

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'enseignement Supérieur
et de la Recherche scientifique



Université d'EL-Oued
Faculté des Sciences et de Technologies

Mémoire de Fin d'Etude
En vue de l'obtention du diplôme de

MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et de Technologies
Filière : Génie Électrique
Spécialité: Commande Électriques

Thème

**COMMANDE DE LA MACHINE A
RELUCTANCE VARIABLE**

Diriger par:

✍ Mr. SERHOUD HICHAM

Réaliser par:

✍ KHELEF SALAH EDDINE

✍ HADA ABD ELMOUNIM

2013-2014

Sommaire

Remerciements	I
Dédicace	II
Sommaire	III
Listes de figure.....	VI
 Introduction	 1

Chapitre I: Généralités sur la MRV

I.1- Introduction	4
I.2- Historique de la MRV	4
I.3- Différents types de la MRV	4
I.3.1- Machines à stator lisse	4
I.3.2- Machine à double denture	5
I.4- Principe de fonctionnement de la MRV	5
I.5- PRÉSENTATION DE LA MRVDS 6-4 ETUDIÉE	8
I.6- Alimentation de la MRV	9
I.6.1- Opération à une seule pulsation	9
I.6.2- Hachage– régulation de courant	13
I.6.3- Hachage MLI	14
I.7- Conclusion	17

Chapitre II : Modélisation de la machine à réluctance variable

II.1- Introduction	18
II.2- Hypothèses de travail	18

II.2.1- Les équations électromagnétiques	18	
II.2.2- Production du couple	19	
II.2.3- Modèle Linéaire de la MRV	20	
II.3- Stratégies de commande de la MRV	24	
II.4- simulation de la MRV	25	
II.4.1- Commande en tension (grande vitesse)	25	
a) simulation de la MRV $\theta_{on} = 0^\circ$ et $\theta_{off} = 40.1^\circ$	26	
b) simulation de la MRV $\theta_{on} = 5.72^\circ$ et $\theta_{off} = 34.37^\circ$	28	
II.4.2 - Commande du courant par hystérésis	30	
II.5-. Régulateur à action proportionnelle et intégrale	31	II.6.
Résultats de simulation	33	
II.7- Conclusion.....	35	

Chapitre III : Réglage par mode glissant de la MRV

III.1- Introduction :	36	
III.2- Généralités sur la théorie du contrôle par mode de glissement	36	
III.2.1- Principe du contrôleur à mode glissant	37	
III.2.2-Structure par commutation au niveau de l'organe de commande	38	
III.2.3-Structure par commutation au niveau d'une contre réaction d'état	38	
III.2.4- Structure par commutation au niveau de l'organe	39	
III.2.5- Conception de la commande par mode glissant	40	
III.2.6- Choix de la surface de glissement	40	
III.2.7- Condition d'accès au mode glissant	41	
III.2.8- Synthèse des lois de commande du mode glissant	42	
III.2.9 Application de la Commande par à mode glissant à la MRV.....	43	
III.3- simulation de la MRV par mode glissent	45	

III.3.1- schéma bloc	47	
III.3.2- Résultat de simulation		48
III.4- GENERALITES SUR LA THEORIE DU LOGIQUE FLOUE.....	48	
III.4-1 Historique	48	
III.4-2 LATHEORIE DE LA LOGIQUE FLOUE		49
III.4.2-1- Définition	49	
III.4.-2-2 Ensembles flous	51	
III.4-2-3- Caractéristique d'un sous ensemble flou		52
III.4-2-4- Fonction d'appartenance	54	
III.4-2-5 Variable linguistique	55	
III.4-2-6- Opérateurs de la logique floue	56	
III.4-3 Application de la Commande par logique floue à la MRV		57
III.4-4 - Résultat de simulation	60	
II.5- Conclusion	62	
Conclusion générale	63	
Annexe A		
Bibliographie		

Remerciement

Mes remerciements vont tout premièrement, à Dieu le tout puissant qui m'a donné la foi, le courage et la patience de parvenir à finir ce modeste travail.

Nous tenons à adresser nos vifs remerciements pour sa collaboration son soutien moral, à notre encadreur Mr: HICHAM Serhoud, pour nous avoir suivies durant la préparation de ce travail et pour son aide si précieuse, ces nombreux conseils et suggestions.

Les collègues de la première promotion de notre spécialité à leur soutien que dieu les aide dans leur vie professionnelles,

Nos familles respectueuses à leur soutien matériel et moral, et l'atmosphère qui nous ont présenté,

Remerciement spécial aux responsables de l'universitaire D'El-Oued et à tous ceux-là nous présentons nos remerciements et nos respect

Notations et symboles

s, r	Indices stator et rotor, respectivement
N_r	Nombre des pôles rotoriques
N_s	Nombre des pôles statoriques
θ_o	angle de commutation [°]
θ_{off}	angle de commutation [°]
θ_e	angle électrique [°]
θ_m	angle mécanique [°]
R	résistance [Ω]
i	courant instantané [A]
V_s	tension de la source [V]
I	courant par phase [A]
ψ	flux [Wb]
ω	vitesse angulaire [rd/s]
L	inductance [H]
α_p	période de la conduction (pas polaire)
μ	perméabilité magnétique
f	fréquence [Hz]
p	puissance [w]
Ω	pulsation de rotation de rotor [rd/s]
C_e	couple électromagnétique [Nm]
C_r	couple mécanique [Nm]

B	induction magnétique [T]
W	énergie
$\overline{W}$	co-énergie
δ	angle de déplacement [°]
F	coefficient de frottement visqueux [SI]où [Nm.s/rd]
J	moment d'inertie de l'entraînement [Kg.m ²]
MRV	machine à réluctance variable
PI	proportionnel Intégral

Figure(I.1: Machine à double denture « vernier ».....	05
Figure (I.2: Représentation d'une MRV monophasée	06
Figure (I.3: Représentation d'une MRV triphasée.....	07
Figure (I.4: prototypeMRVDS6/4.....	09
Figure (I.5 : Mode de conduction dans une phase.....	09
Figure (I.6: Formes ondulées de seule pulsation.....	11
Figure (I.7: Régulation du courant- hacheur doux	14
Figure (I.8: Tension MLI–hacheur doux.....	15
Figure (I.9: Tension MLI- hacheur dur.....	17
Figure(II.1) Triangle de faisabilité.....	21
Figure(II.2) L'angle δ correspond au déplacement d'une phase par rapport à une autre.....	21
Figure(II.3) Diagramme de simulation de MRV	23
Figure(II.4) Diagramme de simulation de MRV par phase (modèle linéaire)...	23
Figure(II.5) Convertisseur H–pont.....	25
Figure(II.6) schéma bloc de simulation	26
Figure(II.7) vitesse a) – tension b) – courant c) – couple d) –flux e)- inductance f).....	27
Figure(II.8) Zoom sur - inductance - tension - courant - couple– FEM	27
Figure(II.9) Co-énergie	28
Figure(II.10) vitesse a) – tension b) – courant c) – couple d) – inductance e)- flux f).....	28
Figure(II.11) Zoom sur - inductance -tension - courant - couple FEM.....	29
Figure(II.12) Co-énergie.....	29
Figure (II.13) Schéma de simulation du la MRV (Commande du courant par hystérésis).....	30
Figure(II.14) vitesse a) tension b) courant c) couple d) inductance e) flux f)	31
Figure(II.15) Zoom sur - courant	31
Figure (II.16) Boucle de régulation de vitesse.....	32
Figure (II.17) Schéma de simulation du la MRV par régulateur PI.....	33

Figure (II.18) Régulation de vitesse de la MRV par régulateur PI.....	34
(Démarrage a vide avec application de la charge)	
Figure(II.19) Zoom sur - couple – vitesse.....	34
Figure(III.1) Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande.....	38
Figure(III.2) Structure de régulation par commutation au niveau de la contre réaction d'état	39
Figure(III.3) Structure de régulation par ajout de la commande équivalente.....	39
Figure(III.4) Fonction signa (Commande de type relais).....	43
Figure(III.5) Fonction de saturation (Commande adoucie).....	44
Figure (III.6) Schéma de simulation du la MRV par mode glissent.....	46
Figure(III.7) vitesse a) – tension b) – courant c) - couple d)- inductance e)- flux f)	47
Figure (III.8) Zoom sur -couple – vitesse.....	47
Figure(III.9) Classification des personnes en trois ensembles selon la logique classique.....	50
Figure(III.10) Classification des personnes en trois ensembles selon la logique floue.....	51
Figure(III.11) Fonction caractéristique d'appartenance pour la logique booléenne et la logique floue.....	51
Figure(III.12) Différentes formes de la fonction d' appartenance	55
Figure(III.13) Représentation des variables linguistiques.....	56
Figure(III.14) Architecture d'une commande flou	58
Figure (III.15) les fonctionnes d'appartenance de notre contrôleur floue.....	59
Figure (III.16) La table d'inférence.....	59
Figure (III.17) Schéma de simulation du la MRV par logique floue.....	60
Figure (III.18) vitesse a) tension b) courant c) couple d) inductance e) flux f).....	60
Figure(III.19) Zoom sur -couple – vitesse.....	61

Résumé

Le but principal de ce mémoire est de simuler la machine à réluctance variable (MRV) l'amélioration de l'alimentation de la MRV afin de minimiser les ondulations du couple. Cela est effectué par le choix convenable de l'angle de commutation

pour l'obtention de l'angle de commutation optimal minimisant les ondulations du couple. Nous avons utilisés deux stratégies de commande : une commande en tension pour les grandes vitesses et une commande par hystérésis pour les basses et moyennes vitesses.

Les stratégies de la commande en vitesse par régulateur classique PI et régulateur par mode glissant et logique floue est appliquées . Les résultats de simulations numériques obtenus très satisfaisants avec une bonne dynamique de poursuite.

Abstract

The principal goal of this thesis is to simulate the Switched reluctance machine (SRM) to the alimentation improvement of the SRM in order to minimize the torque ripples. That is carried out by the suitable choice of the overlap angle. for obtaining the optimal overlap angle minimizing the torque ripples. We used two control strategies: voltage control for high speeds and a hysteresis control for the low and medium speeds.

The strategies of speed control by conventional PI controller and sliding mode controller and fuzzy logic is applied. The results of numerical simulations obtained very satisfactory with good dynamic tracking.

I.1- Introduction

La dénomination des machines à réluctance variable (MRV) englobe des machines de structures différentes dont la propriété commune est la variation sensible de la forme de l'entrefer durant la rotation. Mais, ces machines n'ont pas les mêmes caractéristiques ni les mêmes performances et ne sont pas destinées au même usage. Dans le présent chapitre, nous présentons les différents types de machines à réluctance variable selon leurs constructions, ensuite on procède à une étude théorique du fonctionnement de ce type de machine ainsi que leur alimentation.

I.2- Historique de la MRV

Le principe de réluctance variable a été également choisi pour la génération de courants hautes fréquences (de quelques kHz à 20 kHz) dans l'alimentation de fours à induction et dans l'émission des ondes radio. Les premiers alternateurs "à fer tournant" apparurent dans les années 1888 ; une structure remarquable, de type homopolaire, fut conçue et commercialisée à cette époque par la société OERLIKON, sa puissance était de 70 chevaux.

Au XX siècle, d'autres alternateurs à réluctance variable, homopolaires, ou hétéropolaires (structures de Lorentz- Schmitt et Guy) furent réalisés et utilisés.

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 celui que nous étudions actuellement. Il était utilisé comme transmetteur de mouvement entre deux points éloignés.

I.3- Différents types de la MRV

Les machines à réluctance variable se divisent, de part leur construction, en deux grandes catégories :

- Les machines à stator lisse.
- Les machines à double denture dite « vernier ».

Dans ces deux types le rotor est à N_r dents identiques et régulièrement réparties.

I.3.1- Machines à stator lisse

Dans ce type de machine, le stator est cylindrique de révolution de rayon r_s dans lequel sont creusées des encoches destinées à loger les conducteurs. La définition du stator lisse est due

surtout à la faiblesse de la largeur des d'encoche au niveau de l'entrefer qui constituent une irrégularité locale négligeable dans la géométrie.

On peut ainsi calculer, au niveau de chaque encoche, la densité de courant équivalente au courant Ni passant dans le conducteur qui y est logé, la perméabilité du stator étant supposée infinie, la densité de courant équivalente sera donc égale à:

$$J = \frac{NI}{\varepsilon} \quad (I.1)$$

I.3.2- Machine à double denture

Ce sont des machines dont le stator, vu l'importance de ces encoches relativement à la dentures rotorique, ne peut être assimilé à un stator lisse. Les irrégularités locales dues au positionnement relatif des dents rotoriques et statoriques sont d'ailleurs la cause de la conversion d'énergie. La figure (I.1) représente une machine à réluctance variable à double denture avec six pôles statoriques (chaque deux pôles diamétralement opposés reçoivent deux bobinages alimentés en série) et quatre pôles rotoriques, il ne comporte ni conducteur électrique ni aimant, ce qui lui confère une grande robustesse et une extrême simplicité.

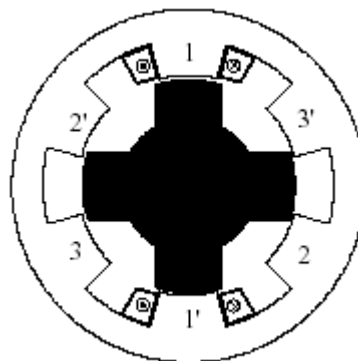
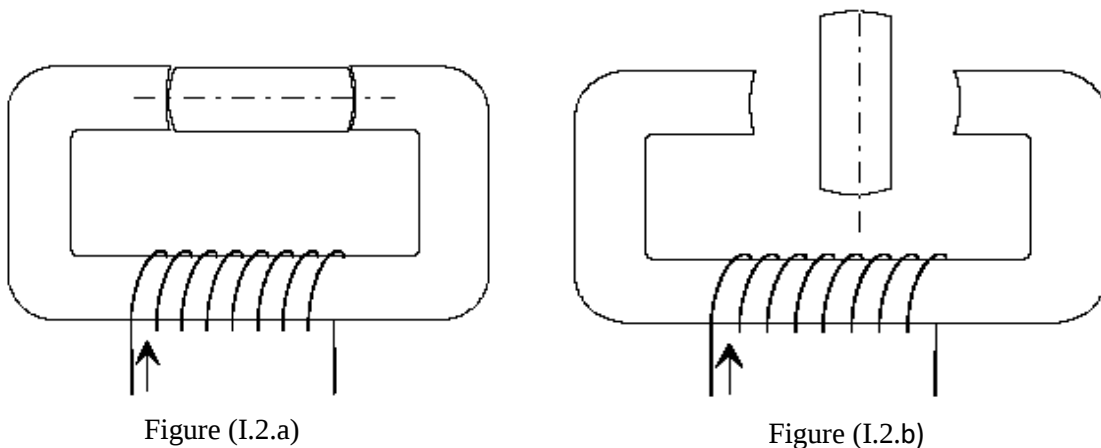


Figure I.1 Machine à double denture « vernier »

I.4- Principe de fonctionnement de la MRV

La machine à réluctance variable est une machine électrique dont le couple est produit par les forces d'attraction électromagnétiques exercées sur une partie mobile (rotor) qui se déplace vers une position où la réluctance est minimale. Les parties magnétiques du rotor et du stator d'une MRV à double saillances possèdent des pôles saillants. Le stator comporte N_s dents et le rotor comporte N_r dents.

Le stator d'une MRV est constitué de plusieurs phases électriquement indépendantes. Le rotor de la machine ne comporte aucun enroulement. Chaque phase est constituée par deux enroulements mis en série autour des pôles statoriques diamétralement opposés. Une structure élémentaire avec une phase est représentée sur la figure (I.2).



Figure(I.2) Représentation d'une MRV monophasée

Le principe de fonctionnement d'une MRV est celui de l'électro-aimant : lorsqu'une phase est alimentée elle attire le rotor qui tend à tourner pour s'aligner sur cette phase afin de maximiser le flux. Ainsi, deux positions particulières peuvent être distinguées :

- La position de **conjonction** (figure (I.2.a)) : pour laquelle les axes des dents statoriques et rotoriques sont alignés. Dans cette position l'inductance de la phase alimentée est maximale (position de flux maximum).
- La position d'**opposition** (figure (I.2.b)) : quand l'axe de la dent rotorique est disposé de façon à rendre l'inductance minimale. Cette inductance est minimale autour de la position d'opposition. Elle croît lorsque les dents rotoriques et statoriques se rapprochent et décroît lorsqu'elles s'éloignent.

Dans le cas général, l'inductance $L(\theta)$: la position angulaire du rotor est périodique avec et a une période qui vaut $\frac{2\pi}{N_s \cdot N_r}$. Quand une phase est alimentée, le couple tend à déplacer le rotor de façon à augmenter l'inductance jusqu'à ce qu'il atteigne la position où l'inductance est maximum. Le sens d'alimentation des bobines des phases n'a aucune influence sur le signe du couple. Le couple est positif

lorsque les dents rotoriques s'approchent des dents statoriques excitées (fonctionnement en convention moteur) et il est négatif lorsqu'elles s'éloignent l'une de l'autre (la machine freine). Dans la position alignée, le couple est nul.

Le couple est donc positif pendant que l'inductance augmente, il est négatif quand l'inductance diminue et nul quand l'inductance a une valeur constante. Ce principe est généralisable à la machine triphasée de notre application.

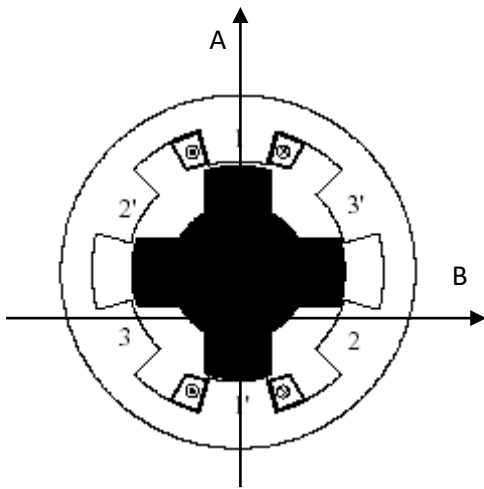


Figure I.3.a

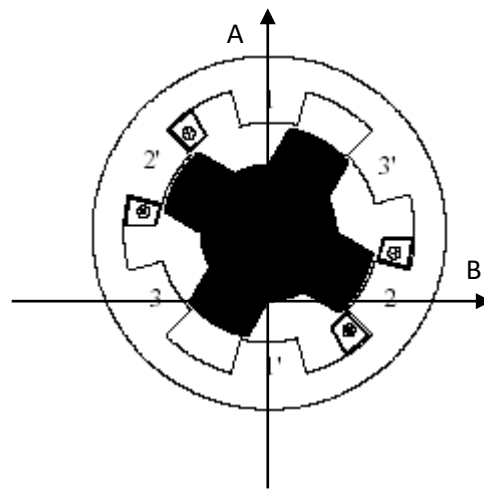


Figure I.3.b

Figure (I.3) Représentation d'une MRV triphasée[3]

- Phase (1) est alimentée (Figure I.3.a): le circuit magnétique tend à se positionner en position de réluctance minimale $\Rightarrow$ rotation vers conjonction " phase 1 - AA' ".
- Phase (2) est alimentée (Figure I.3.b): le circuit se déplace en position de réluctance minimale $\Rightarrow$ c'est l'axe BB' qui vient en conjonction de la phase (2).
- Ainsi une rotation de l'excitation dans le sens 1, 2, 3 donnera lieu à un déplacement du rotor dans le même sens. Un changement dans l'ordre d'alimentation des phases, par exemple alimentation 1, 3 puis 2 inversera le sens de rotation du moteur.

On observe ainsi que la période de la variation de la réluctance vue d'une phase correspond au passage de la conjonction d'une dent à la conjonction de la dent suivante. L'angle électrique s'écrit alors :

$$(I.2)$$

$$\theta_e = N_r \cdot \theta_m$$

θ_e : angle électrique

N_r : nombre de dents au rotor

θ_m : angle mécanique de rotation.

1.5- Présentation de la mrvds 6-4 étudiée

Parmi les différentes structures de MRV existantes, nous avons choisi d'étudier une machine à réluctance variable à double saillance (MRVDS) de type 6/4 à grosses dents (Switched Reluctance Machines pour les Anglo-Saxons) .

Structurellement, ce type des machines se compose d'un stator comportant un bobinage concentrique diamétralement opposé polyphasé générant un champ magnétique pulsé dans l'entrefer. Ce type d'enroulement permet d'avoir un bon coefficient de bobinage (entre 0.6 et 0.8 par rapport à 0.4 pour les enroulements classiques).

Le rotor est simplement constitué d'une pièce massive ou d'un empilement de tôles ferromagnétiques doux également feuilletées formant une structure dont le pas de symétrie est différent de celui du stator. Il ne comporte ni conducteur électrique ni aimant, ce qui lui confère une grande robustesse et une extrême simplicité.

Cette structure à double saillance (MRVDS) trouve des applications aussi bien dans les vitesses élevées (absence de bobinage ou d'aimants sur le rotor) qu'aux basses vitesses (où la vitesse est réduite par augmentation du nombre de dents sans bobinages supplémentaires).

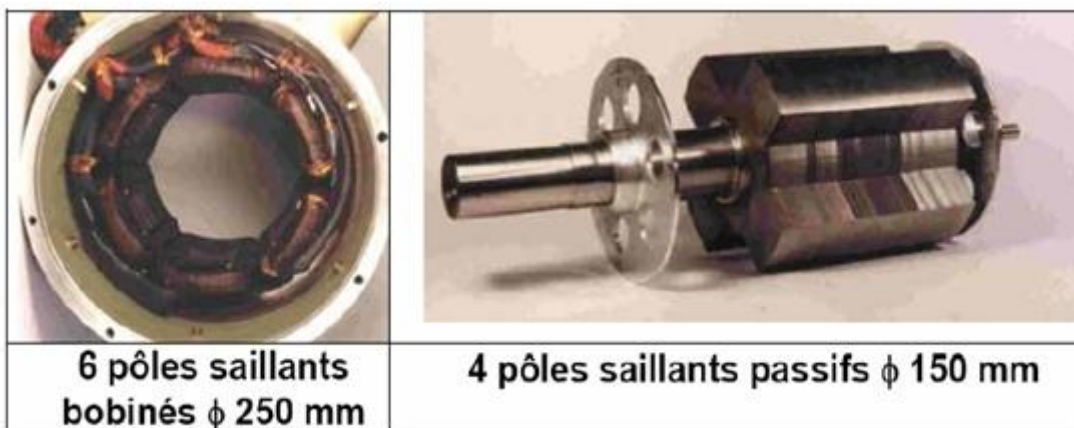


Figure (I.4) prototype MRVDS6/4[8]

I.6- Alimentation de la MRV

I.6.1- Opération à une seule pulsation

Le flux dans le moteur à réluctance variable n'est pas constant mais doit être établi commençant par zéro dans chaque pas. Le processus est contrôlé en appliquant la tension d'alimentation sur l'angle θ_o et on l'éteignant à l'angle de la commutation θ_{off} . [5] Supposant que chaque phase est alimentée par le circuit de la figure (I.5.a) dont les deux transistors sont allumés à θ_o et éteint à θ_{off} . A une vitesse suffisamment haute, les formes ondulées de la tension, du flux, du courant et de l'inductance sont montrés sur la figure (I.6). Le mode de fonctionnement du moteur avec ces formes ondulées est appelé opération "à une seule pulsation".

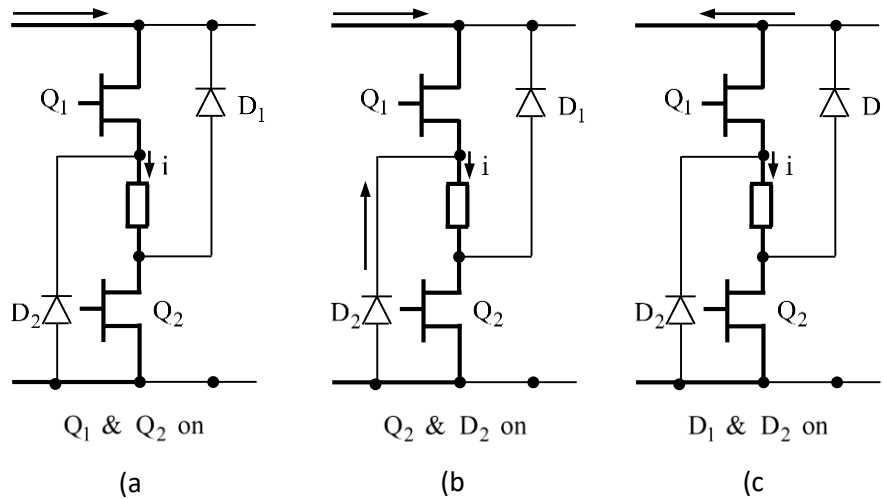


Figure I.5 Mode de conduction dans une phase

Le flux principal exprimé par la Loi de Faraday (à vitesse angulaire ω constante) est :

$$\psi_C = \int_{\theta_o}^{\theta_{off}} (V_s - Ri) \frac{d\theta}{\omega} + \psi_0 \quad (I.3)$$

Où ψ_o est le flux principal pré - existant à θ_o (zéro ordinairement), V_s est la tension d'alimentation, R la résistance de la phase et i le courant instantané. À cette étape, toutes les impédances et la chute de tension dans le circuit de commande et de l'alimentation sont négligeables.

Notant que la Loi de Faraday décrit le flux principal. L'équation (I.3) peut être réécrite comme suit :

$$\omega\psi_C = (V_s - v_1) \cdot \theta_D \quad (I.4)$$

$$\text{Avec : } \theta_D = (\theta_{off} - \theta_o)$$

Où v_1 est la chute de tension due à la résistance pendant θ_D . Si $Ri \ll V_s$ le flux principal augmente linéairement.

Dans le fonctionnement moteur, le flux devrait être réduit idéalement à zéro avant que les pôles se séparent, autrement dit, le couple change de signe et devient un couple freinant. Pour accomplir ceci, la tension doit être inversée à θ_c et cela est fait habituellement par l'action des diodes de roue libre quand les transistors sont au report. L'angle pris pour la tension négative pour conduire le flux en arrière pour mettre à zéro à "l'angle de l'extinction" θ_q , est encore gouverné par la Loi de Faraday:

$$0 = \psi_C + \int_{\theta_{off}}^{\theta_q} (-V_s - Ri) \frac{d\theta}{\omega} \quad (I.5)$$

Et cela donne :

$$\omega\psi_C = (V_s + v_2) \cdot (\theta_q - \theta_{off}) \quad (I.6)$$

Où v_2 est la chute de tension due à la résistance dans la période de défluxage ($\theta_q - \theta_c$). Si $Ri \ll V_s$, le flux principal chute linéairement et à vitesse constante, l'angle traversé est presque égal à θ_D , les deux sont égale à $\frac{\psi_C}{V_s}$. L'angle de la conduction totale égale à :

$$\theta_q - \theta_0 = \frac{2\omega\psi_C}{V_s} \quad (I.7)$$

Flux principal maximal ψ_c évolue à partir de l'angle de la commutation θ_{off} .

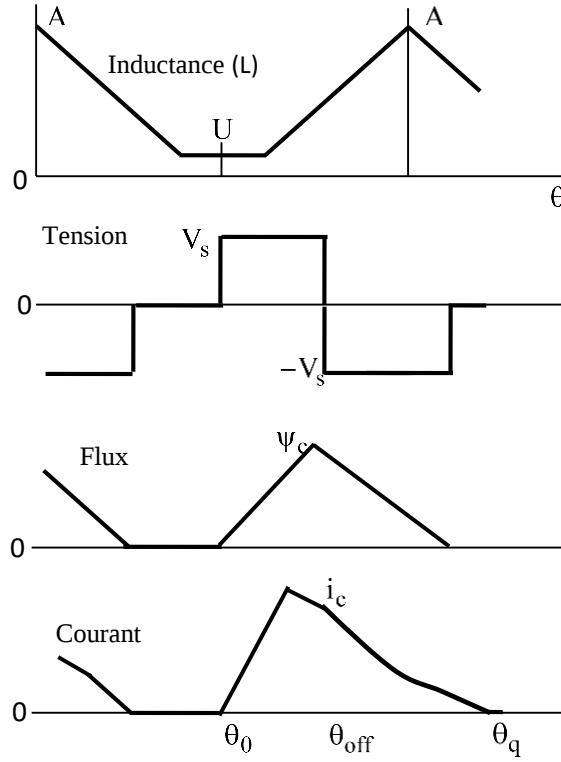


Figure I.6 Formes ondulées de seule pulsation

La période de la conduction entière est appelée le pas polaire du rotor α_p :

$$\alpha_p = \frac{2\pi}{N_r} \quad (\text{I.8})$$

Cette conduction est aussi appelée “conduction continue”:

$$\theta_q - \theta_o < \alpha_p \quad (\text{I.9})$$

Combinons les deux équations (I.4 et I.9), on trouve le maximum admissible θ_D :

$$\theta_D < \frac{\alpha_p}{1+\xi} \quad (\text{I.10})$$

Soit :

$$\xi = \frac{1}{1 + \frac{V_s - v_1}{V_s + v_2}} \quad (\text{I.11})$$

Si les chutes de tension v_1 et v_2 sont approximativement les mêmes fractions ρ de V_s , alors les équations (I.9) et (I.10) se réduisent à :

$$\theta_D < \alpha_p \cdot \frac{(1+\rho)}{2} \quad (\text{I.12})$$

Dans un moteur 6/4 symétrique, le pas polaire est $\alpha_p = 90^\circ$ (360 ele c°) et si $\rho = 0$, le maximum de l'angle $\theta_D = 45^\circ$ qui donne un angle total de conduction dans l'enroulement de phase est de 90° . Mais, si $\rho = 0.2$, le maximum de $\theta_D = 54^\circ$ et l'angle la conduction est 108° .

Dans un moteur à réductance variable régulier, l'angle d'augmentation de l'inductance est seulement $\alpha_p/2$. Idéalement, le flux devrait être zéro pendant la période d'inductance minimale, parce que le courant circulant dans cette période produit un couple négatif ou freinant. Pour éviter complètement ceci, l'angle de la conduction doit être restreint à $\alpha_p/2$ et le maximum de θ_D est alors :

$$\theta_D < \frac{\alpha_p}{2} \cdot \frac{1+\rho}{2} \quad (\text{I.13})$$

Dans le moteur 6/4, avec $\rho = 0.2$ qui indique un maximum θ_D de 27° (108 ele c°) et un angle de conduction de 54° . Dans la pratique, θ_D est plus large que les angles utilisés parce que le gain dans l'ondulation de couple pendant la période de l'inductance montante dépasse la petite ondulation de couple freinant qui généralement se produit dans la région quand le couple/ondulation est bas (c.-à-d., proche à la position alignée et/ou à la position non alignée). Cette condition est montrée dans la figure (I.6), où le courant continu a tendance de diminué au delà de la position alignée. Le couple est négatif pendant cette période de diminution, mais il est petit.

L'angle d'amorçage θ_0 dans la figure (I.6) est dans la position non alignée et les courants augmentent linéairement jusqu'à ce que les pôles commencent à s'approcher. L'inductance montante génère une FCEM qui consomme une proportion croissante de la tension d'alimentation, jusqu'à le sommet de l'ondulation du courant. La FEM égale à V_s . Après, la FEM augmente plus que V_s car le flux principal augmente aussi, cependant la vitesse est constante. Ce qui était un excès de tension appliquée maintenant devient un déficit et le courant commence à diminuer. Au point de commutation, la tension terminale appliquée s'inverse et il y a une forte augmentation dans le taux de changement de courant.

A la position alignée, la FEM s'inverse, donc au lieu d'augmenter la tension négative appliquée, elle la diminue, et le taux de chute de courant baisse. Dans cette période, il y a un risque que l'FEM peut dépasser la tension d'alimentation et par conséquent le courant

Commence à augmenter. C'est pour cette raison que dans l'opération à une seule pulsation, la commutation doit précéder la position alignée par plusieurs degrés. L'angle de la commutation doit être avancé pour les augmentations de la vitesse.

La figure (I.1.2) montre aussi l'importance de l'alimentation en tension avant que les pôles commencent à s'approcher. Cela permet au courant d'augmenter à un niveau suffisant pendant que l'inductance possède de faible valeur. L'angle d'amorçage θ_0 peut être avancé en avant de la position non alignée à haute vitesse, même dans la zone précédente d'inductance décroissante.

I.6.2- Hacheur– régulation de courant

La figure (I.7) montre les formes ondulées obtenues avec un type du régulateur de courant par hystérésis où les transistors de puissance sont bloqués ou amorcés selon que le courant est plus grand ou moins que le courant de référence. Le courant de la phase instantané est mesuré en utilisant un transducteur de courant de large bande passante et renvoyé à une jonction d'addition. L'erreur est utilisée directement pour contrôler les états des transistors de puissance.

Les schémas des hacheurs doux et durs sont possibles, mais seulement les formes ondulées de l'hacheur doux sont montrées dans la figure (I.7). Les formes ondulées pour l'hacheur dur sont semblables. Comme dans le cas de la tension MLI, l'hacheur doux baisse l'ondulation de courant et diminue l'exigence du filtre, mais peut être nécessaire dans les modes d'opérations du frein ou du générateur.

Le simple contrôleur à hystérésis maintient la forme ondulée du courant entre une limite supérieure et inférieure dans la bande de l'hystérésis.

Comme la tension de l'alimentation est fixée, le résultat est que la fréquence de commutation baisse avec l'augmentation de l'inductance de l'enroulement de phase. Cela est montré dans la figure (I.7).

Dans la figure (I.7) la forme ondulée du flux principal montre une période constante avant le début de l'approchement des pôles, comme le courant est constant et l'inductance constante. Par la suite, l'inductance augmente pendant que le courant moyen est constant, donc le flux principal augmente avec l'augmentation de l'inductance.

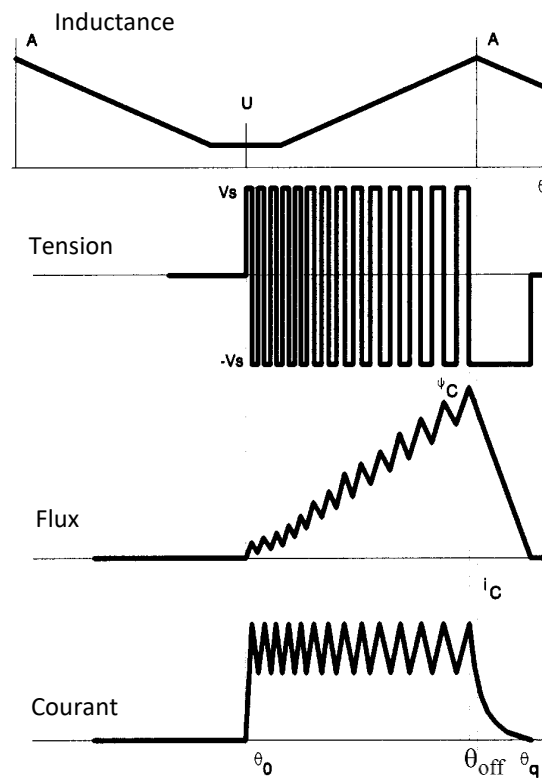


Figure I.7 : Régulation du courant- hacheur doux

1.6.3- Hacheur MLI

Le Hacheur est nécessaire pour contrôler le courant aux faibles vitesses. Le schéma le plus simple est de laisser un transistor (Q2 dans la figure (VI.1)) pendant la période θ_0 à θ_C , et changer l'autre (Q1) de temps en temps à une haute fréquence avec un cycle respecté fixe $d = t_{on}/T$. Où t_{on} est le temps d'allumage et T est la période de la fréquence de hachage.

Quand Q1 est amorcé, la tension V_s est connectée à l'enroulement de phase. Quand il est bloqué, l'enroulement est court-circuité à travers Q2 et D2. Q1 est appelé le “transistor hacheur” et D2 la "diode de hachage". Q2 est appelé le “transistor du commutation” et D1 la “diode de commutation”, parce qu'ils changent l'état à l'angle de la commutation θ_0 et θ_C .

Les formes ondulées sont montrées dans la figure (I.8) Pendant l'angle θ_D , la tension moyenne appliquée à l'enroulement de phase est dV_s . Utilisant encore le paramètre ρ pour représenter l'effet moyenne de la chute de tension résistive, la croissance du flux principal dans la période θ_D peut être égale à la chute du flux principal dans la période de défluxage pour donner :

$$\omega\psi_C = \theta_D(d - \rho)V_s = (\theta_q - \theta_{off})(1 + \rho)V_s \quad (I.14)$$

Cela peut être réarrangé pour montrer que l'angle de la conduction total est :

$$\theta_q - \theta_0 = \theta_D \left[\frac{1+d}{1+\rho} \right] \quad (I.15)$$

Pour prévenir la conduction continue, θ_D doit être limité à :

$$\theta_D < \alpha_p \cdot \frac{1+\rho}{1+d} \quad (I.16)$$

Par exemple, dans le moteur 6/4, si $\rho = 0.2$ et $d = 0.5$, le maximum $\theta_D = 72^\circ$. Pour prévenir le couple freinant, θ_D doit être limité à :

$$\theta_D < \frac{\alpha_p}{2} \cdot \frac{1+\rho}{1+d} \quad (I.17)$$

C-à-d une moitié du maximum absolu ou 36° dans l'exemple. θ_D peut être augmenté si le cycle respecté est diminué, jusqu'à le maximum donné par l'équation (I.15).

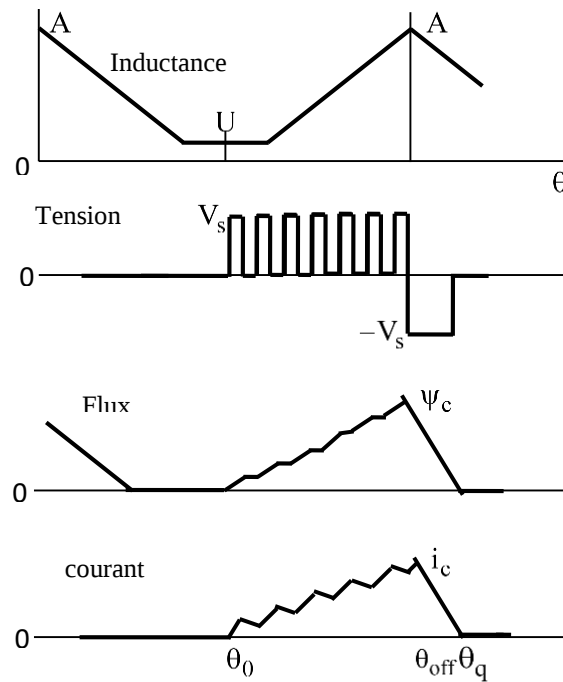


Figure I.8 Tension MLI–hacheur doux

Une analyse semblable peut être apportée à l'hacheur dur, figure (I.9) dans lequel deux transistors sont changés simultanément à haute fréquence. Si la fréquence de commutation reste la même, l'hacheur dur augmente l'ondulation de courant par un grand facteur (typiquement 5-10 fois) et pour cette raison il n'est pas désirable comme une stratégie de contrôle pour le fonctionnement moteur. Cependant, dans l'opération générateur ou frein, il peut être nécessaire comme seul moyen faisable de contrôler le courant. Il paraît que ces hacheurs doux produisent un bruit acoustique inférieur et moins des EMI. Il diminue aussi l'ondulation DC du courant dans l'alimentation et naturellement réduit l'exigence du filtre.

Dans l'hacheur doux et dur, la forme ondulée du flux principal augmente dans les pas réguliers avec plus ou un moins d'inclinaison moyenne constante. Avant le début de rapprochement, l'inclinaison moyenne de la forme ondulée de courant est aussi presque constante comme la croissance linéaire du

flux est forcée à une inductance constante. Par la suite, l'inductance augmente plus ou moins linéairement pendant que le flux principal continue à augmenter linéairement. Par conséquent, le courant a tendance à devenir constant. Contrairement, la forme ondulée de la seule pulsation ou la forme ondulée du courant réglé en dessous, la forme ondulée de courant sous tension MLI ne fait pas toucher un haut courant avec un rapprochement des cornes des pôles et il y a quelque évidence qu'il produit une bonne opération. Pas seulement le courant inférieur au début de rapprochement des pôles, mais aussi il y a des périodes indépendantes répétées qui peuvent aider à adoucir l'impact mécanique brusque.

La forme ondulée dans la figure (I.8) et (I.9) montre l'angle d'amorçage à la position non alignée et l'angle de commutation à la position alignée. Cela illustre le fait qu'à basse vitesse où l'hacheur est la stratégie de contrôle préférée, la totalité de la zone du couple absolue peut être utilisée. Comme il est évident dans l'équation (I.14), la proportion des inclinaisons des parties croissantes et décroissantes du forme ondulée du flux principal est approximativement égale à d , afin qu'avec un bas cycle respecté, le dé fluxage est accompli dans un très peu de degrés, permettant la commutation tardive.

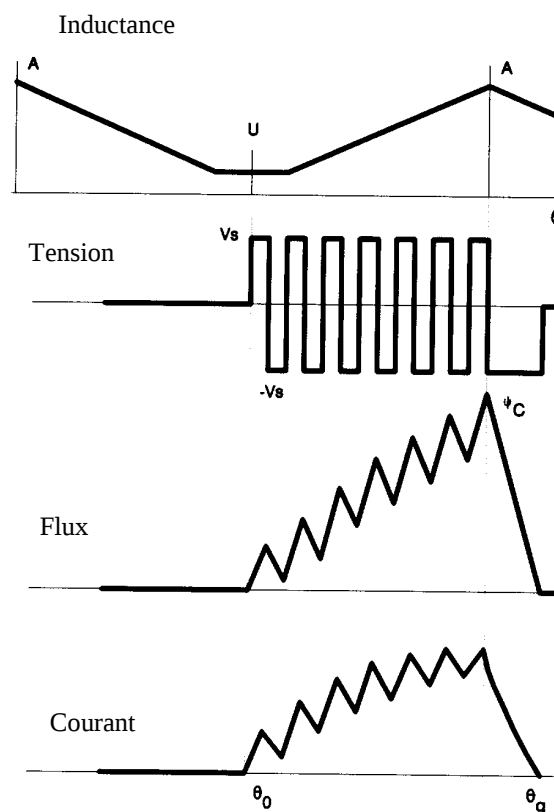


Figure I.9 : Tension MLI- hacheur dur

I.7- Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons donné les différents types des MRV. Ensuite, nous avons illustré son principe de fonctionnement et enfin une étude plus détaillée de son alimentation. Le chapitre suivant sera consacré à la modélisation et la simulation de la machine à réluctance variable.

II.1- Introduction :

Pour un entraînement de type déterminé, toute amélioration du comportement implique une action sur l'un des éléments constitutifs suivants:

- Le moteur,
- L'alimentation,
- La commande.

L'alimentation a pour but d'appliquer la tension successivement aux bornes des diverses phases du moteur. Elle doit assurer l'enclenchement d'un bobinage sur ordre de commande. Elle doit également assurer la coupure du courant. Dans ce chapitre, on simule la machine à réluctance variable pour étudier son comportement dynamique en régime linéaire par deux stratégies de commande. Le premier est une commande en tension et la deuxième est la commande par hystérésis. Cela nous permet de choisir l'angle d'excitation optimal pour réduire l'ondulation du couple de la MRV.

II.2- Hypothèses de travail :

- On néglige les effets de saturation et de l'inductance mutuelle.
- On suppose que la résistance ne dépend pas de la température.
- Les composants sont parfaits.
- La tension est parfaitement continue.

II.2.1- Les équations électromagnétiques :

La tension instantanée appliquée sur l'enroulement d'une phase du moteur MRV à une relation avec le flux par la loi de Faraday:

$$V_s = Ri + \frac{d\psi}{dt} \quad (II-1)$$

V_s : est la tension appliquée.

i : est le courant dans la phase.

R : est la résistance de l'enroulement de phase.

Ψ : est le flux.

À cause de la structure à double saillance du moteur MRV et l'effet de la saturation magnétique, le flux dans une phase MRV varie en fonction de la position du rotor θ et le courant de la phase. L'équation (II-1) peut être développée comme suit:

$$V = Ri + \frac{d\psi}{di} \frac{di}{dt} + \frac{d\psi}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} \quad (\text{II-2})$$

$\frac{\partial \Psi}{\partial i}$ est défini comme l'inductance instantanée $L(\theta, I)$ et le terme $\frac{\partial \Psi}{\partial \theta} \frac{\partial \theta}{\partial t}$ est le FCEM instantané.

II.2.2- Production du couple

La MRV peut être décrite par une fonction convexe quelle dépend seulement de la position du rotor θ et le courant dans le n^{eme} phase. Cette fonction est la co-énergie $\bar{W}(\psi, \theta)$. Dans une manière semblable, la fonction de l'énergie $W(\psi, \theta)$, où les variables sont les flux de n phase et la position de rotor, aussi permet de décrire la MRV. Tenant compte des vecteurs ψ et I , la fonction de co-énergie et énergie vérifie l'inégalité suivante:

$$\bar{W}(I, \theta) + W(\Psi, \theta) \geq \Psi^t I \quad (\text{II-3})$$

Grâce à son double saillance, la MRV peut avoir une variation de l'énergie magnétique et par conséquence la production du couple. La dérivée partielle de la fonction énergie par rapport à la position du rotor donne le couple de la machine :

$$C_e(\Psi_1, \dots, \Psi_n, \theta) = \frac{\partial W}{\partial \theta}(\Psi_1, \dots, \Psi_n, \theta) \quad (\text{II-4})$$

Appliquant cette relation à une MRV 6/4, on a :

$$C_e(\Psi_1, \Psi_2, \Psi_3, \theta) = \frac{\partial W}{\partial \theta}(\Psi_1, \Psi_2, \Psi_3, \theta) \quad (\text{II-5})$$

Quand on excite une phase, le couple apparaît afin que le rotor évolue dans la direction des augmentations de l'inductance. Par conséquent, le couple sera dans la direction de la position alignée la plus proche.

II.2.3- Modèle Linéaire de la MRV

Les caractéristiques électromagnétiques utilisées pour la simulation de la MRV 6/4 ont été trouvées dans la annex 6A . La figure (II.1) montre le profil de l'inductance linéaire $L(\theta)$ avec chaque inductance de phase déplacée par un angle θ_s donné Par :

$$\theta_s = 2\pi \left(\frac{1}{N_r} - \frac{1}{N_s} \right) \quad (\text{II-6})$$

N_r et N_s sont les nombres de pôles du rotor et du stator respectivement. Quand les arcs des pôles du rotor et du stator du moteur ne sont pas égaux, $\beta_r \neq \beta_s$, on a les relations d'angles suivantes :

$$\theta_x = \left(\frac{\pi}{N_r} \right) - \frac{(\beta_r + \beta_s)}{2} \quad (\text{II-7})$$

$$\theta_y = \left(\frac{\pi}{N_r} \right) - \frac{(\beta_r - \beta_s)}{2} \quad (\text{II-8})$$

$$\theta_z = \frac{(\beta_r - \beta_s)}{2} \quad (\text{II-9})$$

$$\theta_z = (\theta_y + \theta_z + \theta_s) \quad (\text{II-10})$$

Lesquels sont indiqués dans la figure (II.1). La figure (II.2) montre l'angle δ correspondant au déplacement d'une phase par rapport à une autre, elle est donnée par:

$$\delta = 2\pi \left(\frac{1}{N_r} - \frac{1}{N_s} \right) \quad (\text{II-11})$$

Le MRV 6/4 a les paramètres suivants:

$$L_{\min} = 8 \text{ mH}, L_{\max} = 60 \text{ mH}, \text{ et } \beta_r = 30^\circ, \beta_s = 30^\circ$$

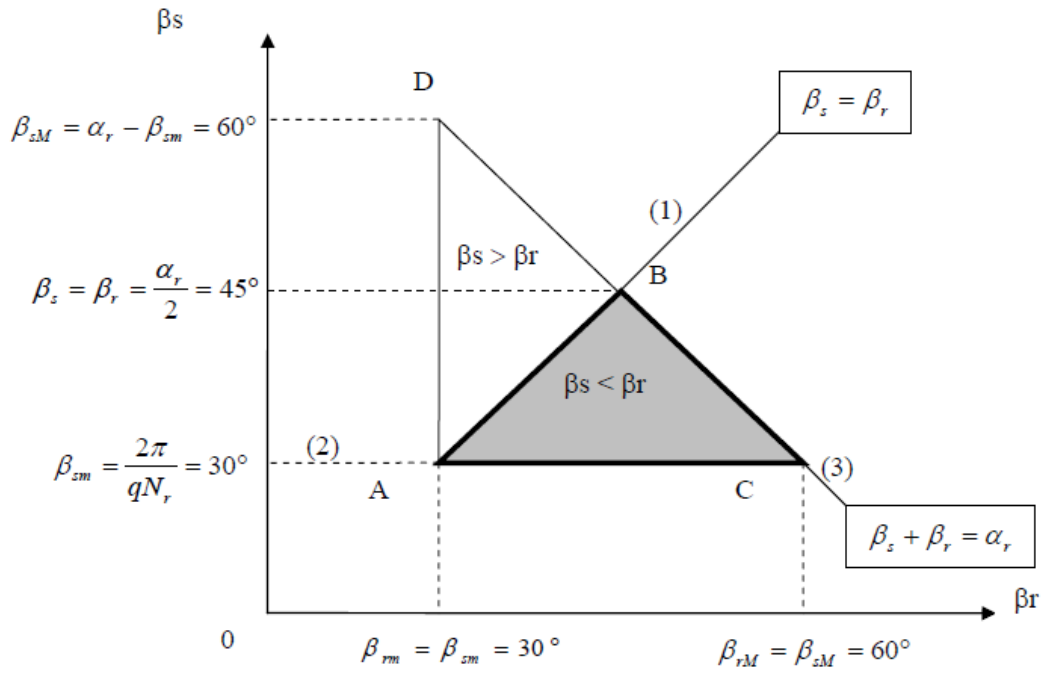


Fig. II.1 Triangle de faisabilité

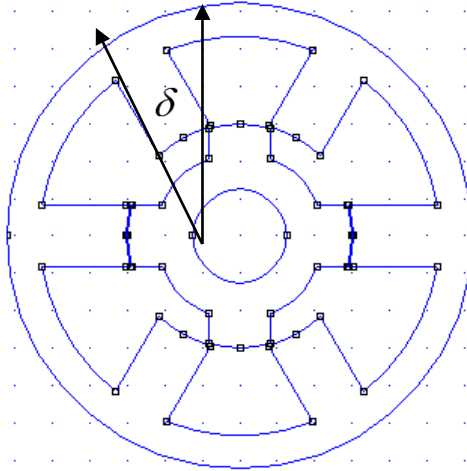


Figure II.2 L'angle δ correspond au déplacement d'une phase par rapport à une autre

L'équation électrique de chaque phase est donnée par:

$$V_i = Ri_i + \frac{d\psi_i(\theta, i_i)}{dt}, \quad i = \{1, 2, 3\} \quad (\text{II-12})$$

Le flux dans chaque phase est donné par l'équation linéaire:

$$\Psi_i(\theta, i_i) = L(\theta)i_i \quad (\text{II-13})$$

L'énergie totale associée avec les trois phases est donnée par :

$$W_{\text{total}} = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^3 L(\theta + (n - i - 1)\theta_s) i_i^2. \quad (\text{II-14})$$

Et le couple total du moteur est donné par :

$$C_e = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^3 \frac{L(\theta + (n - i - 1)\theta_s)}{d\theta} i_i^2 \quad (\text{II-15})$$

Les équations mécaniques sont :

$$J \frac{d\omega}{dt} = C_e - C_r - F\omega. \quad (\text{II-16})$$

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega \quad (\text{II-17})$$

C_r : représente le couple de charge,

F : Le coefficient du frottement de la machine.

J : Moment d'inertie.

Nous montrons dans la figure (II.3) le diagramme de simulation utilisé pour le modèle linéaire de la MRV. La figure (II.4) montre le contenu du bloc de la phase 1. Il contient trois autres blocs, chacun est associé à une fonction MATLAB spécifique.

Ils sont:

- **Le convertisseur:** permet d'assurer les commutations du convertisseur de puissance aux angles θ_{on} , θ_{off} et θ_d .
- **L'inductance:** le calcul du courant sur l'inductance de chaque phase respectivement, d'après la position du rotor θ et le flux de la phase ψ . Le courant de la phase 1 est présenté comme la sortie
- **Le couple:** le calcul de couple produit dans cette phase d'après la position du rotor θ et la valeur du courant I .

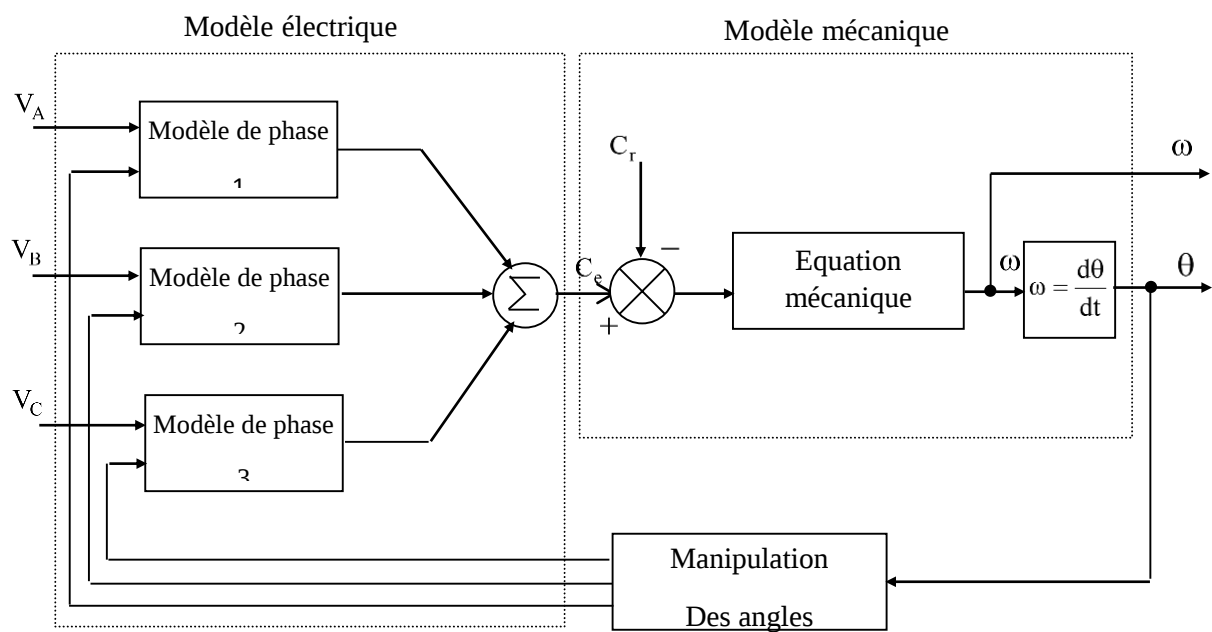


Figure II.3 Diagramme de simulation de MRV

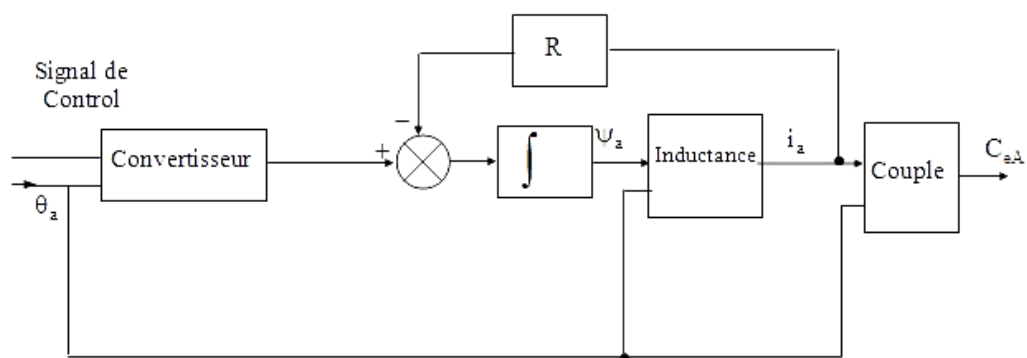


Figure II.4 Diagramme de simulation de MRV par phase (modèle linéaire)

Pour commencer la simulation de la MRV utilisant son modèle linéaire, c'est nécessaire de prendre soin de choisir une position initiale du rotor qui ne doit pas être dans la zone où l'inductance L a une valeur constante, c'est là où aucun couple ne serait produit. Quand le couple de la charge est nul, la variable θ correspondant à la position du rotor n'évolue pas et la machine sera arrêtée tout le temps. Cependant, quand le couple de la charge n'est pas nul, le rotor déplace pour établir une vitesse où $C_r = C_e$. Pour notre machine particulière, un angle initial θ supérieur à 15° a été choisi, comme nous pouvons vérifier dans son profil de l'inductance dans la figure (I.6), pour éviter le premier cas d'un couple de charge nul.

II.3- Stratégies de commande de la MRV

Il y a plusieurs configurations possibles pour commander une machine à réluctance variable avec un convertisseur statique (voir chapitre I). Les différentes structures de commande se distinguent par leur nombre de semi-conducteurs et les composants passifs. Ils dépendent aussi du nombre de phases et la manière dont les bobines statoriques sont connectées. Le contrôle maximal et la flexibilité sont obtenus avec le convertisseur pont-H du type asymétrique montré dans la figure (II.1) Chaque phase à deux IGBT et deux diodes. Le nombre de semi-conducteurs est semblable à celui d'un convertisseur d'une machine synchrone. Cependant, la structure est complètement différente. On peut remarquer aussi que ce n'est pas possible de court-circuiter la source parce que la résistance des bobines limite le courant.[6]

Depuis que nous nous trouvons dans un régime linéaire, la relation du flux est donnée par:

$$\Psi = L(\theta)i \quad (\text{II-18})$$

La co-énergie :

$$\overline{W} = \frac{1}{2} L(\theta)i^2 \quad (\text{II-19})$$

Le couple est donne par :

$$C_e = \frac{1}{2} \frac{dL}{d\theta} i^2 \quad (\text{II-20})$$

L'expression (II-20) montre que ce convertisseur est unidirectionnel en courant parce que la production du couple ne dépend pas du signe de courant mais seulement de signe de $\frac{dL}{d\theta}$.

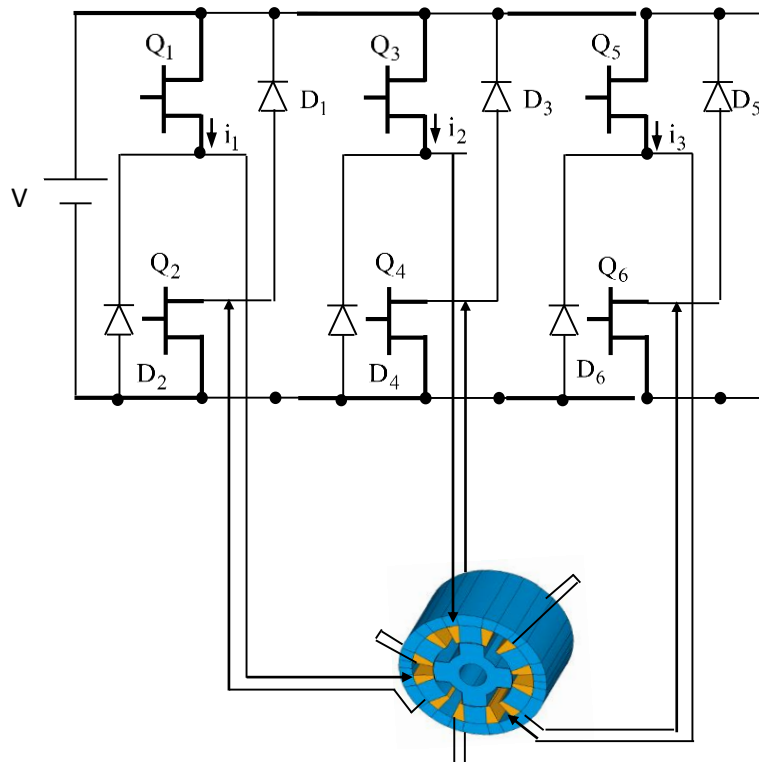


Figure II.5 Convertisseur H-pont

Nous montrons les deux stratégies de commandes les plus utilisées pour une machine à réluctance variable: commande en tension et commande en courant par hystérésis.

II.4-simulation de la MRV :

II.4.1- Commande en tension (grande vitesse)

Supposant une forme d'inductance idéale, les courbes de simulation dans la figure (II-6) illustrent le fonctionnement de la MRV quand elle est commandée par tension. Le contrôle a lieu en appliquant une tension à une bobine de phase à un angle θ_{on} jusqu'à l'angle θ_{off} . Après cela, la tension appliquée est inversée jusqu'à un certain angle d'extinction θ_q qui permet le retour du flux magnétique vers zéro.[4]

Pour appliquer la tension V à une phase, les deux IGBT Q1 et Q2 dans la figure (II.5) doivent être ON. Au contraire, pour appliquer la tension $-V$ et pour assurer la continuité de courant, les deux diodes D1 et D2 sont conductrices.

La relation de la tension de la phase:

$$V = Ri + \frac{d\psi}{dt} \quad (II-21)$$

Avec $\psi = L(\theta)I$, on a

$$d\psi = \frac{\partial \Psi}{\partial \theta} d\theta + \frac{\partial \Psi}{\partial i} di \quad (II-22)$$

et

$$\frac{d\psi}{dt} = i \frac{dL}{d\theta} \omega + L(\theta) \frac{di}{dt} \quad (II-23)$$

$$V = Ri + L(\theta) \frac{di}{dt} + i\omega \frac{dL}{d\theta} \quad (II-24)$$

Cette stratégie est appliquée seulement aux moteurs à grandes vitesses.

La figure (II.6) montre un deuxième ensemble de résultats de simulation qui utilisent $\theta_{on} = 0^\circ$ et $\theta_{off} = 40.1^\circ$, avec la machine qui fonctionne sans charge

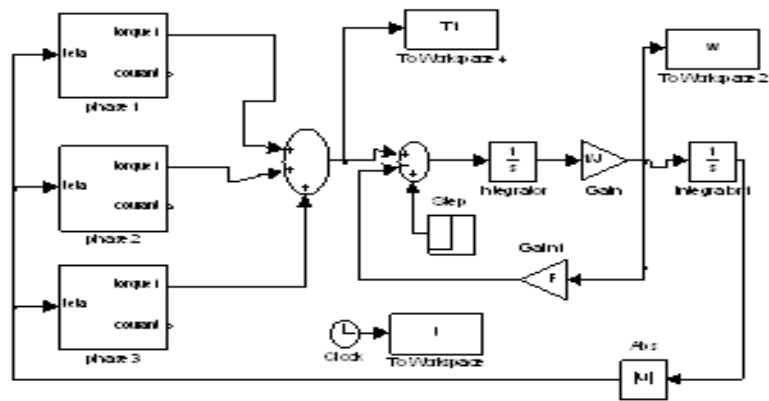


Figure (II.6) Schéma de simulation du la MRV (Commande en tension)

a) simulation de la MRV $\theta_{on} = 0^\circ$ et $\theta_{off} = 40.1^\circ$

La figure (II.7-8-9) montre les résultats de simulation qui utilisent $\theta_{on} = 0^\circ$ et $\theta_{off} = 40.1^\circ$, avec la machine qui fonctionne sans charge.

l'ondulation du couple est grande, Le signal de la vitesse du moteur présente des fortes oscillations dans le régime permanent comme montré dans la figure (II7). Donc en recherche sur des valeur (θ_{on} , θ_{off}) plus adapté pour donner une résulta plus satisfait.

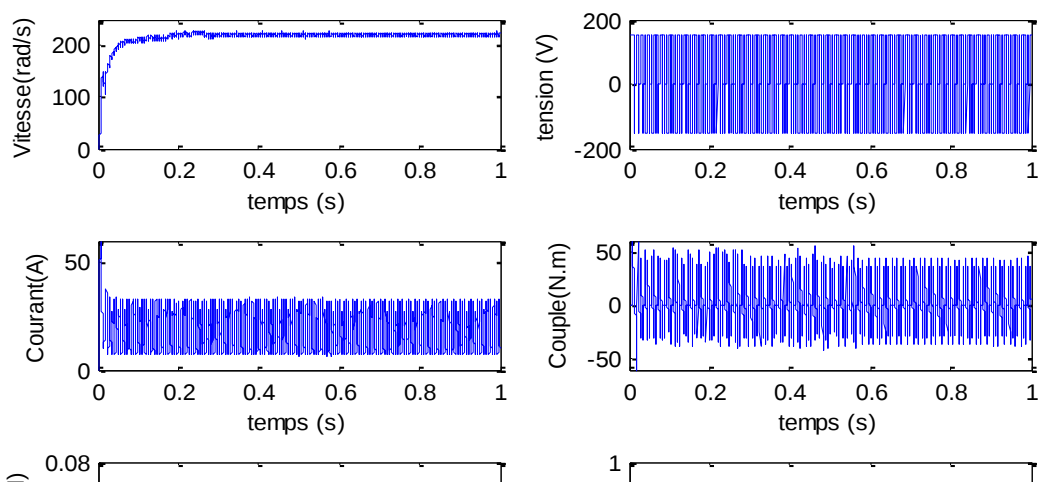


Figure (II.7) vitesse a) – tension b) – courant c) – couple d) – inductance e)- flux f)

Figure(II.8) Zoom sur - inductance - tension - courant - couple– FEM

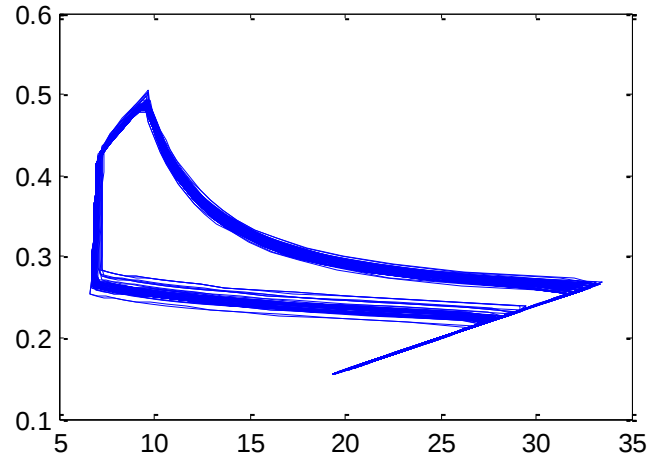


Figure (II.9) Co-énergie

La figure (II.7-8-9) donne la variation du flux en fonction du courant de phase, la surface de contour montre la co-énergie. Cette co-énergie est importante pour calculer le couple moyen.

b) simulation de la MRV $\theta_{on} = 5.72^\circ$ et $\theta_{off} = 34.37^\circ$

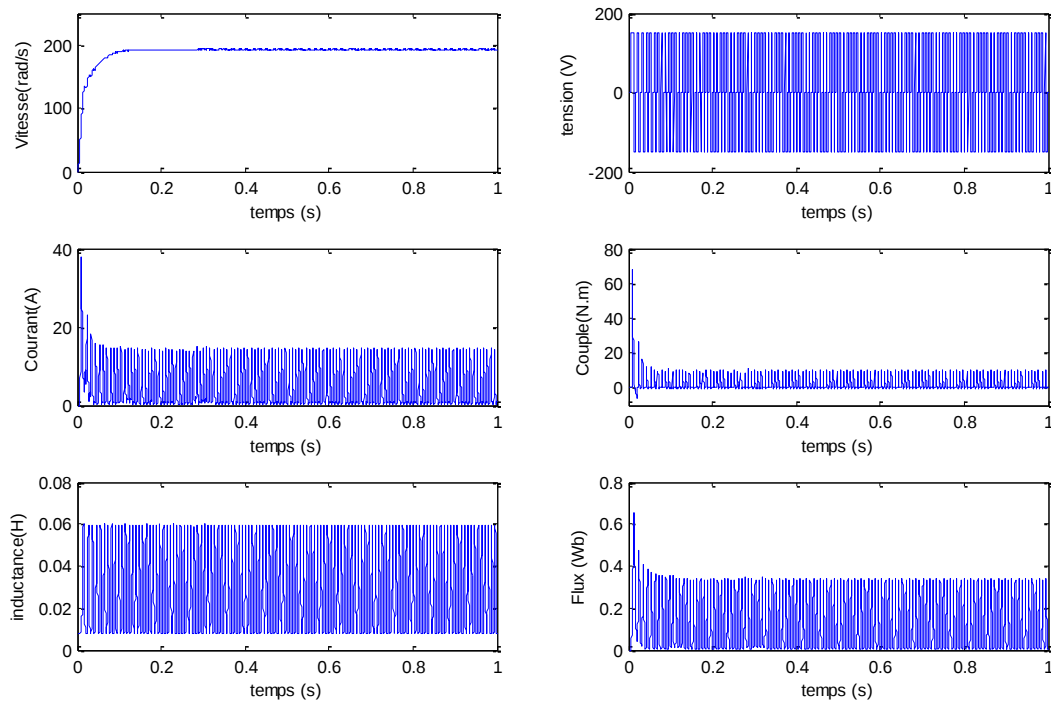
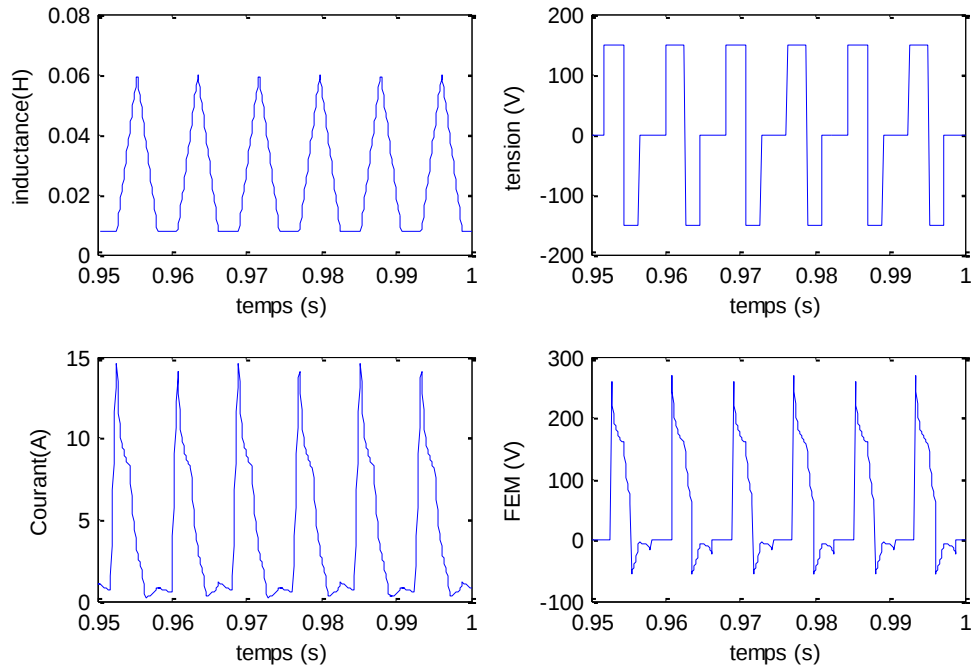
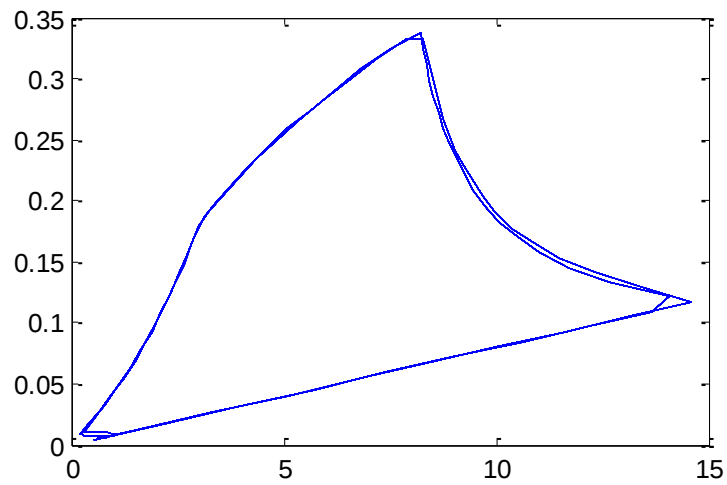


Figure (II.10) vitesse a) – tension b) – courant c) – couple d) – inductance e)- flux f)



Figure(II.11) Zoom sur - inductance -tension - courant - couple FEM



Figure(II.12) Co-énergie

La figure (II.10-11-12) montre les résultats de simulation qui utilisent $\theta_{on} = 5.72^\circ$ et $\theta_{off} = 34.37^\circ$, avec la machine qui fonctionne sans charge. On note dans la figure (II.11) que la valeur de l'angle θ_{off}

est maintenant suffisante pour éviter que le courant commence à augmenter quand la position alignée est atteinte. On peut voir que le courant de la phase ne produit pas un couple négatif. Cependant, le couple total est toujours positif, Le signal de la vitesse du moteur présente des petite oscillations dans le régime permanent.

II.4.2 - Commande du courant par hystérésis

Le comportement dynamique du MRV est illustré dans le cas de l'emploi de la commande du courant par hystérésis. Les résultats montrés dans la figure (II.13) ont été obtenus pour $\theta_{on} = 5.72^\circ$ et $\theta_{off} = 34.37^\circ$, et un courant de référence $I_{ref} = 5A$, avec le moteur qui fonctionne à vide.

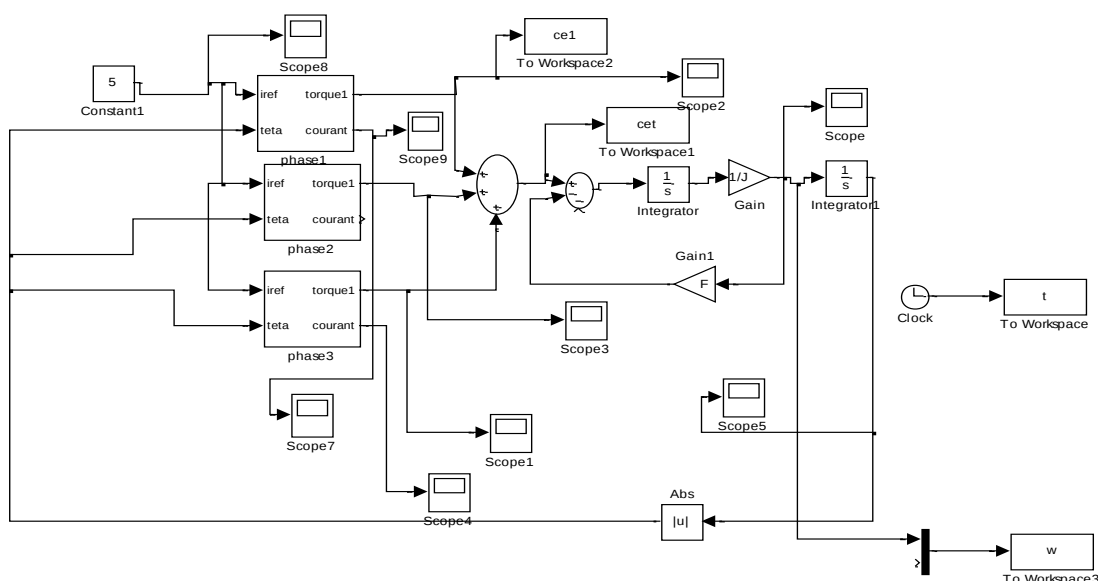
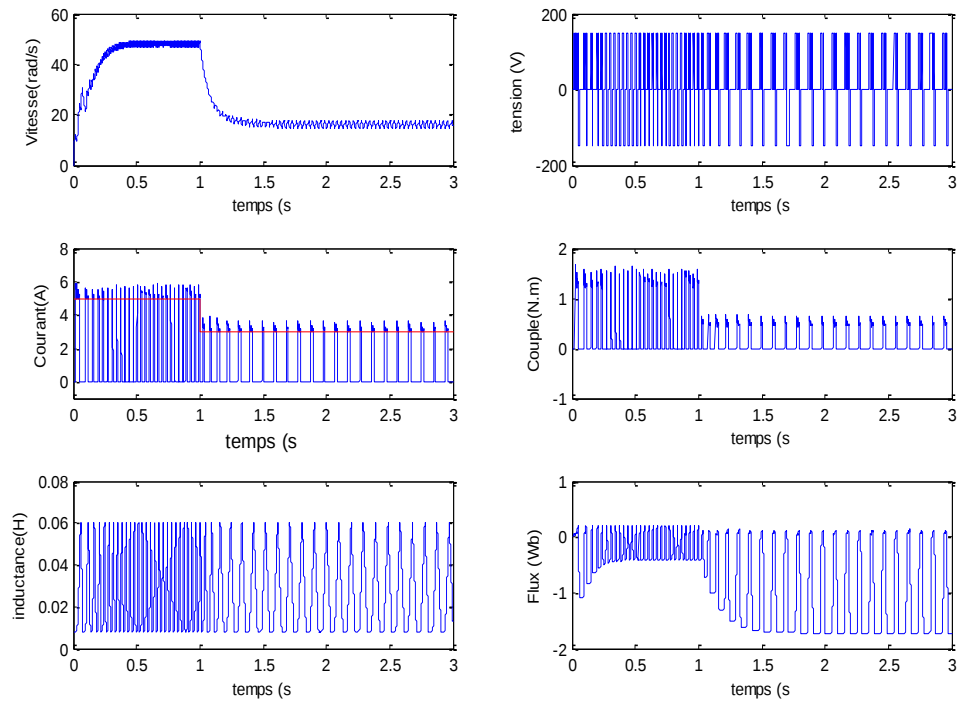


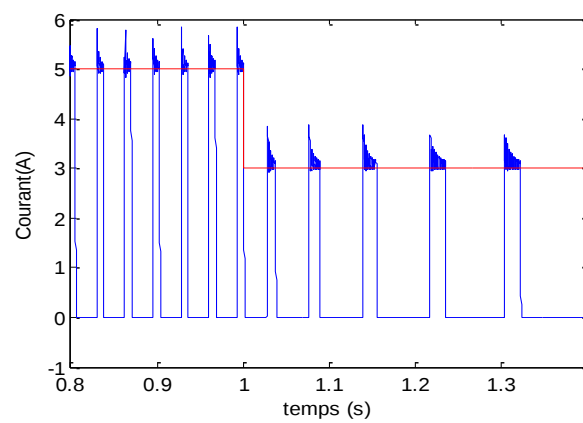
Figure (II.13) Schéma de simulation du la MRV (Commande du courant par hystérésis)

La figure (II.14) présente la forme de courant -couple par phase vitesse flux

La figure (II.11) montre l'influence de la commande du courant par hystérésis sur la forme du courant de la phase. On remarque dans l'hystérésis le courant ne reste pas constante.



Figure(II.14) vitesse a) tension b) courant c) couple d) inductance e) flux f)



Figure(II.15) Zoom sur - courant

II.5. Régulateur à action proportionnelle et intégrale PI

Les régulateurs PI sont utilisés dans l'industrie pour les entraînements. Dans beaucoup de processus industriels, le contrôle de la vitesse est indispensable particulièrement lors des phénomènes transitoires. Cela permet d'assurer une bonne qualité du produit. Beaucoup de non - linéarités interviennent dans les entraînements.

Le contrôleur de la vitesse convertit l'erreur de la vitesse à une valeur du couple électromagnétique de référence (ou à une valeur du courant de référence). Les limitations du courant entre des valeurs prédéterminées sont accomplies en limitant le produit du régulateur de vitesse. Les contrôleurs de la vitesse les plus utilisés pour les entraînements contiennent deux boucles de contrôle séparées (figure (II.12)). La boucle intérieure est responsable de la régulation du courant et incorpore un régulateur PWM à hysteresis. Ce régulateur est activé par l'erreur entre le courant de référence et le courant mesuré du moteur. La référence du courant ou du couple est produite par la boucle extérieure du contrôle, dans lequel l'erreur entre la référence de la vitesse et sa valeur réelle sollicite le régulateur PI de vitesse.[1]

Pour simplifier les calculs, le système peut être découplé en deux modes: mode rapide (mode électrique) et mode lente (mode mécanique). Cette hypothèse est admissible quand la constante du temps mécanique est beaucoup plus grande que celle électrique. Dans ce cas, la boucle du contrôle du courant peut être considérée comme unitaire .

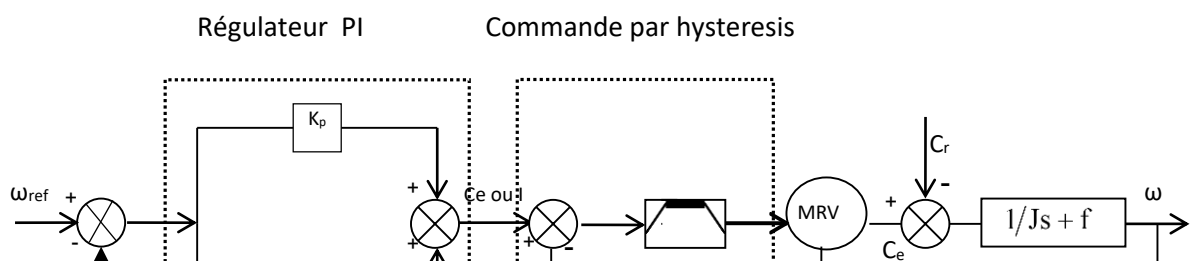


Figure (II.16) Boucle de régulation de vitesse

Le réglage du régulateur de l'entraînement électrique est un problème complexe dû au grand nombre de non-linéarités de la machine, du convertisseur électronique et du contrôleur. La non-linéarité inhérente de la MRV est difficile à éliminer pour un réglage adéquat des paramètres du contrôleur. Le convertisseur de puissance présente une caractéristique de transfert non linéaire à cause des temps morts imposés par la commutation. Un obstacle supplémentaire pour le réglage optimal des paramètres du PI de la vitesse est la difficulté de caractériser la charge. Le système peut être décrit comme un système standard de deuxième ordre avec un zéro :

$$\frac{\omega(s)}{\omega_{\text{ref}}} = \frac{\frac{K_{\omega}}{J}(s+a)}{s^2 + \left(\frac{f+K_{\omega}}{J}\right)s + \frac{K_{\omega}}{J}} = \frac{\omega_n^2}{a} \frac{(s+a)}{s^2 + 2\omega_n\zeta s + \omega_n^2} \quad (\text{II.25})$$

Par identification on a :

$$\begin{cases} \frac{f+K_{\omega}}{J} = 2\omega_n\zeta \\ \frac{K_{\omega}}{J} = \omega_n^2 \end{cases} \quad (\text{II.26})$$

Si on choisit un coefficient d'amortissement égal à l'unité, la dynamique de la réponse de vitesse est fixée par la pulsation propre ω_n .

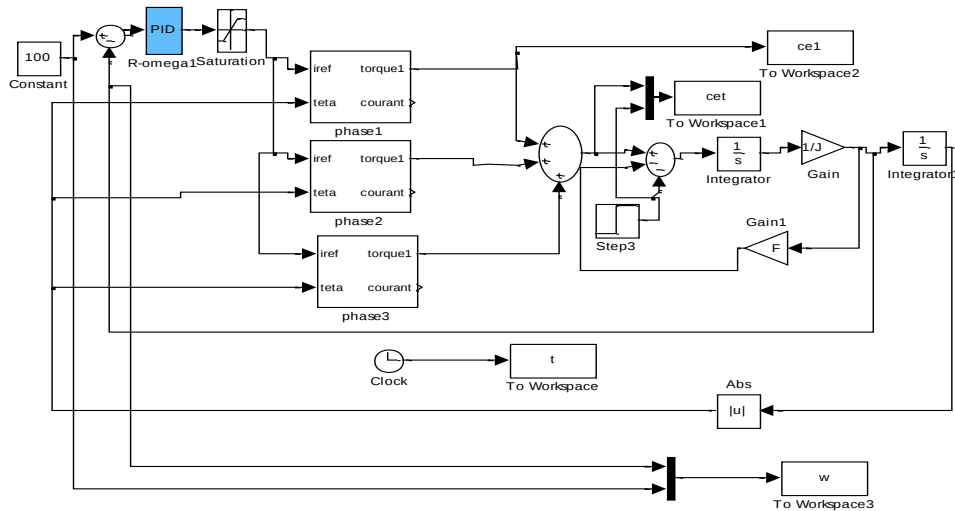


Figure (II.17) Schéma de simulation du la MRV par régulateur PI

II.6. Résultats de simulation

Les simulations reportées sur la figure (II.14) concernent l'application d'un échelon de vitesse de 100 rad/sec, puis nous avons introduit une charge de 2 N.m à l'instant $t = 0.5s$. Cet essai est fait avec un $\theta_{on} = 5.72^\circ$ et $\theta_{off} = 34.37^\circ$.

Ces résultats montrent les performances de la régulation. On note une amélioration en régime dynamique. En effet, la vitesse est obtenue sans dépassement au bout d'un temps de 0.1s. Lors de l'application du couple de charge, on note un creux de vitesse. L'application de cette charge provoque une augmentation des ondulations présentées sur l'allure de la vitesse. Notons qu'on a utilisé un filtre pour la consigne de vitesse afin de modérer l'impact de sa variation brusque.

D'après la figure (II.14), nous pouvons observer que le courant, le flux et le couple augmentent à 0.5 s. Cette augmentation est due à l'application de la charge.

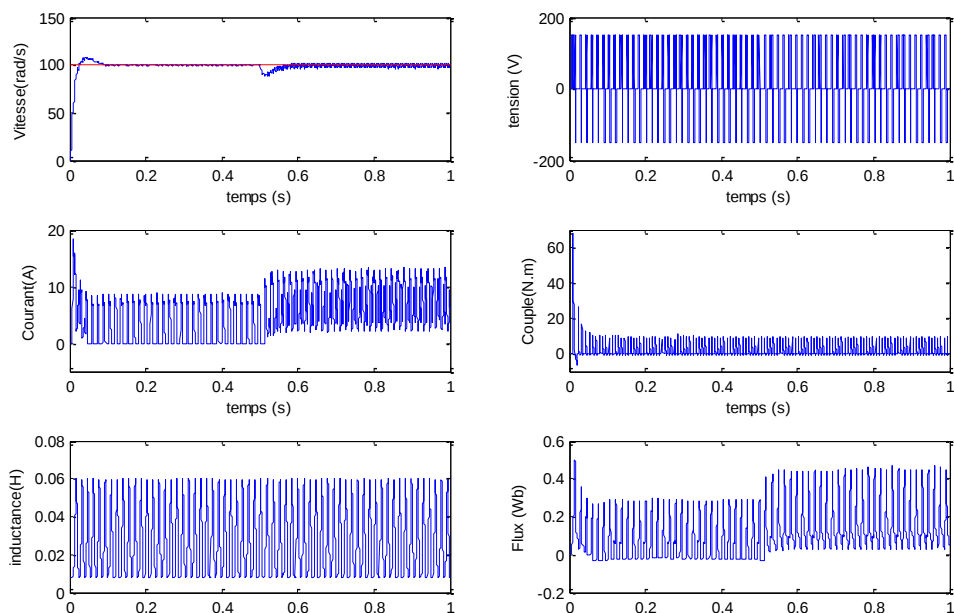
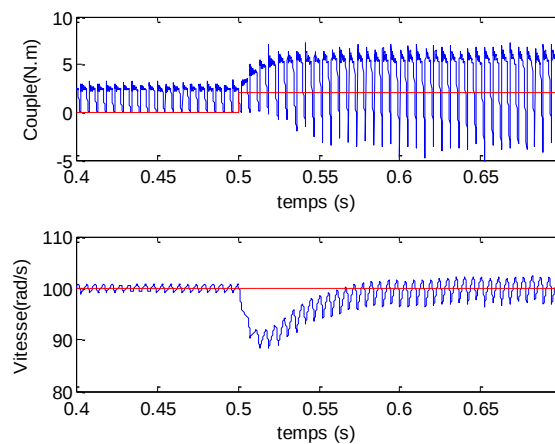


Figure (II.18) Régulation de vitesse de la MRV par régulateur PI
(Démarrage a vide avec application da la charge)



Figure(II.19) Zoom sur - couple - vitesse

La régulation de la vitesse est effectuée dans ce chapitre à travers l'utilisation du régulateur classique type PI. Les résultats obtenus sont acceptables. On a observé que l'application de la charge engendre des pulsations importantes sur l'allure du couple et de la vitesse de rotation. Il faut noter que notre difficulté réside principalement, dans le choix des paramètres du régulateur PI.

II.7-Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons fait la description et la discussion détaillée de la simulation de la MRV. Nous avons vérifié que pour analyser avec précision les oscillations du couple, une étude de

simulation utilisant son modèle linéaire n'est pas adéquate. Plusieurs simulations ont été réalisées afin d'étudier le comportement dynamique de la MRV. Nous avons, principalement, étudié l'influence des l'angle θ_{on} , θ_{off} dans son comportement dynamique. Il est clair que l'optimisation de cette angle permet de réduire les oscillations du couple. Les caractéristiques représentant la co-énergie permet de donner des informations sur la qualité du couple électromagnétique moyen.

Pour la validation du modèle, on a simulé les deux stratégies de commande, la commande en tension et celle à hystérésis. La commande en tension est plus adaptée aux grandes vitesses tandis que la commande à hystérésis est utilisée pour les moyennes et faibles vitesses. Les résultats obtenus sont acceptables dans l'ensemble.

La régulation de la vitesse est effectuée dans ce chapitre à travers l'utilisation du régulateur classique type PI. Les résultats obtenus sont acceptables. On a observé que l'application de la charge engendre des pulsations importantes sur l'allure du couple et de la vitesse de rotation. Il faut noter que notre difficulté réside principalement, dans le choix des paramètres du régulateur PI à cause de non linéarité du modèle.

III.1- Introduction

Ce chapitre présente l'utilisation de technique de la commande par mode glissant et la logique floue (FLC) pour contrôler la vitesse de le moteur à réluctance variable ,les contrôles son fonctionnement comme une régulateur PI, donnant la variation de courant de référence sur la base de l'erreur de vitesse. Le la performance du système a été évaluée grâce à des simulations numériques par la outils MATLAB/ Simulink .

III.2 Generalitessur la Théorie du contrôle par mode de glissement

Un système à structure variable est un système dont la structure change pendant son fonctionnement. Le terme «Système à structure variable» apparaît à cause de la commutation (variation discontinue) du système et de son contrôleur (ou observateur) entre deux ou plusieurs structures. L'étude de tels systèmes présente un grand intérêt, notamment en physique, en mécanique et en électricité. Cela est principalement dû aux propriétés de stabilité que peut avoir le système global indépendamment de celles de chacun des sous systèmes pris seuls.

La commande par mode glissant est l'une des techniques de commande non linéaire qui est caractérisée par sa robustesse et son efficacité. Elle consiste à commuter à l'aide des fonctions discontinues la structure du système dynamique de manière que le vecteur d'état suive une trajectoire $s(x)=0$ dans l'espace. [4]

La théorie du mode glissant est le prolongement de l'étude des systèmes à structure Variable. Les premiers travaux concernant ces systèmes de commande ont été proposés et élaborés au début des années 50 par Emelyanov, puis par d'autres chercheurs comme Utkin à partir des résultats des études du mathématicien Filipov.

Par la suite, ces travaux ont été repris ailleurs, soit pour compléter l'étude théorique, soit pour étudier quelques applications. Aux Etats-Unis, cette théorie est introduite par Slotine et au Japon par Young, Harasma et Hashimoto. Il a fallu attendre les années 80, pour que le concept de cette théorie trouve ses applications dans plusieurs domaines notamment dans les systèmes de commande et serait parmi les techniques de contrôle non linéaire les plus efficaces et les plus robustes [5].

Dans les systèmes à structure variable utilisant la commande par mode de glissement, on peut trouver trois configurations de base pour la synthèse des différentes commandes [6] :

_ Structure par commutation au niveau de l'organe de commande : Cette structure de commande est la plus classique et la plus usitée. Elle correspond au fonctionnement tout ou rien des

interrupteurs de puissance associés dans une grande majorité d'application aux variateurs de vitesse.

_ Structure par commutation au niveau d'une contre-réaction d'état : c'est la structure la moins exigeante au niveau de la sollicitation de la commande. Elle s'appuie sur la commande par contre réaction d'état classique où le réglage de la dynamique du système est réalisé par les gains de réglage. Le non linéarité provient de la commutation entre les gains, donc on crée une commutation au niveau de la dynamique du système.

_ Structure par commutation au niveau de l'organe de commande avec ajout de la "commande équivalente".

Cette dernière structure est retenue pour la suite dans notre étude.

III.2-1- Principe du contrôleur à mode glissant

La commande par mode glissant est une classe de la commande à structure variable, elle est efficace et robuste pour les systèmes linéaires et non linéaires. La tâche principale de la commande par mode glissant, est de fournir une surface de commutation, selon des lois d'existence, de convergence et de stabilité. La surface de commutation peut être atteinte par la trajectoire d'état grâce aux changements appropriés de la structure du système commandé.

Le but de la commande par mode glissant est que la trajectoire d'état soit attiré vers une surface de glissement défini S (Sliding Surface) et glisse autour d'elle. Une fois la surface de glissement est atteinte, la dynamique du système reste insensible aux variations des paramètres du processus, et aux perturbations externes [7].

III.2-2- Structure par commutation au niveau de l'organe de commande :

Le schéma d'une structure par commutation au niveau de l'organe de commande est donné sur la figure (III.1). Cette structure de commande est la plus classique et la plus usitée. Elle correspond au fonctionnement tout ou rien des interrupteur de puissance associés dans une grande majorité d'application aux variations de vitesse. Elle a été utilisé pour la commande de moteur pas à pas.

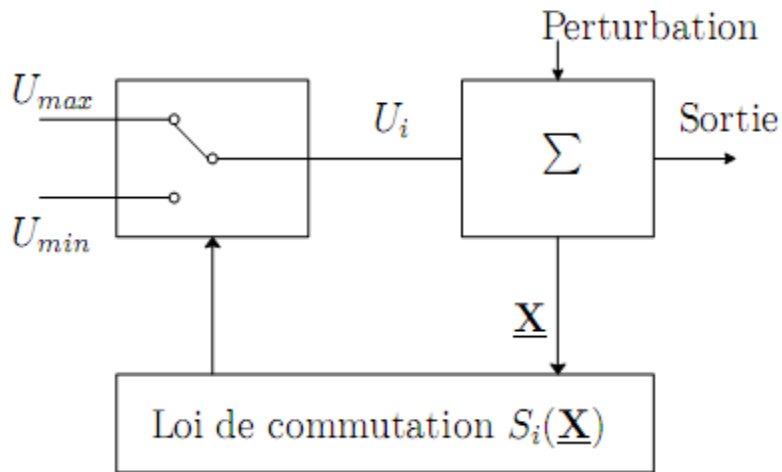


Figure. III.1: Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande

III.2-3- Structure par commutation au niveau d'une contre réaction d'état :

Nous pourrions consulter le schéma d'une telle structure sur la figure. D'après les études menées précédemment c'est la structure la moins exigeante au niveau de la sollicitation de la commande. Elle a été mise en œuvre dans la commande de moteurs à courant continu et à aimants permanents, ainsi que dans la commande de machines à induction. Un ouvrage a été consacré à ce type de commande. Elle s'appuie sur la commande par contre réaction d'état classique où le réglage de la dynamique du système est réalisé par les gains de réglage. La non linéarité provient de la commutation entre les gains donc on crée une commutation au niveau de la dynamique du système.

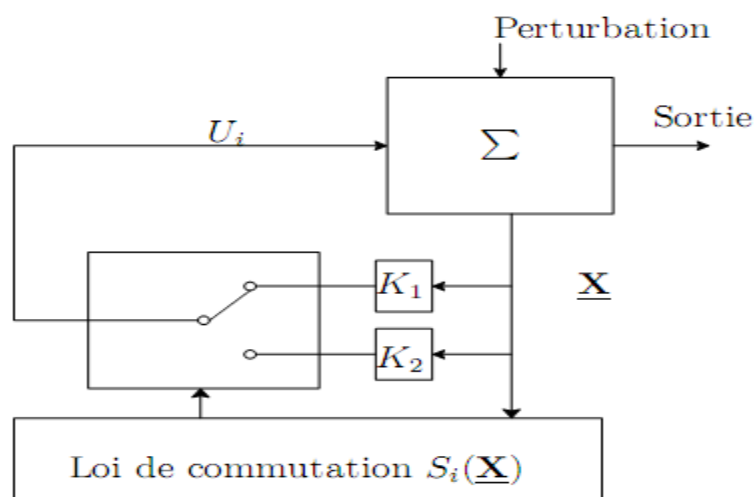


Figure : III.2 : Structure de régulation par commutation au niveau de la contre réaction d'état

III.2-4- Structure par commutation au niveau de l'organe :

Commande, avec ajout de la commande équivalente Une telle structure dont le principe est montré sur la figure (III.3), présente un réel avantage. Elle permet de repositionner l'état futur du système grâce à la commande équivalente qui n'est rien d'autre que la valeur désirée du système en régime permanent. L'organe de commande est beaucoup moins sollicité, mais on est plus dépendant des variations paramétriques du fait de l'expression de cette commande équivalente.

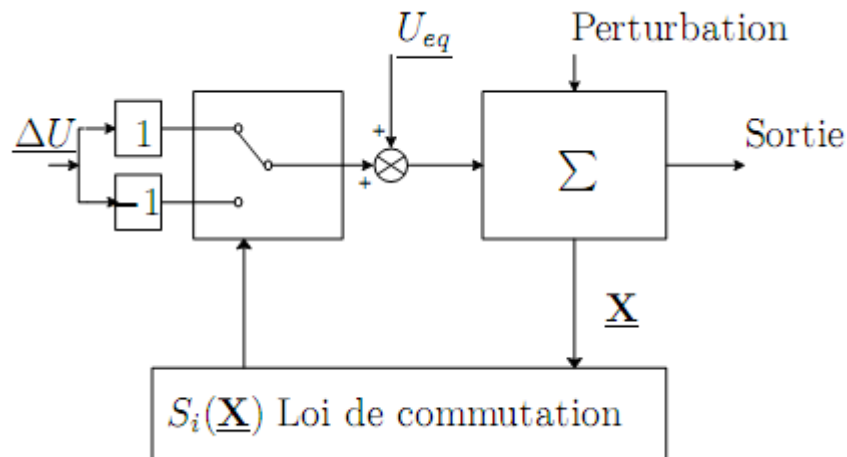


Figure .III.3 : Structure de régulation par ajout de la commande équivalente.

Avec :

U : vecteur de commande.

U_{eq} : Vecteur de commande équivalente.

ΔU : vecteur de commande discontinu.

X : vecteur variables.

S_i : vecteur surface de commutation .

III.2-5- Conception de la commande par mode glissant :

La conception de la commande par mode de glissement prend en compte les problèmes de stabilité et de bonnes performances de façon systématique dans son approche. En général, pour réaliser ce type de commande trois étapes doivent être effectuées [8],[6],[9]

- Choix de la surface de glissement ;
- Détermination des conditions d'existence du régime glissant ou conditions d'accès.
- Synthèse des lois de commande du mode glissant.

III.2-6- Choix de la surface de glissement

Le choix de la surface de glissement concerne non seulement le nombre nécessaire de ces surfaces, mais également leurs formes en fonction de l'application et de l'objectif visé. Le

procédé le plus judicieux et le plus simple consiste à choisir une surface de commutation égale à la vectrice erreur du vecteur d'état [8]. Considérons le système non linéaire défini par les équations suivantes :

$$\dot{X} = \frac{dX}{dt} = A.X + B.U \quad (\text{III.1})$$

Où : $X(t)$ est le vecteur d'état, $U(t)$ est le vecteur de commande.

Généralement, le nombre des surfaces de glissement est choisi égal à la dimension du vecteur de commande. La surface de glissement est une fonction scalaire telle que la variable à régler glisse sur cette surface et tend vers l'origine du plan de phase. Plusieurs formes de la surface de glissement ont été proposées dans la littérature, chacune présente des meilleures performances pour une application donnée. La surface la plus utilisée pour obtenir le régime de glissement qui garantit la convergence de l'état vers sa référence est définie par :

$$s(x) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda \right)^{r-1} (x_{ref} - x) \quad (\text{III.2})$$

Où :

r : est le degré relatif au nombre qu'il faut dériver la sortie pour faire apparaître la commande

λ : est une constante positive.

III.2-7- Condition d'accès au mode glissant

Cette condition est en fait la condition sous laquelle le mode de glissement existe et sous laquelle la trajectoire d'état va effectivement atteindre la surface de glissement en un temps fini. Afin de déterminer ces conditions d'existence et de convergence du régime glissant, deux approches ont été proposées:

- L'approche directe qui est la plus ancienne, a été proposée et étudiée par Emilianov et Utkin. Elle est globale mais ne garantit pas, en revanche un temps d'accès fini. Elle est exprimée par :

$$\dot{s}(x)s(x) < 0 \quad (\text{III.3})$$

- L'approche de Lyapunov qui est une condition globale d'accès au mode glissant. Il s'agit de choisir une fonction scalaire positive appelée fonction de Lyapunov qui peut être donnée par :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (\text{III.4})$$

L'idée est de choisir cette fonction pour garantir l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence, et de concevoir une commande U telle que le carré de la surface correspond à une fonction de Lyapunov. La dérivée de la fonction $V(x)$ donne :

$$V(x) = S(x)\dot{S}(x) \quad (\text{III.5})$$

Pour que la fonction candidate de Lyapunov puisse décroître et converger vers zéro (pour garantir l'existence du mode de glissant), il suffit d'assurer que :

$$S(x)\dot{S}(x) < 0$$

III.2-8 Synthèse des lois de commande du mode glissant

Afin d'assurer l'attractivité et l'invariance de la surface de glissement, on doit définir une loi de commande sous la forme suivante :

$$u = u_{eq} + u_n \quad (\text{III.6})$$

Telle que u_{eq} est la commande équivalente définie par Utkin. Elle sert à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement (propriété d'invariance). La commande équivalente est exprimée, en considérant que la dérivée de la surface est nulle c'est à dire $\dot{s}(x) = 0$. En effet, on peut interpréter la grandeur de commande équivalente comme étant la valeur moyenne de la commande lors de la commutation rapide entre ces deux valeurs u_{max} et u_{min} . Tandis que u_n est la commande discrète qui est déterminée afin de vérifier la condition de convergence en dépit de l'imprécision sur les paramètres du modèle du système. Quand le système défini par l'équation (III.1) fonctionne en régime glissant, sa dynamique vérifie la condition $\dot{s}(x) = 0$. La dérivée de la surface de glissement est donnée par :

$$\dot{s}(x) = \frac{ds}{dx} \frac{dx}{dt} = \frac{ds}{dx} (Ax(t) + Bu(t)) \quad (\text{III.7})$$

En remplaçant l'expression de u dans l'équation (IV.7), on obtient :

$$\dot{s}(x) = \frac{ds}{dx} [Ax(t) + Bu_{eq}] + \frac{ds}{dx} Bu_n \quad (\text{III.8})$$

Lorsque le mode glissant est atteint et en régime permanent, la surface de glissement est nulle, et par conséquent, sa dérivée et la partie discontinue sont aussi nulles. D'où, on déduit l'expression de la commande équivalente :

$$u_{eq} = -\left[\frac{ds}{dx}B\right]^{-1}\left[\frac{ds}{dt}Ax(t)\right] \quad (\text{III.9})$$

Pour assurer l'attractivité de la surface de glissement, il suffit d'ajouter le terme u_n à la loi de commande, de telle sorte que :

$$\dot{s}(x)s(x) < 0$$

C'est-à-dire :

$$S(x)\frac{ds}{dt}Bu_n < 0 \quad (\text{III.10})$$

Pour que cette condition soit vérifiée, il suffit que le signe de u_n soit opposé à celui de $S(x)\frac{ds}{dt}B$. Généralement la commande discrète en mode glissant peut prendre la forme de type relais donnée par l'expression suivante :

$$u_n = K\text{sign}(S(x)) \quad (\text{III.11})$$

La figure suivante représente la fonction de la commande discrète de type relais :

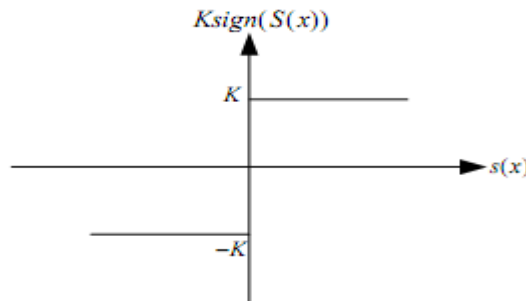


Figure.III.4 : Fonction sign (Commande de type relais).

Le principal inconvénient de la commande de type relais réside dans le phénomène bien connu de "chattering". En régime permanent, ce dernier apparaît comme une oscillation de haute fréquence autour du point d'équilibre, à cause de la nature très discontinue de la fonction signe. Ce phénomène de chattering ou broutement est un sérieux obstacle pour les applications de commande par mode de glissement, car les oscillations dues à ce phénomène peuvent nuire le fonctionnement du circuit de puissance. Ce phénomène est presque toujours problématique et des efforts de recherche significatifs ont été dirigés de sorte à éliminer ou du moins réduire ses effets. L'une des solutions envisagées consiste à introduire une bande d'arrêt autour de la surface de commutation. Pour ce faire, il suffit de substituer une fonction de

saturation (voir Figure III.5) à la fonction signe dont les discontinuités au voisinage de zéro sont moins brutales, Cette fonction de saturation peut être exprimée par :

$$sat(S(x)) = \begin{cases} K & Si & S(x) > \varepsilon \\ -K & Si & S(x) < -\varepsilon \\ \frac{K \cdot S(x)}{\varepsilon} & Si & |S(x)| \leq \varepsilon \end{cases} \quad (III.12)$$

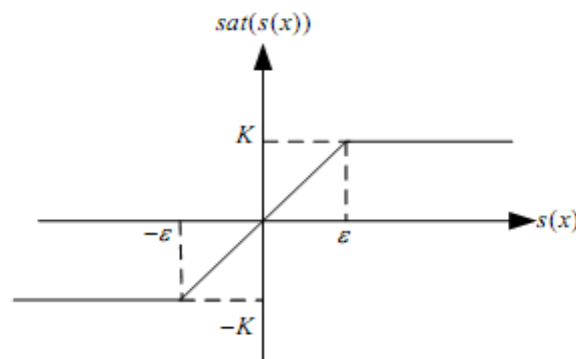


Figure.III.5 : Fonction de saturation (Commande adoucie).

III.2-9 Application de la Commande par à mode glissant à la MRV

En se basant sur l'étude théorique des régulateurs à mode glissant vu précédemment, nous allons maintenant procéder à son application

Définition de la surface de régulation de la vitesse

En choisissant $n=1$, dans l'équation (III-3), la surface de la vitesse est définie par :

$$s(\omega) = \omega^* - \omega$$

La dérivée de $s(\omega)$ est : $s^*(\omega) = \omega^{*\bullet} - \omega^\bullet$

La puissance équivalente totale de phase devient [10]

$$P_{eq}(t) = i_c^2(t) \left(\omega \frac{\partial L(\theta)}{\partial \theta} \right) = V_{dc} i_c(t)$$

Le couple électromagnétique au cours de la période de commutation est alors

$$C_e = (V_{dc} / \omega) i_c \quad (III-13)$$

En remplaçant l'équation mécanique dans l'équation de la surface de commutation, la dérivée de la surface devient et considération l'équation (II-20) :

$$s^*(\omega) = \omega^* - \left(\frac{V_{dc}}{\omega J} i_c - \frac{Cr}{J} - \frac{F\omega}{J} \right) \quad (\text{III-14})$$

Durant le mode de glissement et en régime permanent, on a $s(\omega) = 0, s^*(\omega) = 0$

D'où l'on tire la grandeur de commande équivalente i_{eq} s'écrit :

$$i_{eq} = V_{dc} (Cr + F\omega^2)$$

On pose

$$i_n = K \operatorname{sgn}(S(\omega)) \quad (\text{III-16})$$

Pour vérifier la condition de stabilité du système, le paramètre K doit être positif.

III.3 simulation de la MRV par mode glissant

Afin de montrer les performances de la commande par mode glissant, nous allons appliquer les mêmes conditions que ceux utilisés dans le chapitre 2. On garde le même schéma de principe adopté pour la commande par hystérise, sauf qu'on remplace le régulateur PI de la vitesse par notre régulateur à mode glissant qui est schématisé par la structure suivante :

III.3.1- schéma bloc

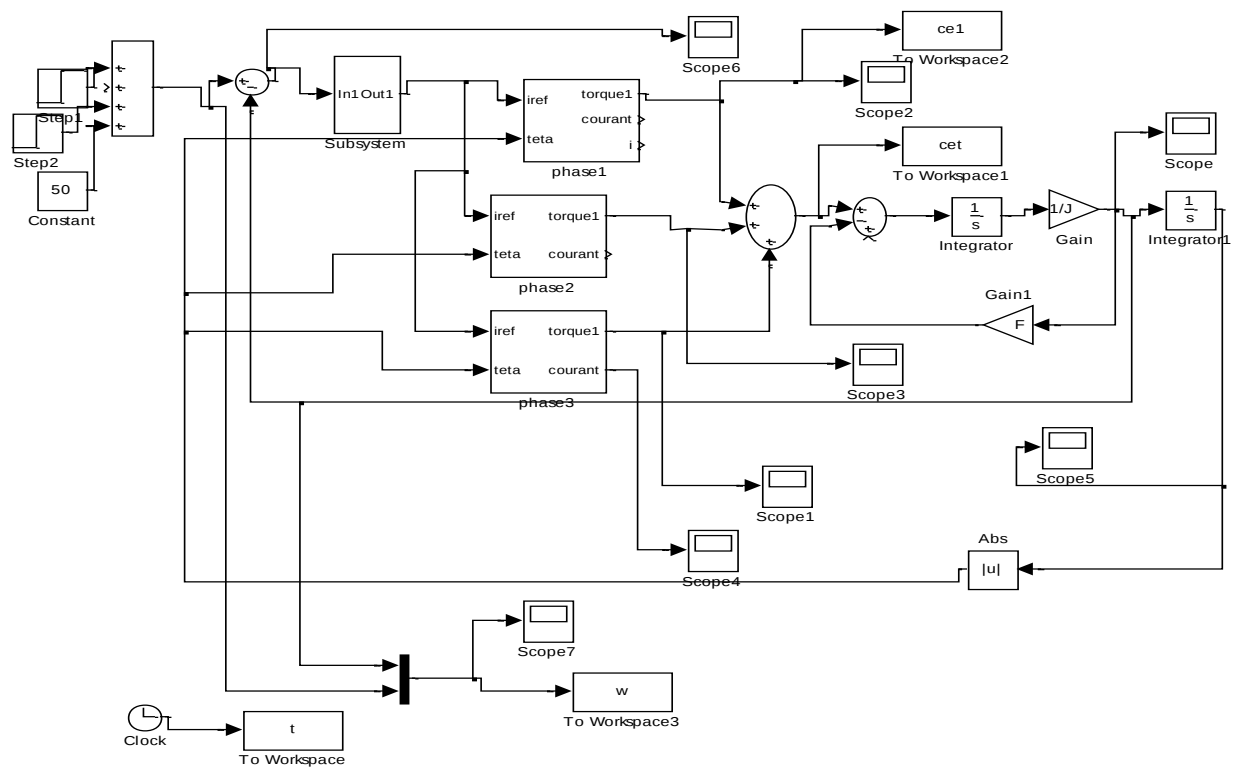
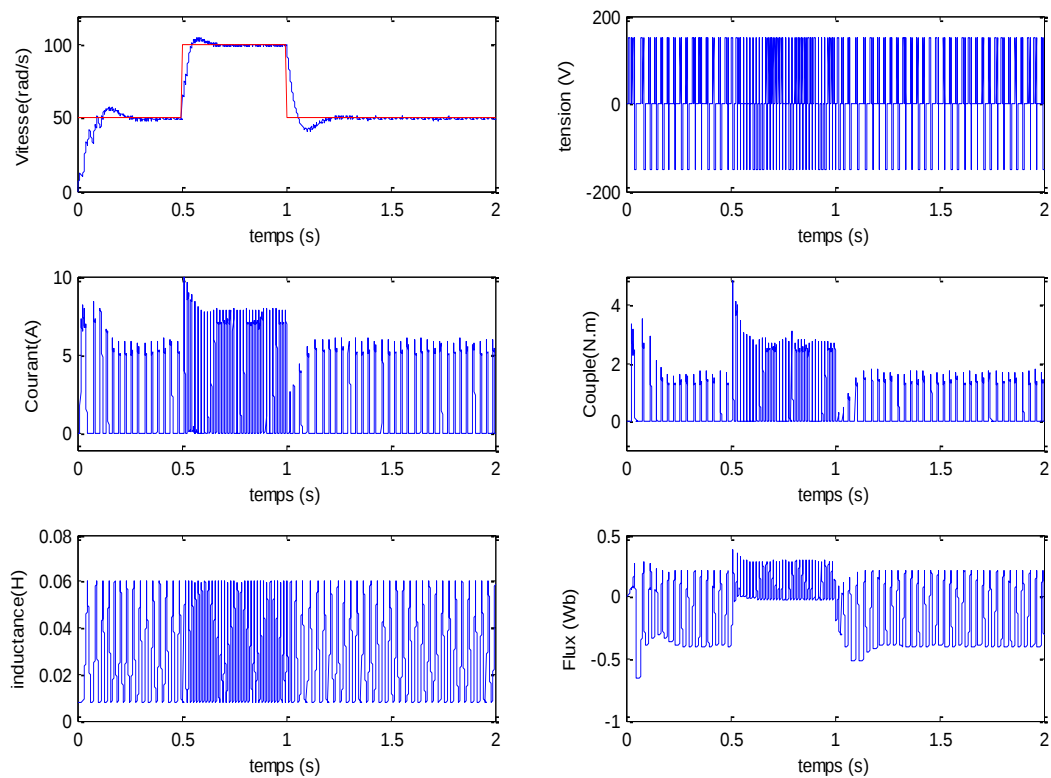
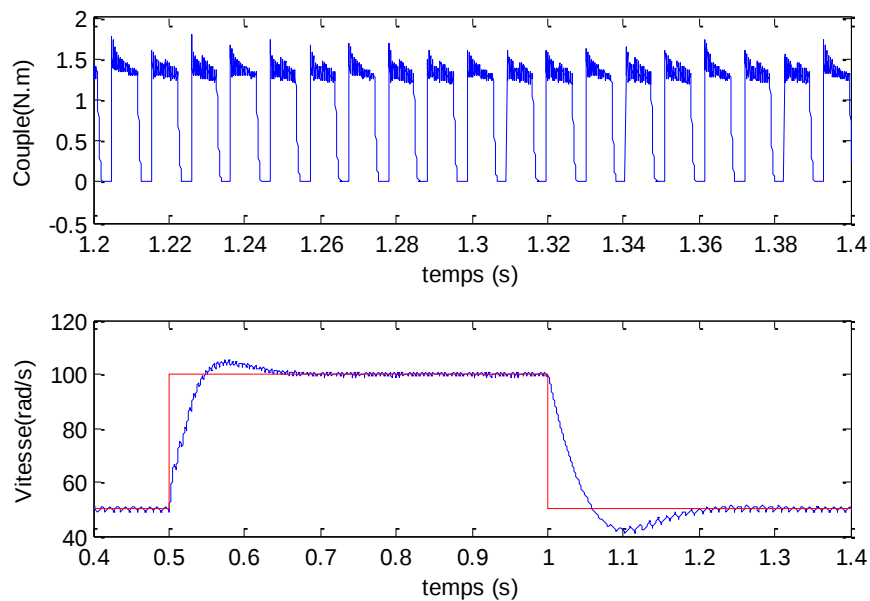


Figure (III.6) Schéma de simulation du la MRV par mode glissant

III.3.1- Résultat de simulation



Figure(III.7) vitesse a) – tension b) – courant c) - couple d)- inductance e)- flux f)



Figure(III.8) Zoom sur -couple - vitesse

La figure (III.7) montre Les résultats de simulation de commande par mode glissant de la MRV ,ces résultats présentent les différents courbe obtenu par la commande par mode

glissant de la MRV ,comme la tension ,le flux ,le couple électromagnétique, la vitesse et couple total .,d'après ces résultats on constate dans la figure (III.8) que le couple produit atteint des valeurs positive pur et la vitesse suit bien sa référence .

III.4- Généralités sur la théorie du logique floue

La logique floue a vu le jour après la logique booléenne. Cette dernière est basée sur le principe que toute proposition ne peut être que vraie ou fausse (tout ou rien), et pourtant la pensée humaine est beaucoup plus complexe et plus nuancée qu'un ensemble rigide de lois car, pour un être humain, le mot "rien" n'est pas tout à fait blanc ou noir, on trouve dans notre langage habituel "assez grand, presque chaud, pas chaud...etc". Alors, les propositions nécessitent un élargissement à la logique classique.

C'est donc en 1965, que la logique floue est apparue avec la publication par Lotfi Zadeh de l'université de Californie, Berkeley, USA, d'un article intitulé "les ensembles flous" [10].

Les premières applications de la logique floue étaient confinées dans des domaines non techniques, comme le commerce et la gestion, et ce n'est qu'en 1974 qu'elle s'est appliquée en automatique par E. H. Mamdani qui a commencé par la réalisation du premier contrôleur flou. Dans cette première section, nous traitons deux notions fondamentales : la logique floue et flous et les sous-ensembles.

III.4-1 Historique :

Les origines de la logique floue se trouvent dans le principe de l'incertitude de Heisenberg.

Dans les années 20, les physiciens ont introduit la troisième valeur $\frac{1}{2}$ dans le système logique bivalent $\{0, 1\}$. Au début des années 30, le logicien polonais Jan Lukasiewicz a développé le système logique avec trois valeurs.

Depuis les années 30, Max Black a appliqué la logique floue aux ensembles d'éléments ou de symboles. Il a dessiné la première fonction d'appartenance (Member ship function).

Il a fallu attendre 1965, pour que le concept des sous ensembles flous soit proposé par Lotfi Zadeh, automaticien de réputation internationale, qui a contribué à la modélisation de phénomènes sous forme floue, en vue de pallier les limitations dues aux incertitudes des modèles classiques à équation différentielle. Il publia un article intitulé (Fuzzy sets) ou (Ensembles flous). En 1974, M. Mamdani expérimentait la théorie énoncée par Zadeh sur une chaudière à vapeur, ce qui introduisait la commande floue dans la régulation des processus

industriels. Plusieurs applications ont alors vu le jour en Europe, pour des systèmes parfois très complexes, telle que la régulation de fours de cimenterie réalisée par la société Smidt-Fuller en 1978. C'est la première véritable application industrielle de la logique floue. Grâce au chercheur japonais Sugeno, la logique floue était introduite au Japon dès 1985. Les sociétés japonaises comprirent l'avantage à la fois technique et commercial de la logique floue.

Freinée par la réticence à appréhender un nouveau concept et par des difficultés de réalisation pratique, la logique floue ne débouche réellement qu'en 1990 avec l'apparition de produits et de systèmes utilisant cette technique. Et en 1995 grâce à Jang, l'application de la logique floue s'élargit aux systèmes à réseaux de neurones et à l'intelligence artificielle. Aujourd'hui, la logique floue est arrivée à maturité et utilisée dans de nombreuses applications industrielles et gestionnaires. Sa mise en œuvre est maintenant facilitée par la disponibilité de microprocesseurs dédiés et d'outils puissants de développement.

III.4-2 La théorie de la logique floue :

III.4.2-1- Définition :

Le terme «logique floue » à deux aspects :

- Le première correspond à tous les développements concernant la théorie des ensembles flous.
- Le deuxième représente une extension de la logique classique dans le but de raisonner sur des connaissances imparfaites.

Afin de connaître le principe fondamental de la logique floue, on introduit un exemple simple, celui de la classification des personnes en trois ensembles « jeune », « entre deux âges » et « âgé ».

Pour le cas de la logique classique (logique de boucle) qui admet deux valeurs 0 ou 1, la classification pourrait se faire comme dans la figure (III.9). Toutes les personnes âgées de moins de 30 ans appartiennent à l'ensemble jeune et toutes les personnes âgées de plus 50 ans sont considérées comme appartenir à l'ensemble « âgé ».

Cependant une telle logique de classification n'est même pas logique car la question qui se pose : pourquoi une personne âgée de 50 ans doit être considérée comme appartenant à l'ensemble « âgé »? En réalité un tel passage se fait progressivement et individuellement. En outre lors de la classification par logique classique on ne prend pas en considération des personnes situées dans la zone « entre deux âges »

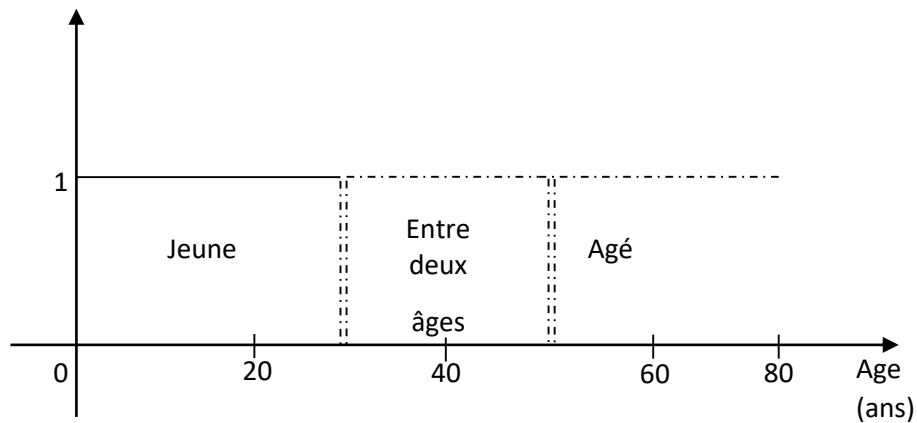


Figure (III.9) Classification des personnes en trois ensembles selon la logique classique.

La logique floue, dont la fonction d'appartenance peut prendre n'importe quelle valeur entre 0 et 1 permet de tenir compte de cette réalité. Il est donc possible de trouver une autre classification pour l'exemple précédant à l'aide de la logique floue. Les limites ne varient pas soudainement mais progressivement comme le montre la figure (III.10).

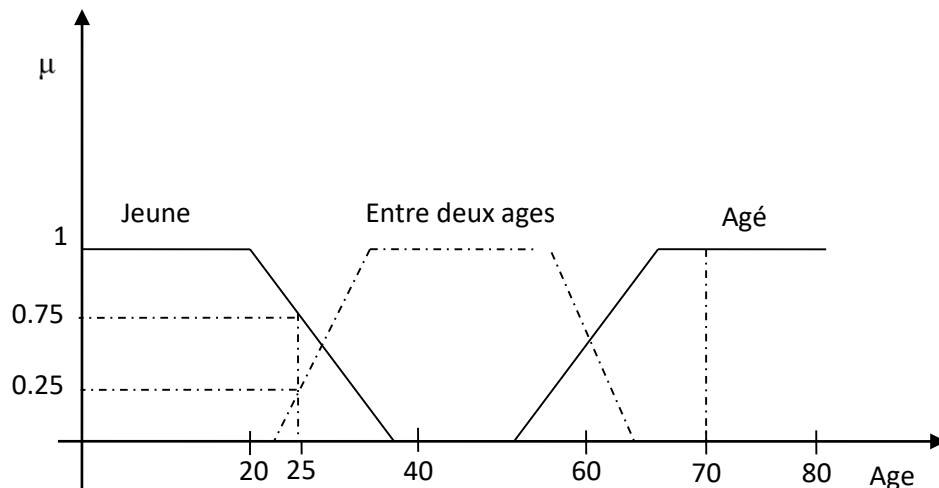


Figure (III.10) Classification des personnes en trois ensembles selon la logique floue.

Une personne de 25 ans appartient à l'ensemble « jeun » avec une valeur de la fonction d'appartenance $\mu = 0.75$ et à l'ensemble « entre deux âges » avec $\mu = 0.25$ par contre, une personne de 70 ans appartient avec une valeur $\mu = 1$ à l'ensemble « âgé ».

III.4.-2-2 Ensembles flous :

Si on désigne par F un ensemble flou dans un univers de discours U , cet ensemble flou est caractérisé par une fonction d'appartenance μ_F qui prend des valeurs entre 0 et 1 à la différence pour l'ensemble booléen qui prend deux valeurs 0 ou 1 (figure (III.11)).

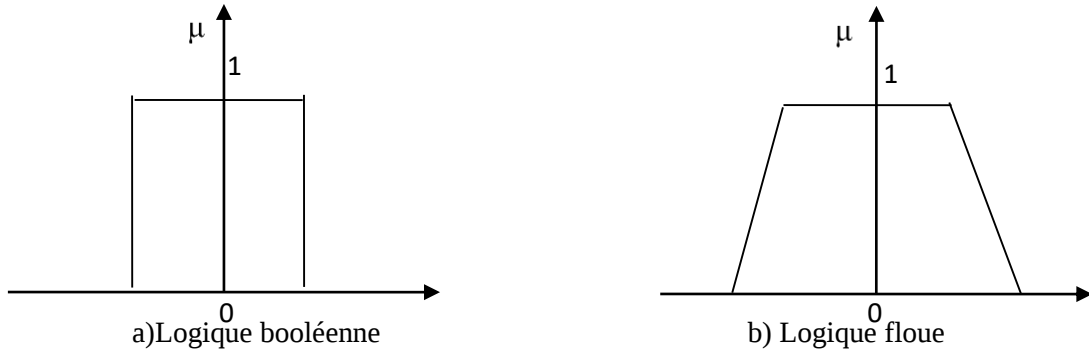


Figure (III.11) Fonction caractéristique d'appartenance pour la logique booléenne et la logique floue.

Pour la logique floue, la fonction d'appartenance peut être écrite sous la forme :

$$\mu_F : U \rightarrow [0, 1] \quad (III.17)$$

$$F = \{(u, \mu_F(u)), u \in U\}$$

On peut avoir une autre forme de F comme :

$$\begin{cases} F = \int_U \mu_F(u) & \text{si } U \text{ est continu} \\ F = \sum_{i=1}^n \mu_F(u_i) & \text{si } U \text{ est discret} \end{cases} \quad (III.18)$$

Support : le support de l'ensemble flou F est l'ensemble numérique de tous les points u dans U tel que $\mu_F(u) > 0$.

Point de croisement : on appelle un point de croisement, l'élément u de U tel que $\mu_F(u) = 0.5$.

Singleton flou : si le support de l'ensemble flou contient un seul point $u \in U$ tel que $\mu_F = 1$, on dit qu'il est un singleton flou.

III.4-2-3- Caractéristique d'un sous ensemble flou

Les caractéristiques d'un sous ensemble flou E_1 de U les plus utilisés pour décrire sont celle qui montrent à quel point il diffère d'un sous ensemble ordinaire de U [11].

III.4-2-3-a) Support :

Le support de E_1 est l'ensemble des éléments de U appartiennent, au moins un peu à E_1

Définition le support de E_1 , noté $\text{supp}(E_1)$, est la partie U sur laquelle la fonction d'appartenance de E_1 n'est pas nulle :

$$\text{Supp}(E_1) = \{x \in U / \mu_A(x) \neq 0\}$$

III.4-2-3-b) Hauteur :

La hauteur de E_1 est le plus fort degré avec lequel un élément de U appartient à E_1 .

Définition : la hauteur, notée $h(E_1)$, du sous ensemble flou E_1 de U est la plus grande valeur prise par sa fonction d'appartenance :

$$h(E_1) = \sup_{x \in U} \mu_A(x)$$

On utilise souvent des sous ensemble flous normalisés. C'est-à-dire pour lesquels il existe au moins un élément de U appartient de façon absolue (avec un degré 1) à E_1 .

Définition : le sous ensemble flou E_1 de U est normalisé si sa hauteur $h(E_1)$ est égal à 1.

III.4-3-c) Noyau :

Un ensemble flou normalisé suppose qu'il existe des éléments de U typique de la propriété à laquelle il est associé. Ce sont les éléments appartenant de façon absolue E_1 . Dont l'ensemble est appelé le noyau de E_1 .

Définition : le noyau de E_1 , noté $\text{noy}(E_1)$, est l'ensemble des éléments de U pour lesquels fonction d'appartenance de E_1 vaut 1.

$$\text{noy}(E_1) = \{x \in U / \mu_A(x) = 1\}$$

III.4-3-d) Cardinalité :

Lorsque U est fini, on caractérise également le sous ensemble flou E_1 de U par sa cardinalité, qui indique le degré global avec lequel les éléments de U appartiennent à E_1 .

III.4-2-4- Fonction d'appartenance :

La fonction d'appartenance μ comprise entre 0 et 1 est associée au sous ensemble E_1 de $T(X)$ et à la variable X , dont l'ensemble des valeurs possible est $T(X)$. Elle s'appelle aussi, degré d'appartenance ou coefficient d'appartenance ou degré de possibilité, qui est la possibilité que la variable u ait la qualité associée au sous-ensemble E_1 . Elle est utilisée pour faire le traitement mathématique des variables linguistiques dans le but de traiter des déductions floues par ordinateur.

On attribue à chaque valeur de la variable linguistique des fonctions d'appartenances μ , une valeur déterminée pour la variable X sera désignée par facteur d'appartenance. Ils existent plusieurs formes de la fonction d'appartenance a s'avoir [12]:

a) Fonction triangulaire (figure III.12-a)

$$\mu(x) = \begin{cases} \frac{x-a}{b-a} & a < x \leq b \\ \frac{c-x}{c-b} & b < x \leq c \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{III.19})$$

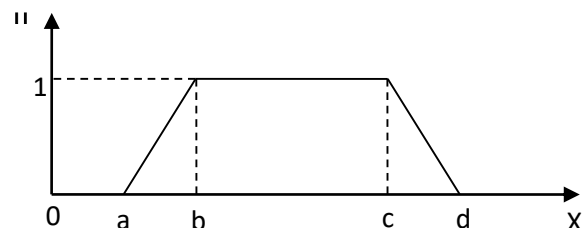
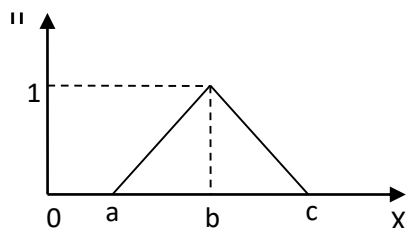
b) Fonction d'appartenance trapézoïdale (figure III.12-b)

$$\mu(x) = \begin{cases} \frac{x-a}{b-a} & a < x \leq b \\ 1 & b < x \leq c \\ \frac{d-x}{d-c} & c < x \leq d \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{III.20})$$

c) Fonction d'appartenance gaussienne (figure III.12-C)

$$\mu(x) = \text{EXP} \left[- \left(\frac{x-m}{\delta} \right)^2 \right] \quad -\infty < x < +\infty \quad (\text{III.21})$$

La figure (III.12) représente les formes de ces trois types de fonctions d'appartenance.



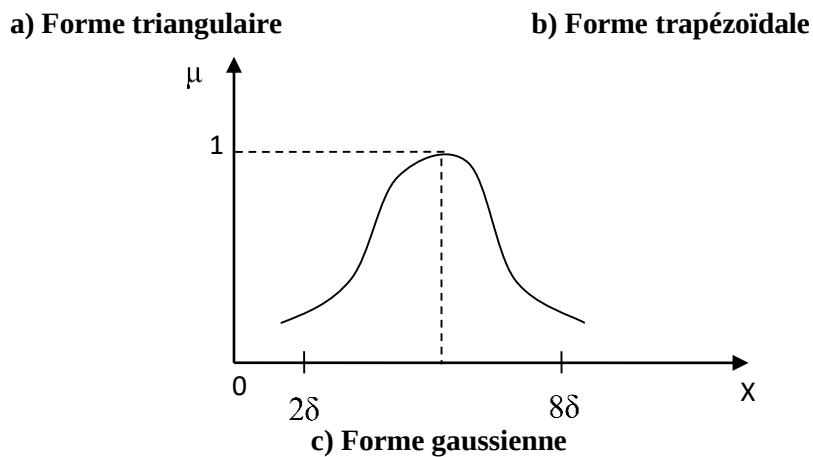


Figure (III.12) Différentes formes de la fonction d'appartenance.

III.4-2-5 Variable linguistique :

Une variable linguistique peut être vue soit comme une variable dont la valeur est un nombre flou, soit comme une variable dont les valeurs sont définies en termes linguistiques [13].

.Nombre flou

Un nombre flou f dans un univers de discours U continu est un ensemble flou normal et convexe dans U :

$$\left\{ \begin{array}{ll} \max_{u \in U} \mu(u) = 1 & \text{(normal)} \\ \mu_F(\lambda u_1 + (1-\lambda)u_2) \geq \min(\mu_F(u_1), \mu_F(u_2)) & \text{(convexe)} \\ u_1, u_2 \in U, \lambda \in [0, 1] \end{array} \right. \quad \text{(III.22)}$$

.Variable linguistique

Une variable linguistique est caractérisée par un triplet $(x, T(x), u)$ ou :

x : le nom de variable

$T(x)$: ensemble de termes de variable, c'est l'ensemble des noms des valeurs linguistiques de x dont chaque valeur est un sous-ensemble flou défini dans U .

U : l'univers de discours.

Comme exemple de variable linguistique, on prend la vitesse de rotation du moteur. Son ensemble de termes T (vitesse) peut être :

$$T(\text{vitesse}) = \{\text{lente, moyenne, rapide, ...}\}$$

Ou chaque termes dans T (vitesse) est caractérisé par un ensemble flou dans un univers de discours $U=[0,200]$ par exemple.

Pour les vitesses inférieures ou égales à 80 intervient la variable linguistique (lent), et pour les vitesses supérieures ou égales à 150 intervient la variable linguistique (rapide).

Ces deux termes peuvent être caractérisés comme des ensembles flous dont les fonctions d'appartenances sont montrées sur la figure (III.13)

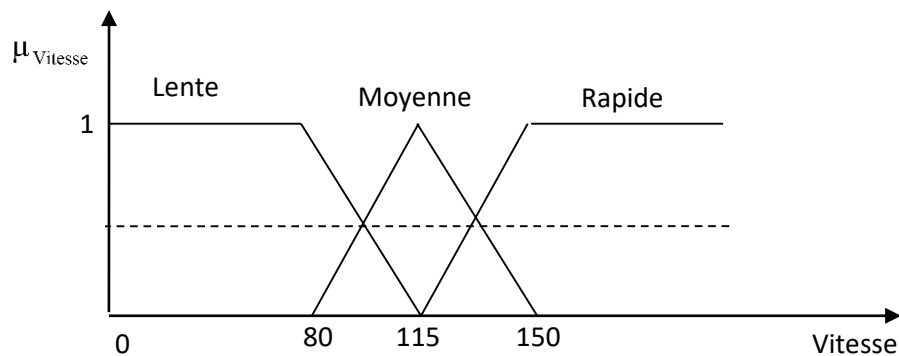


Figure (III.13) Représentation des variables linguistiques

III.4-2-6- Opérateurs de la logique floue :

Les variables linguistiques sont liées entre elles au niveau des règles d'inférence par des opérateurs ET ou OU. Il s'agit d'opérateurs de la logique floue qui interviennent sur les fonctions d'appartenance représentant les variables linguistiques. De plus, il existe l'opérateur NON qui s'appel (complément, négation, inverse)

- **Opérateur OU (l'union)**

La fonction d'appartenance $\mu_{A \cup B}$ pour l'ensemble flou $A \cup B$ est définie comme suit :

$$\mu_{A \cup B}(u) = \max \{ \mu_A(u), \mu_B(u) \} \quad (III.23)$$

- **Opérateur ET (l'intersection)**

La fonction d'appartenance $\mu_{A \cap B}$ pour l'ensemble flou $A \cap B$ est définie comme suit :

$$\mu_{A \cap B}(u) = \min \{ \mu_A(u), \mu_B(u) \} \quad (III.24)$$

- **Opérateurs NON (complément)**

On définit la fonction d'appartenance $\mu_{\bar{A}}$ pour l'ensemble flou $\bar{A}$ par :

$$\mu_{\bar{A}}(u) = 1 - \mu_A(u) \quad (\text{III.25})$$

- **Produit cartésien**

Soit $A_1, \dots, A_n$ des ensembles flous, dans les univers de discours $u_1, \dots, u_n$ respectivement. Le produit cartésien de $A_1, \dots, A_n$ est un ensemble flou dans l'univers de discours $u_1 \cdot u_2 \cdot \dots u_n$ dont sa fonction d'appartenance est exprimée par :

III.4-3 Application de la Commande par logique floue à la MRV

on parle de la commande floue lorsque la partie d'un automate est réalisée en logique floue.. La structure de l'automate peut donc être ramenée à un système asservi, voir figure III.14.

les variable d'entrée est défini par:

$$\mathbf{e} = \boldsymbol{\omega}^* - \boldsymbol{\omega}$$

$$de = e(k) - e(k-1)$$

les variable de sortie est défini par:

$$i(k) = i(k) + di(k-1)$$

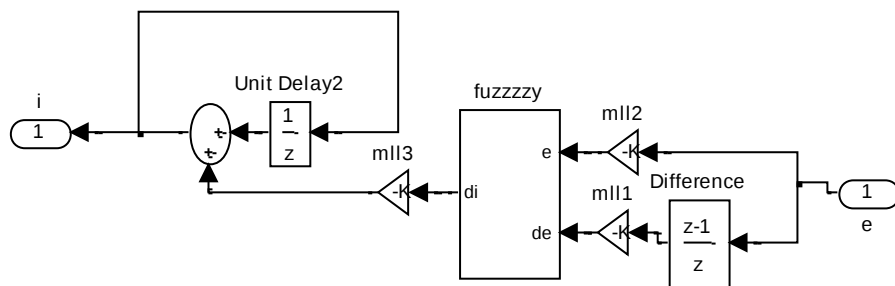
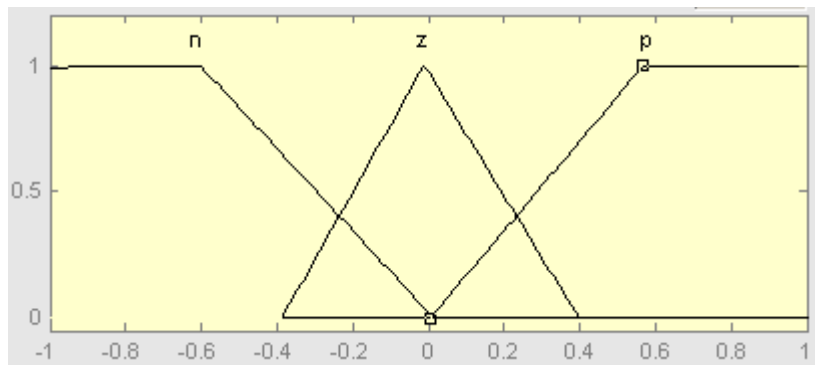
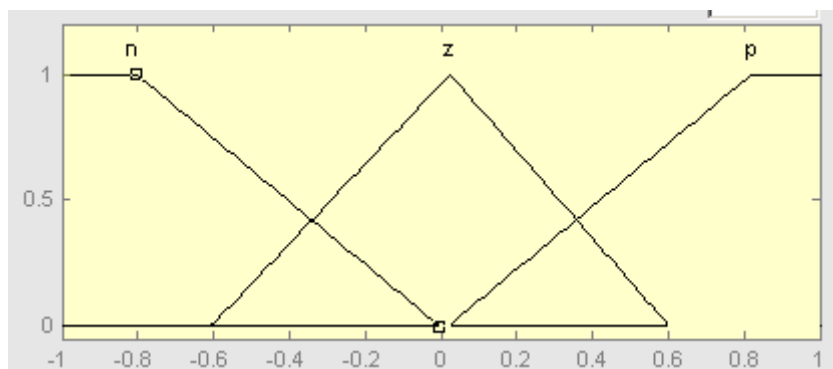


Figure (III.14): Architecture d'une commande floue

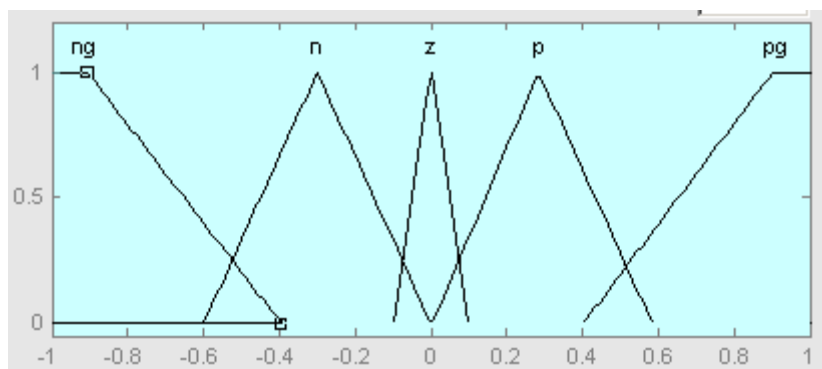
La figure (III. 15) montre les différentes fonctions d'appartenance des entrées $\square$ $\square$ e- $\square$ de-di respectivement



e



de



di

Figure (III.15) les fonctionnes d'appartenance de notre contrôleur floue.

Les classes sont notées comme suit :

p : positif petit- z : égal à zéro. n : négatif -pg : positif grand- ng : négatif grand

la matrice d'inférence est donnée comme suit :

Δe \ e	N	Z	P
N	NG	N	P
Z	N	Z	PG
P	N	P	PG

III.4-4 - Résultat de simulation

The diagram illustrates a three-phase motor control system. It features three identical phase blocks labeled 'phase1', 'phase2', and 'phase3'. Each phase block receives a 'torque1' input and a 'teta courant' (current feedback) input. The 'torque1' input is derived from a reference signal and a feedback loop involving an integrator and a gain block. The 'teta courant' input is obtained from an absolute value block and an integrator. The system is clocked by a 'Clock' block and includes several scopes (Scope1 to Scope7) for monitoring signals.

Figure (III.17) Schéma de simulation du la MRV par logique floue

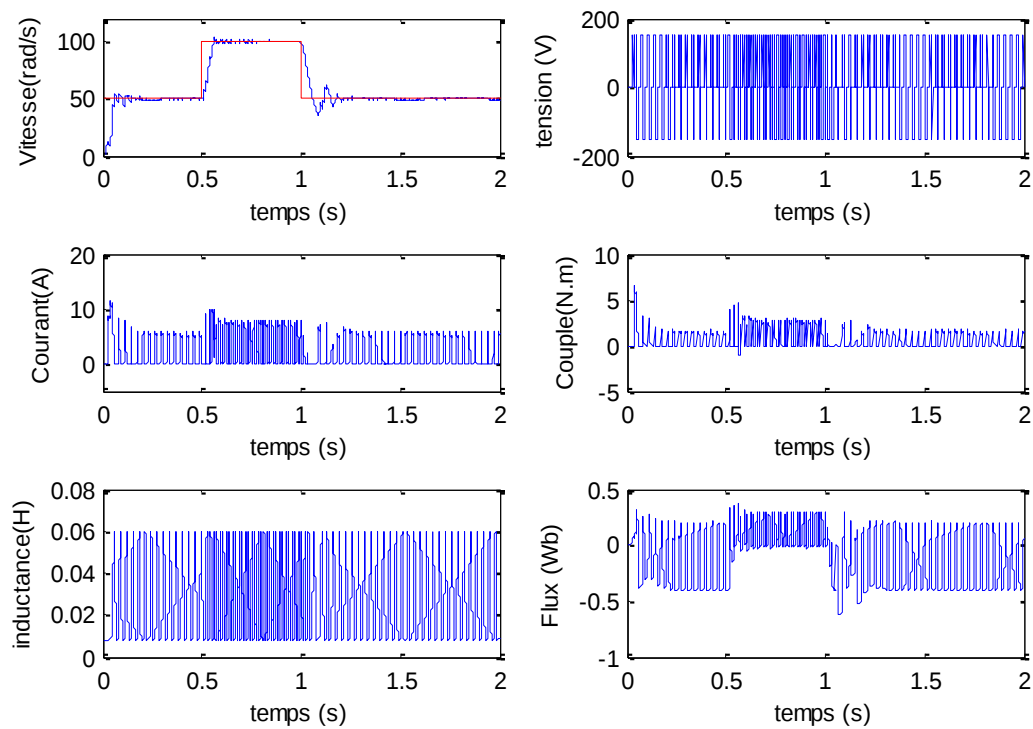
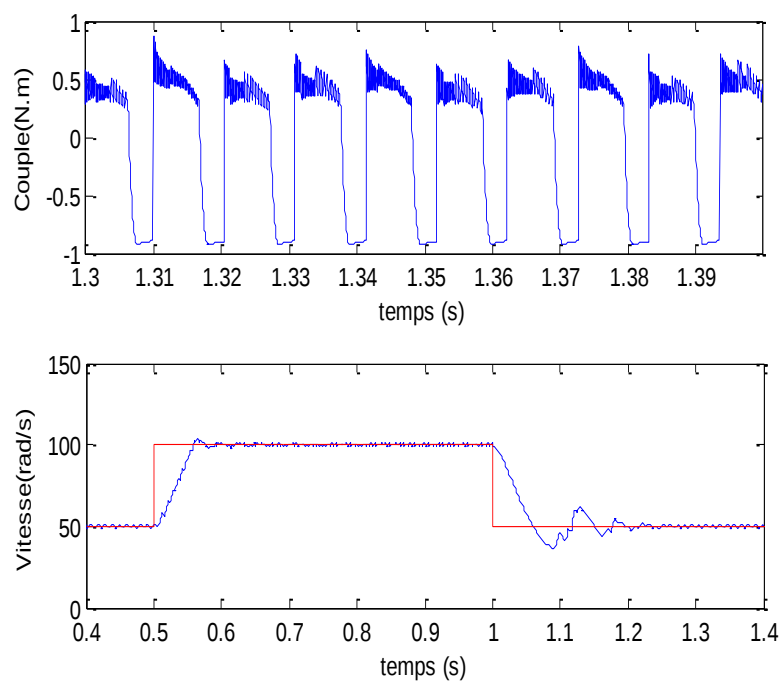


Figure (III.18) vitesse a) tension b) courant c) couple d) inductance e) flux f)



Figure(III.19) Zoom sur -couple - vitesse

Nous avons simulée le système qui présentée dans la figure .III.17, avec le même condition de simulation de deuxième chapitre.

La figure (III.18) montre Les résultats de simulation de commande floue de la MRV ,ces résultats présentent les différents courbe obtenu ,comme la tension ,le flux ,le couple électromagnétique, la vitesse et couple total ,d'après ces résultats on constate dans la figure (III.19) il ya un amélioration en régime permanât ,la vitesse stabilise à sa valeur de référence . une faible ondulation au niveaux de le couple électromagnétique.

III.5 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présentée la commande par mode glissant de la MRV, est une classe de la commande à structure variable, elle est efficace et robustes pour les systèmes linéaires et non linéaires. Ainsi nous avons présentée le modèle de commande de la MRV par la technique de la commande par logique flou, cette technique a donnée de bons résultats au point du vu précision, stabilité et robustesse au niveau de la vitesse et le couple

Conclusion générale

Avant de passer aux résultats de simulations obtenus dans ce mémoire, il a été nécessaire de parler un peu sur la machine à réluctance variable (MRV). Bien que le principe de fonctionnement des moteurs à réluctance variable soit connu depuis longtemps, leur développement a été freiné par les non-linéarités qui les caractérisent. Mais aujourd'hui, les puissants outils de calcul informatiques permettent de dimensionner rapidement ces moteurs, et par conséquent, les applications deviennent de plus en plus nombreuses.

Dans le premier chapitre, nous avons donné des généralités sur la MRV en introduisant le principe de fonctionnement et les différents types rencontrés. Nous avons parlé aussi sur son alimentation et ses stratégies de commande.

Le second chapitre traite la modélisation et la commande, Cela nous permettent étudier le comportement dynamique de la machine, nous avons élaboré un programme de simulation numérique sous MATLAB/simulink incluant le fonctionnement de la machine. après nous avons présenté la commande pour fait la régulation de la vitesse de la MRV par régulateur PI

Dans le troisième chapitre, nous avons fait pour appliquer la commande par mode glissant , les résultats montre bien les performances de cette commande tel que précision et stabilité au niveau de la vitesse ,après nous avons présentée la commande par logique flou et pour cela nous avons présente généralité sur le principe de la logique flou et la modélisation de régulateur flou de vitesse utilisée et on a exposé les résultats de simulation .

- Comme perspectives de ce présent travail, on propose:
- étudier l'influence des principaux paramètres géométriques du circuit magnétique sur les caractéristiques électromagnétiques de la machine à réluctance variable, par la méthode des éléments finis (MEF). Cette approche permet en effet une étude fine des phénomènes électromagnétiques, surtout si on travaille en régime saturé.
- l'optimisation du dimensionnement de la MRV optimisé par un algorithme génétique (AG) couplé a la méthode des éléments finis.

- Utilisation des régulateurs entrant dans le cadre de l'intelligence artificielle tel que, réseaux de neurone et algorithmes génétiques au lieu du régulateur classique PI pour la régulation de la vitesse.

Bibliographie

- [1] GUETTAF Abd-erazek "Contribution à la conception de la machine à réluctance variable en vue de sa commande" Mémoire De Magistère En Electrotechnique, Université de Biskra, Algérie, 2009.
- [2] Ahmed TAHOUR1, Abdelkader MEROUFEL, Hamza ABID, Abdel Ghani AISSAOUI "Sliding Controller of Switched Reluctance Motor "Leonardo Electronic Journal of Practices and Technologies Issue 12, p. 151-162 ,January-June 2008.
- [3] Jean .C,"Etude et réalisation de l'alimentation électronique d'un moteur a réluctance variable pour véhicule électrique, expérimentale du moteur". Mémoire D'ingénieur, électrotechnique, paris, octobre 94.
- [4] B. Multon, « Cas d'une machine à aimants permanents à f.e.m. trapézoïdales alimentée en courants rectangulaires », Université Paris-Sud / ENS Cachan.
- [5] Tje.M. "Switched reluctance motors and their control". Université Glasgow, 93.
- [6] H. Cailleux, B. Le Pioufle, B. Multon, « Modélisation et commande non linéaire en couple d'une machine à réluctance variable à double saillance », E.N.S. de Cachan, J. Phys. III France 6 (1996) 55-75. January 1996.
- [7] S. Khojet El Khil, « Commande vectorielle d'une Machine Asynchrone Doublement Alimentée (MADA) », Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse & école Nationale d'Ingénieurs de Tunis, 2006.
- [8] P-E. Vidal, « Commande non-linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation », Thèse de doctorat en Génie Electrique, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2004.
- [9] T. S. Jimenez, « Contribution a la commande d'un robot sous-marin autonome de type torpille », Thèse de doctorat en Génie Informatique, Automatique et Traitement du Signal, Université Montpellier II, France, 2004.
- [10] Y. Elbia, « Commande floue optimisée d'une machine asynchrone a double alimentation et a flux orienté », Mémoire De Magistère En Electrotechnique, Université de Batna, Algérie, 2009.
- [11] B. Benazza, « Commande par mode glissant d'une machine asynchrone sans capteur de vitesse », Mémoire De Magistère En Electrotechnique, Université Djillali Liabes De Sidi BelAbbès, Algérie, 2008.

[12] K. Latreche- K. Ouadah « Commande floue par modèle de référence d'un robot rigide à deux degrés de libertés » PFE– Farhet Abbès, Setif 2001

[13] K. Derafa « Commande de position des machines synchrones avec pilotage vectoriel. Application : Asservissement de position d'une antenne radar ». Thèse de magister- Farhet Abbès, Sétif 2000.

.

Paramètres du MRV utilisé

$$P = 750W$$

$$U = 230V, f = 50Hz$$

$$R_{20^\circ} = 1.60\Omega$$

$$N_s = 6, N_r = 4, m = 3$$

$$L_{\min} = 16.4 \text{ mH}, L_{\max} = 104.6 \text{ mH}$$

$$J = 0.0013 \text{ Kg m}^2$$

$$F = 0.0183.$$