en régime saturé

Soutenu le 25 Juin 2012 devant le jury composé de :

Président : **Pr. R. IBTIOUEN**

Examineur : **Pr. O.TOUHAMI**

Promoteurs : **Dr. H. SAHRAOUI**

Pr. M.O. MAHMOUDI

juin 2012

Ecole Nationale Polytechnique 10, Avenue Hassen Badi PB 182 El Harrach 16200, Alger Algérie

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 :

A qui puis-je dédier cet humble travail si ce n'est à mes très chers parents « Que Dieux me les protègent », dont la tendresse, l'amour, la patience, le soutien, l'aide et les encouragements sont les raisons de ma réussite. Sans eux, je ne serais pas ce que je suis aujourd'hui.

A mes très chères frères et sœurs à qui je souhaite plein de réussite dans l'avenir.

A MON BINOME Lamine.

A tous les membres de ma famille, mes oncles, mes tentes et tous ceux qui me reconnaîtront.

A mes camarades Hocine, Tarek ECHAWI, Oussama, Hamza, youcef.....

A tous ceux qui m'aiment et mon soutenu de prêt ou de loin et tous ceux qui j'aime.

ALJ

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 tantes 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

Résumé:

L'objectif de ce travail consiste à étudier et commander la génératrice à réluctance variable appelée SRG. Pour cela, deux modèles sont proposés. Un modèle qui se base sur l'approximation linéaire de l'inductance, un autre modèle plus proche de la réalité qui tient compte de la saturation magnétique. Le logiciel Matlab/Simulink est choisi pour la simulation grâce à ces performances particulières et sa simplicité. Différentes techniques d'alimentation de la machine sont mises en évidence. 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 et utilisée pour l'alimentation de deux types de charges.

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.

TABLE DES MATIERES

INTRODUCTION GENERALE.....	1
CHAPITRE I: ETUDE GENERALE DE LA SRG	3
INTRODUCTION.....	3
I.1 GENERALITES SUR LA SRM.....	3
I.1.1 Historique	3
I.1.2 Avantages et inconvénients de la SRM.....	5
I.2 STRUCTURE DE LA MACHINE.....	6
I.3 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT D'UNE SRM	7
I.3.1 Production du couple dans la machine à reluctance variable.....	9
I.3.2 L'influence de la saturation sur la puissance électromagnétique.....	10
I.3.3 Principe de fonctionnement de la SRM en génératrice	11
I.3.4 Equations générales de la SRM.....	13
I.4 ALIMENTATION DE LA SRG.....	15
I.4.1 Modes d'excitation de la SRG	15
I.4.2 Structure du convertisseur	16
I.4.3 Les stratégies d'alimentation.....	18
I.4.3.1 Alimentation en plein onde	18
I.4.3.2 Alimentation par hystérésis	18
I.4.3.3 Alimentation par la technique de la PWM.....	21
I.5 COMMANDE DE LA GENERATRICE A RELUCTANCE VARIABLE	22
I.5.1 Commande avec capteur	22
I.5.2 Commande sans capteur.....	23
CHAPITRE II: MODELISATION ET SIMULATION DE LA SRG EN FONCTIONNEMENT NON SATURE.....	26
INTRODUCTION.....	26
II.1 MODELISATION DE CONVERTISSEUR.....	26
II.2 MODELISATION DE LA SRG 12/8.....	27
II.2.1 Modèle linéaire de la SRG	28
II.2.2 Modèle linéaire de l'inductance	28
II.2.3 Équations électromécaniques	29
II.2.3.1 Équation dynamique.....	30
II.2.4 Modèle analytique de la SRG.....	30
II.3 SIMULATION DU FONCTIONNEMENT DE LA SRG EN REGIME PERMANENT.....	30
II.3.1 Simulation du fonctionnement en pleine onde (grande vitesse).....	31
II.3.1.1 Pour une seule phase.....	31
II.3.1.2 Pour les trois phases	37
II.3.2 Simulation du fonctionnement pour une alimentation tension régulé en courant (faibles vitesses)	41
II.3.2.1 Alimentation par hystérésis	41
II.3.2.2 Alimentation par PWM	48

II.3.2.3	Analyse des résultats de la régulation du courant	51
CONCLUSION		52
CHAPITRE III: MODELISATION ET SIMULATION DE LA SRG EN FONCTIONNEMENT SATURÉ.....		53
INTRODUCTION.....		53
III.1 CARACTERISTIQUES DE LA MACHINE.....		54
III.2 MODELE SIMULINK UTILISE.....		55
III.2.1	Equations de la tension et du couple électromagnétique en régime Saturé.....	55
III.2.2	Hypothèses	56
III.2.3	Modèle du courant et FEM.....	56
III.2.4	Modèle global de la machine.....	57
III.3 SIMULATION.....		59
III.3.1	Alimentation plein onde	59
III.3.1.1	Pour une phase.....	59
III.3.1.2	Pour les trois phases	60
III.3.2	Simulation du fonctionnement par régulation des courants (faibles vitesses)	62
III.3.2.1	Alimentation par hystérésis	62
III.3.2.2	Alimentation par PWM	70
CONCLUSION		73
CHAPITRE IV: ETUDE DES PERFORMANCES DE LA SRG DANS LE REGIME SATURÉ.....		74
INTRODUCTION.....		74
IV.1 INFLUENCE DE θ_{on} ET θ_{off} SUR LES CARACTERISTIQUES DE LA SRG.....		74
IV.1.1	Influence de θ_{off}	74
IV.1.2	Influence de θ_{on}	75
IV.1.2.1	L'influence de la vitesse, de θ_{on} et de θ_{off} sur les performances de la SRG	76
IV.2 L'INFLUENCE DE LA VITESSE		77
IV.3 INFLUENCE DE θ_{on} ET θ_{off} SUR LES PERFORMANCES DE LA SRG.....		78
IV.3.1	Influence de θ_{off}	78
IV.3.2	L'influence de θ_{on}	79
IV.4 INFLUENCE SIMULTANEE DES DIFFERENTS PARAMETRES.....		81
IV.4.1	Influence simultanée de la vitesse et de θ_{off}	81
IV.4.2	Influence de θ_{on} et θ_{off} simultanée.....	83
IV.4.2.1	Cas de pleine onde.....	83
IV.4.2.2	Cas de régulation par hystérésis.....	88
IV.4.2.3	Cas de régulation par PWM.....	91
IV.5 TABLEAU DE PERFORMANCE.....		94
CONCLUSION		94

CHAPITRE V: COMMANDE DE LA SRG EN REGIME SATURÉ	95
INTRODUCTION.....	95
V.1 REGULATION DE LA TENSION DU BUS CONTINU	95
V.1.1 Calcul du régulateur PI pour la tension du bus continu	96
V.2 ALIMENTATION D'UNE CHARGE RESISTIVE R PAR UNE TENSION CONTINUE (V_{DC}).....	97
V.2.1 Modèle de Simulink	97
V.2.2 Résultat de simulation	98
V.2.2.1 Simulation1	98
V.2.2.2 Simulation 2.....	100
V.2.2.3 Simulation 3.....	102
V.3 ALIMENTATION D'UNE CHARGE RL PAR UNE TENSION ALTERNATIVE	103
V.3.1 Modélisation du système	104
V.3.1.1 Onduleur triphasé à deux niveaux	104
V.3.1.2 Modèle du filtre :.....	107
V.3.2 Modèle Simulink utilisé	109
V.3.3 Résultat de simulation	111
V.3.3.1 Simulation1 :	111
V.3.3.2 Simulation 2:	114
V.3.3.3 Simulation 3.....	116
V.4 ANALYSE HARMONIQUE	119
V.4.1 Etude des spectres d'harmoniques	120
V.4.1.1 Pour la simulation 1	120
V.4.1.2 Pour la simulation 2.....	122
V.4.1.3 Pour la simulation 3.....	124
V.4.2 Taux de distorsion (Facteur de distorsion).....	126
CONCLUSION	128
CONCLUSION GENERALE.....	129
BIBLIOGRAPHIE :	131

Liste des symboles :

SRM : Swiched Reluctance Machine.

SRG : Switched Reluctance Génératrice.

MRV : machines à réluctance variable

Ns : nombre de dents statorique.

Nr : nombre de dents rotorique.

V_{DC} : Tension de bus continue

i : courant par phase.

Δi : bande de hachage en hystérésis.

fém,e : fem induite totale.

fmm, F : force magnétomotrice

R : résistance d'une phase.

N, n : nombre de spire par phase.

Φ : flux d'une spire par phase.

Ψ : flux total de toutes les spires par phase.

L1, 2,3 : inductance des phases 1,2 et 3.

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

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

Ω : La vitesse de rotation de la machine.

θ_m : angle mécanique.

θ_{on} , tetaon : angle d'alimentation.

θ_{off} , tetaoff: angle d'extinction.

Ω_b : vitesse de base.

Delta : angle de décalage.

P_r : nombre de pôles du rotor.

T_C : Couple moteur,

T_{em} : Couple électromagnétique.

f_r : Coefficient de frottement.

j : Moment d'inertie de rotor de la machine.

Wexc : Puissance d'excitation.

Wgen:Puissance généré.

ε : La pénalité.

Wgenc : Puissance générée vers la charge (puissance utile).

ond : L'ondulation du couple.

I_{dc} : courant de bus continu.

β_s : les arcs de la dent statorique.

β_r : les arcs du de la dent rotorique.

W_m : Énergie mécanique.

W_C : coénergie.

m : indice de modulation.

r : taux de modulation.

THD% : Taux de distorsion.

D% : Taux global de distorsion.

H_n% : Taux individuel d'harmoniques.

Y_n : valeur efficace de l'harmonique de rang n.

PWM : Pulse Width Modulation.

MLI : Modulation de la Largeur d'Impulsion.

IGBT: Insulated Gate Bipolar Transistor.

LISTE DES FIGURES

Figure I.1 : Premiers moteurs à réluctance variable à double saillance (années 1920).....	4
Figure I.2: Structure de la SRM 6/4 triphasé.....	7
Figure I.3 : MRV élémentaire.	7
Figure I.4 : Position d'opposition.....	8
Figure I.5 : Position de conjonction.	8
Figure I.6: Deux fonctionnements de la MRV.	8
Figure I.7 : Principe d'alimentation.....	9
Figure I.8: Effet de la saturation sur la puissance électromagnétique.....	11
Figure I.9 : Schéma général d'une SRG.....	11
Figure I.10 : Phase de magnétisation.....	12
Figure I.11 : Phase de génération.	12
Figure I.12 : Valeurs typiques de phase de SRG pendant un cycle de fonctionnement.....	13
Figure I.13: la SRG à excitation séparée.	15
Figure I.14 : Auto excitation mode.....	16
Figure I.15 : Phase du convertisseur	16
Figure I.16 : Structure en demi-pont en H. asymétrique demi pont H.	16
Figure I.17 : (a) phase d'excitation,(b) phase de génération.	17
Figure I.18 : Forme du courant dans une phase.....	17
Figure I.19 : Alimentation en pleine onde	18
Figure I.20 : Alimentation par hystérésis (soft chopping).....	20
Figure I.27 : Alimentation par hystérésis à trois niveaux (hard chopping).	21
Figure I.28 : Alimentation avec PWM stratégie.....	21
Figure I.23 : Exemple de commande numérique de la SRG, avec capteur de position.	22
Figure I.24 : Commande sans capteur de la SRG.....	23
Figure I.25 : Structure de commande d'une SRG avec capteur et avec régulation de vitesse...24	
Figure I.26 : Structure de commande d'une SRG avec régulation de puissance fournie par la SRG.	24
Figure II.1 : Modèle du convertisseur.	26
Figure II.2 : (a) Définition de la position du rotor, (b) Inductance en fonction de position du rotor.	28
Figure II.3 : Approximation linéaire de l'inductance des trois phases de la SRG en fonction de la position.	29
Figure II.4: Modèle Simulink linéaire d'une phase de la SRG.	31
Figure II.5 : Bloc paramètre	32
Figure II.6: Bloc phase modèle	32
Figure II.7: Résultats de Simulation du fonctionnement en pleine onde pour $\Omega= 150$ tr/min et $\Omega=173$ tr/min et $\Omega= 250$ tr/min pour le modèle numérique.....	33
Figure II.8 : Résultats de Simulation du fonctionnement en pleine onde pour $\Omega= 150$ tr/min et $\Omega=173$ tr/min et $\Omega= 250$ tr/min pour modèle analytique.	34
Figure II.9: Comparaison entre les deux modèles numérique et analytique Pour $\Omega = 150$ tr/min et $\Omega= 250$ tr/min	36
Figure II.10: Modèle Simulink de trois phases dans le cas linéaire.	37
Figure II.11: Résultats de Simulation du fonctionnement en pleine onde pour $\Omega= 150$ tr/min et $\theta_{on} = 17.5^\circ$, $\theta_{off} = 28^\circ$	39
Figure II.12 : Résultats de Simulation du fonctionnement en pleine onde pour $\Omega = 250$ tr/min et : $\theta_{on} = 17.5^\circ$, $\theta_{off} = 28^\circ$	40
Figure II.13: Modèle du générateur de signal hystérésis.....	41

Figure II.14 : Simulation du fonctionnement par régulation de courant, hystérésis hard chopping, $\Omega = 100$ tr/min , $I_{ref}=60A$, $\Delta I_{ref} = 2A$	43
Figure II.15 : Simulation du fonctionnement avec régulation des courants, hystérésis hard chopping pour $\Omega = 100$ tr/min , $I_{ref}=100A$, $\Delta I_{ref} = 2A$	44
Figure II.16: Simulation du fonctionnement par régulation des courants hystérésis hard chopping, pour $\Omega = 70$ tr/min et $I_{ref}=100A$	45
Figure II.17 : Simulation du fonctionnement par régulation des courants, hystérésis soft chopping pour $\Omega = 100$ tr/min et $I_{ref}=100A$	47
Figure II.18 : Simulation du fonctionnement par régulation des courants, hystérésis soft chopping pour $\Omega = 70$ tr/min et $I_{ref}=100A$	48
Figure II.19 : Modèle du régulateur de courant, alimentation par PWM.....	49
Figure II.20 : Simulation du fonctionnement avec régulation des courants, PWM pour $\Omega = 100$ tr/min et $I_{ref}=100A$	50
Figure II.21 : Simulation du fonctionnement avec régulation des courants, PWM pour $\Omega = 70$ tr/min et $I_{ref}=100A$	51
Figure III.1 : Caractéristiques magnétiques de la machine.....	54
Figure III.2: caractéristique du couple électromagnétique 3D.....	55
Figure III.3 : caractéristique du couple électromagnétique 2D	55
Figure III.4 : Bloc Simulink 'phase' du courant et FEM.....	57
Figure III.5 : Bloc Simulink de SRG.....	58
Figure III.6 : 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.....	59
Figure III.7 : Résultats de simulation plein onde pour $\Omega=150$ tr/min ,.....	61
Figure III.8: Résultats de simulation plein onde pour $\Omega=250$ tr/min , $\theta_{on} = 17.5^\circ$, $\theta_{off} = 28^\circ$ en régime saturé.....	62
Figure III.9 : Résultats de simulation hard chopping pour $\Omega=100$ tr/min et $I_{ref}=100A$, $\theta_{on} = 20^\circ$, $\theta_{off} = 38^\circ$	63
Figure III.10 : Résultats de simulation Hard chopping pour $\Omega=100$ tr/min et $I_{ref}=100A$ $\theta_{on} = 20^\circ$, $\theta_{off} = 38$ pour les trois phases en régime saturé.....	64
Figure III.11 : Résultats de simulation Hard chopping pour $\Omega=100$ tr/min et $I_{ref}=60A$, $\theta_{on} = 20^\circ$, $\theta_{off} = 38$ pour les trois phases en régime saturé.	65
Figure III.12 : Résultats de simulation Hard chopping pour $\Omega=100$ tr/min et $I_{ref}=100A$, $\theta_{on} = 20^\circ$, $\theta_{off} = 38$ pour les trois phases en régime saturé.	66
Figure III.13 : Résultats de simulation soft chopping pour $\Omega=100$ tr/min et $I_{ref}=100A$, $\theta_{on} = 20^\circ$, $\theta_{off} = 38$ pour les trois phases en régime saturé.	67
Figure III.14 : résultats de simulation soft chopping pour $\Omega=100$ tr/min et $I_{ref}=100A$ $\theta_{on} = 20^\circ$, $\theta_{off} = 38$ pour trois phases en régime saturé.....	68
Figure III.15 : Résultats de simulation soft chopping pour $\Omega=70$ tr/min avec $I_{ref}=100A$, $\theta_{on} = 20^\circ$, $\theta_{off} = 38$ en régime saturé.....	69
Figure III.16 : Résultats de simulation technique PWM pour $\Omega=100$ tr/min, $I_{ref}=100A$, $\theta_{on} = 20^\circ$, $\theta_{off} = 38^\circ$ en régime saturé.....	70
Figure III.17 : 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	71
Figure III.18: Résultats de simulation PWM pour $\Omega=70$ tr/min. et $I_{ref}=100A$ $\theta_{on} = 20^\circ$, $\theta_{off} = 38^\circ$ pour les trois phases en régime saturé.	73
Figure IV.1 : Influence de θ_{off} sur les forme de différentes paramètres de la machine pour $\Omega = 150$ tr/min, $\theta_{on} = 19^\circ$, $V=42V$	75
Figure IV.2 : Influence de θ_{on} sur les forme de différentes paramètres de la machine pour ...	76

Figure IV.3 : Influence de la vitesse sur les performances de la SRG, pour $\theta_{on} = 21^\circ$, $\theta_{off} = 30.5^\circ$	77
Figure IV.4 : Influence de θ_{off} sur les performances de la SRG, $\theta_{on} = 21.5^\circ$,	79
Figure IV.5 : Influence de θ_{off} sur les performances de la SRG pour	80
Figure IV.6 : Influence simultanée de θ_{off} et de la vitesse sur les performances de la SRG pour $\theta_{on} = 21.5^\circ$	82
Figure IV.7 : Influence simultanée de θ_{off} et de θ_{on} sur les performances de la SRG pour la vitesse 150tr/min.	85
Figure IV.8 : Influence simultanée de θ_{off} et de θ_{on} sur les performances de la SRG pour la $\Omega = 200$ tr/min.....	87
Figure IV.9 : influence simultanée de θ_{off} et de θ_{on} sur les performances de la SRG vitesse 100tr/min régulation hystérésis hard chopping avec $\theta_{on} < 21^\circ$	89
Figure IV.10:Influence simultanée de θ_{off} et de θ_{on} sur les performances de la SRG .pour la vitesse 100tr/min régulation par hystérésis hard chopping $\theta_{on} \geq 21^\circ$	90
Figure IV.11 : Influence simultanée de θ_{off} et de θ_{on} sur les performances de la SRG pour la vitesse 100tr/min régulation par PWM.....	93
Figure V.1 : Schéma de régulation équivalent.	96
Figure V.2 : Modèle d'alimentation d'une charge R avec la tension V_{DC}	97
Figure V.3 : Sous bloc simulink load	98
Figure V.4 : Résultats de simulation pour $R_{dc} = 2 \Omega$, $k_p=1.03$ et $T_i= 32.62$ s.....	99
Figure V.5 : Résultats de simulation 2 pour $R_{dc}=2 \Omega$, $K_p=2.51$	101
Figure V.6 : Résultats de simulation 3 pour $R_{dc}=5 \Omega$	103
Figure V.7: Alimentation d'une charge RL	103
Figure V.8 : Onduleur triphasé a deux niveaux.....	104
Figure V.9 : Interrupteur bidirectionnel équivalent de la paire transistor-diode.....	104
Figure V.10 : modèle Simulink d'un onduleur a deux niveaux.....	106
Figure V.11 : Résultats de simulation pour $m = 20$ et $r= 0.6$	107
Figure V.12 : Filtre (LC).	108
Figure V.13 : Modèle Simulink global de la SRG pour une charge RL.	111
Figure V.14 : Résultats de simulation 1 pour une charge RL avec $m=21$ et $L=0.01$ H.	113
Figure V.15 : Résultats de simulation 2 avec $L=1$ mH et $m=21$	116
Figure V.16 : Résultats de la simulation3 avec $m=35$ et $L=10$ mH	119
Figure V.17: Spectres d'harmoniques de la tension et du courant avant le filtre pour la simulation1 ($m=21$)	121
Figure V.18: Spectres d'harmoniques de la tension et du courant après le filtre pour la simulation 1 pour $m=21$	122
Figure V.19 : Spectres d'harmoniques du courant et de la tension avant le filtre pour la simulation2 pour $m=21$	123
Figure V.20: Spectres d'harmoniques de la tension et du courant après le filtre pour la simulation 2 pour $m=21$	123
Figure V.21: Spectres d'harmoniques du courant et de la tension pour une phase avant le filtrage pour $m= 35$	124
Figure V.22: Spectre d'harmoniques du courant et de la tension pour une phase après le filtrage pour $m= 35$	125

LISTE DES TABLEAUX

Tableau I.1: Etat des interrupteurs et de la tension.....	16
Tableau I.2 : Etat des interrupteurs pour la stratégie soft chopping	19
Tableau I.3:Etat des interrupteurs pour la stratégie hard chopping.....	20
Tableau II.1 : Etats de conduction des composants.....	27
Tableau IV.1:les angles d'allumage optimaux.....	94
Tableau V.1 : Valeurs moyennes des differentes puissances et le rendement pour la simulation1	99
Tableau V.2 : Valeurs moyennes des differentes puissances et le rendement pour la simulation2	101
Tableau V.3 : Valeurs moyennes des différentes puissances et le rendement pour la simulation3	103
Tableau V.4: Taux de distorsion obtenus pour la simulation1	126
Tableau V.5: Taux de distorsion obtenus pour la simulation1	126
Tableau V.6: Taux de distorsion obtenus pour la simulation3	127

INTRODUCTION GENERALE

Après presque deux siècles passés dans l'oubli, la SRM revient en force pour prendre sa place à côté des autres machines. En effet, 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, font que la machine à reluctance variable est devenue une concurrente des machines à champs tournants et à aimants, du moins dans certaines applications industrielles.

La SRG présente un grand intérêt dans les applications caractérisées par de larges zones de fonctionnement dans la caractéristique couple-vitesse. Les systèmes d'alimentation dans les avions et les automobiles hybrides sont généralement caractérisés par leur fonctionnement à grandes vitesses. Par contre, la production de l'énergie électrique à partir des éoliennes par exemple, est caractérisée par des fonctionnements à basses 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 les températures élevées. La SRG est aussi utilisé 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.

Dans le deuxième chapitre, la modélisation de la SRG en régime non saturé est proposé en utilisant l'environnement Matlab Simulink. Le modèle basé sur le modèle linéaire de l'inductance tient compte du fonctionnement à faible vitesse et à grandes vitesses correspondant respectivement à l'alimentation régulée en courant et à l'alimentation en pleine onde.

Le troisième 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.

Dans le quatrième chapitre, les performances de la SRG en régime saturé sont présentées après une étude de l'influence des paramètres de commande sur ces performances. Une recherche des paramètres d'alimentation et de commande pour un fonctionnement optimal de la SRG est effectuée.

Au cinquième chapitre, la régulation de la tension du bus continu de la machine est réalisé et appliqué à deux différentes charges : une charge R en continue, 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 présenté.

I.1 Généralités sur la SRM

I.1.1 Historique

Avant d'aborder l'étude de la SRG il nous est apparu nécessaire de présenter l'histoire et l'évolution dans le temps de ce genre de structure.

En 1842 DAVIDSON, utilise un des premiers moteurs tournants à réluctance variable pour entraîner à 4 miles/heure (soit environ 6 km/h) un véhicule ferroviaire de 6 tonnes entre Edinburgh et Glasgow ; il s'agit sans doute de la première locomotive électrique.

Il semble que les premières structures à double saillance, telles que nous les connaissons aujourd'hui, soient apparues dans les années 1920. Un article de 1927 sur les applications de l'électricité dans les bateaux de guerre décrit un moteur de type 6/4 pareil à ceux que nous étudions actuellement. Il était utilisé comme transmetteur de mouvement entre deux points éloignés

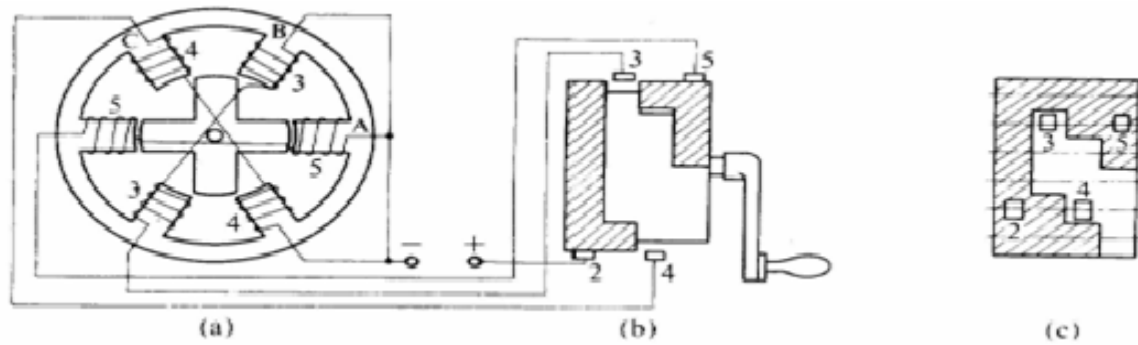


Figure I.1 : Premiers moteurs à réluctance variable à double saillance (années 1920).

Dans les années 1960, en Angleterre, on s'intéressa de nouveau à ces moteurs ; ce fut probablement le point de départ des travaux des équipes de plusieurs universités anglaises, notamment celles de Leeds (Professeur Peter J. **LAWRENSON** ...) et Nottingham. Ensuite, sont apparus les moteurs synchrones à réluctance variable à rotor segmenté, à barrières de flux et à rotor axialement laminé : ces techniques avaient pour but d'augmenter le rapport de saillance et, par-là, le facteur de puissance et les performances. À la même époque, naissait en France, avec les frères **JARRET**, un nouvel engouement pour les moteurs à réluctance variable Vernier à grand nombre de dents et fort couple massique : ces moteurs semblaient particulièrement adaptés à la réalisation d'entraînements directs à basse vitesse, par exemple, pour des roues de véhicules électriques... Quant au moteur à réluctance variable à double saillance autocommuté, le terme équivalent anglo-saxon : "Switched Reluctance Motor" semble être apparu en 1969 ; c'est aujourd'hui le terme employé dans la littérature scientifique internationale pour qualifier ces machines. Plusieurs laboratoires universitaires français, dont le LÉSiR, ont travaillé récemment dans le domaine des machines à réluctance variable à double saillance à alimentation électronique. En 1994, plusieurs industriels en commercialisent, ce sont Allenwest Ltd. Au Royaume Uni, Sicme Motori en Italie. Les applications envisagées aujourd'hui sont les entraînements industriels à vitesse variable, et celles potentielles sont certains accessoires automobiles et électroménagers, les démarreurs-alternateurs de turbines (aéronautiques)... [1]

Notons enfin, que, durant ce siècle, les performances des machines électriques se sont considérablement améliorées grâce aux progrès des matériaux (surtout isolants et magnétiques), à une meilleure optimisation permise par l'accroissement des moyens de calcul et, enfin, par l'utilisation de fréquences plus élevées (électronique de puissance). [1]

I.1.2 Avantages et inconvénients de la SRM

a. Les avantages

- Structure rotorique simple, robuste, sans bobinages ni conducteurs rotoriques ou aimants permanents.
- Les bobines du stator sont concentrées donc ils sont simple à réparer en cas de panne.
- Couple commençant élevé sans problème du courant de montée subite.
- Du point de vue mécanique, le moment d'inertie d'une MRV est faible, typiquement la moitié de celui d'une machine asynchrone avec le même rayon externe du rotor. Ce qui permet une accélération élevée. Du point de vue thermique, les pertes rotoriques faibles conduisent à un simple système de refroidissement.
- Excellentes performances dans des environnements extrêmes. Elles sont souhaitables pour des Applications à haute température, haute vitesse.
- Grande capacité de surcharge de courte durée. Ceci est limité seulement par la température maximale dans les bobines et la saturation magnétique des matériaux magnétiques. Par conséquent, elles peuvent produire de hauts couples de démarrage ou/et de l'accélération.
- Potentiellement, faible coût de fabrication et de maintenance, malgré l'exigence relativement élevée de la fabrication due à leurs faibles épaisseurs de l'entrefer.
- Fonctionnement dans une large plage de puissance constante. Leurs efficacités peuvent être maintenues au-delà de la vitesse de base. Par conséquent, elles ont les aptitudes pour les applications telles que les véhicules hybrides ou électriques.
- Alimentation de chaque phase est indépendante pour les MRV conventionnelles. L'ouverture ou le court-circuit d'une phase influence peu les autres phases. Ainsi, la fiabilité d'une MRV est élevée.
- Le couple produit par la machine est indépendant de la polarité du courant d'alimentation de phase, permettant l'utilisation d'un convertisseur de puissance simplifié avec un nombre réduit de commutateurs de puissance [13].

b. Les inconvénients

- L'ondulation de couple, les vibrations ainsi que les bruits acoustiques relativement plus élevés que les machines asynchrones et les machines à aimants permanents. Mais il y a heureusement déjà plusieurs méthodes de compensations actives ou passives pour diminuer les vibrations et les bruits acoustiques.

- Alimentations en courant unidirectionnel est préférable dans les MRV conventionnelles, ce qui nécessite souvent des convertisseurs non-standards. Pourtant, pour différentes applications, des convertisseurs bipolaires (demi-pont ou pont complet) ont aussi vu le jour.
- Le bon fonctionnement à faible vitesse demande un profil complexe de l'onde du courant et des mesures précises de la position du rotor.
- L'énergie stockée due à l'inductance extrêmement élevée d'enroulement doit être enlevée après l'excitation. Par conséquent, une longue période d'énergie-déplacement est habituellement exigée, limitant le courant max à une gamme relativement basse.
- Une commande de SRM exige une sonde de position intégrée ou extérieur au rotor pour la commutation et la commande du courant. Toutes les erreurs en position de rotor peuvent mener à l'échec de la commande. La sonde de position, cependant, ajoute non seulement la complexité, le coût, et la taille au système d'entraînement de totalité, mais cause également la limitation pour des applications industrielles [2] [13].

I.2 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 machines 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

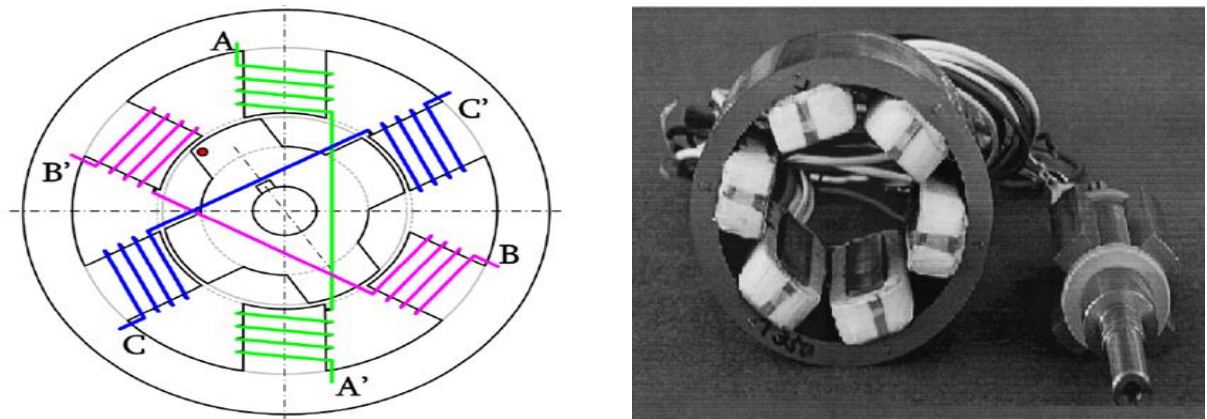


Figure I.2: Structure de la SRM 6/4 triphasé.

I.3 Principe de fonctionnement d'une SRM

Le principe de fonctionnement de la SRM est similaire à celui des machines à réluctance variables en général. Il peut être décrit à partir de la structure monophasée élémentaire représentée sur la figure I.3. Il s'agit d'un circuit magnétique simple constitué de deux pièces ferromagnétiques, l'une fixe (stator) comportant un enroulement à N spires parcourues par un courant i et l'autre mobile (rotor) autour d'un axe fixe.

Le flux magnétique créé par les ampères-tours (Ni) oscille entre 2 valeurs extrêmes correspondant aux 2 positions :

- une position d'opposition (figure I.4) dans laquelle le circuit magnétique présente une réluctance maximale, ou une inductance minimale.
- une position de conjonction (figure I.5) dans laquelle le circuit magnétique présente une réluctance minimale, ou une inductance maximale.

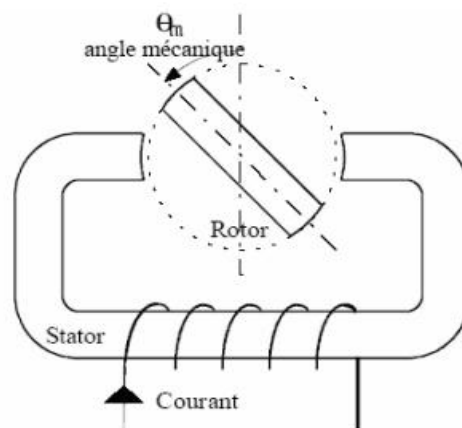


Figure I.3 : MRV élémentaire.

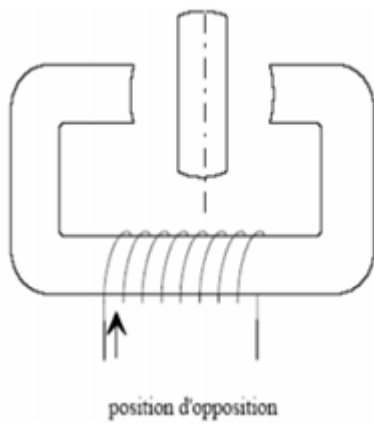


Figure I.4 : Position d'opposition

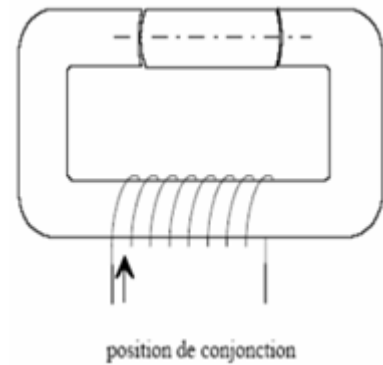


Figure I.5 : Position de conjonction.

Entre la position de conjonction et d'opposition l'inductance est croissante dans un sens de déplacement de la pièce ferromagnétique et décroissante dans l'autre sens. L'alimentation de la machine lors de la phase croissante ou décroissante d'inductance donnera le régime de fonctionnement souhaité (figure I.6): [13].

- moteur ($T_e > 0$) sur la phase croissante de l'inductance $\frac{dL(\theta,i)}{d\theta} > 0$
- générateur ($T_e < 0$) sur la phase décroissante de l'inductance $\frac{dL(\theta,i)}{d\theta} < 0$ [13].

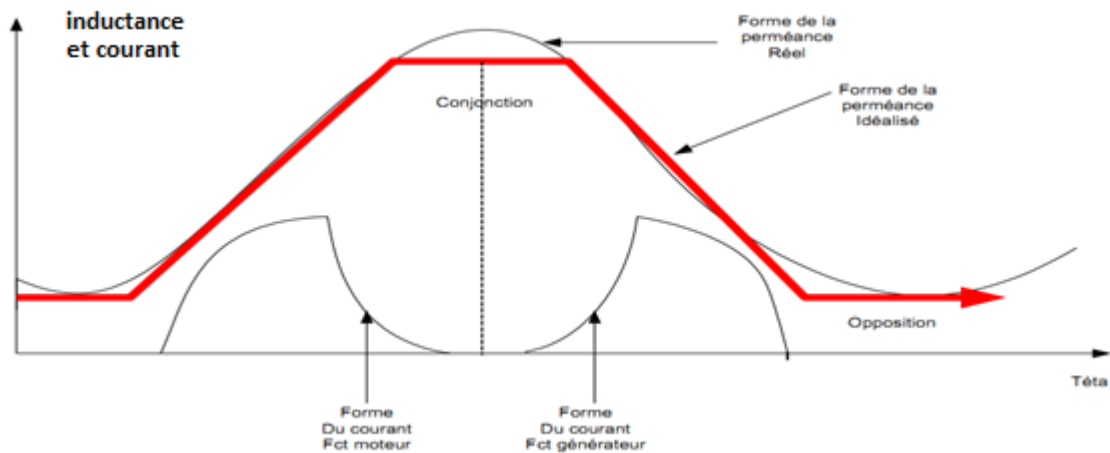


Figure I.6: Deux fonctionnements de la SRM.

Dans le cas d'une machine polyphasé, afin d'assurer un mouvement continu du rotor, les phases sont alimentés successivement. La figure I.7 illustre ce principe pour une SRM triphasée 6/4 [8].

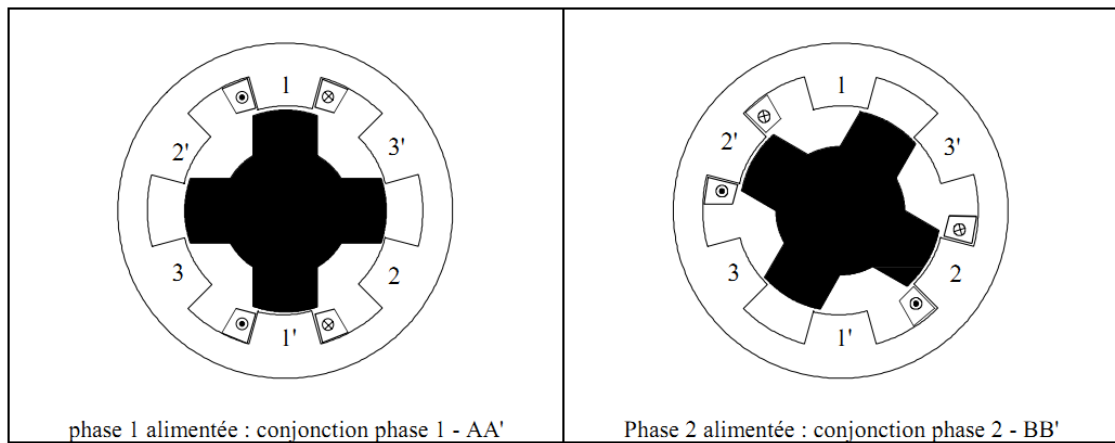


Figure I.7 : Principe d'alimentation.

- Phase 11' alimentée : le rotor se positionne dans une position de réluctance minimale par rapport à la phase 1. Les phases 2 et 3 sont en position de réluctance maximale.
- phase 22' alimentée : le rotor se déplace dans une autre position de réluctance minimale par rapport à la phase 2, les phases 1 et 3 sont en position de réluctance maximale.

Ainsi l'alimentation successive des phases selon la séquence 1, 2, et 3 conduit à un déplacement du rotor dans un sens. Un changement dans l'ordre d'alimentation des phases, par exemple alimentation 1, 3, 2 inversera le sens de rotation du moteur [8].

I.3.1 Production du couple dans la machine à réluctance 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 :

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

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

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.3.2 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.

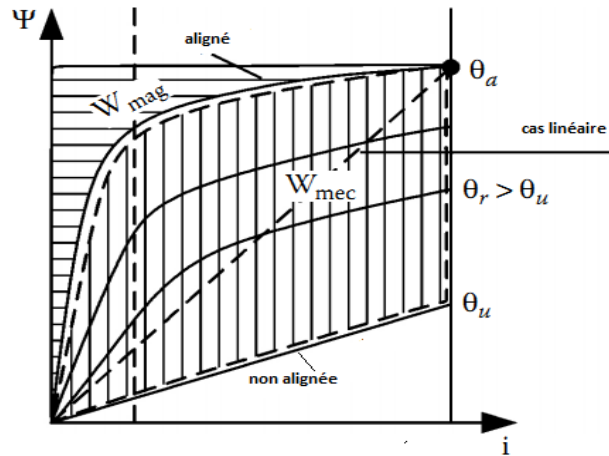


Figure I.8: Effet de la saturation sur la puissance électromagnétique.

I.3.3 Principe de fonctionnement de la SRM en génératrice

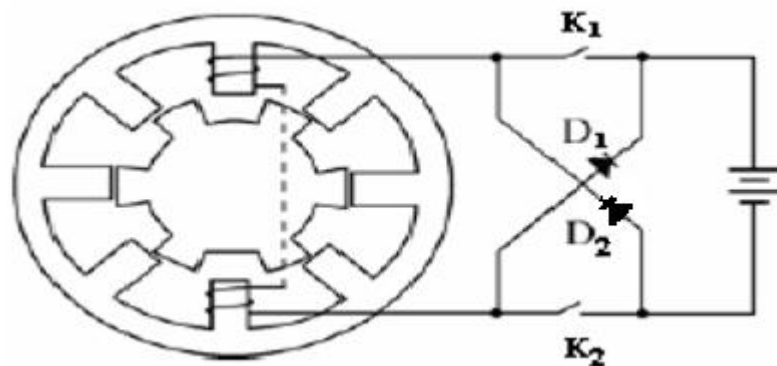


Figure I.9 : Schéma général d'une SRG.

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].

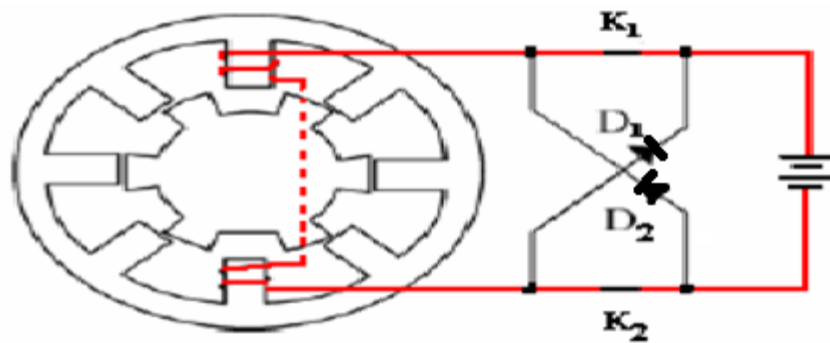


Figure I.10 : Phase de magnétisation.

- 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.

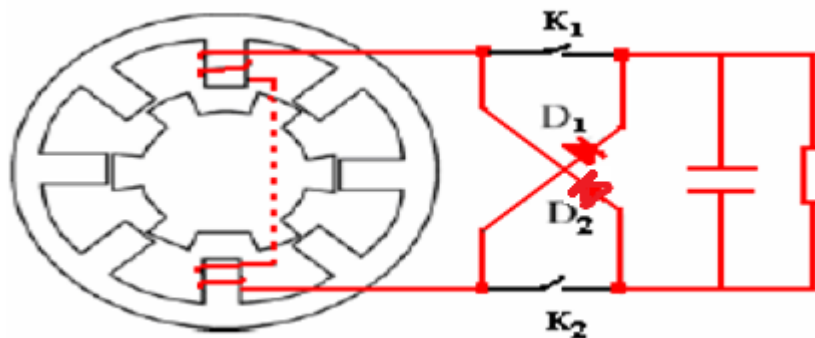


Figure I.11 : Phase de génération.

Remarque : durant la phase d'excitation d'une seule phase de la SRG une autre phase est à la fin de génération (seule) donc le courant généré vers la charge sera la superposition des courants générés par chaque phase et il est ondulé. Le courant d'une phase est présenté sur la figure I.12.

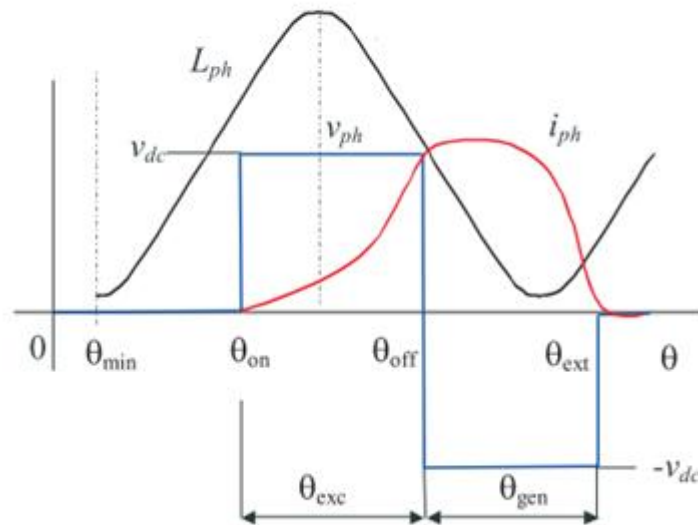


Figure I.12 : Valeurs typiques de phase de SRG pendant un cycle de fonctionnement.

I.3.4 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 .

Le signe de V_j est déterminé par le mode de fonctionnement de la SRG ; quand le système est excité (phase de magnétisation), nous avons $+V_j$; quand le système génère le courant (phase de génération), nous avons $-V_j$.

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:

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

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

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

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

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

avec Ω la vitesse de rotation.

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

$$\psi_J(\theta(t), i(t)) = L(i, \theta) \cdot i \quad (\text{I.8})$$

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:

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

Ou encore:

$$V_J = R \cdot i_J + \left(L(\theta, i_J) + \frac{\partial L(\theta, i_J)}{\partial i_J} \cdot i_J \right) \cdot \frac{di_J}{dt} + \frac{\partial L(\theta, i_J)}{\partial\theta} \cdot \Omega \cdot i_J \quad (\text{I.10})$$

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

$$V_J = R \cdot i_J + \left(L(\theta, i_J) + \frac{\partial L(\theta, i_J)}{\partial i_J} \cdot i_J \right) \cdot \frac{di_J}{dt} + e_J \quad (\text{I.11})$$

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.

$$e_J = \frac{\partial L(\theta, i_J)}{\partial\theta} \cdot \Omega \cdot i_J \quad (\text{I.12})$$

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.4 Alimentation de la SRG

I.4.1 Modes d'excitation de la SRG

La génératrice à réluctance 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.

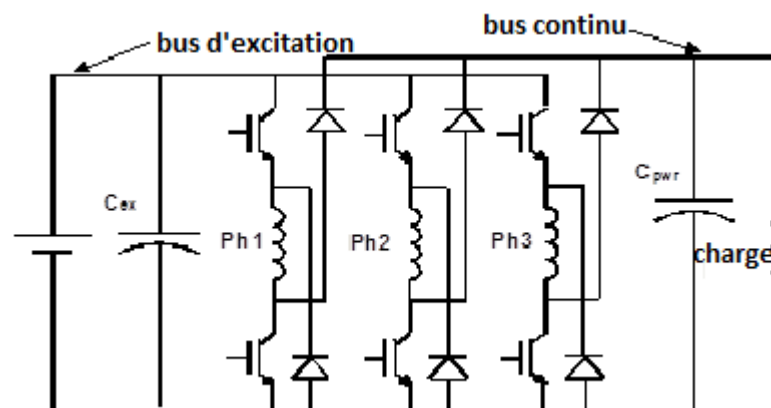


Figure I.13: la SRG à excitation séparée [5].

Parce que l'excitation est fournie par une source extérieure, il n'y a aucun rapport entre la tension d'excitation et la tension de sortie à ce moment-là et les deux tensions peuvent être ajustées indépendamment. Par conséquent, le contrôle de l'excitation séparée est 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 valeur régulière pour le contrôle), 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.

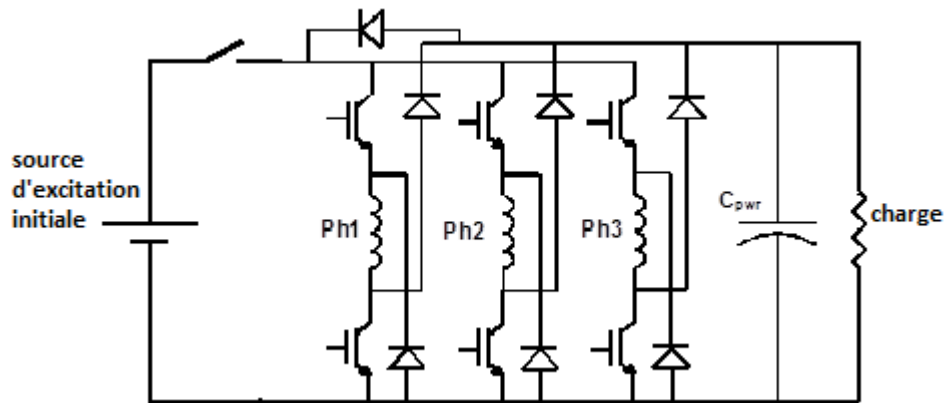


Figure I.14 : Auto excitation mode [5].

I.4.2 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.

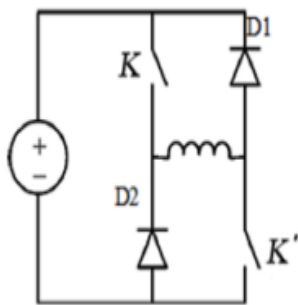


Figure I.15 : Phase du convertisseur asymétrique demi pont H.

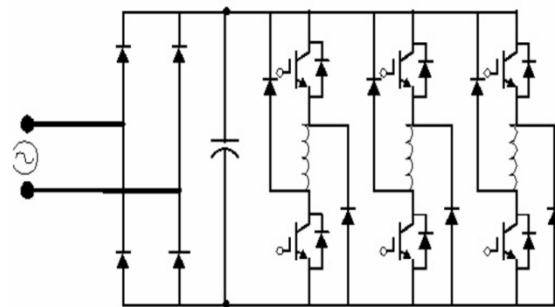


Figure I.16 : Structure en demi-pont en H.

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 utilisé 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 [11]. La forme d'onde de courant pendant l'excitation et la génération du circuit est montrée dans figure I.18

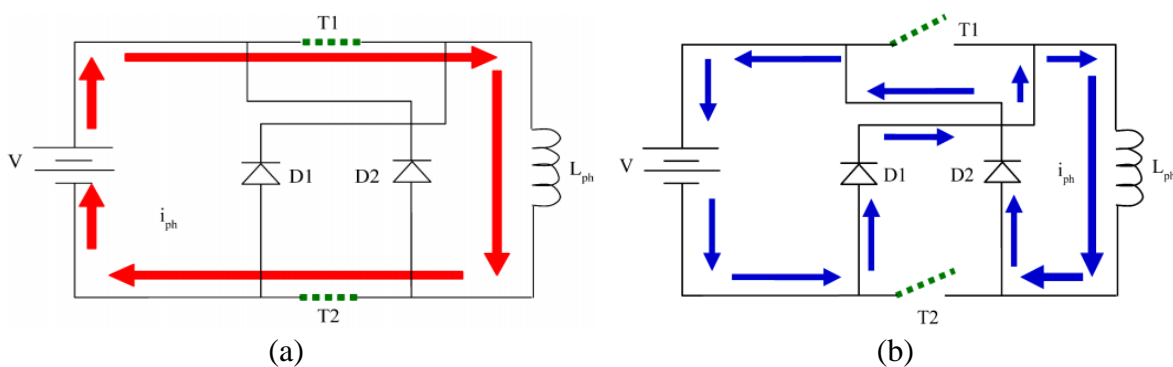


Figure I.17 : (a) phase d'excitation,(b) phase de génération [11].

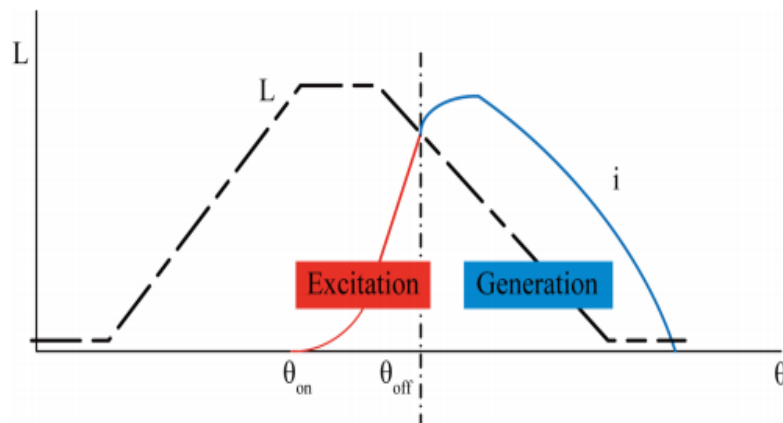


Figure I.18 : Forme du courant dans une phase.

I.4.3 Les stratégies d'alimentation

I.4.3.1 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.

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} .

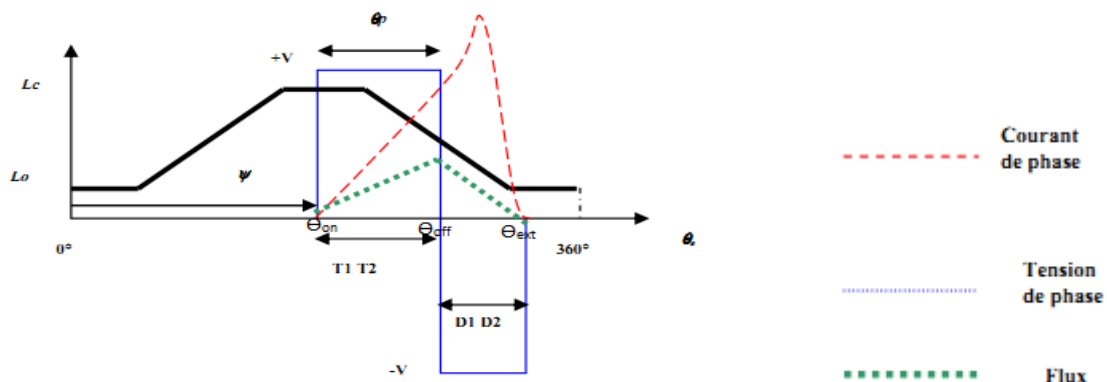


Figure I.19 : Alimentation en pleine onde [11].

Ce mode d'alimentation est utilisé pour des grandes vitesses de rotation du rotor de la machine, où le courant dépend de la vitesse et des angles de commande.

I.4.3.2 Alimentation par hystérésis

Utilisée pour les faibles vitesses, son principe consiste à commander les transistors 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 transistors de chaque bras sont utilisés en même temps comme transistors 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 D1et D2 ouverts	$+V_{DC}$	Croissant
T1 et T2 ouverts D1et 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 croit 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 composantes.

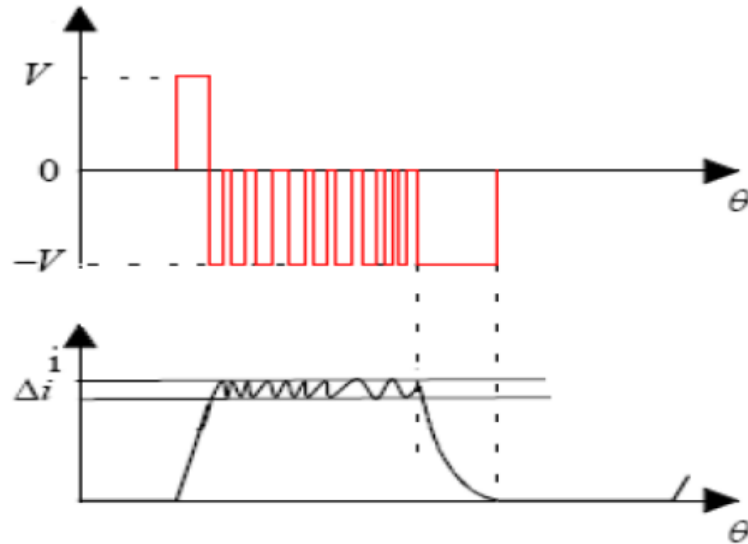


Figure I.20 : Alimentation par hystérésis (soft chopping).

ii. Hystérésis hard chopping

Cette technique utilise les deux transistors 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.

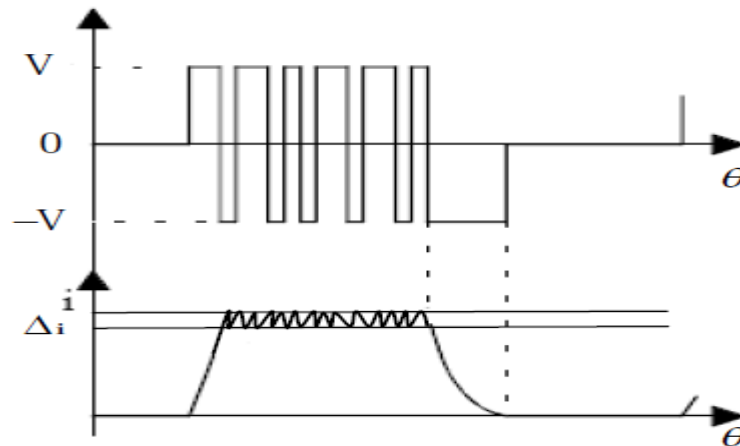


Figure I.21 : Alimentation par hystérésis à trois niveaux (hard chopping) [15].

I.4.3.3 Alimentation par la technique de la PWM

C'est une technique utilisée à basse vitesse (*Pulse Width Modulation*) pour maintenir courant. Elle consiste à commander les IGBT, 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.

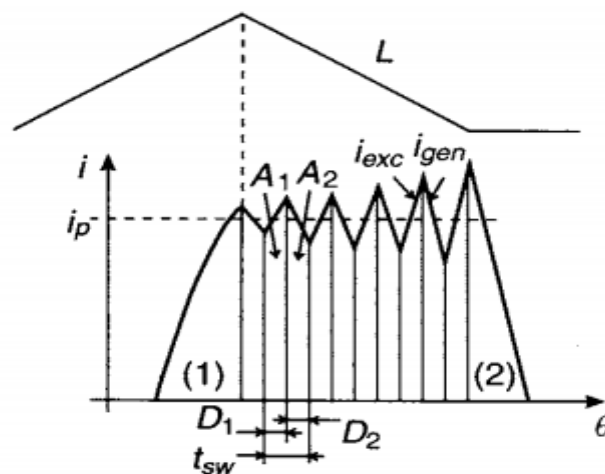


Figure I.22 : Alimentation avec PWM stratégie [12].

Cependant, beaucoup applications en lesquels le générateur est susceptible d'être utilisé fonctionnent à très grande vitesse qui peut faire le recours à la technique PWM difficile [12].

Le rapport cyclique se détermine en comparant un signal de référence appelé porteuse à un signal correspondant à l'erreur du courant.

I.5 Commande de la génératrice à reluctance variable

La commande est réalisée à partir des angles d'ouverture et de fermeture des transistors du convertisseur d'alimentation des phases. Ces angles sont définis à partir de la caractéristique d'inductance de la machine en fonctionnement moteur et générateur.

La commande de la SRM est généralement réalisée numériquement en utilisant des micros contrôleurs ou des DSP piloté par un programme de commande.

La commande de la SRG a beaucoup de similarité avec celle du SRM. Cependant, le fonctionnement en dessous de la vitesse de base, nécessite un régulateur de courant. Pour des fonctionnements allant de petites vitesses jusqu'à des vitesses en dessus de la vitesse de base, le régulateur de courant doit être combiné avec un commutateur pour fournir les bons angles d'alimentation et d'extinction des enroulements de la SRG. Cela constitue la boucle interne du système de commande de la SRG.

La commande de la SRG doit faire face aux défis suivants : l'instabilité de la SRG en boucle ouverte et la non-linéarité du système qui entraîne des difficultés pour le calcul des gains des régulateurs.

On a deux types de commande avec et sans capteur [9].

I.5.1 Commande avec capteur

La commande numérique par DSP de la SRG avec capteur de position est illustrée par le schéma bloc donné sur la figure I.23.

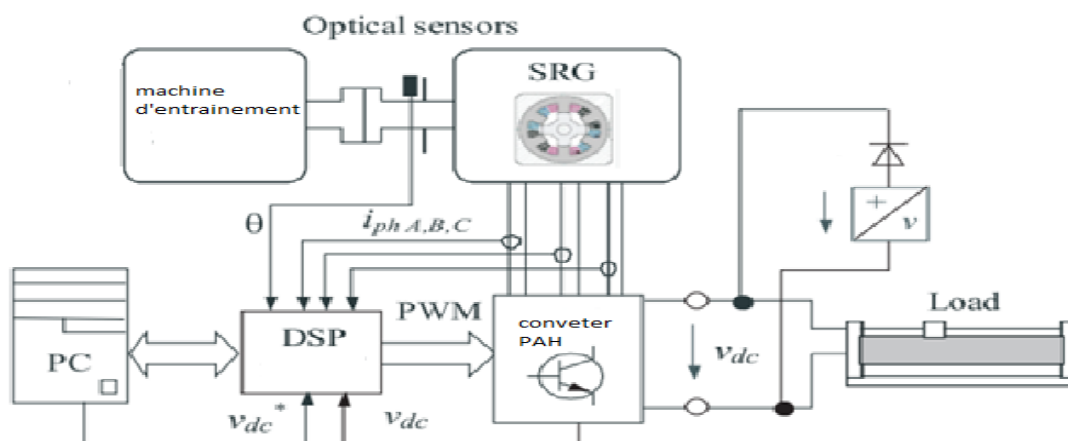


Figure I.23 : Exemple de commande numérique de la SRG, avec capteur de position [4].

Le capteur de position nous permet l'autopilotage de la machine. Les capteurs de position que l'on peut utiliser sont les capteurs optiques, à effet Hall et les capteurs à reluctance variable. Ces derniers sont les plus appropriés car ils permettent une bonne homogénéité.

Les signaux du capteur sont injectés dans le circuit de commande (DSP). Celui-ci génère des signaux de commande envoyés vers le convertisseur afin de contrôler la machine [9].

I.5.2 Commande sans capteur

Plusieurs techniques de commande sans capteur sont possibles. On distingue principalement les techniques de commande par un observateur, et par l'estimation de flux.

Cette technique consiste à l'estimation du flux à partir de la mesure du courant, et de la tension d'alimentation. L'estimation de la position est, alors, obtenue après comparaison de ce flux avec le flux de référence donné par une table contenant les variations de flux en fonction de la position et du courant injectées préalablement dans la mémoire du DSP. Ces variations de flux, représentant la caractéristique de la SRG, est déterminée expérimentalement ou par la méthode des éléments finis [9].

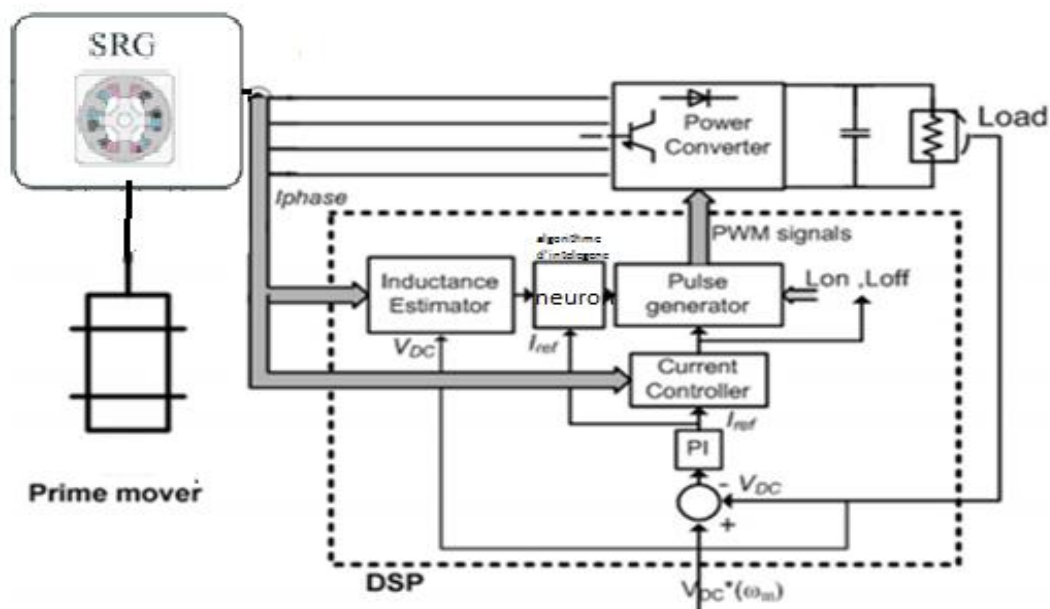


Figure I.24 : Commande sans capteur de la SRG [6].

La SRG est instable en boucle ouverte. Cette instabilité se produit quand l'amplitude de la fém est plus grande que celle de la source de tension.

La boucle externe est soit une régulation de vitesse de la SRG, soit une régulation de la puissance fournie par la SRG. Les figure I.25 et I.26 montre les deux systèmes de régulation.

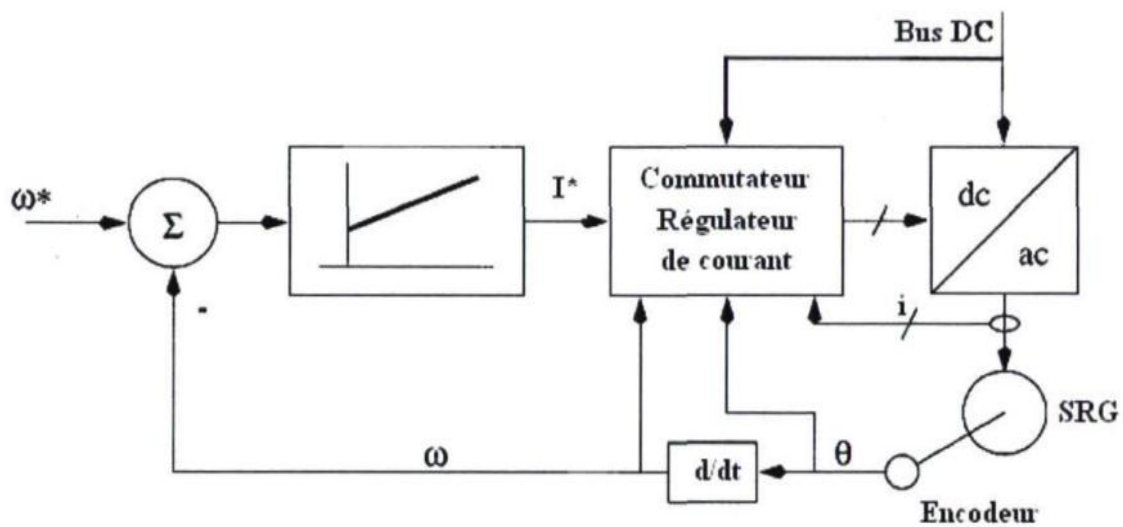


Figure I.25 : Structure de commande d'une SRG avec capteur et avec régulation de vitesse [3].

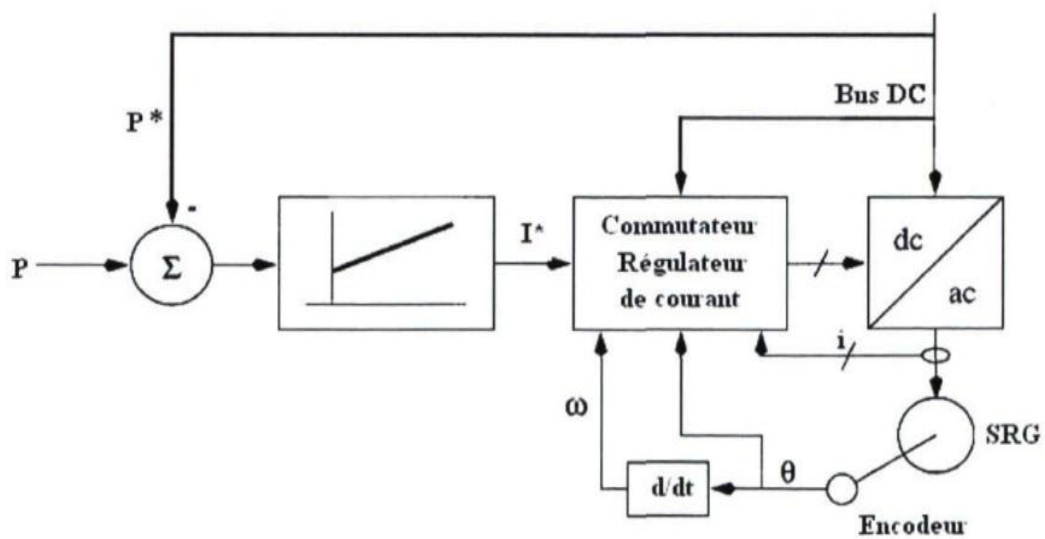


Figure I.26 : Structure de commande d'une SRG avec régulation de puissance fournie par la SRG [3].

Conclusion

Les SRMs sont probablement les machines les plus simples 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. Les SRG trouvent leurs applications dans plusieurs domaines industrielles et deviennent de plus en plus concurrentes grâce aux avantages qu'elles présentent. 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 et 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 NON SATURE

Introduction

La modélisation de la SRG est complexe à cause des non linéarités introduite par la double saillances de la machine et la saturation. Dans ce chapitre, on propose en premier lieu un modèle « Matlab/Simulink » ou on négligera la saturation et on supposera que l'inductance est linéaire en fonction de la position.

Ensuite, une simulation du fonctionnement de la SRG en régime permanent est présentée à faible et à grande vitesse. L'alimentation en pleine onde et l'alimentation régulée en courant pour les techniques hard, soft chopping et PWM sont considérés dans ce cas.

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 choisit 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.

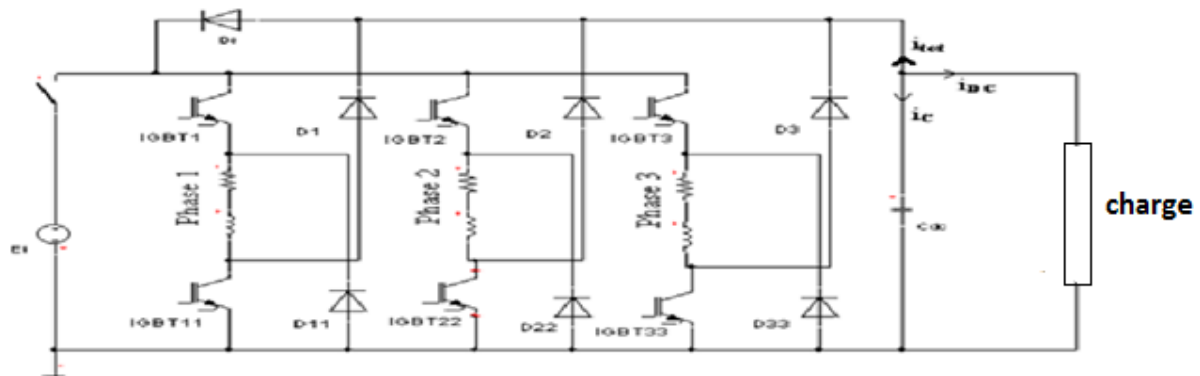


Figure II.1 : Modèle du convertisseur.

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 :

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

Avec S_i ($j=1,2,3$) 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 continu.
- ❖ $V_i = S_i \cdot V_{DC}$.

II.2 Modélisation de la SRG 12/8

Le modèle de la SRG est tiré des équations de la machine données au chapitre précédent. Dans ce cas, on se limitera à un modèle dit "linéaire de l'inductance", sous les hypothèses suivantes :

- La machine fonctionne en régime non saturé.
- Les paramètres de chaque phase sont identiques.
- L'inductance mutuelle et l'inductance de fuite sont négligées.
- le phénomène d'hystérésis et de courants induits sont négligés.
- La résistance est indépendante de la température.

II.2.1 Modèle linéaire de la SRG

Le modèle linéaire de la SRG peut être représenté par l'équation suivante :

$$V = R \cdot i + L(\theta) \cdot \frac{di}{dt} + \frac{\partial L(\theta)}{\partial \theta} \cdot \Omega \cdot i \quad (\text{II.4})$$

$$e = \frac{\partial L(\theta)}{\partial \theta} \cdot \Omega \cdot i \quad (\text{II.5})$$

Avec e est la f.é.m. produite par la machine. et $L(\theta)$: l'inductance de chaque phase.

II.2.2 Modèle linéaire de l'inductance

D'une manière générale, l'inductance L de phase varie en fonction de la position du rotor comme montre la figure II .3 ces variations sont déterminées en fonction des arcs du rotor, des arcs du stator et du nombre de pôles du rotor.

$$\theta_1 = 1/2 \left[\frac{2\pi}{P_r} - (\beta_s + \beta_r) \right] \quad (\text{II.6})$$

$$\theta_2 = \theta_1 + \beta_s \quad (\text{II.7})$$

$$\theta_3 = \theta_2 + (\beta_r - \beta_s) \quad (\text{II.8})$$

$$\theta_4 = \theta_3 + \beta_s \quad (\text{II.9})$$

$$\theta_5 = \theta_4 + \theta_1 = \frac{2\pi}{P_r} \quad (\text{II.10})$$

β_s et β_r sont respectivement les arcs du stator et du rotor, P_r est le nombre de pôles du rotor.

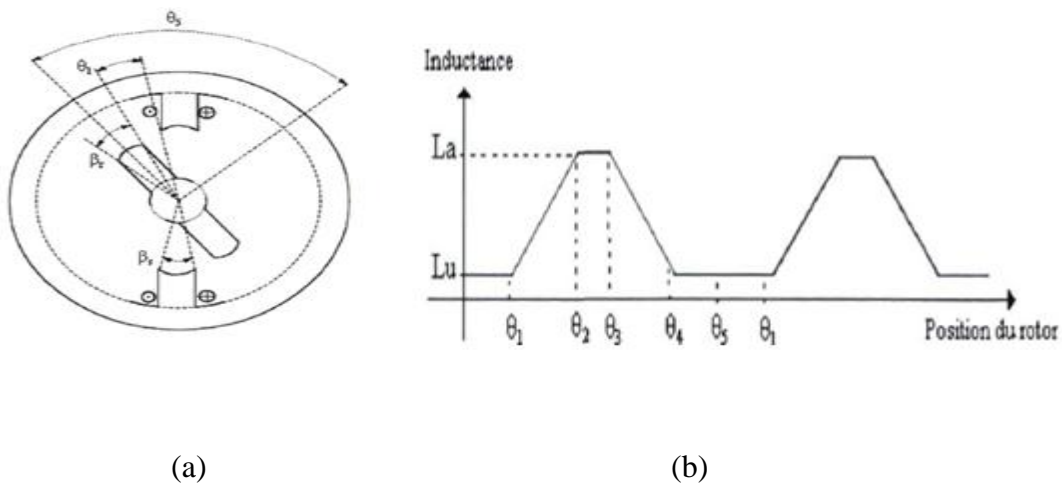


Figure II.2 : (a) Définition de la position du rotor, (b) Inductance en fonction de position du rotor.

❖ Les équations décrivant la variation de l'inductance sont données par :

$$\begin{cases} L(\theta) = L_{min} & \text{si } 0 < \theta < \theta_1 \\ L(\theta) = P(\theta - \theta_1) + L_{min} & \text{si } \theta_1 < \theta < \theta_2 \\ L(\theta) = L_{max} & \text{si } \theta_2 < \theta < \theta_3 \\ L(\theta) = -P(\theta - \theta_4) + L_{min} & \text{si } \theta_3 < \theta < \theta_4 \\ L(\theta) = L_{min} & \text{si } \theta_4 < \theta < \theta_5 \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

$$P = [(L_{max} - L_{min}) / (\theta_2 - \theta_1)] \quad (\text{II.12})$$

Dans le cas de la SRG 12/8 les inductances des trois phases sont approximées par les courbes données sur la figure II.3. Les 3 inductances sont toutes décalées les unes des autres d'un angle delta tel que :

$$\Delta = 2\pi \left[\frac{1}{N_r} - \frac{1}{N_s} \right] \quad (\text{II.13})$$

Dans notre cas $\Delta = 15^\circ$

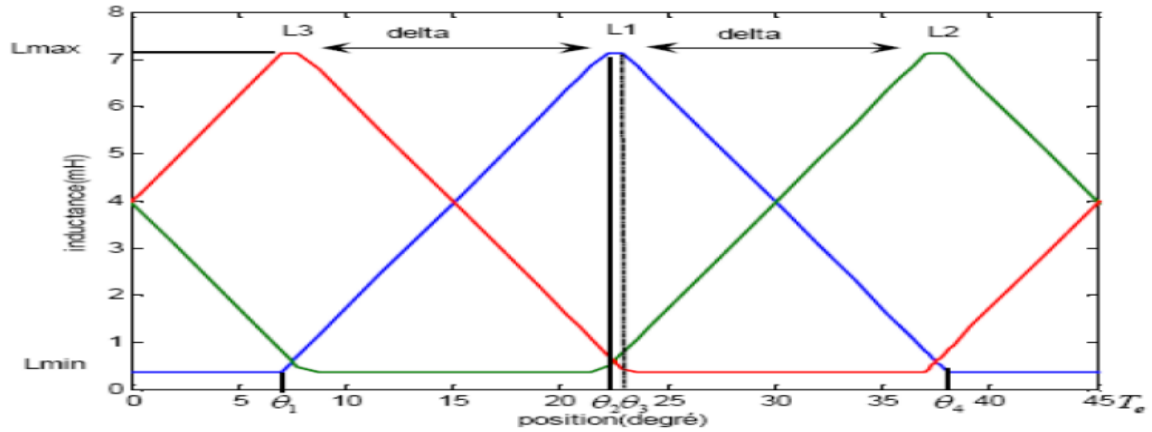


Figure II.3 : Approximation linéaire de l'inductance des trois phases de la SRG en fonction de la position.

II.2.3 Équations électromécaniques

Et le couple électromagnétique pour chaque phase est calculé à partir de l'expression suivante :

$$T_i = \frac{dL_i(\theta, I)}{d\theta} \cdot \frac{I_i^2}{2} \quad (\text{II.14})$$

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

$$T_{tot} = \sum_{i=1}^3 T_i \quad (\text{II.15})$$

La puissance pour chaque phase est calculée à partir de l'expression suivante :

$$U \cdot i = L \cdot i \cdot \frac{di}{dt} + i^2 \cdot \frac{dL}{d\theta} \cdot \Omega \quad (\text{II.16})$$

$$\text{La puissance électromagnétique : } P_{\acute{e}le} = T_{tot} \cdot \Omega \quad (\text{II.17})$$

II.2.3.1 Équation dynamique

L'équation électromécanique de la SRG en régime dynamique peut être exprimée par la relation suivante :

$$J \cdot \frac{d\Omega}{dt} = T_c - T_{em} - f_r \cdot \Omega \quad (\text{II.18})$$

Avec :

T_c : représente le couple moteur,

T_{em} : Le couple électromagnétique.

f_r : Le coefficient de frottement.

J est le moment d'inertie de rotor de la machine et du système entraîné.

II.2.4 Modèle analytique de la SRG

Le modèle analytique est établi à partir de l'équation électrique d'une phase de la machine :

$$V = R \cdot i + L(\theta) \cdot \frac{di}{dt} + \frac{\partial L(\theta)}{\partial \theta} \cdot \Omega \cdot i \quad \text{que l'on exprime par :}$$

$$\frac{di}{dt} = \frac{1}{L(\theta)} [V - (R + \frac{\partial L(\theta)}{\partial \theta} \cdot \Omega) \cdot i] \quad \text{pour obtenir le courant dans la phase}$$

La résolution de cette équation différentielle, en négligeant la résistance du bobinage, donne :

$$I(\theta) = \begin{cases} \frac{U \cdot (\theta - \theta_{on})}{\Omega \cdot L(\theta)} & \text{si } \theta_{on} \leq \theta \leq \theta_{off} \\ \frac{U \cdot (2 \cdot \theta_{off} - \theta_{on} - \theta)}{\Omega \cdot L(\theta)} & \text{si } \theta_{off} \leq \theta \leq (2\theta_{off} - \theta_{on}) \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

Avec θ_{on} et θ_{off} sont les angles d'excitation et de désexcitation des phases [17].

II.3 Simulation du fonctionnement de la SRG en régime permanent.

Les caractéristiques nominales de la SRG 12/8 utilisée sont :

$$P_n = 4,5 \text{ kW}, V_n = 42 \text{ V}, I_n = 107 \text{ A}, \Omega_b = 140 \text{ tr/mn} \quad [18].$$

La simulation en régime permanent est effectuée en premier lieu, pour les grandes vitesses de fonctionnement ($\Omega > \Omega_b$) auquel est associé l'alimentation en pleine onde de tension. Ensuite une simulation est réalisée pour les faibles vitesses ($\Omega < \Omega_b$) auquel est associé une alimentation tension régulée en courant.

L'environnement Matlab/Simulink est utilisé pour la programmation.

II.3.1 Simulation du fonctionnement en pleine onde (grande vitesse)

$$\Omega > \Omega_b \quad (\Omega_b = 140 \text{tr/min}).$$

II.3.1.1 Pour une seule phase

a) Modèle numérique (Simulink) :

Un modèle Simulink pour une phase, en régime permanent est établi .il est représenté sur la figure II.4.

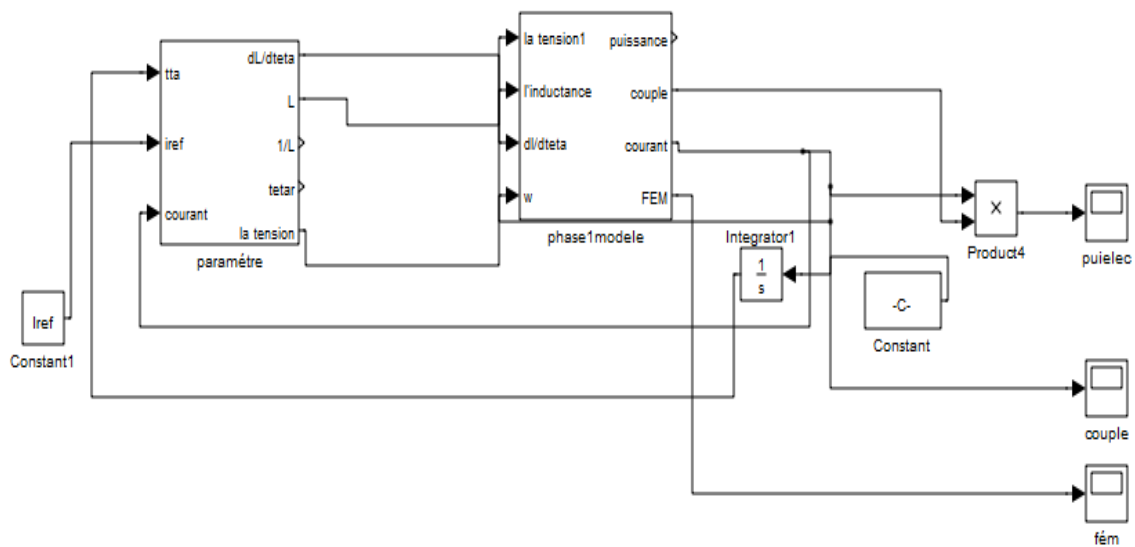


Figure II.4: Modèle Simulink linéaire d'une phase de la SRG.

Le modèle pour une phase comprend un bloc « modèle phase » traduisant l'équation électrique de la machine et un bloc « paramètre » permettant le calcul de la tension, l'inductance de sa dérivée.

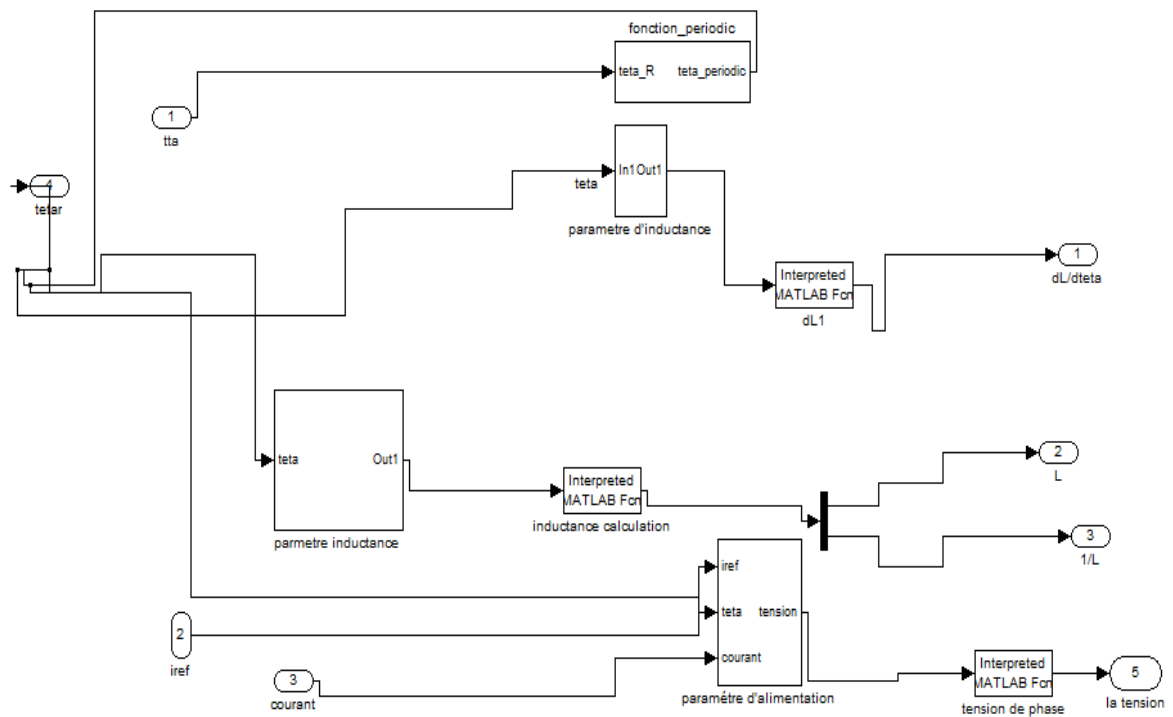


Figure II.5 : Bloc paramètre

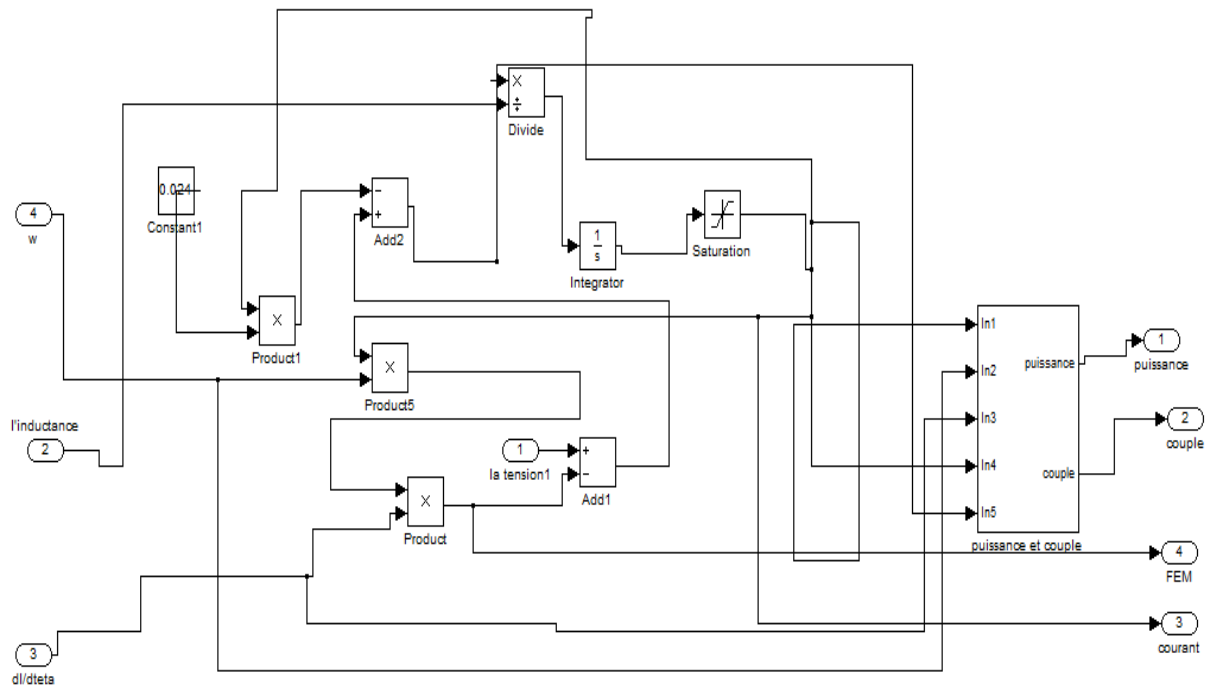
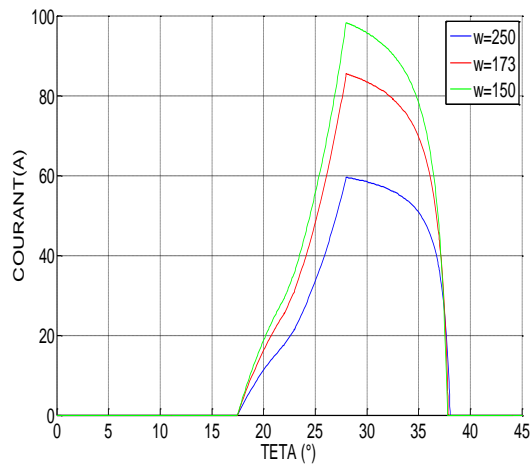


Figure II.6: Bloc phase modèle

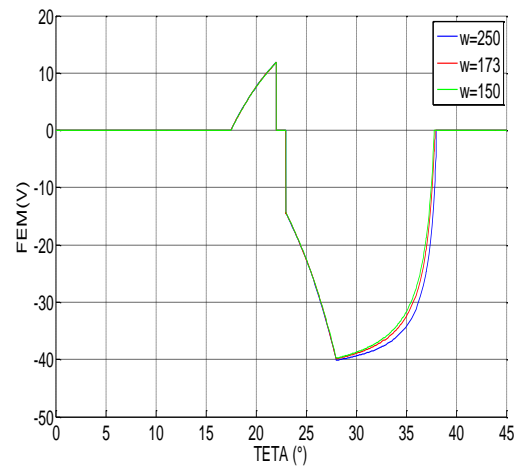
b) Simulation du modèle numérique

Ce modèle nous permet de réaliser la simulation pour trois vitesses de fonctionnement: $\Omega = 250$ tr/min, $\Omega = 173$ tr/min et $\Omega = 150$ tr/min et pour $\theta_{on} = 17.5$ deg et $\theta_{off} = 28$ deg et nous a permis de déterminer le courant, la tension, la fém, le couple ainsi que la puissance électromagnétique.

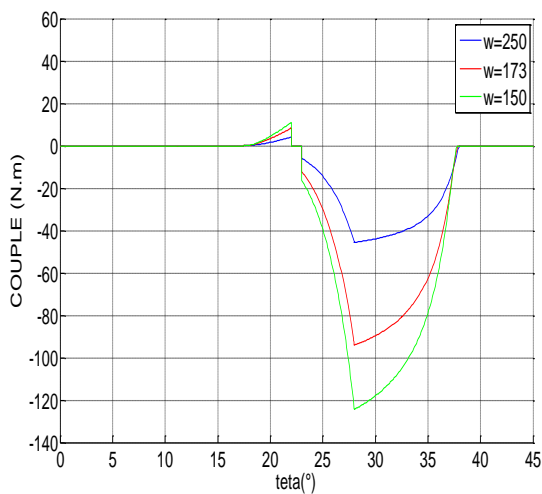
Les résultats de simulation sont donnés sur les figures II.7.



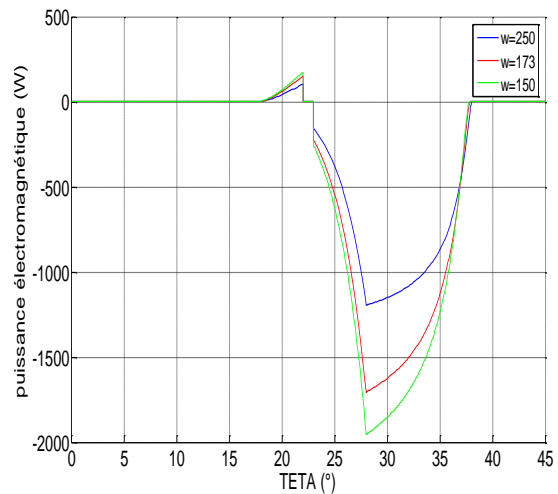
a) Courant de phase



b) Fém



c) Couple



d) Puissance électromagnétique

Figure II.7: Résultats de Simulation du fonctionnement en pleine onde pour $\Omega= 150$ tr/min et $\Omega=173$ tr/min et $\Omega= 250$ tr/min pour le modèle numérique.

c) Modèle analytique :

Une simulation est effectuée en utilisant le modèle analytique décrit par les équations II.19, utilisés dans les mêmes conditions que pour le modèle numérique. Les résultats de simulation sont donnés sur la figure II.8 :

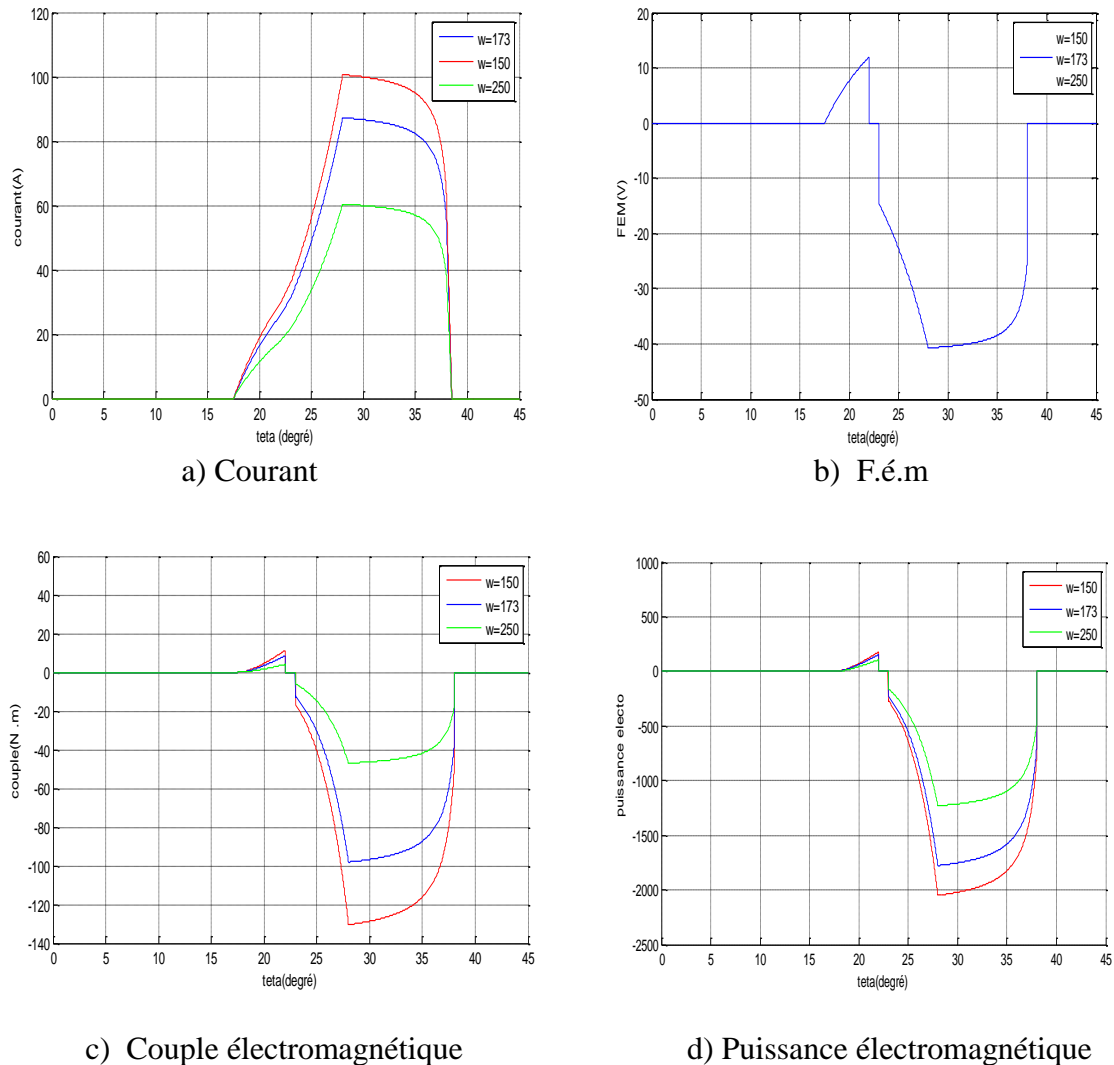
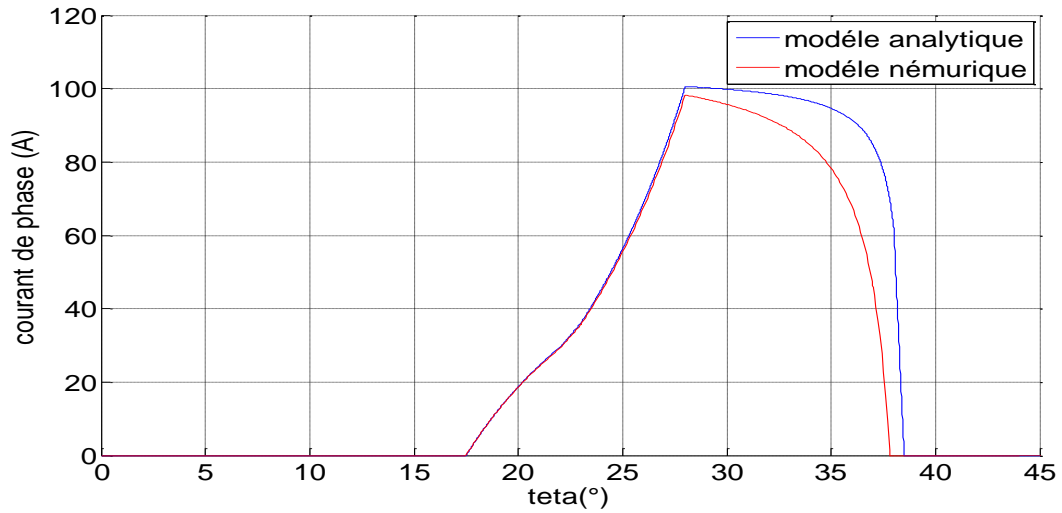
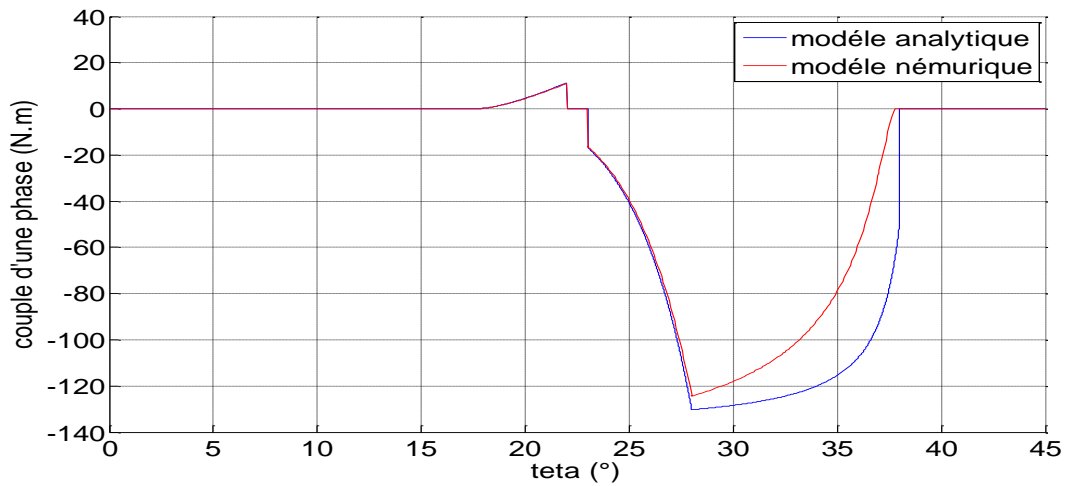
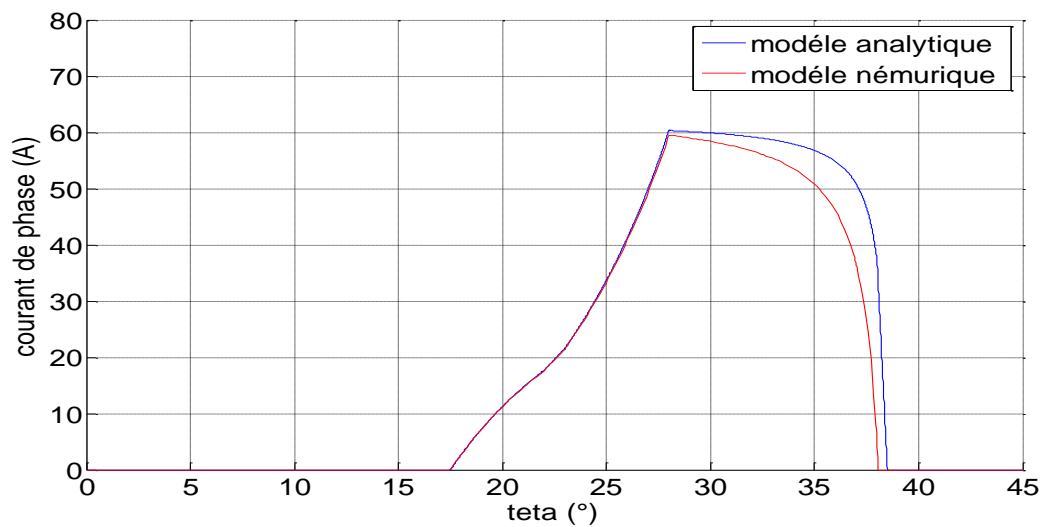


Figure II.8 : Résultats de Simulation du fonctionnement en pleine onde pour $\Omega= 150$ tr/min et $\Omega=173$ tr/min et $\Omega= 250$ tr/min pour modèle analytique.

Afin de comparer les résultats du modèle analytique à ceux du modèle numérique, les courbes des mêmes grandeurs sont représentées sur les mêmes courbes (voir figures II.9).

a) Courant de phase pour $\Omega = 150$ tr/minb) Couple pour $\Omega = 150$ tr/minc) Courant de phase pour $\Omega = 250$ tr/min

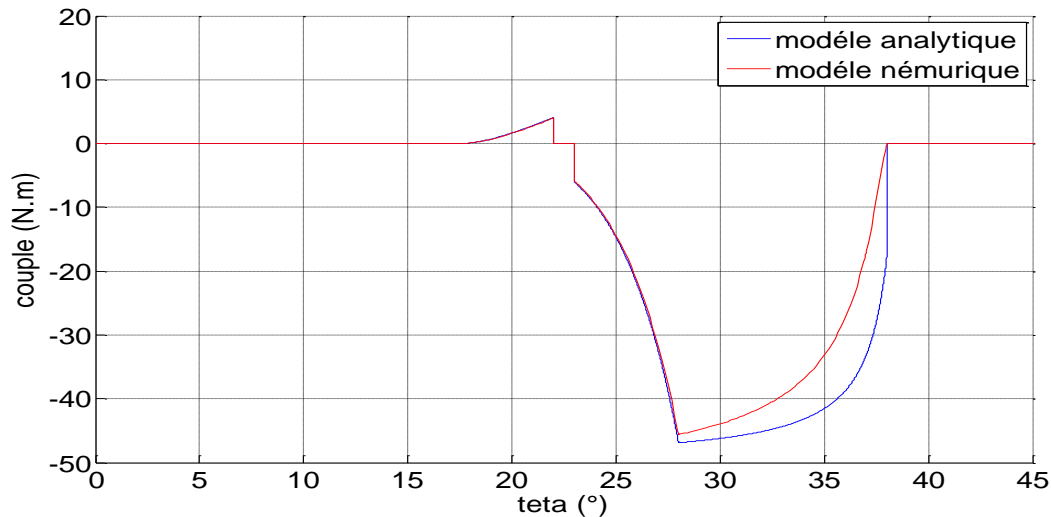
d) Couple pour $\Omega = 250$ tr/min

Figure II.9: Comparaison entre les deux modèles numérique et analytique Pour $\Omega = 150$ tr/min et $\Omega = 250$ tr/min

c) Analyse des résultats

- les résultats obtenus par le modèle analytique sont similaires à ceux obtenus par le modèle Simulink. il apparait, néanmoins, une petite différence qui est due à la chute tension au niveau de la résistance que nous avons négligé dans le modèle analytique. Ce résultat nous permet en quelque sorte de valider le modèle Simulink pour une phase.
- Les allures de courants obtenus nous permettent de distinguer les différentes phases de fonctionnement de la SRG. Ainsi, pour $\theta_{on} < \theta < \theta_2$, c'est la phase d'excitation ou l'inductance est croissante et le courant aussi et par conséquent le couple et la f.é.m sont positifs et croissants aussi. Pour $\theta_2 < \theta < \theta_3$, c'est toujours la phase d'excitation mais l'inductance étant constante, fait augmenter la pente de croissance du courant et fait annuler le couple et la f.é.m. Pour $\theta_3 < \theta < \theta_{off}$, c'est toujours la phase d'excitation, mais l'inductance décroît et le courant augmente plus lentement ce qui implique la croissance du couple et de la f.é.m négativement. Pour $\theta_{off} < \theta < \theta_{ext}$, c'est la phase de génération, le courant décroît jusqu'à l'annulation. Le couple et la f.é.m. aussi décroissent jusqu'à l'annulation qui correspond soit à l'annulation de la pente de l'inductance ou du courant.
- Nous confirmons que l'augmentation de la vitesse entraine une diminution du courant. Nous constatons que le couple et la Puissance électromagnétique diminuent avec l'augmentation de la vitesse, alors que la fém reste constante.

II.3.1.2 Pour les trois phases

a) Modèle de trois phases

Un modèle de trois phases est établi en généralisant le modèle précédent pour les trois phases et en appliquant les équations (II.1, II.15, II.17).

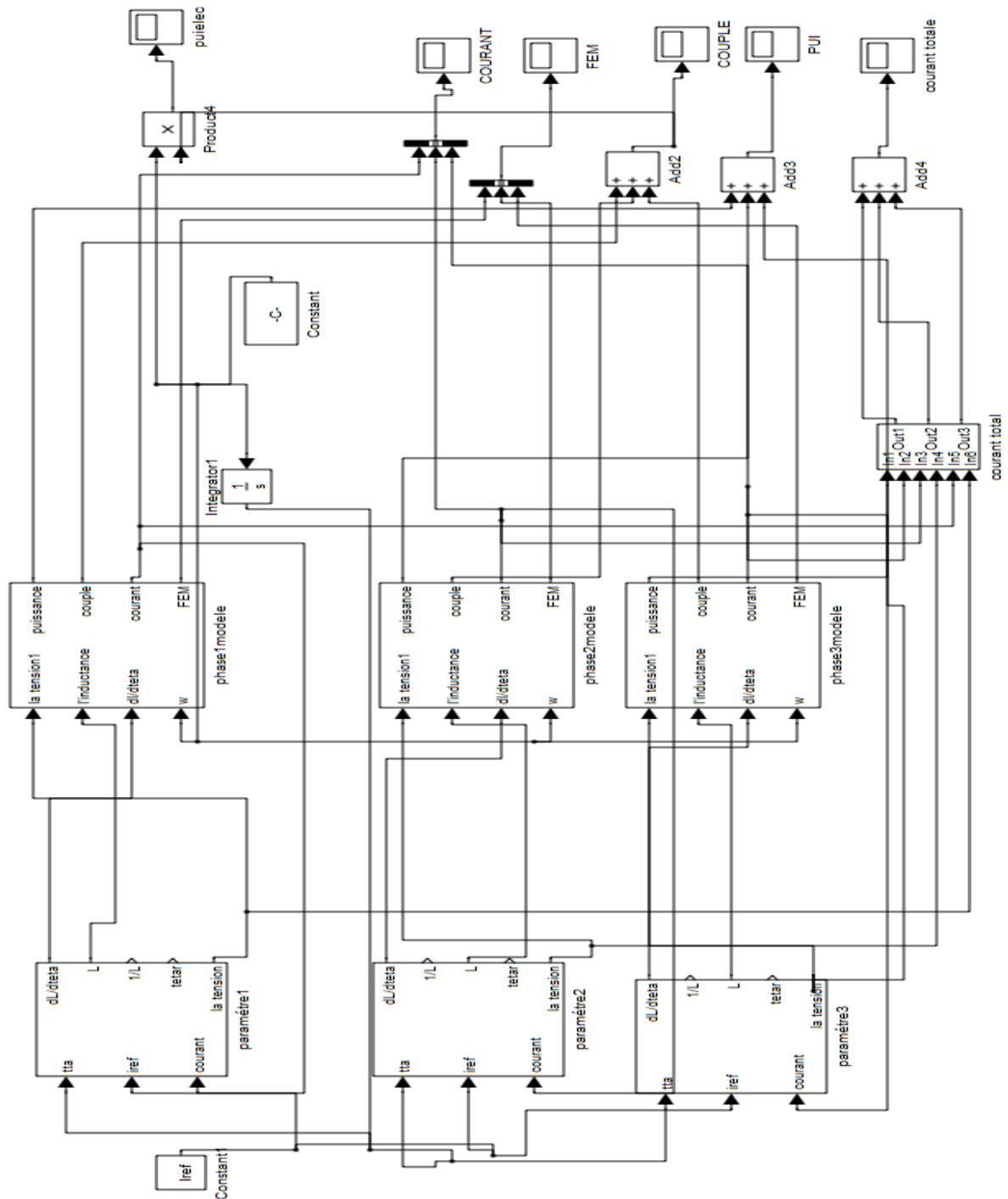
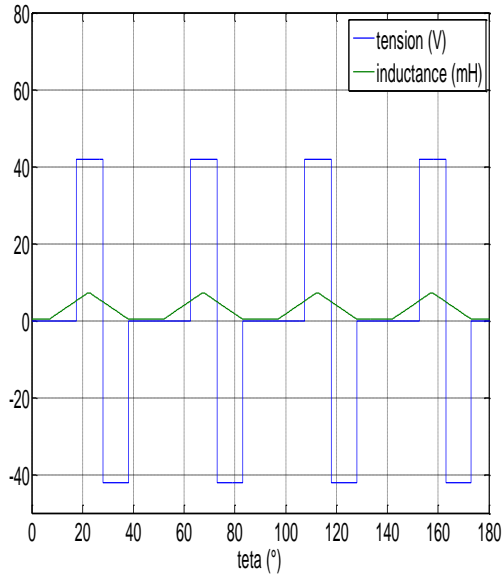


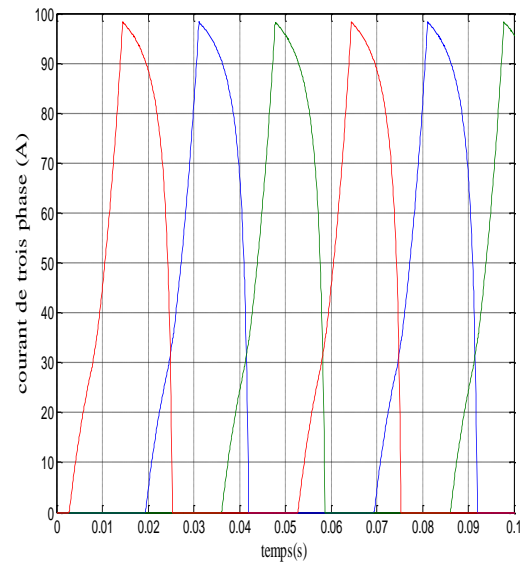
Figure II.10: Modèle Simulink de trois phases dans le cas linéaire.

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

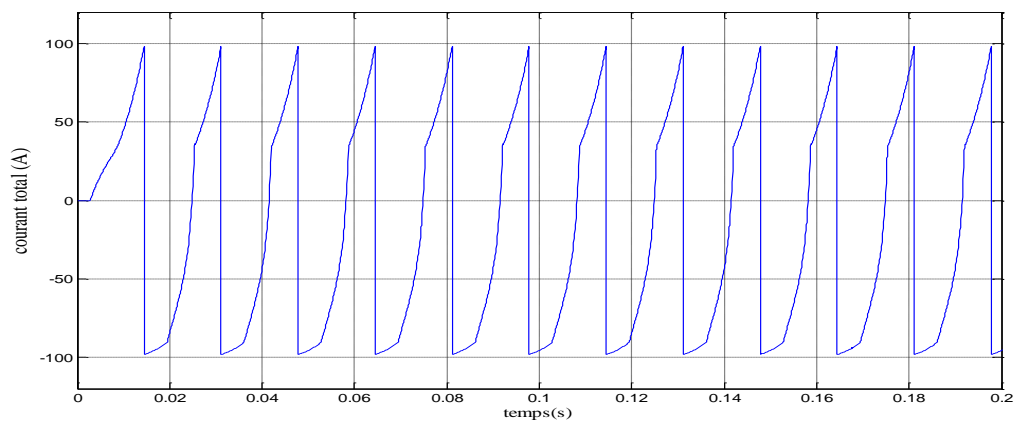
Les résultats de simulations sont représentés les figure II.11.



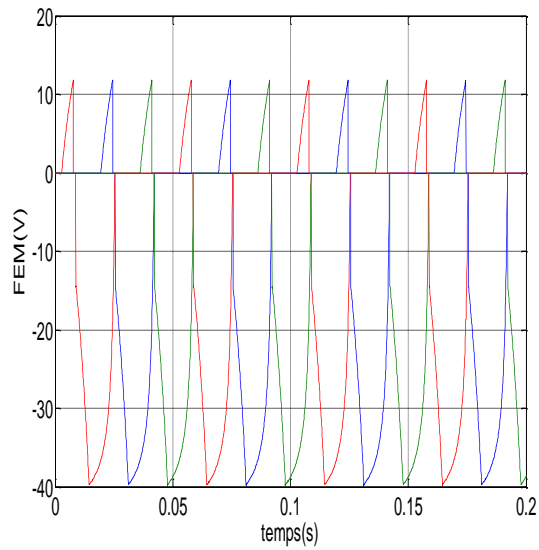
a) Tension et inductance



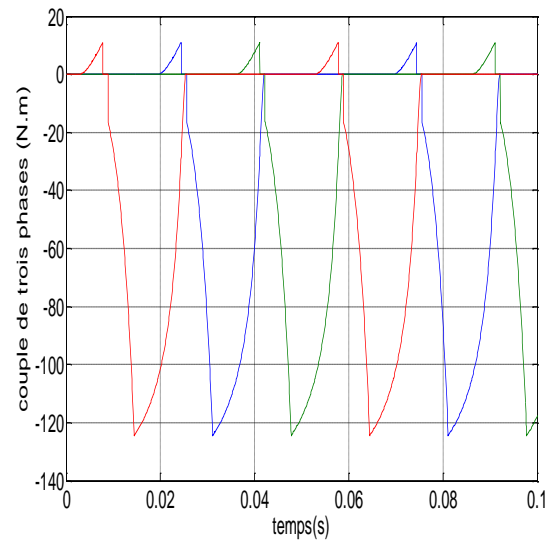
b) Courants des phases



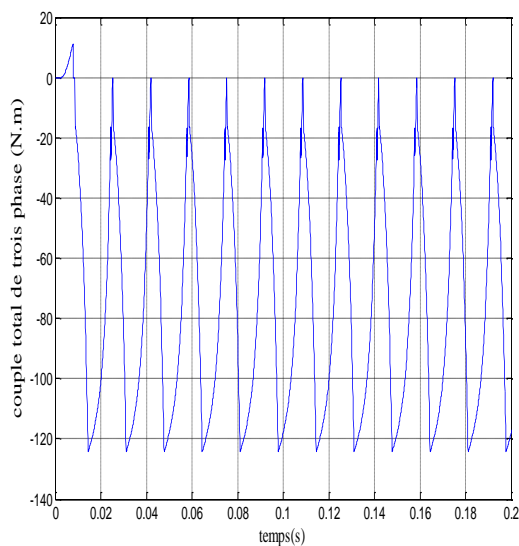
c) Courant total



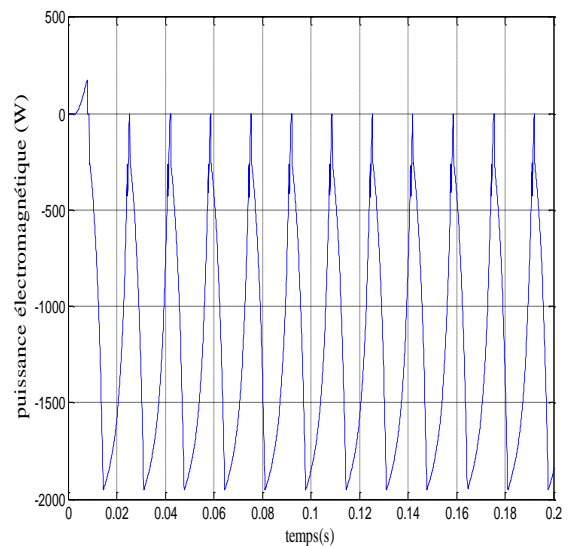
d) Fém des phases



e) Couples électromagnétiques



f) Couple électromagnétique total

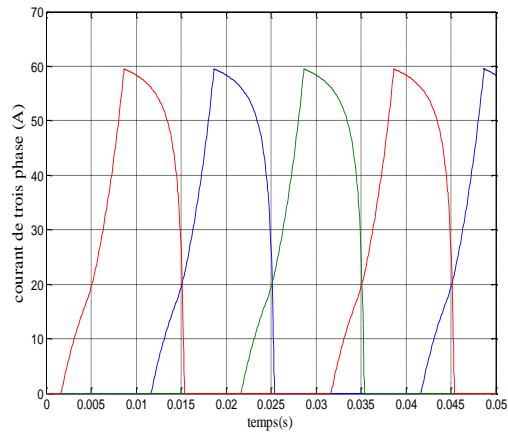


g) Puissance électromagnétique totale

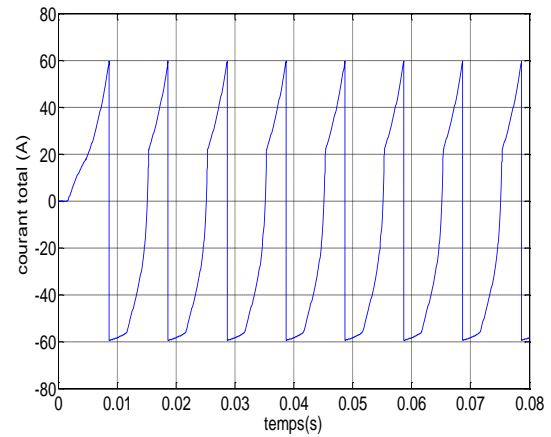
Figure II.11: Résultats de Simulation du fonctionnement en pleine onde pour $\Omega = 150$ tr/min et $\theta_{on} = 17.5^\circ$, $\theta_{off} = 28^\circ$.

La simulation est réalisée pour une autre vitesse de fonctionnement $\Omega = 250$ tr/min pour les mêmes angles de commande.

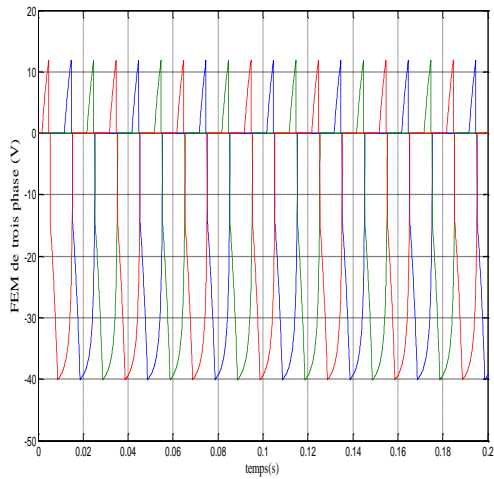
Les résultats de simulations sont représentés sur les figures II.12.



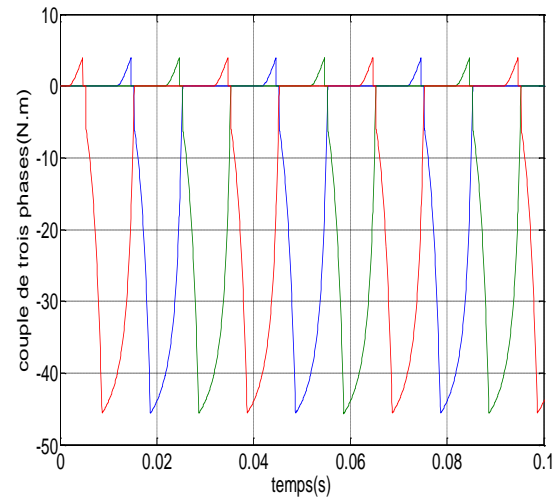
a) Courant des phases



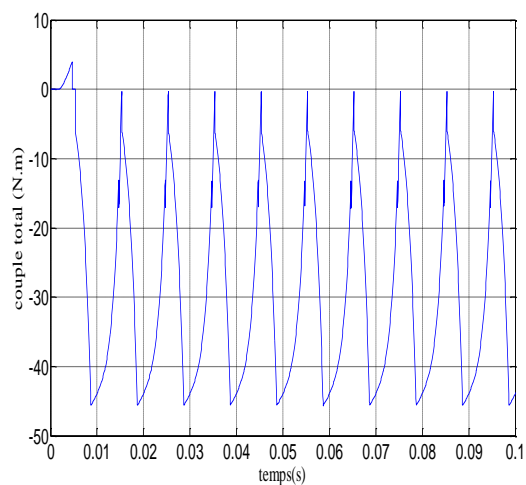
b) Courant des trois phases



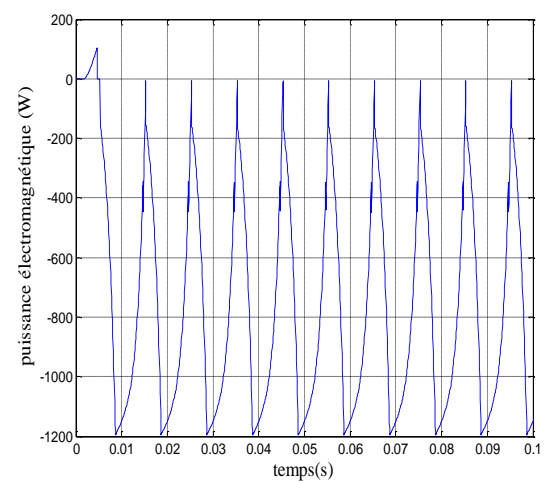
c) Fém des phases



d) Couples électromagnétiques



d) Couple électromagnétique total



e) Puissance électromagnétique

Figure II.12 : Résultats de Simulation du fonctionnement en pleine onde pour $\Omega = 250$ tr/min et : $\theta_{on} = 17.5^\circ$, $\theta_{off} = 28^\circ$.

Analyse des résultats

- le couple électromagnétique total présente des fortes ondulations qui diminuent avec l'augmentation de la vitesse.
- Le courant total de la machine représente le courant à la sortie du convertisseur il comprend une partie positive correspondante à la phase d'excitation et une partie négative correspondante à la phase de génération.

II.3.2 Simulation du fonctionnement pour une alimentation tension régulé en courant (faibles vitesses)

Deux techniques de régulation sont prévues : la technique par hystérésis et la technique MLI. Pour pouvoir utiliser ces techniques il faut faire fonctionner la machine à faibles vitesses ($\Omega < \Omega_b$).

II.3.2.1 Alimentation par hystérésis

L'alimentation par hystérésis consiste à imposer le courant de phase dans une bande de variation Δi autour d'une valeur de référence fixée I_0 .

Deux types de commandes des transistors sont prévues : la commande « hard chopping », et la commande « soft chopping »

Un modèle Simulink tenant compte de la technique d'hystérésis et des deux types de commandes a été établi, en utilisant le modèle Simulink précédent. Le bloc qui génère le signal de commande d'hystérésis est donné sur la figure II.13.

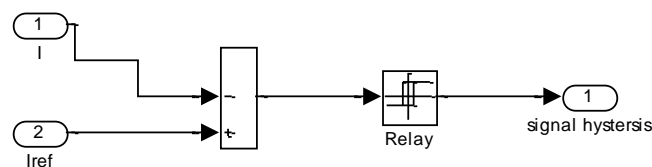


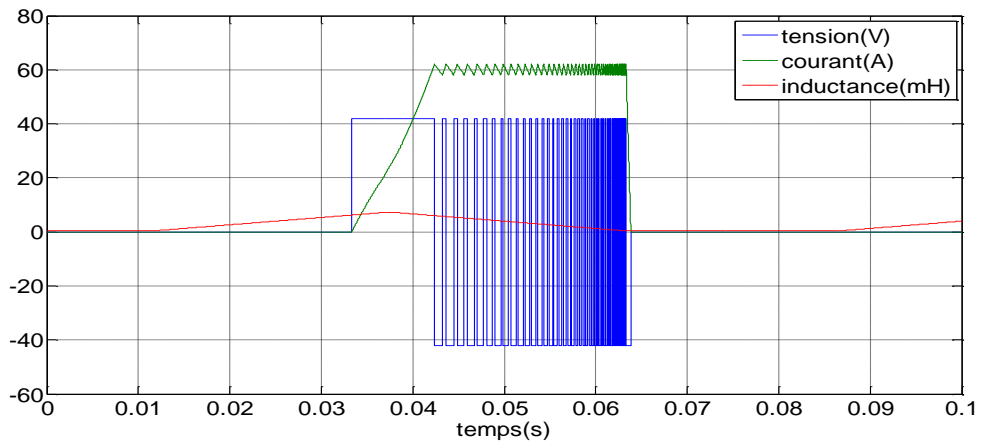
Figure II.13: Modèle du générateur de signal hystérésis.

Ce signal est injecté dans la fonction de la tension du bloc « paramètre » qui le traduit en onde de tension.

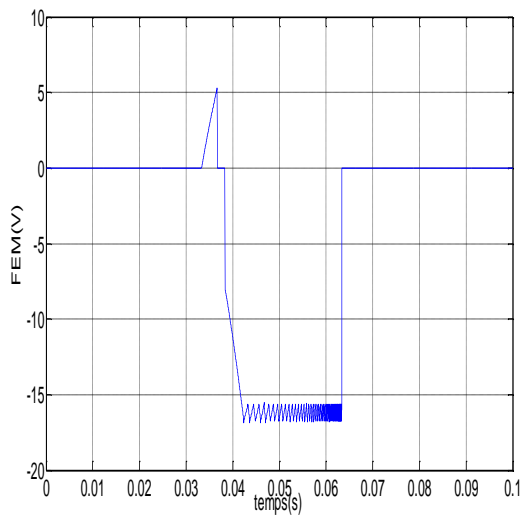
a) Hystérésis hard chopping

La simulation est réalisée dans les conditions suivantes : $\theta_{on} = 20^\circ$, $\theta_{off} = 38^\circ$ et $\Omega = 100$ tr/min, $I_{ref} = 60A$, $\Delta I_{ref} = 2A$.

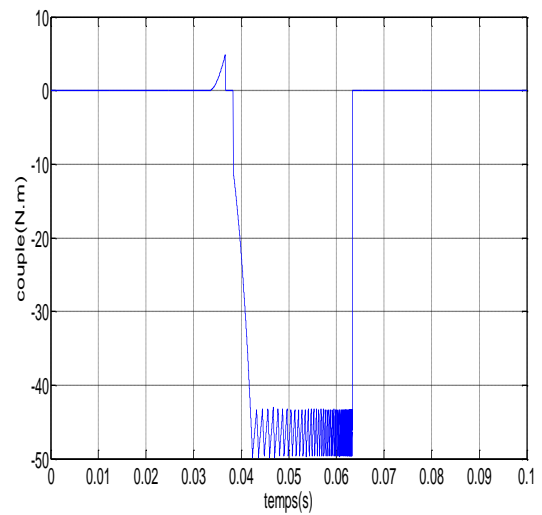
Les résultats de simulations pour une phase sont représentés sur les figures II.14.



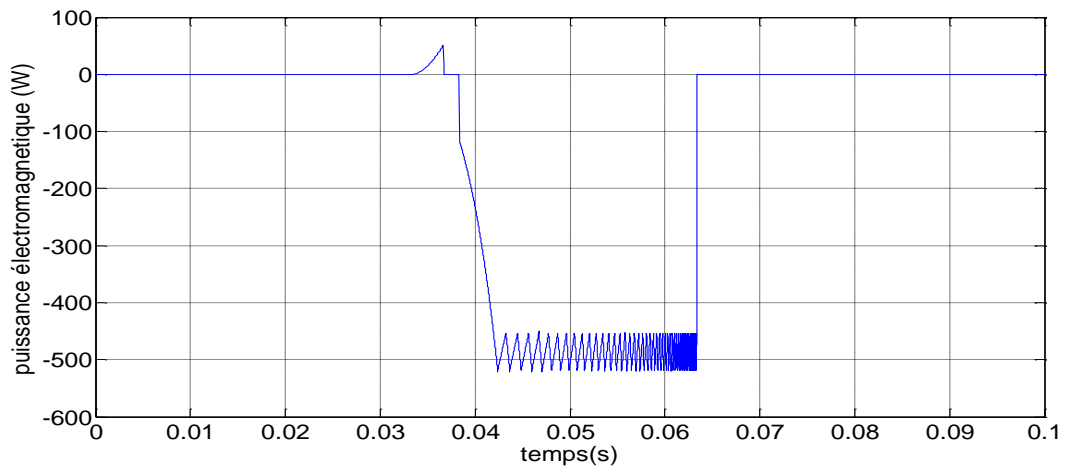
a) Courant et tension et inductance



b) Fém de phase



c) Couple de phase

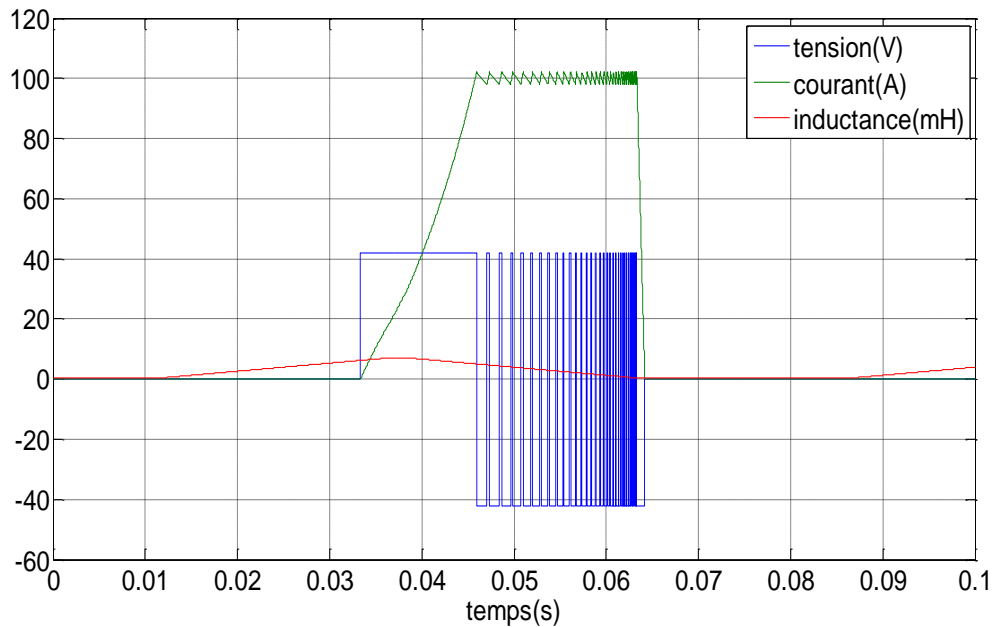


d) Puissance électromagnétique

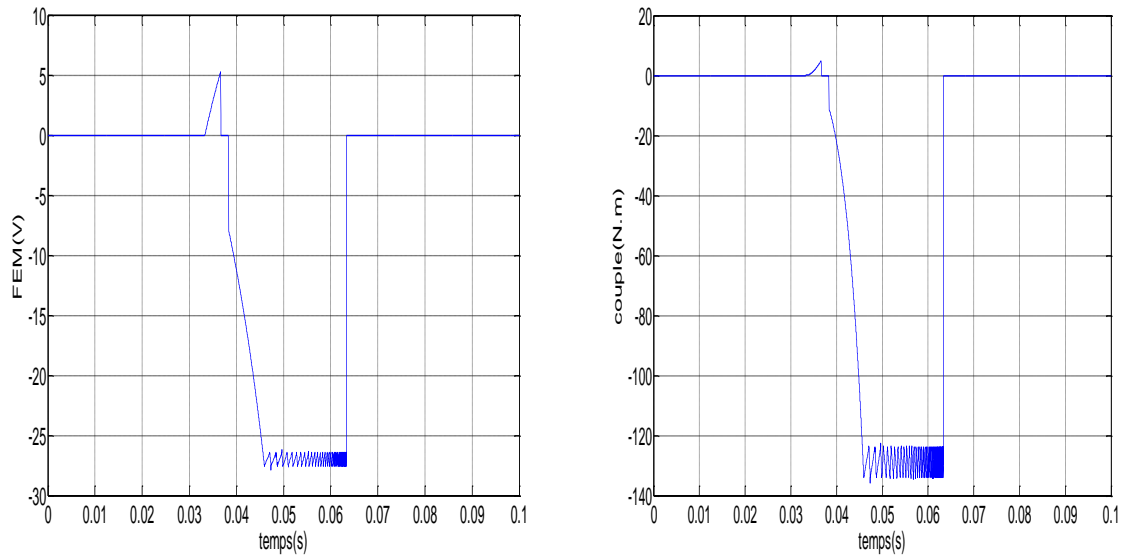
Figure II.14 : Simulation du fonctionnement par régulation de courant, hystérésis hard chopping, $\Omega = 100 \text{ tr/min}$, $I_{ref}=60\text{A}$, $\Delta I_{ref} = 2\text{A}$.

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

Les résultats de simulations sont représentés sur les figures II.15.

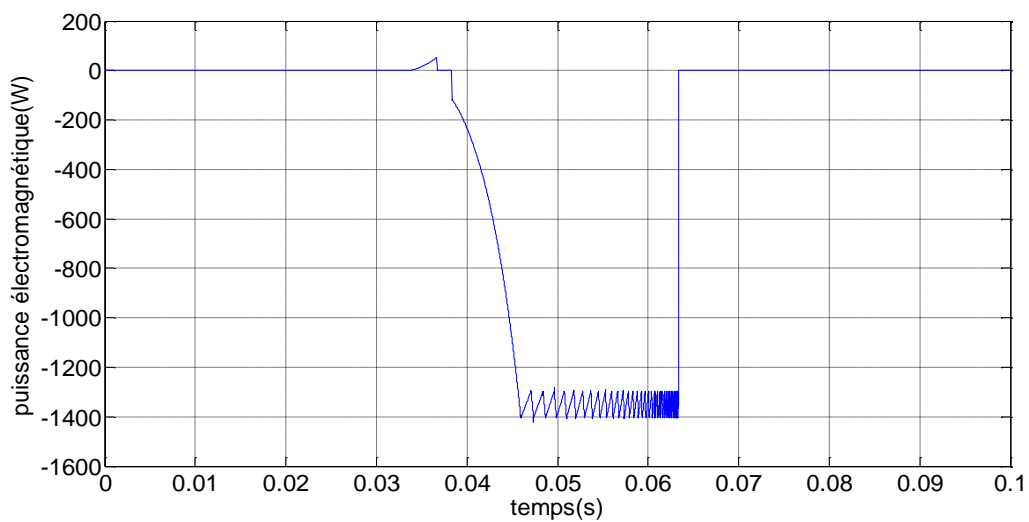


a) Courant et tension et inductance



b) Fém de phase

c) Couple de phase

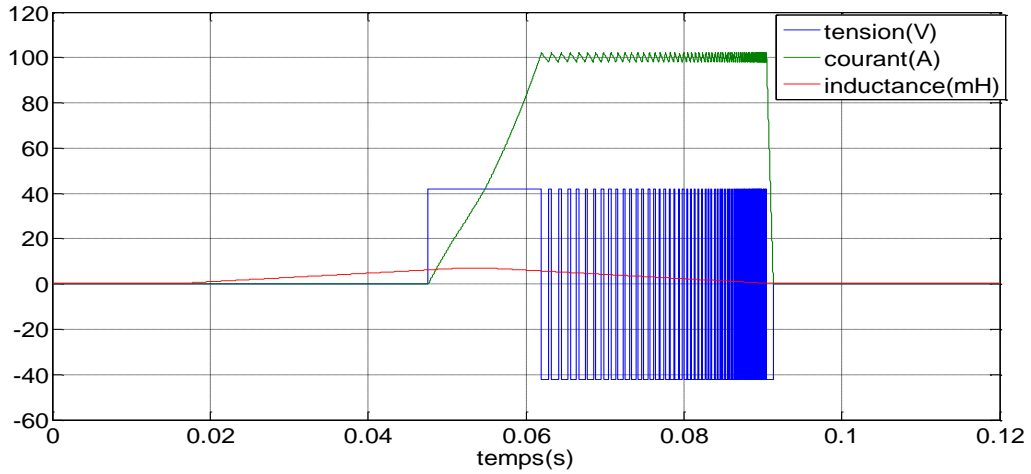


d) Puissance électromagnétique

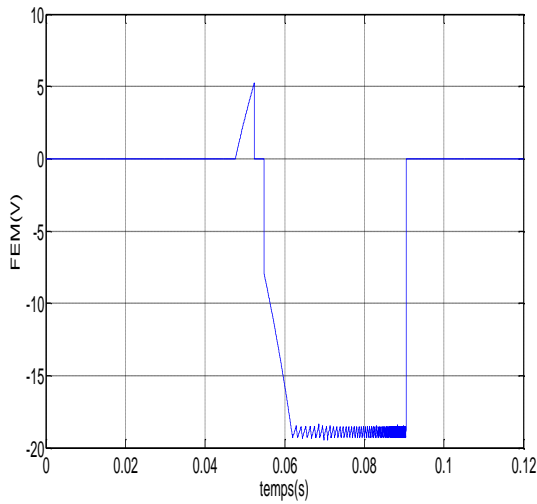
Figure II.15 : Simulation du fonctionnement avec régulation des courants, hystérésis hard chopping pour $\Omega = 100$ tr/min , $I_{ref}=100A$, $\Delta I_{ref} = 2A$.

Une autre simulation est réalisée pour les conditions précédentes en changeant uniquement la vitesse tel que $\Omega = 70$ tr/min

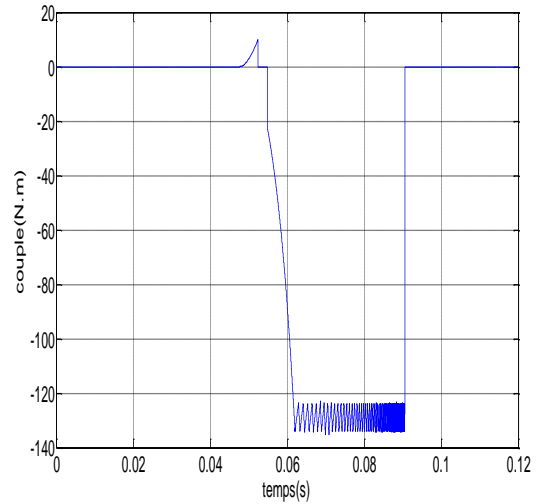
Les résultats de simulations sont représentés sur les figures II.16.



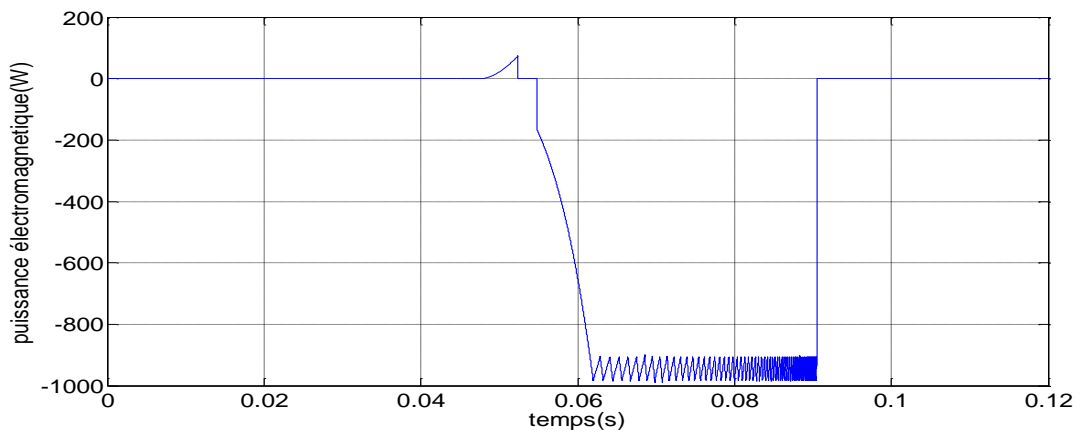
a) Courant et tension et inductance



b) Fém de phase



c) Couple de phase



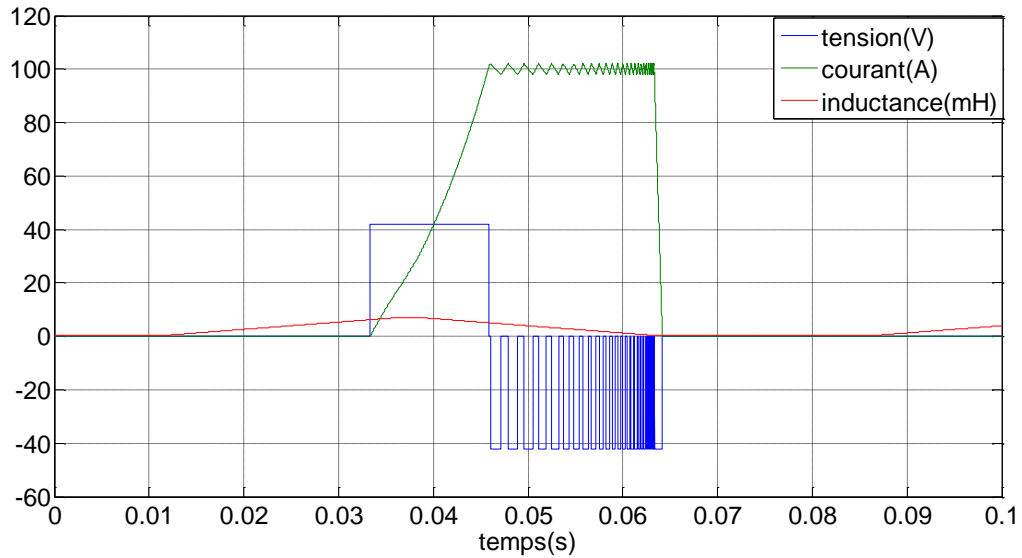
d) Puissance électromagnétique

Figure II.16: Simulation du fonctionnement par régulation des courants hystérésis hard chopping, pour $\Omega = 70 \text{ tr/min}$ et $I_{ref}=100\text{A}$

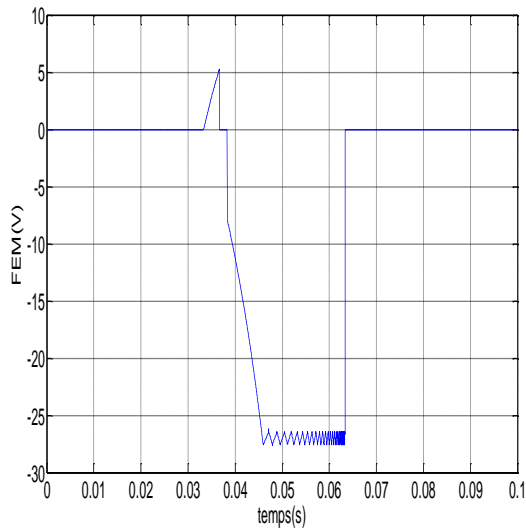
d) Hystérésis soft chopping:

La simulation est réalisée dans les conditions suivantes : $\theta_{on} = 20^\circ, \theta_{off} = 38^\circ$ et $\Omega = 100 \text{ tr/min}$, $I_{ref} = 100 \text{ A}$, $\Delta I_{ref} = 2 \text{ A}$.

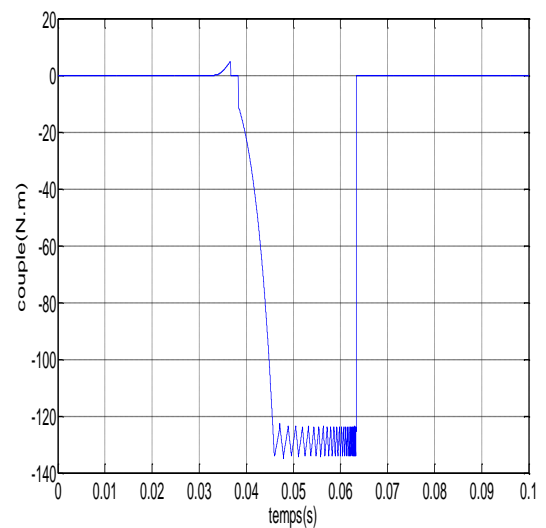
Les résultats de simulations pour une phase sont représentés sur les figures II.17.



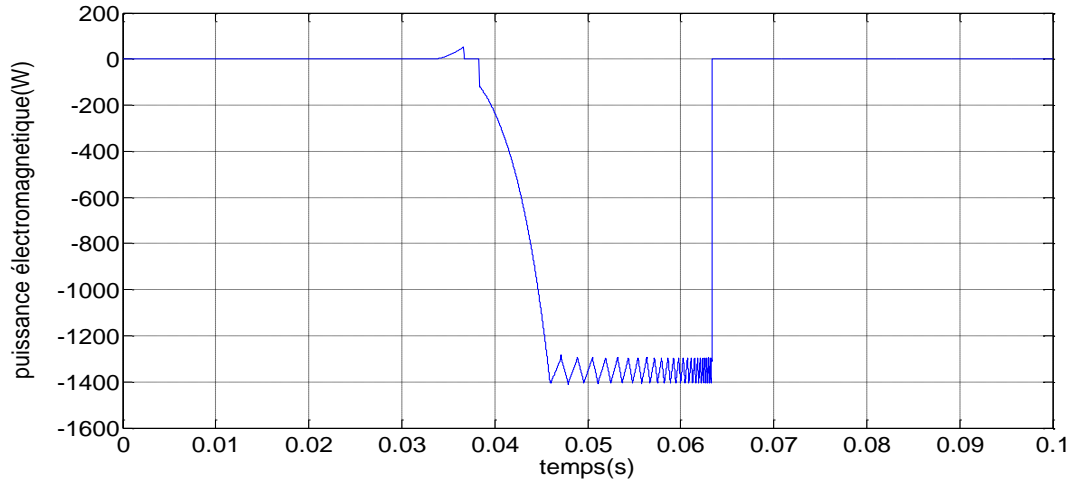
a) Courant et tension et inductance



b) Fém de phase



c) Couple de phase

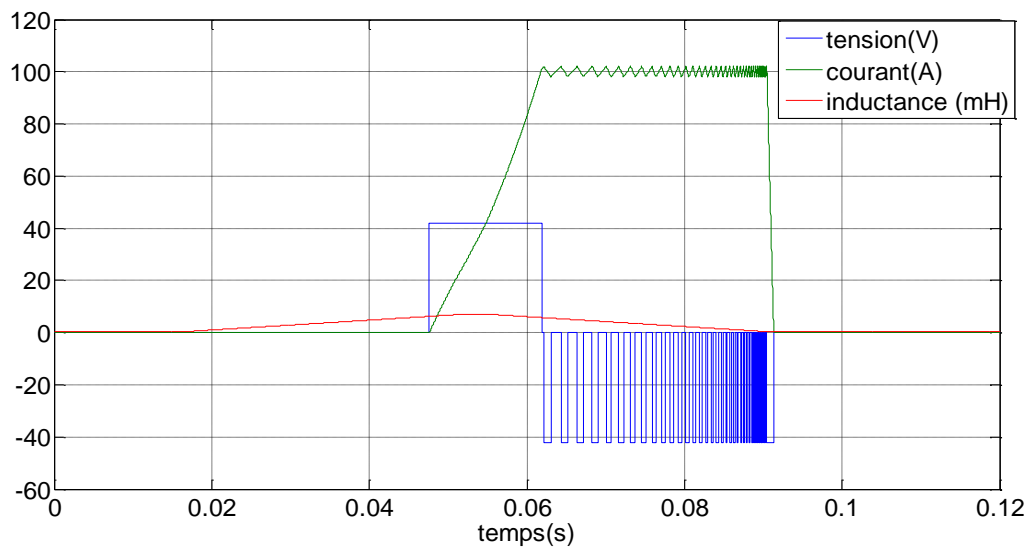


d) Puissance électromagnétique

Figure II.17 : Simulation du fonctionnement par régulation des courants, hystérésis soft chopping pour $\Omega = 100 \text{ tr/min}$ et $I_{\text{ref}}=100\text{A}$.

Une autre simulation est réalisée pour les conditions précédentes en changeant uniquement la vitesse tel que $\Omega = 70 \text{ tr/min}$

Les résultats de simulations sont représentés sur les figures II.18.



a) Courant et tension et inductance

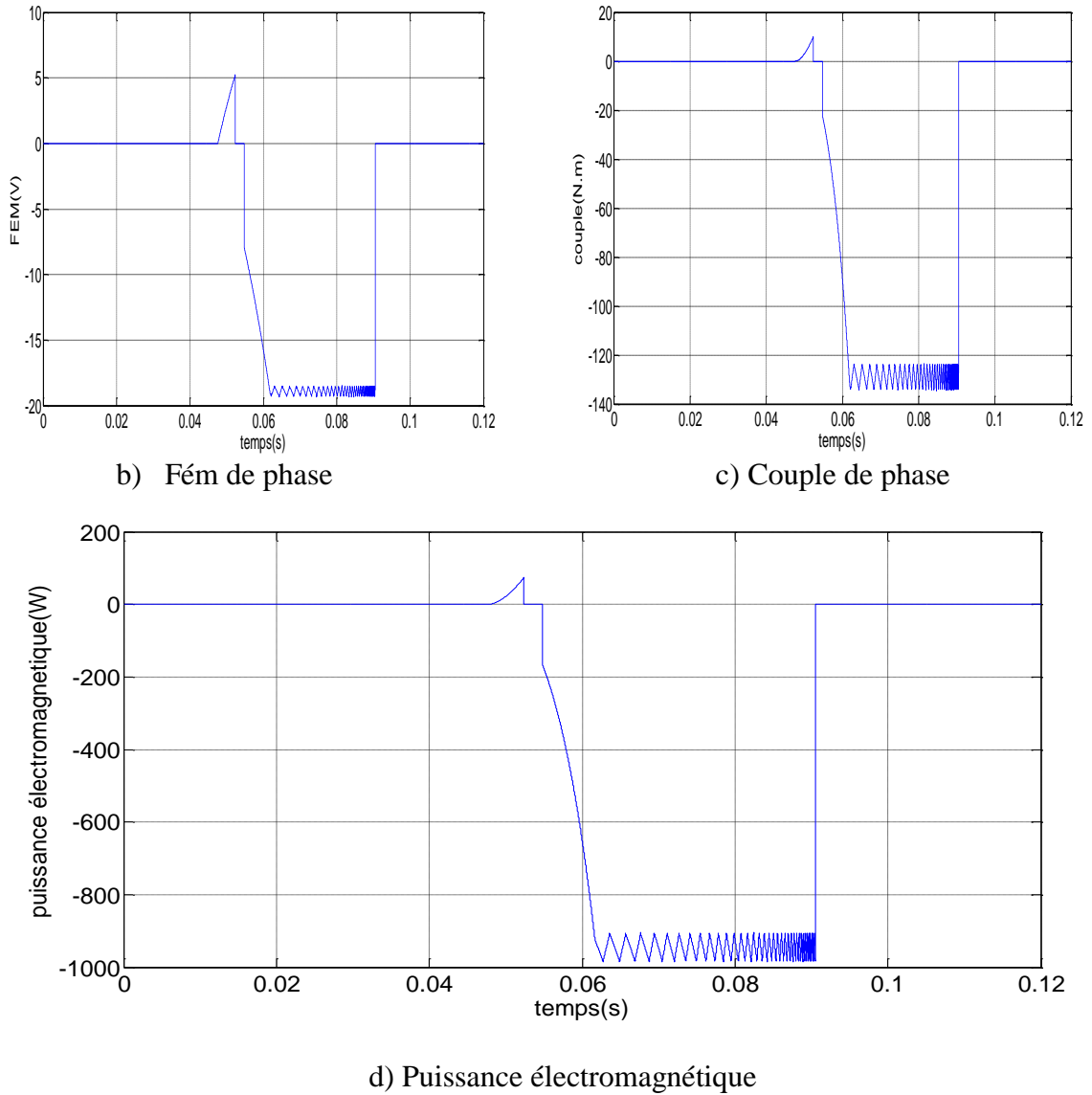


Figure II.18 : Simulation du fonctionnement par régulation des courants, hystérésis soft chopping pour $\Omega = 70 \text{ tr/min}$ et $I_{\text{ref}} = 100\text{A}$.

II.3.2.2 Alimentation par PWM

Le modèle « bloc hystérésis » est remplacé par le modèle « bloc PWM » donné sur la figure II.19.

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

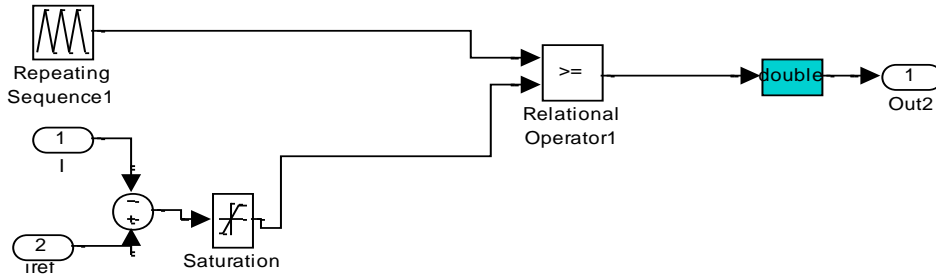
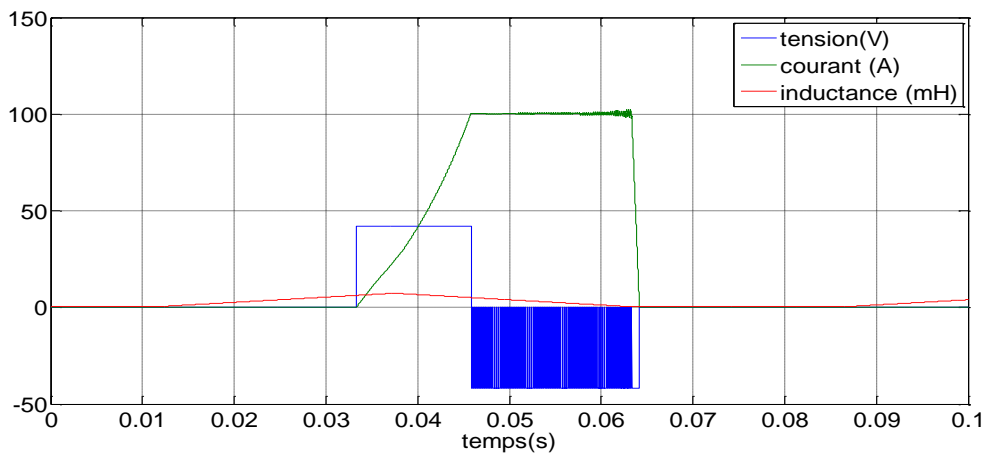


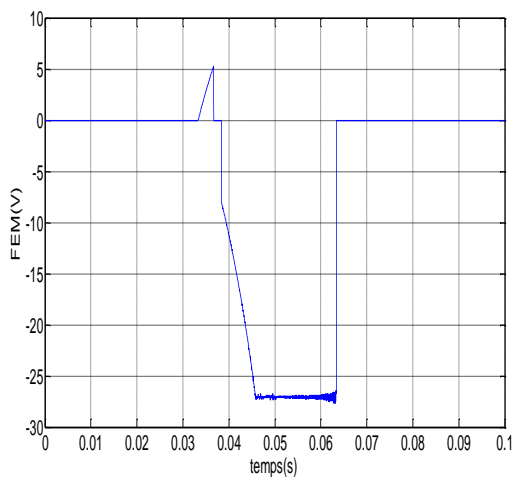
Figure II.19 : Modèle du régulateur de courant, alimentation par PWM.

La simulation est réalisée pour deux vitesses dans les conditions suivantes :
 $\theta_{on} = 20^\circ, \theta_{off} = 38^\circ, I_{ref}=100A, \Delta I_{ref} = 2A.$

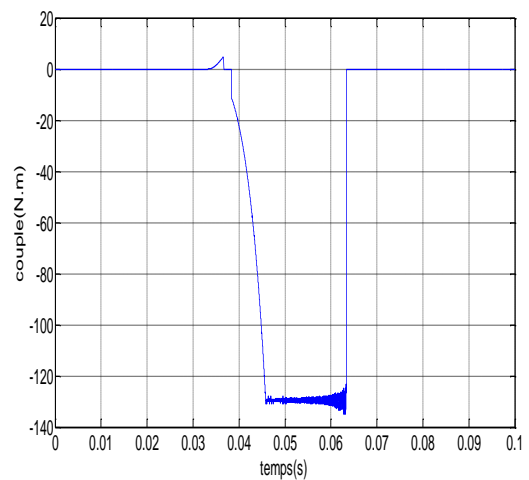
Les résultats de simulations sont représentés sur les figures II.20.



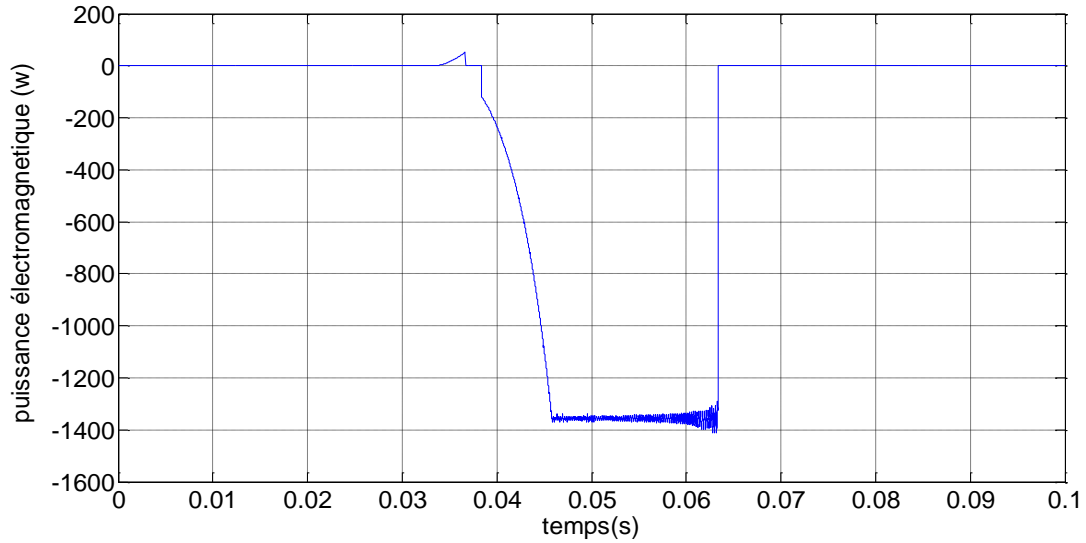
a) Courant et tension et inductance



b) Fém de phase



c) Couple de phase

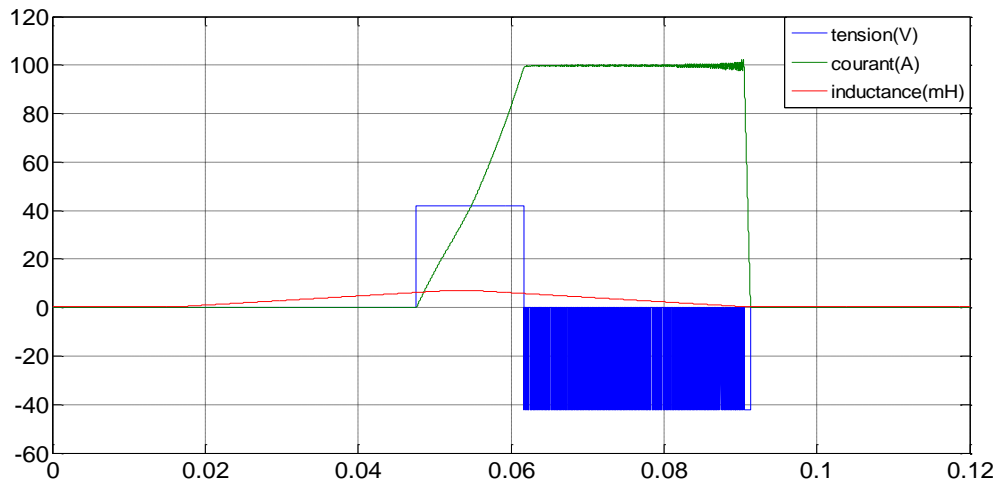


d) Puissance électromagnétique

Figure II.20 : Simulation du fonctionnement avec régulation des courants, PWM pour $\Omega = 100 \text{ tr/min}$ et $I_{\text{ref}} = 100\text{A}$

Une autre simulation est réalisée pour les conditions précédentes en changeant uniquement la vitesse t.q $\Omega = 70 \text{ tr/min}$

Les résultats de simulations sont représentés sur les figures II.20.



a) Courant et tension et inductance

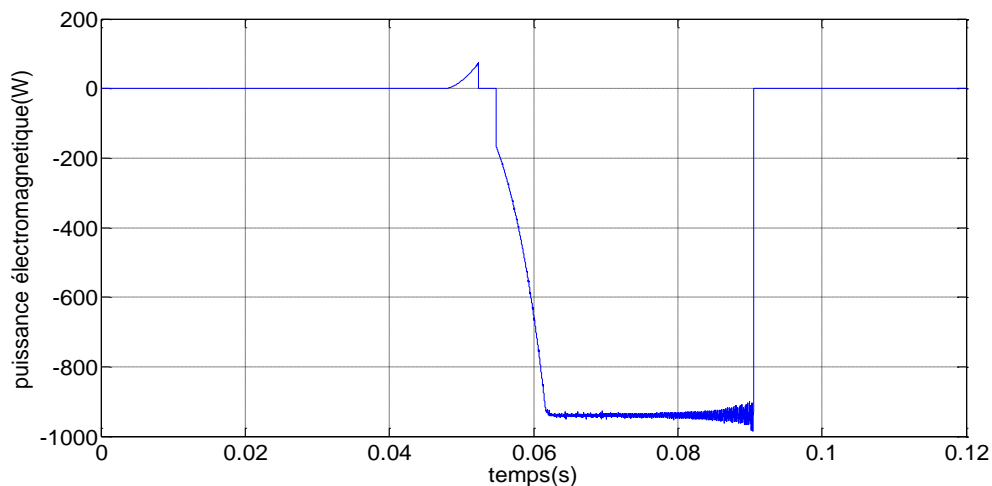
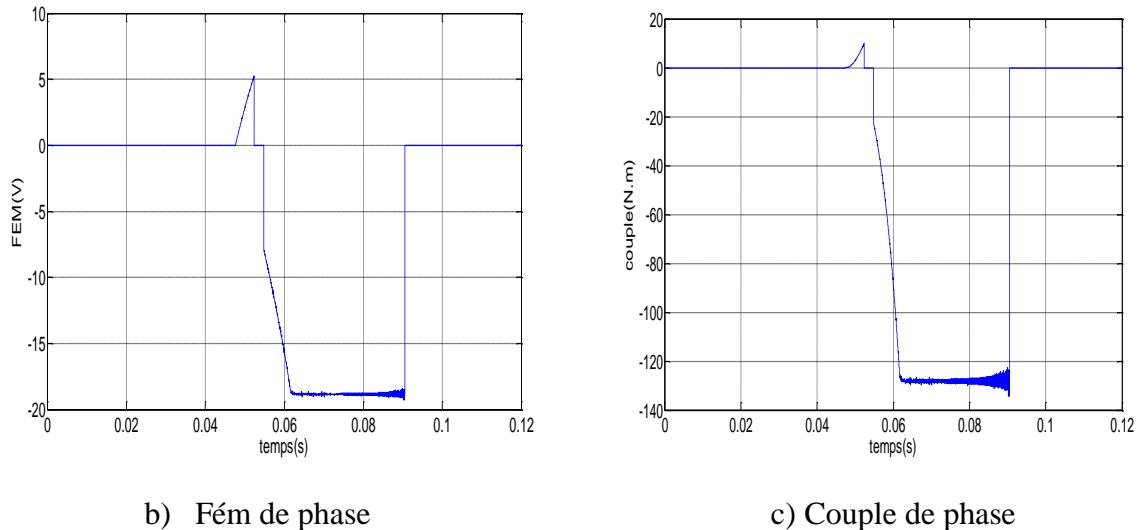


Figure II.21 : Simulation du fonctionnement avec régulation des courants, PWM pour $\Omega = 70 \text{ tr/min}$ et $I_{\text{ref}} = 100\text{A}$.

II.3.2.3 Analyse des résultats de la régulation du courant

- Les trois types de régulation testés conduisent à des résultats similaires.
- Les deux techniques de régulation de courant permettent de maintenir le courant constant ainsi que le couple électromagnétique et la puissance électromagnétique.
- Les deux modes de hachages hystérésis conduisent à des résultats similaires, néanmoins nous constatons que la fréquence de commutation dans le cas de hard chopping est plus importante.

- Les résultats de simulation nous a montré que la régulation du courant par hystérésis est intéressante pour imposer un courant constant .mais la PWM est plus intéressante pour le control de la fréquence de commutation.

Conclusion

Dans ce chapitre, un modèle Simulink dit « linéaire de l'inductance » est proposé pour la SRG. Celui-ci nous a permis de déterminer les caractéristiques de fonctionnement en régime permanent pour les faibles et grandes vitesses.

Le modèle numérique pour une phase a été comparé à un modèle analytique et les deux ont donné des résultats similaires.

La régulation du courant avec les trois techniques a permis de maintenir le couple plus ou moins constant pour la technique PWM la fréquence de commutation des IGBTs est constante alors qu'elle est variable pour la technique hystérésis.

Le modèle proposé dans ce cas est relativement simple et a permis de caractériser la machine qualitativement. La simulation du fonctionnement réel de la SRG nécessite un modèle plus complexe tenant compte de la saturation et de la double saillances.

CHAPITRE III: 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.

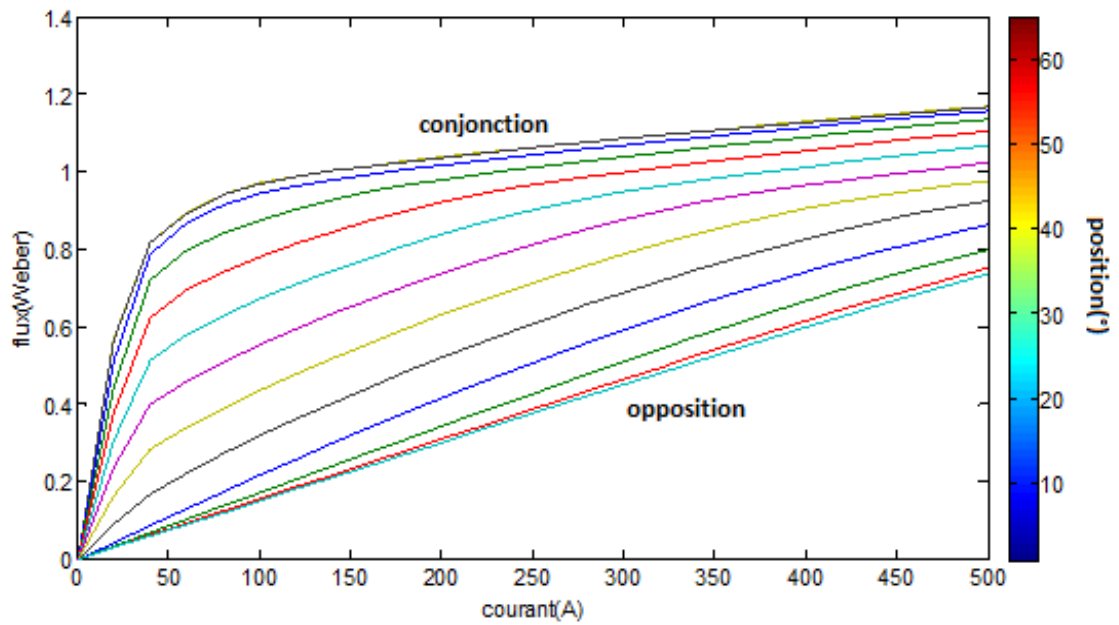
À l'inverse des autres machines, la saturation au niveau des dents statoriques et rotoriques des SRMs est désirable car elle permet une meilleure conversion électromagnétique. Pour cela, la modélisation de la SRM en régime saturé est plus intéressante que le régime non saturé pour l'étude des performances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

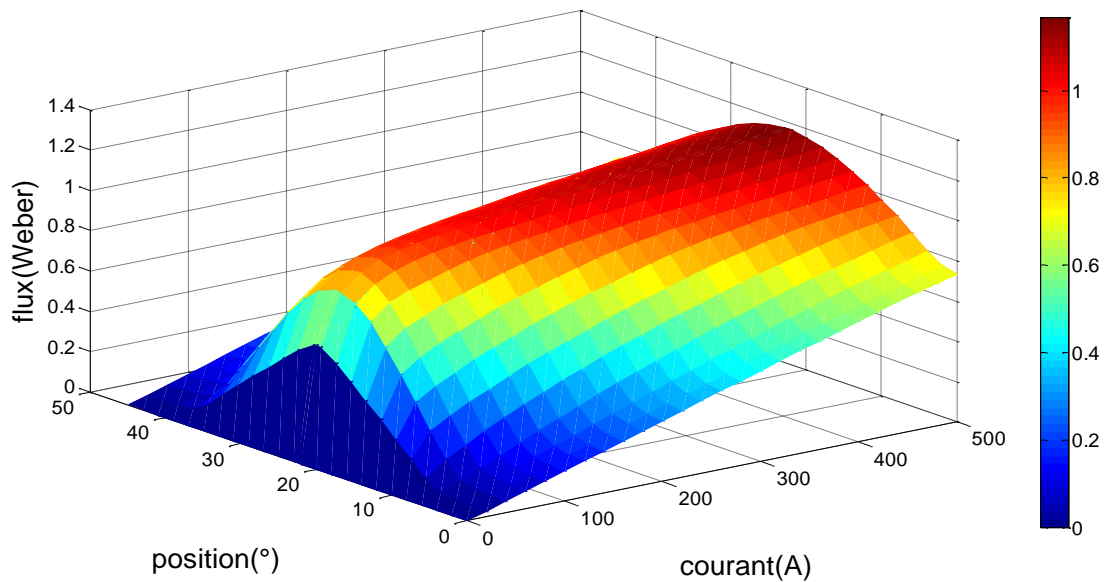
Dans ce chapitre, on se propose d'établir un modèle non linéaire sous matlab/simulink basé sur le modèle du flux qui nous évite le calcul de dérivées qui sont une source d'erreur numérique. Les caractéristiques de flux, et de couple électromagnétique en fonction de la position et du courant ont été déterminées 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.

III.1 Caractéristiques de la machine

Les caractéristiques de la machine sont représentées sur les figures III.1 et III.2 et III.3



a) Caractéristique de flux de la machine 2D.



b) Caractéristique de flux 3D

Figure III.1 : Caractéristiques magnétiques de la machine.

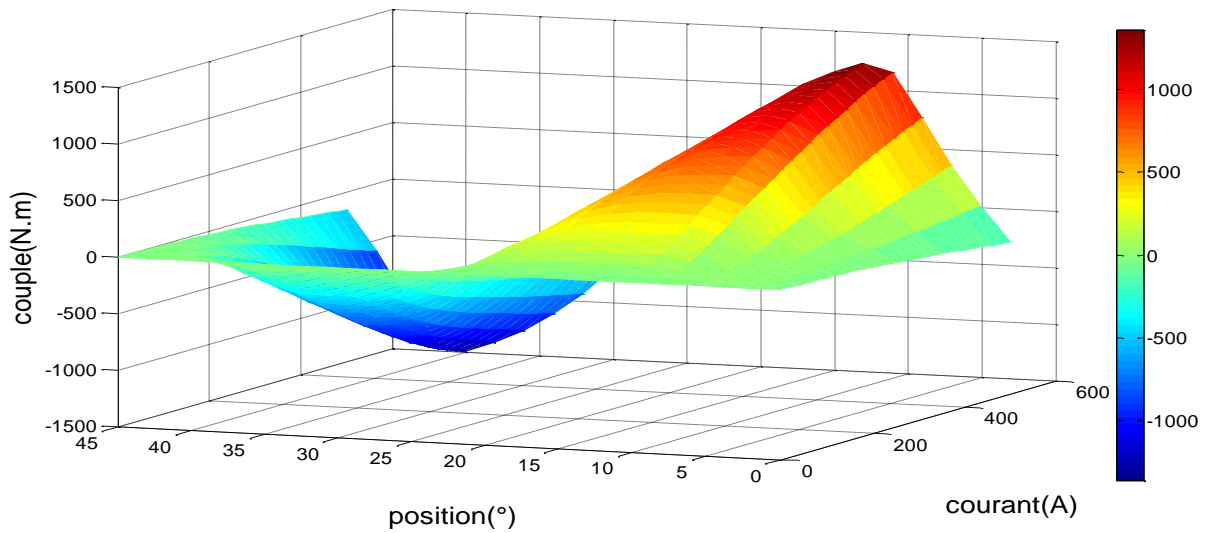


Figure III.2: caractéristique du couple électromagnétique 3D.

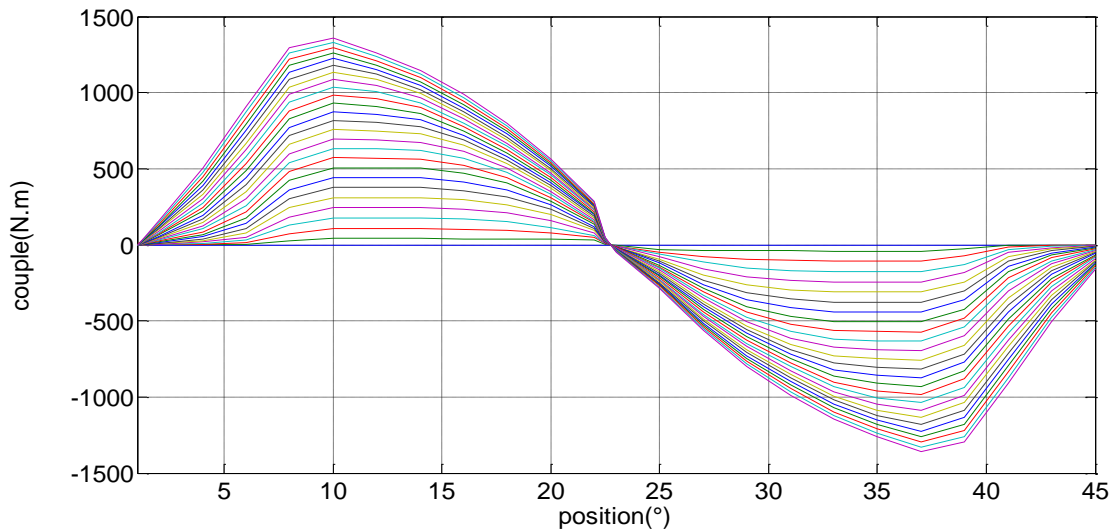


Figure III.3 : caractéristique du couple électromagnétique 2D

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 couplé en fonction du courant est linéaire.

III.2 Modèle Simulink utilisé

III.2.1 Equations de la tension et du couple électromagnétique en régime Saturé

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

$$V_j = R_j * i_j(t) + \frac{d \Psi_j(t)}{dt} \quad (\text{III.1})$$

Et l'équation du couple électromagnétique :

$$T_e = \frac{\partial W_c}{\partial \theta} \quad (\text{III.2})$$

L'équation de la fém est :

$$Fém = \frac{\partial \Psi_j}{\partial \theta} \cdot \frac{d\theta}{dt} \quad (\text{III.3})$$

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

III.2.2 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.

III.2.3 Modèle du courant et FEM

La table de flux en fonction de la position et du courant est utilisée pour déterminer le courant et la fem. La relation $\Psi = \int (V - R * i) dt$ nous permet de calculer le flux à partir du courant et de la tension. Une interpolation cubic-spline est utilisé afin d'améliorer la précision.

Pour le calcul du courant et de la fém et même le couple on a utilisé les look up table 2D qui nous a permet d'approximer les relations du flux/courant/position et couple/courant/position et fem/courant/position par l'utilisation de l'algorithme d'interpolation cubics-spline qui donne une meilleur précision par rapport à l'interpolation linéaire.

Le modèle Simulink de la SRG pour le calcul de courant et de la fém est présenté sur la figure III.4.

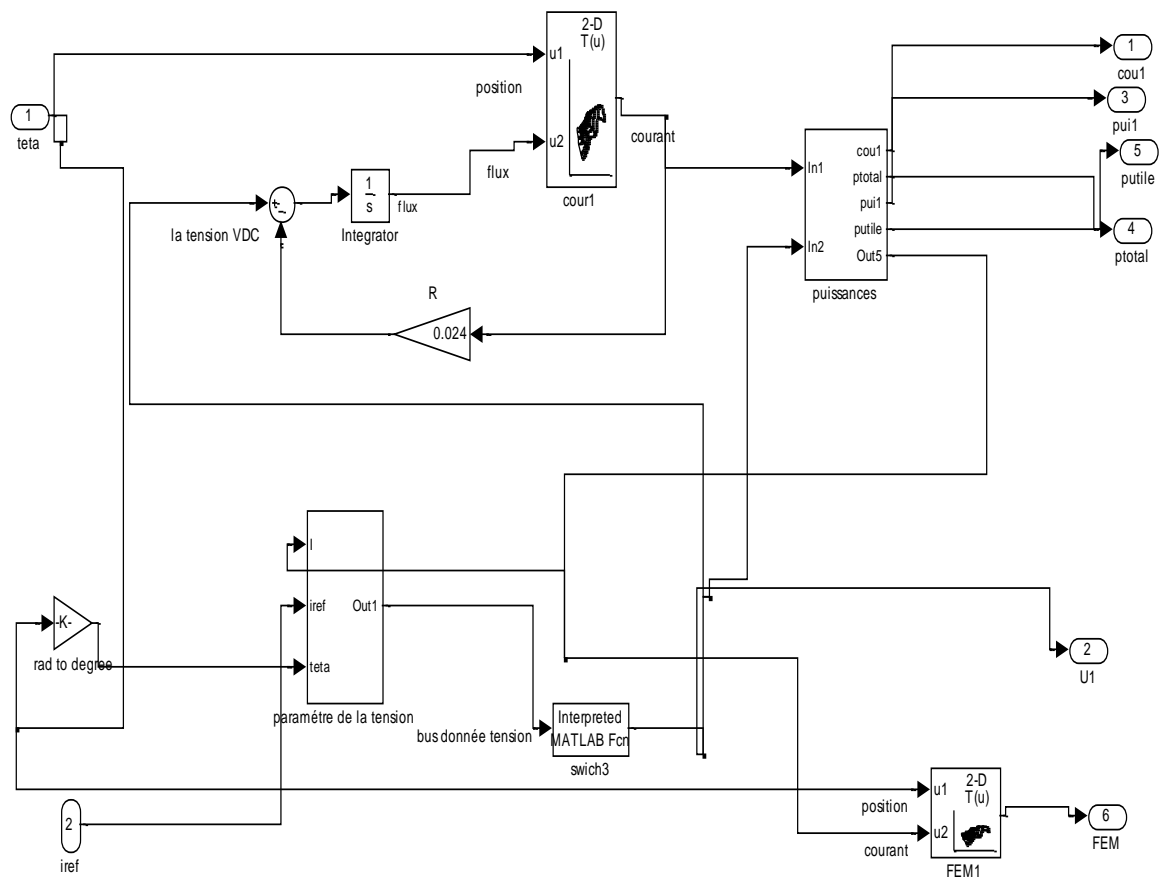


Figure III.4 : Bloc Simulink ‘phase’ du courant et FEM.

III.2.4 Modèle global de la machine

Le modèle global est construit à partir du modèle précédent en considérant les trois phases et des blocs supplémentaires permettant le calcul du couple total, du courant total, de la position et de la puissance.

Ce modèle est donné sur le schéma de la figure III.5.

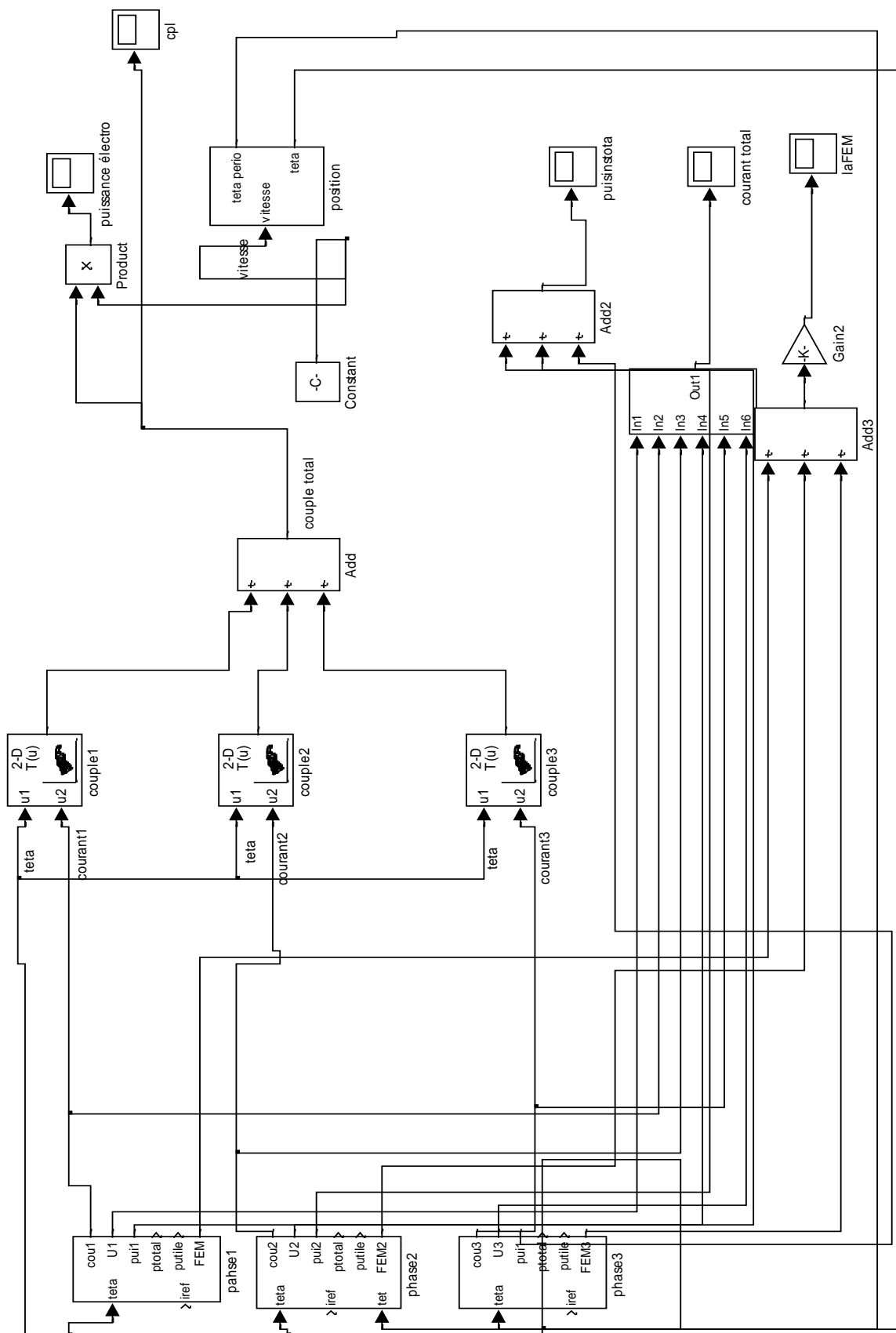


Figure III.5 : Bloc Simulink de SRG.

III.3 Simulation

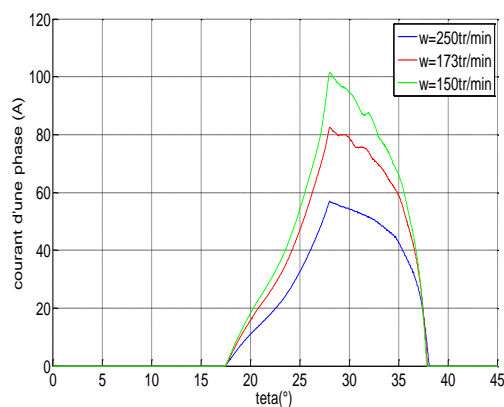
La simulation du fonctionnement de la SRG en régime permanent saturé pour différentes vitesses d'entraînement est effectuée pour les faibles et grandes vitesses de fonctionnement correspondant respectivement à l'alimentation régulée en courant et l'alimentation pleine onde.

III.3.1 Alimentation plein onde

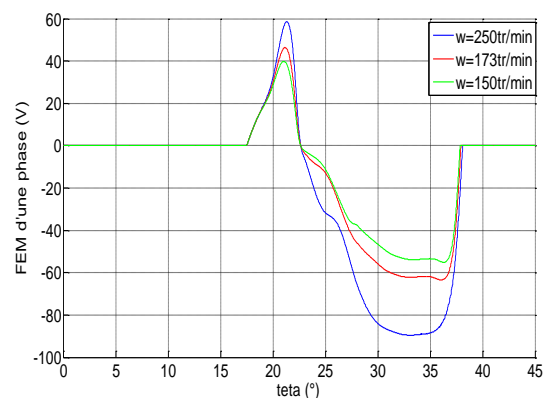
III.3.1.1 Pour une phase

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

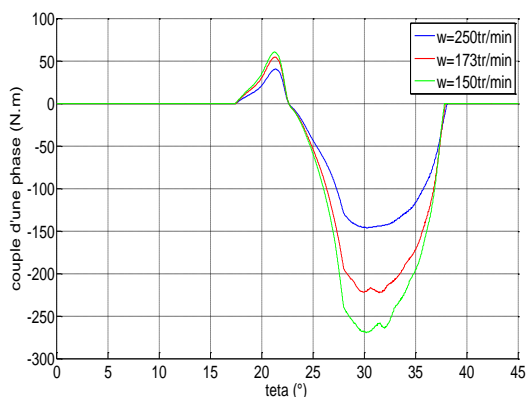
Les résultats de simulation sont présentés sur les figures III.6.



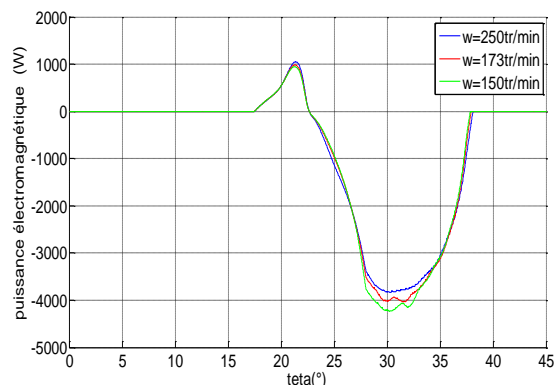
a) Courant de phase



b) Fém de phase



c) Couple de phase



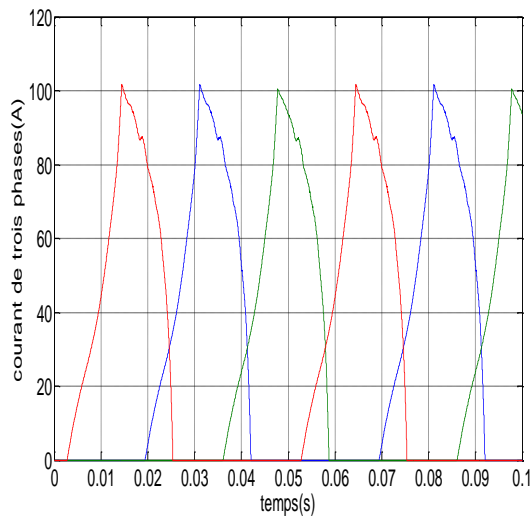
d) Puissance électromagnétique

Figure III.6 : 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 saturé.

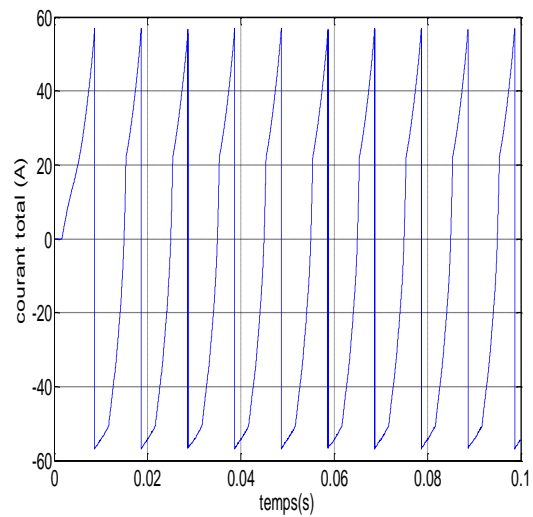
III.3.1.2 Pour les trois phases

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

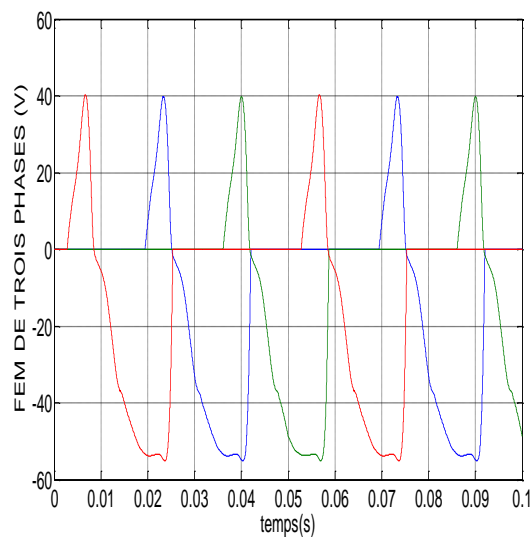
Les résultats de simulation sont présentés sur les figures III.7. et III.8.



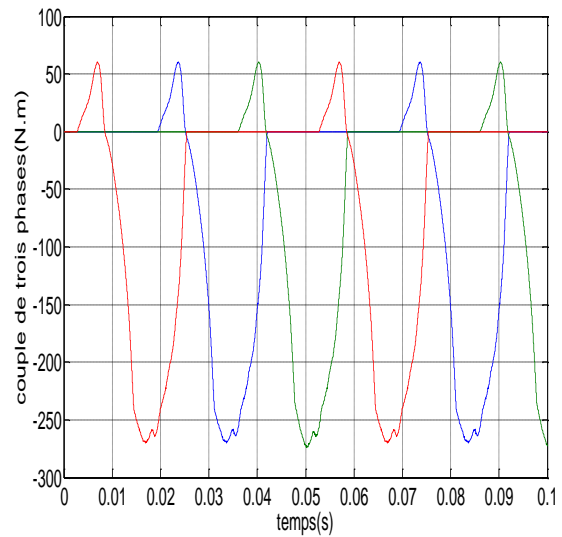
a) Courants des phases



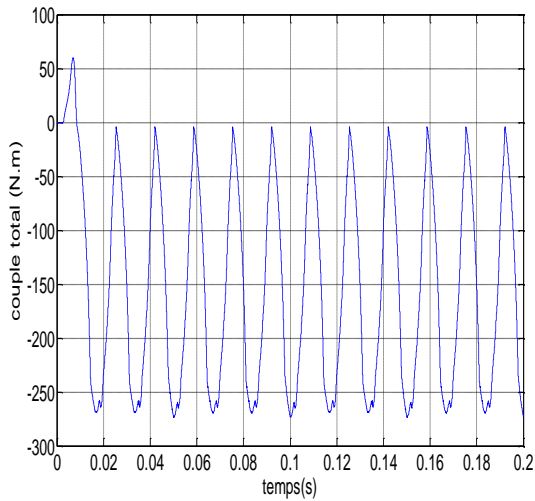
b) Courant total



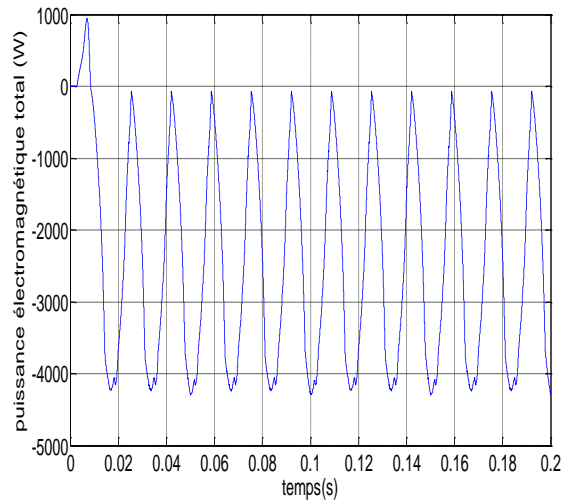
c) Fém des phases



d) Couples électromagnétiques

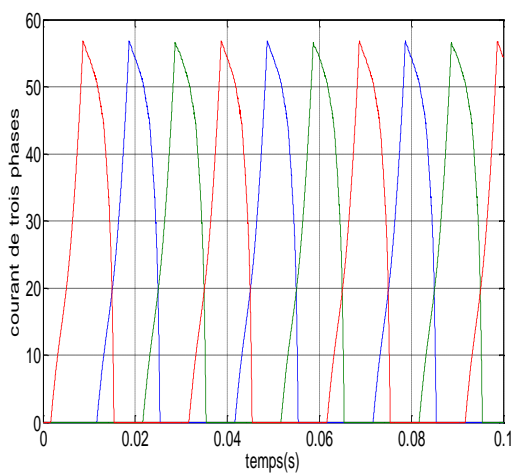


e) Couple électromagnétique total

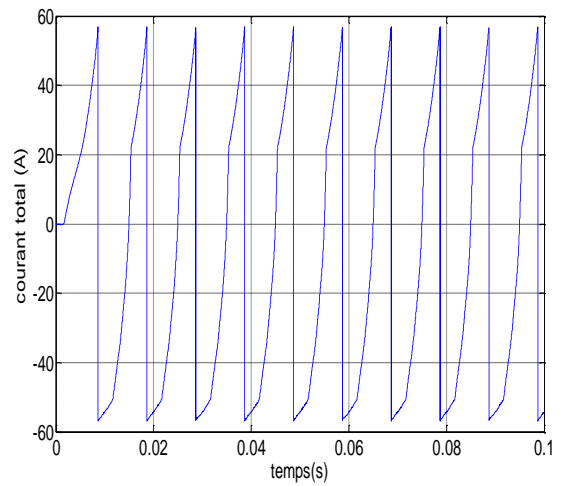


f) Puissance électromagnétique

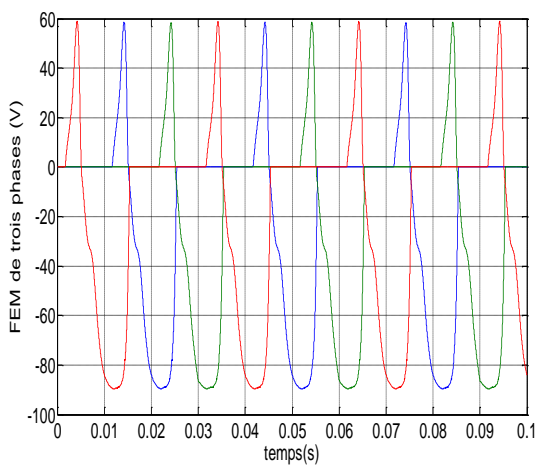
Figure III.7 : Résultats de simulation plein onde pour $\Omega=150$ tr/min , $\theta_{on} = 17.5^\circ$, $\theta_{off} = 28^\circ$ en régime saturé.



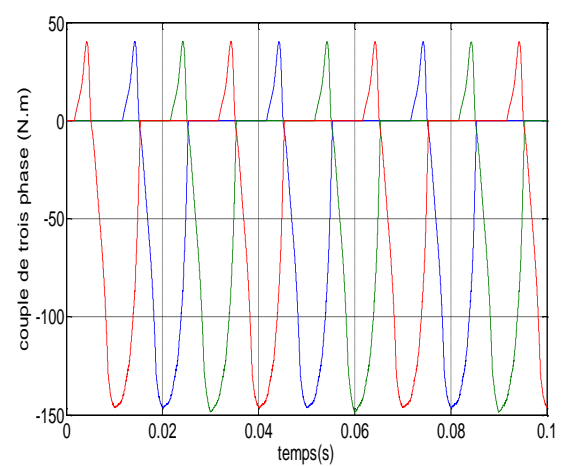
a) Courants des phases



b) Courant total



c) Fém des phases



d) Couple de trois phases

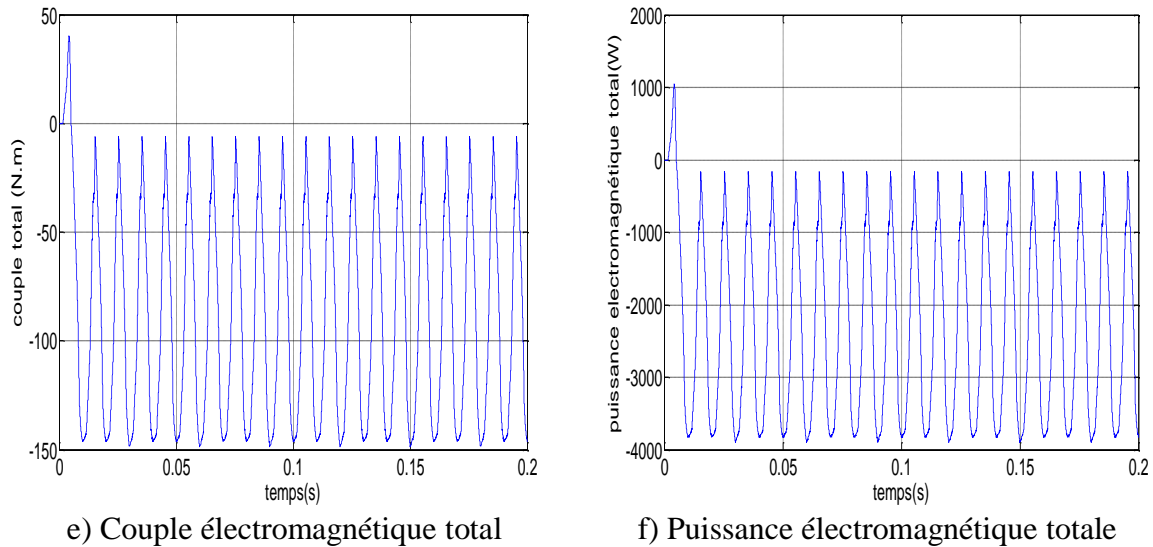


Figure III.8: Résultats de simulation plein onde pour $\Omega=250$ tr/min , $\theta_{on} = 17.5^\circ$, $\theta_{off} = 28^\circ$ en régime saturé.

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.

III.3.2 Simulation du fonctionnement par régulation des courants (faibles vitesses)

III.3.2.1 Alimentation par hystérésis

La simulation du fonctionnement de la machine en alimentation courant (hystérésis) est réalisée pour les deux mode de hachage le « hard chopping » et le « soft chopping » pour deux vitesses 70 et 100 tr/min et deux courants de références I_{ref} 100A et 60A 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 les figures III.9.

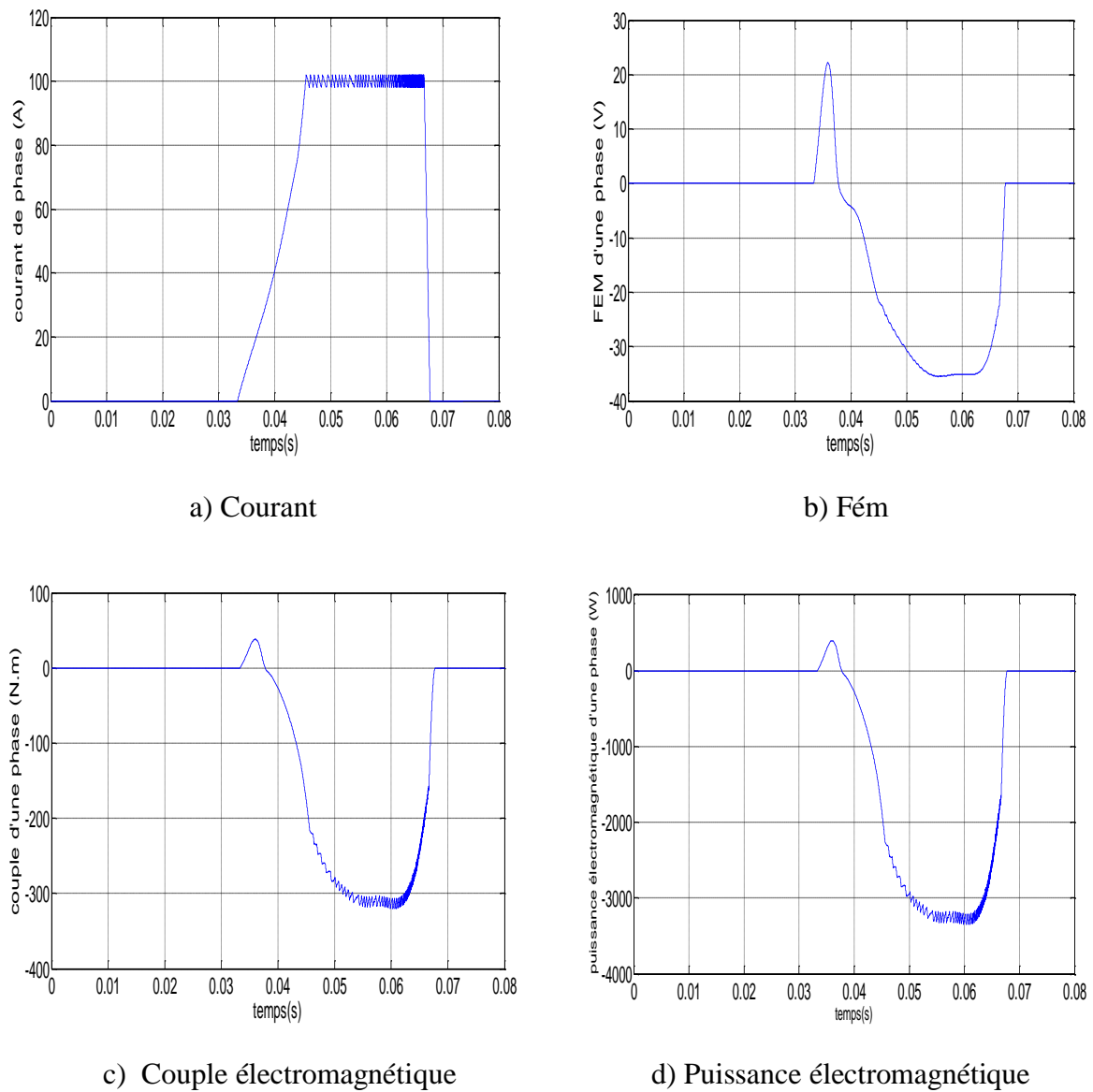
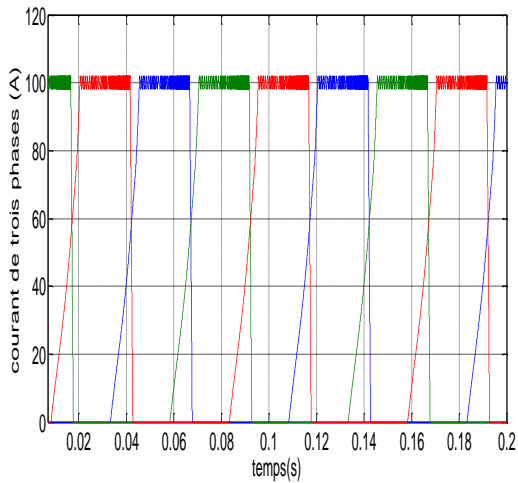
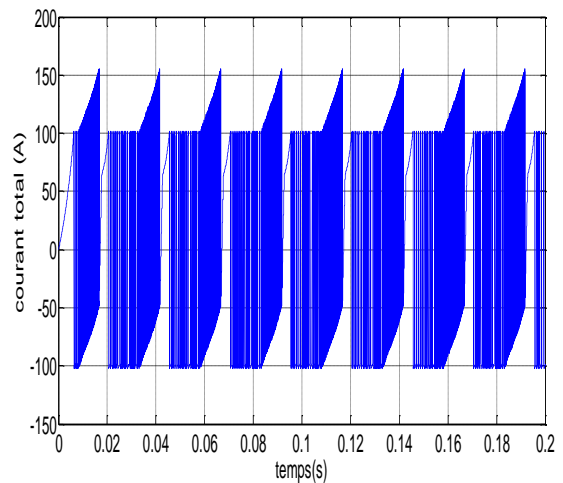


Figure III.9 : Résultats de simulation hard chopping pour $\Omega=100$ tr/min et $I_{ref}=100A$,
 $\theta_{on} = 20^\circ, \theta_{off} = 38^\circ$.

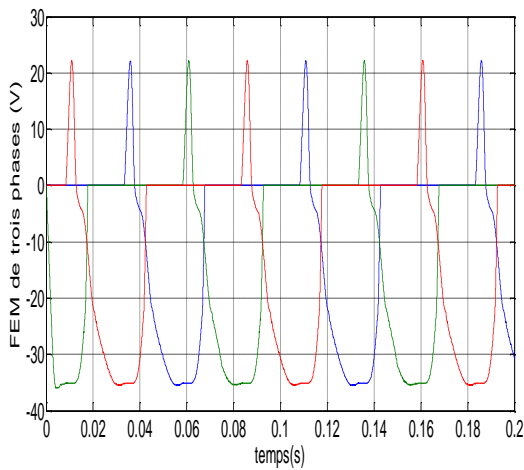
Les résultats de simulations pour les trois phases sont représentés sur les figures III.10 , III.11 et III.12.



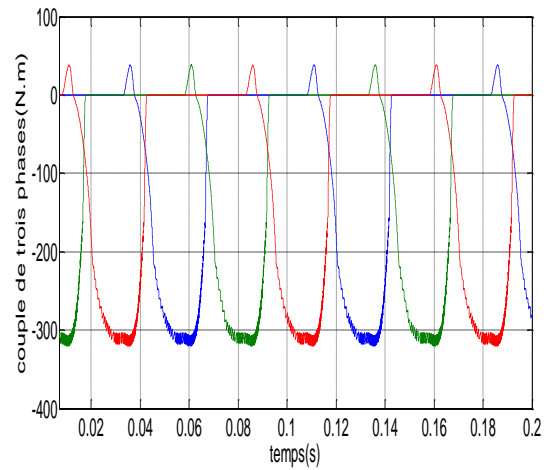
a) Courants des phases



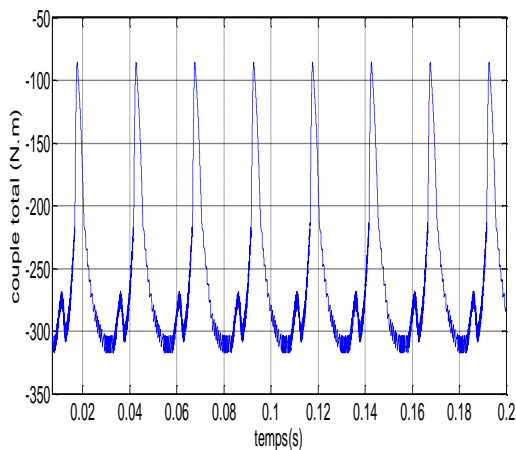
b) Courant total



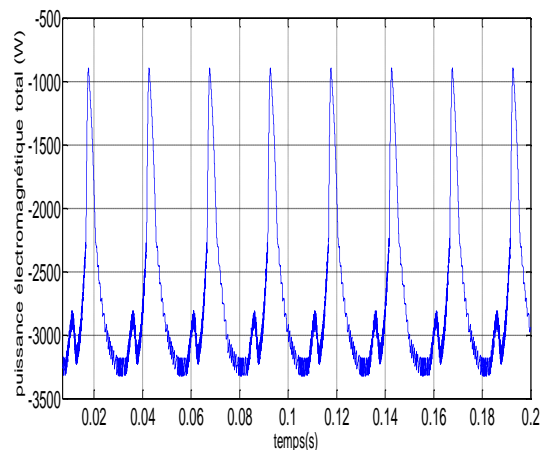
c) Fém des phases



d) Couples des phases

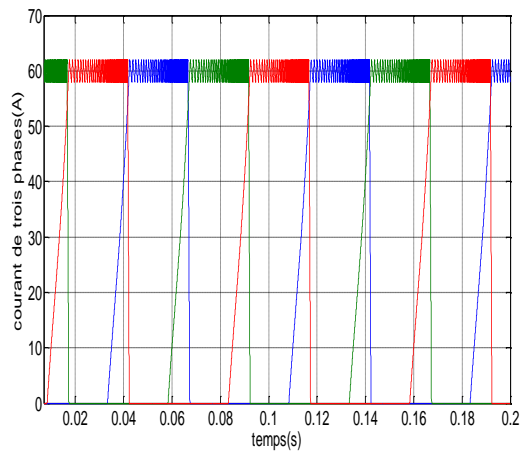


e) Couple électromagnétique

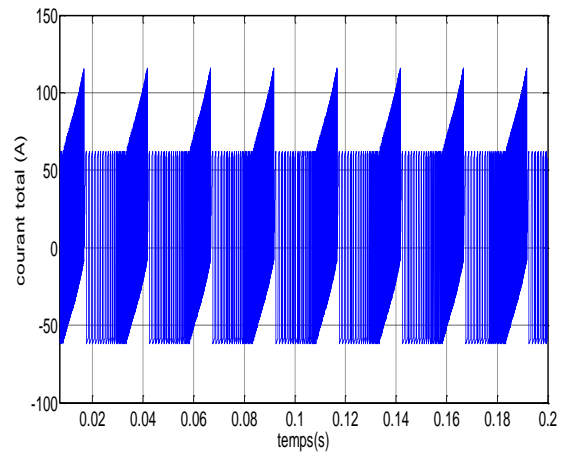


f) Puissance électromagnétique totale

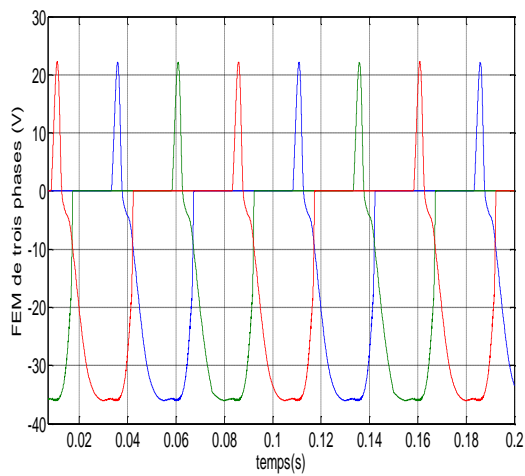
Figure III.10 : Résultats de simulation Hard chopping pour $\Omega=100$ tr/min et $I_{ref}=100A$
 $\theta_{on} = 20^\circ, \theta_{off} = 38$ pour les trois phases en régime saturé.



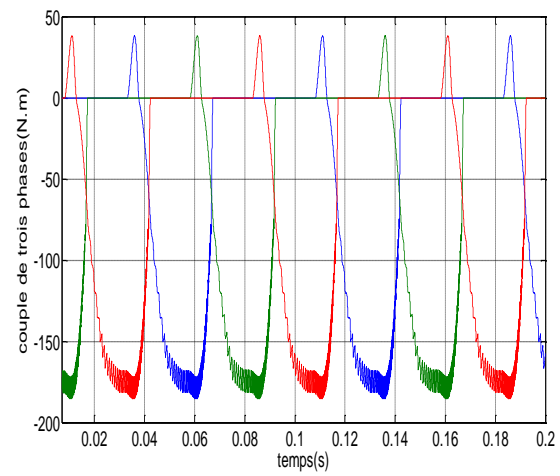
a) Courants des phases



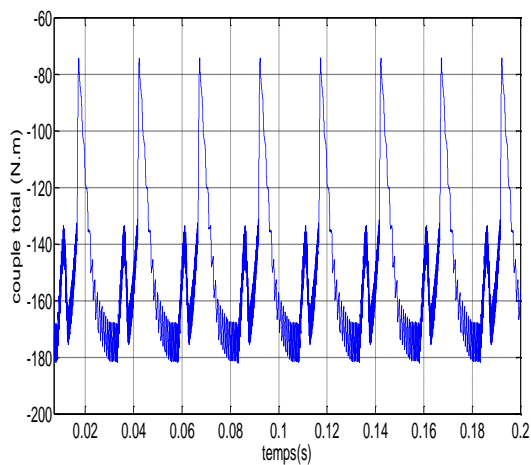
b) Courant total



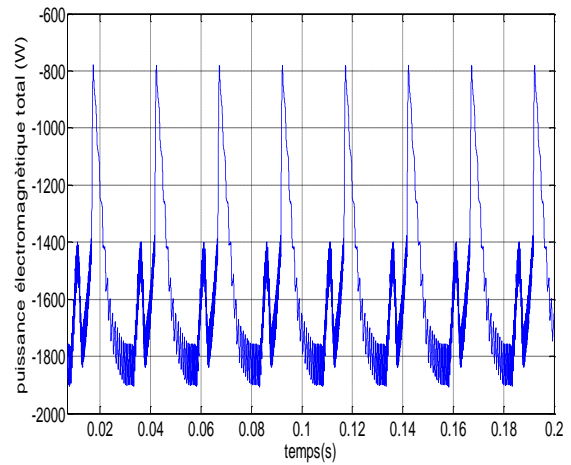
c) Fém des phases



d) Couples des phases

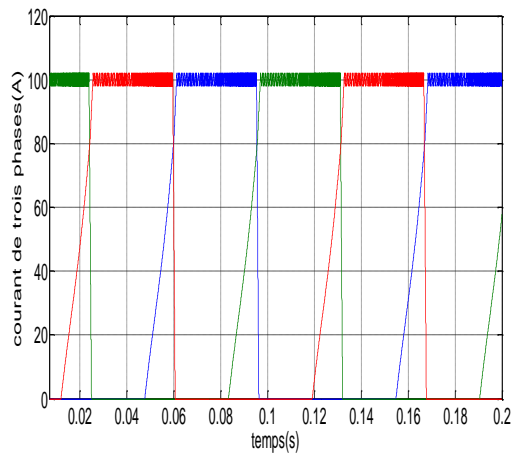


e) Couple électromagnétique total

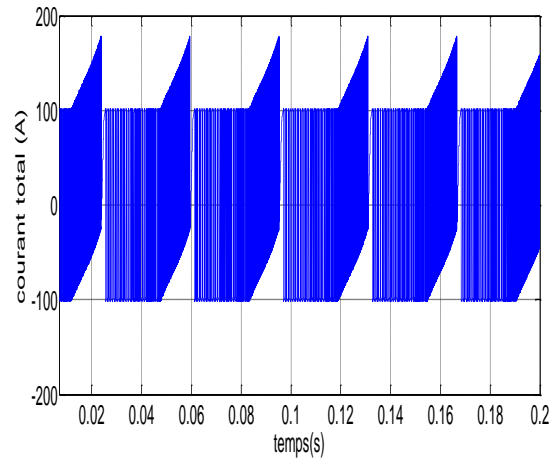


f) Puissance électromagnétique totale

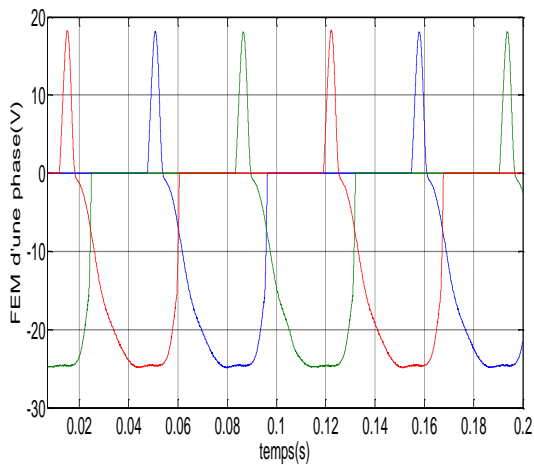
Figure III.11 : Résultats de simulation Hard chopping pour $\Omega=100$ tr/min et $I_{ref}=60A$, $\theta_{on} = 20^\circ$, $\theta_{off} = 38$ pour les trois phases en régime saturé.



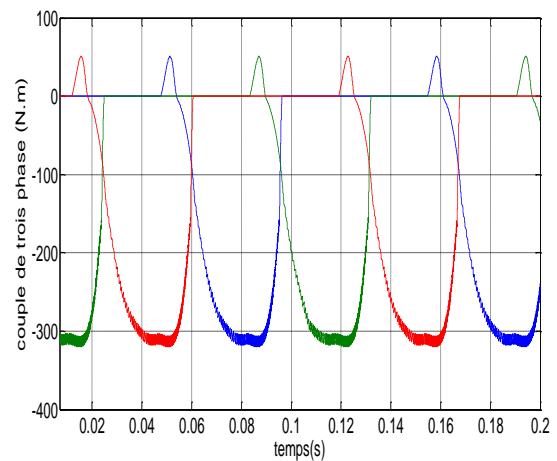
a) Courants des phases



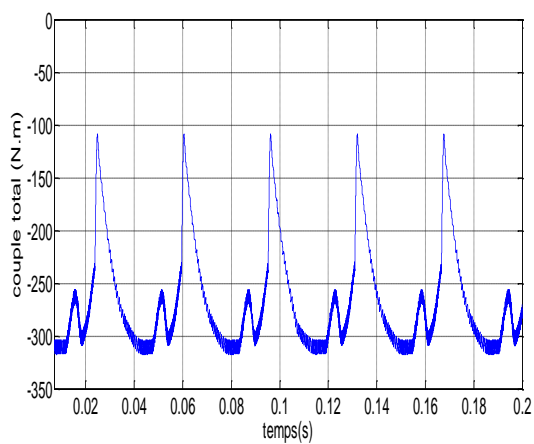
b) Courant total



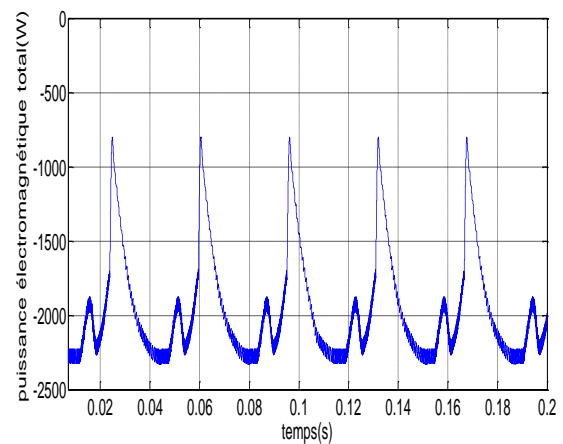
c) Fém des phases



d) Couple des phases



e) Couple électromagnétique total

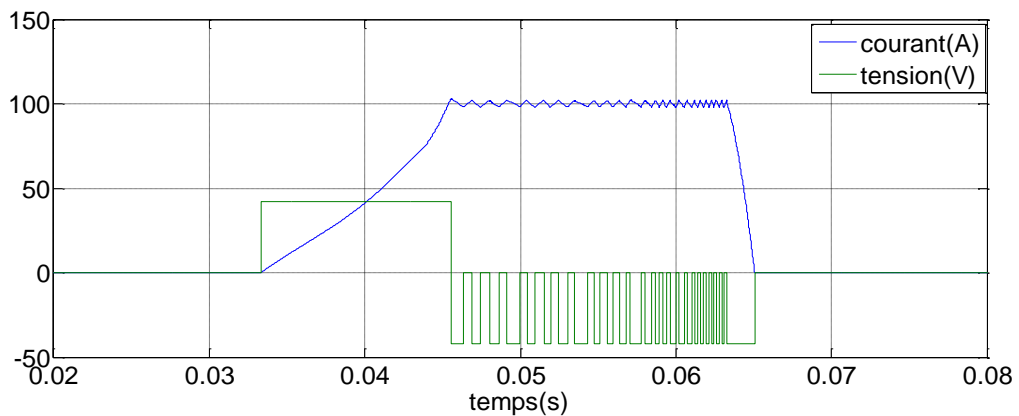


f) Puissance électromagnétique totale

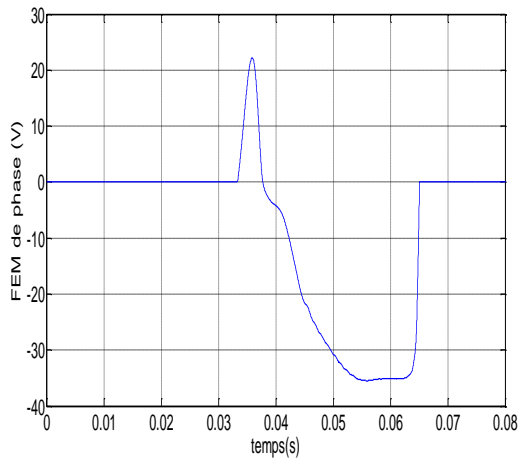
Figure III.12 : Résultats de simulation Hard chopping pour $\Omega=100$ tr/min et $I_{ref}=100A$, $\theta_{on} = 20^\circ$, $\theta_{off} = 38$ pour les trois phases en régime saturé.

b) Hystérésis soft chopping

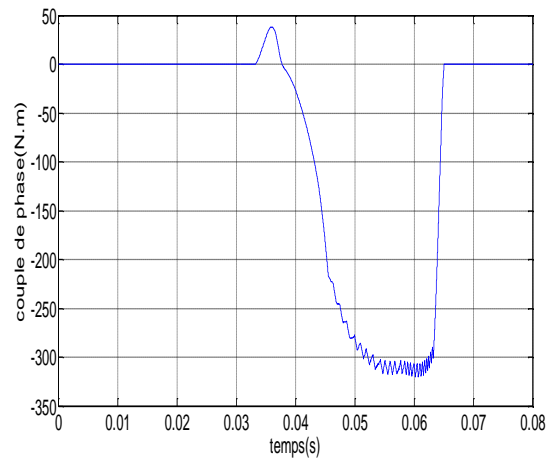
Les résultats de simulations pour une phase sont représentés sur les figures III.13.



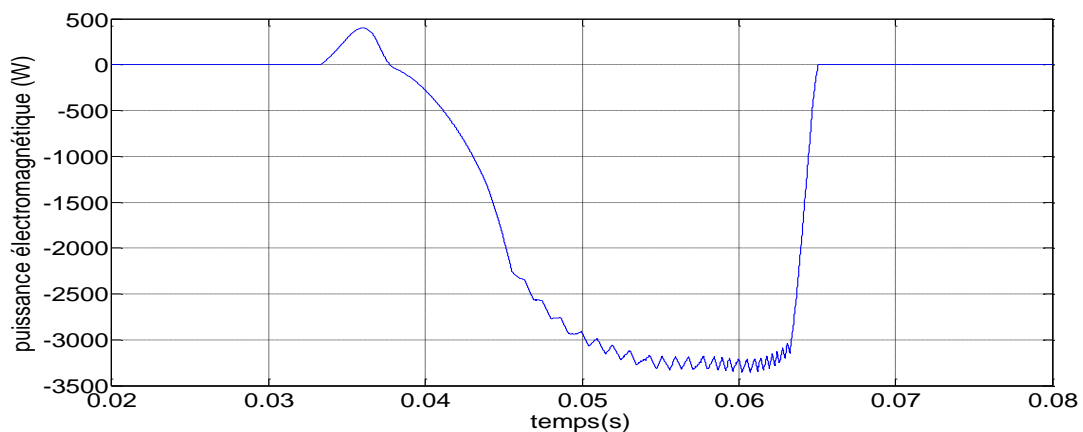
a) Tension et courant



b) Fém de phase



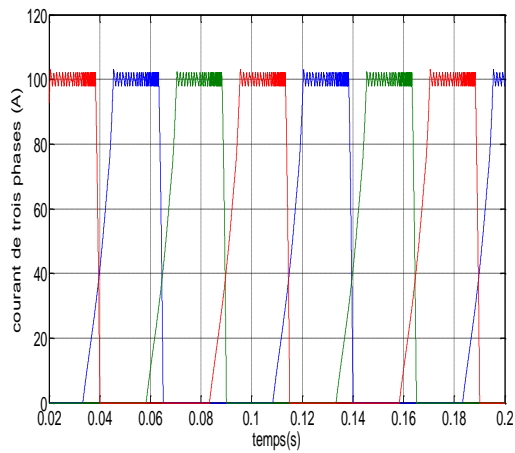
c) Couple de phase



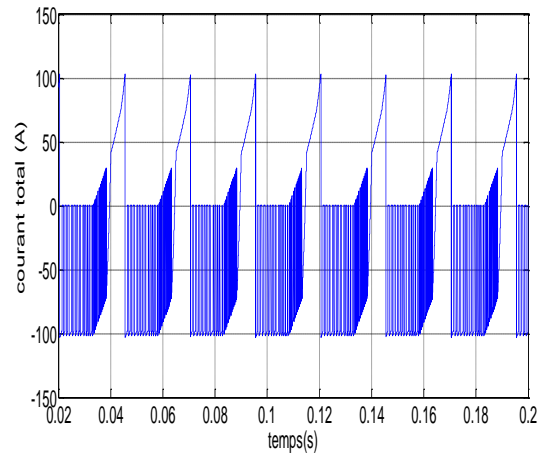
d) Puissance électromagnétique

Figure III.13 : Résultats de simulation soft chopping pour $\Omega=100$ tr/min et $I_{ref}=100A$, $\theta_{on} = 20^\circ$, $\theta_{off} = 38$ pour les trois phases en régime saturé.

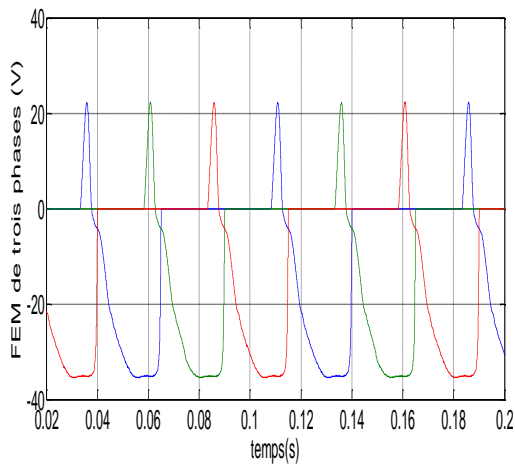
Les résultats de simulations des trois phases sont représentés sur les figures II.14, III.15.



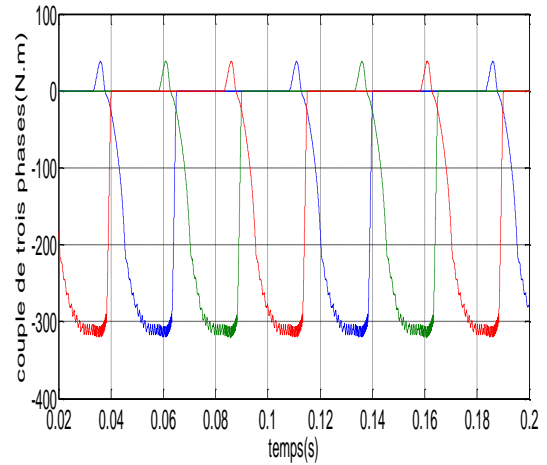
a) Courants des phases



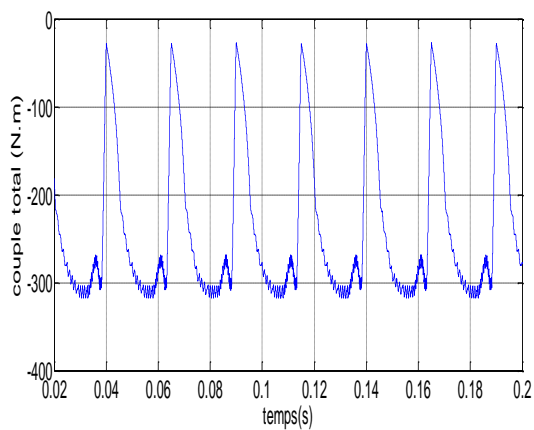
b) Courant total



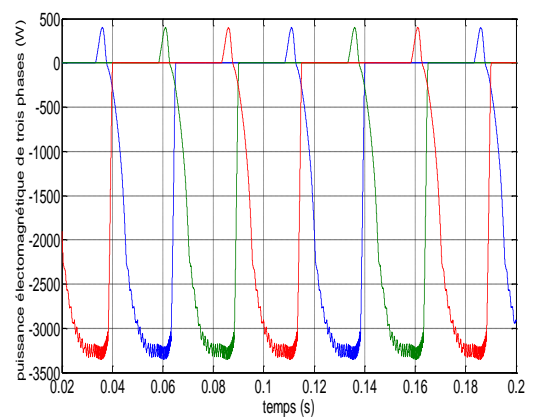
c) Fém des phases



d) Couples des phases



e) Couple total



f) Puissance électromagnétique des phases

Figure III.14 : résultats de simulation soft chopping pour $\Omega=100$ tr/min et $I_{ref}=100A$

$$\theta_{on} = 20^\circ, \theta_{off} = 38 \text{ pour trois phases en régime saturé}$$

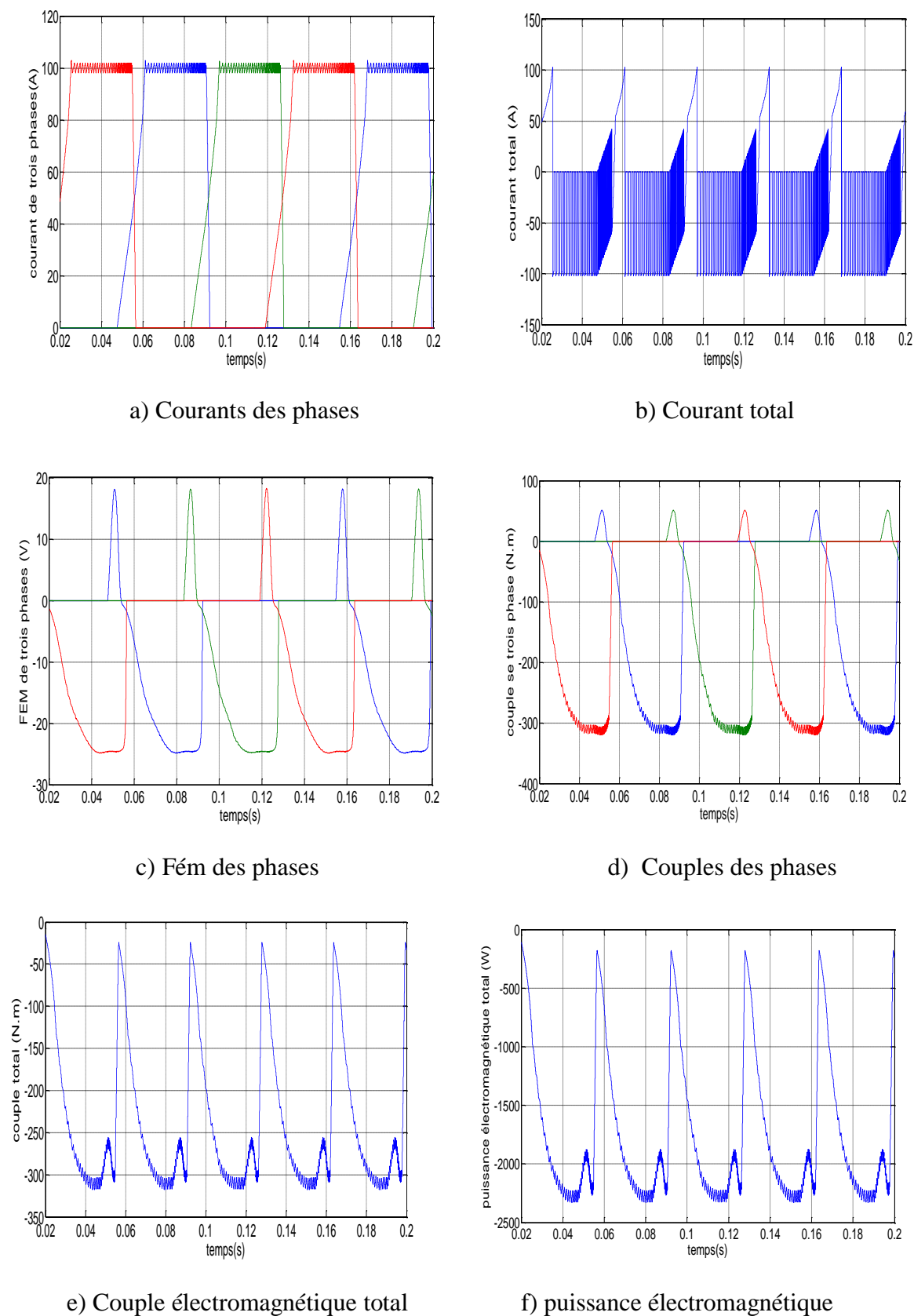


Figure III.15 : Résultats de simulation soft chopping pour $\Omega=70$ tr/min avec $I_{ref}=100A$, $\theta_{on} = 20^\circ$, $\theta_{off} = 38$ en régime saturé.

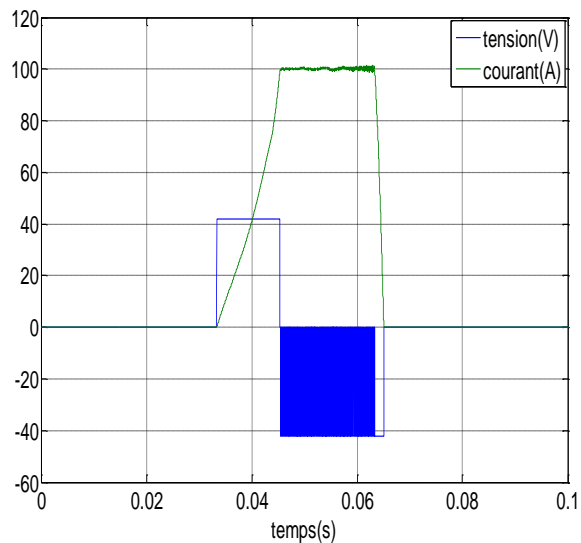
III.3.2.2 Alimentation par PWM

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

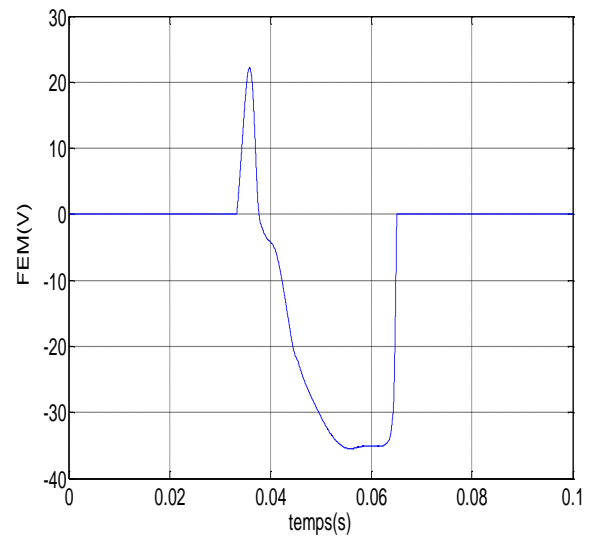
La simulation est réalisée pour deux vitesses dans les conditions suivantes :

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

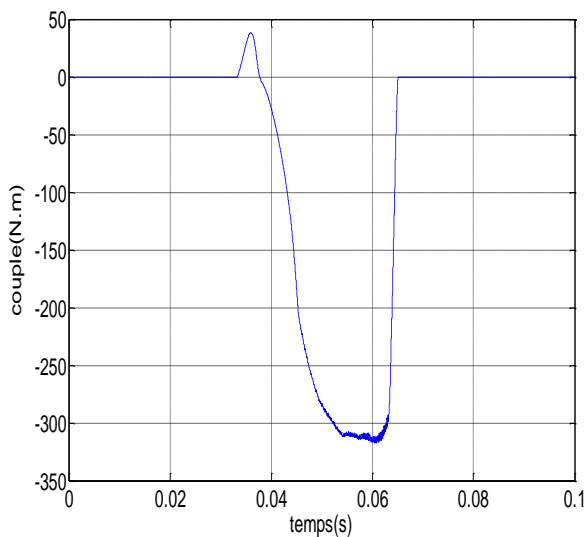
Les résultats de simulations dans le cas $\Omega = 100$ tr/min pour une phase sont représentés sur les figures III.16.



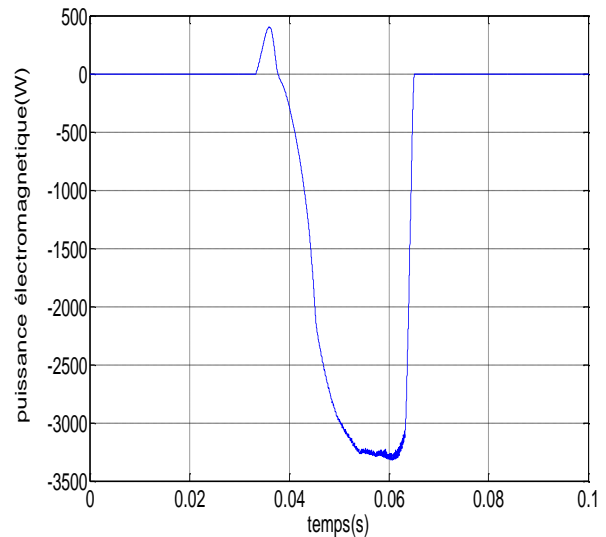
a) Tension et courant



b) Fém de phase



c) Couple électromagnétique

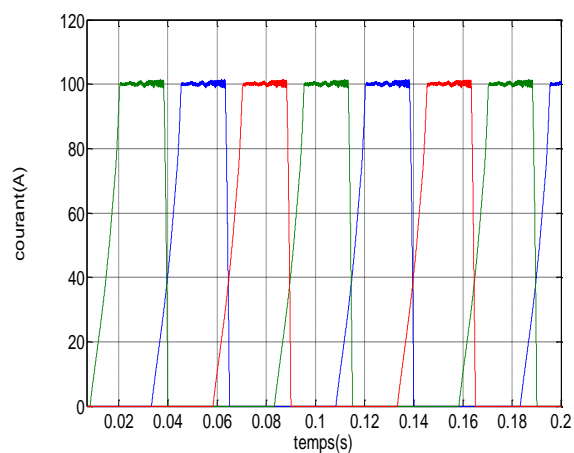


d) Puissance électromagnétique

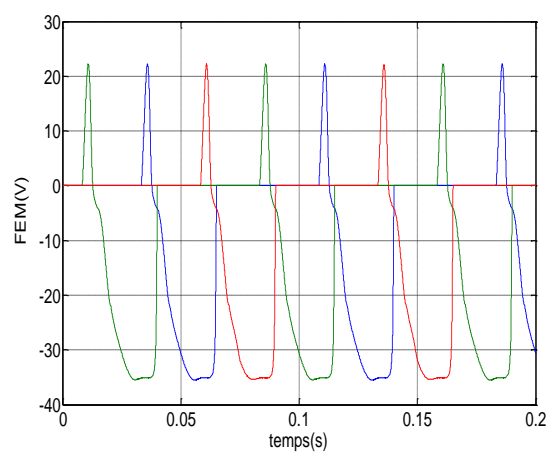
Figure III.16 : Résultats de simulation technique PWM pour $\Omega = 100$ tr/min, $I_{ref} = 100A$, $\theta_{on} = 20^\circ$, $\theta_{off} = 38^\circ$ en régime saturé.

Pour les trois phases

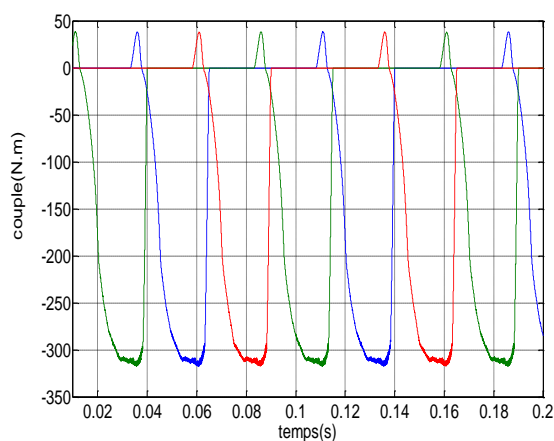
Les résultats de simulations sont représentés sur les figures III.17.



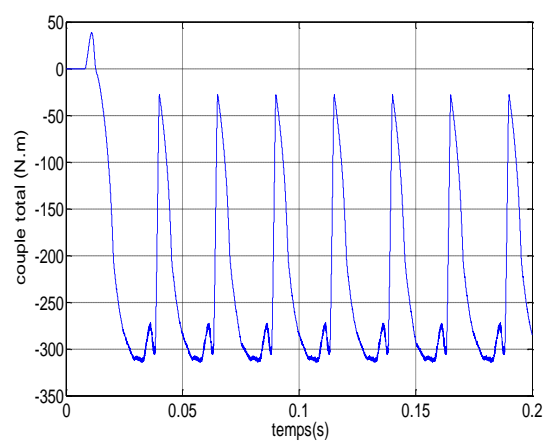
a) Courants des phases



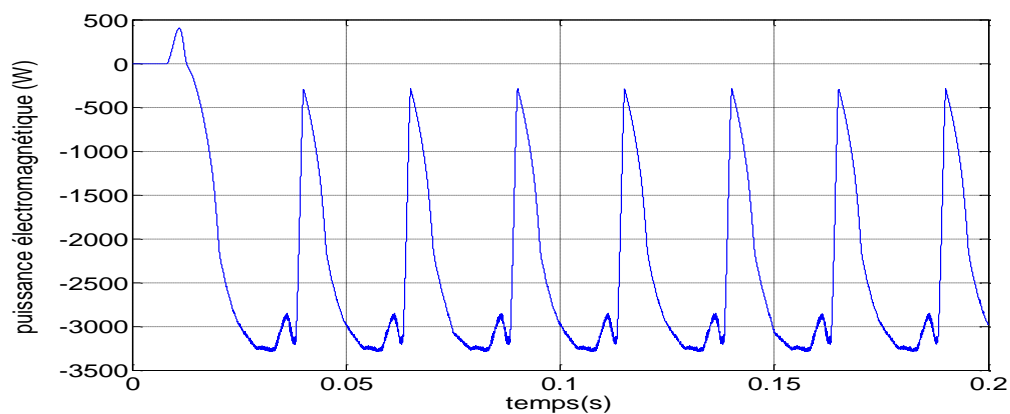
b) Fém des phases



c) Couples des phases



d) Couple total



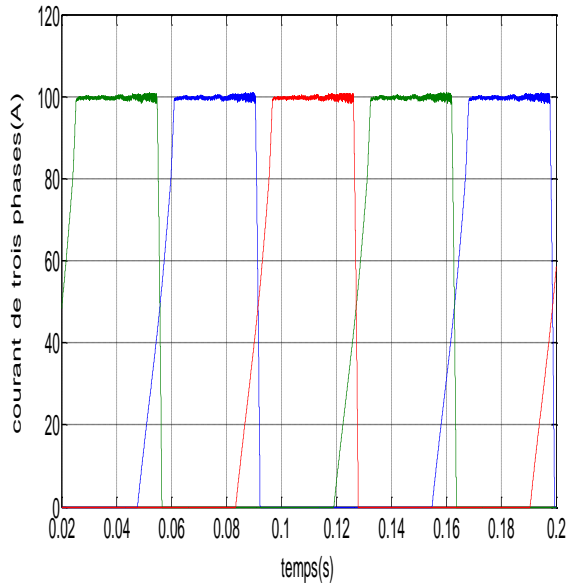
e) Puissance électromagnétique

Figure III.17 : résultats de simulation PWM pour $\Omega=100$ tr/min. et $I_{ref}=100A$,

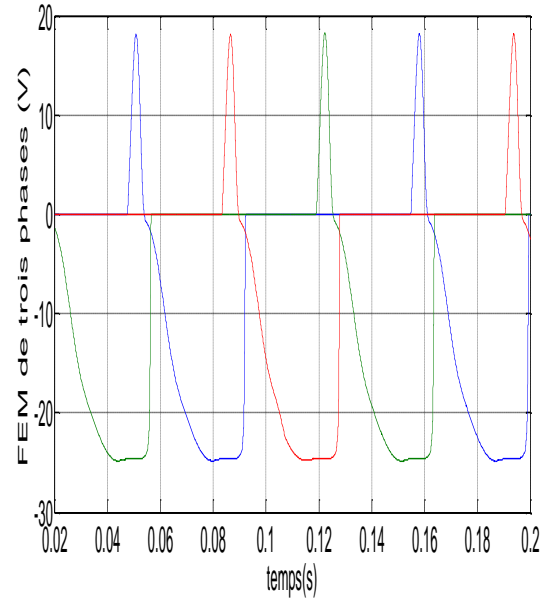
$\theta_{on} = 20^\circ$, $\theta_{off} = 38^\circ$ pour les trois phases en régime saturé

Dans cette simulation on a gardé les mêmes conditions des angles d'amorçages et d'Iref et on a varié la vitesse tq $\Omega=70$ tr/min.

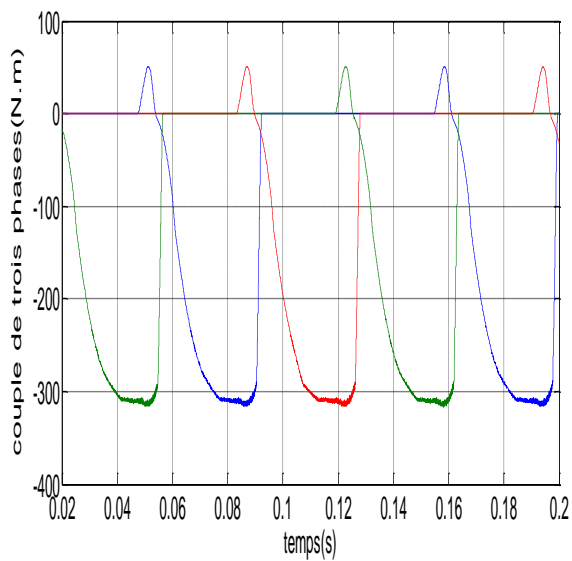
Les résultats de simulations sont représentés sur les figures III.18.



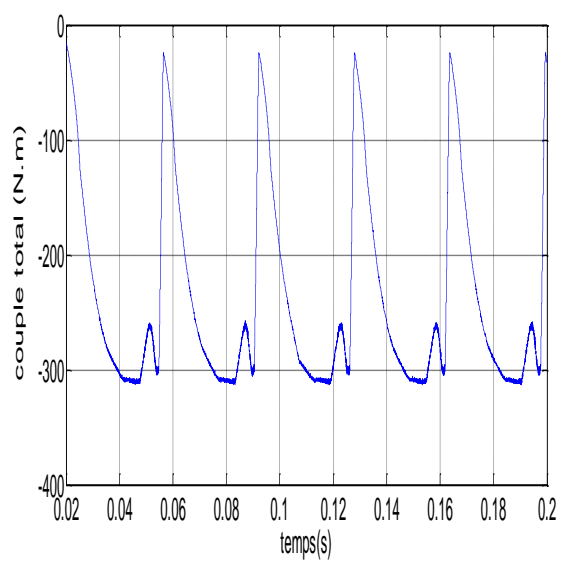
a) Courants des phases



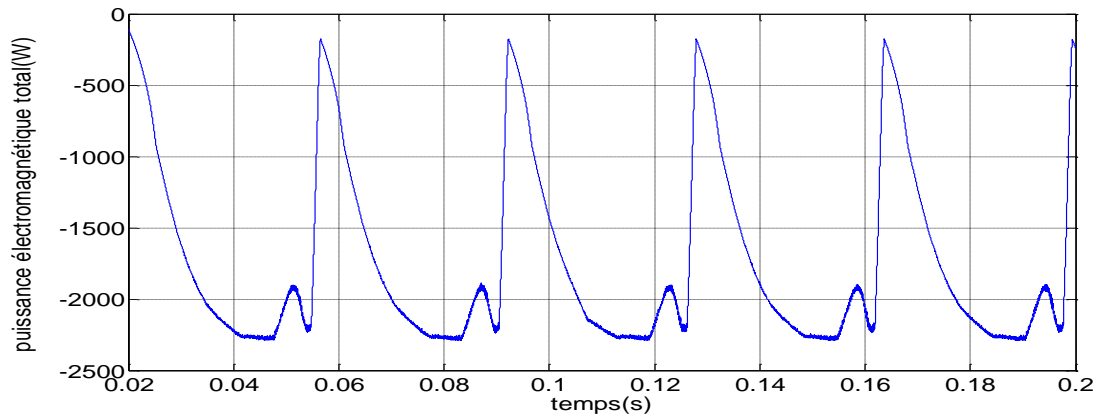
b) Fém des phases



c) Couples des phases



d) Couple électromagnétique total



e) Puissance électromagnétique totale

Figure III.18: Résultats de simulation PWM pour $\Omega=70$ 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 ou ils 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 IV: ETUDE DES PERFORMANCES DE LA SRG DANS LE REGIME SATURÉ

Introduction

Dans ce chapitre nous allons simuler et optimiser les performances de la SRG. L'objectif de cette optimisation est d'obtenir la puissance nominale, minimiser les ondulations du couple électromagnétique, minimiser la pénalité et augmenter le rendement. Pour cela une étude de l'influence des paramètres de commande sur les performances de la machine est effectuée.

La simulation pour différents point de fonctionnement (vitesse de rotation de la SRG) avec plusieurs combinaisons des angles de commande sur une plage déterminée est réalisée.

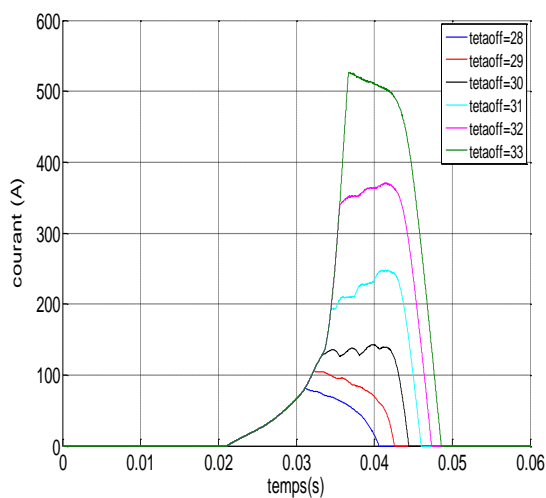
Un choix adéquat de la meilleure combinaison des angles de commande est fait en fonction des critères de performances fixés.

IV.1 Influence de θ_{on} et θ_{off} sur les caractéristiques de la SRG

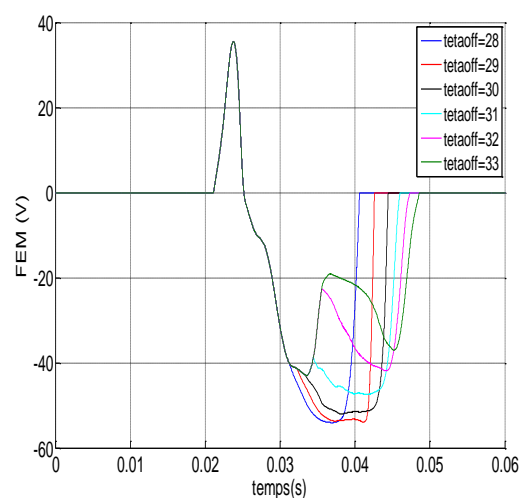
IV.1.1 Influence de θ_{off}

L'angle θ_{on} a été fixé en variant θ_{off} . La simulation est effectuée pour $\Omega = 150$ tr/min, $\theta_{on} = 19^\circ$, $V=42V$.

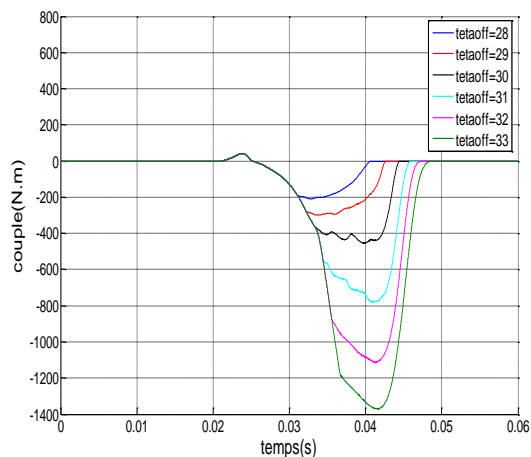
Les résultats de simulations sont représentés sur les figures IV.1.



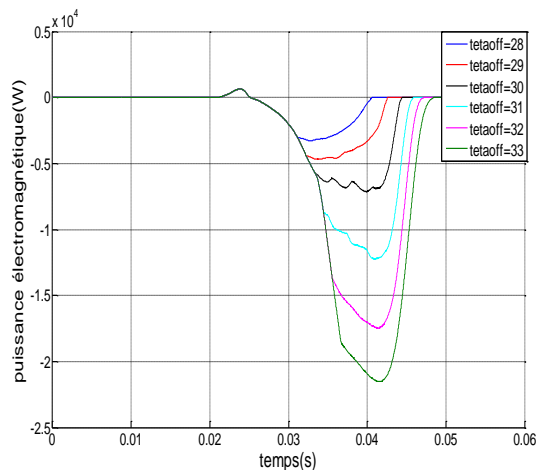
a) Courant



b) FEM



c) Couple électromagnétique



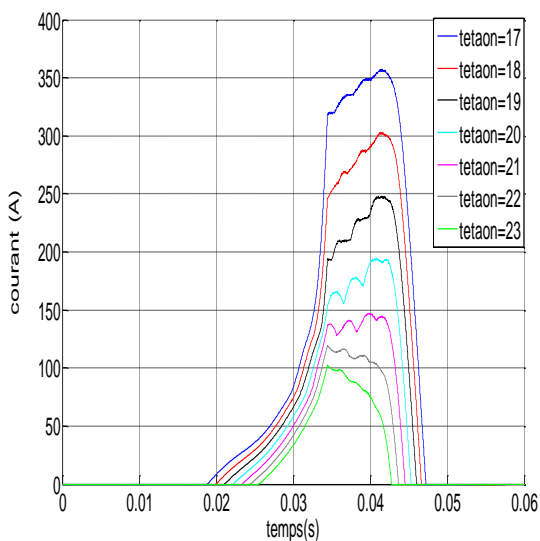
e) Puissance électromagnétique

Figure IV.1 : Influence de θ_{off} sur les forme de différents paramètres de la machine pour $\Omega = 150$ tr/min, $\theta_{on} = 19^\circ$, $V=42V$.

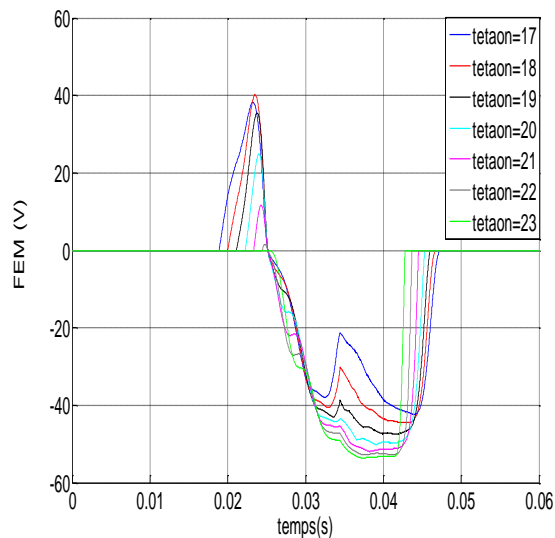
IV.1.2 Influence de θ_{on}

L'angle θ_{off} a été fixé en variant θ_{on} . la simulation est effectuée pour $\Omega = 150$ tr/min, $\theta_{off} = 31^\circ$, $V=42V$.

Les résultats de simulations sont représentés sur les figures IV.2.



a) Courant



b) FEM

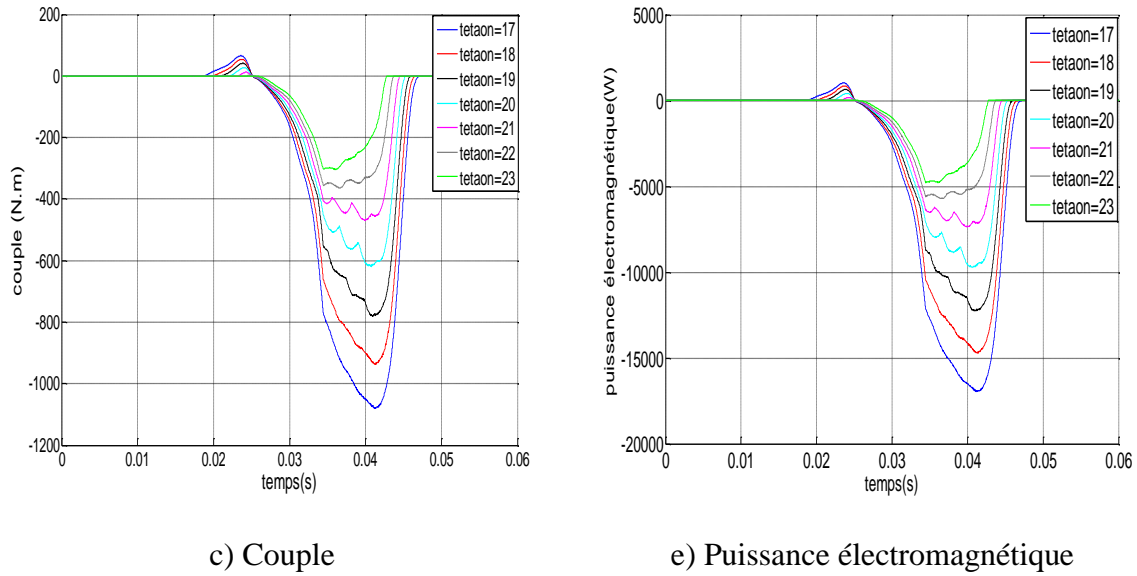


Figure IV.2 : Influence de θ_{on} sur les forme de différentes paramètres de la machine pour $\Omega = 150$ tr/min, $\theta_{off} = 31^\circ$.

- L'augmentation de θ_{off} conduit à une augmentation importante du courant (augmentation de la durée d'excitation), du couple et de la puissance électromagnétique. Cependant le θ_{off} est limité pour assurer une meilleure génération.
- L'augmentation de θ_{on} entraîne la diminution du courant, couple et puissance électromagnétique due à la diminution de la durée d'excitation.

IV.1.2.1 L'influence de la vitesse, de θ_{on} et de θ_{off} sur les performances de la SRG

Dans cette partie, une étude de l'influence de la vitesse, θ_{on} et de θ_{off} sur les performances de la SRG est effectuée. Les paramètres qui peuvent définir les performances de la SRG sont :

-Le rendement de la SRG : $\eta = \frac{\text{puissance absorbée par la charge}}{\text{puissance mecanique reçue}}$ (IV.1)

-La pénalité : c'est un des paramètres particuliers à la SRG. Elle est défini comme le rapport entre la puissance d'excitation des phases et la puissance totale générée :

$$\varepsilon = \frac{W_{exc}}{W_{gen}}$$

Ce facteur doit être le plus faible possible (<50%) [16].

Dans le cas de la pleine onde les puissances d'excitation et de génération sont données par les relations suivantes:

$$W_{exc} = \frac{n}{\theta_0} \int_{\theta_{on}}^{\theta_{off}} V_{dc} \cdot i_{tot} d\theta \quad (IV.2)$$

$$W_{gen} = \frac{n}{\theta_0} \int_{\theta_{off}}^{\theta_{ex}} V_{dc} \cdot i_{tot} d\theta \quad (IV.3)$$

ou n est le nombre de phase et θ_0 est la période électrique. [16]

-La puissance absorbée par la charge : $W_{genc} = W_{gen} - W_{exc} \quad (IV.4)$

-Le taux d'ondulation du couple : $ond = \frac{T_{max} - T_{min}}{T_{moy}} \cdot 100\% \quad [2] \quad (IV.5)$

IV.2 L'influence de la vitesse

Dans cette partie les angles θ_{on} et θ_{off} sont fixés en variant la vitesse dans le cas de la pleine onde. La simulation est effectuée pour $V=42V$, $\theta_{on} = 21^\circ$, $\theta_{off} = 30.5^\circ$.

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

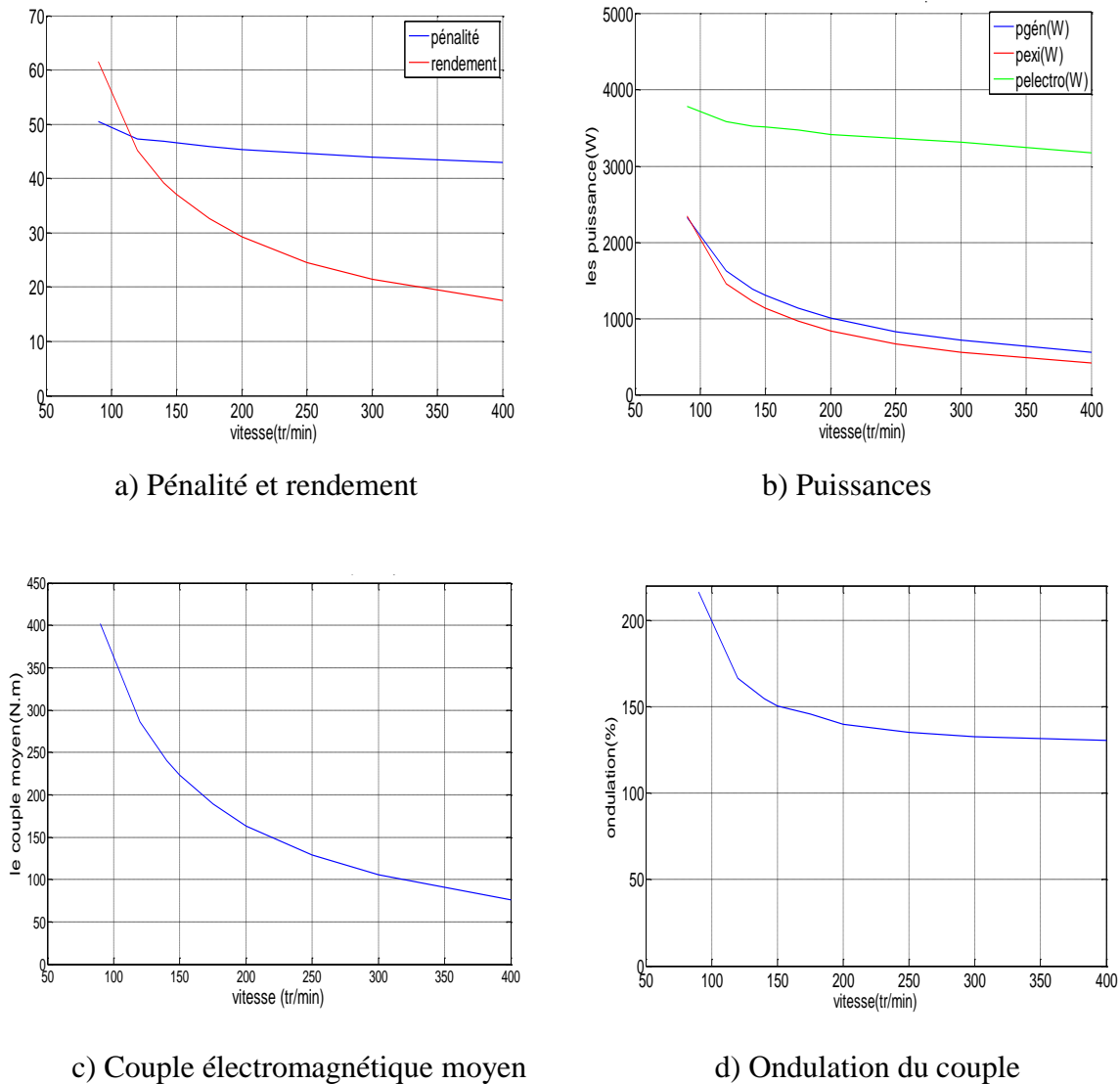


Figure IV.3 : Influence de la vitesse sur les performances de la SRG, pour $\theta_{on} = 21^\circ$, $\theta_{off} = 30.5^\circ$.

a) Analyse des résultats :

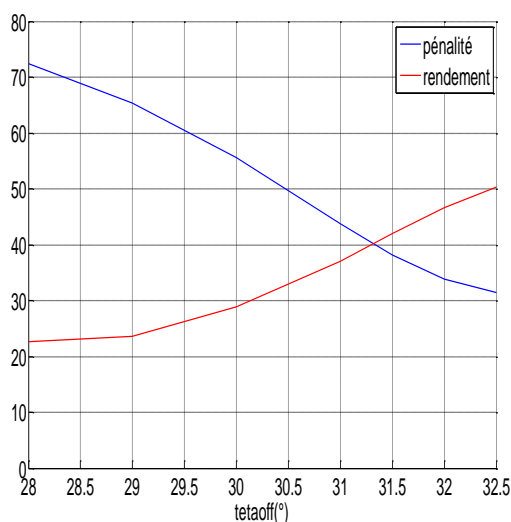
- Nous remarquons que la puissance générée et la puissance d'excitation diminue avec l'augmentation de la vitesse. Par ailleurs, nous constatons que le rendement diminue considérablement avec la vitesse ce qui nous amène à confirmer que la SRG n'est pas intéressante à grandes vitesses.
- D'après la figure IV.3.a on remarque que l'augmentation de la vitesse n'as pas une grande influence sur le facteur de pénalité .il diminue légèrement avec l'augmentation de la vitesse mais il est toujours au voisinage de 45% (<50% valeur limite tolérée pour les SRG) [16].
- D'après la figure IV.3.c et la figure IV.3.d on remarque que le couple diminue avec l'augmentation de la vitesse mais présente moins d'ondulations.

IV.3 Influence de θ_{on} et θ_{off} sur les performances de la SRG

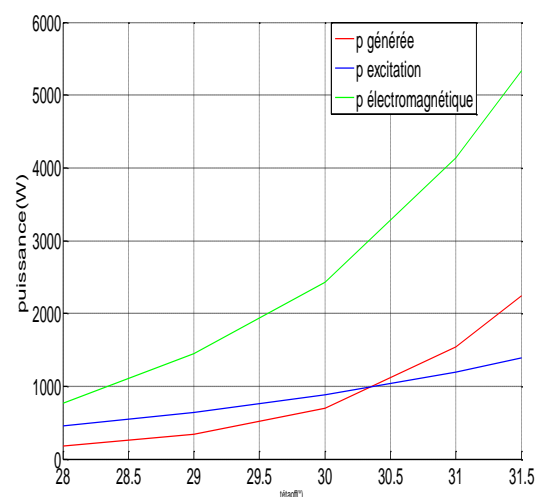
IV.3.1 Influence de θ_{off}

La vitesse et θ_{on} sont fixés en variant θ_{off} .la simulation est effectuée pour $V=42V$, $\theta_{on} = 21.5^\circ$, $\Omega = 150$ tr/min.

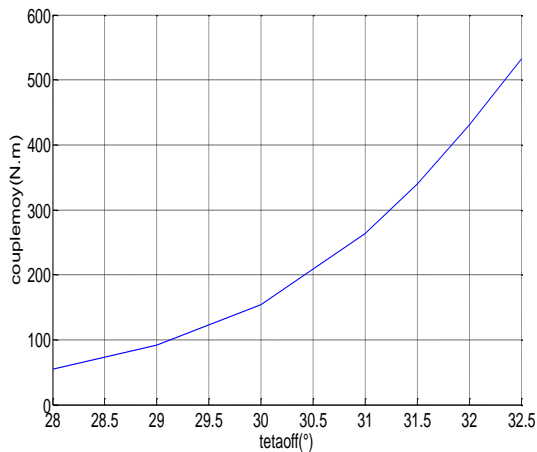
Les résultats de simulation sont représentés sur les figures IV.4.



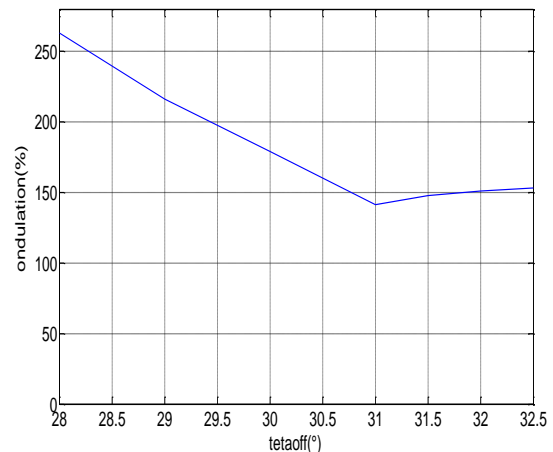
a) Pénalité et rendement



b) Puissances



c) Couple électromagnétique moyen



d) Ondulation du couple

Figure IV.4 : Influence de θ_{off} sur les performances de la SRG, $\theta_{on} = 21.5^\circ$,

$\Omega = 150$ tr/min.

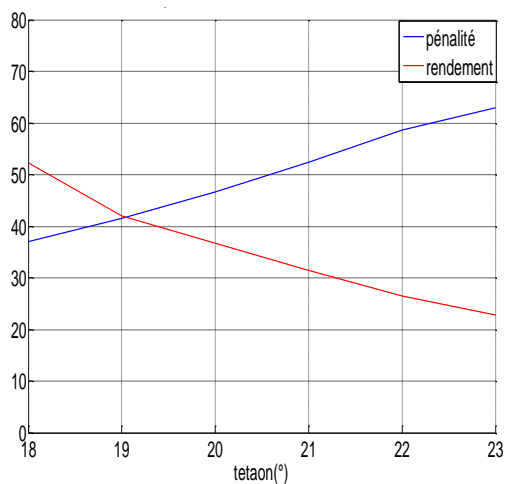
a) Analyse des résultats

- on remarque que la pénalité diminue avec l'augmentation de θ_{off} alors que le rendement augmente.
- D'après la figure IV.4.b on remarque que la pénalité diminue avec l'augmentation de θ_{off} alors que le rendement augmente.
- D'après la figure IV.4.c et la figure IV.4.d on remarque que le couple augmente considérablement avec θ_{off} alors le taux d'ondulation diminue sensiblement avec θ_{off} et atteint son minimum pour $\theta_{off} = 31^\circ$. En effet, l'augmentation de θ_{off} conduit à l'augmentation de la durée d'excitation ce qui entraîne un empiètement des couples de phases. Ceci permet de réduire l'écart entre le couple max et le couple min. Le minimum d'ondulation obtenu est très important ce qui est naturel pour cette machine qui nécessite des techniques de commande avec minimisation d'ondulation. Ce θ_{off} correspond au point de fonctionnement nominal à cette vitesse.

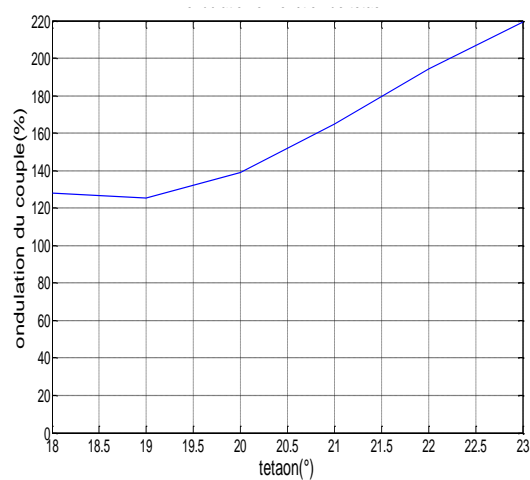
IV.3.2 L'influence de θ_{on}

La vitesse et θ_{off} sont fixés en variant θ_{on} . la simulation est effectuée pour $V=42V$, $\theta_{off} = 30^\circ$, $\Omega = 150$ tr/min.

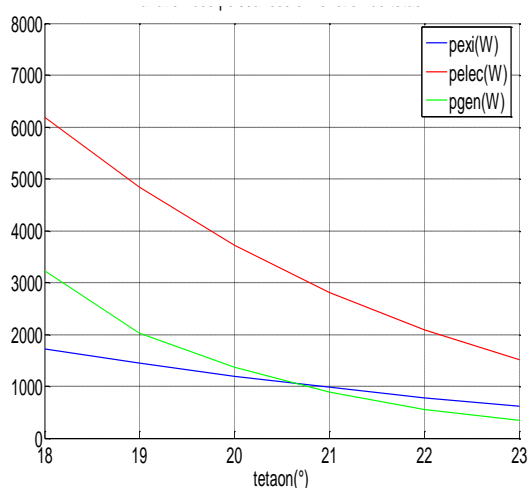
Les résultats de simulation sont représentés sur les figures IV.5.



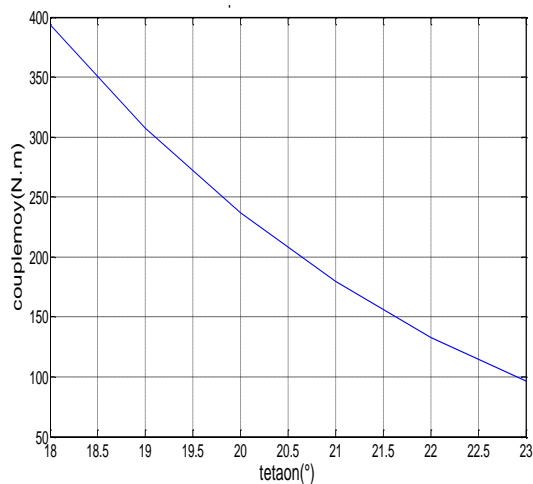
a) Pénalité et rendement



b) Ondulation du couple



c) Puissances



d) Couple électromagnétique moyen

Figure IV.5 : Influence de θ_{off} sur les performances de la SRG pour

$$\theta_{on} = 30^\circ, \Omega = 150 \text{ tr/min.}$$

a) Analyse des résultats :

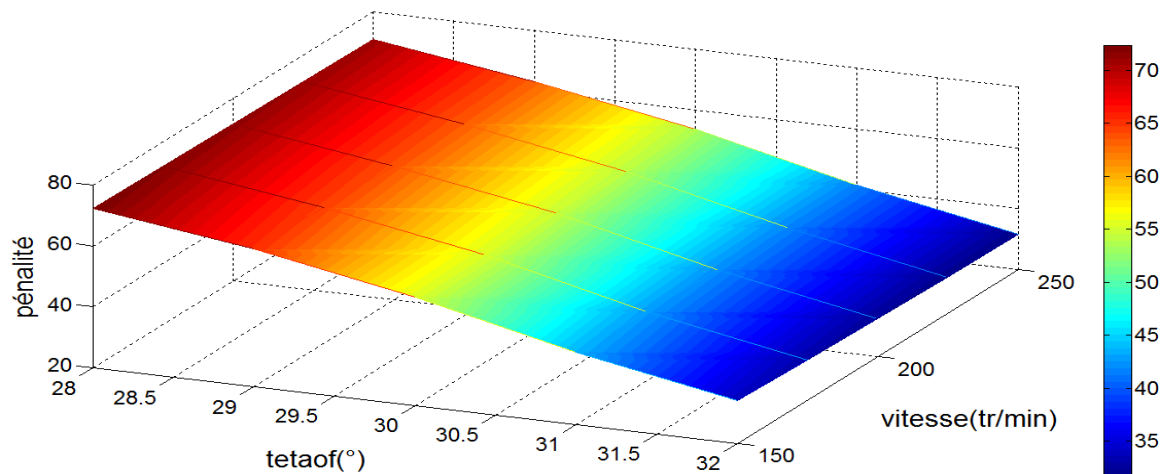
- Les phénomènes observés dans ce cas sont inverse à ceux obtenus précédemment car dans ce cas l'augmentation de θ_{on} entraîne la réduction de la durée d'excitation.
- Nous constatons que Les meilleurs performances sont autour de $\theta_{on} = 19^\circ$.

IV.4 Influence simultanée des différents paramètres

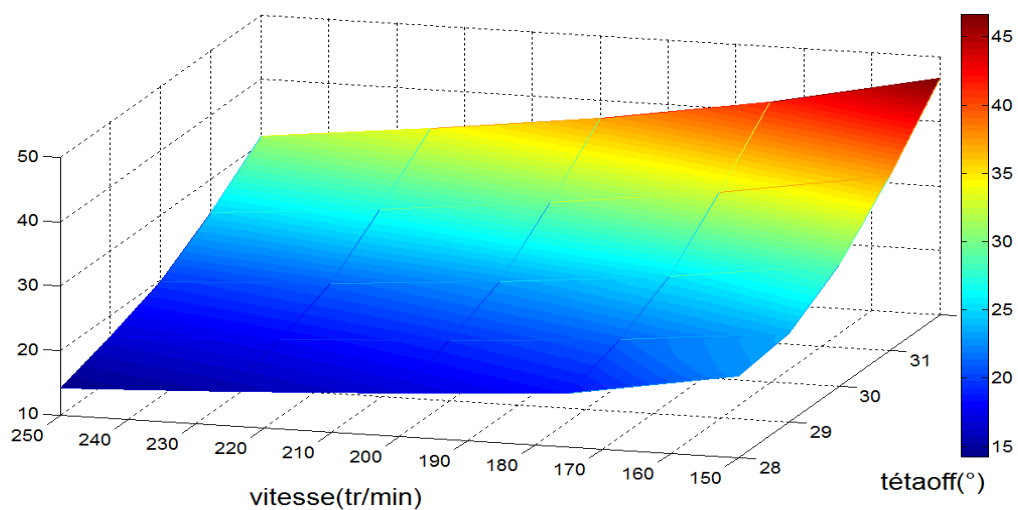
IV.4.1 Influence simultanée de la vitesse et de θ_{off}

L'angle θ_{on} est fixé en variant simultanément θ_{off} et la vitesse. La simulation est effectuée pour $V=42V$, $\theta_{on} = 21.5^\circ$.

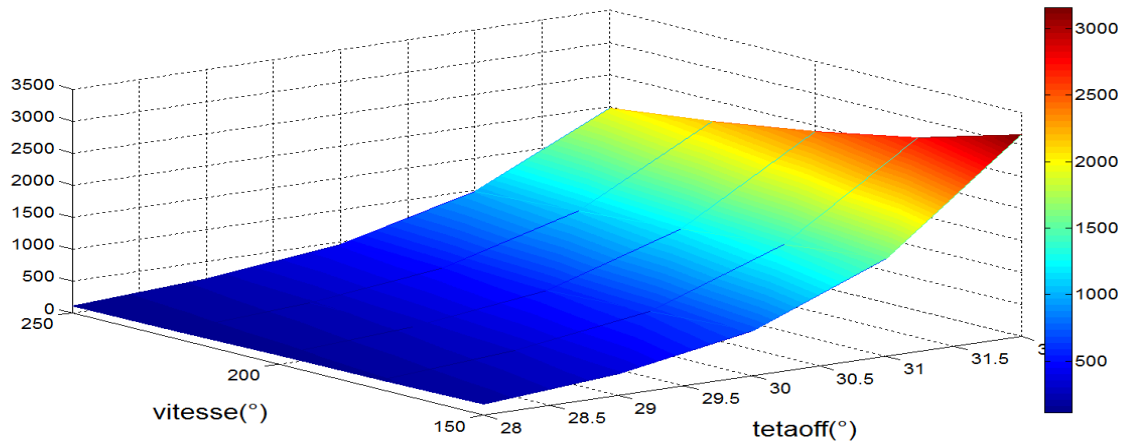
Les résultats de simulation sont représentés sur les figures IV.6.



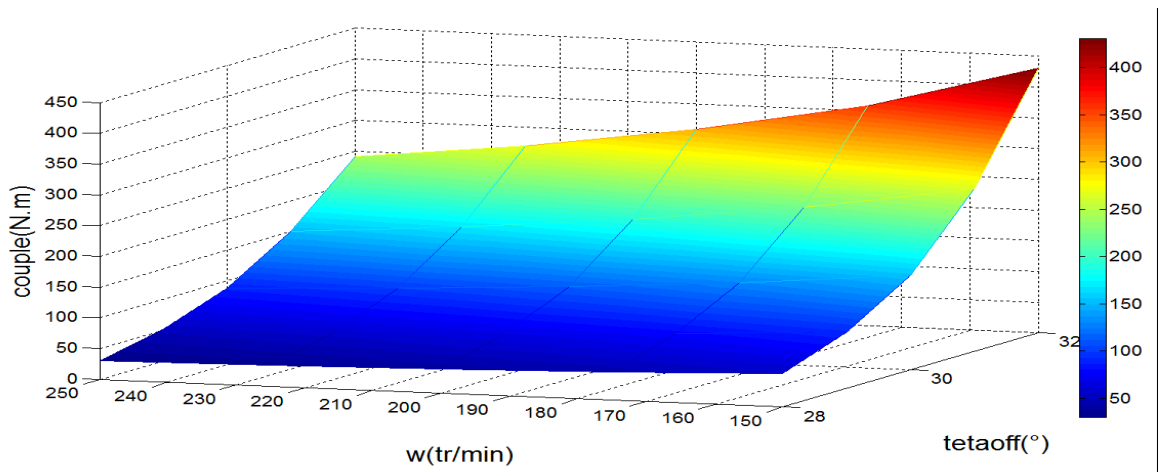
a) Pénalité



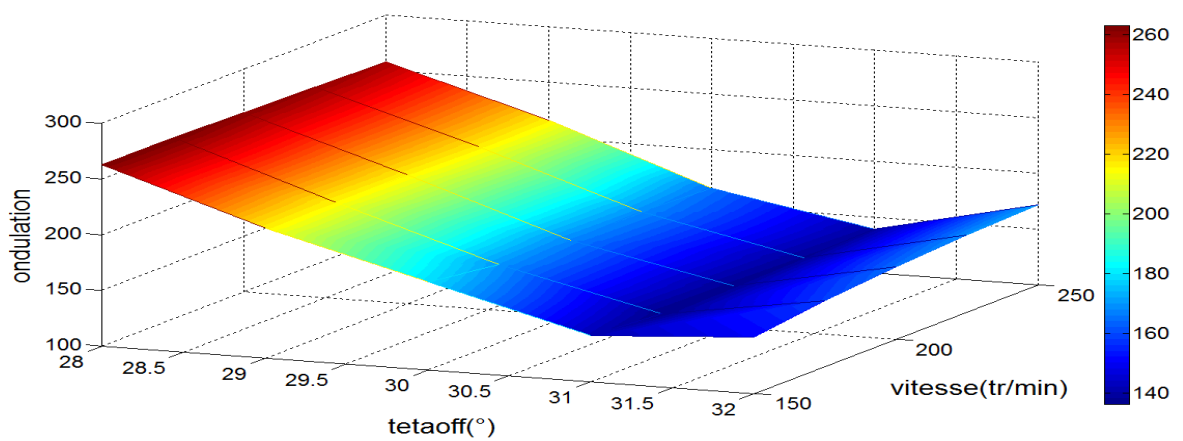
b) Rendement



c) Puissance générée



d) Couple électromagnétique



e) Ondulation du couple

Figure IV.6 : Influence simultanée de θ_{off} et de la vitesse sur les performances de la SRG pour $\theta_{on} = 21.5^\circ$.

a) Analyse des résultats :

- Si on analyse la figure IV.6.a on ne constate que la pénalité ne dépend pas beaucoup de la vitesse. elle dépend de θ_{off} cette pénalité doit être $< 50\%$ (les valeurs acceptable ne dépassent pas 50% [16].pour que le fonctionnement soit acceptable donc on ne peut accepter que la zone ou $\theta_{off} > 30.5^\circ$.
- Le rendement dépend de ces deux paramètres de plus on ne peut pas dépasser les paramètres nominales de la machine par conséquent la zone acceptable est la zone qui corresponde au rendement entre 30 et 40% qui nous donne une puissance générée très acceptable cette puissance dépend essentiellement de θ_{off} .
- d'après la figure IV.6.e on remarque que l'ondulation dépend essentiellement de θ_{off} et légèrement de la vitesse et elle présente une valeur minimale autour de $\theta_{off} = 31^\circ$.
- si on se base sur cet essai pour $\theta_{on} = 21.5^\circ$ les valeurs optimales des performances sont pour une θ_{off} entre 31° et 31.5° .

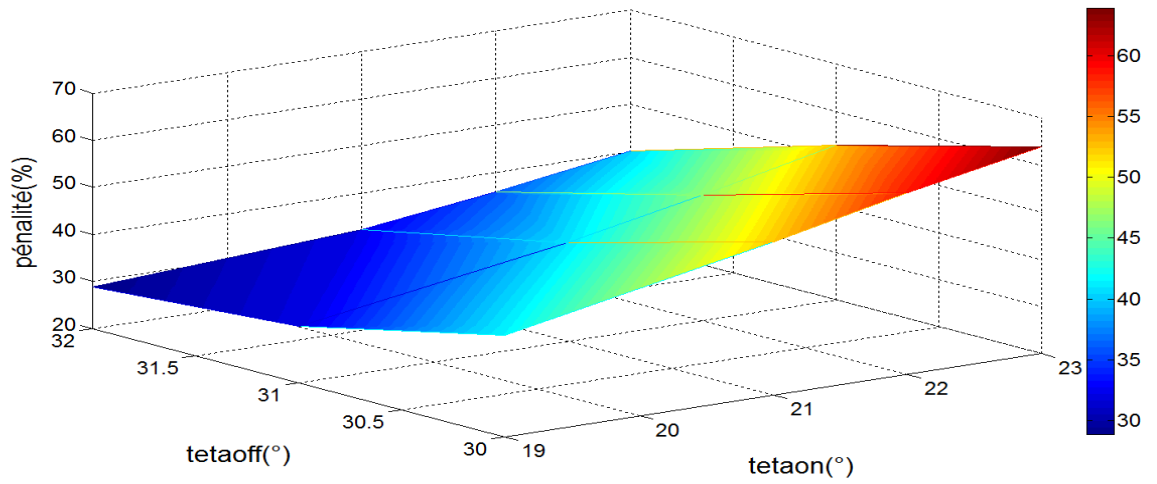
IV.4.2 Influence de θ_{on} et θ_{off} simultanément

Dans cette partie on va étudier l'influence simultanément des angles θ_{on} et θ_{off} sur les performances de la machine pour les trois stratégies : pleine onde, hystérésis et PWM.

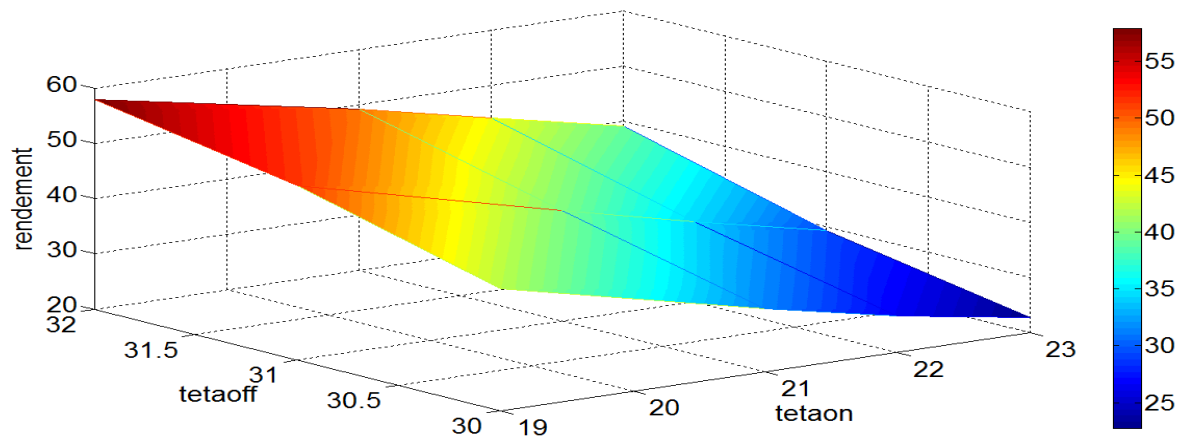
IV.4.2.1 Cas de pleine onde

La simulation est effectuée pour deux vitesses $\Omega = 150 \text{ tr/min}$ et 200 tr/min en variant simultanément θ_{on} et θ_{off} , avec $V=42\text{V}$.

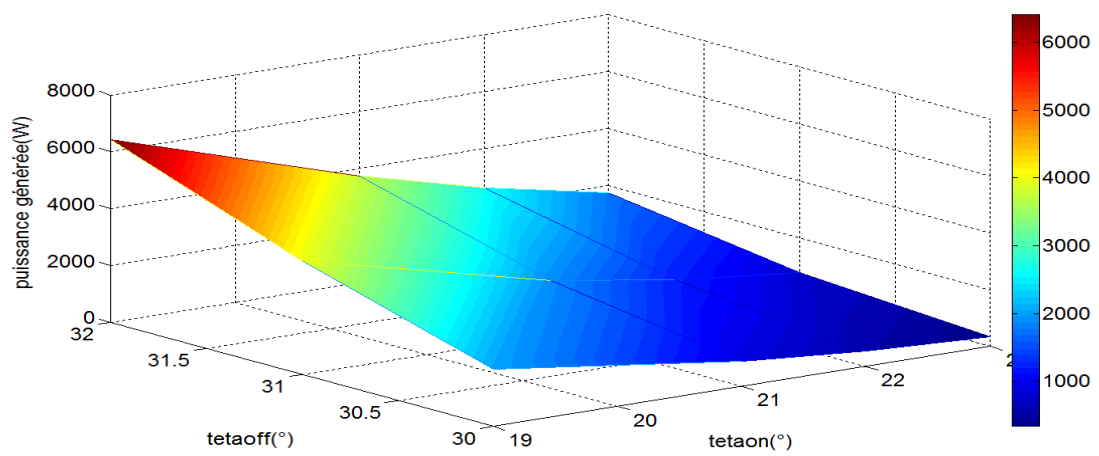
Les résultats de simulation sont représentés sur les figures IV.7. et IV.8.



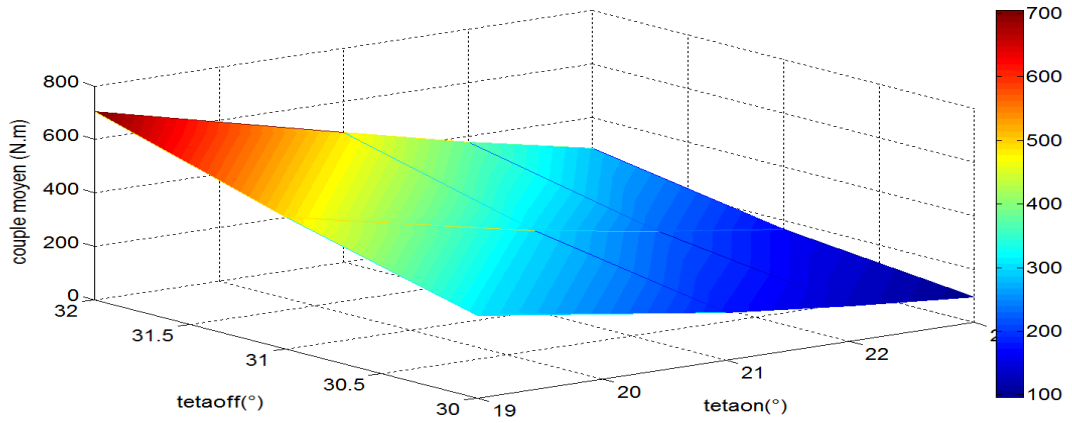
a) Pénalité



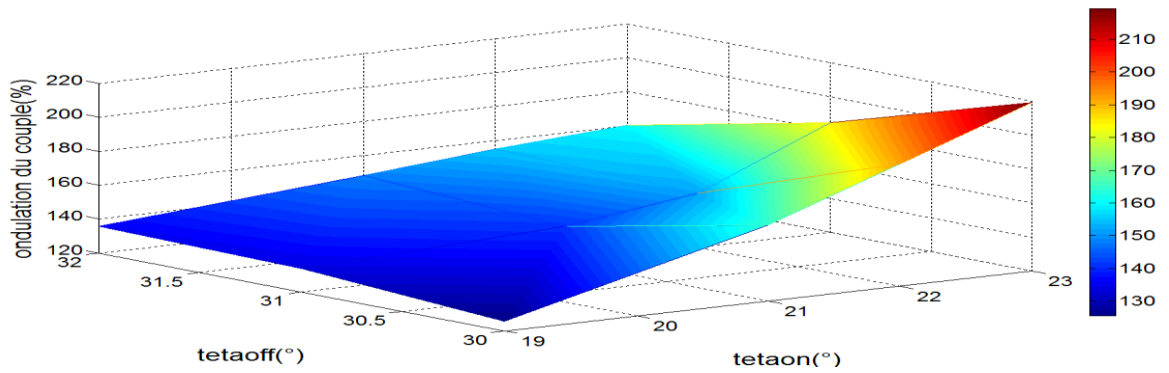
b) Rendement



c) Puissance générée

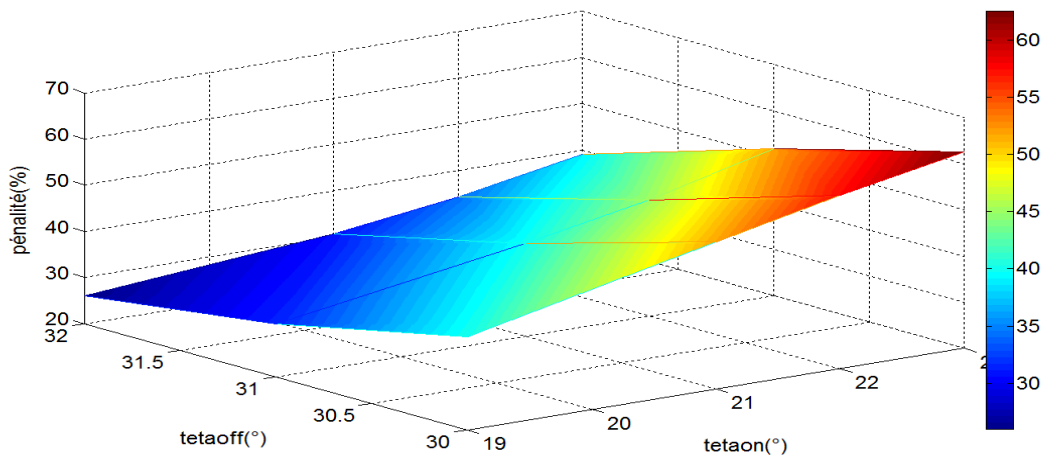


d) Couple électromagnétique moyen

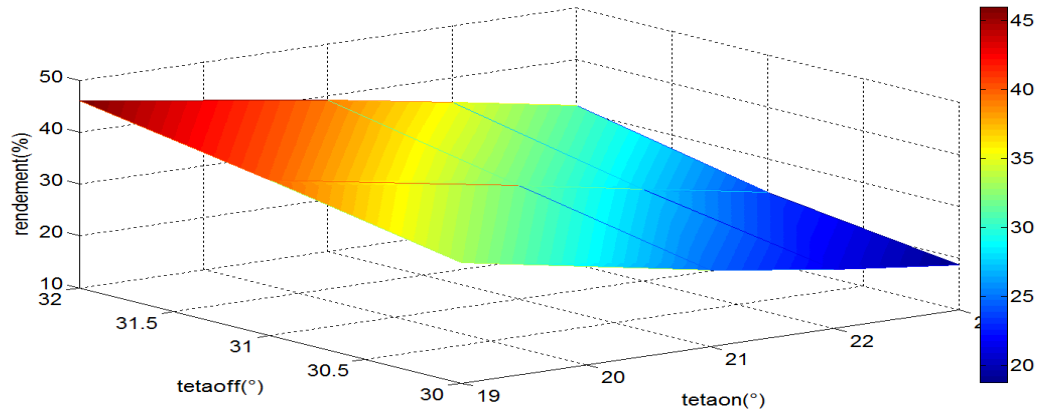


e) Ondulation du couple

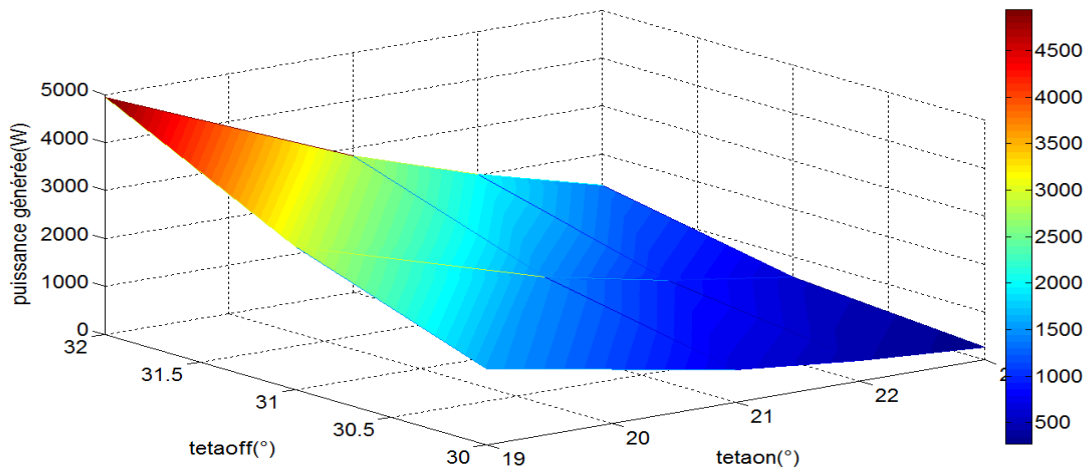
Figure IV.7 : Influence simultanée de θ_{off} et de θ_{on} sur les performances de la SRG pour la vitesse 150tr/min.



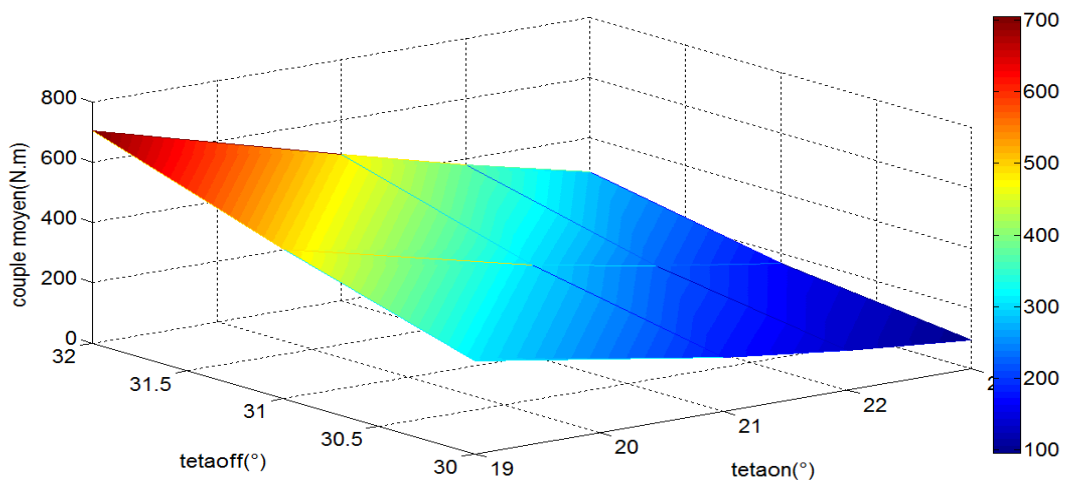
a) Pénalité



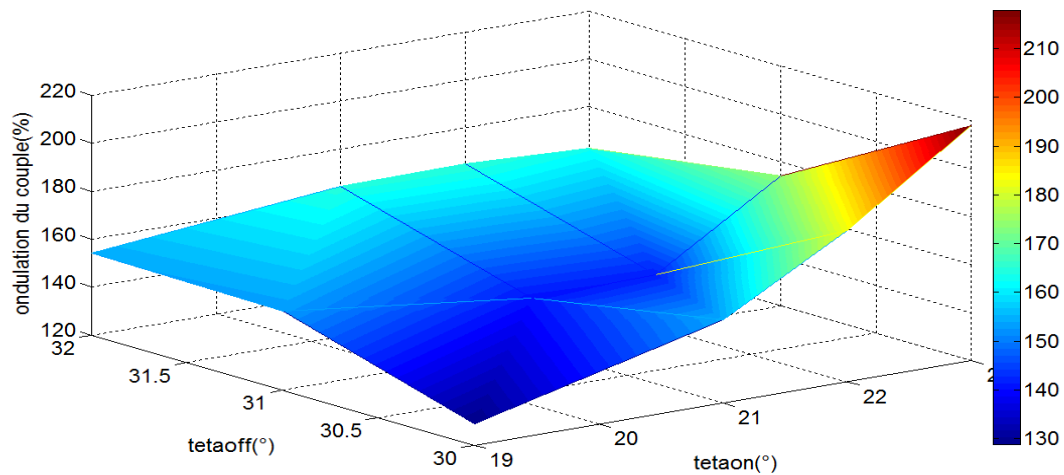
b) Rendement



c) Puissance générée



d) Couple électromagnétique moyen



e) Ondulation du couple

Figure IV.8 : Influence simultanée de θ_{off} et de θ_{on} sur les performances de la SRG pour la $\Omega = 200\text{tr/min}$.

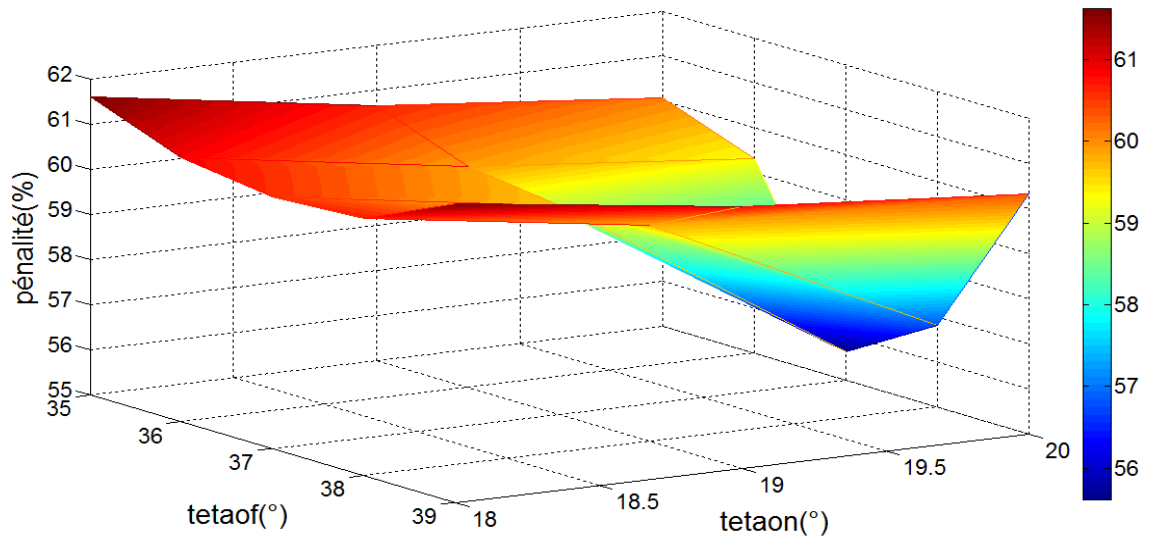
a) Analyse des résultats :

- D'après la figure IV.7.a et la figure IV.8.a on peut confirmer que la pénalité dépend essentiellement de θ_{on} et θ_{off} . Pour $\Omega=150\text{tr/min}$ et $\Omega=200\text{ tr/min}$ les valeurs de θ_{on} et θ_{off} acceptées sont sur la zone bleu.
- D'après la figure IV.7.b et la figure IV.8.b on constate que le rendement dépend de ces trois paramètres, de plus et vu les caractéristiques du couple moyen qui est proportionnelle au courant et à la puissance électromagnétique qui ne doivent pas dépasser les valeurs nominales on peut déduire que le rendement optimal est entre 35 et 40% pour la vitesse $\Omega = 150\text{tr/min}$ et entre 30% et 37% pour $\Omega=200\text{ tr/min}$.
- L'ondulation du couple minimale se trouve dans la zone bleu foncé (figures IV.7.e IV.8.e). pour $\Omega = 150\text{ tr/min}$ qui correspond à une plage entre 19° et 20° pour θ_{on} et 30° et 31.5° pour θ_{off} , pour $\Omega = 200\text{ tr/min}$ on peut prendre une plage entre 19° et 20° pour θ_{on} et 30° et 31.5° pour θ_{off} .
- Après cette étude on peut définir les θ_{on} et θ_{off} optimal pour ces deux vitesses on prend $\theta_{on} = 19.5^\circ$ et $\theta_{off} = 30.5^\circ$ pour $\Omega = 150\text{ tr/min}$ et $\theta_{on} = 19^\circ$ et $\theta_{off} = 31^\circ$ pour $\Omega = 200\text{ tr/min}$.

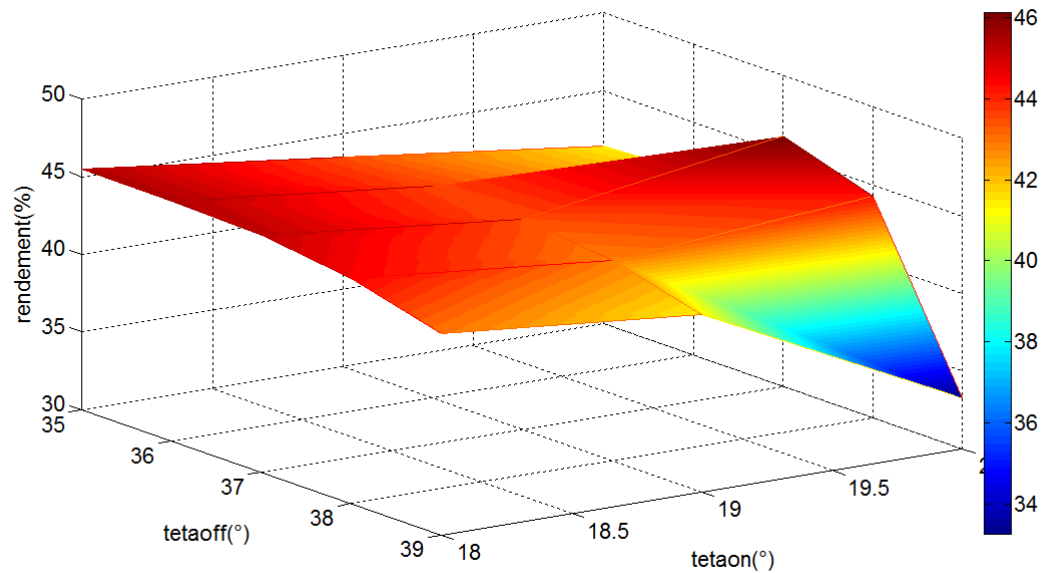
IV.4.2.2 Cas de régulation par hystérésis

La simulation du fonctionnement de la machine en alimentation courant, hystérésis hard chopping est effectué pour $\Omega = 100$ tr/min on variant θ_{on} et θ_{off}

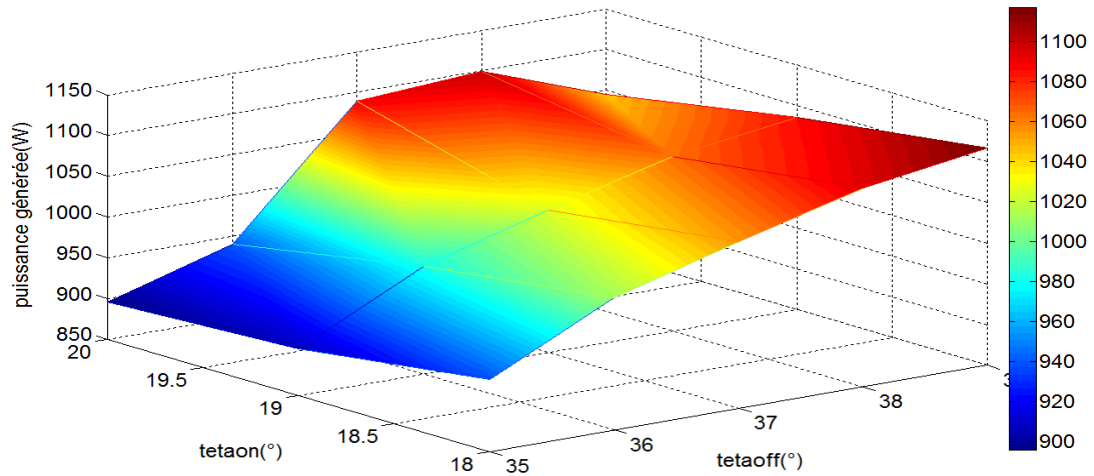
Les résultats de simulation sont représentés sur les figures IV.9 et IV.10.



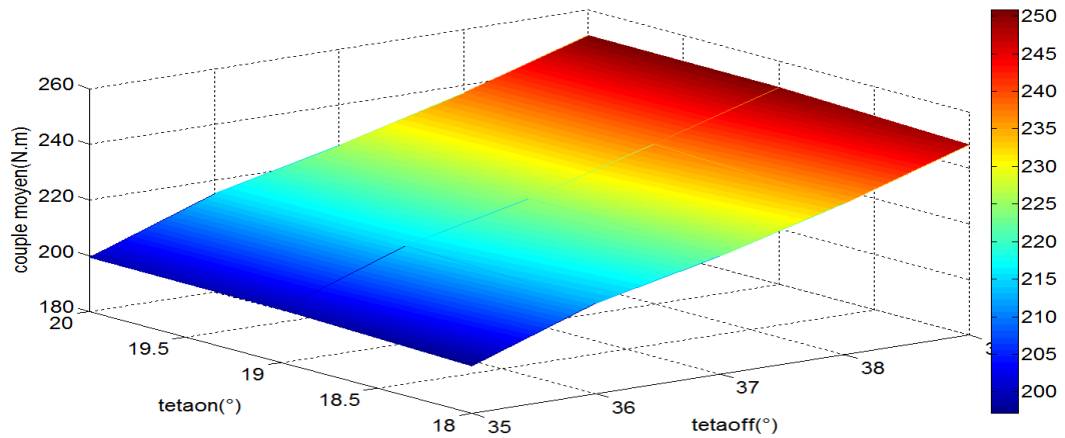
a) Pénalité



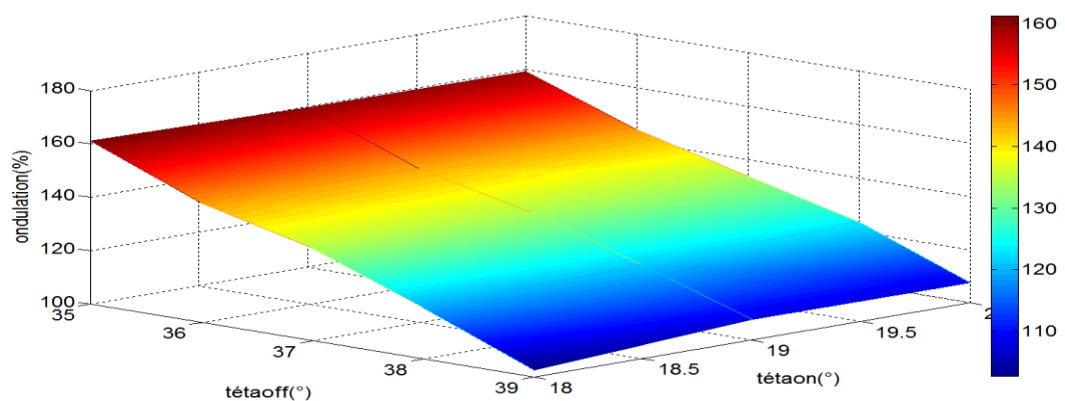
b) Rendement



c) Puissance générée

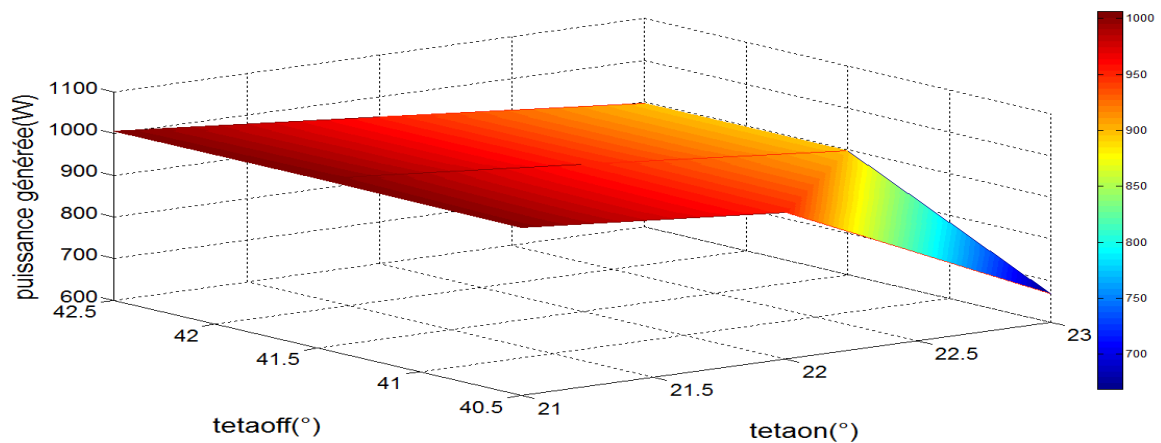


d) Couple électromagnétique moyen

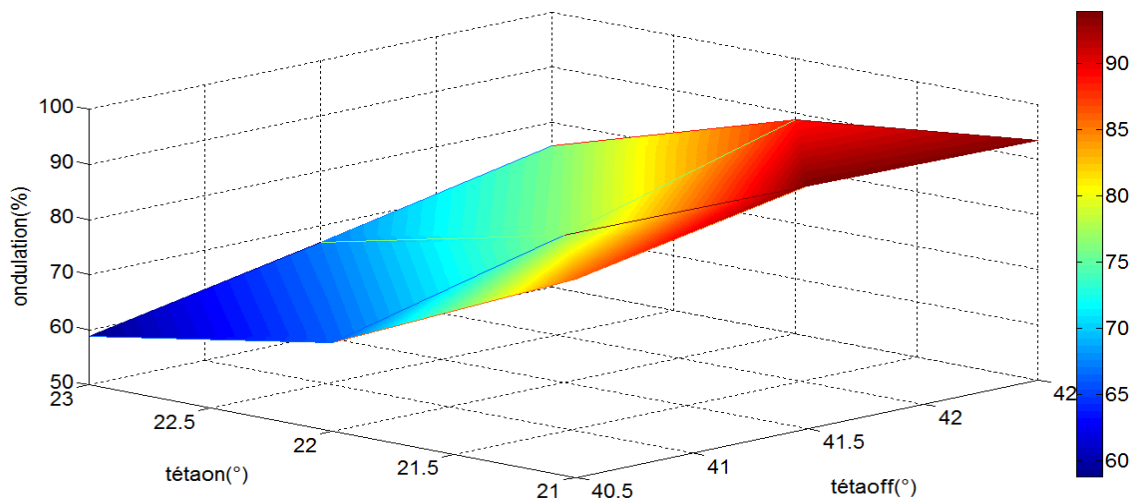


e) Ondulation du couple

Figure IV.9 : influence simultanée de θ_{off} et de θ_{on} sur les performances de la SRG vitesse 100tr/min régulation hystérésis hard chopping avec $\theta_{on} < 21^\circ$.



a) Puissance générée.



b) Ondulation du couple.

Figure IV.10: Influence simultanée de θ_{off} et de θ_{on} sur les performances de la SRG pour la vitesse 100tr/min régulation par hystérésis hard chopping $\theta_{on} \geq 21^\circ$.

a) Analyse des résultats :

- D'après la figure IV.9.a on constate que la pénalité est un peu stable mais elle est très élevée par rapport au cas plein onde ce qui diminue les performances de la machine. Cette pénalité est supérieure à la limite acceptable.

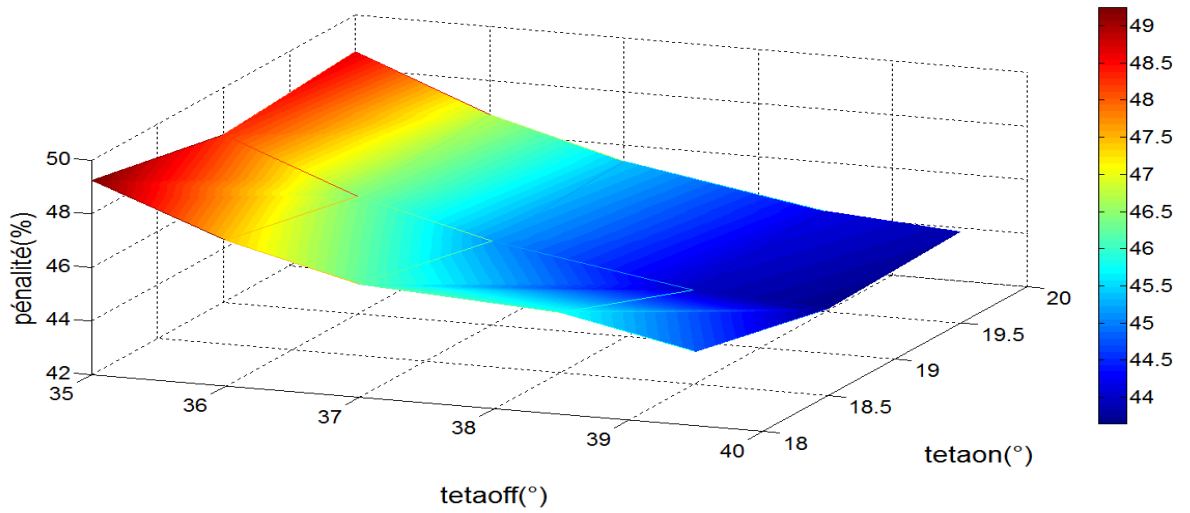
- D'après la figure IV.9.b on remarque que le rendement est aussi stable avec un creux autour des valeurs $\theta_{on} = 20^\circ$ et $\theta_{off} = 39^\circ$ au-delà de ces valeurs le rendement est bon. cette stabilité des différentes grandeurs de performance est due à la stabilité du courant autour de I_{ref} .
- Si on compare le rendement dans ce cas avec le cas plein onde on remarque qu'il est un peu élevé
- On remarque aussi que la puissance générée est aussi stable et elle est entre 900W et 1100W sa valeur max est obtenue pour $\theta_{on} = 18^\circ$ et de $\theta_{off} = 39^\circ$.
- Le couple aussi reste stable et l'ondulation est petite si on la compare avec le cas plein onde. elle est minimale pour $\theta_{on} = 18^\circ$ et $\theta_{off} = 39^\circ$. Cette diminution de l'ondulation dans ce cas est due à la stabilité du couple et ce dernier est la résultante de la régulation du courant.
- La figure IV.10.a et la figure IV.10.b nous a montré que l'augmentation de θ_{on} respectant les mêmes durées d'alimentation de phase $\theta_{off} - \theta_{on}$ que le cas de figure IV.9 a pour effet la diminution légère de la puissance générée et par conséquent une diminution du rendement et une petite augmentation de la pénalité mais par contre elle amène à une diminution considérable de l'ondulation du couple. Cette diminution est due à l'absence des parties positives du couple.
- Les valeurs optimales de θ_{off} et θ_{on} pour ce fonctionnement sont $\theta_{on} = 18^\circ$ et de $\theta_{off} = 39^\circ$.

IV.4.2.3 Cas de régulation par PWM

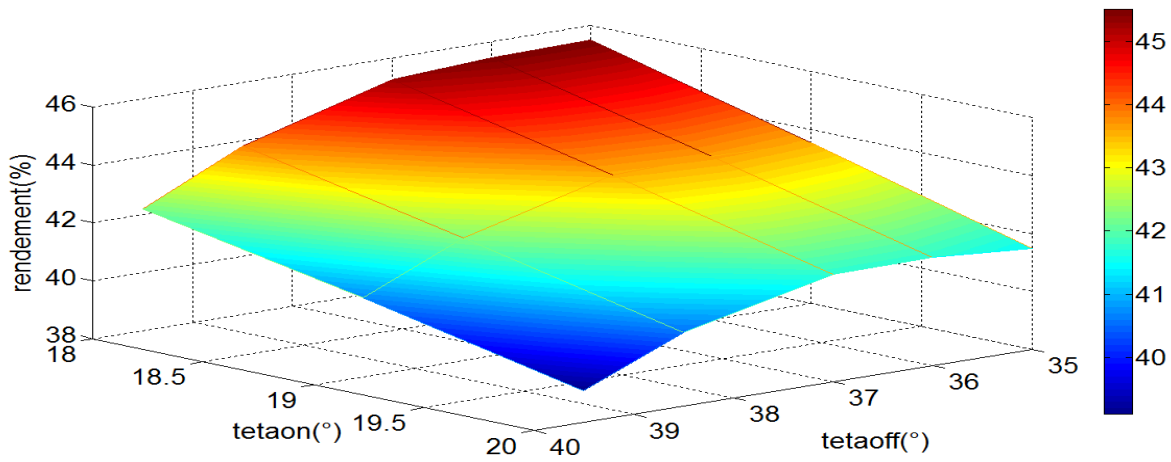
Un signal triangulaire de 5 kHz est utilisé comme modulant et le signal de référence est l'erreur (I-Iref).

La simulation est effectuée pour $\Omega = 100$ tr/min, $V = 42V$ en variant θ_{on} et θ_{off}

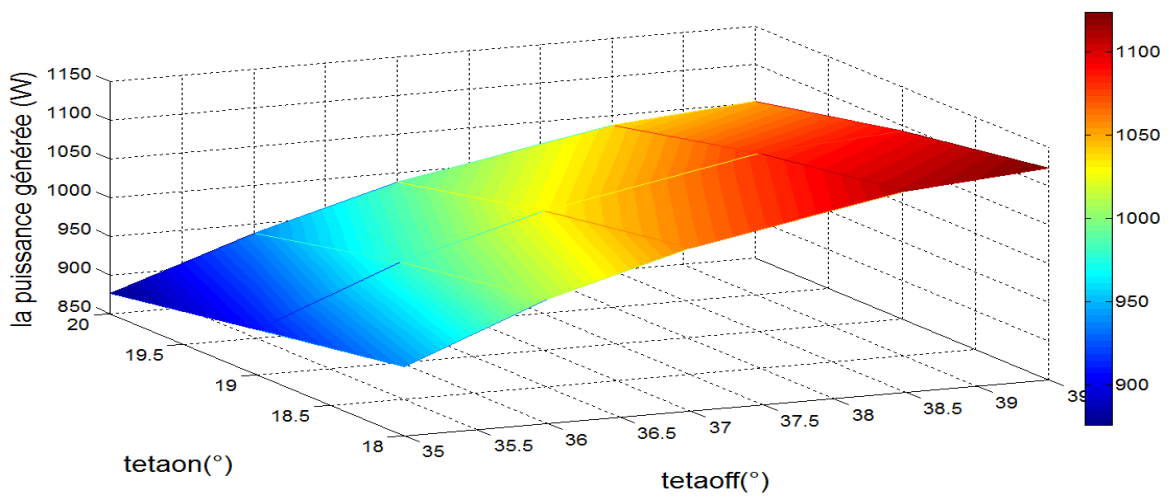
Les résultats de simulation sont présentés sur les figures IV.11.



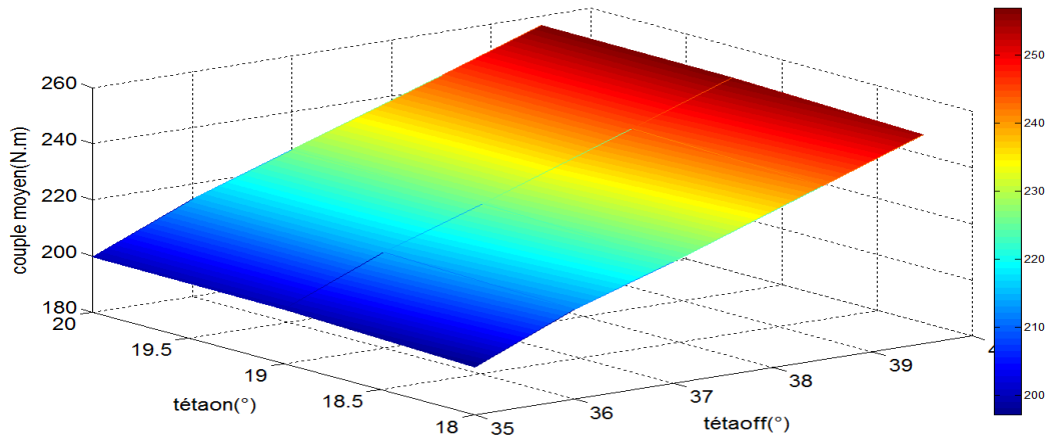
e) Pénalité



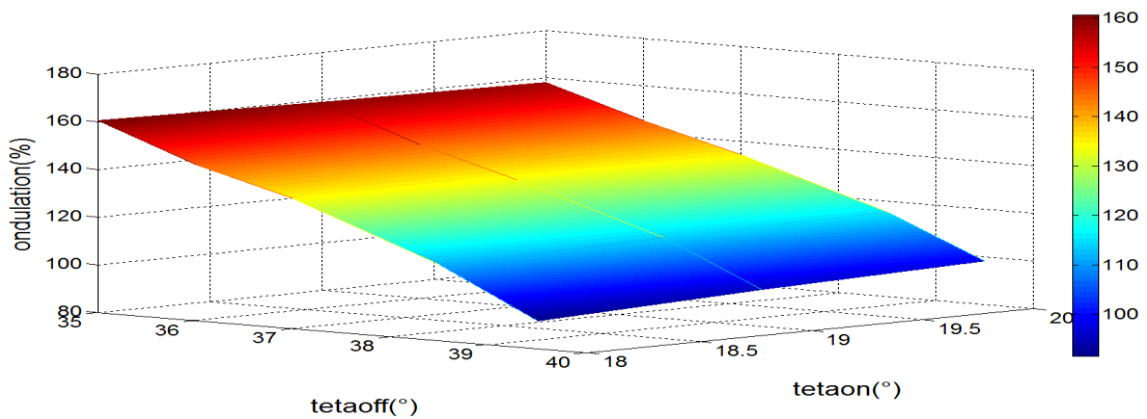
b) Rendement



c) Puissance générée



d) Couple électromagnétique moyen



e) Ondulation du couple

Figure IV.11 : Influence simultanée de θ_{off} et de θ_{on} sur les performances de la SRG pour la vitesse 100tr/min régulation par PWM.

a) Analyse des résultats :

- La pénalité dépend de θ_{on} et de θ_{off} elle est dans ce cas considérablement inférieure à celles obtenues avec la régulation par hystérésis hard chopping. Elle est très intéressante dans la zone bleue. Ces résultats sont dus à la stratégie PWM. En effet, avec cette stratégie, la magnétisation se fait seulement entre θ_{on} et θ qui correspond à I_{ref} par contre, dans le hard chopping, la magnétisation et la démagnétisation se font successivement selon l'erreur du courant. Ceci peut expliquer la diminution de la pénalité.

- Le rendement, le couple électromagnétique et l'ondulation du couple sont très proche de résultats obtenus de cas hystérésis.
- On peut déduire que les valeurs de θ_{on} et de θ_{off} qui nous amène à des performances optimale sont $\theta_{on} = 18^\circ$ et de $\theta_{off} = 39^\circ$.

IV.5 Tableau de performance

L'analyse des courbes présentés précédemment nous ont permis de déduire approximativement les valeurs de θ_{on} et θ_{off} qui ont conduit aux performances optimales.

Les résultats sont présentés sur le tableau suivant :

Vitesses (tr/min)	70 (avec régulation)	100(avec régulation)	150	175	200
θ_{on}	18	18	19.5	19	19
θ_{off}	39	39	30.5	30	31

Tableau IV.1:les angles d'allumage optimaux

Conclusion

Dans ce chapitre une recherche des paramètres de commande permettant les meilleures performances de la SRG a été réalisée. Ce qui nous a amené à l'étude de l'influence de ces paramètres sur ses performances

En effet les performances de la SRG dépendent énormément des angles de commande et l'alimentation pleine onde produit une forte ondulation alors que la régulation a pour effet de minimiser l'ondulation.

Les paramètres de commande optimisés sont choisis à partir d'un compromis entre les différents critères de performance définis dans ce chapitre.

CHAPITRE V: 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 a permis 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.

V.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 V.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.

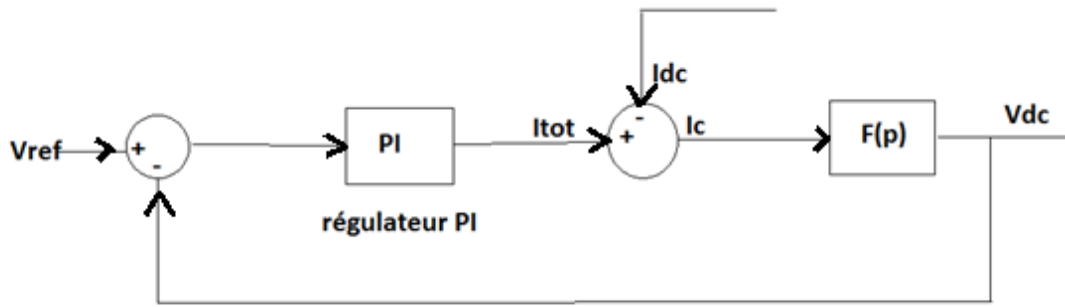


Figure V.1 : Schéma de régulation équivalent.

V.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 :

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

Il en résulte :

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

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

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

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 :

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

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

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

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

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 :

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

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

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

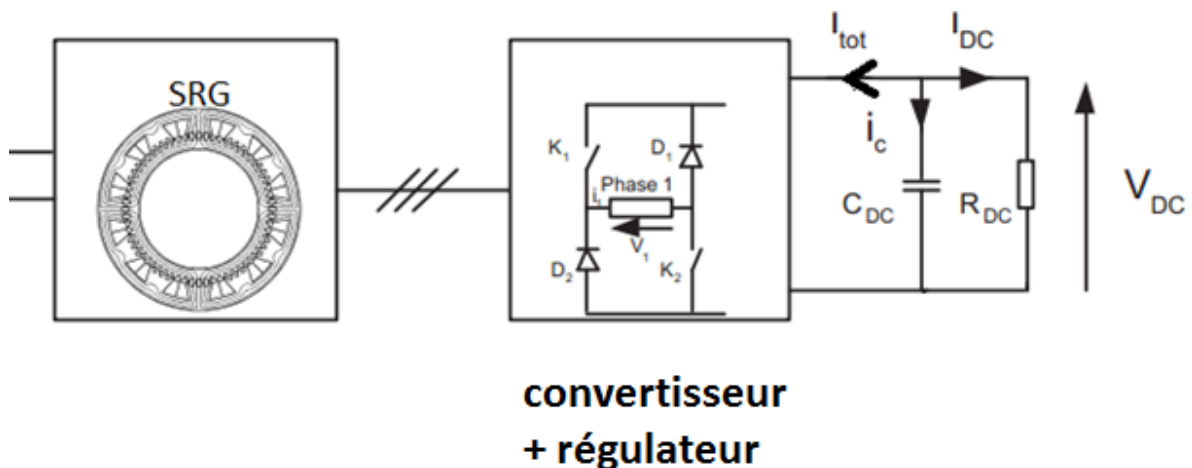


Figure V.2 : Modèle d'alimentation d'une charge R avec la tension V_{DC}

V.2.1 Modèle de Simulink

On a utilisé le même modèle du chapitre III et VI en changeant V_{DC} et I_{ref} qui sont calculés par le sous bloc qui est nommé 'load' et qui est représenté sur la figure V.3.

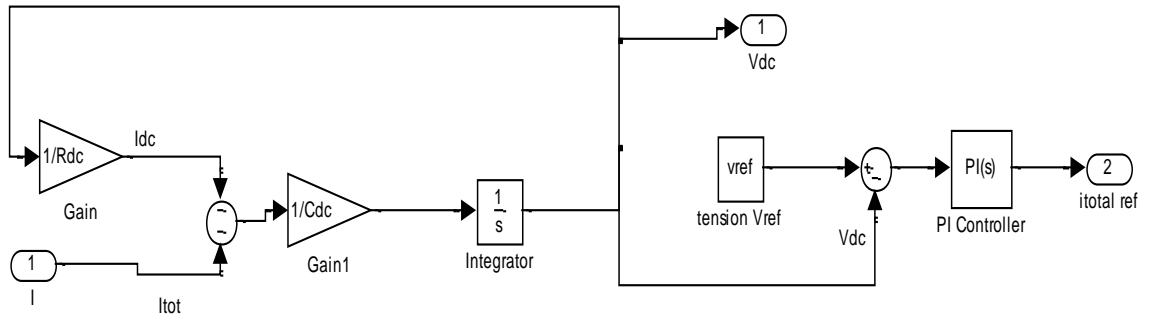


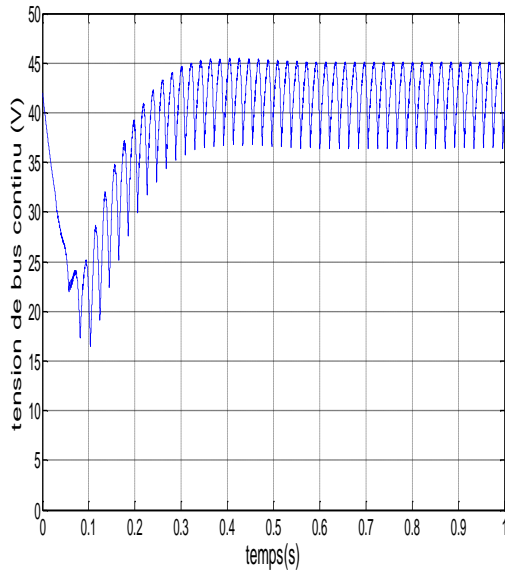
Figure V.3 : Sous bloc simulink load

V.2.2 Résultat de simulation

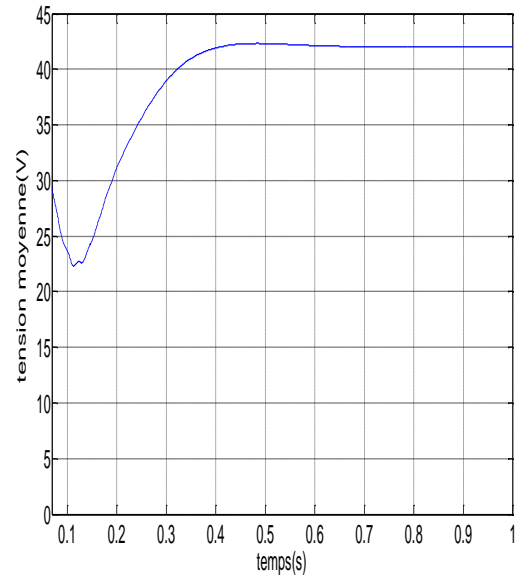
V.2.2.1 Simulation1

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 choisis $C_{dc} = 50 \text{mf}$ et pour $R_{dc} = 2\Omega$ avec $V_{dc \text{ ref}} = 42 \text{V}$.

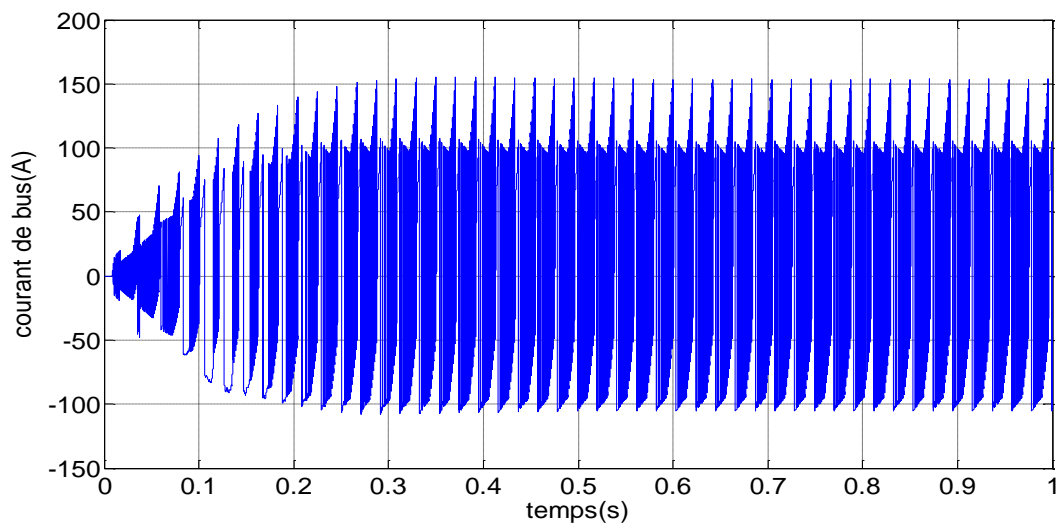
Les résultats de simulation sont présentés sur les figures V.4 et le tableau V.1.



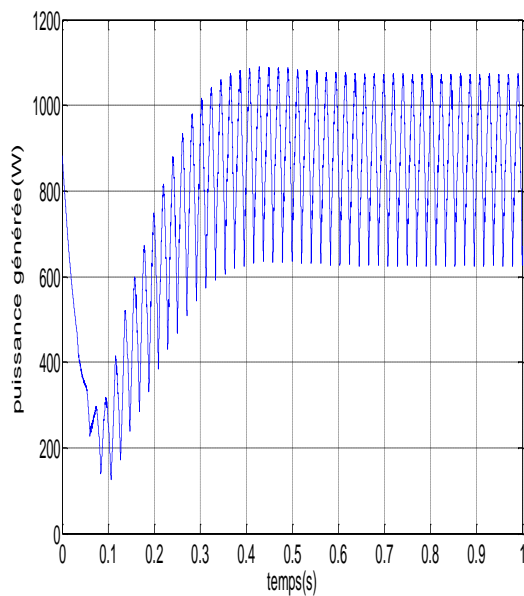
a) Tension V_{DC}



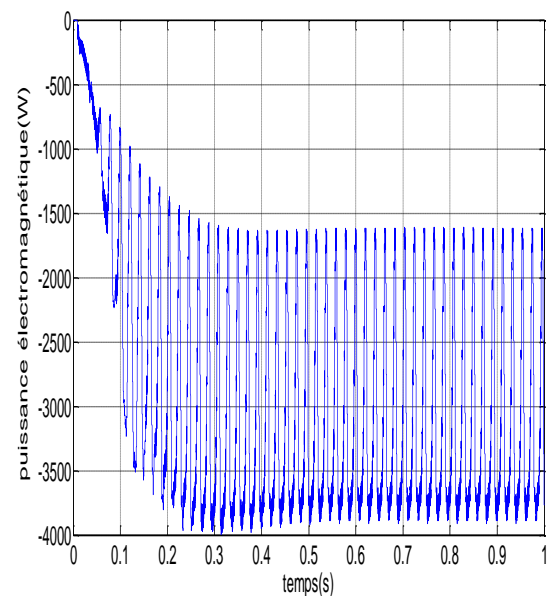
b) Valeur moyenne de V_{DC}



c) Courant total



d) Puissance de sortie



e) Puissance électromagnétique

Figure V.4 : Résultats de simulation pour $R_{dc} = 2 \Omega$, $k_p=1.03$ et $T_i= 32.62$ s

La valeur moyenne de la puissance générée(W)	La valeur moyenne de La puissance électromagnétique (W)	Le rendement (%)
886.4	2684	33.04%

Tableau V.1 : Valeurs moyennes des différentes puissances et le rendement pour la simulation1.

Analyse des résultats

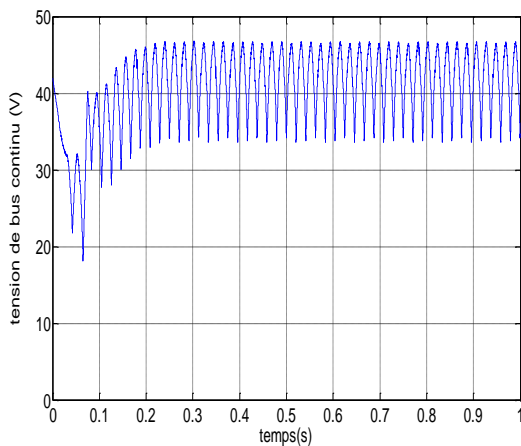
La tension V_{DC} se stabilise autour de V_{ref} après un temps de 0.4 s qui est un peu lent, ce temps est dû aux paramètres du régulateur choisis et ainsi aux paramètres du système (C_{dc} , R_{dc}).

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

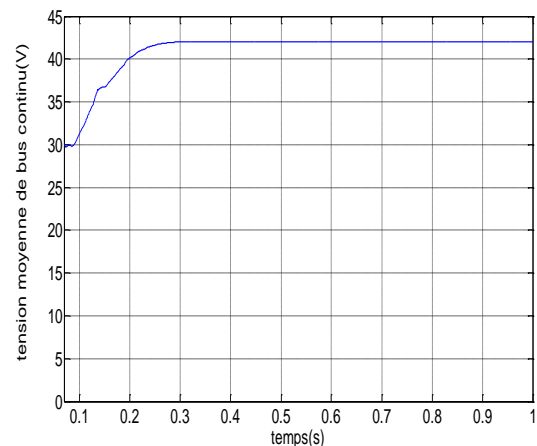
V.2.2.2 Simulation 2

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

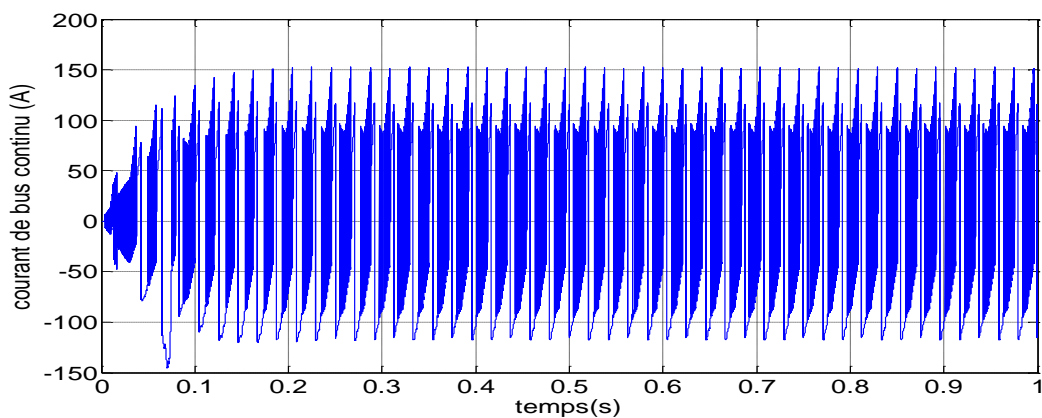
Les résultats de simulation sont présentés sur les figures V.5 et le tableau V.2.



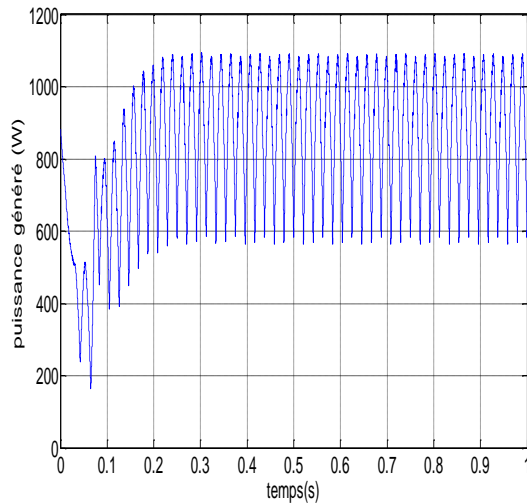
a) Tension V_{DC}



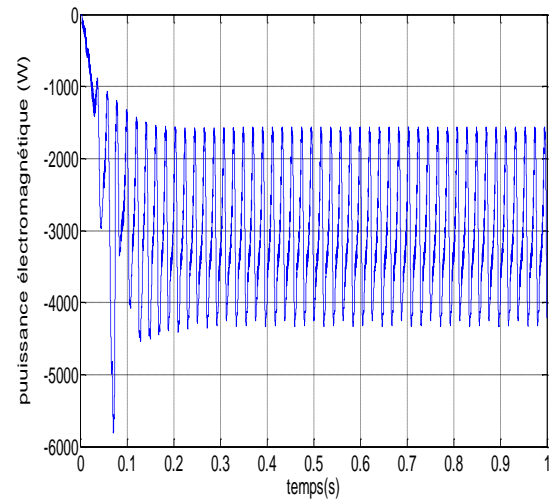
b) Valeur moyenne de V_{DC}



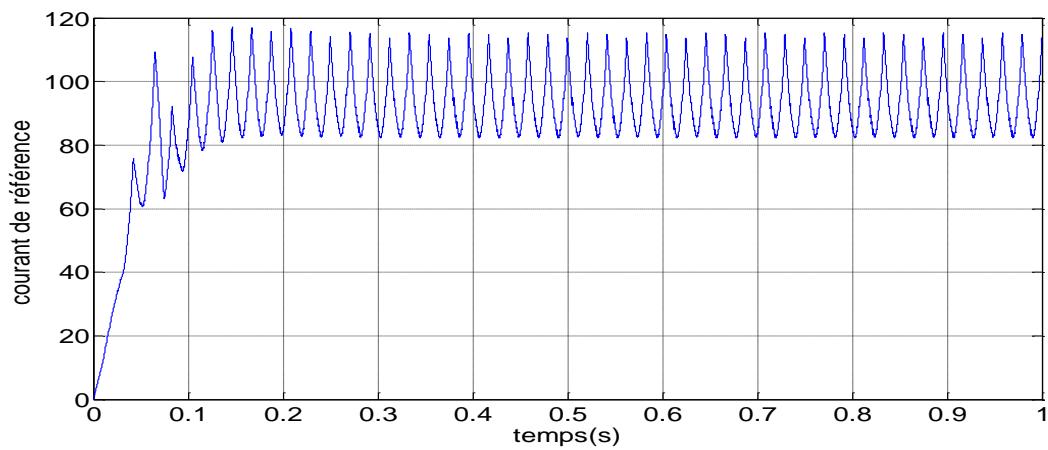
c) Courant total



d) Puissance générée



e) Puissance électromagnétique



f) courant de référence

Figure V.5 : Résultats de simulation 2 pour $R_{dc}=2 \Omega$, $K_p=2.51$.

La valeur moyenne de la puissance générée(W)	La valeur moyenne de La puissance électromagnétique (W)	Le rendement (%)
886.4	2684	33.04%

Tableau V.2 : Valeurs moyennes des différentes puissances et le rendement pour la simulation2

Analyse des résultats

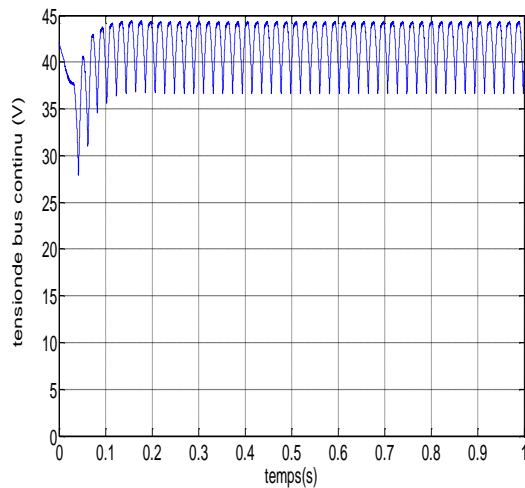
On peut confirmer que la variation du K_p n'a pas un effet sur la valeur moyenne de la tension, la puissance générée, la puissance électromagnétique et le rendement.

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} .

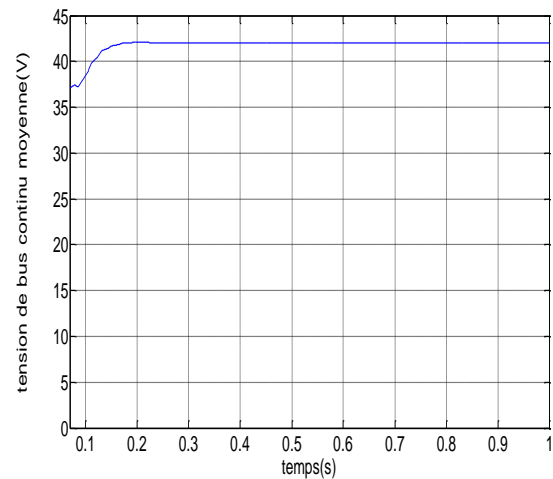
V.2.2.3 Simulation 3

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

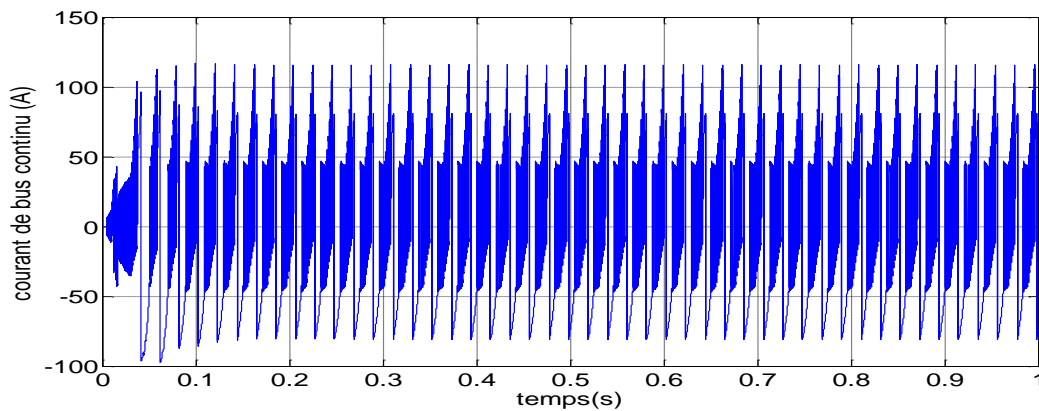
Les résultats de simulation sont présentés sur les figures V.6.



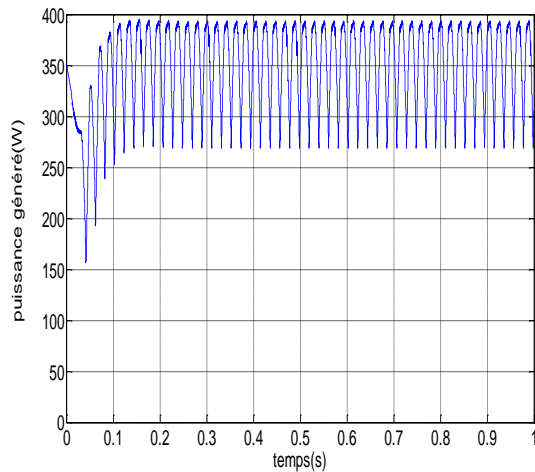
a) Tension de bus V_{DC}



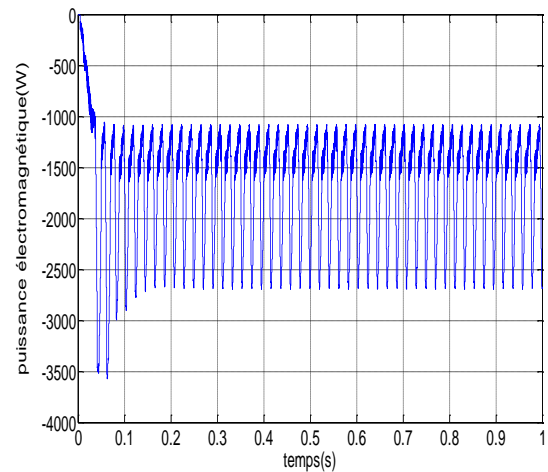
b) Valeur moyenne de V_{DC}



c) Courant de bus



c) Puissance générée



d) Puissance électromagnétique

Figure V.6 : Résultats de simulation 3 pour $R_{dc}=5 \Omega$

La valeur moyenne de la puissance générée(W)	La valeur moyenne de La puissance électromagnétique (W)	Le rendement (%)
354	1685.5	21%

Tableau V.3 : Valeurs moyennes des différentes puissances et le rendement pour la simulation3

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} .

V.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 V.7.

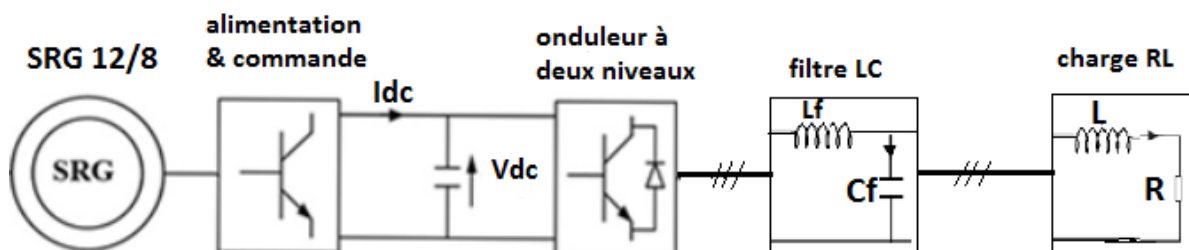


Figure V.7: Alimentation d'une charge RL

V.3.1 Modélisation du système

V.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 V.8.

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.

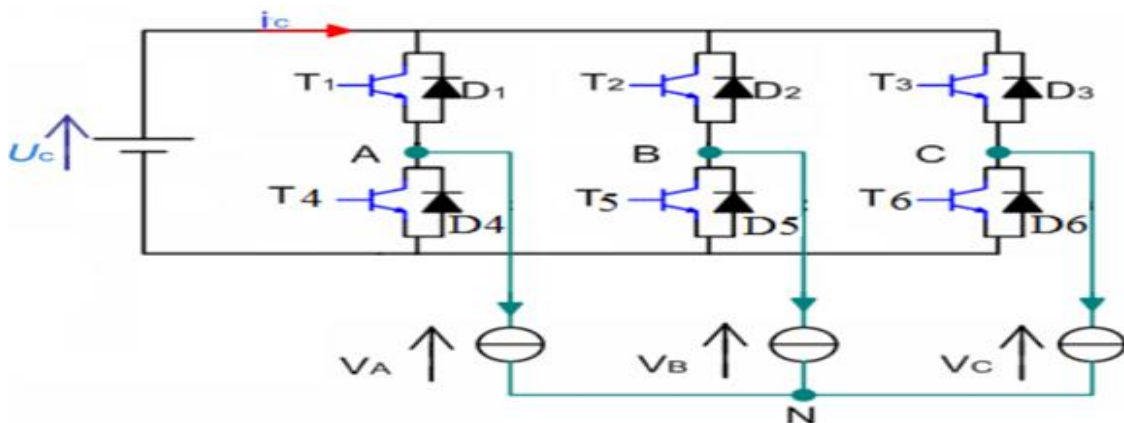


Figure V.8 : Onduleur triphasé a deux niveaux.

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.

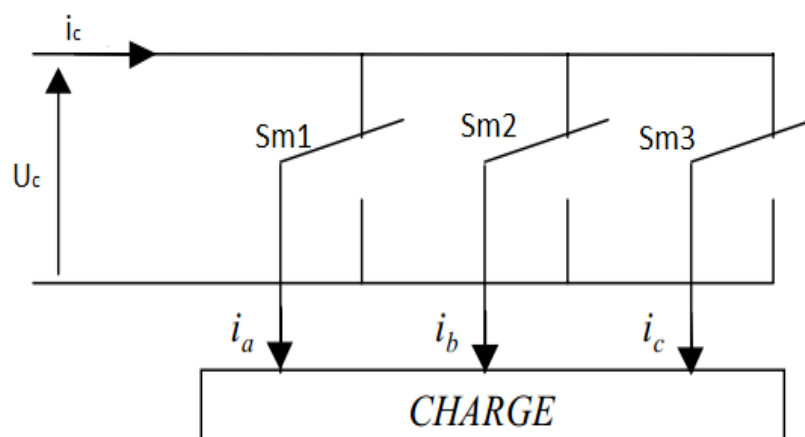


Figure V.9 : Interrupteur bidirectionnel équivalent de la paire transistor-diode.

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 :

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

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

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

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 :

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

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

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

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

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

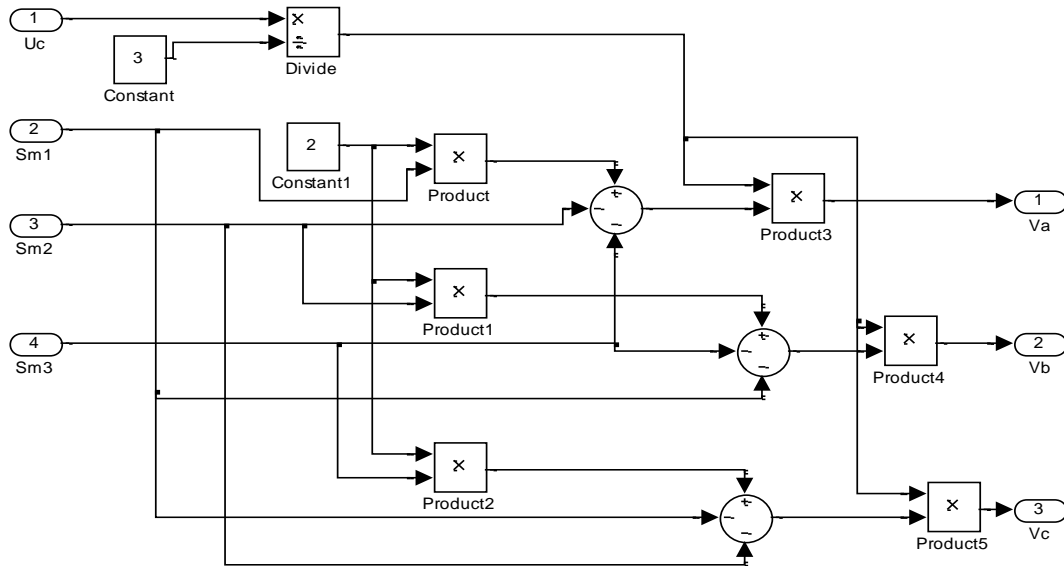
Ces dernières s'expriment sous forme matricielle :

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

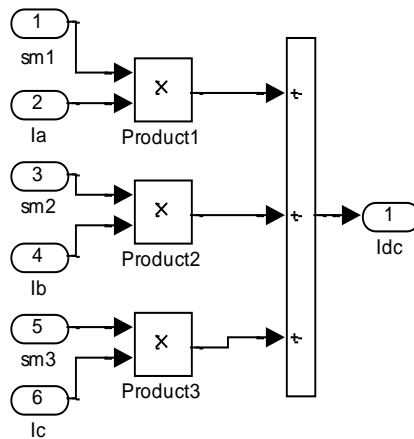
Le courant sera obtenu à l'aide de la relation suivante :

$$I_{DC} = [Sm_1 \quad Sm_2 \quad Sm_3] \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} \tag{V.14}$$

b) Modèle Simulink d'un onduleur :



a) Modèle de tension



b) Modèle du courant

Figure V.10 : modèle Simulink d'un onduleur a deux niveaux.

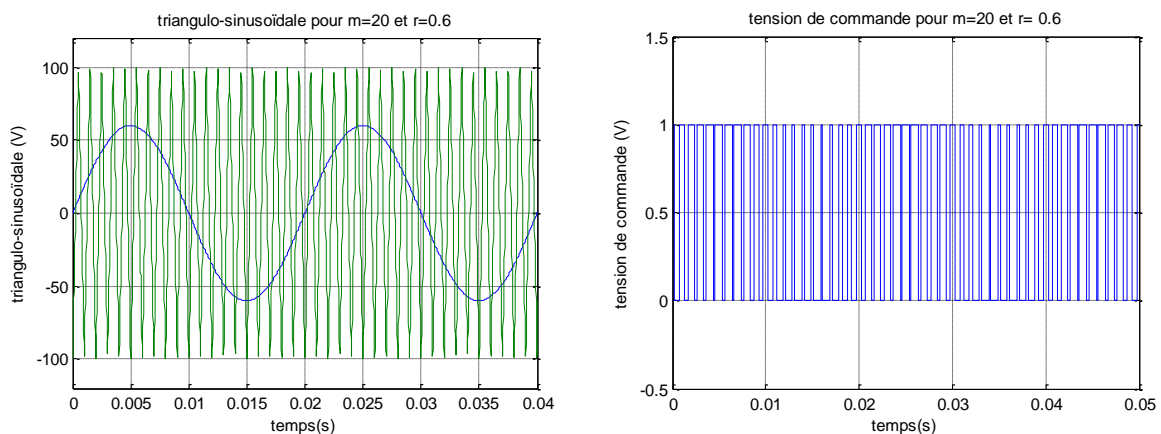
c) Commande MLI triangulo-sinusoidale

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.

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



a) Signal triangulo-sinusoidal.

b) Signal de commande

Figure V.11 : Résultats de simulation pour $m = 20$ et $r = 0.6$.

V.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. [16]

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 :

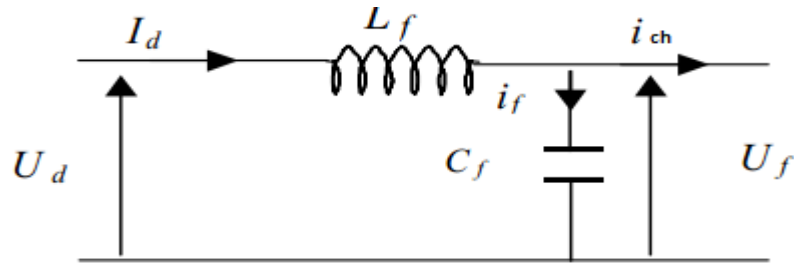


Figure V.12 : Filtre (LC).

Modélisation du filtre

Le filtre est modélisé par les équations suivantes :

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

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

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

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

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

On applique la transformée de Laplace :

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

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

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

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

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

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,

$$f_c < m f \quad (\text{pour la technique MLI triangulo-sinusoidale}).$$

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 $C_f > 0.907mF$

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

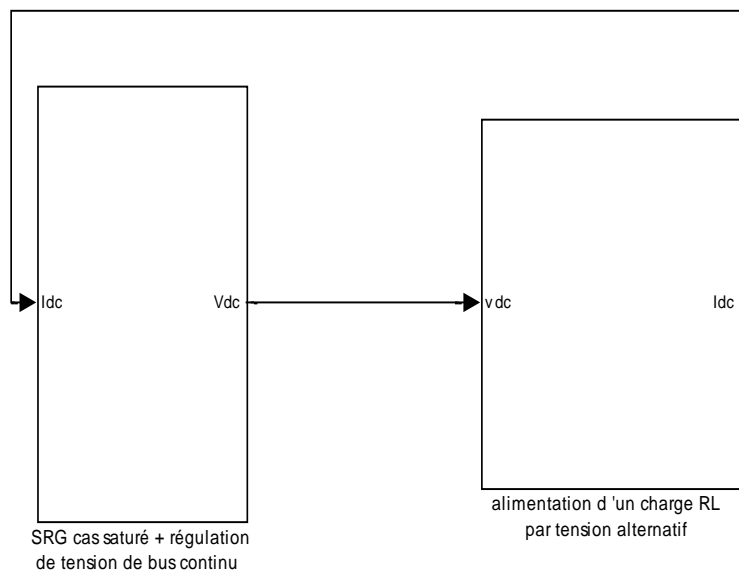
$$f_c < 1750 \Rightarrow C_f > \frac{1}{1750^2 L_f} \text{ donc } C_f > 0.326 mF$$

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

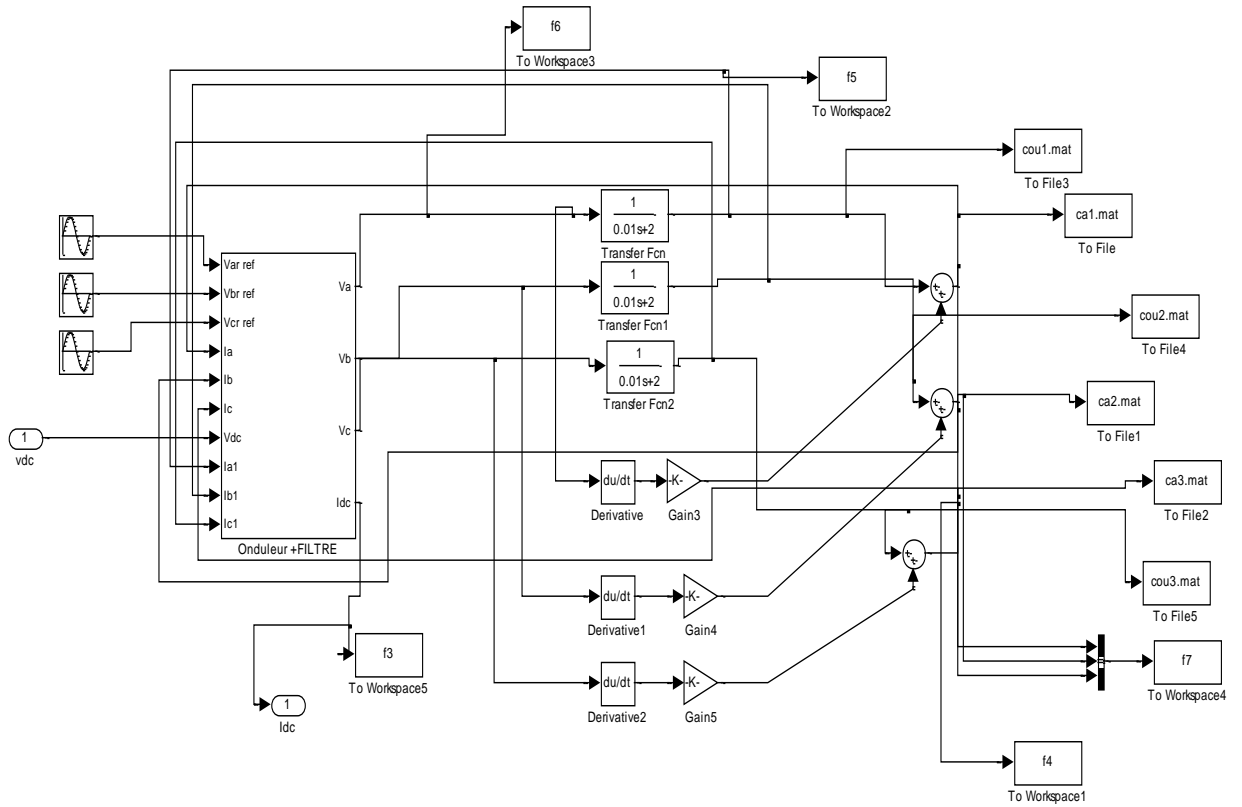
$L= 1mH$ et $C=2 mF$

V.3.2 Modèle Simulink utilisé

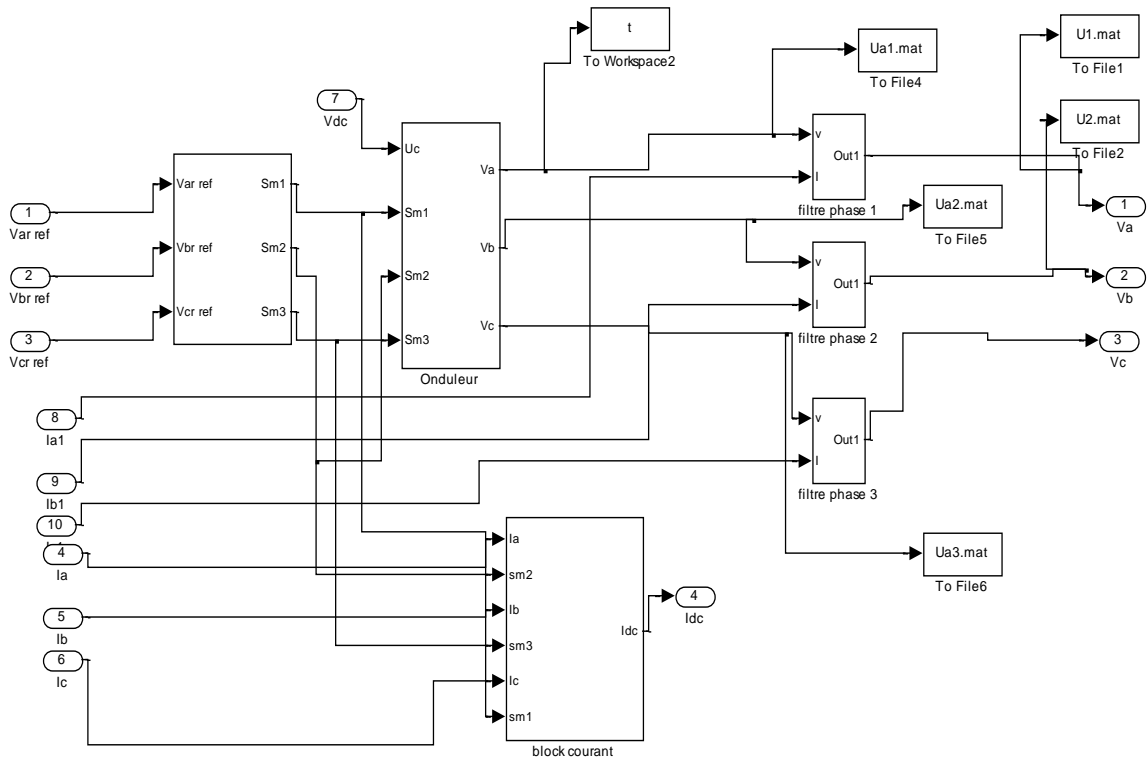
Notre modèle comporte deux blocs le premier bloc contient la SRG et son alimentation et la régulation de tension de bus continu. Le deuxième bloc contient tous qui est alternatif donc il contient l'onduleur et son commande, le filtre et la charge RL. Le modèle est présenté sur les figures V.12.



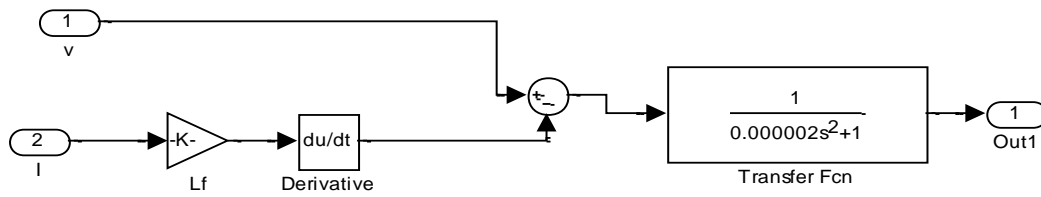
a) Modèle Simulink globale



b) Bloc alimentation d'une charge RL



c) Bloc onduleur et filtre



d) Sous bloc filtre

Figure V.13 : Modèle Simulink global de la SRG pour une charge RL.

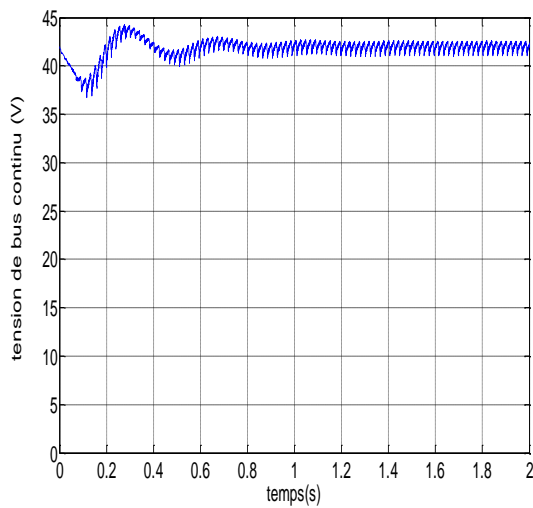
V.3.3 Résultat de simulation

V.3.3.1 Simulation1 :

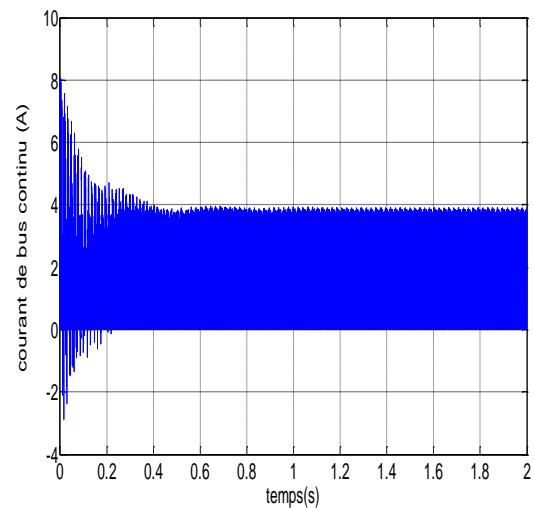
Dans cette simulation les paramètres suivants sont utilisés :

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

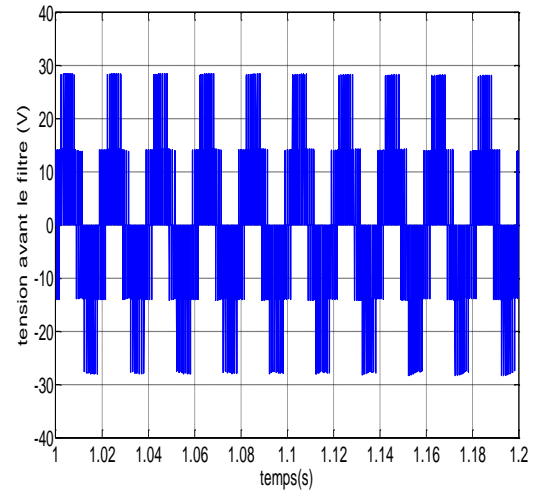
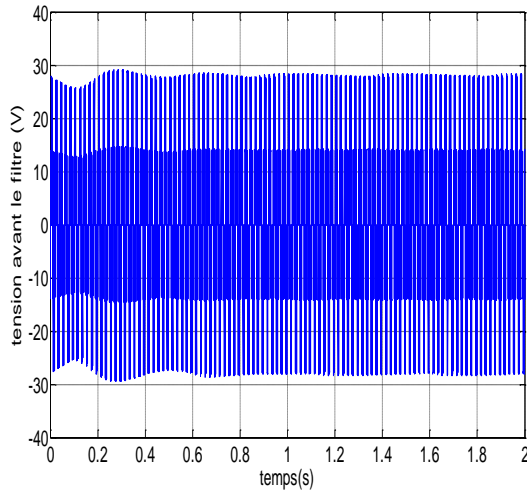
Les résultats de simulation sont présentés sur les figures V.13.



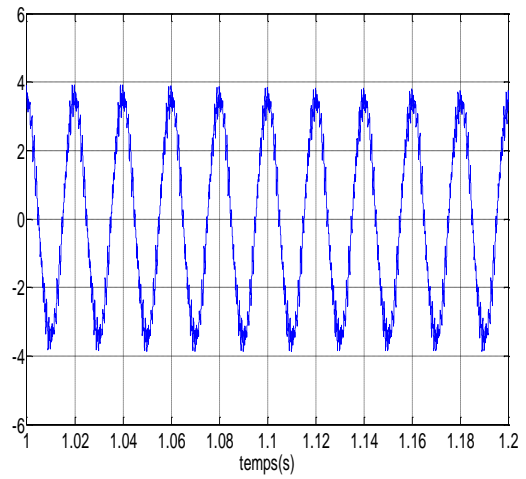
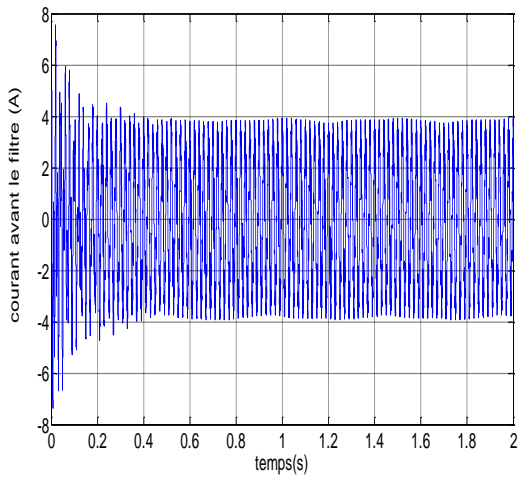
a) Tension de bus continu



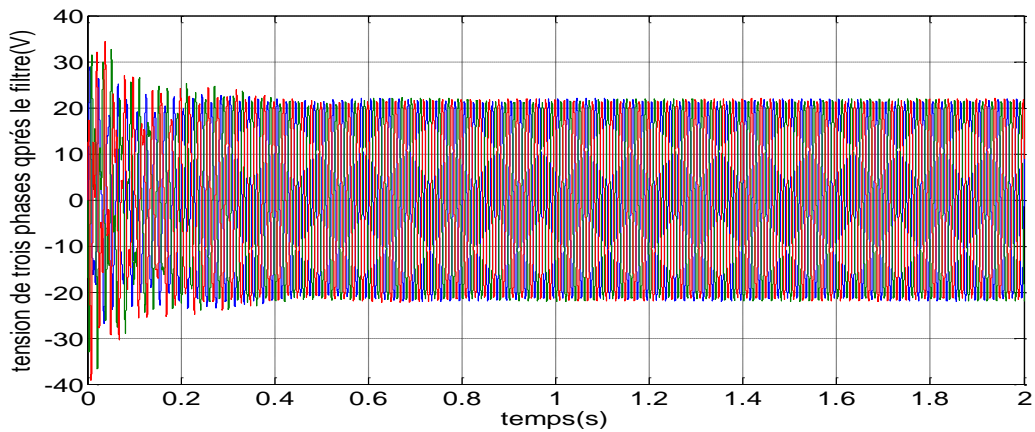
b) Courant de bus continu



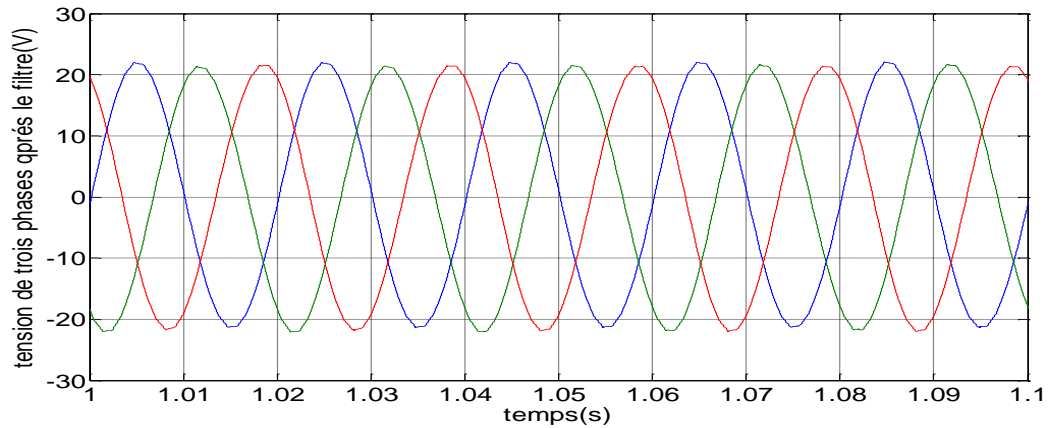
c) Tension avant le filtre



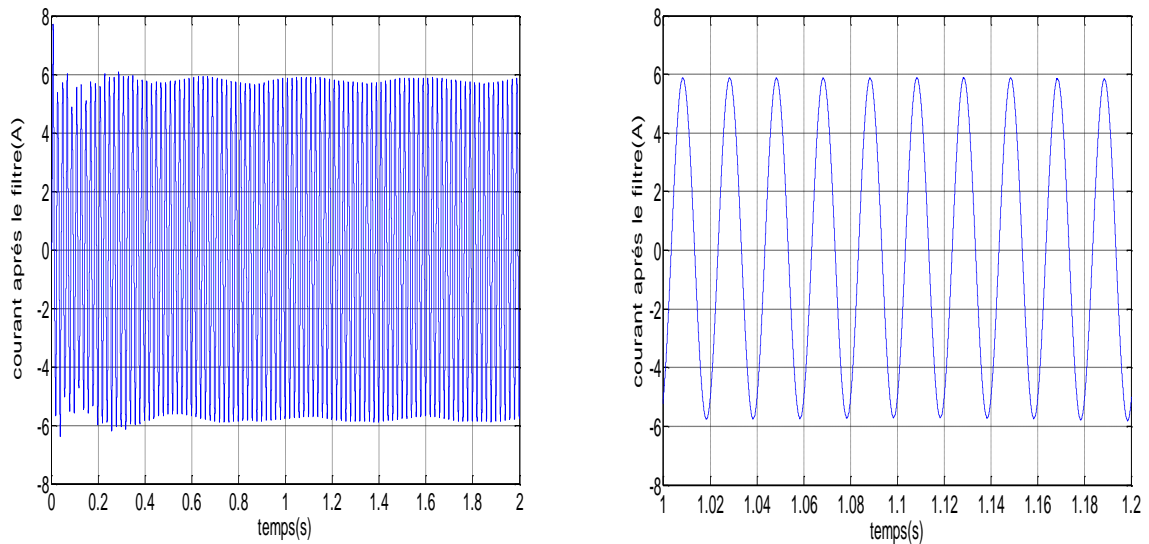
d) Courant avant le filtre



e) Tensions après le filtre



f) Tensions après le filtre



g) Courant après le filtre

Figure V.14 : 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.

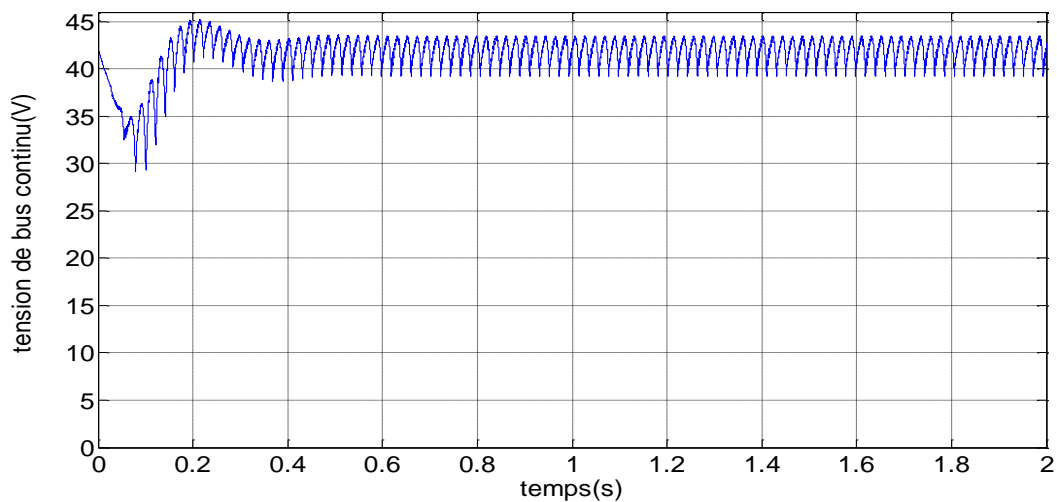
Les tensions après le filtre sont sinusoïdales donc les harmoniques sont atténués et ceci est dû au choix approprié du filtre passe bas utilisé. Ceci témoigne du bon dimensionnement de ce dernier.

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.

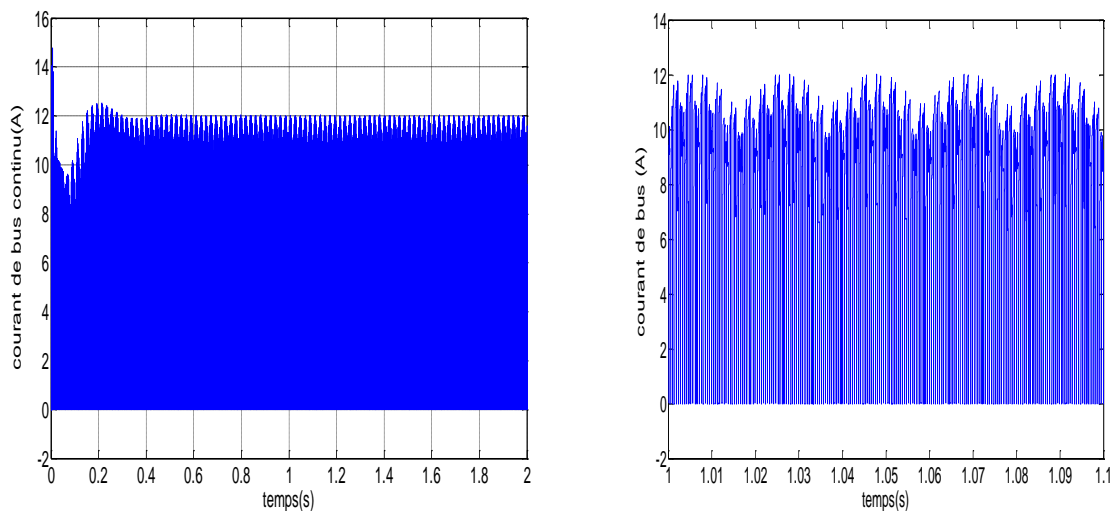
V.3.3.2 Simulation 2:

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

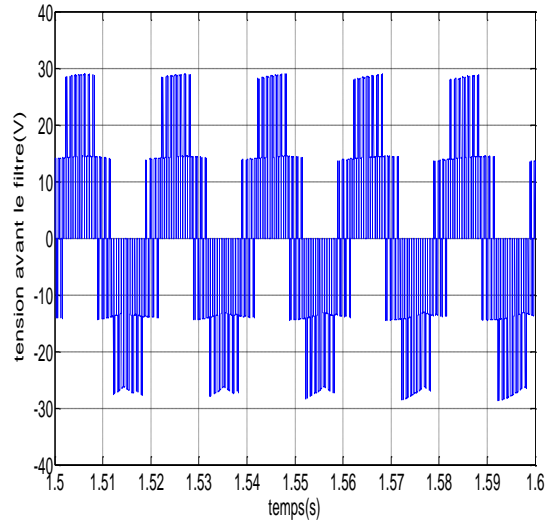
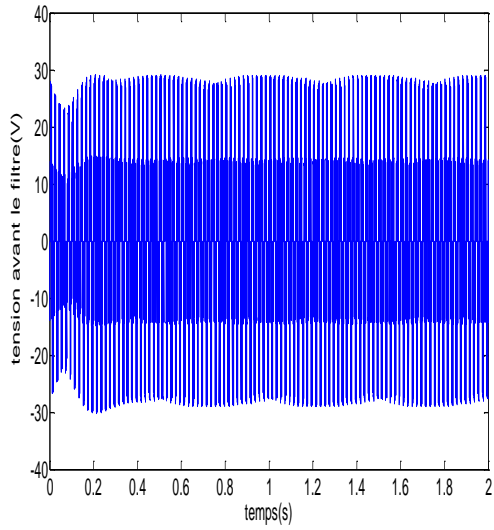
Les résultats de simulation sont présentés sur les figures V.14



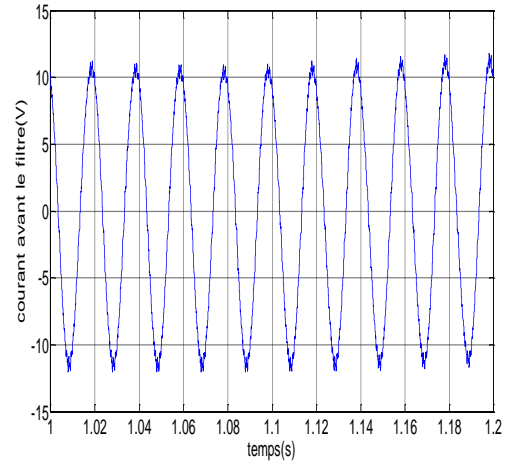
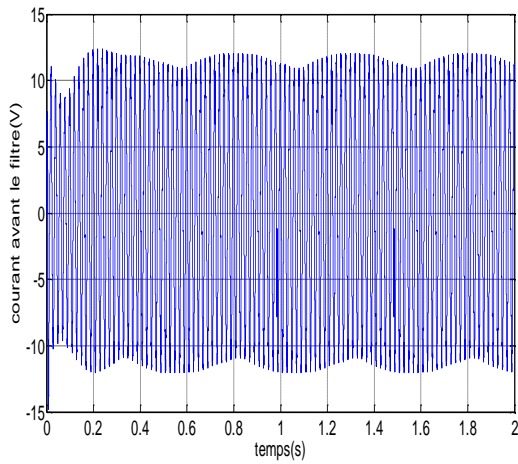
a) Tension de bus continu



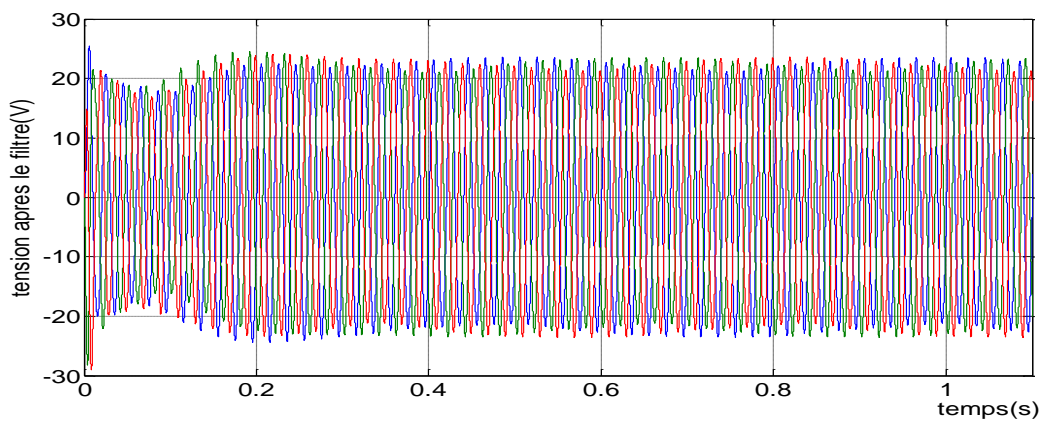
b) Courant de bus continu



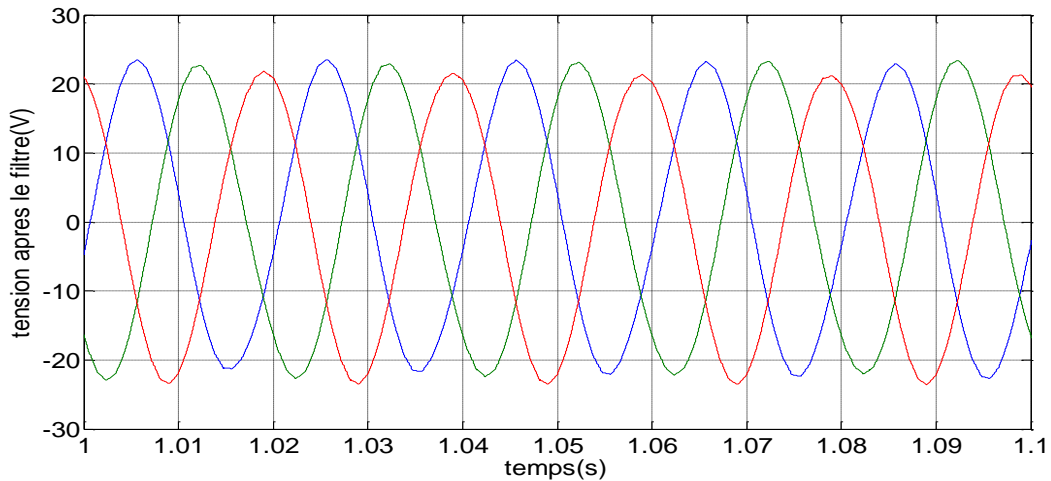
c) Tension avant le filtre



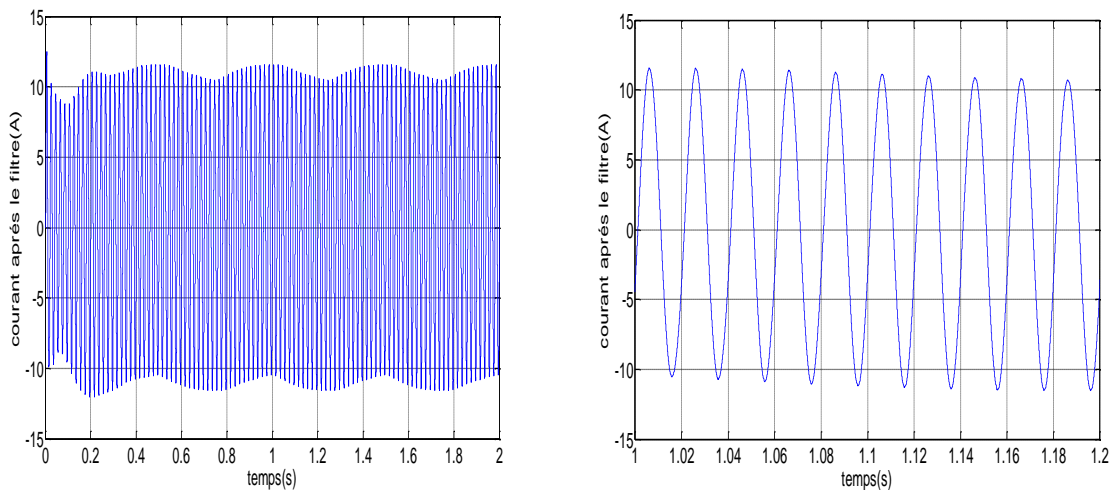
d) Courant avant le filtre



e) Tensions après le filtre



f) Tensions après le filtre avec zoom



g) Courant après le filtres

Figure V.15 : Résultats de simulation 2 avec $L=1\text{mH}$ et $m=21$.

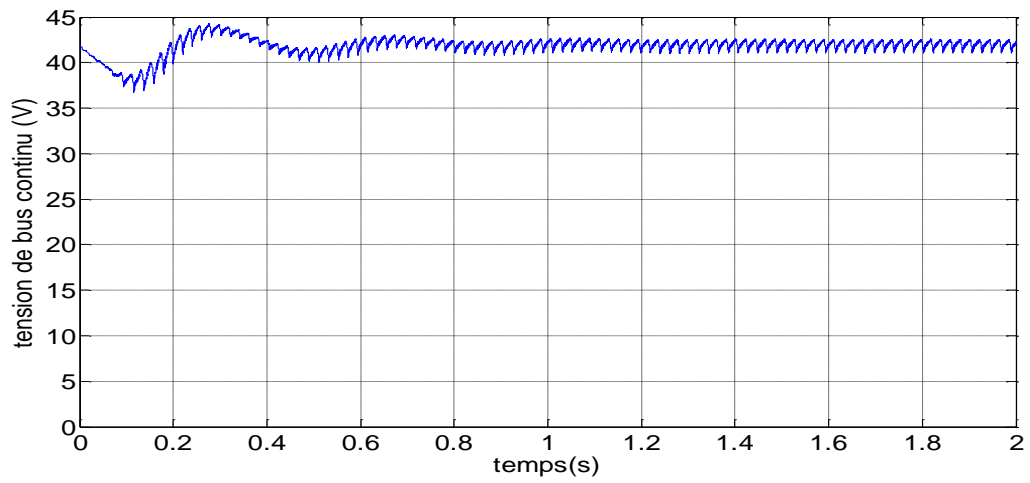
Même remarques que précédemment concernant les grandeurs de sortie obtenues, de plus on remarque l'augmentation du courant qui est due à la diminution de la self.

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

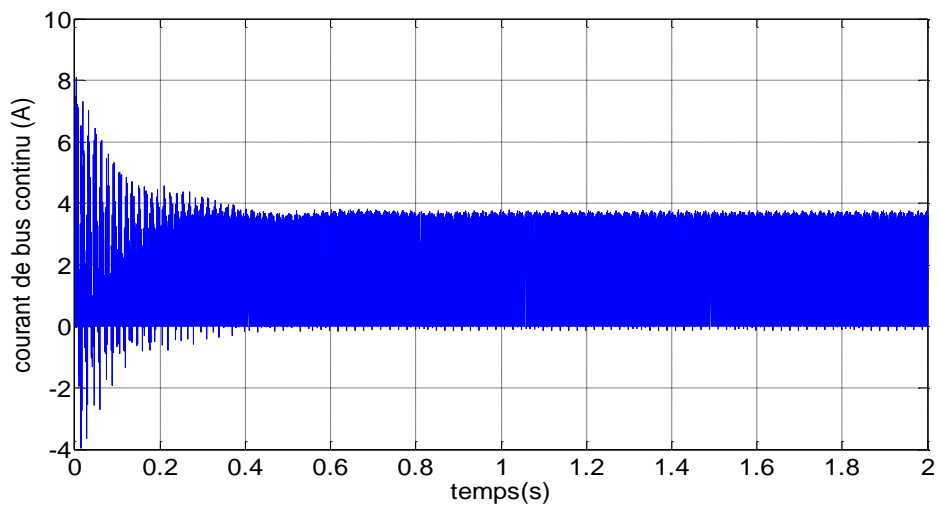
V.3.3.3 Simulation 3

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 :

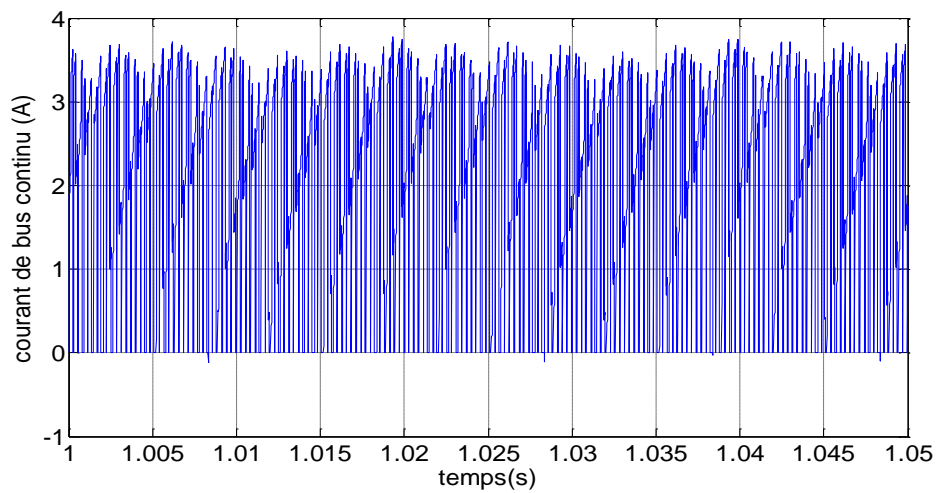
Les résultats de cette simulation sont présentés sur les figures V.15.



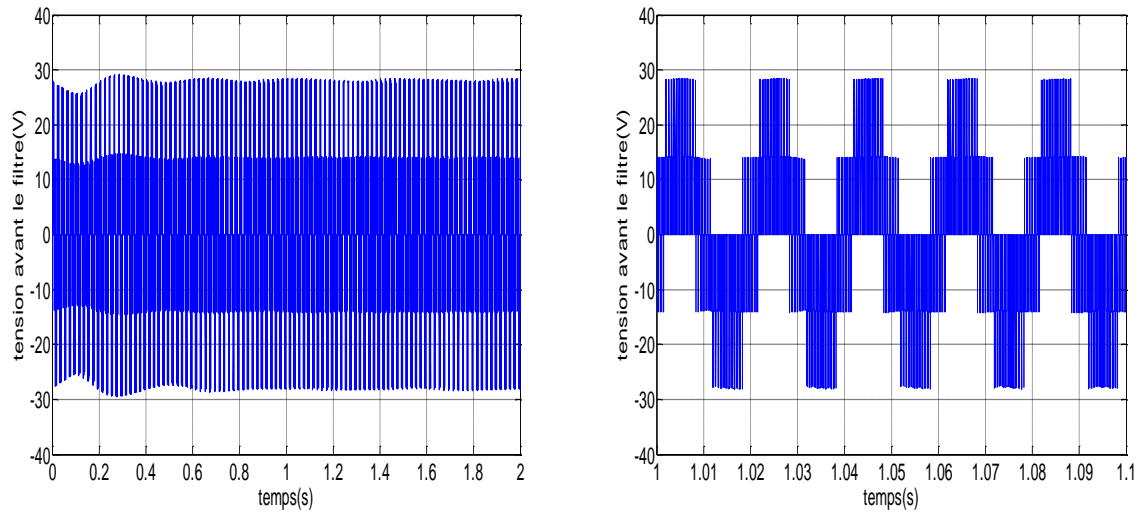
a) Tension V_{DC}



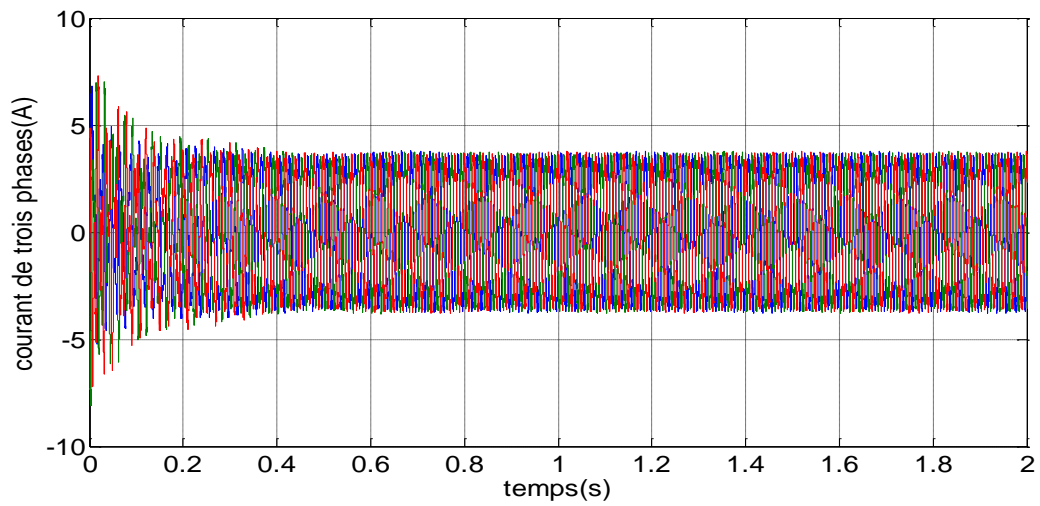
b) Courant de bus



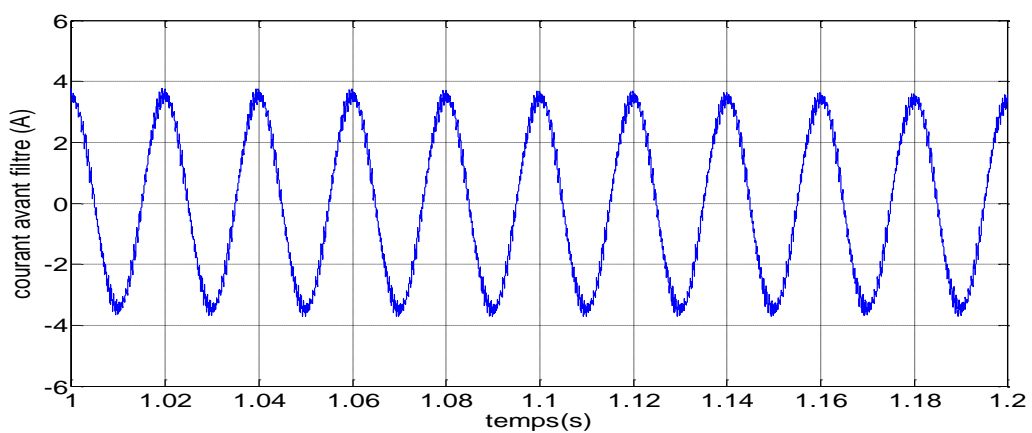
c) Courant de bus continu avec zoom



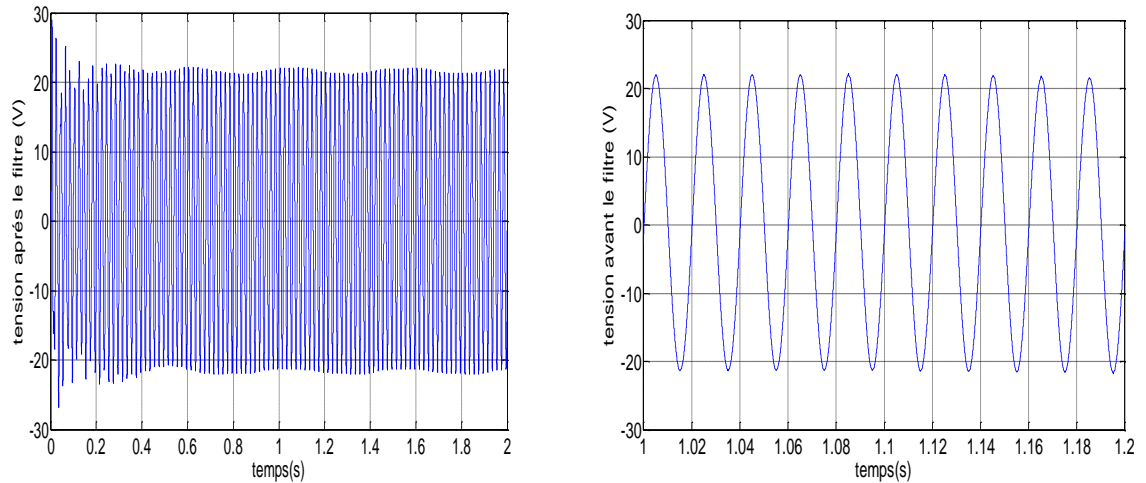
d) Tension avant le filtre



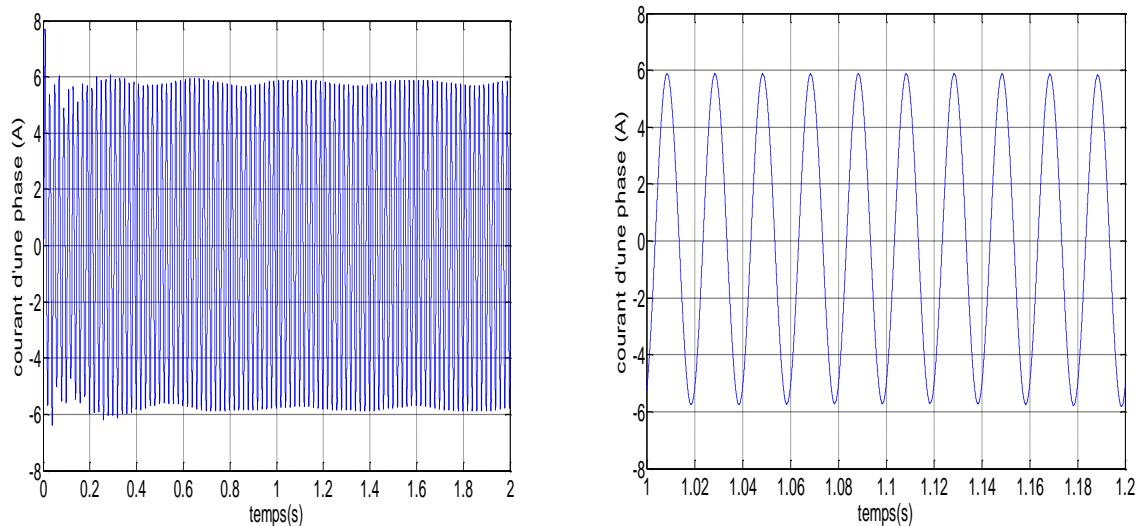
e) Courants avant le filtre



f) Courant avant le filtre avec zoom



g) Tension après le filtre



g) Courant après le filtre

Figure V.16 : 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.

V.4 Analyse harmonique

Les harmoniques sont des signaux de fréquence multiple de la fréquence industrielle. Ils sont provoqués par des charges dites non-linéaires comme les équipements

intégrant de l'électronique de puissance (variateurs, onduleurs, convertisseurs statiques, gradateurs de lumière, postes de soudure). [22]

Différents indices existent pour quantifier les harmoniques dans un signal :

-Taux de distorsion (Facteur de distorsion) :

Ce paramètre, appelé aussi distorsion harmonique ou facteur de distorsion, représente le rapport de la valeur efficace des harmoniques ($n \geq 2$) à celle de la grandeur alternative :

$$\text{THD \%} = \text{DF\%} = 100 \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} Y_n^2}}{\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} Y_n^2}} \quad (\text{V.25})$$

-Taux global de distorsion :

Ce paramètre représente le rapport de la valeur efficace des harmoniques à celle du fondamental seul :

$$\text{D\%} = 100 \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} Y_n^2}}{Y_1} \quad (\text{V.26})$$

Souvent, le module des harmoniques est trop petit devant la valeur du fondamental, on confond alors es deux facteurs THD% et D%.

-Taux individuel harmoniques :

Ce paramètre représente le rapport de la valeur efficace d'une harmonique de rang n à celle de la grandeur alternative

$$H_n \% = 100 \frac{Y_n}{\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} Y_n^2}} \quad (\text{V.27})$$

Avec :

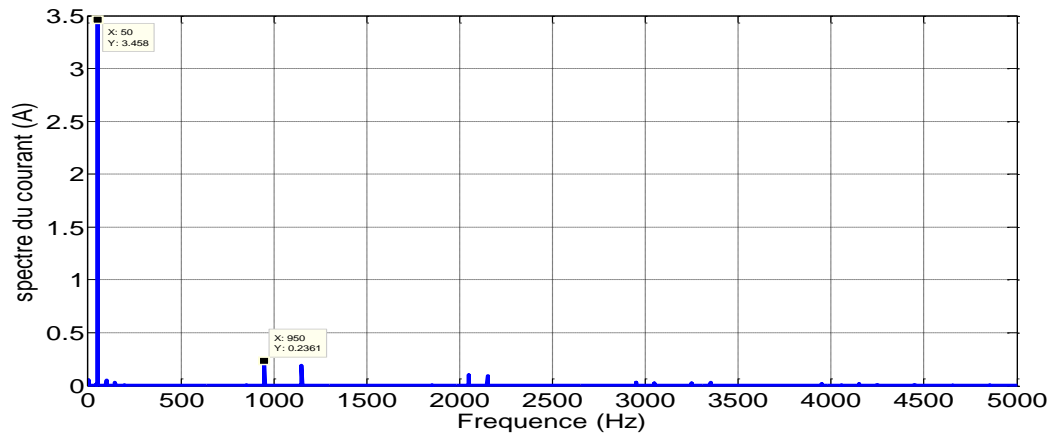
Y_n : valeur efficace de l'harmonique du rang n .

V.4.1 Etude des spectres d'harmoniques

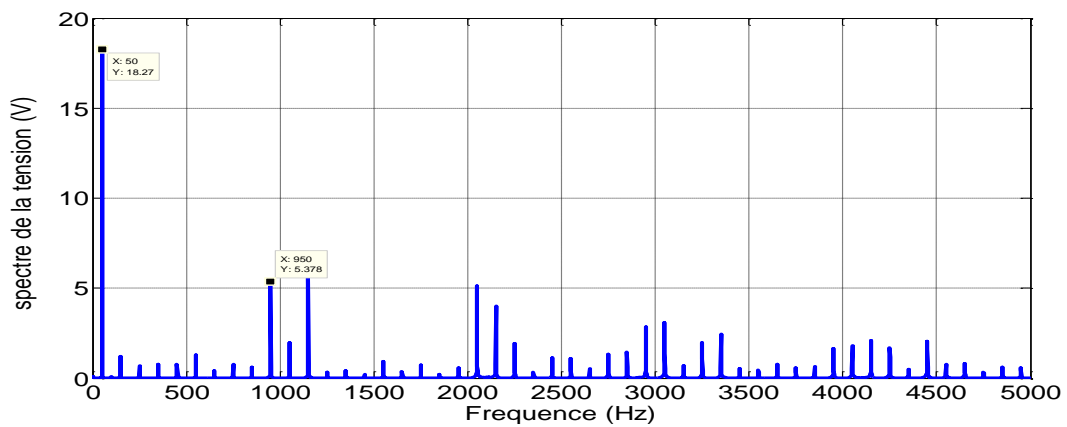
Dans ce qui suit on propose d'étudier les spectres d'harmoniques du courant et de la tension avant et après le filtre.

V.4.1.1 Pour la simulation 1

Avant le filtre : les spectres d'harmoniques sont présentés sur les figures V.17.



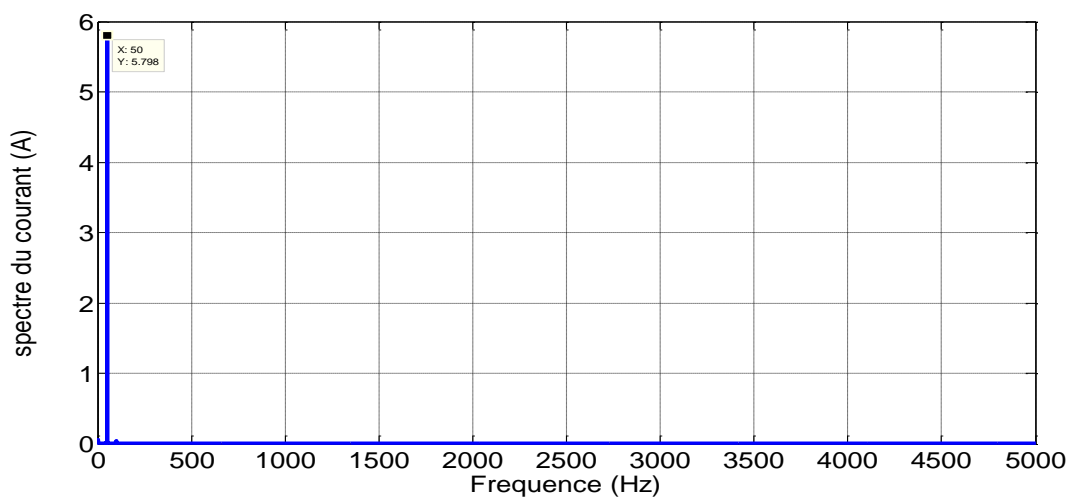
a) Spectre du courant



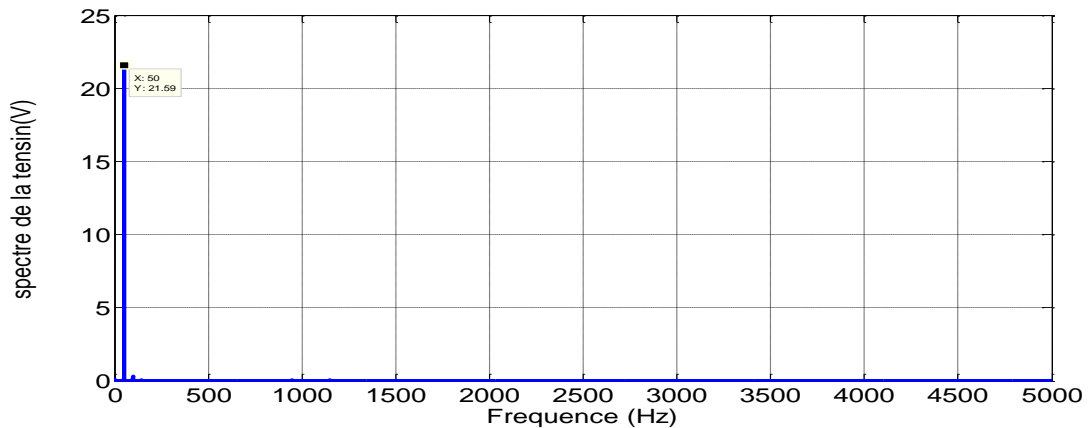
b) Spectre de tension

Figure V.17: Spectres d'harmoniques de la tension et du courant avant le filtre pour la simulation1 ($m=21$)

Après le filtre : les spectres d'harmoniques sont présentés sur les figures V.18.



a) Spectre du courant



b) Spectre de tension

Figure V.18: Spectres d'harmoniques de la tension et du courant après le filtre pour la simulation 1 pour $m=21$

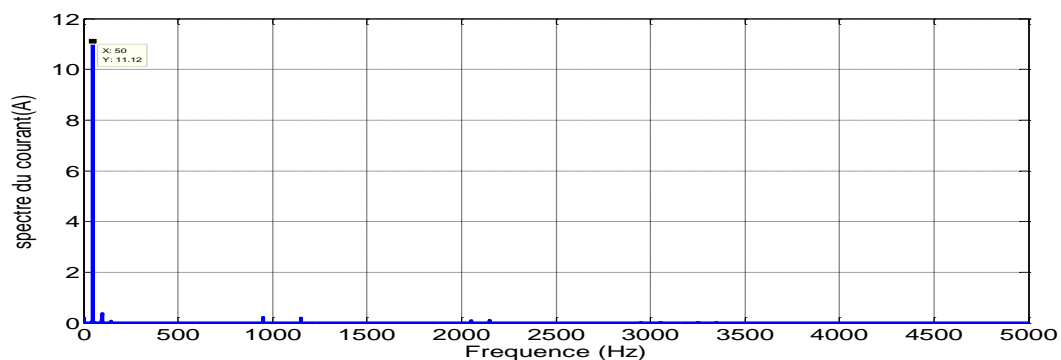
Analyse des résultats

D'après La figure (V.17) qui illustre le spectre d'harmoniques du courant et de la tension de phase avant le filtre, l'amplitude du fondamental est de 3.45 A pour le courant et de 18.27 V pour la tension. On constate que les harmoniques d'amplitude plus élevée sont centrées autour de $m=21$ (1050 Hz) qui sont d'ordre 19 et 23. Les autres harmoniques sont repoussés vers des fréquences élevées, ils sont donc filtrés par la self de la charge.

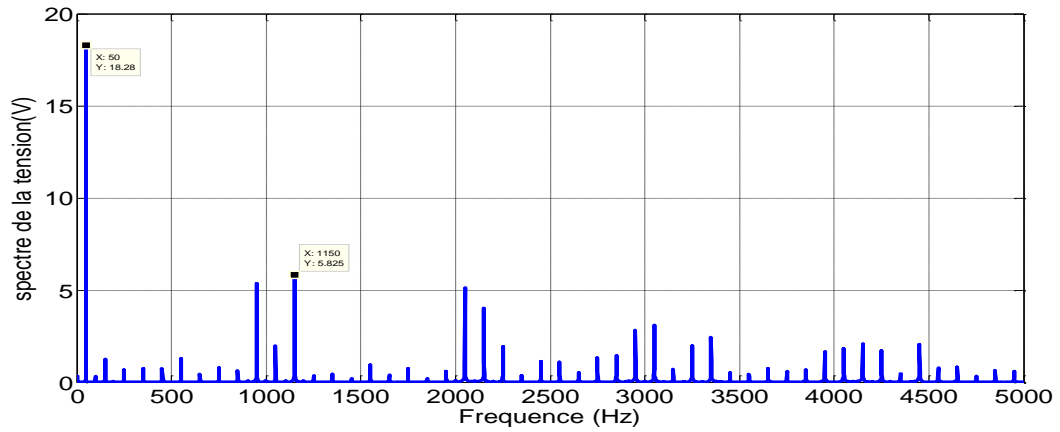
Après le filtre, on constate que les harmoniques de tension et du courant sont atténués par le filtre passe bas choisi.

V.4.1.2 Pour la simulation 2

Avant le filtre : les spectres d'harmoniques sont présentés sur les figures V.19.



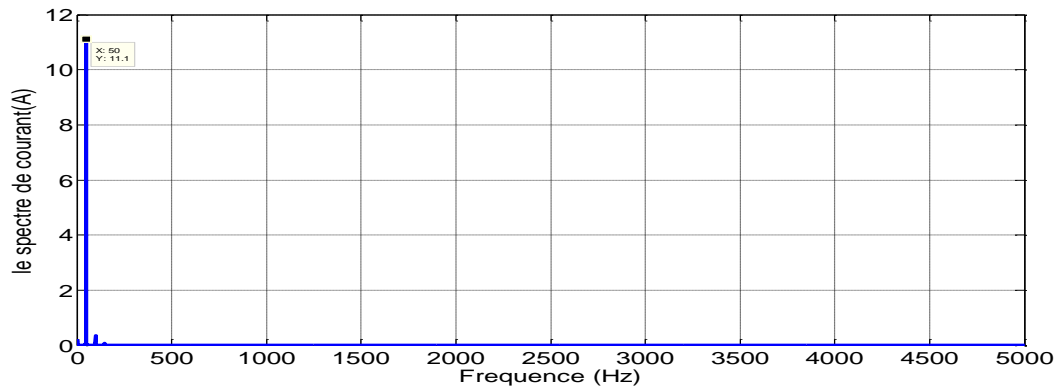
a) Spectre du courant



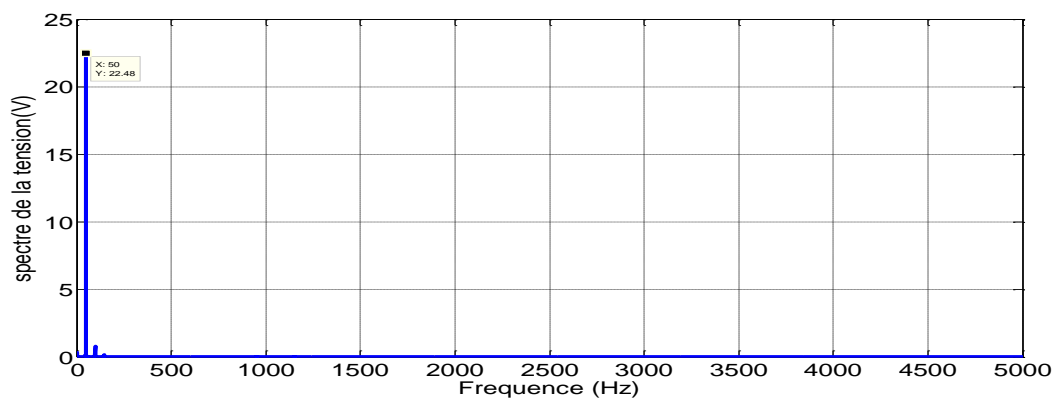
b) Spectre de tension

Figure V.19 : Spectres d'harmoniques du courant et de la tension avant le filtre pour la simulation2 pour $m=21$.

Après le filtre : les spectres d'harmoniques sont présentés sur les figures V.20.



a) Spectre du courant



b) Spectre de la tension

Figure V.20: Spectres d'harmoniques de la tension et du courant après le filtre pour la simulation 2 pour $m=21$

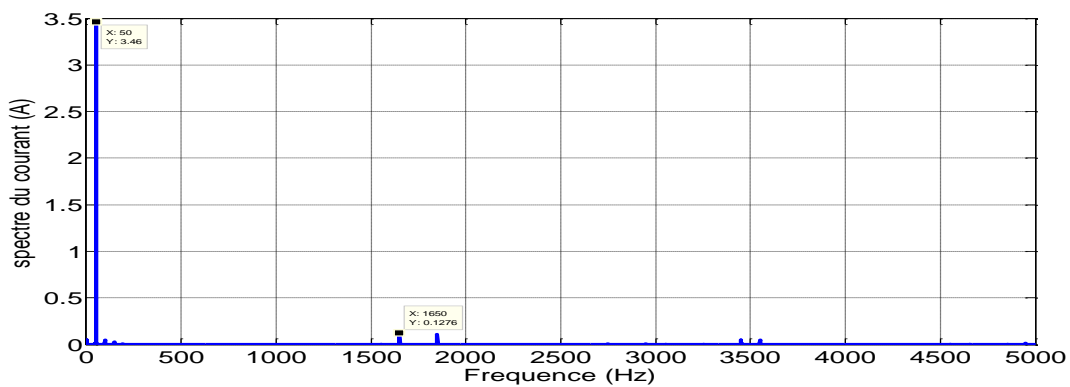
La figure (V.19) illustre le spectre d'harmonique du courant et de la tension de phase avant le filtre, l'amplitude du fondamental est de 11.12 A pour le courant et de 20.23 V pour la tension.

Après le filtre, l'amplitude du fondamental est de 11.5A pour le courant et de 22.48 V pour la tension,

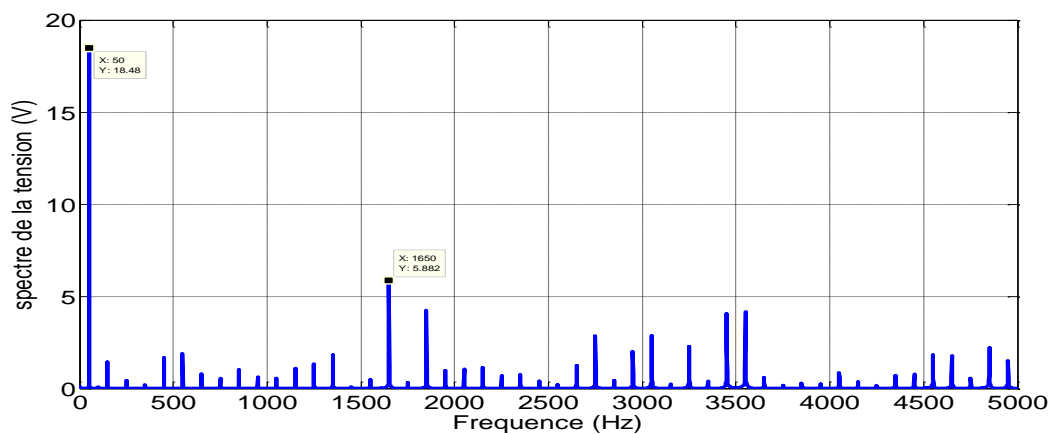
Même interprétations comme la simulation 1.

V.4.1.3 Pour la simulation 3

Avant le filtre: les spectres d'harmoniques sont présentés sur les figures V.21.



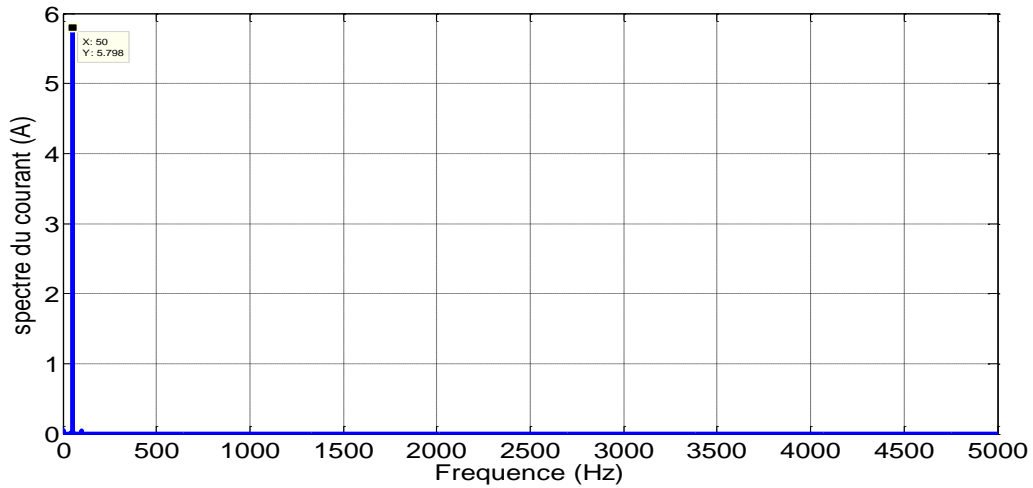
a) Spectre du courant



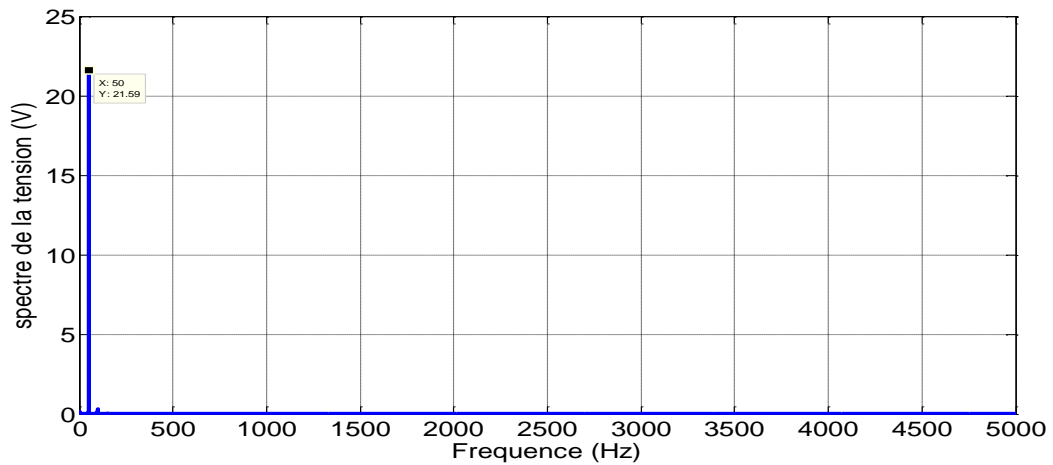
b) Spectre de la tension

Figure V.21: Spectres d'harmoniques du courant et de la tension pour une phase avant le filtrage pour $m=35$.

Après le filtre : les spectres d'harmoniques sont présentés sur les figures V.22.



a) Spectre du courant



b) Spectre de la tension

Figure V.22: Spectre d'harmoniques du courant et de la tension pour une phase après le filtrage pour $m=35$.

Analyse des résultats

La figure (V.22) illustre le spectre d'harmoniques du courant et de la tension de phase avant le filtre, l'amplitude du fondamental est de 3.46 A pour le courant et de 18.48 V pour la tension. On constate deux harmoniques apparaissent au voisinage de $m=35$ correspondant à 1750 Hz.

On remarque aussi des pics au voisinage de l'harmonique d'ordre 70 qui correspond à 3500 Hz. Ce qui nous amène à la conclusion que la MLI repousse les harmonique vers des ordres très élevés à $[(n - 1)m \mp 1]$.

Après le filtre, l'amplitude du fondamental est de l'ordre de 5.798 A pour le courant de 21.59 V pour la tension,

V.4.2 Taux de distorsion (Facteur de distorsion)

Dans ce qui suit, on étudie le taux d'harmoniques pour les trois simulations avant et après le filtre afin de voir la qualité de l'énergie.

Le tableau V.4 représente du taux de distorsion obtenu, pour la simulation 1, pour $m=21$. pour charge $R=2\Omega$ et $L=10\text{mH}$ avant et après le filtrage du signal de courant et de la tension pour les différentes phases.

Calcule la THD(%) simulation 1	Avant le filtre		Après filtre	
	Tension	Courant	Tension	Courant
Phase 1	63.098	10.42	1.947	1.618
Phase2	54.83	10.23	1.953	1.587
Phase3	62.51	10.39	1.91	1.574

Tableau V.4: Taux de distorsion obtenus pour la simulation1

Le tableau V.5 représente taux de distorsion avant et après le filtrage du signal de courant et de la tension, pour $m=21$. Pour charge $R=2\Omega$ et $L=1\text{mH}$ pour les différentes phases.

Calcule la THD(%) simulation 2	Avant le filtre		Après filtre	
	Tension	Courant	Tension	Courant
Phase 1	63.91	4.95	3.98	3.852
Phase2	58.58	4.93	3.99	3.86
Phase3	62.54	4.97	4.00	3.882

Tableau V.5: Taux de distorsion obtenus pour la simulation1

Le tableau V.6 représente les résultats obtenus, pour $m=35$. Pour charge $R=2\Omega$ et $L=1\text{mH}$ du taux de distorsion avant et après le filtrage du signal du courant et de la tension pour les différentes phases.

Calcule la THD(%) simulation 3	Avant le filtre		Après filtre	
	Tension	Courant	Tension	Courant
Phase 1	61.41	6.2622	1.8943	1.6176
Phase2	58.08	6.4268	1.8732	1.5846
Phase3	61.64	6.5092	1.9256	1.6335

Tableau V.6: Taux de distorsion obtenus pour la simulation3

Analyse des résultats

Le signal de tension avant le filtre pour les trois cas est plein d'harmonique qui sont dues à la commutation des interrupteurs, par contre le signal de courant est dépourvu d'harmoniques grâce à la présence de la self du filtre.

On remarque que l'augmentation de facteur de modulation « m » a pour effet la diminution des harmoniques surtout de courant avant le filtre.

Le filtre utilisé est bien dimensionné et on a eu un signal acceptable (taux < 5%) à sa sortie.

La différence entre les taux d'harmoniques des phases est due à l'ondulation de la tension V_{DC} .

Remarque :

Nous pouvons aller plus loin dans le filtrage des harmoniques en jouant sur le filtre, mais cela influe beaucoup sur l'énergie réactive du système et par suite sur le facteur de puissance, en plus pour une application réelle, l'addition des filtres supplémentaires encombre le système, et coûte très chère.

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 bande puis on a effectué une étude sur l'analyse harmonique afin de vérifier le bon fonctionnement et la qualité des signaux (tension et courant) transférés vers la charge.

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 machine.

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 Alterno-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.