



REPUBLIQUE ALGERIENNE  
DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR  
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE  
UNIVERSITÉ LARBI TEBESSI TEBESSA  
INSTITUT DES MINES  
DÉPARTEMENT ÉLECTROMÉCANIQUE MINIÈRE



Thèse présentée en vue de l'obtention  
du diplôme de  
Doctorat en Sciences

# Modélisation et contrôle intelligent du moteur à réluctance variable en vue de son utilisation en énergie propre

Présentée par  
**RECHACH Abdelkrim**

Devant le jury composé de

<b>Larbi GADRI</b>	Président	Professeur Université Larbi Tébessi Tébessa
<b>Sihem GHOUELBOURK</b>	Directeur	MCA Université Badji Mokhtar Annaba
<b>Zoubir AOULMI</b>	Co-directeur	MCA Université Larbi Tébessi Tébessa
<b>Abdelkader AISSAT</b>	Examineur	Professeur Université de Blida
<b>Nacer HEBBIR</b>	Examineur	Professeur Université d'Oum El Bouaghi
<b>Amel OURICI</b>	Examineur	MCA Université Badji Mokhtar Annaba
<b>Farès ZAAMOUCHE</b>	Examineur	MCA Université Larbi Tébessi Tébessa
<b>Djalel DIB</b>	Invité	Professeur Université Larbi Tébessi Tébessa

Soutenue le 05/05/2022

## ***Remerciements***

Je tiens avant tout à exprimer ma profonde reconnaissance et mes considérations envers mon directeur de thèse, Dr Ghoudelbourk Sihem, pour son soutien scientifique continu et les longues heures de discussions enrichissantes durant ces dernières années.

Je suis extrêmement reconnaissant envers Dr Aoulmi Zoubir pour son appui incessant et fort appréciable.

Mes remerciements vont aussi au directeur de laboratoire des mines Professeur El Haddi Harkati et le Chef de notre équipe de recherche Professeur Dib Djalel.

Je tiens particulièrement à remercier et rendre hommage au défunt Professeur Mordjaoui Mourad pour ces orientations lumineuses et sa bonne amitié. Que Dieu le Tout Puissant l'accueille dans son vaste paradis.

Je remercie chaleureusement le président et les membres du jury d'avoir accepté, examiné et discuté ce modeste travail.

Enfin, je ne pourrais oublier de remercier l'ensemble des collègues enseignants de l'Institut des Mines de l'Université Cheikh Larbi Tébessi.



## *Dédicaces*

À toute ma famille.



بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

وَقَدْ  
رَبِّ زِدْنِي عِلْمًا

# *Table des matières*

## **Introduction Générale 1**

### **Chapitre I - Historique, état de l'art et problématique**

I.1- Introduction	05
I.2- Historique du moteur à réductance variable	05
I.3- Les applications du MRV	09
I.3.1- Machines textiles	09
I.3.2- Machines de champ pétrolifère	10
I.3.3- Electroménager	12
I.3.4- Presses	13
I.3.5- Machines minières	14
I.3.6- Véhicules électriques	15
I.3.7- Utilisations spéciales	16
I.3.8- Applications diverses	18
I.4- Avantages et inconvénients du MRV	18
I.4.1- Avantages du MRV	19
I.4.2- Inconvénients du MRV	20
I.5- Etat de l'art des MRV	20
I.5.1 Précédents travaux scientifiques sur la modélisation des MRV	21
I.5.2 Précédents travaux scientifiques sur le contrôle des MRV	22
I.6- Problématiques	23
I.7- Conclusion	25

### **Chapitre II- Moteur à réductance variable**

II.1- Introduction	27
II.2- Classification des MRV	28
II.3- Topologies des MRV	29
II.3.1- MRV purs	30
II.3.2- MRV à effet Vernier	31
II.3.3- MRV hybrides	32
II.4- Catégorisation des MRV	33
II.4.1- MRV linéaires	34
II.4.2- MRV tournantes	35
II.4.2.1- MRV tournantes à flux axial	35
II.4.2.2- MRV tournantes à flux radial	36
II.5- Principe de fonctionnement	38
II.5.2- Fonctionnement en moteur	42
II.6- Paramètres caractéristiques du MRV	43
II.6.1- Pas incrémental	43
II.6.2- Sens de rotation	44
II.7 - Dimensionnement et méthodologie de conception d'un MRV	44
II.7.1 Dimensionnement global de l'enveloppe	44
II.7.2- Choix des dentures statoriques et rotoriques	45
II.7.3- Nombre de pôles	47
II.7.4- Épaisseur de l'entrefer	48
II.8- Choix des matériaux	49
II.9- Méthodologies de conception des MRV	51
II.9.1- Démarche de conception	51

II.9.2- Modèle de résolution du problème direct	51
II.9.3- Modèle de résolution du problème inverse	52
II.9.4- Les modèles analytiques :	53
II.10- Conclusion	56
<b>Chapitre III- Commandes et régulations intelligentes du MRV</b>	
III.1- Introduction	57
III.2- Alimentation de la MRV	58
III.2.1- Convertisseurs en demi-point asymétriques	58
III.2.2- Convertisseur de Miller	59
III.2.3- Convertisseur à dissipation passive R -Dump	60
III.2.4- Choix du convertisseur pour l'alimentation du MRV	61
III.3- Commande du moteur à réluctance variable	62
III.3.1- Commande indirecte du couple	62
III.3.2- Commande directe du couple pour MRV	64
III.3.3- Modulation du MRV pour le contrôle du flux et du couple	68
III.4- Contrôleurs du moteur à réluctance variable 8/6 pôles	71
III.4.1- Commande classique avec simple régulateur PID	71
III.4.2- Commande par logique Floue (FLC)	74
III.4.3- Commande par réseaux de neurones artificiels (ANN)	76
III.4.3.1- Réseau de neurones artificiels	77
III.4.3.2- Neurone biologique	79
III.4.3.3- Neurone formel	79
III.4.3.4- Structure des réseaux de neurones artificiels	81
III.4.3.5- Apprentissage d'un réseau multicouche	82
III.4.4- Commande par régulateur d'ordre fractionnaire ( $PI^\alpha$ )	83
III.4.4.1- Méthode de Charef (fonction de singularité)	84
III.5- Conclusion	88
<b>Chapitre IV- Commandes intelligentes du MRV8/6 du VE de sécurité minière</b>	
IV.1- Introduction	89
IV.2- Point de mire	90
IV.3- Méthodologie	92
IV.3.1- Modèle de la structure du MRV	92
IV.3.2- Modèle mathématique du MRV	95
IV.3.3- DTC pour MRV 8/6 pour l'entraînement du véhicule électrique	97
IV.3.4- Contrôleur PI-ANN pour le MRV 8/6	100
IV.3.5- Contrôleur fractionnaire $PI^\alpha$ du MRV 8/6	102
IV. 3.6- Interprétation des résultats [129]	105
IV.4- Conclusion	108
<b>Conclusion générale</b>	109
<b>Références bibliographiques</b>	111
<b>Annexes</b>	121



## *Liste des figures*

<b>Figure</b>	<b>Nomenclature</b>	<b>Page</b>
Figure 1.1	Moteur électromagnétique de Joseph Henry 1831	6
Figure 1.2	Moteurs de Charles G. pages (1835 à 1840)	6
Figure 1.3	Moteur à piston électromagnétique de Gustave Froment	7
Figure 1.4	Moteur élémentaire de Froment 1845	7
Figure 1.5	Moteur pas à pas breveté par C.I. Walker 1919	8
Figure 1.6	Moteur à réluctance variable à double saillance 1920	9
Figure 1.7	Machine textile entraînée par MRV	10
Figure 1.8	Système de pompage pétrolière entraîné par MRV	12
Figure 1.9	Robot de ménage actionné par MRV	13
Figure 1.10	Lave-linge actionné par MRV	13
Figure 1.11	Structure du MRV Dyson Digital Motor (DDM)	13
Figure 1.12	Presse entraînée par MRV	14
Figure 1.13	Tunnelier, machine d'exploitation minière année 1989	15
Figure 1.14	Véhicules électriques et hybrides	16
Figure 1.15	Moteur « in Wheel » pour véhicule électrique	16
Figure 1.16	Prototype de la structure du MRV pour la traction du VE [19,20]	17
Figure 1.17	Structure de L'MRV pour marteau destructeur (Hilti)	18
Figure 1.18	Fauteuils roulants électriques	19
Figure 1.19	Pousse seringue médicale	19
Figure 1.20	Coupe schématique transversale du MRV 16/12 pôles	22
Figure 2.1	Arbre généalogique des MRV [57]	28
Figure 2.2	Constitution d'une machine à réluctance variable type MRV 8/6	29
Figure 2.3	MRV pur à grosses dents a plusieurs dents par phase	30
Figure 2.4	MRV pur à grosses dents	30
Figure 2.5	MRV à effet Vernier à stator externe et interne [56]	31
Figure 2.6	MRV hybride [57,58]	32
Figure 2.7	Classification des MRV selon le mouvement, flux et mode d'excitation	33
Figure 2.8	Schématisme d'un MRV linéaire, avec les phases d'alimentation	34
Figure 2.9	Train à lévitation magnétique et à MRV linéaire	34
Figure 2.10	MRV à flux axial à rotor externe pour l'entraînement	35
Figure 2.11	Moteurs à réluctance variable respectivement à flux radial et à flux axial	35
Figure 2.12	Composition principale des MRV axial et radial	35
Figure 2.13	MRV à court chemin de flux	36
Figure 2.14	MRV à court chemin de flux à noyau en E et à pôle commun	36
Figure 2.15	Chemin de flux dans un pôle commun en E	37
Figure 2.16	Une configuration MRV à 4 noyaux en E à pôle commun	37
Figure 2.17	Structure élémentaire du MRV et positions extrêmes de la dent du rotor	39
Figure 2.18	Inductance de phase, tension de phase, flux de phase et courant de phase	40
Figure 2.19	Variation de l'inductance en fonction de la position du rotor	40
Figure 2.20	Structure d'un MRV 8/6 pôles	40
Figure 2.21	Position d'opposition et de conjonction d'un MRV	41
Figure 2.22	Configuration de générateur GRV triphasé 12/8 pôles	42

Figure 2.23	Fonctionnement du MRV 8/6 pôles	43
Figure 2.24	Triangle de faisabilité	46
Figure 2.25	Relations entre forme d'onde d'inductance et les angles des dents	47
Figure 2.26	Méthodologie de conception séquentielle	51
Figure 2.27	Modèle direct	52
Figure 2.28	Modèle inverse	52
Figure 2.29	Résolution d'un problème inverse avec un Modèle direct	53
Figure 2.30	Triangulation de la MRV avec FEMM	54
Figure 2.31	Triangulation de la région du pôle	54
Figure 2.32	Distribution des lignes d'induction magnétiques du MRV avec FEMM	55
Figure 2.33	Analyse du MRV avec FEMM	55
Figure 2.34	Analyse et résultats de la région des pôles avec FEMM	55
Figure 3.1	Convertisseur en demi-point asymétrique m phases	58
Figure 3.2	Alimentation d'une phase du MRV : a-État 1; b-État 0; c-État -1	59
Figure 3.3	Schéma du convertisseur de Miller	60
Figure 3.4	Schéma du convertisseur à dissipation passive R-Dump	61
Figure 3.5	Stratégie de commande indirecte du couple	63
Figure 3.6	Profil typique du couple et inductance d'une phase t	64
Figure 3.7	Convertisseur asymétrique 4 phases pour MRV 8/6	65
Figure 3.8	Alimentation du MRV 8/6 avec convertisseur asymétrique a 4 phases	66
Figure 3.9	Vecteurs de tensions spatiales avec 8 secteurs	66
Figure 3.10	Schéma structurel de DTC pour MRV 8/6 pôles	67
Figure 3.11	Vecteurs des flux des 4 phases dans les axes $\alpha$ , $\beta$	70
Figure 3.12	Structure du contrôleur de vitesse PI	73
Figure 3.13	Schéma bloc de contrôle de vitesse avec régulateur PI pour MRV 8/6	73
Figure 3.14	Topologie de convertisseur en pont asymétrique 4 phases pour MRV 8/6	74
Figure 3.15	Paramètre du régulateur PI	74
Figure 3.16	Réglage de la vitesse selon la logique classique	75
Figure 3.17	Exemple de réglage de vitesse d'un véhicule selon la logique floue	76
Figure 3.18	Structure d'un contrôleur flou	76
Figure 3.19	Réseau de neurones interconnectés	78
Figure 3.20	Différentes couches du réseau de neurones	78
Figure 3.21	Neurone biologique	79
Figure 3.22	Modèle de base d'un neurone formel	80
Figure 3.23	Neurone formel et model de réseau de neurones artificiels	81
Figure 3.24	Différentes architectures ANN	81
Figure 3.25	Apprentissage d'un réseau (détermination de l'erreur et rétro-propagation)	82
Figure 3.26	Diagramme bloc de régulation PI-ANN d'un MRV8/6	83
Figure 3.27	Diagramme de Bode de G(s) en dB/déc. et son approximation	86
Figure 3.28	Exemple de contrôleur PI et $PI^\alpha$ fractionnaire	87
Figure 4.1	Chaîne de traction du véhicule électrique	92
Figure 4.2	Courbe d'aimantation, $B=F(H)$ de l'acier M19	93
Figure 4.3	Structure montrant le rotor du MRV 8/6 et ses pôles	94
Figure 4.4	Culasse du stator du MRV 8/6 pôles sans bobines	94
Figure 4.5	Structure complète du MRV 8/6 pôles avec ses différentes parties	94
Figure 4.6	Connexion des 4 phases du stator du MRV 8/6	95
Figure 4.7	Profile de l'inductance du moteur à réluctance variable	95

Figure 4.8	Caractéristique de couple statique pour une phase	97
Figure 4.9	Convertisseur asymétrique	98
Figure 4.10	État de l'alimentation du MRV	98
Figure 4.11	Vecteurs de tensions spatiales avec 8 secteurs	100
Figure 4.12	Diagramme bloc du DTC pour MRV 8/6 pôles	100
Figure 4.13	Modèle du neurone formel	101
Figure 4.14	Diagramme bloc du MRV 8/6 avec contrôle ANN associé au DTC	102
Figure 4.15	Diagramme bloc du control du MRV 8/6 avec régulateur PI <sup>α</sup> avec DTC	104
Figure 4.16	Forme des courants du MRV 8/6 à la sortie de l'onduleur	105
Figure 4.17	Graphique du résultat obtenu du MRV 8/6 avec le contrôleur ANN	106
Figure 4.18	Résultat obtenu du couple du MRV 8/6 avec le contrôleur ANN	106
Figure 4.19	Résultat obtenu de la Vitesse du MRV 8/6 avec le contrôleur PI <sup>α</sup>	106
Figure 4.20	Résultat obtenu du couple du MRV 8/6 avec le contrôleur PI <sup>α</sup>	107
Figure 4.21	Diagramme de comparaison des résultats avec des travaux connexes	107



## *Liste des tableaux*

<b>Tableau</b>	<b>Nomenclature</b>	<b>Page</b>
Tableau 2.1	Valeurs de la pression tangentielle selon les moteurs	45
Tableau 2.2	Valeurs usuelles des $N_s$ et $N_r$ selon le nombre de phases	48
Tableau 3.1	Séquences du convertisseur à demi-pont asymétrique	59
Tableau 3.2	Séquences de conduction du convertisseur de Miller	60
Tableau 3.3	Séquences de conduction du convertisseur R-Dump	60
Tableau 3.4	Comparaison des trois convertisseurs pour l'alimentation du MRV	61
Tableau 3.5	Avantages et inconvénients de chaque type du convertisseur	61
Tableau 3.6	État d'une phase et activation des interrupteurs du convertisseur	65
Tableau 3.7	Évolution du flux et couple en fonction du vecteur de tension spatial	71
Tableau 3.8	Table de commutation des vecteurs de tensions DTC pour MRV	71
Tableau 4.1	Comparaisons entre les moteurs à induction, synchrones et MRV	91
Tableau 4.2	Comparaison entre quatre types de moteurs électriques pour VE	91
Tableau 4.3	Table de commutation DTC pour MRV	99
Tableau 4.4	Tableau comparatif des résultats obtenus avec des travaux connexes	107

## *Liste des symboles*

$A_L$ :	Densité linéique ;
$B$ :	Induction magnétique (T) ;
$D_r$ :	Diamètre du rotor (m) ;
$d\theta_p$ :	Variation de l'onde d'inductance ;
$E$ :	Force électromotrice (v).
$e$ :	Epaisseur de l'entrefer (mm) ;
$f_r$ :	Coefficient du frottement visqueux ;
$i$ :	Courant statorique (A) ;
$L$ :	Longueur d'empilage des tôles (m) ;
$L_e$ :	Longueur de l'enveloppe (m) ;
$L_{max}, L_{min}$ :	Respectivement Inductance maximale et minimale (h) ;
$L_{oh}$ :	Longueur de la tête de la bobine (m) ;
$m$ :	Nombre de phases ;
$N$ :	Nombre de spires au pôle statorique ;
$N_r$ :	Nombre de dents de l'armature rotoriques ;
$N_s$ :	Nombre de dents de l'armature statorique ;
$N_p$ :	Nombre de pas par tour ;
$P_{eff}$ :	Puissance efficace (W) ;
$q$ :	Nombre de pôles par phase ;
$R$ :	Résistance électrique de la phase ( $\Omega$ ) ;
$R_e$ :	Reluctance (SI) ;
$T_e$ :	Couple électromagnétique (N.m) ;
$T_L$ :	Couple de charge (N.m) ;
$t_s$ :	Largeur du pôle statorique (m) ;
$T_r$ :	Couple résistant (N.m) ;
$v$ :	Tension délivrée par le convertisseur (v) ;
$W$ :	Énergie magnétique (W) ;
$W_f$ :	Énergie du champ (W) ;
$W'$ :	Co-énergie magnétique (W) ;
$W_m$ :	Énergie mécanique (W) ;
$\Psi$ :	Flux magnétique total de la phase (Wb) ;
$\psi_\alpha, \psi_\beta$ :	Respectivement les flux dans les axes $\alpha$ et $\beta$ ;
$\omega$ :	Vitesse angulaire du rotor (rad/sec) ;
$\Omega^*$ :	Vitesse de consigne rad/s ;
$\alpha_s$ :	Ouverture d'encoche statorique (m) ;
$\alpha_r$ :	Ouverture d'encoche rotorique (m) ;
$\alpha_p$ :	Ouverture de pas polaire ;
$\beta_r$ :	Arc polaire rotorique (m) ;
$\beta_s$ :	Arc polaire statorique (m) ;
$\theta$ :	Position rotorique (rd) ;
$\Phi$ :	Flux magnétique d'une spire (Wb) ;
$\rho$ :	Pression tangentielle (KPa) ;
$\delta$ :	Angle du vecteur du flux ;
$\omega_n$ :	Pulsation naturelle ;
$\xi$ :	Coefficient d'amortissement du système boucle.

## *Acronymes*

<b>AC :</b>	Alternative Current ;
<b>ANFIS:</b>	Adaptative Neuro Fuzzy Inference System ;
<b>ANN :</b>	Artificial Neurons Network ;
<b>BLDC :</b>	Brushless Direct Current ;
<b>CAMR :</b>	Commande Adaptative à Modèle de Référence ;
<b>CAO :</b>	Conception assistée par ordinateur ;
<b>DC/AC :</b>	Direct Current/ Alternative Current ;
<b>DC :</b>	Direct Current ;
<b>DDM :</b>	Dyson Digital Motor ;
<b>DSPM</b>	Double Salient Permanent Magnet Machine ;
<b>DTC :</b>	Direct Torque Control ;
<b>FEMM :</b>	Finite Elements Magnetic Method ;
<b>FEM :</b>	Finite Elements method ;
<b>FLC :</b>	Fuzzy Logic Control ;
<b>GRV :</b>	Génératrices à Reluctance Variable ;
<b>HEV :</b>	Hybrid Electrical Vehicle ;
<b>IM:</b>	Induction Motor ;
<b>ITC:</b>	Indirect Torque Control ;
<b>LF :</b>	Logique Floue ;
<b>MF :</b>	Membership Function ;
<b>MLI :</b>	Modulation à Largeur d'Impulsion ;
<b>MSAP :</b>	Moteurs Synchrones à Aimants Permanents ;
<b>MRV :</b>	Moteur à Réductance Variable ;
<b>MRV :</b>	Machine à Réductance Variable ;
<b>MRVDS</b>	Machines à Réductance Variable à Double Saillance ;
<b>NEDO :</b>	New Energy and Industrial Technology Development Organization ;
<b>NF:</b>	Neuro-Floue ;
<b>PID :</b>	Régulateur Proportionnel Intégrale différentiel ;
<b>PI<sup>α</sup> :</b>	Régulateur d'ordre Fractionnaire ;
<b>PMSM :</b>	Permanent Magnet Synchronous Motor ;
<b>PM</b>	Permanent Magnet Brushless Direct Current ;
<b>PPF :</b>	Pôle à Puissance Fractionnaire ;
<b>SVM :</b>	Space Vector Modulation ;
<b>TSF :</b>	Torque Sharing Function ;
<b>VE :</b>	Véhicule Electrique ;



## *Résumé*

Le moteur à réluctance variable (MRV) est un type particulier de machine électromagnétique qui a suscité un intérêt sans précédent des industriels et fabricants contemporains, contrairement aux machines à induction ou à aimants permanents. En effet, ceci est dû à ses avantages bien nombreux tels que la simplicité du rotor, robustesse, ne comportant ni balais ni enroulements ni aimants permanents ; ainsi que son aptitude à fonctionner dans une large gamme de puissance, son entraînement facile même dans des conditions extrêmes telles que les mines souterraines et les carrières et particulièrement son usage spécial pour les véhicules électriques légers et lourds, assurant ainsi une durée de vie plus longue et une efficacité remarquable. Cependant, en raison de la forme saillante du rotor, le MRV est caractérisé par des vibrations et du bruit acoustique. Pour résoudre ce problème et afin de l'adapter aux mieux de ces capacités et performances et pour sa meilleure utilisation dans les conditions minières fortement désavantagés, nous proposons d'employer des techniques intelligentes telles que le régulateur de réseau de neurones artificiels (ANN) et celui d'ordre fractionnaire ( $PI^\alpha$ ). Ces deux derniers associés au contrôle direct du couple (DTC), donnent de meilleurs résultats après les avoir comparés avec certains schémas de commande et de contrôle cités dans des publications récentes. Une ultime comparaison entre le (ANN) et le ( $PI^\alpha$ ) sous environnement Matlab/Simulink a confirmé la prédominance du régulateur d'ordre fractionnaire ( $PI^\alpha$ ).

**Mots clés :** Machine à réluctance variable (MRV); Contrôle direct du couple (DTC) ; réseau de neurones artificiels (ANN) ; régulateur d'ordre fractionnaire ( $PI^\alpha$ ) ; véhicule électrique (VE).

## *Abstract*

The Switched reluctance motor (SRM) is a particular type of electromagnetic machine which has attracted unprecedented interest from contemporary industrialists and manufacturers, unlike induction or permanent magnet machines. Indeed, this is due to its many advantages such as the simplicity of the rotor, robustness, comprising neither brushes nor windings nor permanent magnets; as well as its ability to operate in a wide power range, it's easy drive even in extreme conditions such as underground and open pit mines and especially its special use for light and heavy electric vehicles, thus ensuring a longer service life and remarkable efficiency. However, due to the protruding shape of the rotor, the SRM is characterized by vibrations and acoustic noise. To solve this problem and in order to adapt it to the best of these capacities and performances and for a better use in the mining conditions strongly disadvantaged, we propose to employ intelligent techniques such as the regulator of artificial neural network (ANN) and that of fractional order ( $PI^{\alpha}$ ). These last two associated with direct torque control (DTC), give better results after comparing them with some command and control schemes quoted in recent publications. A final comparison between the (ANN) and the ( $PI^{\alpha}$ ) under Matlab/Simulink environment confirmed the predominance of the fractional order regulator ( $PI^{\alpha}$ ) over the (ANN) regulator.

**Keywords:** Switched reluctance motor (SRM); direct torque control (DTC); artificial neural network (ANN); fractional order regulator ( $PI^{\alpha}$ ); electric vehicle (EV).



## ملخص

محرك التردد المتغير (SRM) هو نوع خاص من الآلات الكهرومغناطيسية التي أثارت اهتمامًا غير مسبوق من قبل الشركات المصنعة المعاصرة، على عكس محرك الحث المغناطيسي أو المغناطيس الدائم . في الواقع، هذا يرجع إلى المزايا العديدة التي تقدمها هذه الآلة مثل بساطة الدوار، والمتانة، وغياب الفرشاة واللفائف والمغناطيس الدائم ؛ أيضًا قدرتها على العمل في نطاق واسع من قوة الدفع حتى في الظروف القاسية مثل المناجم المفتوحة والمناجم تحت الأرض، خاصة للمركبات الكهربائية الخفيفة والثقيلة ، وبالتالي ضمان عمر أطول وكفاءة ملحوظة. ومع ذلك، نظرًا للشكل المسنن للدوار، يتميز (SRM) بالاهتزاز والضوضاء الصوتية . لحل هذه المشكلة ومن أجل تكييفها مع أفضل قدراتها وأدائها وللاستخدام الأفضل نقترح استعمال تقنيات ذكية مثل منظم الشبكة العصبية الاصطناعية (ANN) ومنظم الترتيب الجزئي ( $PI^{\alpha}$ ) . النظامان الأخيران، المرتبطان بالتحكم المباشر في عزم الدوران (DTC) ، يعطيان نتائج أفضل بعد مقارنتها مع بعض القيادات والتحكم المذكورين في المنشورات الحديثة. تم أيضًا إجراء مقارنة نهائية بين (ANN) و ( $PI^{\alpha}$ ) في بيئة Matlab / Simulink والتي أكدت غلبة منظم الترتيب الكسري ( $PI^{\alpha}$ ) على المنظم (ANN) .

الكلمات المفتاحية : محرك التردد المتغير (MRV)؛ التحكم المباشر في عزم الدوران (DTC) ؛ الشبكة العصبية الاصطناعية (ANN) ؛ منظم كسور ( $PI^{\alpha}$ ) ؛ السيارة كهربائية (EV) .

## Introduction Générale

Effets de serre, réchauffement climatique, pétrole, gaz naturel, enjeux géopolitiques, déséquilibre de l'écosystème, extinction de certaines espèces de faune et de flore, couche d'ozone et pollution atmosphérique ; ont tous un seul facteur commun qui est les gaz polluants causés par les carburants fossiles.

À l'heure actuelle, l'orientation énergétique universelle se tourne vers les machines qui consomment le moins possible pour produire le plus possible afin de réduire l'utilisation du combustible d'origine fossile et lutter contre les émissions de gaz polluants d'où l'emploi intensif des sources d'énergie propre et/ou renouvelable.

L'industrie minière doit aussi évoluer en ce sens pour un impact plus sain sur l'environnement. Les véhicules diesel génèrent des émissions de gaz brûlés hautement polluants et toxiques, augmentant par conséquent les coûts d'exploitation déjà assez élevés. Il n'existe actuellement aucun véhicule électrique sur le marché qui répond aux exigences particulièrement difficiles des mines souterraines où le climat et l'atmosphère sont facilement contaminables et les espaces sont exigus. Compte tenu des nouvelles demandes de l'industrie minière, le développement des véhicules électriques miniers est devenu une nécessité.

Les nouvelles orientations se focalisent sur le développement d'un nouveau système de propulsion électrique avec une infrastructure à chargement rapide adaptée aux véhicules légers et lourds dans les ouvrages miniers à ciel ouvert et particulièrement dans les mines souterraines. Il est intéressant de noter que les aspects très innovants de la solution technologique choisie sont conçus pour être applicables à différents types d'engins miniers.

En plus de leur utilité, les véhicules électriques auront un impact environnemental très positif dans le domaine de l'industrie minière. Les gouvernements du Canada et du Québec ont annoncé le 2 novembre 2020 à Montréal, une aide de près de 3,6 millions de dollars pour « Propulsion Québec », la grappe des transports électriques et intelligents du Québec, destinée à l'innovation dans le secteur minier. Ces fonds soutiendront la conception et le développement d'un système de propulsion électrique pour un camion minier de 40 tonnes, d'une solution de batterie et d'une infrastructure de recharge rapide adaptées aux opérations minières. Le projet pourrait éliminer la consommation de plus de 80 000 litres de diesel par véhicule annuellement et ainsi éviter l'émission de plus de 220 tonnes de gaz à effet de serre (selon des estimations préliminaires). Les solutions élaborées seront mises à l'essai et validées dans des conditions réelles dans une carrière de Val-d'Or ainsi qu'à la mine de Nouveau Monde Graphite à Saint-Michel-des-Saints, une entreprise minière tournée vers l'avenir qui a pour objectif de construire la toute première mine à ciel ouvert 100 % électrique [1]. Quelle

prospérité aura le personnel travaillant dans les entreprises minières utilisant des moteurs d'entraînement électriques pour véhicules lourds, machines d'excavation, chargement et machines de transport ! Ca sera sans doute un grand pas vers la résolution des problèmes de pollution atmosphérique, de lutte contre les maladies professionnelles causées par le carburant diesel et une hygiène de vie meilleure dans les conditions déjà difficiles à des centaines de mètres sous terre, où même la respiration est artificielle. Le coût de production se verra réduit considérablement notamment si on arrive à intégrer les stations d'énergie renouvelable spécifique à la mine même.

L'objectif principal du présent travail est de promouvoir l'utilisation du véhicule électrique léger entraîné par un moteur à reluctance variable pour les conditions spécifiques des mines souterraines. Le choix de ce moteur est décidé par sa fiabilité et sa capacité de travailler dans des conditions extrêmes d'humidité, de chaleur, de poussière et d'atmosphères nocives. Vu le caractère de propreté du véhicule électrique, il est enclin de contribuer à la dynamisation les ouvrages miniers sans pour autant les polluer, contrairement aux véhicules à combustibles fossiles.

Il faut donc rentabiliser et prolonger la durée de vie des machines par un choix judicieux des actionneurs électriques et leurs alimentation et commande, afin d'utiliser rationnellement l'énergie électrique disponible. Pour ces fins, la recherche scientifique s'est focalisée sur trois axes distincts dans le domaine de la conversion électromagnétique : Le premier concerne le choix des matériaux actifs et magnétiques afin de réduire les pertes énergétiques ; le deuxième consiste à modéliser et à optimiser la conception et le troisième axe concerne le façonnement de l'onde d'alimentation et son contrôle pour réduire les harmoniques d'alimentation et améliorer son comportement statique et dynamique.

Dans notre recherche, on a opté pour le moteur à reluctance variable (MRV) comme actionneur d'entraînement électrique du véhicule électrique. L'importance et l'actualité de ce choix sont argumentées par l'intérêt particulier et remarquable des industriels pour ces machines. Cet intérêt est dû essentiellement au fait qu'elles constituent une classe particulière des machines électromagnétiques. Cela tient à leurs avantages suivants : structure simple du rotor, robustesse, excellentes performances dans des environnements extrêmes tels que les mines, capacité de surcharge élevée, faibles coûts de fabrication et de maintenance et fonctionnement dans une plage de puissance étendue, en plus, elles sont intrinsèquement tolérantes aux défauts grâce à leur redondance. Toutefois, elles présentent un inconvénient pesant qui est : l'ondulation du couple, source de vibrations et bruit acoustique. En effet, la recherche scientifique est contrariée par l'hostilité des fortes vibrations dues aux discontinuités périphériques de son rotor qui sont freinasses pour en faire le moteur de

premier choix notamment pour l'entraînement des véhicules électriques légers et lourds à destination d'environnement d'extrêmes difficultés tels que le domaine minier.

Ajouté aux ondulations du couple, l'alimentation en phase dans des séquences temporelles indépendantes nécessite un profil complexe de l'onde d'alimentation et des mesures précises de la position du rotor. D'où la nécessité d'un choix adéquat de la commande et de la régulation. La commande de l'MRV ne peut être comparée ni au moteur à courant alternatif alimenté par des formes d'ondes sinusoïdales, ni au moteur à courant continu. Dans le contrôle le plus simple, il faut que chaque enroulement de phase statorique magnétise et démagnétise le pôle correspondant au bon moment de la position du rotor, d'une telle façon que les formes carrées des ondes de courant peuvent être utilisées dans le contrôle le plus simple. Mais comme le moteur est hautement non linéaire, le couple électromagnétique ne dépend pas seulement de la valeur du courant instantané mais également d'un profil d'inductance non linéaire, ce qui signifie qu'utiliser uniquement des formes d'onde de courant carrées créera un couple avec des ondulations élevées. En fonction des performances et du coût requis, les contrôleurs de tension, de courant et du couple, sont choisis respectivement du moins cher avec les performances les plus faibles de contrôle d'impulsion, au plus cher avec de meilleures performances de contrôle du couple.

L'utilisation des régulateurs intégrateurs proportionnels classiques (PI) pour le contrôle de la vitesse provoque pratiquement des ondulations du couple qui s'accompagnent par l'instabilité de fonctionnement et le bruit. Pour ces raisons, le second volet de notre travail concerne des propositions de contrôle par des régulateurs intelligents qui semblent être très bien adaptés aux applications des MRV, tels que le régulateur de réseau de neurones artificiels (ANN) et le régulateur d'ordre fractionnaire ( $PI^\alpha$ ), tous les deux associés à la commande directe du couple.

La crème de cette étude consiste principalement à intégrer une machine à réluctance variable à quatre phases de type 8/6 pôles dans la chaîne de traction du véhicule électrique (VE). Pour assurer un fonctionnement sûr et améliorer ces performances, on propose de le commander par la technique de contrôle direct du couple DTC, sans capteur de position ni de vitesse, associée à des régulateurs à techniques intelligentes, assurant ainsi l'entraînement à vitesse variable à la fois pour réduire l'ondulation du couple et diminuer les effets du bruit acoustique. Des simulations numériques d'un modèle MRV ont été réalisées. Les résultats en régime permanent du point de fonctionnement de référence et en régime dynamique de vitesse et de charge ont été analysés.

Notre travail est organisé en quatre chapitres : Le premier est consacré à l'historique des machines à réluctance variable, leurs évolutions, leurs applications diverses, notamment pour la traction des véhicules électriques. Sans oublier l'état de l'art de l'MRV tout en élucidant les

facteurs essentiels qui accentuent son choix comme moteur de traction et l'évolution des techniques de commande et de contrôle qui lui sont perpétuellement associés.

Le deuxième chapitre sera exclusivement réservé aux notions de base sur les machines à réluctance variable, leurs modélisations, principe de fonctionnement avec la mise en évidence de leurs avantages et inconvénients ; ainsi que sa large gamme de structures et ces différentes catégories selon leurs mouvements, chemin de flux magnétique et type d'excitation ainsi que les différentes méthodologies et démarches de conception que ce soit directe ou inverse et les étapes du processus de dimensionnement avec le calcul des paramètres géométriques et leurs impacts sur les performances. On mettra aussi en exergue la modélisation analytique telle que la méthode des éléments finis qui reste toujours un choix judicieux au vu de sa précision dans le domaine électromagnétiques.

Dans le troisième chapitre nous évoquerons les techniques de commande et de contrôle utilisées en insistant sur la commande directe du couple caractérisée par l'absence d'encombrement dû aux capteurs de vitesse et par sa robustesse, semble être bien appropriée pour les applications du MRV. La DTC est une commande prédictive, elle estime le comportement du moteur en amont et le corrige à fur et à mesure que l'erreur est détectée par la simple mesure des courants et des tensions d'alimentation. Nous évoquerons aussi le contrôle par les régulateurs intelligents, leurs principes de base et leurs fonctionnements.

Le dernier chapitre sera consacré à la résolution du problème de l'ondulation du couple, source de vibrations et bruit acoustique caractérisant l'usage du MRV comme moteur d'entraînement d'un véhicule électrique destiné à la sécurité minière souterraine. Dans cette dernière partie, nous utiliserons des techniques intelligentes de contrôle telles que le régulateur (ANN) et le régulateur d'ordre fractionnaire ( $PI^\alpha$ ), associés tous les deux à la commande directe du couple qui semble être selon les résultats observés, très bien appropriée pour améliorer le comportement de l'MRV. Finalement au vu des résultats, nous fixerons le choix entre le régulateur d'ordre fractionnaire ( $PI^\alpha$ ) ou celui du réseau de neurones artificiels (ANN). Les résultats des simulations seront présentés, précisés, évalués, interprétés et comparés avec d'autres résultats des travaux récents publiés dans des revus scientifiques de haut niveau. Une conclusion générale récapitulant l'essentiel, sera présentée à la fin de ce travail.

*Chapitre I*  
*Historique, état de l'art*  
*et problématique*

## **I.1- Introduction**

Tous progrès est une construction perpétuelle d'éléments successifs et complémentaires, ayant toujours un nouvel objectif à fur et à mesure des efforts des penseurs, scientifiques et inventeurs afin d'en faire l'historique d'un échelonnement complexe, progressif et sans fin. Le travail de recherche nécessite absolument la connaissance d'études antérieures effectuées dans le domaine et des nouveautés qui ne cessent d'apparaître tous les jours.

Nous aborderons ce chapitre par un historique sur l'évolution des moteurs à réluctance variable et leurs applications afin de mettre en relief son apport et ses différences dans l'étendu domaine des machines électriques tournantes. Nous évoquerons par la suite leurs diverses applications aussi bien dans les secteurs industriels que dans notre vie quotidienne. On énumérera les multiples avantages que possèdent les MRV en comparaison avec les autres types de machines électriques et on précisera ces inconvénients tels que les ondulations du couple, pour pouvoir les mettre en exergue et apporter notre contribution afin de les améliorer par la présente étude.

Un état de l'art des MRV sera présenté, tant au niveau de la conception et modélisation qu'au niveau de la commande. La problématique sera présentée à la fin de ce chapitre pour éclaircir et spécifier les objectifs à atteindre.

## **I.2- Historique du moteur à réluctance variable**

Depuis le 19<sup>ème</sup> siècle, de nombreux dispositifs employant le principe de la réluctance variable ont vu le jour. Ce fut l'air des débuts de la conversion de l'énergie électromagnétique [2]. En 1831, tous les principes qui allaient permettre de réaliser les moteurs électromagnétiques se trouvaient donc établis. Joseph Henry conçut alors cette année-là, un actionneur de laboratoire qui peut être considéré comme l'ancêtre des moteurs à réluctance variable [3] (Voir figure 1.1). Moritz Hermann Von Jacobi a développé le premier moteur électrique pratique à Königsberg en mai 1834, utilisant l'attraction des pièces en fer doux par des électroaimants à réluctance variable [4]. En 1969 James-Clark Maxwell, disciple de Michael Faraday, publia sa théorie sur les phénomènes électromagnétiques.

Pour le devoir de précision et pour ne pas occulter les nombreux principes de la conversion électromécanique, les machines électriques qui émergent actuellement ont à ce jour plus de 160 ans. L'essentiel de leur théorie (machines à courant continu à collecteur, synchrones et asynchrones), est bien assis depuis plus d'un siècle. Grâce aux choix avancées et continuel des matériaux actifs et ferromagnétiques et à l'électronique de puissance (thyristors en 1960, transistors de puissance en 1970) et grâce aux moyens puissants de contrôle (microprocesseurs années 1970) [5,6], de grands progrès ont été accomplis.

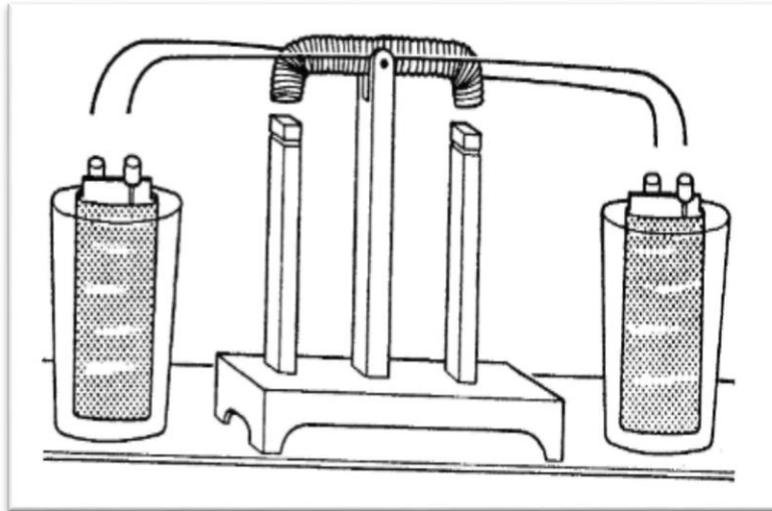


Figure 1. 1 Moteur électromagnétique de Joseph HENRY 1831

Le professeur américain Charles Grafton Page réalisa de 1835 à 1840 plusieurs dispositions (à fer tournant) montrées à la figure 1.2, mais avec de sérieux problèmes de commutation tels que le bruit et les étincelles nocives [3].

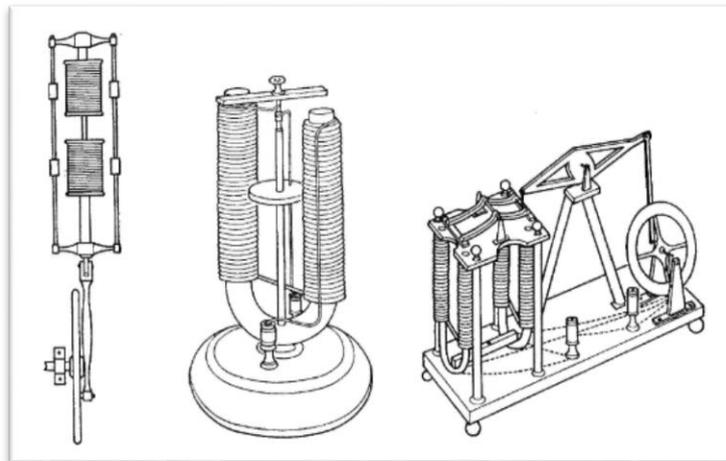


Figure 1. 2 Moteurs de Charles G. pages (1835 à 1840)

À l'époque 1839 pour l'entraînement d'un tour, Gustave Froment, réalisa un moteur de grandes dimensions, constitué de deux électro-aimants [3] (Voir figure 1.3). En 1845, Il réalisa aussi un moteur tournant performant (Voir figure 1.4). Ce fut l'ancêtre des moteurs à réluctance variable à double saillance [2]. Les moteurs Froment furent les premiers à être employés pour des applications industrielles. Toutes ces machines à réluctance variable n'ont été utilisées que pour des régimes moteurs. Leur réversibilité n'était pas immédiatement bien entrevue. Cependant les applications des MRV étaient restreintes aux horloges et aux jouets de Froment, aux rasoirs de Remington et aux tourne-disques de Ragonot.

En 1878, Nikola Tesla suggéra, que l'on pouvait fabriquer un moteur sans aucun commutateur, ceci pendant qu'il observait une dynamo de Gramme [3]. En 1883, il construisit la première machine asynchrone.

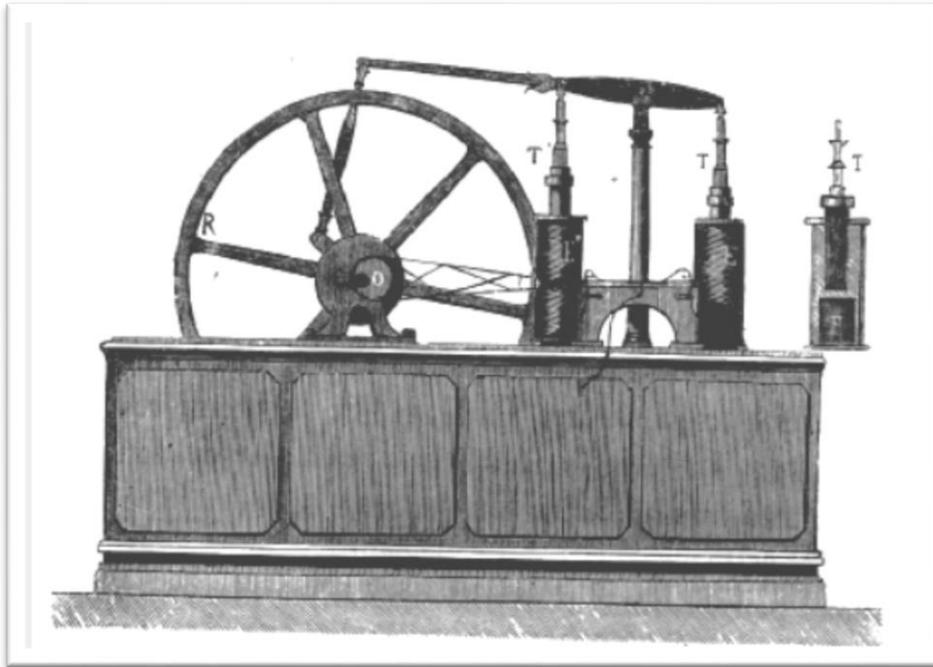


Figure 1. 3 Moteur à piston électromagnétique de Gustave FROMENT

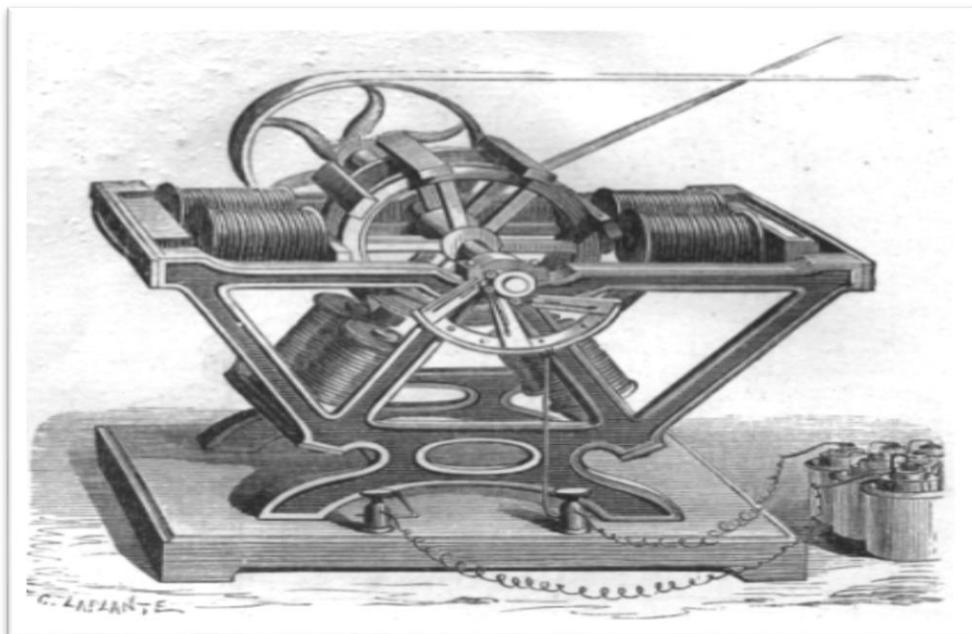
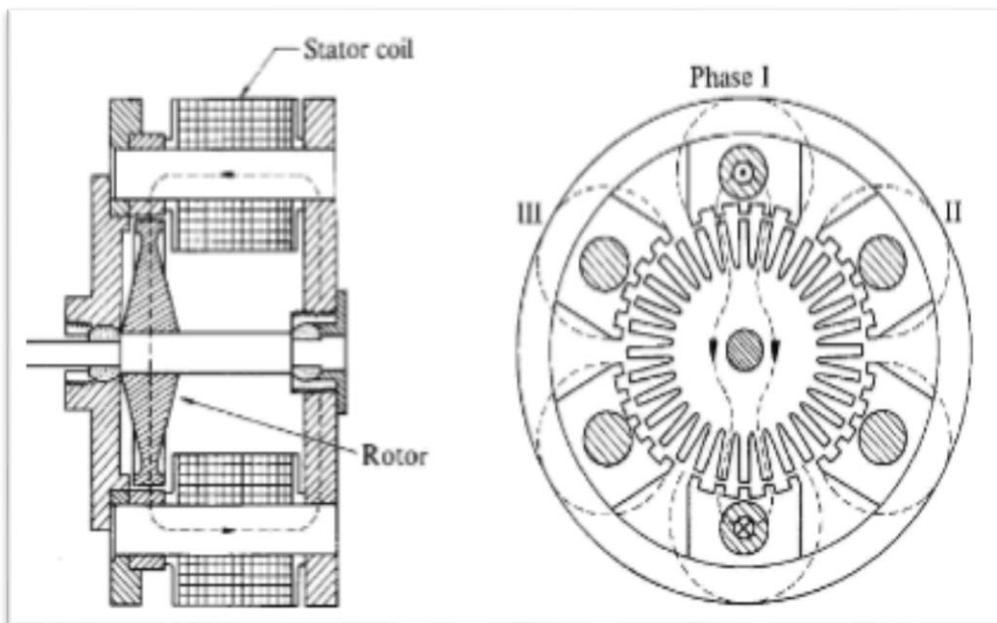


Figure 1. 4 Moteur élémentaire de Froment 1845

De 1879 à 1883, Galileo Ferraris réalisa des expériences sur la théorie du champ tournant. En 1888, Il publia la théorie du moteur asynchrone. Tesla rencontra Thomas Edison qui, quant à lui, était un convaincu partisan du courant continu, qui l'embaucha pour améliorer la commutation des machines à courant continu. Mais en 1888, Tesla déposa un bon nombre de

brevets pour (générateurs, transformateurs, moteurs synchrones et asynchrones...), en particulier pour le moteur asynchrone à induit en anneau. A la fin du 19<sup>ème</sup> siècle, de nombreuses usines de production d'électricité étés implantées et ce fut dès lors la compétition entre Edison et Tesla au sujet du choix courant continu ou alternatif. Le premier moteur asynchrone triphasé fut réalisé en 1889 par l'Allemand Michael Dolivo Dobrowolski [4].

Le principe de la réluctance variable a été aussi choisi pour la création des courants de hautes fréquences (de quelques kHz à 20 kHz) dans des fours à induction et dans l'émission des ondes radio [3]. Dans ce dernier cas, on a profité de la facilité d'obtenir un grand nombre de pôles grâce à un rotor denté passif et de l'absence de collecteur. En 1888 apparurent les premiers alternateurs à fer tournant avec une structure homopolaire de 70 chevaux, conçus et commercialisés par la société Oerlikon [3]. D'autres alternateurs à réluctance variable (structures de Lorentz-Schmitt et Guy) furent réalisés et utilisés au début du 20<sup>ème</sup> siècle. C'est seulement en 1910 qu'ils furent appliqués à des entraînements divers. En 1919 une invention originale de l'ingénieur écossais C.L.Walker fit l'objet d'un brevet en Italie dont la structure est présentée à la figure 1.5.



**Figure 1. 5 Moteur pas à pas breveté par C.I.Walker 1919**

En 1920, apparurent les premières structures à double saillance, telles que nous les connaissons aujourd'hui. Un moteur de type MRV6/4, a été décrit dans un article de 1927 dans les bateaux de guerre (Voir figure 1.6). En 1930, beaucoup de recherches sur les moteurs synchrones à réluctance variable furent réalisés [7].

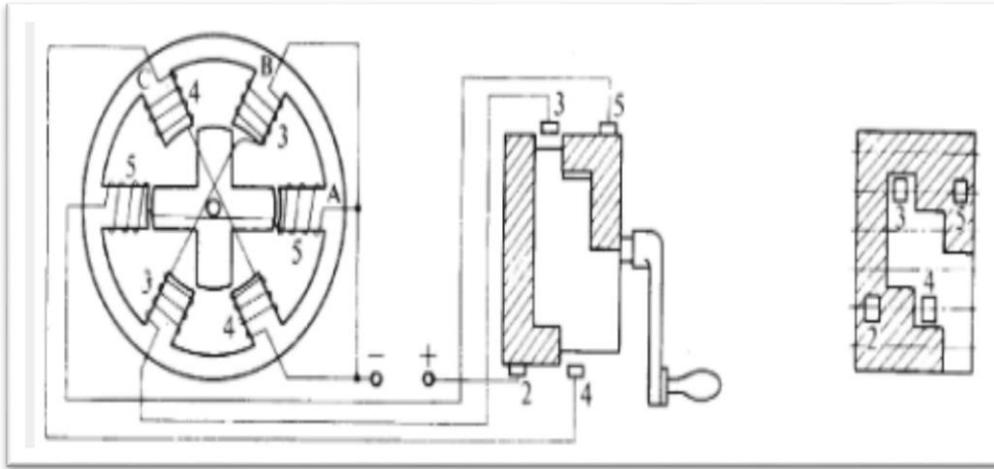


Figure 1. 6 Moteur à réluctance variable à double saillance 1920

Le moteur synchrone à champ tournant et à pôles saillants mais dépourvu d'excitation furent d'un emploi assez restreint car leur rendement restait faibles. Dans les années 1960, on s'intéressa de nouveau à ces moteurs [8] ; ce fut le point de départ des travaux de l'équipe du Professeur Peter J. Lawrenson. Ensuite, apparurent les moteurs synchrones à réluctance variable à rotor segmenté [9], à barrières de flux et à rotor axialement laminé [10]. Ces techniques avaient pour but d'augmenter le facteur de puissance et les performances par l'augmentation du rapport de saillance. À la même époque, naissaient les moteurs à réluctance variable Vernier à grand nombre de dents et fort couple massique, qui semblaient être particulièrement adaptés à l'entraînement directs à basse vitesse comme par exemple pour des roues de véhicules électriques. Quant au moteur à réluctance variable à double saillance auto-commuté, (en anglais Switched Reluctance Motor), semble être apparu en 1969 [11].

En 1994, les industriels : Allenwest Ltd. Au Royaume Uni, Sicme Motori en Italie ont commercialisé des types de moteurs pour des entraînements industriels à vitesse variable pour certains automobiles et accessoires électroménagers et pour les démarreurs-alternateurs de turbines (aéronautiques).

Enfin, durant ce siècle, les performances de ces machines électriques se sont considérablement améliorées grâce à la promotion des matériaux actifs, isolants et magnétiques et grâce à l'optimisation atteinte par l'intervention des moyens de calculs informatiques et certainement par l'utilisation de l'électronique de puissance.

### I.3- Applications du MRV

Les moteurs à réluctance variable peuvent constituer une alternative efficace aux moteurs à induction dans de nombreuses destinations où les conditions de fonctionnement ne sont pas à leurs convenances. Les inconvénients de ces systèmes conventionnels à base de moteur à induction comprennent :

- Les moteurs asynchrones à démarrage direct ont des appels de courants de démarrage très élevés, en particulier lorsque le couple d'inertie est élevé ;
- Les moteurs à induction avec démarrage progressif ont un couple disponible limité pour démarrer les charges ;
- Les moteurs à induction avec variateurs de fréquence sont moins efficaces en cas d'accélération, décélération, arrêt et inversion de sens.

Le MRV est bien adapté à ces situations, offrant ainsi de nombreux avantages par rapport aux moteurs classiques, avec des performances satisfaisantes et des puissances pouvant atteindre plusieurs dizaines de kilowatts. Ces applications typiques incluent ce qui suit [12] :

### I.3.1- Machines textiles

Le moteur à réluctance variable présente un faible courant de démarrage et un couple élevé, avec une réponse dynamique rapide. Il peut fournir un tissage à vitesse variable et d'autres processus de tissage améliorés. Le couple de démarrage du MRV peut être jusqu'à 5 fois le couple nominal en un temps très rapide. Sous charge, le MRV peut accélérer de l'arrêt à la vitesse nominale en 200 ms, ce qui le rend particulièrement adapté aux machines textiles. Il n'est pas recommandé d'utiliser le refroidissement par ventilateur dans l'industrie textile, car le conduit d'air peut être obstrué par des peluches dans l'atmosphère. Pour éviter cela, le MRV dispose d'un échangeur de chaleur/radiateur externe pour le refroidissement (Voir figure 1.7). Ses caractéristiques techniques dans ce domaine d'application sont :



Figure 1.7 Machine textile entraînée par MRV

- Le système d'entraînement du MRV est conçu pour qu'il soit directement connecté à la broche principale. Nul besoin d'embrayage, ce qui réduit le besoin d'entretien ;
- Un algorithme est appliqué dans le système de contrôle. Avec cela, nul besoin de marques de début et d'arrêt dans le tissu. La recherche de longueur et la marche arrière de la machine sont facilement réalisées par le système de contrôle ;
- Le contrôle des différents types de machines textiles est facilité par les interfaces sur le système de contrôle ;
- Avec une réponse dynamique rapide, il est particulièrement adapté aux technologies de tissage améliorées, telles que le tissage à vitesse variable ;
- Le MRV peut économiser de l'énergie grâce à son haut rendement facilité par sa transmission directe.

### **I.3.2- Machines de champ pétrolifère**

Les sites d'exploitation d'hydrocarbures sont connus par leurs poussières huileuses portant préjudices à différentes machines. Les MRV par l'option de leur rotor simple, offrent une utilisation très efficace dans ce genre de situation où les conditions sont extrêmement encrassées et difficiles. Les machines des champs pétrolifères y compris : pompes verticales, pompes à faisceau, machines d'essai de puits (Voir figure 1.8) sont entraînées par des MRV grâce à leur durabilité et redondances aux défauts. De nombreux champs pétrolifères utilisent encore des unités de pompage à faisceau, également connues sous le nom de Nodding Donkeys. En les utilisant, les coûts d'électricité peuvent représenter plus de 25 % du coût de production de pétrole et l'ajustement de la course n'est pas optimal [12]. En raison de l'augmentation des coûts et de la baisse des revenus, la réduction de la consommation d'énergie est devenue une priorité, donc une unité de pompage économe en énergie peut être très bénéfique. Ses caractéristiques techniques sont :

- Le système de contrôle de vitesse du MRV peut faciliter une unité de pompage à longue course. Le moteur entraîne directement la tige d'huile en la faisant monter et descendre en utilisant sa capacité à inverser facilement sa direction, simplifiant ainsi la transmission. L'efficacité globale est grandement améliorée par rapport à l'unité de pompage conventionnelle. Cela comprend un moteur sans entretien, idéal pour l'environnement difficile dans de nombreux champs pétrolifères et qui est simple à mettre en service [12,13] ;
- Le MRV convient aux changements de direction fréquents. Cela élimine le besoin de mécanismes d'inversion traditionnels, ce qui réduit considérablement le besoin d'entretien ;
- L'efficacité est élevée sur une large plage de vitesses ;

- L'économie d'énergie est substantielle par rapport aux machines de pompage et d'essai de puits, qui fonctionnent avec une charge variable en continu. Ceci est particulièrement important à basse vitesse, où le moteur produit moins de chaleur sans besoin de refroidissement externe ;



▪ **Figure 1. 8 Système de pompage pétrolier entraîné par MRV**

- Le couple de démarrage et de surcharge peut dépasser le double du couple nominal ;
- La tige de pompage est déplacée directement par le moteur, sans avoir besoin de contrepoids comme avec une pompe à faisceau traditionnelle ;
- Il a une large plage de réglage de la vitesse, permettant de régler la fréquence de course avec un rapport élevé ;
- Changement de direction en douceur avec moins d'impacts mécaniques et de secousses ;
- Le facteur de puissance du système d'entraînement du MRV est proche de (1) en plus de son faible courant de démarrage. Le système a moins d'effet sur le réseau électrique ;
- Les interfaces flexibles du système de contrôle sont connectées via des cartes de signaux numériques et analogiques, un contrôle à écran tactile et des communications sans fil, ce qui le rend facilement extensible ;
- La structure simple du MRV garantit sa fiabilité à long terme même avec des changements de direction fréquents ;
- Facile à mettre en service, nécessitant peu d'entretien, le MRV est idéal pour les environnements difficiles.

### I.3.3- Electroménager

Les machines à réluctance variable ont occupé aussi le domaine de l'électroménager entre autres : le robot ménager (Voir figure 1.9), le lave-linge (Voir figure 1.10) et les exemples sont abondants.



Figure 1. 9 Robot de ménage actionné par MRV



Figure 1. 10 Lave-linge actionné par MRV

Sir James Dyson, un inventeur britannique a révélé en 2009 ce qui était considéré comme le moteur le plus rapide au monde. C'est un petit MRV considéré comme une percée à l'époque. Le moteur à grande vitesse a tendance à être de petite taille. Le diamètre extérieur du moteur n'est que de 55,8 mm et pèse environ 139g. Le moteur développé a été surnommé DDM (moteur numérique Dyson) destiné à être utilisé dans l'aspirateur à main DC31 avec la capacité de fonctionner à une vitesse de 104.000tr/min [14-16] (Voir figure 1.11).



Figure 1. 11 Structure du MRV Dyson Digital Motor (DDM) [15]

### I.3.4- Presses

Le MRV convient à tous les types de presses mécaniques (Voir figure 1.12), y compris les presses à vis. La presse à vis électrique est un défi majeur pour la technologie d'entraînement par moteur.



Figure 1. 12 Presse entraînée par MRV

Pour gérer des charges lourdes, des démarrages fréquents, un freinage rapide et une résistance aux chocs, il est nécessaire d'utiliser le MRV qui profite au démarrage d'un couple élevé avec un faible courant et peut être fréquemment inversé, tout en fournissant le freinage rapide requis. Le rotor n'a pas de bobine ni d'aimant permanent et est insensible aux chocs et aux vibrations de la charge. De plus, il est caractérisé par un entraînement direct qui rend les chaînes de transmission et les embrayages inutiles, augmentant par conséquent l'efficacité du système. Le système de contrôle peut être facilement interfacé avec une grille de sécurité pour aider à assurer un fonctionnement sûr. Ses caractéristiques techniques dans ce domaine d'application sont :

- La consommation d'énergie, la force délivrée et la fréquence des opérations de la presse sont toutes contrôlées par un programme, qui gère la vitesse du moteur, la fréquence de son démarrage et son arrêt ;
- Comme l'énergie et la force de la presse peuvent être étroitement contrôlées, la presse peut produire des pressions avec un haut niveau de précision ;
- Le système est hautement automatisé, ce qui réduit le besoin d'interaction de l'opérateur ;
- Il n'y a pas d'embrayage, de courroie de friction, d'essieux transversaux ou d'engrenages, ce qui réduit considérablement les coûts de maintenance et améliore l'efficacité en réduisant les coûts énergétiques ;
- De plus, l'absence d'entraînements par courroie à friction produisant généralement de la poussière, améliore l'environnement de travail ;
- Le courant de démarrage n'est que de 30% du courant nominal même si le couple de démarrage atteint 150% du couple nominal [12] ;

- Le double freinage par le moteur et le frein, permet un temps de réponse rapide ;
- La sécurité est plus renforcée par l'interfaçage de la grille de sécurité ;
- La structure simple et l'absence de bobines et d'aimants permanents sur le rotor rendent la résistance mécanique très élevée ;
- La perte d'alimentation d'une phase conduit à l'arrêt du moteur, mais ne l'endommagera pas.

### I.3.5- Machines minières

Les MRV sont particulièrement adaptés à une variété d'équipements d'extraction des minerais, tels que les convoyeurs, les charrues, cisailles, treuils, aléseuses, broyeurs à boulets, broyeurs de charbon, tarières, jumbo de forage, sondeuse, chargeur, roue pelle etc.....(Voir figure 1.13). Ce type de moteur fournit un faible courant de démarrage et un couple élevé. Le rotor simple sans enroulement est idéal pour les vitesses élevées et pour une excellente résistance mécanique aux chocs. Le stator n'a pas d'enroulements qui se chevauchent, ce qui rend les courts-circuits peu probables.



Figure 1. 13 Tunnelier, machine d'exploitation minière année 1989

### I.3.6- Véhicules électriques

Le faible courant de démarrage du MRV, son accélération rapide et son entraînement direct extrêmement efficace, le rendent idéal pour les véhicules électriques du fait qu'il minimise la charge sur la batterie et prolonge ainsi l'autonomie. Sa capacité à faire face à des démarrages, arrêts et inversions fréquents est également bénéfique pour les applications automobiles [16]. Les images illustrées dans les figures 1.14 montrent des véhicules électriques entraînés par MRV et la figure 1.15 montre un MRV au bout de l'essieu de traction dit « motor in Wheel».

Le véhicule électrique (VE) suscite au cours des dernières années, de plus en plus d'intérêt en raison des problèmes croissants de pollution environnementale et de crise énergétique. Les projets NEDO (New Energy and Industrial Technology Development Organization) au Japon ont commencé le développement des moteurs sans terres rares qui doivent être compétitifs en termes de taille, densité, puissance et d'efficacité par rapport à ceux dotés d'aimants permanents [17].



Figure 1. 14 Véhicules électriques et hybrides



Figure 1. 15 Moteur « in Wheel » pour véhicule électrique

Dans [18-20], la littérature fait état d'un tel développement en concevant un MRV qui correspond aux performances d'une machine synchrone à aimants permanents (PMSM) de même taille. Le MRV proposé est destiné à la Toyota Prius. Le prototype du moteur est illustré à la figure 1.16.



Figure 1. 16 Prototypage de la structure du MRV pour la traction du VE [19,20]

### I.3.7- Utilisations spéciales

En règle générale, une recherche peut être décrite comme une étude minutieuse et détaillée visant à trouver une réponse ou une solution à un problème ou à une question qui l'a motivée. La littérature concernant le MRV se concentre généralement sur l'amélioration des performances soit du côté de la conception, soit du côté contrôle. Outre ces sujets, il existe d'autres antécédents de motivation qui énoncent la plus haute importance du développement du MRV tels que :

**a) Robots d'exploration spatiale :** Le moteur électrique est le seul choix pour les systèmes de propulsion des robots d'exploration spatiale vu le manque d'une atmosphère viable. L'agence NASA a conçu un MRV pour l'exploration de mars pouvant supporter jusqu'à une température de  $540^{\circ}$  pendant 27 heures [21,22].

**b) Entraînements à grande vitesse :** Pour le même couple de sortie et le même volume, les MRV à grande vitesse peuvent produire une puissance de sortie plus élevée. L'intérêt pour les machines à grande vitesse a augmenté au cours de la dernière décennie et la limite de vitesse a été repoussée jusqu'à 1.000.000 tr/min, ce qui était prétendument le record du monde [23]. Trois conclusions peuvent en être tirées :

- Pour la même puissance de sortie, les moteurs à grande vitesse peuvent être plus petits, réduisant leur taille et leur poids ;
- La légèreté et la compacité sont des facteurs souhaitables, en particulier dans le domaine de l'automobile et des transports ;
- Pour la même puissance de sortie, la petite taille et la conception d'enroulement du moteur à grande vitesse peuvent améliorer l'efficacité.

Les moteurs à grande vitesse sont principalement utilisés dans les applications à entraînement direct. Cela a également ses propres mérites, tels que : une efficacité globale accrue du système grâce à l'élimination des engrenages/courroies de transmission et une fiabilité accrue. Les applications qui en profitent sont les micromachines, les broches industrielles pour meulage ou perçage, broches pour chirurgie dentaire, compresseurs d'air et turbocompresseurs de véhicules. Le rotor du MRV n'a pas d'enroulements ni d'aimants permanents, donc généralement, l'inertie est considérablement faible par rapport aux autres types de moteurs. Selon cette base, la plupart des MRV sont utilisés dans des applications à grande vitesse. Un MRV6/4 rapide de 100 W à 750.000 tr/min a été conçu pour des micromachines [23,24].

c) **Marteau destructeur Hilti** : Hilti Corporation spécialisée dans les produits pour la construction, le bâtiment et l'industrie minière auraient utilisé le MRV dans leurs marteaux prétendus êtres sans entretien à vie, tels que Hilti TE 700-AVR, TE 1000, 1500 et 3000-AVR. La structure de ce moteur est montrée dans la figure 1.17, dont les détails sont présentés dans [25].

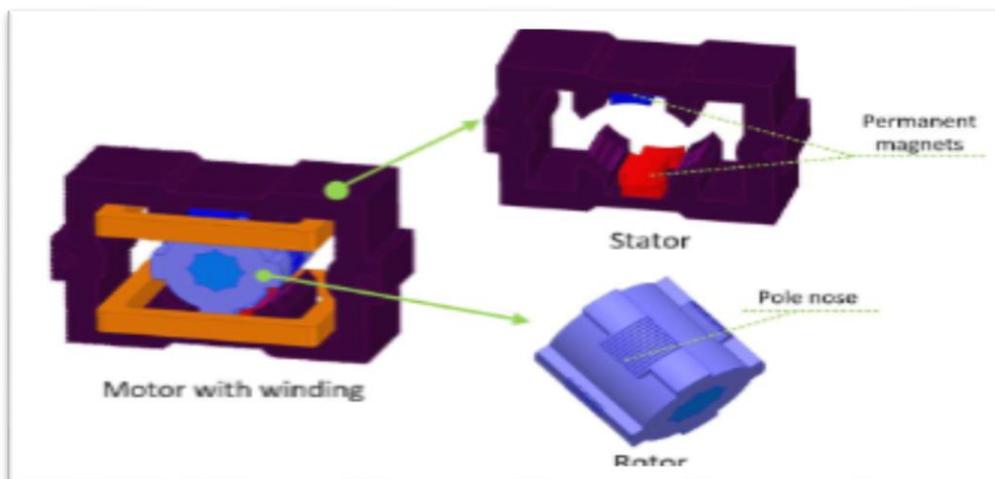


Figure 1. 17 Structure de L'MRV pour marteau destructeur Hilti

### I.3.8- Applications diverses

- Machines-outils : raboteuses, tours verticaux, perceuses, fraiseuse ;
- Machines stationnaires : ventilateurs, pompes, compresseurs ;
- Machines de mélange d'aliments ;
- Machines de levage : ascenseurs, treuils, convoyeurs ;
- Équipement de production d'électricité : contrôle des pales de rotor d'éolienne ;
- Fabrication de plastique : machines d'extrusion et de moulage par injection ;
- Machines de papeterie ;
- Laminoir à métaux ;

- Machines de bobinage et de déroulement de bobines ;
- Les équipements médicaux, tels que les pousse-seringues (Voir figure 1.18) et les fauteuils roulants électriques (Voir figure 1.19) [26] ;



Figure 1. 18 Fauteuils roulants électriques



Figure 1. 19 Pousse seringue médicale

#### I.4- Avantages et inconvénients du MRV

L'intérêt que porte les chercheurs et industriels pour le MRV est justifié dans ce chapitre par le dénombrement de ces avantages et inconvénients qui doivent être mis en relief, clarifiés, interprétés et discutés.

Malgré qu'il fut écarté dans le passé en faveur des machines à induction (synchrones, asynchrones) et des machines à courant continu ; les moteurs à réluctance variable sont utilisés actuellement dans l'entraînement à grande vitesse de rotation et pour la traction à cause de son couple dynamique avec seulement 30% d'appel de courant. Effectivement le MRV est un moteur d'excellent choix car il prédomine les moteurs à induction avec de meilleures performances, une contrôlable vitesse, un grand gain économique ajouté au bon rendement. Le MRV présente l'avantage d'une construction très simple, une grande fiabilité, un prix de construction réduit (52% par rapport au prix du moteur asynchrone et seulement 30% par rapport au moteur synchrone à aimants permanents [27]) et un poids plus léger (85% du poids du moteur à aimant permanent et 73% du poids du moteur asynchrone).

##### I.4.1- Avantages du MRV

Largement discutées dans la littérature, le MRV possède les avantages que nous allons énumérer comme suit :

- Construction simple et robuste de point de vue mécanique. Le rotor ne comporte ni aimant permanent ni bobinage. Le bobinage du stator est également très simple.
- Ne nécessite pas de système de ventilation externe car les fentes du stator et du rotor sont projetées et le flux d'air est maintenu entre les fentes ;
- L'absence de bobines au niveau du rotor implique l'inexistence des pertes par effet joule

donc pas d'échauffement, ce qui favorise généreusement le refroidissement et augmente le rendement ;

- L'absence de bobinage au rotor ainsi que l'ensemble balais, collecteur et système à bagues collectrices permet au MRV de fonctionner à des vitesses très élevées. La force centrifuge n'a aucun effet sur les parties tournantes tels que les conducteurs et les calles au niveau des encoches comme c'est le cas dans les machines à induction ;
- L'absence d'encoches où logent les conducteurs : c'est l'un des très grands avantages des MRV car les pertes produites par les extrémités des enroulements sont réduites ; la longueur totale de l'empilement du circuit magnétique du stator est donc plus faible ;
- Moins d'encoches et de bobines au stator : Par exemple un MRV8/6 a besoin seulement de 8 bobines autrement dit 16 encoches dans une autre machine. A puissance égale nul autre machine électrique fonctionne avec un aussi peu d'encoches ce qui minimise les harmoniques :
- Le rapport couple/inertie élevé est l'avantage de la faible inertie des parties tournante qui est d'un intérêt majeur dans les applications où la vitesse varie constamment ;
- Étant donné l'absence d'aimant permanent fabriqué à base de terres rares, de tels moteurs sont disponibles à un prix bon marché ;
- Un simple générateur d'impulsions triphasé ou monophasé suffit pour entraîner le moteur ;
- Le sens du moteur peut être inversé en changeant simplement l'ordre des phases ;
- Doté d'un auto-démarrage et ne nécessite pas d'arrangements externes ;
- Le couple de démarrage peut être très élevé sans courants d'appel excessifs ;
- Tolérance de panne élevée en raison des faibles effets de couplage entre les phases du moteur. Un MRV à grosses dents peut produire un couple sur une ou deux phases lorsque les autres phases sont inactives.
- Le MRV peut être classé comme une machine brushless du fait que son rotor n'est pas muni d'un système balais-collecteur ou balais-bagues comme les moteurs à courant continu ou les machines synchrones et asynchrones à rotor bobiné, ce qui est un avantage inestimable réduisant ainsi un encombrement indésirable et supprimant carrément le risque d'incendies provoqués par les étincelles électriques engendrées par la commutation des contacts aux balais.

#### **I.4.2- Inconvénients du MRV**

Les inconvénients du moteur à réluctance variable sont énumérés ci-dessous :

- Ondulations du couple produisant bruit et vibrations ;
- Capteur de position du rotor externe requis ;
- À vitesse élevée, le moteur génère des harmoniques.

## **I.5- Etat de l'art des MRV**

Les MRV gagnent en importance dans les applications industrielles et domestiques ces trois dernières décennies en raison de leur simplicité inhérente et leur robustesse. Toutefois, ils présentent l'inconvénient de l'ondulation du couple, source de vibrations et bruit acoustique qui s'expliquent par le principe même de la réluctance variable, où les phases fonctionnent indépendamment et successivement et aussi par les discontinuités périphériques de la forme saillante du rotor. En effet, la recherche scientifique est contrariée par ces fortes vibrations qui sont freinasses pour sélectionner le MRV comme moteur de premier choix, notamment pour l'entraînement des véhicules électriques à destination d'environnement d'extrêmes difficultés tels que le domaine minier.

Il existe principalement deux approches pour réduire l'ondulation du couple. La première méthode consiste à améliorer le champ magnétique par la conception du moteur, tandis que l'autre est d'utiliser des techniques de contrôle sophistiquées. Nous présentons dans cette partie les précédents travaux réalisés sur la modélisation et la commande du MRV.

### **I.5.1 Précédents travaux scientifiques sur la modélisation des MRV**

J.Teeth et H.Wolff et al [27] de l'Institut Elektrotechnisches [27] ont sélectionné un MRV avec 16 pôles au stator et 12 dents au rotor. Ces auteurs et réalisateurs ont comparé les performances de leur invention avec un moteur à induction de mêmes dimensions (Voir figure 1.20). Le MRV 16/12 présentait plus d'avantages comparé à un moteur à induction de même volume comme la simple construction, le bobinage peu couteux et la facilité de contrôle. R.M.Davis [28] dans son article concernant la comparaison de deux structures rotoriques du MRV a démontré qu'une structure anisotropique lisse du rotor à moins de performances qu'une structure saillante. La structure du rotor influe énormément sur le comportement de l'MRV notamment à vitesse élevée [29, 30].

Dans la littérature les travaux sur la forme et l'emplacement du rotor sont abondant. Le rotor à double cylindre ou le rotor incliné ont été élaborés pour réduire les ondulations du couple. Le rotor à double mouvement ; linéaire et rotatif a également été traité [31,32]. Le MRV4/4 à plusieurs rotors décalés a été étudié afin d'améliorer les vibrations. E.Afjei et al [33] ont monté sur le même arbre sept rotors décalés de quelques degrés, toujours pour les mêmes fins d'améliorer le comportement en matière d'ondulation du couple. Les travaux précédents sur la modélisation du MRV concernent généralement des travaux de dimensionnement et/ou d'optimisation. Chenadec et Al [34] ont réussi à réduire les ondulations du couple en agissant sur la forme des dents.

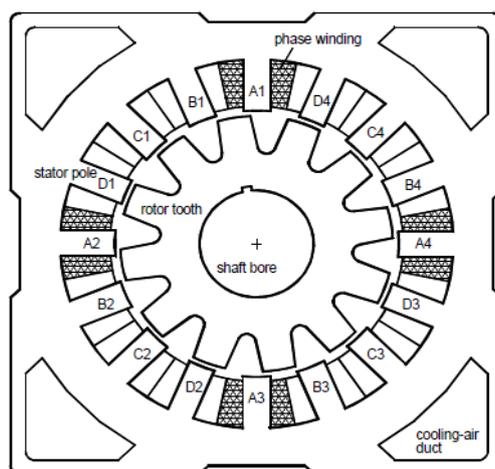


Figure 1. 20 Coupe schématique transversale du MRV 16/12 pôles

En se basant la méthode des éléments finis, T.J.E.Miller [35] a optimisé le MRV sur un modèle électromagnétique, acoustique et mécanique. La méthode des éléments finis a été largement utilisée dans la recherche sur les MRV. F.D'Hulster et al [36] ont élaboré un modèle par la méthode des éléments finis pour le calcul des pertes et ils ont validé leurs résultats expérimentaux. A.Mateev et Al [37] ont présenté un modèle basé sur le calcul des inductances pour différentes positions du rotor. La liste des autres travaux similaires est bien longue, mais grâce à l'apport informatique, des outils numériques ont prospéré et ont été sophistiqués comme l'environnement Matlab/simulink. Ce dernier a permis la représentation des MRV sous forme de diagrammes blocs. Lamghari [38] a utilisé les modèles semi-numériques basés sur la méthode des réseaux équivalents pour l'analyse magnétique et thermique. R.Redjem [39] a utilisé la méthode des tubes pour calculer les paramètres du réseau équivalent pour deux positions (alignement et conjonction). C.A.Vaithilingam [40] a utilisé la même technique en prenant quelques positions et en interpolant les autres positions. A.P.Rabano [41] a comparé la méthode des éléments finis et la méthode des reluctances en trois dimensions en employant les réseaux multidirectionnels et ces résultats ont montré qu'avec la deuxième méthode le calcul s'est avéré plus court.

E.Ilhan et al [42], ont utilisé la méthode des perméance au niveau des dents pour calculer les reluctances de l'entrefer pour un moteur à reluctance variable à aimant permanent. E.D.K Fankem [43] a profité du modèle de réseau de reluctances simplifié par la loi de Thévenin pour obtenir des résultats satisfaisants. D'autres modèles magnétodynamiques basés sur des calculs magnétostatiques ont été élaborés et beaucoup d'auteurs ont présenté des modèles du MRV par éléments finis. Wei Wu et Al [44] ont présenté un modèle électromagnétique et thermique par la méthode des éléments finis 2D et ont ensuite rajouté un facteur correctif pour la 3D afin de prendre en considération les effets d'extrémités et le modèle a été validé par des essais expérimentaux.

### I.5.2 Précédents travaux scientifiques sur le contrôle des MRV

Multon a élucidé d'abord le principe de fonctionnement et de la conversion électromécanique à réluctance variable [2]. Ensuite, il a décrit l'alimentation autopilotée par convertisseur statique. Il est revenu ensuite aux principes de dimensionnement de ces structures et aux méthodes de calculs utilisées. Il a modélisé certaines structures des MRV, ce qui lui a permis d'en faire une comparaison. En 1996, Iqbal Husain [45] a introduit un contrôleur hybride minimisant l'ondulation du couple et bien que ces résultats concernent uniquement les MRV à quatre phases, il a été suggéré que la minimisation de l'ondulation du couple à un niveau souhaité et raisonnable est possible si le problème est traité dès la phase de conception de la machine. Un contrôleur direct du couple a été proposé par S K Yahoo et al en 2005 [46].

Xue et al [47] ont proposé en 2009 deux fonctions de partage du couple, dépendant de l'angle de rotation et de l'angle de chevauchement à l'aide d'un algorithme génétique. La fonction de partage exponentiel du couple donne de meilleurs résultats si la vitesse maximale avec contrôle du couple est considérée comme la cible d'évaluation. En 2012, Vujicic [48] a introduit une famille de fonctions de partage du couple (Torque Sharing Fonction TSF) en utilisant la minimisation des pertes de puissance et la prise en compte des contraintes d'entraînement. Cependant, la prise en compte d'une caractérisation magnétique linéaire et d'une simple équation du couple peut réduire l'efficacité et les performances du variateur.

Rajib Mikail et al [49] ont proposé en 2013 une nouvelle méthode de façonnement des courants de phases pour minimiser l'ondulation du couple. La méthode est une combinaison de conception de la machine et d'algorithme de contrôle. Warpatkar et Dalvi, [50] ont présenté en 2016 une nouvelle approche pour minimiser l'ondulation de couple d'un MRV8/6 en utilisant des méthodes de calculs de conception. Selon cette approche, la combinaison de calculs de la conception mécanique, électromagnétique et électrique ainsi que les tests en laboratoire et les investissements appropriés jouent un rôle essentiel dans le développement d'un MRV réussi. Nagesh et al [51] ont modélisé et analysé en 2020 le MRV8/6 avec un simple contrôleur PI et ont montré après simulation que les ondulations du couple étaient réduites pour différentes valeurs de charge. Pratapgiri et Narsimha [52] ont mis en évidence que la technique DTC peut minimiser l'ondulation du couple en régulant le couple avec une bande d'hystérésis spécifiée.

En 2016, Ghani et al [53] ont affirmé sur la base des résultats de la simulation que le contrôleur à logique floue (FLC) produit un meilleur comportement par rapport aux résultats obtenus par le contrôleur (ANN). L'ondulation du couple est devenue plus faible et la forme d'onde du courant est devenue plus harmonieuse. Shrivastava en 2015 [54] a utilisé le

contrôleur à logique floue (FLC) du MRV8/6 en combinaison avec le DTC. Cette technique proposée a réduit les ondulations du couple et la distorsion du courant en produisant une réponse très rapide et une assez bonne précision de contrôle. Ali Ozdil et Yunus Uzunont [55] quand a eux, ont conçu récemment (2021) un moteur synchrone à reluctance variable ayant de meilleurs caractéristiques de vitesse et de couple avec des barrières de flux au niveau des régions entre les pôles du rotor ou la reluctance est minimale.

## **I.6- Problématique**

L'industrie minière s'oriente actuellement vers l'amélioration de son impact environnemental et ces principaux acteurs s'efforcent à éliminer les véhicules diesels qui génèrent d'importantes émissions de gaz à effet de serre qui entraînent des coûts d'exploitation élevés. Il n'y a actuellement aucun véhicule électrique sur le marché mondial qui satisfait les exigences opérationnelles et climatiques des mines souterraines et à ciels ouverts. Compte tenu des nouvelles exigences de l'industrie minière, le développement des véhicules électriques miniers est devenu une nécessité. Les nouvelles orientations se concentrent sur le développement d'un nouveau système de propulsion électrique avec une infrastructure de recharge rapide adaptée aux véhicules miniers légers et lourds.

Notre objectif principal est de promouvoir l'usage du véhicule électrique télécommandé, entraîné par un MRV dans les mines souterraines. Le choix de ce moteur repose sur sa fiabilité et sa capacité à travailler dans des conditions extrêmes, caractérisées par l'humidité, la chaleur, les poussières et l'atmosphère nocive. Equipé de capteurs et de caméras adaptées, ce véhicule est recommandé pour une exploitation minière en toute sécurité. Très utile pour détecter les incendies causés par les opérations de tir d'explosifs ou autres, les chutes des roches, la détection de glissements et abolition des terrains, détection des gaz de combustion hautement toxiques et intrusion d'eaux souterraines causant des risques d'inondations et visualiser les risques qui pourraient se produire à des centaines de mètres sous terre.

En raison de sa pureté, ce véhicule entraîné par un moteurs à réluctance variable à l'option de propreté nécessaire pour ne pas polluer et contaminer les prélèvements des paramètres atmosphériques objet d'analyses contrairement aux véhicules à combustibles fossiles. Notre choix s'est porté sur l'utilisation du MRV pour ses nombreux avantages, à savoir : excellentes performances dans des environnements extrêmes, structure simple du rotor, robustesse, sans bobines, ni aimants permanents, ni balais, ni étincelles sous les balais (ce qui exclurai le risque de provoquer des incendies ou des explosions en raison de l'existence d'atmosphères inflammables dans les mines telle que le grisou). Ils ont aussi l'avantage de la capacité de surcharge élevée, des faibles coûts de fabrication, de réparation et de maintenance et fonctionnement dans une large gamme de puissance. Cependant, la recherche scientifique est

freinée par les fortes vibrations dues aux discontinuités périphériques de son rotor qui sont rédhibitoires pour en faire le moteur de premier choix. Les MRV présentent certains inconvénients, à savoir les ondulations du couple, les vibrations et le bruit acoustique.

Pour mieux utiliser le MRV comme moteur d'entraînement pour ce véhicule électrique de sécurité minière, nous suggérons d'utiliser des techniques intelligentes telles que le régulateur de réseaux de neurones artificiels (ANN) et le régulateur d'ordre fractionnaire  $PI^\alpha$  afin d'optimiser l'effet des ondulations du couple. Ces deux techniques sont associées dans ce travail à la commande direct du couple (DTC) qui semble être très bien adapté aux applications du MRV en raison de l'avantage de l'indispensabilité des capteurs de vitesse et de position et de l'avantage d'utiliser uniquement la mesure des tensions et des courants d'alimentation afin d'estimer le flux magnétique, le couple et la vitesse.

Nous présenterons une ultime comparaison des deux contrôleurs intelligents cités ci-dessus sous l'environnement Matlab/Simulink pour pouvoir conclure lequel des deux régulateurs nous offrira une meilleure stabilité, une vitesse sans dépassement, un meilleur comportement aux perturbations de charge, par conséquent une meilleure longévité et robustesse.

## **I.7- Conclusion**

La recherche bibliographique que nous avons menée nous a permis de remonter le temps et de voir que le MRV ne date pas d'aujourd'hui et qu'il a subi maintes évolutions que ce soit au niveau de sa géométrie qu'au niveau de son alimentation et son contrôle. On a vu aussi que ses applications très variées trouvent leurs places dans presque tous les domaines, allant de l'appareil ménager jusqu'aux applications bien avancées comme l'aéronautique et le spatial. Face à ces derniers, la traction électrique (vous en conviendrez) bien que commode, n'est qu'une application des plus usuelles.

Au vu des nombreuses qualités du MRV énumérées dans ce chapitre avec aussi ces inconvénients, des inventions au fil des ans, ont été conçues pour améliorer ses performances et son comportement. Le premier axe de recherche traite principalement la modélisation et la géométrie du moteur à l'aide des méthodes numériques adaptées, d'autant plus que l'outil informatique a facilité énormément ces applications et a permis aux logiciels utilisant les méthodes d'éléments finis d'occuper une place importante ; tandis que le second axe traite le circuit d'alimentation et de commande à travers des convertisseurs et des schémas de contrôle reposant sur des techniques intelligentes. Un état de l'art de ces deux axes a été évoqué dans ce premier chapitre, dans lequel on a cité les précédents travaux concernant d'un côté, le dimensionnement et la modélisation du MRV et d'un autre côté, la commande et le contrôle des paramètres d'alimentation.

En général, l'ondulation du couple est considérée pratiquement comme étant le seul inconvénient du MRV, malgré que ce dernier, au vu de ces avantages est devenu une alternative viable est un bon candidat pour un entraînement à faible coût et hautes performances du véhicule électrique dans un environnement difficile tel que les mines. La problématique discutée dans ce chapitre se résume en : comment surmonter la contrainte des ondulations du couple pour son meilleur usage comme moteur d'entraînement du véhicule électrique dans les mines souterraines et substituer les véhicules diesels fortement polluants.

Le choix de ce moteur est argumenté par ses nombreux avantages, à savoir : excellentes performances dans des environnements extrêmes, structure simple du rotor, robustesse, sans bobines, ni aimants permanents, ni balais, ni étincelles sous les balais, capacité de surcharge élevée, faibles coûts de fabrication, réparation et maintenance et fonctionnement dans une large gamme de puissance. Les ondulations du couple source de vibrations et bruit, peuvent être résolues par l'emploi des régulateurs intelligents, qui vont être proposés et comparés dans le dernier chapitre.

## *Chapitre II*

# *Moteur à reluctance variable*

## II.1- Introduction

La machine à réluctance variable a été une première solution technique pour la conversion électromécanique de conception rotative, idée qui remonte vers les débuts du 19<sup>ème</sup> siècle. Son principe de fonctionnement, basé sur la règle de la fluctuation du flux entre sa valeur maximal et minimal ou la réluctance est respectivement minimale et maximale, a été mis en œuvre soit pour produire des courants de fréquence élevée (de l'ordre de 10kHz) à l'époque des débuts de la radioélectricité, soit pour réaliser des actionneurs ou relais électromagnétiques. Le MRV a connu un développement et un intérêt sans précédent depuis ces dernières trois décennies, à cause d'une part de sa simplicité et sa capacité d'entraînement à couple élevé, et d'autre part, de l'apport de l'électronique de puissance.

Malgré qu'il fut marginalisé et surpassé dans le passé par les machines synchrones utilisées comme grands alternateurs dans les centrales de production de l'énergie électrique, par les machines asynchrones fréquemment utilisés comme moteurs ou par les machines à courant continu à collecteur ; les machines à réluctance variable sont utilisées actuellement dans les dispositifs d'entraînement à grandes vitesses de rotation et comme moteurs de tractions industrielles grâce à leurs couples satisfaisants avec seulement 30% d'appels de courant comparés aux moteurs à induction. Décidément les MRV possèdent de meilleures performances que les moteurs à induction. et permettent aussi une variation de vitesse aisée et contrôlable.

Les grands gains sur les économies de dépenses, ajouté à la qualité et le bon rendement, sans oublier le cout d'entretien très bas vu la simplicité de construction et de maintenance rendent ce choix très intéressant. Les avantages de la machine à induction triphasée sont : le faible niveau sonore, elle est dotée d'une technique largement répandu et une grande disponibilité ainsi qu'une meilleure accélération. Le moteur à réluctance variable est caractérisé par une haute sécurité de fonctionnement après défaillance d'une ou plusieurs phases motrices. Lorsqu'une telle panne se produit, le moteur continue de fonctionner sous charge et il peut être accéléré ou freiné. La partie active du MRV comparée au moteur à induction triphasé à puissance nominale égale, est d'environ 10% plus petite et 10% moins lourde. Si la tôle d'acier magnétique mince est utilisée, les coûts de production augmentent, la partie active du MRV devient 30% plus petite et 10% plus légère. L'échauffement du rotor du MRV est très faible, le refroidissement est très favorisée comparé à la machine à induction qui quand a elle, présente énormément de pertes joules dues aux enroulements rotoriques inexistant dans le MRV. Ce dernier est caractérisé par une construction très simple et d'une grande fiabilité et d'un cout de revient très bon marché [27]. Le MRV est une solution de choix pour l'action électrique, avec un faible poids, un très haut rendement et un faible coût de fabrication.

Dans ce chapitre nous évoquerons la classification des MRV et ses différentes topologies. Les MRV ont divers applications et sont produits dans une large gamme de structures. Pour cette raison on présentera ces différentes catégories selon leurs mouvements, chemins de flux magnétique et types d'excitation. Les MRV peuvent non seulement produire de l'énergie mécanique tournante mais peuvent aussi dynamiser des processus avec de l'énergie mécanique linéaire qui trouve une place prépondérante dans les trains à lévitation magnétique à grande vitesse.

Il est évident qu'on ne peut pas entamer une telle recherche sans pour autant comprendre et discuter le principe de fonctionnement des machines à reluctance variable, qui sont plutôt connues pour leur fonctionnement en moteur. Leur réversibilité n'est évoquée que rarement malgré qu'elles peuvent fonctionner en génératrices dans des milieux difficiles, comme à titre d'exemple les génératrices à reluctance variable (GRV) dans les éoliennes ou l'absence des balais compte un atout remarquable vu la nécessité de les changer systématiquement à des hauteurs considérables par une main d'œuvre qualifiée.

Nous présenterons aussi les différentes étapes du processus de dimensionnement, le calcul des paramètres géométriques et leur impact. Une investigation sur la modélisation analytique telle que la méthode des éléments finis qui reste toujours un choix judicieux au vu de sa précision réservée généralement pour les analyses fines des performances des systèmes électromagnétiques.

## II.2- Classification des MRV

Il a été convenu dans la communauté des électrotechniciens de classer les machines électriques selon le type d'énergie (continue ou alternative). Mais cela n'empêche pas que d'autres classifications prennent en considération la géométrie et le type de mouvement (linéaire, rotatif ou combiné) comme le montre la figure 2.1 présentée ci dessous.

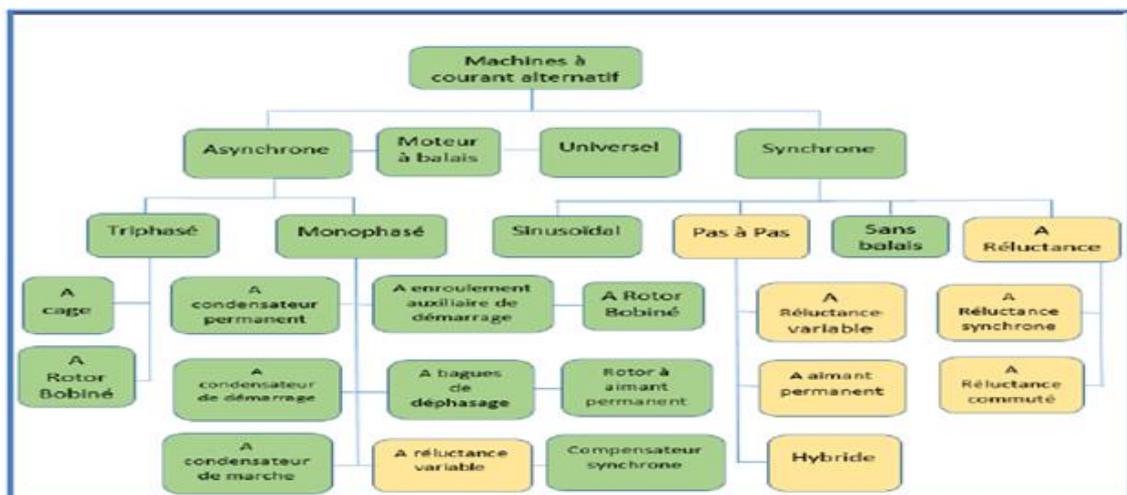


Figure 2. 1 Arbre généalogique des MRV [57]

En menant des recherches bibliographiques, il a été constaté que les MRV ne se soumettent pas à une classification évidente. En effet, pour la même géométrie, ils peuvent fonctionner avec de l'énergie électrique continue comme le moteur à réluctance variable pure à double denture, ou avec de l'énergie alternative tel que le MRV synchrone, Vernier et hybride. Certains auteurs ont essayé de lui trouver une place dans l'arbre généalogique des machines électriques. Dépourvu de collecteur, le MRV se place du côté des machines à courant alternatif [56].

### II.3- Topologies des MRV

Le MRV est une machine électrique tournante composée d'un stator classique ayant une culasse ferromagnétique sur laquelle sont montés les pôles statoriques responsables de la création séquentielle du champ magnétique. Le rotor en matériaux ferromagnétiques de plusieurs dents dont le nombre dépend principalement du nombre des pôles statoriques pour le respect de leur position qui fera en sorte que la réluctance soit variable du minimum au maximum ( $L_{\max}$ - $L_{\min}$ ). Le couple est proportionnel à la différence des inductances qui est intimement liée aux perméabilités magnétiques suivant les axes transversal et longitudinal. Dans un MRV classique, cette différence est réalisée par l'alternance entre les matériaux ferromagnétiques et l'air qui est amagnétique. La figure 2.2 présente la topologie usuelle des MRV 8/6.

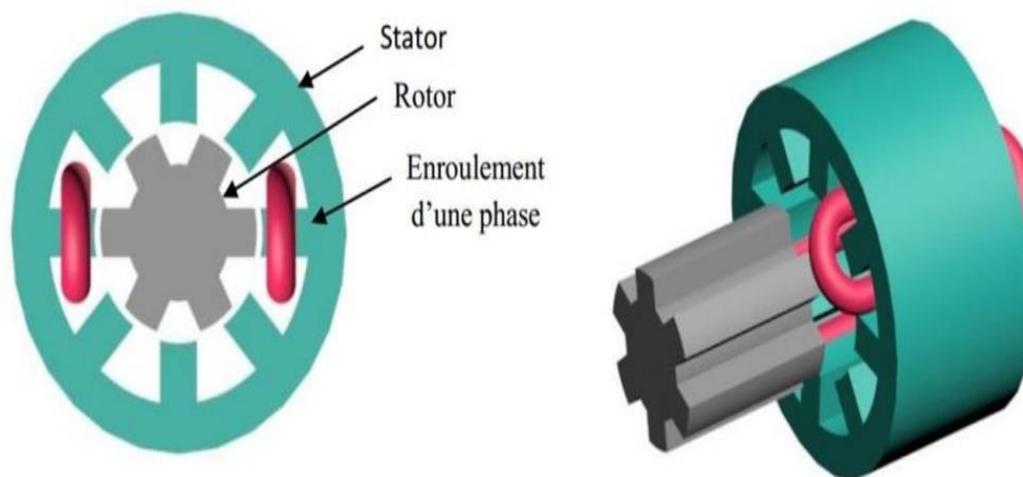


Figure 2. 2 Constitution d'une machine à réluctance variable type MRV 8/6 [57]

Les MRV peuvent être tournants ou linéaires, mais nous nous focalisons sur les machines rotatives. Ces dernières ont plusieurs configurations géométriques envisageables dont les plus pratiques sont celles qui considèrent que le nombre de pôles au stator est plus élevé que celui des pôles au rotor, mais cela n'empêche pas le contraire pour certaines applications. Le choix du nombre des dents et des phases doit se faire par rapport aux applications envisagées et aux

performances souhaitées. Les critères influençant le choix d'une topologie particulière sont [58] comme suit :

- Le couple lors du démarrage, freinage et lors du régime permanent ;
- L'alimentation (monophasée, triphasée ou polyphasée) et le circuit de commande utilisé ;
- Les chemins du flux magnétique et les pertes dans le fer.

Les principales configurations géométriques sont détaillées dans les paragraphes qui suivent.

### II.3.1- MRV purs

Les MRV purs possèdent une structure saillante au stator et au rotor, avec un stator comportant les enroulements actifs responsables de la création du champ électromagnétique principal et un rotor passif comportant uniquement le matériau ferromagnétique sans bobinages ni aimants permanents. Ils sont alimentés par une tension et un courant de forme en créneaux (rectangulaire), la raison pour laquelle le couple produit est à caractère pulsé, générant ainsi des ondulations considérées comme leur principal inconvénient. On peut citer divers types de structures de MRV purs [57,58]:

- Structure à grosses dents (2 dents par phase) comme le montre la figure 2.3 ;
- Structure à grosses dents à plus de 2 dents par phase comme le montre la figure 2.4 ;
- Structures à plusieurs dents statoriques excitées à la fois par un bobinage global.



Figure 2. 3 MRV pur à grosses dents



Figure 2. 4 MRV pur à grosses dents à plusieurs dents par phase

### II.3.2- MRV à effet Vernier

Certains MRV à effet Vernier possèdent des structures identiques aux MRV purs sauf qu'ils ont des enroulements repartis et alimentés en courant alternatif sinusoïdal et non en créneaux. Il existe des MRV dits « Vernier à grand nombre de dents » munis de deux armatures saillantes montrées sur la figure 2.5. Sur chaque armature, des dents identiques sont équiréparties avec un nombre au stator légèrement différent des dents au rotor, ce qui nous rappelle les machines synchrones à rotors lisses sauf que dans le MRV la perméance est périodique.

Les MRV type Vernier à grosses dents sont caractérisés par les pôles statoriques qui eux même constituent les dents [56]. Le nombre des pôles sont alors relativement petit et leurs performances peuvent être comparées à celles des machines à induction à aimants permanents (asynchrone et synchrone) (voir figure 2.5).

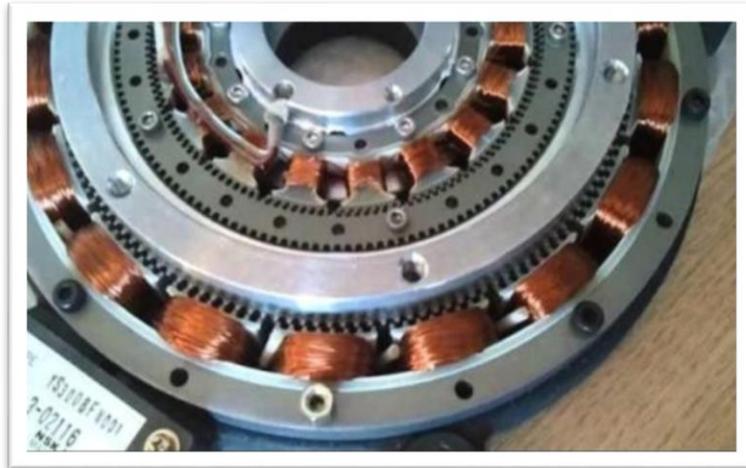


Figure 2. 5 MRV à effet Vernier à stator externe et interne [56]

### II.3.3- MRV hybrides

Les MRV hybrides possèdent la même structure que les deux types précédents, leur particularité réside seulement dans l'ajout d'aimants permanents afin d'augmenter leurs performances. L'intégration d'aimants permanents dans les structures à double saillance permet de compenser un entrefer trop volumineux.

On distingue deux types de machines à aimants à double saillance, dérivées des Machines à Réluctance Variable à Double Saillance (MRVDS) : Dans la première les aimants permanents sont placés au rotor (Voir figure 2.6). Cette dernière se rapproche des machines synchrones à aimants incorporés. La seconde à rotor passif, utilise plutôt des aimants placés au niveau du stator, ce qui permet d'obtenir une machine à double saillance à aimants permanents au stator dite «MRV polarisée» [57,58].

Dans ce type de moteurs, l'excitation de l'aimant permanent se combine avec l'excitation électrique dans les bobines et créent un champ magnétique. Le champ excité hybride offre des caractéristiques attrayantes à ces moteurs pour en faire un choix parfait pour une utilisation dans des systèmes tels que les éoliennes et les véhicules électriques. Certaines fonctionnalités de ces machines incluent :

- La possibilité de contrôler le flux d'entrefer en changeant la polarité et la taille du courant dans la bobine d'excitation ;
- En renforçant le champ, le moteur pourra produire un couple extrêmement élevé si nécessaire ;
- En atténuant le champ, la zone de puissance constante du moteur est étendue pour créer une large plage de vitesse ;
- Par l'ajustement approprié de la densité du flux dans l'entrefer, il sera possible de produire une tension de sortie constante pour le régime générateur ou la vitesse de rotation peut subir des changements perpétuels comme c'est le cas dans les chaînes d'éoliennes ;
- Par le réglage approprié de la densité de flux d'entrefer, il sera possible de créer un contrôle d'optimisation du rendement du moteur pendant le fonctionnement. Cette caractéristique s'avère très importante du fait que le rendement du moteur pourra être généralement maintenu à un niveau acceptable à toutes les vitesses possibles.

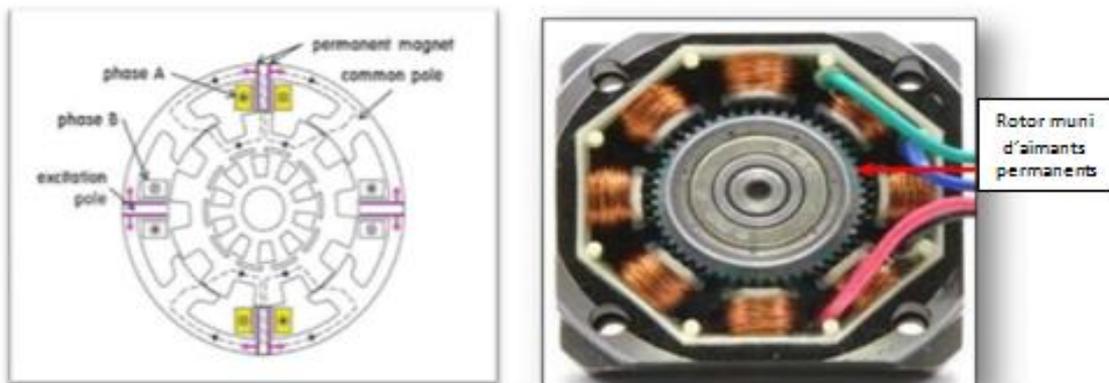


Figure 2. 6 MRV hybride [57,58]

#### II.4- Catégorisation des MRV

Diverses conceptions des MRV ont subies certaines limitations telles que la pénalité d'excitation, la complexité de contrôle, le bruit et les vibrations, ce qui a incité les chercheurs à l'incorporation d'aimants permanents dans la structure de base, par conséquent, une nouvelle classe des MRV a vu le jour dite machines à aimant permanent doublement saillant (DSPMM). Ce moteur intègre les mérites à la fois du moteur Brushless (sans balais BLDC) et du MRV [58].

Les MRV sont souvent considérés comme des moteurs pas à pas. Cependant, les différences importantes dans leurs configurations et les méthodes utilisées pour les contrôler, ont placé les moteurs à réluctance variables dans une catégorie distincte. Comme les autres moteurs à réluctance, les MRV n'ont généralement pas d'aimants dans le rotor, ni dans stator et par conséquent, ils bénéficient d'une structure simple, cohérente et bon marché. Cependant, une petite quantité de matériaux magnétiques permanents est utilisée dans certains types de moteurs pour améliorer leurs couples. Le nombre de rapports entre les pôles du stator et du rotor utilisés dans les MRV est plutôt limité, les plus courants étant : 4/6, 6/8, 8/12. Il est à noter que chaque paire de bobines en vis-à-vis constitue une phase. Par conséquent, pour les rapports 4/6 et 6/8, il y a respectivement trois phases et quatre phases sur le stator. Selon leurs applications, les MRV sont produits dans une large gamme de structures. La figure 2.7 présente une classification de ces moteurs en fonction de leurs mouvements, chemins de flux et types d'excitation.

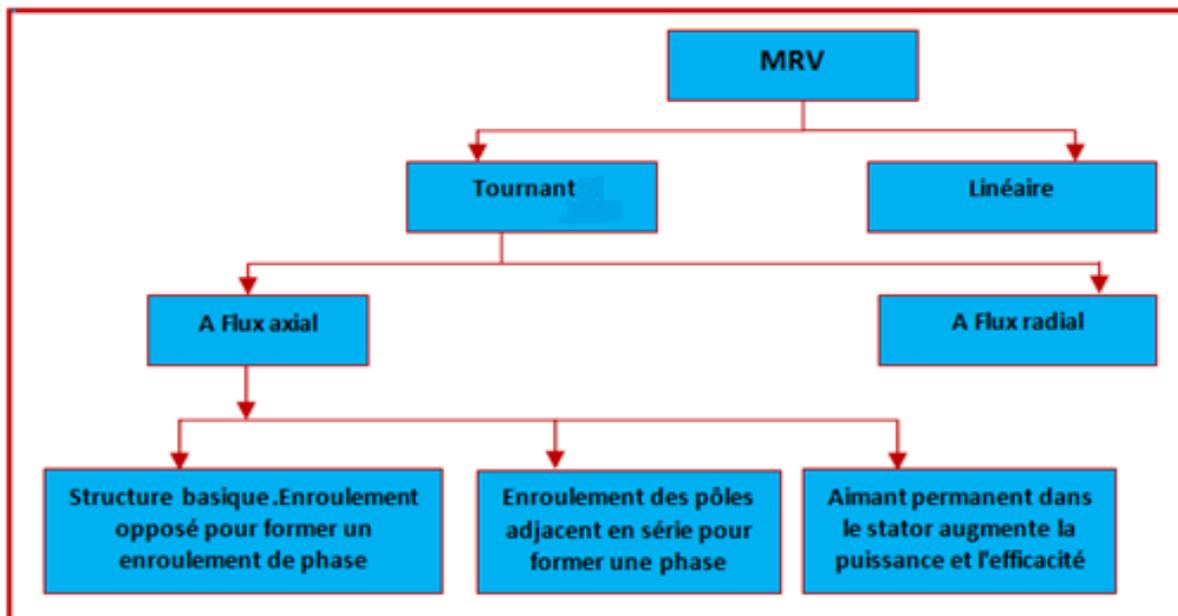


Figure 2. 7 Classification des MRV selon le type de mouvement, flux et mode d'excitation

Les MRV ont un rotor et un stator laminés, avec  $N_s$  pôles dans le stator et  $N_r$  pôles dans le rotor. Chaque phase a une bobine sur les pôles statoriques. Les structures triphasées 6/4 et 8/6 sont parmi les structures les plus courantes. Ces deux configurations ont une constante ( $q=1$ ), montrant que deux bobines centralisées sont placées sur une paire de pôles dans chaque phase statorique. Pour les cas où  $q$  est égale à 2 ou 3, comme dans les configurations 12/8 ou 16/12, ces machines sont utilisées comme moteurs à grandes vitesses et à couples élevés et comme générateurs à grandes vitesses.

En raison de la symétrie du circuit magnétique du MRV, la liaison du flux de phase est nulle

même dans les conditions de saturation. Par conséquent, si une phase du moteur est court-circuitée, le moteur est toujours capable de fonctionner. Dans ce cas, en raison de l'absence d'induction mutuelle, aucune tension ou courant n'est généré dans la phase en court-circuit. En conséquence, les MRV sont plus résistants aux défauts que les autres moteurs à courant alternatif qui quand à eux, fonctionnent sur la base de l'interaction des phases. En outre, l'auto-inductance joue un rôle clé dans la production du couple dans les MRV. En l'absence de saturation, l'auto-inductance pour chaque phase change linéairement en fonction de la position du rotor.

Comme le montre la figure 2.7, les MRV peuvent être classés en différents groupes en fonction de leurs types de mouvement et selon leurs cheminements du flux. En ce sens nous présentons dans cette partie une catégorisation des MRV, afin de mieux les reconnaître pour mieux les utiliser.

#### II.4.1- MRV linéaire

Les MRV linéaires sont similaires dans leurs structures aux MRV conventionnels, sauf que leurs rotors et leurs stators sont conçus en forme linéaire (Voir figure 2.8). L'une de ses applications est celle des trains électriques et des métros. Il est intéressant d'évoquer notamment les trains à lévitation magnétique avec leurs grandes vitesses atteintes sans précédents comme le montre la figure 2.9 du train à lévitation magnétique et à MRV linéaire, inauguré en 2002, à 225 km/h et à vitesse maximale d'exploitation fixée à 420 km/h [57].

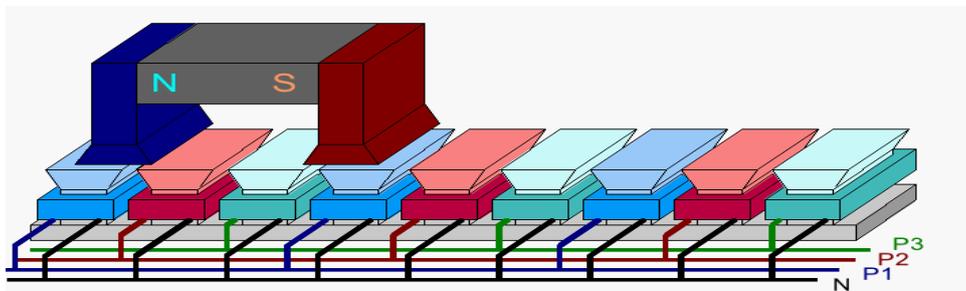


Figure 2. 8 Schématisation d'un MRV linéaire, avec les phases d'alimentation électrique



Figure 2. 9 Train à lévitation magnétique et à MRV linéaire, inauguré en 2002

## II.4.2- MRV tournant

### II.4.2.1- MRV tournant à flux axial

Ces moteurs, sont caractérisés par le chemin du flux aligné avec l'axe du moteur, ils sont utilisés pour les cas où la longueur du moteur est d'une grande importance et pour les moteurs à petite longueur et à couple élevé. Ils sont destinés aux ventilateurs de climatisation et aux véhicules électriques (Voir la figure 2.10). Les figures 2.11 et 2.12 montrent la configuration du MRV respectivement à flux radial et axial.



Figure 2. 10 MRV à flux axial à rotor externe pour l'entraînement d'une roue motrice d'un véhicule électrique

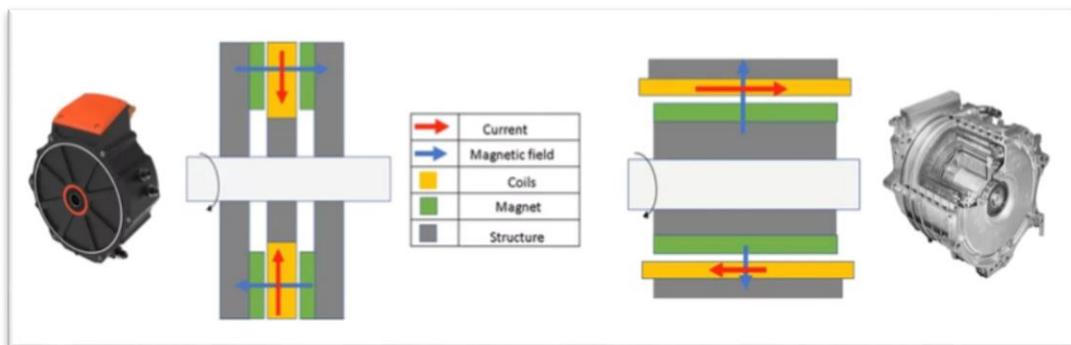


Figure 2. 11 Moteurs à reluctance variable respectivement à flux radial et à flux axial

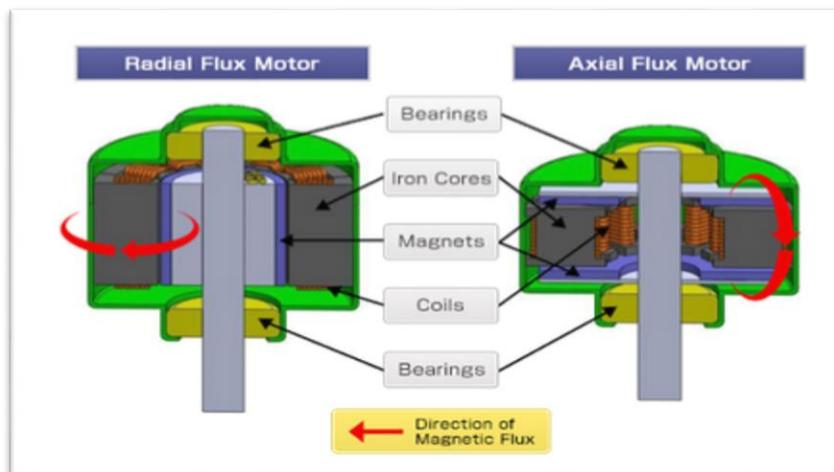


Figure 2. 12 Composition principale du MRV axial et radial

#### II.4.2.2- MRV tournant à flux radial

Parmi les structures du MRV, celle à flux radial est la plus courante. Ils sont subdivisés en deux catégories : les moteurs conventionnels à réluctance variable à court-flux, dont les pôles en vis-à-vis sont connectés en série pour former une phase et les moteurs à réluctance variable dont les pôles adjacents sont connectés en série pour former une phase. Dans les MRV à court chemin de flux, ce dernier est renvoyé de sorte qu'il ne traverse pas l'intégralité de la culasse du stator et par conséquent le chemin du flux est raccourci, ce qui réduit les pertes dans le noyau. La figure 2.13 montre un MRV à court chemin de flux. Les problèmes les plus courants avec cette configuration sont l'inductance mutuelle élevée et l'imposition des fractions magnétiques asymétriques.

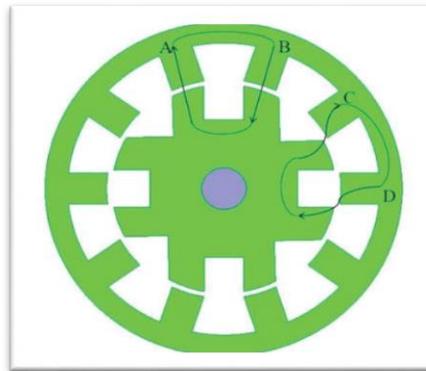


Figure 2. 13 MRV à court chemin de flux

Comme le montre la figure 2.14, il y a un autre type de moteurs avec un court chemin de flux dit : MRV à noyau en E à pôle commun. Comme on peut le voir, ce moteur à trois pôles sur le stator et dans lesquels le pôle central n'a pas d'enroulement. En fait, cette structure a deux phases sur le stator, ayant le pôle médian entre les deux phases qui a pour tâche de créer un chemin pour le passage du flux. De plus, le pôle partagé ne joue pas de rôle dans le changement de réluctance en raison de sa largeur [58].

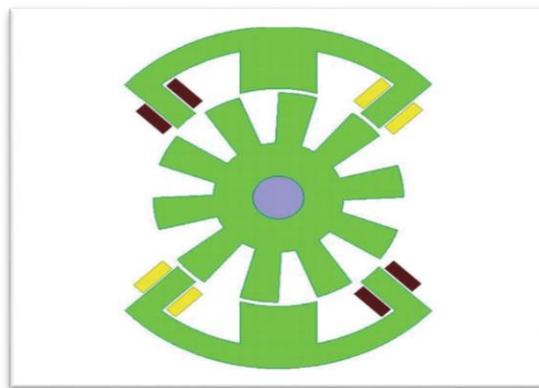


Figure 2. 14 MRV à court chemin de flux à noyau en E et à pôle commun

La figure 2.15 montre le fonctionnement et le chemin court du flux dans un MRV à pôle

commun en E. Ce type de structure permet de générer un couple avec au moins un noyau E utilisé dans le stator afin qu'il puisse faire tourner le rotor. Cependant, deux noyaux E sont généralement utilisés dans le stator. Si un seul noyau E est utilisé, il applique une force axiale asymétrique au rotor et provoque un dysfonctionnement du moteur qui pourra empêcher le moteur à fonctionner correctement. Pour cela, un stator à deux noyaux E est utilisé, comme le montre la figure 2.15. L'augmentation du nombre de pièces en forme de E dans le stator augmente la puissance et le couple.

Cependant, un stator avec des pièces séparées n'est pas couramment utilisé dans les MRV à noyau à pôle commun, car l'assemblage de ces pièces et la prévention de leurs vibrations et déplacements sont une tâche difficile. En outre, tout changement structurel peut conduire à un fonctionnement asymétrique. Par conséquent, le stator de ces moteurs est généralement construit sur la base de moteurs intégrés à 4 noyaux comme nous le montre la figure 2.16.

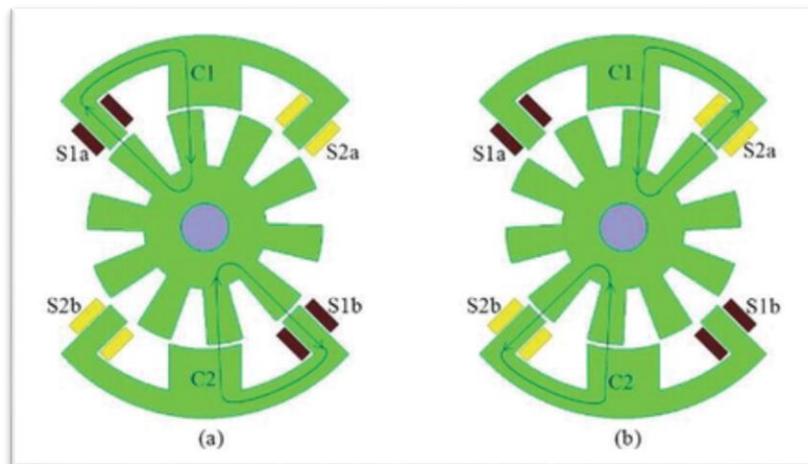


Figure 2. 15 Chemin de flux dans un pôle commun en E (a) phase 1 ; (b) phase 2

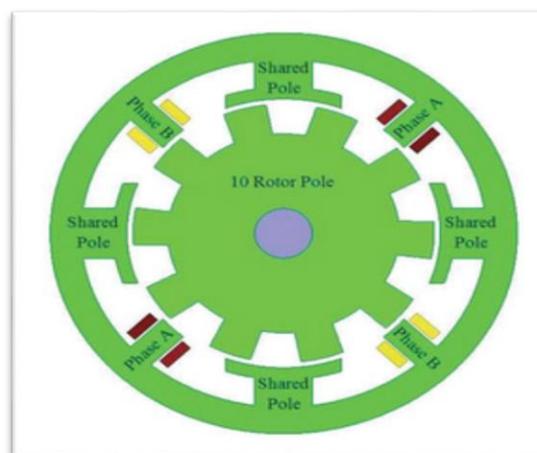


Figure 2. 16 Une configuration MRV à 4 noyaux en E à pôle commun.

En raison de leurs propres avantages, les MRV à aimants permanents, ont attiré l'attention de nombreux industriels ces dernières années. Cependant, ces moteurs souffrent de certains

inconvenients et problèmes communs tels qu'une faible puissance, couple réduit, complexité des méthodes de contrôle, bruits acoustiques et pertes liées au courant. Ajouté à cela, la cherté des aimants permanents fabriqués à base de terres rares, due essentiellement aux enjeux géopolitiques et économiques complexes. Certains efforts ont été déployés ces dernières années pour incruster des matériaux magnétiques permanents dans les MRV. Cela a conduit à l'émergence d'une nouvelle configuration appelée moteur à aimants permanents doublement saillant (DSPMM), qui partage la même configuration et les mêmes fonctionnalités que les moteurs à réluctance variable conventionnels et contient en même temps des aimants permanents dans le stator. Les DSPMM ont été considérés dans de nombreuses études, comme un sous-ensemble des moteurs à aimants permanents. Cependant, comme ils partagent la même configuration et la même fonctionnalité que les MRV, ils ont été étudiés dans la catégorie des MRV à aimants permanents [58]. Certaines des configurations les plus importantes ont été introduites dans la littérature à savoir :

- Moteurs à aimants permanents à flux unidirectionnel,
- Moteurs à commutation de flux,
- Moteurs à inversion de flux
- Moteurs hybrides excités.

## II.5- Principe de fonctionnement

Le principe de fonctionnement du moteur à réluctance variable s'explique par le fait que le rotor essaie constamment de s'aligner sur la voie de réluctance la plus faible. La formation du champ magnétique rotatif peut se faire à l'aide du circuit de commutation de l'électronique de puissance. La réluctance du circuit magnétique dépend principalement de l'entrefer. Par conséquent, en modifiant l'entrefer entre le rotor et le stator, on peut également modifier la réluctance du moteur. La réluctance définie comme une résistance au flux magnétique quelque soit le type du MRV étudié (cylindrique, linéaire, Vernier à grosses dents, etc....). Le principe de fonctionnement est toujours identique si le couplage magnétique entre phases est négligeable. Il peut être décrit à partir de la structure élémentaire monophasée illustrée sur la figure 2.17.

Cette structure est composée d'un circuit magnétique simple constitué de deux pièces ferromagnétiques, l'une fixe (stator) comportant un nombre de spires  $N_s$  parcourues par un courant  $i$  et l'autre mobile (rotor) au tour d'un axe fixe. Soit  $\theta_m$  l'angle formé entre l'axe longitudinal du rotor et l'axe inter-polaire du stator. Le flux magnétique induit par la force magnétomotrice  $F=N_s \cdot i$ , oscille entre 2 extrêmes valeurs correspondantes à 2 positions [58] : Une position d'opposition où le circuit magnétique présente une réluctance maximale, ou une inductance minimale ; et l'autre position de conjonction où le circuit magnétique présente une

réluctance minimale, ou l'inductance est maximale. Comme le montre la figure précédente, l'inductance  $L(\theta)$  a des valeurs différentes dans n'importe quelle position du rotor. En position de début d'alignement (où l'entrefer entre les pôles du rotor et du stator est élevé), la valeur de la réluctance de l'enroulement ( $R_e$ ) est également élevée.

Selon l'équation  $L=N^2/R_e$ , une réluctance plus élevée signifie que la phase a moins d'inductance. De ce fait, en position de début d'alignement, la valeur de l'inductance est minimale. Par contre, en position complètement alignée, l'inductance est à sa valeur maximale. En mode moteur, l'enroulement de phase doit être alimenté dans la région du couple positif et en mode générateur, la phase doit être activée dans la région du couple négatif. Autrement dit, à partir de la position d'opposition où ( $\theta=0$ ), pour que la pièce ferromagnétique rotorique se mette à tourner, nous devrions alimenter l'électroaimant fixe du stator jusqu'à la position de conjonction ( $\theta = \pi/2$ ), selon la règle du flux maximal correspond à la réluctance minimale et le cycle se répète périodiquement.

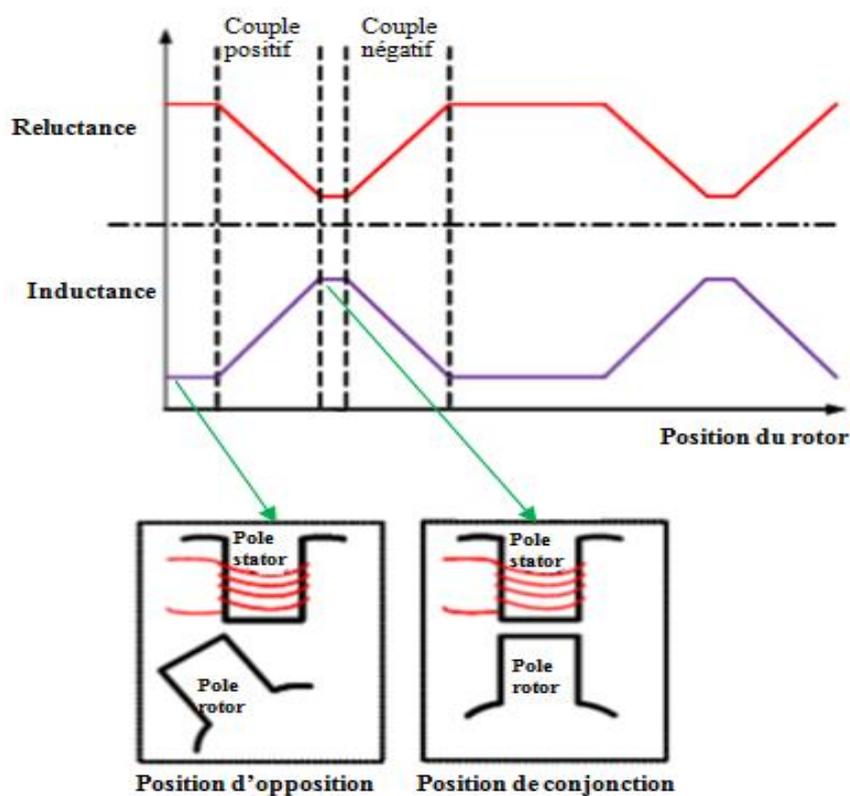


Figure 2. 17 Structure élémentaire du MRV et positions extrêmes de la dent du rotor

L'alimentation de la machine avec un courant constant lors de la phase croissante ou décroissante de l'inductance (Voir les figures 2.18 et 2.19) donnera le régime de fonctionnement souhaité.

Typiquement, il y a un nombre inégal de pôles saillants au stator et au rotor. Il existe pour

cela des règles régissant le nombre de dents statoriques  $N_s$  et rotoriques  $N_r$ , ainsi que le nombre de phases «  $m$  » pour assurer un bon fonctionnement des MRV. La figure 1.20 illustre la structure MRV 8/6 pôles fréquemment utilisée.

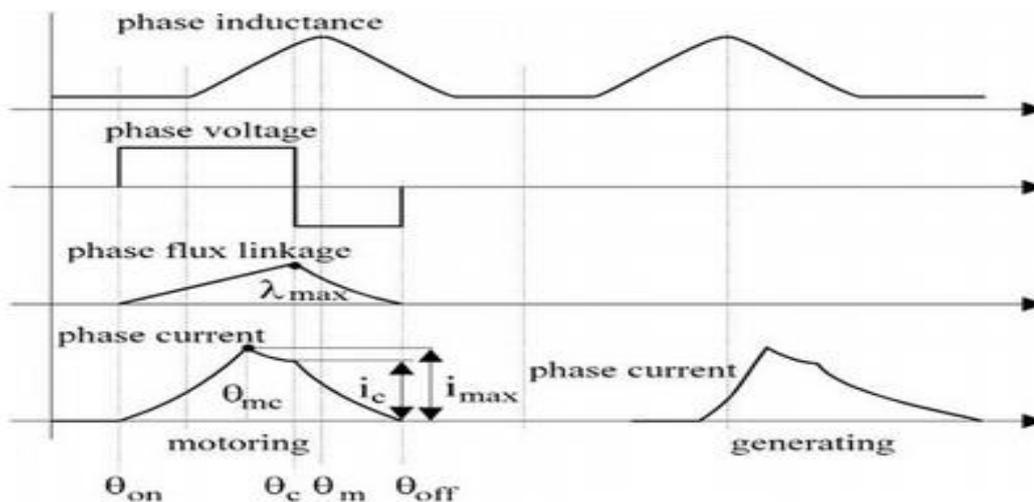


Figure 2. 18 Inductance de phase, tension de phase, flux de phase et courant de phase

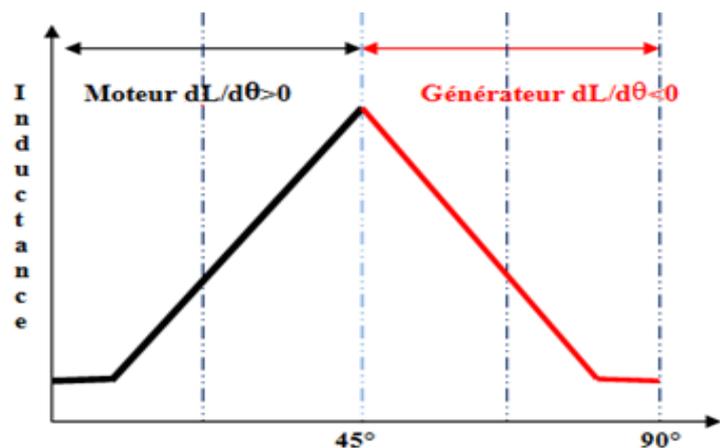


Figure 2. 19 Variation de l'inductance en fonction de la position du rotor

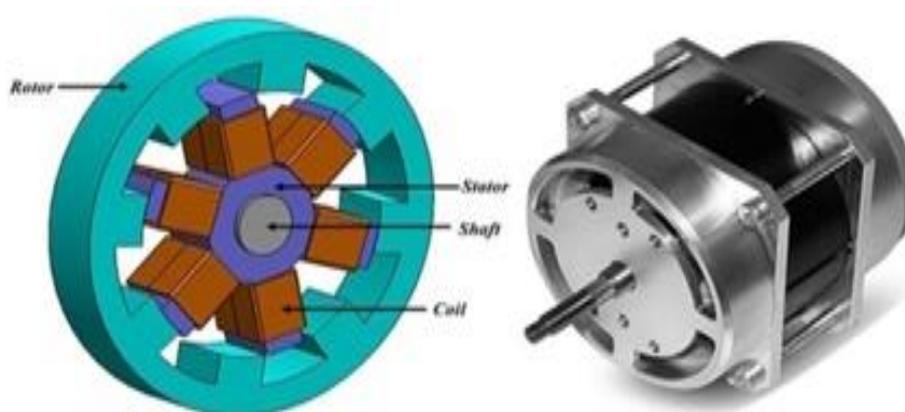


Figure 2. 20 Structure électromagnétique d'un MRV8/6

Si les dents du rotor se trouvent dans une position intermédiaire entre l'opposition et la conjonction, l'injection d'un courant dans l'enroulement du pôle statorique d'excitation modifie l'état de la machine qui tend à présent en une réluctance minimale (flux maximal). On observe cependant une rotation du rotor vers la position de conjonction. Lorsque le courant est coupé, l'énergie cinétique emmagasinée durant la rotation amène les dents du rotor jusqu'à la position d'opposition et le cycle se répète pour obtenir un mouvement rotatif permanent (Voir figure 2.21).

La période de variation de la réluctance vue d'une phase, correspond au passage de la conjonction d'une dent à la conjonction de la dent suivante. La relation entre les angles électrique  $\theta_e$  et mécanique  $\theta_m$  est donnée par [57,58] :

$$\theta_e = N_r \cdot \theta_m \quad (2.1)$$

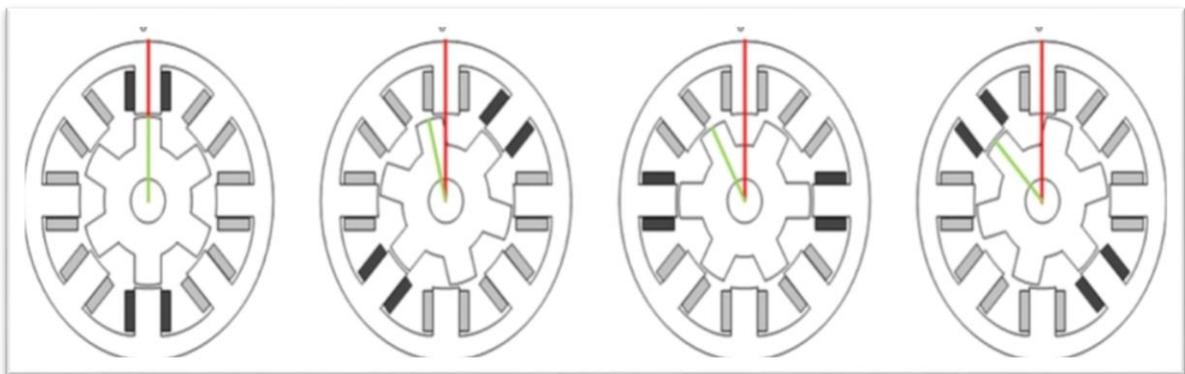


Figure 2. 21 Positions d'opposition et de conjonction d'un MRV8/6

### II.5.1-Fonctionnement en génératrice

La fonction du générateur à réluctance variable (GRV) est légèrement plus compliquée. Les principes généraux et les stratégies pour le mode générateur sont décrits comme suit : On suppose que le rotor du générateur est tourné dans le sens inverse des aiguilles d'une montre par un couple externe. Dans cette situation, considérons un moment (figure 2.22) où les pôles 1,1' font face aux pôles A1, A3 et les pôles 3,3' font face aux pôles A2, A4 et les interrupteurs S1, S2 sont fermés. Dans ce cas, l'inductance est au niveau maximum et un flux magnétique est généré par la batterie dans le noyau. Lorsque cela se produit, le couple mécanique externe fait tourner le rotor et sépare les pôles, ainsi, l'inductance est augmentée. La machine a tendance à maintenir la réluctance minimale, cependant, un couple est généré dans le sens opposé du couple mécanique. L'énergie mécanique est alors stockée sous forme d'énergie magnétique dans l'enroulement du stator. Lorsque le rotor atteint un certain angle, les interrupteurs S1, S2 sont ouverts et le courant circule à travers les diodes de roue libre dans la batterie pour stockage [59].

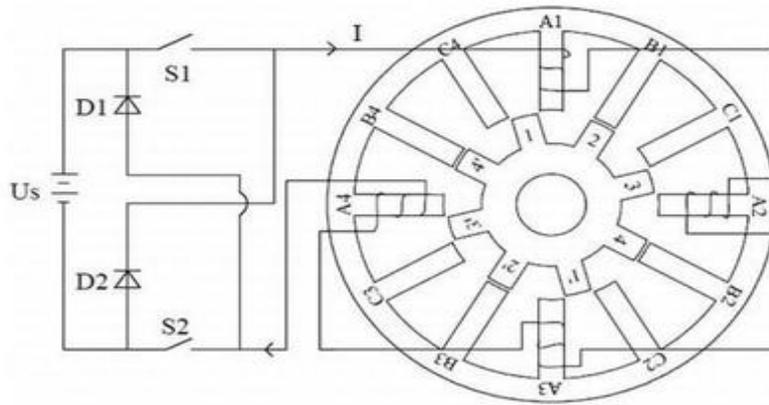


Figure 2. 22 Configuration de générateur GRV triphasé 12/8 pôles

Il est convenu désormais que le régime moteur n'est possible dans une machine à réluctance variable que quand le couple  $T_e > 0$  sur la phase croissante de l'inductance  $\partial L(\theta_m)/\partial(\theta_m) > 0$  (comme le montre la figure 2.19) ; par contre le régime génératrice est quand  $T_e < 0$  et que la variation de l'inductance est décroissante  $\partial L(\theta_m)/\partial(\theta_m) < 0$ .

### II.5.2- Fonctionnement en moteur

Le MRV est un moteur électrique à double saillance ; le stator et le rotor sont à pôles saillants. Son principe de fonctionnement est basé sur l'attraction des matériaux ferromagnétiques par les électro-aimants placés au stator. Lorsque deux pôles opposés du stator sont excités, deux pôles du rotor tendent à s'aligner avec eux et vont au fur et à mesure de leur rotation à la position de conjonction évoquée précédemment. Cependant d'autres pôles sont hors alignement. L'alimentation d'une autre paire de pôles du stator amène encore une fois les pôles du rotor à l'alignement. De la même façon, et en commutant séquentiellement le courant dans les enroulements des pôles statoriques, le rotor tourne. La figure 2.23 montre le fonctionnement d'un exemple de MRV de type 8/6 pôles.

Dans cette figure, le champ magnétique du stator tourne dans le sens des aiguilles d'une montre. L'angle des dents du rotor est de  $45^\circ$ . Le rotor se déplace dans le sens antihoraire vers la dent de rotor suivante à  $45^\circ$ , mais s'aligne avec une dent statorique à  $30^\circ$  dans le sens horaire. Ainsi, l'angle de pas réel est la différence entre l'angle du stator de  $45^\circ$  et l'angle de rotor de  $30^\circ$ . Si on a le même nombre de dents, la différence serait égale à zéro et le moteur restera immobile.

Au commencement dès la position du repos, la phase 1 est sous tension, trois impulsions sont nécessaires ( $\varphi_2, \varphi_3, \varphi_4$ ) pour aligner la dent du rotor (en pointillé) sur le prochain pôle du stator, qui est à  $45^\circ$ . Avec 3 impulsions par dent de stator et 8 dents de stator, 24 impulsions déplacent le rotor sur un parcours de  $360^\circ$ .

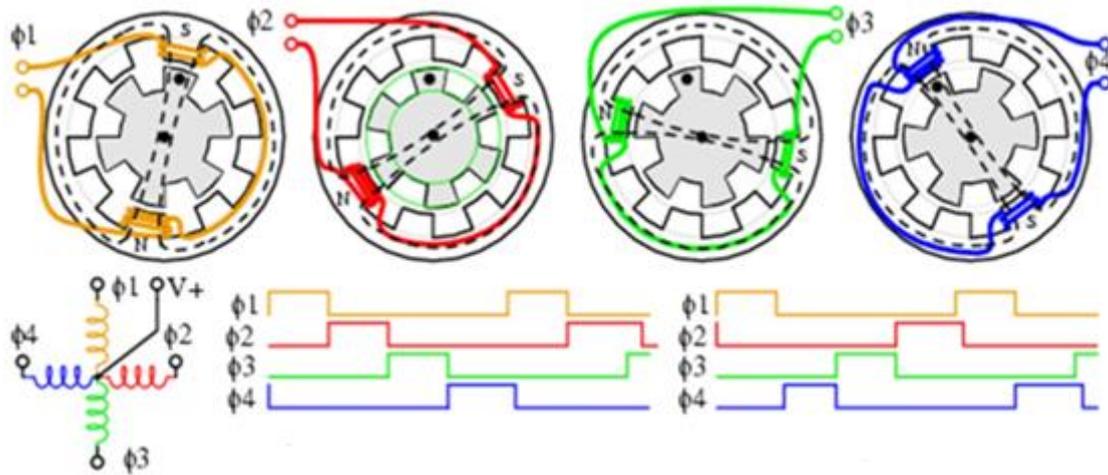


Figure 2. 23 Fonctionnement du MRV type 8/6 pôles

En résumé, lorsqu'une phase du stator est alimentée, le courant électrique crée un flux magnétique qui se repartit dans toutes les parties magnétiques du moteur. Les lignes de flux traversent l'entrefer denté et se brise par endroits où la réluctance varie ; c'est cette nature même qui génère un couple réluctant qui tente de redresser ces lignes de champs magnétique et minimiser le chemin qu'elles traversent et par conséquent, varier la réluctance. La dent rotorique la plus proche se trouve alors attirée vers le pôle excité. C'est le principe du flux maximal. L'alimentation successive des phases statoriques entraîne un mouvement continu du rotor.

## II.6- Paramètres caractéristiques du MRV

### II.6.1- Pas incrémental

L'angle formé entre la position de conjonction et celle d'opposition est dit «pas incrémental». C'est une très importante grandeur pour la détermination de la temporisation séquentielles des bobines et des périodes de commutation des composants du circuit d'alimentation. On désigne le pas polaire statorique ( $\alpha_s$ ) par :

$$\alpha_s = \frac{2\pi}{N_s} \quad (2.2)$$

Et le pas polaire rotorique  $\alpha_r$  par :

$$\alpha_r = \frac{2\pi}{N_r} \quad (2.3)$$

Pour une machine symétrique, l'espacement des pôles statorique et rotorique est régulier. Entre deux commutations, le déplacement angulaire est égal à la différence entre  $\alpha_s$  et  $\alpha_r$ . Le pas incrémental  $\alpha_p$  sera égal à :

$$\alpha_p = |\alpha_r - \alpha_s| \quad (2.4)$$

Dans le cas d'une MRV8/6, nous avons alors  $\alpha_s=45^\circ$ ,  $\alpha_r=60^\circ$  et le pas polaire  $\alpha_p=15^\circ$ . Chaque bobine sera donc excitée pendant une période de  $30^\circ$ .

### II.6.2- Sens de rotation

Le sens de rotation du rotor du MRV dépend du nombre des pôles statoriques  $N_s$  et rotoriques  $N_r$ . Si  $N_s < N_r$  ou  $\alpha_s > \alpha_r$  alors :

$$\alpha_p = \alpha_s - \alpha_r \quad (2.5)$$

Le sens de rotation du rotor est identique au sens de l'alimentation des bobines statorique.

Si au contraire  $N_s > N_r$  ou  $\alpha_s < \alpha_r$  alors :  $\alpha_p = \alpha_r - \alpha_s$  (2.6)

Le sens de rotation du rotor est alors opposé à celui de l'alimentation des bobines statorique avec :

$$\alpha_r = q \cdot \alpha_p \quad (2.7)$$

Pour un MRV le sens de rotation est donc contraire au sens d'alimentation des phases. Le nombre de pas par tour est donné par :

$$N_p = \frac{2\pi}{\alpha_p} \quad (2.8)$$

Pour le MRV8/6 nous avons  $N_p=24$ , cela revient à dire que : pour que le rotor fasse un tour complet, il faut alimenter les 4 phases 24 fois.

## II.7 – Dimensionnement et méthodologie de conception d'un MRV

La conception d'une machine dépend nécessairement de l'application d'un cahier de charge, si on prend à titre d'exemple les moteurs d'entraînement des véhicules électrique, on est conditionné par de nombreuses contraintes opérationnelles et technico-économiques telles que : couple et rendement élevé, possibilité de récupération d'énergie au freinage, puissance spécifique élevée, réduction du nombre des semi-conducteurs de puissance, coût de fabrication compétitif, efficacité, maintenance à cout réduit, etc...[60,61]. Les paragraphes suivants traitent les différentes étapes du processus de dimensionnement, du calcul des paramètres géométriques et de leurs impacts.

### II.7.1 Dimensionnement global de l'enveloppe

Le dimensionnement d'un moteur à réluctance variable est un cheminement d'étapes interdépendantes où les phénomènes mécaniques, thermiques et électromagnétiques y sont intensément liés. Nous donnons ici quelques éléments de base qui nous permettent de faire le

tour du choix des dimensions. La dimension principale de référence est bel et bien le couple électromagnétique  $T_e$  qui doit vérifier l'équation suivante [62,63] :

$$T_e = K \cdot D_r^2 \cdot L \quad (2.9)$$

Où  $D_r$  est le diamètre du rotor et  $L$  est la longueur d'empilage des tôles. Le couple par unité de volume est alors comme suit :

$$T_v = T / (\pi \cdot D_r^2 \cdot L / 4) = 4K / \pi = 2\rho \quad (2.10)$$

$$D_r^2 \cdot L = 2T / \pi \cdot \rho \quad (2.11)$$

Avec  $\rho$  la pression tangentielle égale à :

$$\rho = F_T / S_e = K \cdot B \cdot A_L \quad (2.12)$$

$$S_e = \pi \cdot D_r \cdot L \quad (2.13)$$

$A_L$  Est la densité linéique :  $200 < A_L < 3\,000$  A/m pour  $0.3 < B < 1$ T. Les valeurs typiques de la pression tangentielle  $\rho$  sont mentionnées sur le tableau 2.1 suivant [62] :

Tableau 2. 1 Valeurs de la pression tangentielle des moteurs

Moteur	Petits moteurs	Moteurs intégral	Servomoteurs	Machines aérospatiales	Grandes machines
$\rho$ (kPa)	$0,7 < \rho < 3,5 \cdot 10^{-3}$	$3,5 < \rho < 13,8$	$6,9 < \rho < 20,7$	$13,8 < \rho < 34,5$	$68,9 < \rho < 103,4$

Le diamètre et la longueur de l'empilement de tôles doivent être déterminés séparément, pour cela il est nécessaire de calculer le rapport suivant :

$$\delta = D_r / L \quad (2.14)$$

Le diamètre stator est :

$$D_r = D_s / K_D \quad (2.15)$$

La méthode la plus simple pour estimer le diamètre du stator est de se référer aux valeurs typiques du rapport  $K_D = D_r / D_s$  : pour une machine triphasée avec six pôles statoriques et quatre pôles rotoriques, le rapport  $D_r / D_s$  est typiquement de 0.5. Une valeur amoindrie de  $K_D$ , diminue l'ouverture des dents et augmente en conséquence la saturation des pôles. La longueur de l'enveloppe  $L_e$  est égale à la somme de la longueur des tôles empilées  $L$  et de la

longueur des deux têtes des bobines. Or, cette dernière équivaut à 1.2 fois la largeur du pôle statorique( $t_s$ ). La longueur de l'enveloppe doit vérifier donc l'équation qui suit :

$$L_e = L + 2. L_{oh} = L + 2,4. t_s \quad (2.16)$$

### II.7.2- Choix des dentures statoriques et rotoriques

Le paramètre  $\beta_s$  détermine la plage angulaire de production d'effort où la variation de l'onde d'inductance est notée  $d\theta_p$ . Généralement pour des raisons d'encombrement au niveau des bobinages, il est souhaitable que l'arc polaire rotorique  $\beta_r$  ait une valeur supérieure ou égale à celle de l'arc polaire statorique, ce qui est pratiquement toujours le cas si  $N_s > N_r$ . Les angles des pôles statoriques et rotoriques doivent vérifier les trois conditions suivantes [62] :

$$\begin{cases} \beta_s \geq \beta_r, \\ \beta_s < 2\pi/N_r - \beta_r, \\ \beta_s \geq 2\pi/(q. N_r) = \beta_{sm} \end{cases} \quad (2.17)$$

Les trois conditions peuvent être représentées dans le schéma de la figure 2.24 pour définir le triangle de faisabilité des angles dentaires. Les angles des dentures rotoriques et statoriques du MRV se situent dans ce triangle.

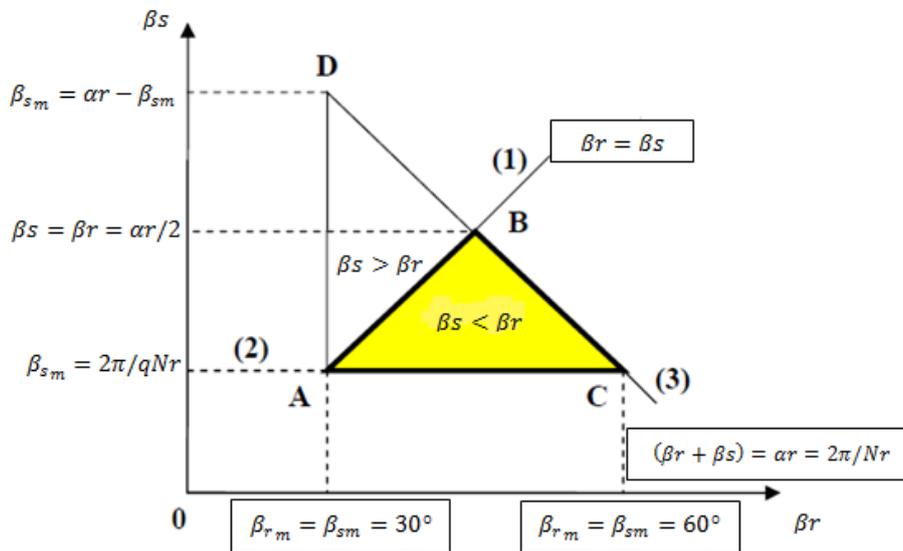


Figure 2. 24 Triangle de faisabilité

Le triangle de faisabilité est partagé en deux parties. Selon lesquelles la partie supérieure concerne les dents statoriques plus larges que les dents rotoriques et vis versa pour la partie inférieure. Ces deux parties ont des comportements magnétiques symétriques. On préfère le cas correspondant au demi triangle ABC limité par les 3 droites (AB ; BC ; AC) où :

- La droite AB correspond à :  $\beta_s = \beta_r$
- La droite BC correspond à la limite:  $\beta_s = \alpha_r - \beta_r$
- La droite AC correspond à la valeur minimale de  $\beta_s$  correspondant elle-même à la durée minimale de production de couple d'une seule phase.

Ce triangle est limité par l'équation suivante :

$$\beta_s = \alpha_r < \beta_r \quad (2.18)$$

Condition nécessaire pour que la perméance en position d'opposition reste faible (l'arc polaire statorique doit rester inférieur à l'arc inter-dentaire rotorique). Selon la deuxième condition, à valeur de  $\beta_s$  imposée généralement par des considérations du couple pulsatif, la valeur de  $\beta_r$  est choisie vis-à-vis des contraintes du moment d'inertie (J). On a la relation suivante :

$$(\beta_r)_m \leq \beta_r \leq (\beta_r)_M = \alpha_r - \beta_{sm} \quad (2.19)$$

Une valeur de  $\beta_r$  élevée donne une large plage de conjonction et rend la démagnétisation plus aisée et permet ainsi d'obtenir un couple meilleur par injection des courants appropriés. Une valeur faible de  $\beta_r$  donne une importante plage d'opposition qui permet d'accroître sensiblement la puissance maximale mais augmente l'ondulation du couple. La dernière condition permet d'assurer la continuité du couple lors de la commutation entre deux plots statoriques en respectant la condition suivante :

$$\beta_{sm} = \frac{2\pi}{N_r \cdot q} \quad (2.20)$$

Pour obtenir un fort couple de démarrage avec moins d'ondulations, il faut maximiser l'angle statorique de sorte que  $\beta_s > \beta_{sm}$ , sauf que cela réduit la surface réservée au bobinage et augmente donc les pertes Joule car la densité de courant devient plus importante. Il faut donc trouver un compromis pour minimiser l'ondulation du couple et les pertes Joule. La figure 2.25 décrit la forme idéale de l'inductance au niveau des angles de la denture rotoriques et statoriques. Ces angles influent sur la forme de l'onde d'inductance et donc sur le couple [64].

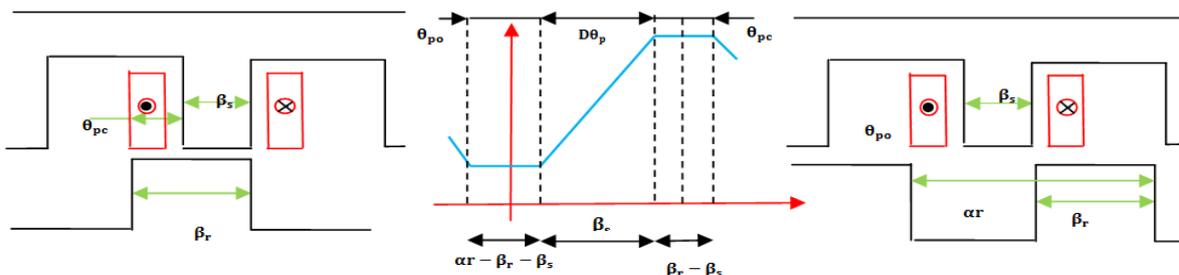


Figure 2. 25 Relations entre forme d'onde d'inductance et les angles des dents [2] [65]

### II.7.3- Nombre de pôles

Il existe diverses astuces de conception pour le nombre de pôles, ce qui laisse une large gamme de choix des combinaisons des nombres des dents statoriques et rotoriques. Le choix de  $N_s$ ,  $N_r$  et  $q$  repose sur les conditions suivantes : Entre deux commutations successives, le rotor doit avoir fait une rotation d'un angle égal à la différence entre le pas angulaire rotorique  $\alpha_r$  et le pas statorique  $\alpha_s$ . Le pas incrémental entre deux commutations, est exprimé comme suit [62]:

$$\alpha_p = |\alpha_r - \alpha_s| \quad (2.21)$$

Si  $N_r > N_s$  ou  $\alpha_s > \alpha_r$ ,  $\alpha_p = \alpha_s - \alpha_r$ , le sens d'alimentation des bobines donne le sens de rotation du rotor. Si  $N_r < N_s$  ou  $\alpha_r > \alpha_s$ ,  $\alpha_p = \alpha_r - \alpha_s$ , le rotor tourne en sens inverse du sens d'alimentation des bobines statoriques. Décidemment, pour changer le sens de rotation, il suffit d'inverser l'ordre d'alimentation. L'augmentation du nombre des pôles réduit l'ondulation du couple, mais augmente le nombre des semi-conducteurs, donc augmente la complexité du convertisseur.

L'action d'une dent statorique sur le rotor produit un effort radial. Pour que les efforts radiaux s'équilibrent il faut que le nombre  $N_s/q$  de dents par phase soit supérieur à l'unité. Le tableau 2.2 ci-dessous affiche d'une façon non exhaustive quelques valeurs usuelles de  $N_s$  et  $N_r$ , pour  $q=3$  et  $q=4$ .

Pour déterminer les différentes structures possibles permettant d'obtenir un nombre de pas désiré, on peut avoir pour un nombre de phases donné, une seule valeur de  $N_r$  et deux valeurs possibles de  $N_s$ . La vitesse de rotation est liée à la fréquence d'alimentation par le nombre  $N_r$  de dents dans le rotor :

$$N_r = 2\pi \cdot \Omega \cdot f \quad (2.22)$$

Les MRV à pôles saillants les plus fréquents et les plus convoités dans l'industrie sont MRV8/6, avec 4 phases ; 6/4, avec 3 phases et rarement 16/12 avec 4 phases.

Tableau 2. 2 Valeurs usuelles des  $N_s$  et  $N_r$  en fonction du nombre de phases

q=3			q=4		
$N_s$	$N_r$	$N_p$	$N_s$	$N_r$	$N_p$
6	4	12	8	6	24
6	8	24	8	10	40
9	6	18	12	9	36
12	8	24	-	-	-
12	16	48	-	-	-
15	10	30	-	-	-

### II.7.4- Epaisseur de l'entrefer

L'entrefer est la région bien que exigüe mais d'une importance capitale car c'est le siège d'échange et d'interaction électromagnétique entre le stator et le rotor. Le choix de son épaisseur ( $e$ ) influence fortement les performances électromagnétiques de la machine. Il est bien évident, que la réduction de ( $e$ ) permet d'augmenter le couple. L'épaisseur de l'entrefer est conditionnée par les contraintes mécaniques et par le bruit acoustique. En effet, le bruit dans ces machines semble essentiellement dû aux effets des forces radiales qui sont d'autant plus élevées que l'entrefer est réduit. D'autre part, si on réduit l'entrefer, les défauts de concentricité augmentent, contribuant ainsi à la production de vibrations sonores. On est donc en face d'un compromis performances/bruit acoustique assez fréquent dans les machines électriques [64]. Bernard Multon et al [65] ont considéré la longueur de l'entrefer comme étant un paramètre principal. Ils ont décrit la méthode de choix des autres dimensions pour le rotor et le stator. La contrainte principale de la conception est une limite de pertes en cuivre imposée par des considérations thermiques. L'influence de l'entrefer sur le couple moyen et les pertes a été particulièrement analysée. Un prototype de moto-convertisseur a été construit, les résultats expérimentaux permettent l'analyse et la validation du modèle utilisé. En conclusion, si  $R_r$  représente le rayon rotorique, pour arriver à atteindre des performances assez bonnes on doit choisir une épaisseur de l'entrefer assez faible, avec une grandeur proche de :

$$e \cong (R_r / 100) \cong 0.8\text{mm} \quad (2.23)$$

### II.8- Choix des matériaux

Les matériaux magnétiques sont au cœur des domaines d'applications les plus innovateurs tels que : l'énergie électrique, l'informatique, la télécommunication, etc... Ces matériaux puisent leurs propriétés magnétiques de l'échelle atomique, microscopique, mésoscopique et macroscopique, ce qui rend ce domaine prospère à la recherche scientifique notamment la recherche de modèles ayant un cycle d'hystérésis étroit pour les matériaux ferromagnétiques doux caractérisés par des pertes magnétiques réduites. Les Modèles mathématiques pour l'estimation des pertes d'énergie magnétiques dans ces matériaux pendant leur fonctionnement statique ou dynamiques ont été depuis des décennies, un thème dont les recherches sont aussi bien abondantes qu'intéressantes et parfois conflictuelles. De nouveaux matériaux magnétiques plus performants ont été aussi découverts [66].

Le comportement hystérétique des matériaux magnétiques est un sérieux problème rencontré souvent dans les applications de l'ingénierie, ce qui a ramené les physiciens, mathématiciens et électrotechniciens à chercher une modélisation de l'hystérésis magnétique pour se faire un chemin à l'analyse numérique des champs magnétiques non linéaires. A l'heure actuelle,

divers modèles tels que le modèle de Preisach, de Stoner-Wohlfarth, le modèle de Jiles-Atherton et autres, sont utilisés pour quantifier les cycles d'hystérésis qui caractérise chaque matériau ferromagnétique à part [67,68]. Ces modèles sont caractérisés par des paramètres qui doivent être identifiés et optimisés pour mieux représenter leurs caractéristiques mesurées.

La modélisation de la perte magnétique (présentée par la surface du cycle d'hystérésis) permet la prédiction et la quantification pendant le fonctionnement des machines électriques, ce qui est un grand pas pour l'amélioration des performances et du rendement des machines en sélectionnant des matériaux performants caractérisés par des cycles d'hystérésis étroits, autrement dit des pertes réduites dans le circuit magnétique [69].

Les matériaux ferromagnétiques sont les seuls à avoir des propriétés magnétiques tels que certaines formes de fer et ses alliages avec le cobalt, le tungstène, le nickel, l'aluminium et d'autres métaux. La contrainte économique nous oriente généralement vers du fer-silicium, notamment vers des tôles fer-silicium 3,2% de 0,2mm d'épaisseur pour leurs qualité de pertes fer très basses à des hautes fréquences et leur coût réduit (notons ici que les pertes causées par les courants de Foucault croient avec l'élévation de la fréquence ). Les matériaux ferromagnétiques sont caractérisés par [69]:

- Aimantation facile par rapport à d'autres matériaux ;
- Densité de flux de saturation intrinsèque élevée ;
- Existence de l'aimantation rémanente origine du phénomène d'hystérésis. C'est la capacité à conserver une partie de l'aimantation lorsque la source magnétique est coupée ;
- Tendance à s'opposer à une aimantation inverse après avoir été magnétisé.

Les matériaux magnétiques sont classés en trois groupes selon leur comportement magnétique : Les diamagnétiques, les paramagnétiques et les matériaux ferromagnétiques. Les matériaux diamagnétiques, par exemple le cuivre, ont une susceptibilité d'ordre  $10^{-5}$ , ce qui veut dire que leur réponse magnétique s'oppose au champ magnétique appliqué. Les matériaux paramagnétiques, par exemple l'aluminium, ont une faible susceptibilité positive et pratiquement constante de l'ordre de  $10^{-5}$  à  $10^{-3}$ , leur aimantation est en alignement parallèle avec le champ appliqué. Le dernier groupe principal concerne les matériaux ferromagnétiques, qui ont une grande susceptibilité de l'ordre de 50 à 10 000 ; on trouve dans ce groupe, le fer, le nickel et le cobalt [70].

Les matériaux magnétiques jouent le rôle principal dans la conception des machines électriques et il est incontournable d'avoir des pièces avec une perméabilité et une induction de saturation élevées. La susceptibilité ferromagnétique d'un matériau est assez sensible à la température, notamment celle au-dessus de la température de Curie (1400 °K). Les courbes

d'aimantation des matériaux ferromagnétiques dépendent fortement de la pureté, du traitement thermique et d'autres facteurs.

Les matériaux ferromagnétiques ont des électrons non appariés, leurs atomes ont donc un réseau de moments magnétiques. Leurs fortes propriétés magnétiques sont obtenues grâce à la présence de domaines magnétiques de Weiss [71-73], ou un grand nombre de moments atomiques sont de plus en plus alignés à fur et à mesure que le champ appliqué augmente de sorte que la force magnétique dans ce domaine devient de plus en plus forte. Lorsqu'un matériau ferromagnétique est à l'état non magnétisé, les domaines sont rangés d'une façon quasi-aléatoire, le champ magnétique résultant pour la pièce dans son ensemble est cependant inexistant. Lorsqu'un champ magnétisant est appliqué, les domaines s'alignent sous forme matricielle pour produire un champ magnétique puissant à l'intérieur de la pièce. Le fer, le nickel et le cobalt sont des exemples remarquables de matériaux ferromagnétiques.

## II.9- Méthodologies de conception des MRV

### II.9.1- Démarche de conception

La démarche de conception des MRV semble simple et séquentielle, illustrée ci-dessous sur la figure 2.27. A partir d'un cahier de charges clairement exprimé, vient ensuite son traitement par un algorithme ou par une méthode d'optimisation. Pour chaque formulation, une multitude d'algorithmes peuvent être adaptés. Enfin, l'exploitation et l'analyse des résultats par le concepteur expert permettent de valider la solution optimale obtenue.

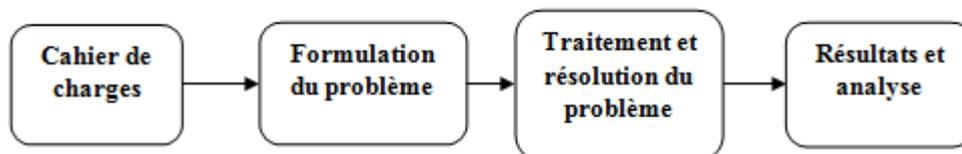


Figure 2. 26 Méthodologie de conception séquentielle

Les modèles utilisés en conception et leurs orientations pour les machines électriques en générale et particulièrement pour les MRV ont un grand impact sur leur capacité à résoudre le problème inverse de conception. Ces aspects, ainsi que les différents types de modèle sont présentés dans cette section. Les modèles se distinguent suivant leur orientation et donc leur facilité à être utilisés pour résoudre des problèmes direct ou inverse.

### II.9.2- Modèle de résolution du problème direct

On qualifie un modèle de direct, s'il fournit les performances du dispositif à partir de la connaissance de sa structure, de ses dimensions et de ses matériaux constitutifs comme le montre la figure 2.28 présentée ci-dessous.

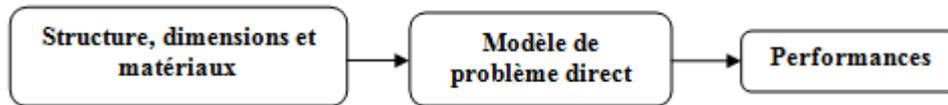


Figure 2. 27 Modèle direct

Ainsi, le modèle direct est en fait un outil de simulation qui permet de modéliser un prototype virtuel, ce qui réduit énormément le temps nécessaire à l'obtention des caractéristiques grâce à des outils de conception assistée par ordinateur (CAO), tels que les modèles des éléments finis [74-76]. Mathématiquement parlant, le modèle direct est caractérisé par sa capacité à fournir un résultat unique. Pour cela, le nombre d'équations et le nombre de variables inconnues intervenant dans ce modèle doivent être identiques. En général, le nombre de variables décrivant la structure, les matériaux et les dimensions est supérieur au nombre de variables décrivant les performances. Ainsi, pour un modèle direct, un grand nombre d'équations est ajouté et la construction du modèle est complétée par autant d'équations qu'il reste de variables indéterminées. Au contraire, un modèle est dit inverse s'il est capable de fournir la structure, les dimensions et les matériaux constitutifs du dispositif à partir de la seule connaissance du cahier des charges identifiant des caractéristiques ou performances souhaitées (voir la figure 45) [77].

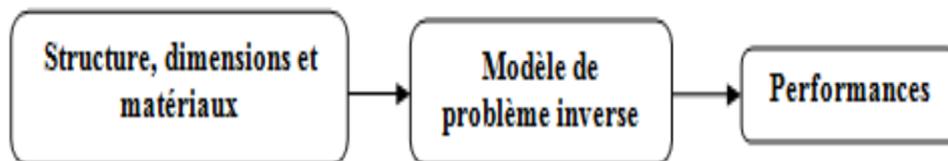


Figure 2. 28 Modèle inverse

### II.9.3- Modèle de résolution du problème inverse

Dans le modèle de résolution du problème inverse, les performances sont prédéterminées et précisées dans un cahier de charges. Par la suite, la structure, les matériaux et les dimensions restent à déterminer. Le modèle direct n'est pas convenablement orienté et le modèle inverse n'a pas de solution unique. Pour résoudre un problème inverse avec un modèle direct, la démarche itérative décrite dans le synoptique de la figure 2.30 est employée. Un expert ou un algorithme d'optimisation soumet la structure, les matériaux et les dimensions au modèle direct, puis il analyse les performances obtenues et en déduit une nouvelle solution jusqu'à ce que les performances calculées par le modèle direct convergent vers celles souhaitées [77].

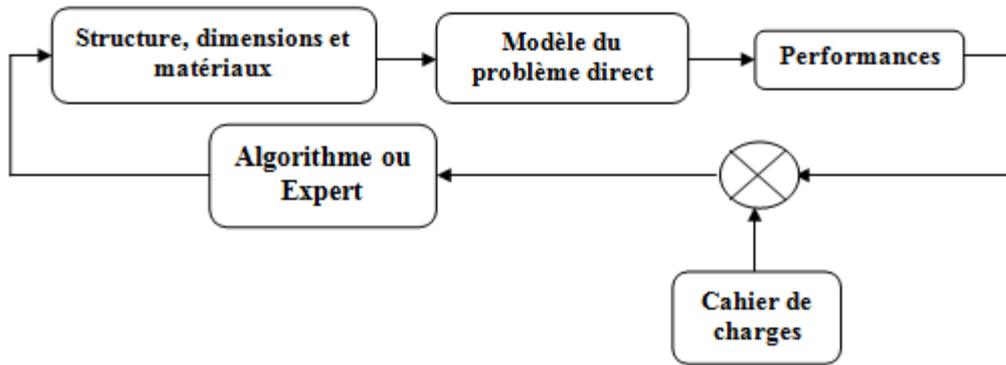


Figure 2. 29 Résolution d'un problème inverse avec un modèle direct

#### II.9.4- Modèles analytiques :

Les modèles analytiques sont favorisés par leur facilité d'exploitation, leur malléabilité et leur rapidité des résultats. Ils ont très souvent utilisés lors des premières étapes du dimensionnement afin d'élaborer une géométrie préliminaire ou comparer les performances respectives de différentes structures et technologies de machines.

La méthode des éléments finis (FEM) a été largement utilisée comme outil d'analyse et de conception dans de nombreuses applications d'ingénierie pour les domaines des machines tournantes, la mécanique des fluides numérique, transformateurs etc... Il est difficile d'obtenir une solution géométrique pour une forme plus ou moins complexe telle que les MRV, mais cela a été réalisé depuis que la méthode des éléments finis avait été développée. L'idée des éléments finis est de décomposer le problème en un grand nombre de régions (comme illustré par exemple dans les figures 2.31 et 2.32, avec un maillage de 6453 nœuds), chacune avec une géométrie triangulaire simple. Si suffisamment de petites régions sont utilisées, le potentiel approximatif correspond étroitement à la solution exacte. La méthode des éléments finis (FEM) est une itération numérique appliquée pour obtenir des solutions à une variété de problèmes en science et en ingénierie que ce soit en régime stationnaires, transitoires, linéaires et non linéaires, en électromagnétisme, en analyse structurelle et en dynamique des fluides. Son principal avantage est sa capacité à traiter tout type de géométrie et d'inhomogénéité de matériau, offrant une fidélité géométrique et un traitement sans restriction [73-77].

L'idée de la méthode est de décomposer le problème en un grand nombre de régions élémentaires, chacune avec une géométrie simple. Grâce au processus de discrétisation, un problème d'algèbre linéaire est formé avec de nombreuses inconnues.

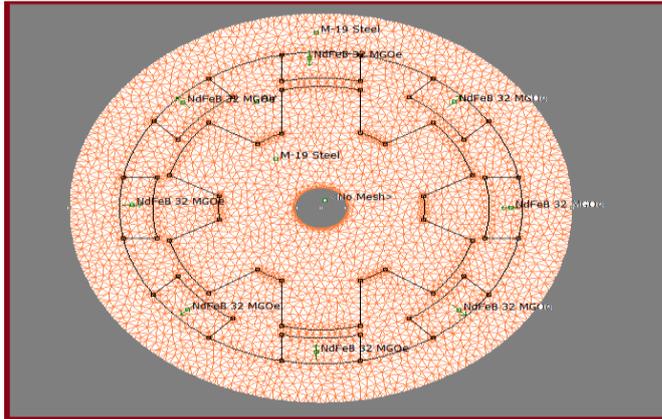


Figure 2. 30 Triangulation de la MRV avec FEMM

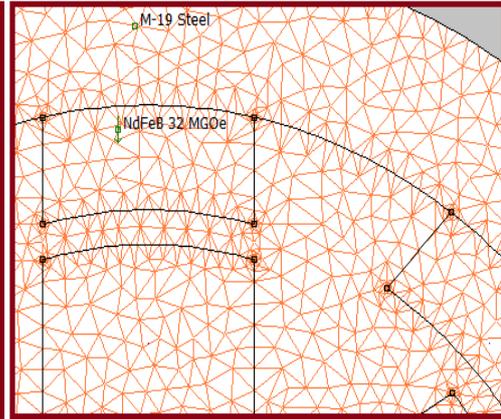


Figure 2. 31 Triangulation de la région du pôle

Cependant, il existe des algorithmes qui permettent de résoudre le problème d'algèbre linéaire résultant, généralement en peu de temps. Dans le cas de l'électromagnétisme, un schéma de discrétisation, comme celui qu'implique la FEM, qui incorpore implicitement la plupart des caractéristiques théoriques du problème analysé est la meilleure solution pour obtenir des résultats précis dans des problèmes avec des géométries complexes et des non-linéarités. Les équations différentielles semblent relativement compactes, mais il est très difficile d'obtenir des solutions sous forme fermée pour toutes les géométries. C'est là qu'intervient la méthode des éléments finis.

Les modèles des éléments finis sont malléables, précis et permettent la prise en compte de phénomènes physiques différents et fortement couplés (thermique, électrique, magnétique, vibratoire, mécanique, etc...). Plus la modélisation sera fine et prendra en compte un nombre de phénomènes croissant, plus le temps de simulation sera important. Les modèles éléments finis sont des modèles directs. Le champ électromagnétique est calculé avec la résolution des équations partielles de Maxwell des états quasi-stationnaires. Le logiciel FEMM « Finite Element Method Magnetics» (Voir annexe A) est en accès libre en ligne, est un outil puissant d'analyse du comportement électrique, magnétique et thermique en régime statique, ou transitoire avec l'intégration et la possibilité de couplage et de programmation avec d'autres logiciels [76]. Le FEMM a la capacité de simuler le comportement magnétique du MRV et de détecter les lignes de champ et leur direction (voir figure 2.33, 2.34 et 2.35).

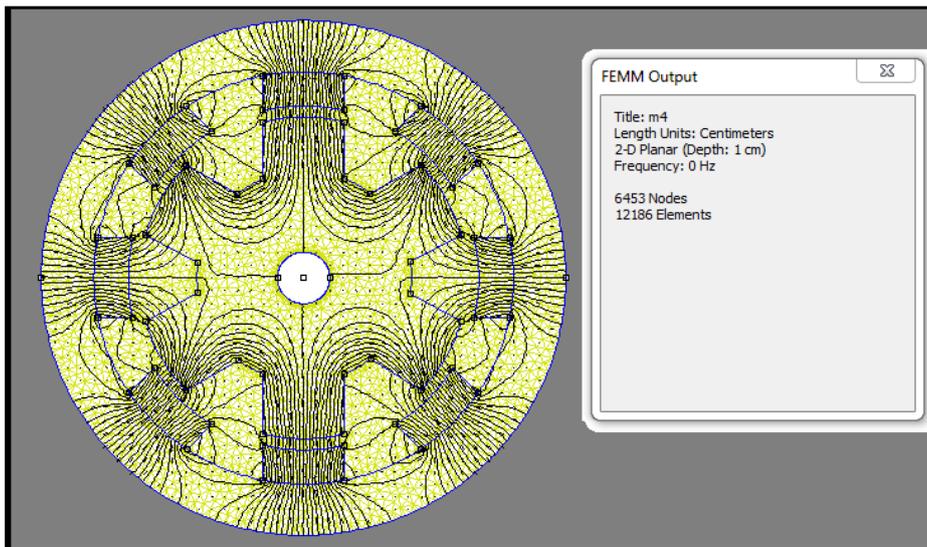


Figure 2. 32 Distribution des lignes d'induction magnétiques du MRV avec FEMM

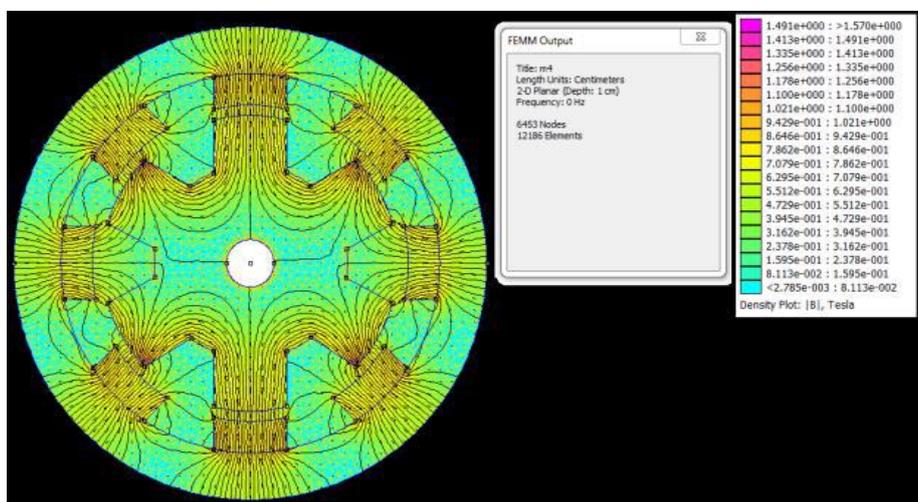


Figure 2. 33 Analyse du MRV avec FEMM

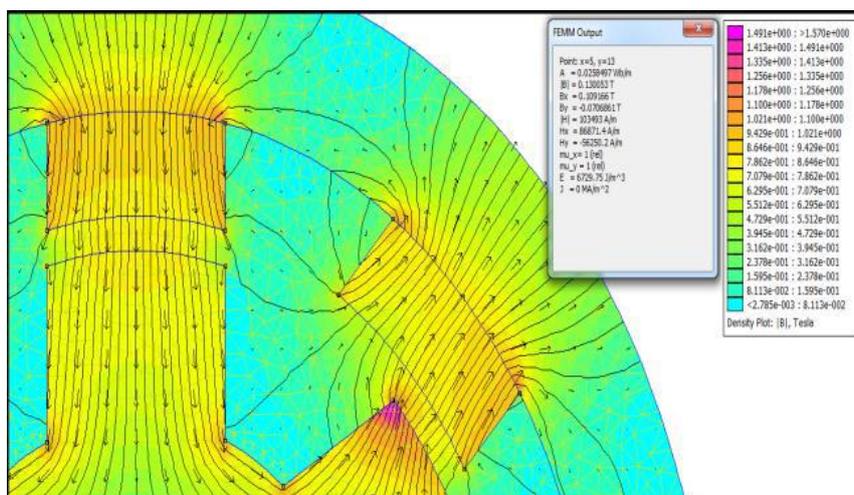


Figure 2. 34 Analyse et résultats de la région des pôles avec FEMM

## **II.10- Conclusion**

Du fait que les MRV sont une solution de choix pour la traction électrique avec d'innombrables avantages et peu d'inconvénients, chose qui a suscité l'intérêt de plus en plus grandissant des scientifiques et industriels ; nous avons présenté dans ce chapitre une carte de visite de ces machines très prometteuses. Nous avons évoqué leur classification, leurs différentes topologies, leur principe de fonctionnement en régime moteur et en régime générateur, leurs diverses applications, la large gamme des structures et ces différentes catégories selon leurs mouvements, chemin de flux magnétique et type d'excitation.

Les différentes méthodologies et démarches de conception ont été aussi évoquées et les étapes du processus de dimensionnement, le calcul des paramètres géométriques et leur impact sur le MRV ont été également discutés. A été aussi mise en relief la modélisation analytique telle que la méthode des éléments finis qui est toujours un choix judicieux au vu de sa précision dans le domaine électromagnétiques.

## Chapitre III

# Commandes et régulations intelligentes du MRV

### III.1- Introduction

La machine à réluctance variable a l'avantage d'avoir une structure de rotor simple et robuste (aucun conducteur au rotor ni aimant permanent ni balais). Elle est aussi bon marché comparée aux machines à aimants permanents. Une étude comparative entre les différentes machines à courant alternatif de faibles puissances a montré que cette machine présente un couple massique compris entre celui d'une machine asynchrone et celui d'une machine à aimants permanents. De plus, au vu de sa saillance naturelle, la commande sans capteur de vitesse est plus simple à réaliser que celle d'une machine asynchrone. Ces différents avantages lui ont donné des atouts de promotion à travers l'histoire. Néanmoins, cette machine présente également un inconvénient non négligeable. La saillance du rotor qui est à l'origine du couple électromagnétique, produit des ondulations qui se traduisent par des vibrations et du bruit acoustique. Cette machine est aussi très sensible à la saturation magnétique.

Malgré ses innombrables avantages et sa simplicité, le moteur à réluctance variable était peu utilisé à cause de la complexité de sa commande et l'ondulation élevée du couple développé. Heureusement qu'on a vu ces deux dernières décennies, un développement technologique remarquable dans le domaine de l'électronique de puissance et de l'informatique, ce qui a permis de relancer les innovations et l'usage des MRV. Les techniques de conception assistées par les outils informatiques ont permis de concevoir différentes structures des machines de plus en plus performantes. Ajouté à cela, de nouveaux interrupteurs de puissance très performants et des nouvelles topologies de convertisseurs ont permis une alimentation améliorée, permettant ainsi une exploitation plus étendue et beaucoup plus efficace de cette machine.

Les travaux ont été entrepris tant au niveau de la modélisation qu'au niveau de la commande. Dû à son fonctionnement en saturation et à sa réluctance variable, le MRV est un modèle fortement non linéaire. Pour la commande de telles catégories de systèmes les méthodes conventionnelles ont montré leurs limites en termes de stabilisation et performances. Avec le développement des calculateurs numériques, les scientifiques et les industriels se sont intéressés aux nouvelles approches de commande intelligentes telles que la commande adaptative, prédictive et robuste, ainsi que les techniques basées sur l'intelligence artificielle. Dans ce chapitre nous évoquerons les notions de l'alimentation des MRV par l'intermédiaire de convertisseurs asymétriques ainsi que les techniques de commandes qui lui sont allouées en partant du simple PI jusqu'aux techniques de commande intelligentes telles que la commande par logique floue (FLC), celle de réseau de neurones artificiels (ANN), et la commande par régulateur d'ordre fractionnaire ( $PI^\alpha$ ), sans oublier la commande directe du

couple (DTC) qui semble être une commande robuste et bien adaptée au fonctionnement des MRV.

### III.2- Alimentation de la MRV

Les convertisseurs sont indissociables de la conception et du dimensionnement de la machine à réluctance variable. En effet, il existe plusieurs topologies de convertisseurs destinés à son alimentation. Dans cette section, nous détaillerons les plus usuels.

#### III.2.1- Convertisseurs en demi-pont asymétriques

Le sens du couple du MRV ne dépend pas du sens du courant, contrairement aux machines synchrones et asynchrones. Pour cette raison l'utilisation du convertisseur unidirectionnel peut alimenter cette machine. La technique d'alimentation du MRV peut être expliquée comme suit: Le convertisseur asymétrique est souvent utilisé pour les variateurs des MRV ; chaque phase de puissance a trois états de tension possibles. La structure du convertisseur unidirectionnel asymétrique à demi-pont est la plus fréquente dans la littérature, dans laquelle chaque phase est alimentée par un bras du convertisseur de tension. Chaque bras comporte, deux transistors et deux diodes (roue libre ou récupération selon le type de commande des transistors). Pour une machine de "m" phases, la structure du convertisseur est représentée sur la figure 3.1 [78].

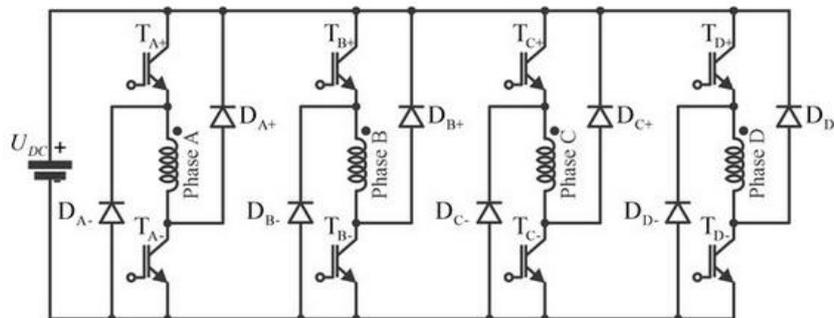


Figure 3. 1 Convertisseur en demi-pont asymétrique m phases

Lorsque les deux interrupteurs sont activés, le courant circule à travers eux et à travers une bobine pour appliquer une tension positive à la phase du moteur (comme c'est illustré sur la figure 3.2.a) ; c'est « l'Etat magnétisant ». La figure 3.2.b décrit ce qui se passe lorsque l'interrupteur est désactivé, le courant traverse la diode et la bobine et se produit une boucle de tension nulle « état (0) de roue libre ». Sur la figure 3.2.c, les deux interrupteurs sont désactivés, le courant circule à travers les diodes et l'enroulement de phase, cependant, une tension négative est appliquée « c'est l'état (-1) dit démagnétisant ». Le fonctionnement d'un seul bras du convertisseur est décrit dans le tableau 3.1 présenté ci dessous:

Tableau 3. 1 Séquences de conduction du convertisseur à demi-pont asymétrique

	$T_{m+}$	$T_{m-}$	Tension de la phase
1	Conducteur	Conducteur	$+V_{dc}$ (phase de magnétisation)
2	Bloqué	Conducteur	0 (phase de roue libre)
3	Conducteur	Bloqué	0 (phase de roue libre)
4	Bloqué	Bloqué	$-V_{dc}$ (phase de démagnétisation)

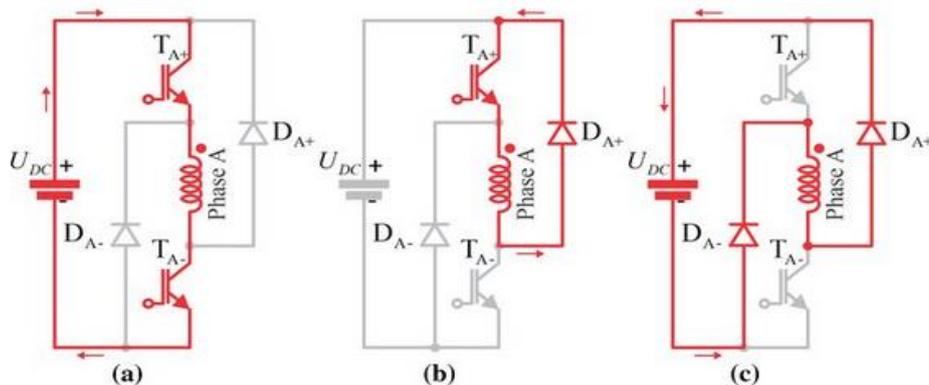


Figure 3. 2 Alimentation d'une phase du MRV : a- Etat (1); b- Etat (0); c- Etat (-1).

Grâce à sa possibilité d'alimenter indépendamment les phases, ce type de convertisseur rend la machine plus fiable. De plus, cette structure permet d'alimenter le MRV dans les quatre quadrants du plan couple-vitesse et peut fonctionner dans une très large gamme de vitesse.

### III.2.2- Convertisseur de Miller

Le convertisseur de Miller (Topologie  $m+1$ ) est une autre solution utilisée pour alimenter le MRV (figure 3.3). Cette structure a l'avantage du nombre réduit d'interrupteurs " $m+1$ " pour un convertisseur de " $m$ " phases et par conséquent un prix plus bas [78,79]. L'idée principale du convertisseur de Miller est de réduire le nombre de composants ; il a été développé sur la base du demi-pont asymétrique. La partie inférieure du convertisseur est identique au convertisseur à demi-pont asymétrique, les commutateurs supérieurs sont remplacés par un seul, pour tous les bras. La phase à activer est sélectionnée à l'aide des commutateurs inférieurs  $T_1, T_2, \dots, T_m$ , au fur et à mesure que le commutateur supérieur  $T_r$  connecte l'autre extrémité de l'enroulement sous tension. Pour une phase  $j$ , les quatre états de fonctionnement sont mentionnés dans le tableau 3.2.

Tableau 3. 2 Séquences de conduction du convertisseur de Miller

Cas	$T_r$	$T_j$	Tension de la phase
1	Conducteur	Conducteur	$+V_{dc}$ (phase de magnétisation)
2	Bloqué	Conducteur	0 (phase de roue libre)
3	Conducteur	Bloqué	0 (phase de roue libre)
4	Bloqué	Bloqué	$-V_{dc}$ (phase de démagnétisation)

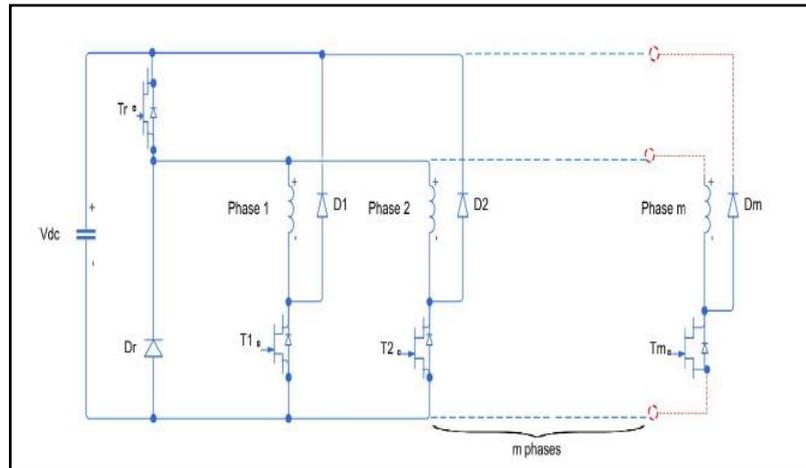


Figure 3. 3 Schéma du convertisseur de Miller

### III.2.3- Convertisseur à dissipation passive R -Dump

Caractérisé par un seul commutateur par phase, sa structure est simple et bon marché. Cependant, cette dernière a un faible rendement en raison de l'utilisation d'une résistance "R" pour accélérer la dissipation d'énergie. Le rôle de la capacité " $C_r$ " est de fournir la tension nécessaire au blocage de la diode  $D_j$  lors de la conduction du transistor  $T_j$ . La structure générale du convertisseur R—Dump est illustrée dans la figure 3.4 [78,80]. Ce convertisseur a deux modes de fonctionnement indiqués dans le tableau 3.3 suivant :

Tableau 3. 3 Séquences de conduction du convertisseur R-Dump

Cas	$T_j$	Tension de la phase
1	Conducteur	$+V_{dc}$ (magnétisation)
2	Bloqué	$V_{dc} - V_{cr}$ (démagnétisation)

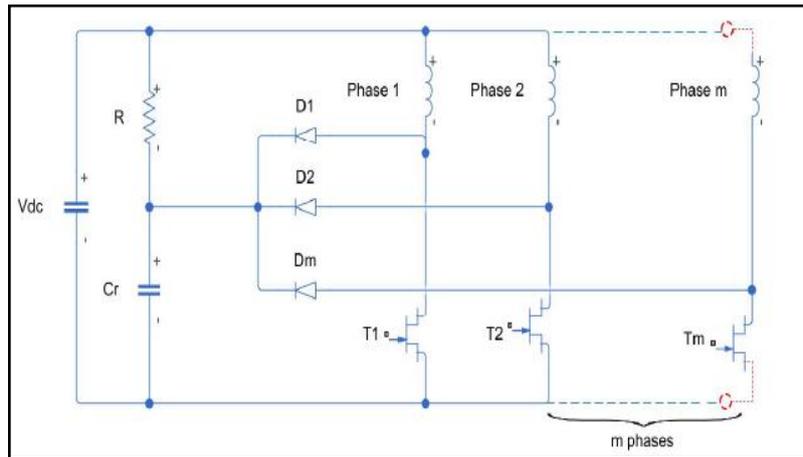


Figure 3. 4 Schéma de la structure générale du convertisseur à dissipation passive R-Dump [52]

### III.2.4- Choix du convertisseur pour l'alimentation du MRV

On a vu précédemment les trois convertisseurs usuels pour alimenter un MRV, mais une comparaison est nécessaire pour se fixer à un choix judicieux en fonction des performances et des critères spécifiques et pour la traction électrique. Le résumé de la comparaison est illustré dans le tableau 3.4 et les avantages et inconvénients de chaque type de convertisseur sont montrés dans le tableau 3.5 ci-dessous [78 - 84].

Tableau 3. 4 Comparaison des trois convertisseurs pour l'alimentation du MRV

Critères /Convertisseur	R-Dump	Miller	Demi-
Indépendance entre les	Complete	Partielle	Complète
Nombre d'interrupteur	M	m+1	2 x m
Tolérance aux défauts	Faible	Faible	Haute
Performance	Moyenne	Bien	Très bien
Fonctionnement en roue	Permis	Permis	Permis
Contrôle	Simple	Complex	Simple
Rendement	Faible	Élevé	Élevé

Tableau 3. 5 Avantages et inconvénients de chaque type du convertisseur

Type	Demi-pont asymétrique	Miller	R.Dump
<b>Avantages</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Contrôle indépendant des phases</li> <li>- Hautes performances en courant et en couple</li> <li>- Grande flexibilité du contrôle du courant</li> <li>- Tension des transistors est limitée à <math>V_{dc}</math></li> <li>- Performances identiques dans les quatre quadrants</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Convertisseur compact</li> <li>- Cout réduit dû au nombre réduit de transistors et de diodes</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>Convertisseur compact</li> <li>Cout réduit (un transistor par phase)</li> </ul>
<b>Inconvénients</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Pertes dans les transistors;</li> <li>- Commande complexe.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Perte du contrôle indépendant des phases;</li> <li>- Robustesse faible.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Pertes élevées ;</li> <li>- Démagnétisation lente.</li> </ul>

Cette comparaison montre que le convertisseur demi-pont asymétrique, bien que le nombre de transistors soit relativement grand est le mieux adapté pour l'alimentation du MRV pour les applications de traction électrique. Ce type de convertisseur offre plus d'avantages, à savoir : un contrôle simple, robuste et performances élevées.

### **III.3- Commande du moteur à réluctance variable**

Étant donné, que le modèle du MRV est décidément fortement non linéaire. Et pour assurer de bonnes performances, la commande linéaire en boucle fermée s'avère insuffisante. Pour cette raison, on doit prendre en compte d'autres types de commande qui prennent en charge ce modèle.

La machine à réluctance variable est commandée en couple de deux manières distinctes: Commande indirecte et commande directe du couple. La technique connue sous le nom de contrôle direct du couple est un protocole visant à réduire les vibrations et le bruit acoustique dus aux ondulations du couple causées par la forme saillante du rotor. Les performances de la commande DTC pour MRV8/6 et son impact sur l'ondulation du couple en régime permanent et en régime transitoire sont évoquées dans cette partie [85,86]. Ce type de commande ne nécessite pas de capteurs de vitesse ni de position et utilise uniquement des mesures de tensions et de courants. Le flux magnétique et le couple sont estimés et maintenus lors de la sélection du vecteur de tension correspondant. Cela rend le DTC très approprié pour la traction électrique. Dans notre cas, la stratégie du DTC est présélectionnée pour pouvoir l'intégrer dans le schéma de commande. On commencera par la commande de vitesse, avec une régulation classique du type PI et pour améliorer les performances du MRV on présentera d'autres types de régulateurs contemporains à base de théories d'intelligence artificielle dits : contrôleurs intelligents [87].

La finalité visée est une ultime comparaison des performances entre les différents schémas de commande proposés. Les résultats seront à la fin le fruit de simulations sous environnement Matlab/Simulink de ces différents types de contrôle et une interprétation des résultats nous permettra de choisir le meilleur d'entre eux.

#### **III.3.1- Commande indirecte du couple**

La commande indirecte du couple (ITC), se résume par le fait que le couple électromagnétique produit par la machine est contrôlé indirectement par le contrôle des courants statoriques ou par le contrôle des flux magnétiques. La simplicité de mesure des courants en temps réel stimule le contrôle indirect du couple par le contrôle des courants de phases [88,89]. Les références des courants de phases sont obtenues en inversant la

caractéristique de couple en fonction de la position du rotor et du courant  $T_e=f(I,\theta)$  comme le montre la figure 3.5.

En utilisant à la fois la demande en couple par phase ( $T_{ph}$ ) et la mesure de la position du rotor( $\theta$ ), les courants de référence sont calculés par interpolations linéaires à chaque instant. les couples de références par phase dans cette stratégie de commande, sont générés par une fonction de répartition (Torque Sharing Function TSF) à partir du couple total de référence ( $T_e^*$ ) et les angles de commande ( $\theta_{on}, \theta_{off}$ ) [78].

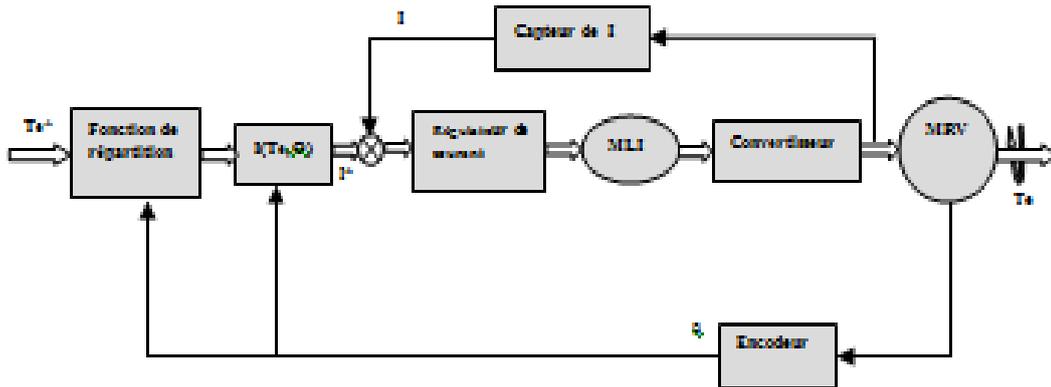


Figure 3. 5 Stratégie de commande indirecte du couple

La répartition des couples de références par phase est générée selon l'évolution de l'inductance par phase en fonction de la position rotorique  $\theta$ . Lorsque d'inductance est faible, la machine produit un couple minimal contrairement aux régions où l'inductance est forte selon la position du rotor par rapport au champ de phase sélectionné [90]. Dans ce cas, nous réécrivons l'expression du couple de la phase :

$$T_{ph} = \frac{1}{2} \cdot \frac{dL_{ph}(\theta)}{d\theta} \cdot I_{ph}^2 \quad (3.1)$$

Si les effets de la saturation se rajoutent à cette expression elle devient automatiquement encore plus non linéaire ; Par conséquent, afin de maintenir un couple constant, le profil de courant doit être ajusté en permanence pendant la phase de conduction. Le couple total développé par la machine est la somme des couples produits par chaque phase. Pour obtenir un couple total constant, une technique de commutation basée sur la fonction de répartition du couple est nécessaire pour passer d'une phase à l'autre. D'un autre côté les ondulations du couple lors de commutation entre les phases sont importantes. La fonction de répartition du couple partage le couple de référence entre deux phases successives. Par conséquent, diminuer les ondulations de couple aux instants de commutation et réduire les forces magnétiques radiales excessives générant un bruit audible [78]. Le couple de référence de chaque phase est exprimé en fonction de la fonction de répartition  $F_{ph}(\theta)$  et le couple de référence total s'écrit comme suit :

$$T_{ph} = F_{ph}(\theta) \cdot T_e^* \quad (3.2)$$

Plusieurs formes peuvent être données à la fonction de répartition, linéaire, sinusoïdale, cubique, exponentielle et autres. Ces formes sont bien utilisées dans la littérature pour chaque fonction de répartition. La figure 3.6 illustre un profil du couple et celui de l'inductance par phase pour un courant constant en fonction de la position du rotor( $\theta$ ).

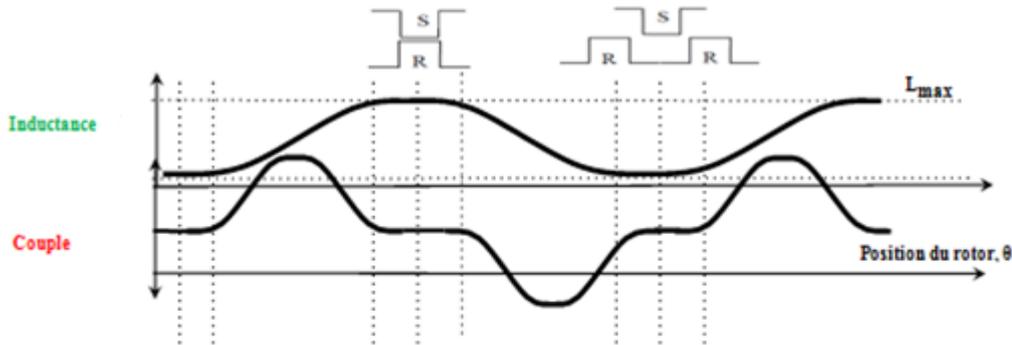


Figure 3. 6 Profil typique du couple et inductance d'une phase pour un courant constant

### III.3.2- Commande directe du couple pour MRV

Le MRV a attiré de nombreux chercheurs ces dernières années en raison de sa construction simple et de son faible coût de fabrication. En raison aussi de la disponibilité de commutateurs électroniques de puissance à faible coût, de calculs rapides et de contrôleurs de commande des moteurs spécifiques tels que les processeurs des signaux numériques, les machines AC/DC conventionnelles sont maintenant remplacées par des MRV dans des applications complexes telles que les mines de charbon, les véhicules électriques, les compresseurs, la traction électrique, les machines ménager, etc... Le principal inconvénient de ce moteur est qu'il présente des caractéristiques du couple hautement non linéaires et une ondulation élevée, ce qui provoque du bruit et de fortes vibrations. Ces problèmes peuvent être minimisés par la technique DTC. Cette dernière a été proposée dans [91] utilisant le concept de schéma de flux court mais elle présente l'inconvénient d'exiger une nouvelle topologie d'enroulement coûteux et peu pratique. Dans [92, 93] une nouvelle technique DTC est appliquée au MRV6/4 triphasé. Ce dernier est également étudié en détail par simulation dans [94,95]. Le fonctionnement à basse et haute vitesse du DTC du variateur MRV 6/4 est observé dans [96]. Le DTC du moteur 4 phases alimentant un MRV 8/6 n'est analysé que dans [97]. P.Srinivas et P.V.N. Prasad dans [85] ont proposé un DTC pour MRV à quatre phases 8/6 pôles. Ce dernier est simulé dans l'environnement Matlab/Simulink et les résultats ont été discutés en détails.

L'équation approximative du couple développée par le MRV est définie comme suit :

$$T \approx i \frac{d\psi(\theta,i)}{d\theta} \quad (3.3)$$

Le flux de phase dépend de la position du rotor ( $\theta$ ) et du courant statorique ( $i$ ). La technique DTC pour MRV est expliquée dans [92]. Le convertisseur asymétrique est couramment utilisé pour son alimentation car il a plus d'états de commutation que les convertisseurs conventionnels. Comme c'est illustré auparavant dans la figure 3.2, chaque phase du moteur peut avoir trois états de tension possibles. Lorsque les deux interrupteurs sont activés, ou l'état de tension pour la phase est « magnétisant » ; lorsque l'interrupteur est désactivé, le courant passe en roue libre du moteur et une boucle de tension nulle se produit et lorsque les deux commutateurs sont désactivés ; où une tension négative est appliquée à travers l'enroulement de phase du moteur et l'état est défini comme « démagnétisant ». Le tableau 3.6 illustre les états d'une phase selon l'ouverture ou la fermeture des interrupteurs du convertisseur asymétrique à demi-pont largement utilisé pour l'alimentation des MRV.

Tableau 3. 6 Etat d'une phase selon le mode d'activation des interrupteurs du convertisseur

T <sub>1</sub>	T <sub>2</sub>	D <sub>1</sub>	D <sub>2</sub>	Etat
1	1	0	0	Magnétisant (+1)
1	0	1	0	Roue libre (0)
0	1	0	1	Roue libre (0)
0	0	1	1	Démagnétisant (-1)

Le convertisseur asymétrique à 4 phases (figure 3.7 et figure 3.8) peut avoir un total de 81 vecteurs possibles de tension spatiale. Mais pour appliquer le DTC au MRV8/6, seulement huit vecteurs de tension spatiale de magnitude égale, décalés de 45° sont suffisants [85]. Les huit vecteurs de tension spatiale situés au centre de huit secteurs  $N = 1, 2, \dots, 8$  sont illustrés à la figure 3.9.

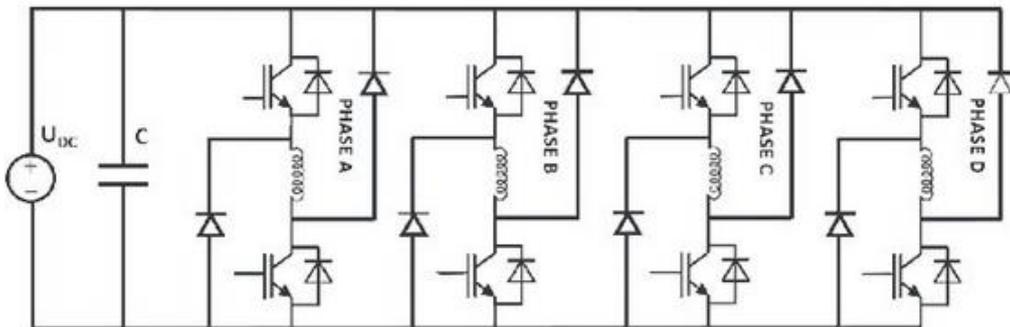


Figure 3. 7 Convertisseur asymétrique à 4 phases pour MRV 8/6

Le contrôle direct du couple du MRV est basé sur la détermination directe des séquences des commandes appliquées aux commutateurs du convertisseur de puissance. Cette stratégie repose généralement sur l'utilisation de comparateurs d'hystérésis dont le rôle est de contrôler les amplitudes du flux magnétique statorique et du couple électromagnétique ou par

l'estimation directe du couple produit à partir des courants de phases et de la position du rotor comme le montre la figure 3.10.

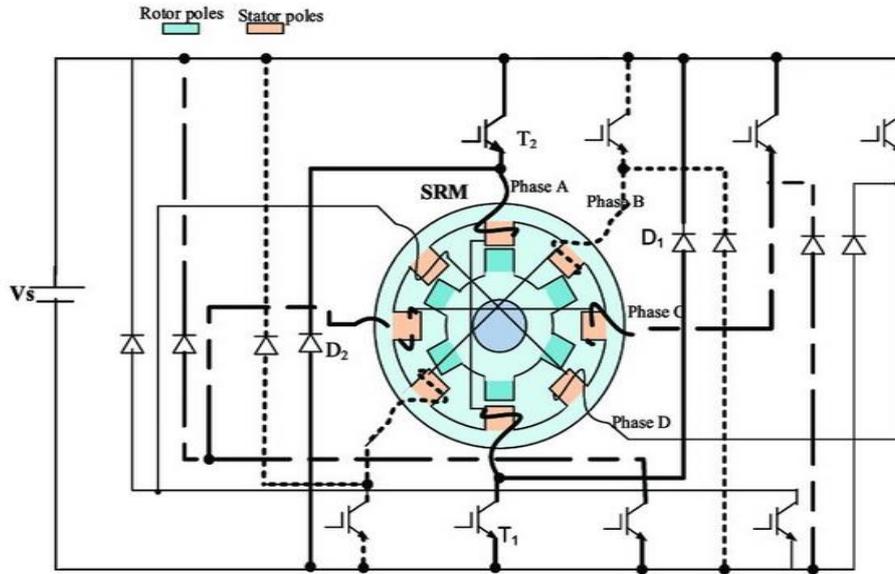


Figure 3. 8 Alimentation du MRV 8/6 pôles avec convertisseur asymétrique à 4 phases [98]

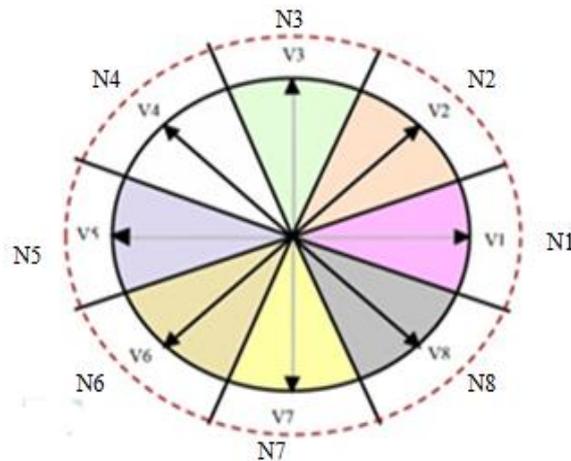


Figure 3. 9 Vecteurs de tensions spatiales avec 8 secteurs

Dans le protocole de contrôle direct du couple, le couple de référence est comparé au couple réel de la machine, estimé pour identifier le signe de l'erreur de la commande. Une phase précise sera sélectionnée et excitée selon la position du rotor, afin d'augmenter ou réduire le couple de la machine pour atteindre le couple de référence souhaité. Cette sélection se fait à l'aide d'une table de commutation qui est synthétisée à partir des règles qualitatives d'évolution du couple et constitue ainsi le noyau de l'algorithme de commande [78]. La commande DTC est beaucoup moins sensible aux variations paramétriques que la commande ITC du fait qu'elle permet d'obtenir des réponses plus rapides. De plus, elle ne nécessite pas

l'utilisation des fonctions de répartition. Comme on l'a évoqué précédemment, la DTC d'un MRV est basée sur la détermination directe de la séquence de commande à appliquer aux interrupteurs d'un onduleur de tension. Ce choix est généralement basé sur l'utilisation des régulateurs à hystérésis, dont la fonction est de contrôler l'état du système ; à savoir ici l'amplitude du flux statorique et du couple électromagnétique. Ce type de stratégie se classe donc dans la catégorie des commandes en amplitude, contrairement aux lois de commande classiques basées sur le réglage de la valeur de la tension par modulation à largeur d'impulsion MLI. Le schéma structurel de la commande DTC d'un MRV à 4 phases et 8/6 pôles est illustré dans la figure 3.10. La DTC est caractérisé par l'application d'une commande à courant alternatif optimisé, dont laquelle l'onduleur commande directement les deux paramètres (flux et couple) du moteur. Ce procédé présente d'importants avantages comparé aux entraînements à courant continu, à commande par modulation de largeur d'impulsion et à la commande vectorielle. Avec cette technique de commande, l'orientation du flux est réalisée sans avoir recours à une boucle de retour utilisant une modélisation du moteur pour calculer directement le couple. Dans la DTC le flux magnétisant et le couple du moteur sont les variables de commande sans avoir besoin d'un modulateur, ni d'un tachymètre ou bien d'un encodeur de position pour assurer le retour d'information de vitesse ou de position.

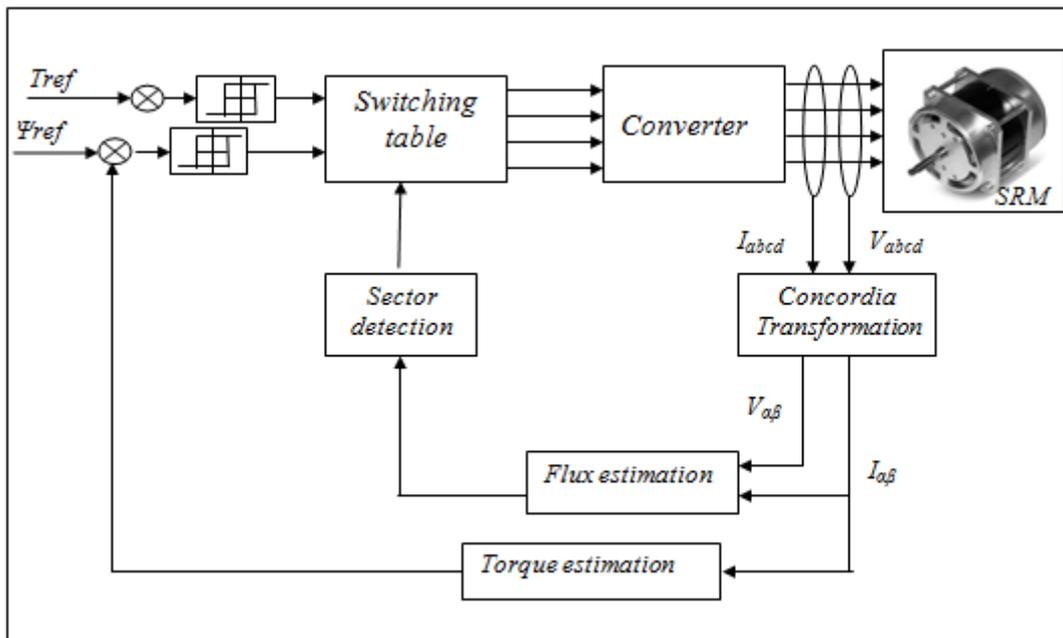


Figure 3. 10 Schéma structurel de DTC pour MRV8/6 pôles

La DTC commande directement l'ouverture et la fermeture des interrupteurs de l'onduleur à partir des valeurs calculées du flux et du couple. La commande des interrupteurs a pour but de donner au vecteur du flux statorique la direction déterminée par les valeurs de consigne. L'état électromagnétique du moteur doit être connu afin de déterminer la commande des

interrupteurs de l'onduleur. À partir des mesures continues de la tension à l'entrée de l'onduleur et des courants statoriques, le modèle donne à chaque instant [99]:

- Le flux magnétique statorique réel,
- Le couple développé réel,
- La vitesse de rotation.

Il n'est pas nécessaire de mesurer la vitesse de l'arbre, ce qui est en réalité un grand avantage de la DTC. Le flux et le couple ainsi calculés sont comparés aux valeurs de référence pour déterminer les instants de commande des interrupteurs afin de maintenir le flux constant.

### III.3.3- Modulation du MRV pour le contrôle du flux et du couple

Les équations mathématiques du DTC appliquées au MRV [99] sont décrites comme suit dans les paragraphes ci-dessous. Le couple moteur peut être trouvé en utilisant l'équation électromagnétique :

$$v = Ri + \frac{d\psi(\theta,i)}{dt} \quad (3.4)$$

Où  $\psi(\theta, i)$  est la fonction non linéaire du flux de phase en fonction de la position du rotor  $\theta$  et du courant  $i$ . En développant cette équation, nous obtenons :

$$v = Ri + \frac{\partial\psi(\theta,i)}{\partial i} \cdot \frac{di}{dt} + \frac{\partial\psi(\theta,i)}{\partial\theta} \cdot \frac{d\theta}{dt} \quad (3.5)$$

Ainsi l'équation de la puissance peut être écrite comme suit :

$$vi = Ri^2 + i \frac{\partial\psi(\theta,i)}{\partial i} \frac{di}{dt} + i \frac{\partial\psi(\theta,i)}{\partial\theta} \frac{d\theta}{dt} \quad (3.6)$$

Cependant la puissance efficace  $P_{eff}$  de la source électrique peut être définie :

$$P_{eff} = e \cdot i \quad (3.7)$$

$$\text{Où } e = (v - Ri) \quad (3.8)$$

Ainsi dans un temps différentiel  $dt$ , l'énergie électrique différentielle  $dW_e$  transférée de la source est donnée par :

$$dW_e = e \cdot i \cdot dt \quad (3.9)$$

Pour trouver une expression pour la production du couple moteur, l'équation d'énergie s'écrit :

$$dW_e = dW_m + dW_f \quad (3.10)$$

Où  $dW_m$  et  $dW_f$  présentent respectivement l'énergie mécanique différentielle et l'énergie du champ.

$$dW_m = i \frac{\partial\psi(\theta,i)}{\partial i} d\theta - \frac{\partial W_f}{\partial\theta} d\theta \quad (3.11)$$

Le couple instantané est défini par :

$$T = \frac{dW_m}{d\theta} \quad (3.12)$$

L'expression de la production de couple instantanée d'une phase de MRV peut donc s'écrire :

$$T = i \frac{\partial \psi(\theta, i)}{\partial \theta} - \frac{\partial W_f}{\partial \theta} \quad (3.13)$$

Il s'agit d'une variante de l'équation du couple conventionnelle rarement utilisée. En raison de la saturation du MRV, l'influence du deuxième terme dans l'équation (3.13) est négligeable. Par conséquent, en utilisant cette approximation, l'équation suivante pour la production de couple peut être dérivée comme suit :

$$T \approx i \frac{\partial \psi(\theta, i)}{\partial \theta} \quad (3.14)$$

Dans le MRV, le courant dans une phase du moteur est toujours positif. Par conséquent, à partir de l'équation (3.14), le signe du couple est directement lié au signe de  $\frac{\partial \psi}{\partial \theta}$ . En d'autres termes, pour produire un couple positif, l'amplitude du flux statorique doit croître par rapport à la position du rotor, alors que pour produire un couple négatif, la variation du flux statorique doit décroître par rapport au mouvement du rotor. Une valeur positive de  $\frac{\partial \psi}{\partial \theta}$  peut être définie comme une accélération du flux, tandis qu'une valeur négative de  $\frac{\partial \psi}{\partial \theta}$  peut être définie comme une décélération.

Dans la DTC, si la liaison du flux statorique se situe dans le  $k^{\text{ème}}$  secteur, où  $k = 1$  à  $8$ , on peut augmenter l'amplitude du flux en appliquant les vecteurs de commutation  $V_{k+1}$  et  $V_{k+2}$  et on peut le diminuer en utilisant les vecteurs  $V_{k-1}$  et  $V_{k-2}$ . Ainsi, chaque fois que le flux statorique atteint sa limite supérieure dans la bande d'hystérésis, il est réduit en appliquant des vecteurs de tension dirigés vers le centre de l'espace vectoriel du flux et vice-versa [99]. Autrement dit, le couple est contrôlé par une accélération ou décélération du flux statorique par rapport au mouvement du rotor. Par conséquent, si une augmentation du couple est requise, les vecteurs de tension responsables de l'augmentation du flux statorique sont sélectionnés ce qui correspond à la sélection des vecteurs  $V_{k+1}$  et  $V_{k+2}$  pour une liaison de flux statorique dans la  $k^{\text{ème}}$  zone. Si une diminution du couple est requise, des vecteurs qui réduisent la tension appliqués sont sélectionnés (voir figure 3.9). Les flux dans les quatre phases sont résolus en axes  $\alpha$ - $\beta$  fixes en utilisant la transformation en 4 phases montrée sur la figure 3.11. L'équation pour les variations du couple électromagnétique peut être contrôlée uniquement à partir de la vitesse de rotation du vecteur du flux. Le tableau 3.6 montre l'évolution des deux grandeurs flux et couple pour chacun des quatre vecteurs :  $V_{k+1}$ ,  $V_{k+2}$ ,

$V_{k-1}$  et  $V_{k-2}$ . Lorsque le flux se trouve dans une zone  $k$ , le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs de tensions suivants :

Si  $V_{k+1}$ , est sélectionné alors l'amplitude du flux  $\Psi_k$  croit et le couple  $T_e$  croit aussi ;

Si  $V_{k+2}$  est sélectionné alors l'amplitude du flux  $\Psi_k$  décroît et le couple  $T_e$  croit ;

Si  $V_{k-1}$  est sélectionné alors l'amplitude du flux  $\Psi_k$  croit et le couple  $T_e$  décroît ;

Si  $V_{k-2}$  est sélectionné alors l'amplitude du flux  $\Psi_k$  décroît et le couple  $T_e$  décroît.

Les vecteurs des flux des quatre phases sont résolus dans les axes  $\alpha$ - $\beta$  [100, 101].

L'équation des flux magnétiques dans les axes  $\alpha$ - $\beta$  (voir figure 3.11) est obtenue comme suit :

$$\psi_\alpha = \psi_1 \cos 45^\circ - \psi_2 \cos 45^\circ - \psi_3 \cos 45^\circ + \psi_4 \cos 45^\circ \quad (3.15)$$

$$\psi_\beta = \psi_1 \sin 45^\circ + \psi_2 \sin 45^\circ - \psi_3 \sin 45^\circ + \psi_4 \sin 45^\circ \quad (3.16)$$

$$\psi_s = \sqrt{(\psi_\alpha^2 + \psi_\beta^2)} \quad (3.17)$$

$$\delta = \arctan \left[ \frac{\psi_\alpha}{\psi_\beta} \right] \quad (3.18)$$

$\psi_1, \psi_2, \psi_3$  et  $\psi_4$ : Sont respectivement les flux de phases,

$\psi_\alpha, \psi_\beta$ : Sont respectivement les flux dans les axes  $\alpha$  et  $\beta$ ,

$\delta$ : Angle du vecteur du flux.

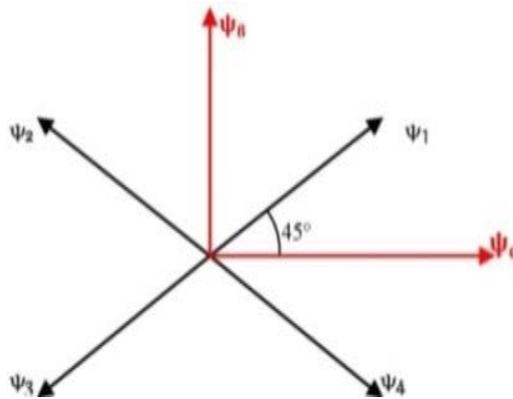


Figure 3. 11 Vecteurs des flux des 4 phases dans les axes  $\alpha, \beta$

Les valeurs des tensions et courants de chacune des quatre phases à la sortie de l'onduleur qui alimente le MRV8/6 sont mesurés. Le flux magnétique de chaque phase est calculé puis transformé selon les axes  $\alpha$ - $\beta$ . L'amplitude  $\Psi_s$  et l'angle du vecteur du flux sont reconnus automatiquement.  $\Psi_s$ , et le couple moteur calculé  $T$ , sont alors introduits dans les blocs d'hystérésis du flux et du couple. Le flux de référence est comparé au flux réel et analogiquement pour le couple de référence et le couple réel, ce qui entraîne une erreur engendrant l'augmentation ou une diminution du flux et du couple. Les tables de commutation et le convertisseur asymétrique appliquent les vecteurs de tension adaptés aux enroulements des 4 phases du MRV. La vitesse réelle et la vitesse de référence sont

comparées et l'erreur est transmise au contrôleur. Le tableau 3.7 nous illustre l'évolution des paramètres du flux statorique et du couple en fonction du vecteur de tension spatial. Le tableau 3.8 nous montre la commutation des vecteurs de tension pour MRV8/6.

Tableau 3.7 Évolution du flux et couple en fonction du vecteur de tension spatial

Vecteur	$V_{k+1}$	$V_{k-1}$	$V_{k+2}$	$V_{k-2}$
$\Psi_s$	Croît	Croît	Décroît	Décroît
$T_e$	Croît	Décroît	Croît	Décroît

Tableau 3. 8 Table de commutation des vecteurs de tensions DTC pour MRV

N		1	2	3	4	5	6	7	8
$\psi = 1$	$T = 1$	V2	V3	V4	V5	V6	V7	V8	V1
	$T = 0$	V7	V8	V1	V2	V3	V4	V5	V6
$\psi = 0$	$T = 1$	V3	V4	V5	V6	V7	V8	V1	V2
	$T = 0$	V6	V7	V8	V1	V2	V3	V4	V5

### III.4- Contrôleurs du moteur à réluctance variable 8/6 pôles

#### III.4.1- Commande classique avec simple régulateur PID

Avant d'entamer les contrôleurs intelligents modernes, commençant tout d'abord par le plus simple « la commande classique PID » pour la régulation de la vitesse. Très connue par les industriels pour sa simplicité, sa robustesse ainsi que par sa facilité d'implémentation, elle a fait objet de beaucoup d'applications [78]. Pour le MRV, les régulateurs de type PI pour les boucles de régulation en cascade vitesse ont le signal de commande donné par:

$$u_c(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t)dt \quad (3.19)$$

Ou  $e(t)$  est l'erreur qui traduit la différence entre la valeur de consigne et celle mesurée de la variable à contrôler. Les termes  $K_p$  et  $K_i$  : sont respectivement les gains proportionnel et intégral. Le calcul des gains  $K_p$  et  $K_i$  pour la boucle de vitesse du MRV utilise l'équation mécanique du MRV qui s'écrit comme suit :

$$T_e = J \frac{d\Omega}{dt} + f_r \Omega + T_l \quad (3.20)$$

Les paramètres du régulateur de vitesse PI sont calculés en supposant que la dynamique des boucles de courants est négligeable par rapport à la dynamique de la boucle de vitesse. Ceci est dû à la constante de temps électrique très faible comparée à la constante de temps mécanique. Le signal de commande pour le régulateur de vitesse représente le couple de référence total de la machine  $T_e^*$  :

$$T_e^* = K_p(\Omega^* - \Omega) + K_i \int (\Omega^* - \Omega) d\tau \quad (3.21)$$

Où  $(\Omega^* - \Omega)$  est l'erreur entre la vitesse de consigne et la vitesse mesurée. En remplaçant l'équation (3.20) dans (3.21) avec  $T_e = T_e^*$  en boucle fermée, on peut écrire:

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f_r \cdot \Omega + T_1 = K_p(\Omega^* - \Omega) + K_i \int (\Omega^* - \Omega) d\tau \quad (3.22)$$

Où  $f_r$  est le coefficient du frottement visqueux et  $J$  est le moment d'inertie des masses tournantes. Aussi on considère à tout instant (t) donné, que la vitesse de référence  $\Omega^*$  et le couple charge  $T_1$  sont constants à dérivés nulles. On dérive ensuite l'équation (3.22):

$$J \frac{d^2\Omega}{dt^2} + (f_r + K_p) \frac{d\Omega}{dt} + K_i \Omega = K_i \Omega^* \quad (3.23)$$

On suppose que :

$$\begin{cases} x_1 = \Omega \\ x_2 = \frac{d\Omega}{dt} \end{cases} \quad (3.24)$$

L'équation (3.23) qui présente l'état de la boucle fermée peut donc s'écrire:

$$\begin{cases} \dot{x} = A_x + B_u \\ y = C_x \end{cases} \quad (3.25)$$

Avec :  $u = \Omega^*$  et  $y = \Omega$  , ou :

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{K_i}{J} & -\frac{f_r + K_p}{J} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{K_i}{J} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad C = [1 \quad 0] \quad (3.26)$$

La fonction de transfert entre l'entrée et la sortie du système en boucle fermée est donné par :

$$G(s) = C(s \cdot I_2 - A)^{-1} B \quad (3.27)$$

Où  $I_2$  et  $s$  sont respectivement la matrice d'identité et la variable complexe de la transformation de Laplace. En remplaçant les matrices  $A$ ,  $B$  et  $C$  par leurs expressions dans l'équation (3.26), on aura :

$$G(s) = \frac{\frac{K_i}{J}}{s^2 + \left(\frac{f_r + K_p}{J}\right)s + \frac{K_i}{J}} \quad (3.28)$$

Le dénominateur de la fonction de transfert en boucle fermée peut être décrit comme un dénominateur d'un système de second ordre standard, comme suit :

$$s^2 + \left(\frac{f_r}{J} + \frac{K_p}{J}\right)s + \frac{K_i}{J} = s^2 + 2\omega_n \xi s + \omega_n^2 \quad (3.29)$$

On identifie les paramètres du régulateur de vitesse PI par :

$$\begin{cases} K_p = 2J\xi\omega_n - f_r \\ K_i = J\omega_n^2 \end{cases} \quad (3.30)$$

Où  $\omega_n$  est la pulsation naturelle et  $\xi$  est le coefficient d'amortissement du système boucle. Pour obtenir une réponse en vitesse en boucle fermée avec de bonnes performances, le régulateur de vitesse sera implémenté avec un anti-emballement [78]. La structure du régulateur vitesse PI avec les gains  $K_p$ ,  $K_i$  et  $K_a$  sont montrés sur la figure 3.12.

On peut réaliser sous environnement Matlab Simulink la simulation du MRV8/6 avec un contrôle de vitesse assuré par un simple régulateur PI et une commande indirecte du couple comme c'est le cas dans la figure 3.13, où on a utilisé le convertisseur asymétrique. Le convertisseur pour une phase est montré à la figure 3.14 et les paramètres du régulateur PI sont illustrés sur la figure 3.15.

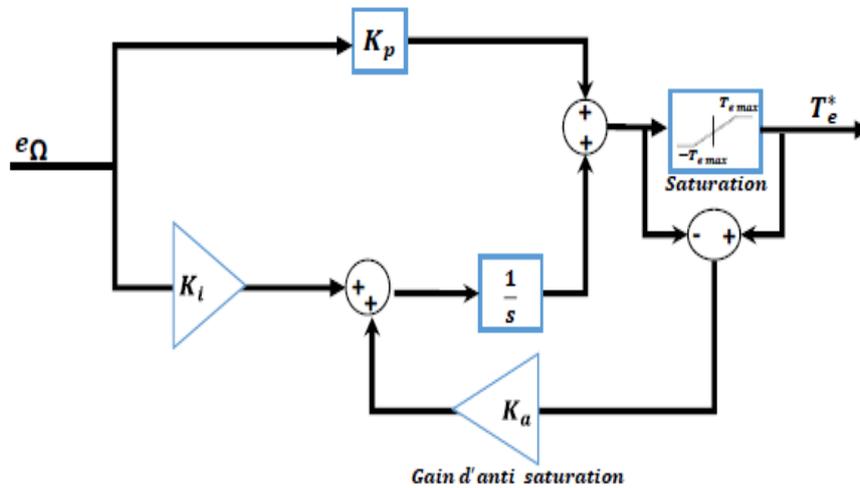


Figure 3. 12 Structure du contrôleur de vitesse PI

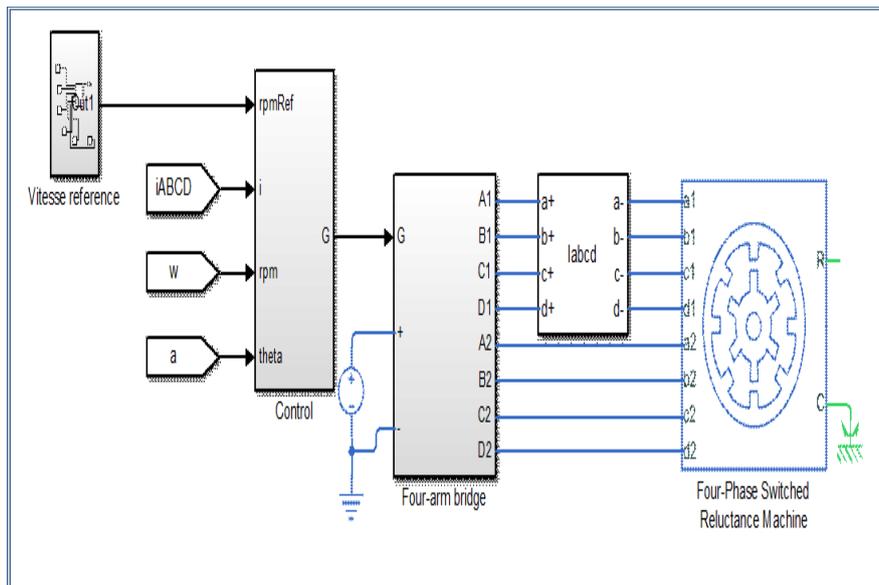


Figure 3. 13 Schéma bloc de contrôle de vitesse avec simple régulateur PI du MRV8/6

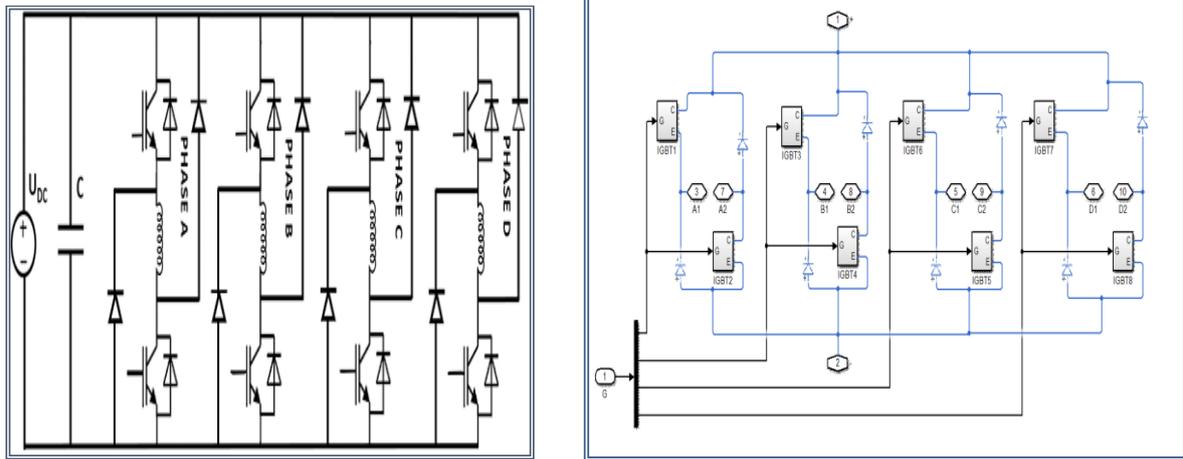


Figure 3.14 Topologie de convertisseur en pont asymétrique à 4 phases pour MRV 8/6

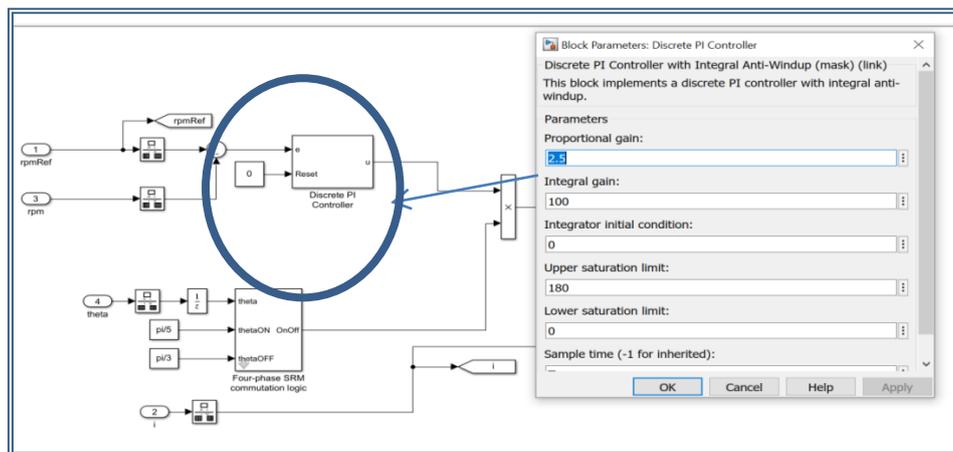


Figure 3.15 Paramètre du régulateur PI

La commande du MRV à base de régulateur classique et simple du type PI fournit des performances moyennes par rapport à la demande des secteurs d'applications rigoureuses telles que l'industrie des véhicules électriques, d'autant plus que cette technique emploie les capteurs de position dont leur intégration mécanique pose un vrai problème d'efficacité et d'encombrement avec tout ce qui en résulte à savoir le coût de la maintenance, l'infidélité d'information de retour de la boucle et la lenteur de la réponse. Le défaut du capteur de position peut conduire à la perte totale de l'information ou à sa dégradation, par conséquent une baisse significative des performances et un dysfonctionnement de la traction. Avec un tel régulateur les ondulations du couple du MRV sont toujours importantes et empêchent cette machine de perfectionner ces performances et de se classer parmi les meilleurs actionneurs électriques.

### III.4.2- Commande par logique Floue (FLC)

De nos jours des progrès importants dans le domaine de la commande des machines électriques, ont vu le jour. De nouvelles techniques de commande robustes, ont été conçues

afin de limiter les inconvénients de régulation par les algorithmes classiques et améliorer les performances de la machine à commander (stabilité, rapidité, robustesse et précision). Parmi les nouvelles technologies basées sur l'intelligence artificielle, la logique floue a suscité un grand intérêt des chercheurs et industriels. Avant cette découverte, la logique se basait sur le principe de tiers exclu et sur le principe du la non contradiction. Cela dit qu'on ne pouvait pas réunir le vrai et le faux dans la même réponse logique. Tous les algorithmes et les procédés se basaient sur la logique classique intelligible et sans réponse intermédiaire [102]. La logique classique n'admettait aucun état entre le vrai et faux, ou aucune valeur entre le 0 et 1, contrairement à la logique floue qui a l'avantage de traiter même les valeurs entre 0 et 1 en se basant sur le raisonnement humain.

Dans les années 60, le mathématicien et informaticien iranien Lotfi Zadeh a étendu le concept de la logique classique par le concept de la logique floue [103]. Si je roule en voiture à une vitesse de moins de 100 km/h, je dirais que je roule lentement et si je roule à plus de 100km/h, je roule vite. Autrement dit, à partir du moment où ma vitesse dépasse 100 km/h, tout d'un coup, je roule vite. Le cerveau humain ne raisonne pas de cette manière rigide, nous fonctionnons beaucoup plus par nuances, par transition et c'est l'essence même de la logique floue. Dans ce dernier exemple, je dirais plutôt que je roule lentement si ma vitesse est en dessous de 70 km/h, je roule vite au-dessus de 130 km/h et qu'entre 70 et 130 km/h, je ne suis ni lent, ni rapide mais plutôt entre les deux en quelque sorte. Un régulateur flou considère la vitesse soit : basse, moyenne ou élevée. Si nous nous basons sur la logique classique pour réguler cette vitesse à une valeur moyenne désirée, nous nous retrouvons avec un algorithme simple comme le montre la figure 3.16. Si la vitesse du véhicule est faible : Accélérer; si la vitesse du véhicule est moyenne : Ne rien faire; si la vitesse du véhicule est élevée : Décélérer.

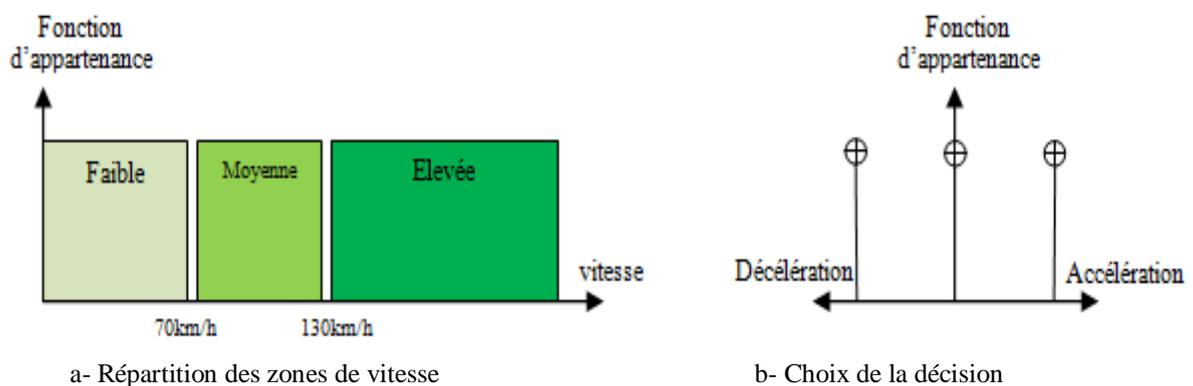


Figure 3. 16 Réglage de la vitesse selon la logique classique

En autoroute, la vitesse de 70 km/h d'après la logique booléenne appartient à la gamme de vitesse faible, alors que selon le raisonnement humain, elle pourrait appartenir à l'intervalle vitesse moyenne. La logique floue offre des solutions et intervient avec ce qu'on appelle le

degré d'appartenance qui peut varier entre 0 et 1. La vitesse du véhicule n'est pas toujours soit nettement faible, moyenne ou élevée, elle peut être par exemple à 70% faible, 30% moyenne et 0% élevée et dans ce cas la décision ne va pas être la même qu'avec la logique classique du fait que la logique floue prend en considération le passage d'un intervalle à un autre.

On peut déterminer des intervalles d'intersection entre les gammes de vitesse de l'exemple précédent selon le raisonnement en logique floue, on peut considérer ce qui suit (Voir la figure 3.17) :

- Vitesse faible inférieure à 50Km/h,
- Vitesse comprise entre 70Km/h et 90Km/h, entre faible et moyenne;
- Vitesse comprise entre 90Km/h et 130Km/h, entre moyenne et élevée;
- Vitesse élevée supérieure à 130Km/h.

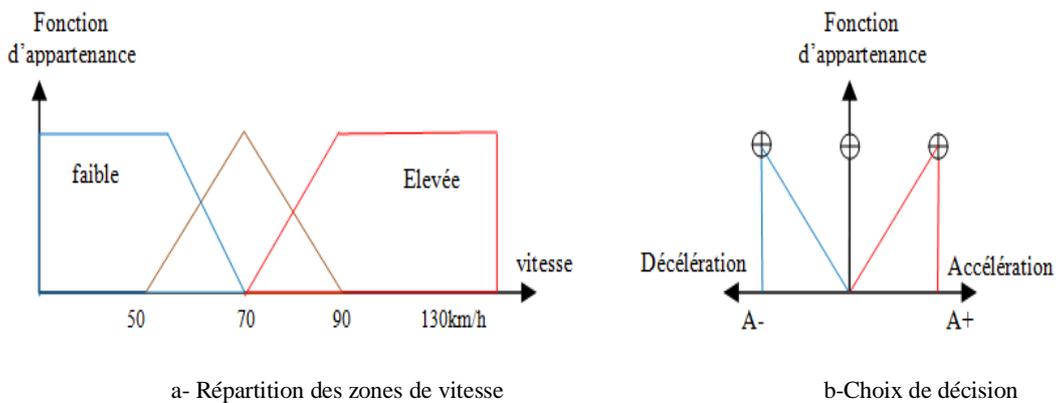


Figure 3. 17 Exemple de réglage de vitesse d'un véhicule selon la logique floue

Le noyau du dispositif de commande basé sur la logique floue, se trouve dans sa base de connaissances, constituée de règles floues qui décrivent la réaction du régulateur et un système d'inférence qui combine les règles actives selon les entrées présentées au contrôleur. Comme les règles et le système d'inférence agissent sur des sous-ensembles flous, il est nécessaire de convertir les données nécessaires à la régulation en valeurs linguistiques qui peuvent être manipulées par les fonctions de la base de connaissances de la logique floue [102]. Les décisions prises par la base de connaissances sont en général des valeurs linguistiques qui doivent être converties en valeurs numériques afin de les appliquer dans le processus de contrôle. De ce fait, un bloc logique flou peut avoir la structure illustrée à la figure 3.18 suivante avec ces différents sous-blocs [103,104] :



Figure 3. 18 Structure d'un contrôleur flou

### **III.4.3- Commande par réseaux de neurones artificiels (ANN)**

Il existe plusieurs techniques pour calculer les paramètres des régulateurs, mais avec l'avancée technologique notamment dans le domaine de l'intelligence artificielle les régulateurs dit intelligents se sont substitués aux régulateurs classiques PID, utilisant le raisonnement ainsi que le fonctionnement du cerveau humain dans le domaine de l'électronique de puissance et de la commande des machines électriques [104], telle que la logique floue, les algorithmes génétiques et les réseaux de neurones artificiels [105]. Selon la littérature, le ANN semble avoir un impact prononcé dans le domaine de l'électronique de puissance et de commande des machines électriques au vu du nombre important de publications réalisées. La principale idée du ANN est de simuler électroniquement la manière avec laquelle le système nerveux biologique arrive à traiter l'information par quelques simples impulsions et comment exploiter les propriétés du cerveau humain pour la résolution des systèmes réels. L'objectif derrière les recherches dans ce domaine, était de simuler la structure d'un réseau de neurones biologiques en s'inspirant du système nerveux pour créer un réseau de neurones artificiels. Autrement dit, essayer de fournir un modèle mathématique approprié aux neurones biologiques.

Une hybridation entre la commande FLC et le ANN a permis la création des contrôleurs neuro-flou (NF) qui semble être actuellement l'un des domaines de recherche les plus convoités. Les contrôleurs NF profitent des avantages des deux techniques, le ANN offrent l'option d'apprentissage et de généralisation permettant une accumulation efficace de la connaissance, et la (LF) permet de traduire le raisonnement humain en un ensemble de règles linguistiques facilitant ainsi le traitement des informations imprécises. Les systèmes hybrides NF sont classés généralement en deux catégories : systèmes d'inférence neuro-flou (INF) et système d'inférence neuro-flou adaptative (An adaptive neuro-fuzzy inference system ANFIS). La deuxième catégorie est la plus utilisée actuellement du fait qu'elle est conçue pour combiner les capacités d'apprentissage des ANN et les propriétés de raisonnement de la LF [106].

#### **III.4.3.1- Réseau de neurones artificiels**

Le premier modèle a été proposé dans les travaux de Warren McCulloch et Walter Pitts [106] datant de 1943. Ils ont supposé que la pensée humaine est le fonctionnement collectif d'un réseau de neurones interconnectés où chaque neurone produit une impulsion nerveuse résultant d'un calcul simple comme on le montre à la figure 3.19.

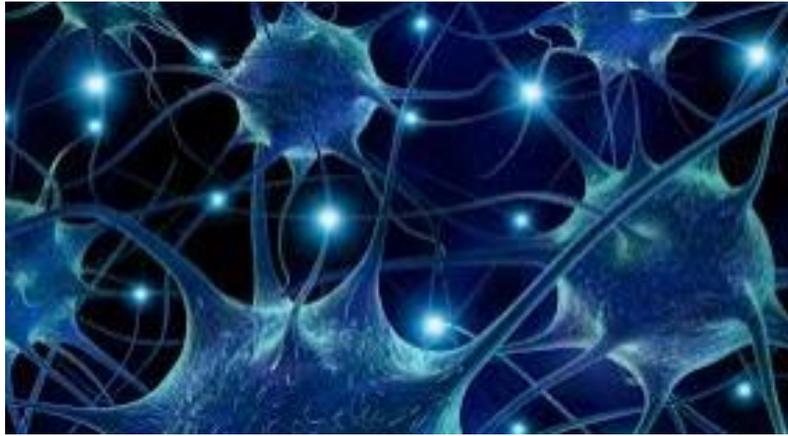


Figure 3. 19 Réseau de neurones interconnectés

Le concept des réseaux neuronaux est à la base un paradigme biologique, construit de neurones formels (comme les algorithmes génétiques le sont sur la sélection naturelle). Ces métaphores biologiques sont devenues fréquentes avec l'émergence de la biocybernétique. Un ANN est un modèle mathématique de traitement, composé de plusieurs éléments neuronaux de calcul non linéaire, connectés entre eux par des poids, opérant simultanément et en parallèle qu'on appellera désormais « processeurs élémentaires ». Chaque processeur élémentaire en partant des informations qu'il reçoit, calcule une sortie singulière. Ils sont constitués d'un nombre fini de neurones, arrangés sous forme de couches. Les neurones de deux couches voisines sont interconnectés par l'intermédiaire des poids. L'information dans le réseau se propage d'une couche à l'autre [106]. Ces dernières se distinguent en trois types de couches comme le montre la figure 3.20. Le perceptron multicouche se structure comme suit : l'information entre par une couche d'entrée et sort par une couche de sortie. À la différence du perceptron simple, le perceptron multicouche dispose entre la couche en entrée et la couche en sortie une ou plusieurs couches cachées responsables de la sommation pondérée. Le nombre de couches correspond aux nombres de matrices de poids dont dispose le réseau neuronal. Un perceptron multicouche est donc mieux adapté pour traiter les types de fonctions non-linéaires.

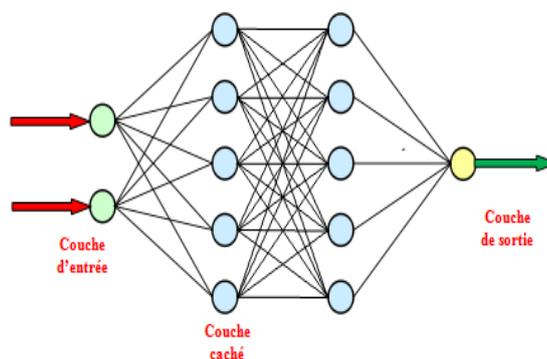


Figure 3. 20 Différentes couches du réseau de neurones

### III.4.3.2- Neurone biologique

Le neurone est une cellule composée d'un corps cellulaire et d'un noyau. Le corps cellulaire se ramifie pour former ce qu'on appelle les dendrites qui sont responsables de l'acheminement de l'information de l'extérieur vers le soma du neurone comme le montre ci-dessous la figure 3.21 qui illustre le schéma synoptique du neurone biologique [106]. L'information traitée par le neurone est conduite ensuite le long de l'axone aux autres neurones avoisinants. La transmission entre deux neurones doit passer par un espace intercellulaire entre l'axone du neurone et les dendrites du neurone suivant appelées «synapses». Chaque neurone reçoit à travers les synapses un ensemble de potentiels excitateurs, les dendrites calculent une somme pondérée de leurs entrées, selon le niveau d'activation obtenu, le noyau génère un ensemble d'action qui se propage le long de l'axone. Ainsi, ce modèle biologique simple sert de base au modèle mathématique du neurone formel.

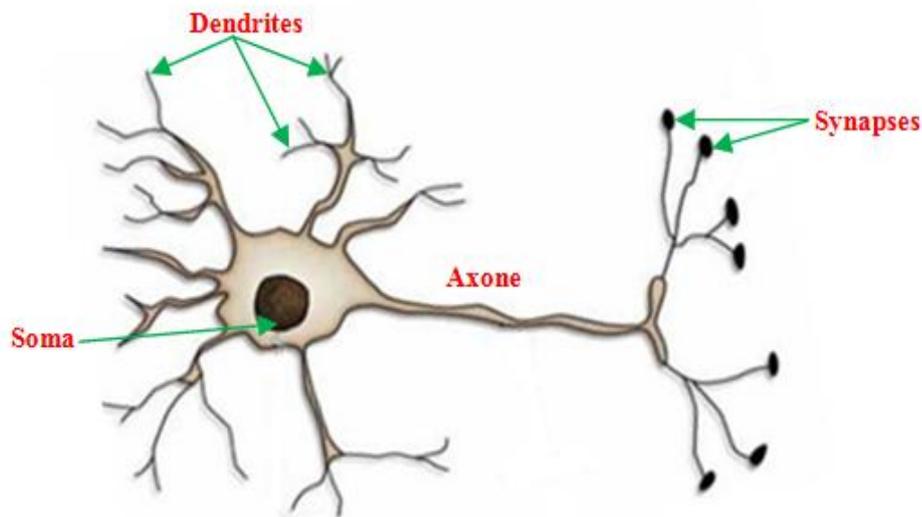


Figure 3. 21 Neurone biologique

### III.4.3.3- Neurone formel

Les réseaux de neurones formels, à l'instar du modèle vivant, ont pour fonction d'opérer rapidement des classifications et d'apprendre à les améliorer. Les paramètres importants de ce modèle sont les coefficients synaptiques, le seuil de chaque neurone et la façon de les ajuster. Il faut choisir un mécanisme qui permet de les calculer et de les faire converger si possible vers la valeur la plus proche possible de l'optimale. C'est ce qu'on appelle l'apprentissage du réseau. Dans un modèle de réseaux de neurones formels, apprendre revient donc à déterminer les coefficients synaptiques les plus adaptés. Vers la fin de 1950 Warren Mc Culloch et Walter Pitts montrèrent que des réseaux de neurones formels simples peuvent théoriquement réaliser des fonctions logiques, arithmétiques et symboliques complexes.

Le neurone formel doté d'une fonction de transfert est conçu comme un automate qui

transforme ses entrées en sortie selon des règles précises. Un neurone peut sommer ses entrées, comparer la somme à une valeur de seuil, générer un signal si cette somme est inférieure à ce seuil. Ces neurones sont associés en réseaux dont la topologie des connexions est variable. Enfin, l'efficacité de la transmission des signaux d'un neurone à l'autre peut varier : on parle ainsi de poids synaptique et ces poids peuvent être modulés par des règles d'apprentissage simulant ainsi la plasticité synaptique des réseaux biologiques.

Le neurone formel est un modèle mathématique simpliste du neurone biologique, comprenant un certain nombre d'entrées, les dendrites, un corps traitant les entrées suivant une méthode choisie et un axone véhiculant la réponse du neurone. La figure 3.22 nous illustre le modèle de base d'un neurone formel.

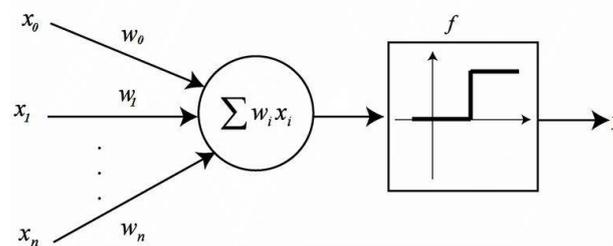


Figure 3. 22 Modèle de base d'un neurone formel

La fonction  $f(x)$ , est une fonction non linéaire bornée, dont la valeur dépend des paramètres de pondération appelés poids  $W_i$ . Les variables de cette fonction sont les entrées du neurone  $x_i$  et  $y$  est la valeur de sortie.

$$y = f(x) \quad (3.31) \quad x =$$

$$\sum_{i=0}^n W_i \cdot x_i \quad (3.32)$$

Un neurone est caractérisé par la fonction d'activation qui détermine ses propres caractéristiques. Le choix de la fonction d'activation a une grande importance et dépend souvent du type d'application et du domaine de variation des variables d'entrée/sortie [107-109]. Les plus utilisées sont : tout ou rien, fonction signe, plus ou moins à seuil, fonction affine, saturation, sigmoïde, fonction arc tangente et fonction gaussienne.

#### III.4.3.4- Structure des réseaux de neurones artificiels

Les étapes à suivre pour structurer un réseau de neurone artificiel sont comme suit :

- a) **Assemblage des neurones** : Cette opération a pour objectif de créer des méthodes adaptatives d'identification et des lois de commandes intelligentes, basées sur le principe de l'apprentissage des réseaux de neurones artificiels. Plus de neurones à assembler implique automatiquement la multiplication de la capacité d'apprentissage (voir la figure 3.23 suivante) :

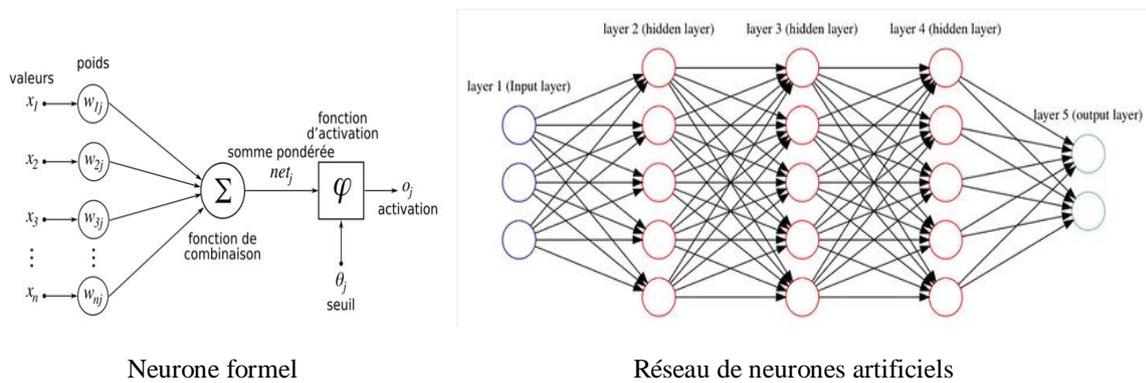


Figure 3. 23 Neurone formel et model de réseau de neurones artificiels

b) **Choisir une architecture neuronale** : Ca se résume à l'organisation des neurones entre eux au sein d'un même réseau. Il s'agit donc de la façon dont ils sont ordonnés et connectés. La majorité des réseaux utilisent le même type de neurones. L'architecture d'un réseau de neurones dépend de la tâche à apprendre et du problème à résoudre. Un réseau de neurone est en général composé de plusieurs couches, des neurones d'entrées jusqu'aux neurones de sorties. La figure 3.24 nous illustre quelques exemples d'architecture neuronale.

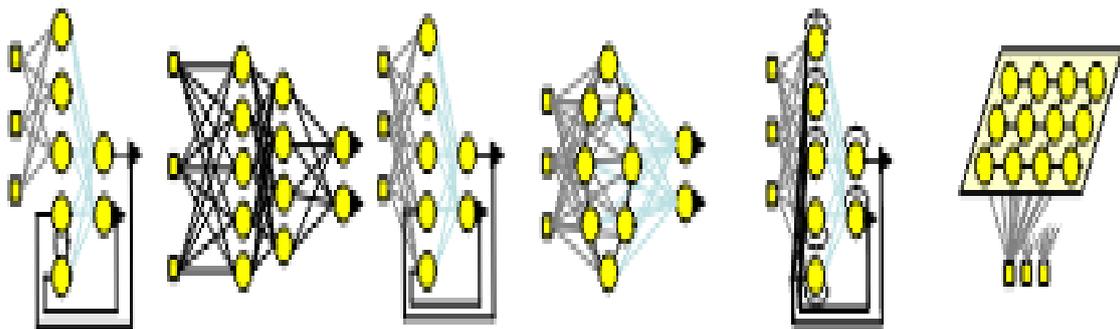


Figure 3. 24 Différentes architectures ANN

- c) **Structure du réseau multicouche** : C'est une composition d'une succession de couches dont chacune prend ses entrées sur les sorties de la couche qui lui précède. Chaque couche (i) est composée de  $N_i$  neurones, leurs entrées sont les  $N_{i-1}$  neurones de la couche précédente. Un poids synaptique est associé à chaque synapse, de sorte que les  $N_{i-1}$  sont multipliés par ce poids, puis additionnés par les neurones de niveau i, ce qui est équivalent à multiplier le vecteur d'entrée par une matrice de transformation. Mettre les couches successivement l'une derrière l'autre signifie à mettre en cascade plusieurs matrices de transformation qui équivaldrait à une seule matrice. Avec à chaque couche, la fonction d'activation qui introduit une non linéarité à chaque étape sinon un réseau de neurones dont les sorties seraient linéaires n'aurait que peu d'intérêt.
- d) **Stratégies d'apprentissage** : l'architecture du réseau et l'environnement du problème sont les deux facteurs influents sur le choix du type d'apprentissage. Les deux règles d'apprentissage (règle de Hebb et de Widrow [108]) ne concernent qu'un seul neurone pour

corriger son poids. Chaque architecture nécessite une règle d'adaptation des poids qui lui est propre selon ses spécificités. L'apprentissage n'est pas modélisable par la logique déductive : cette dernière procède à partir des connaissances déjà établies dont on tire des connaissances dérivées. Or il s'agit ici d'une démarche inverse, c.à.d. à partir des observations limitées on tire des généralisations plausibles. La notion d'apprentissage recouvre deux réalités : La mémorisation qui est le fait d'assimiler de nombreux exemples et la généralisation : c'est le fait d'être capable, grâce aux exemples appris de traiter des exemples distincts encore non rencontrés, mais semblables. En résumé la définition de l'apprentissage, c'est le processus de calculs qui permet de mettre à jour les poids des neurones à partir d'une ou plusieurs mesures.

### III.4.3.5- Apprentissage d'un réseau multicouche

La rétro-propagation de l'erreur dans un réseau multicouche est un apprentissage supervisé. On présente l'entrée pour lequel on détermine la sortie. L'ensemble des poids synaptiques détermine le fonctionnement du réseau de neurones. On compare les sorties des neurones de la couche de sortie avec les valeurs modèles qui sont les sorties désirées et on calcule l'erreur de chacun comme le montre clairement la figure 3.25 [109].

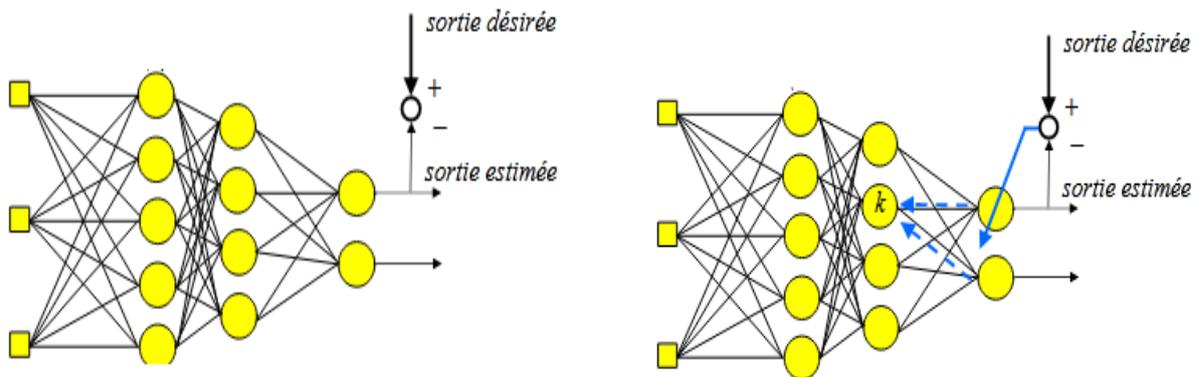


Figure 3. 25 Apprentissage d'un réseau multicouche avec détermination de l'erreur et rétro-propagation

L'erreur d'un neurone  $k$  dans une couche  $j$  est calculée à partir des erreurs des neurones de la couche  $j+1$  pondérées par les poids :

$$\varepsilon_k^{(j)} = f \left( \sum_i w_{ki} x_i \right) \cdot \sum_{i \in j+1} (w_{ik}^{(j+1)} \cdot \varepsilon_i^{(j+1)}) \quad (3.33)$$

La rétro-propagation de l'erreur qui consiste à rétro-propager l'erreur commise par un neurone à ses synapses et aux neurones qui y sont reliés. L'erreur définie à la sortie, par rapport à des valeurs souhaitées puis propagées de la couche de sortie jusqu'à la couche des entrées pour mettre à jour l'ensemble des poids entre les neurones des couches successives.

L'erreur est d'abord définie à la sortie, à la base de comparaison de la sortie estimée avec la sortie désirée, puis propagées de la couche de sortie jusqu'à la couche des entrées pour mettre à jour l'ensemble des poids entre les neurones des couches successives. Ainsi ce principe consiste à corriger les erreurs selon l'importance des éléments participatifs à la réalisation de ces erreurs. Les poids synaptiques qui contribuent à engendrer une erreur importante se verront modifiés de manière plus remarquable que les poids qui ont engendré l'erreur [110].

Les commandes neuronales sont des méthodes d'identification adaptatives et intelligentes. Ces applications directes ont permis d'illustrer l'approximation des fonctions, linéaires et non linéaires et l'estimation des fonctions robotiques complexes ainsi que l'identification de la fonction de transfert des systèmes non linéaires. Aujourd'hui, elles sont spécialisées pour des applications spécifiques, particulièrement dans la commande des moteurs. La figure 3.26 nous montre le diagramme bloc de simulation de la régulation de la vitesse par la commande PI-ANN d'un MRV8/6, 4 phases.

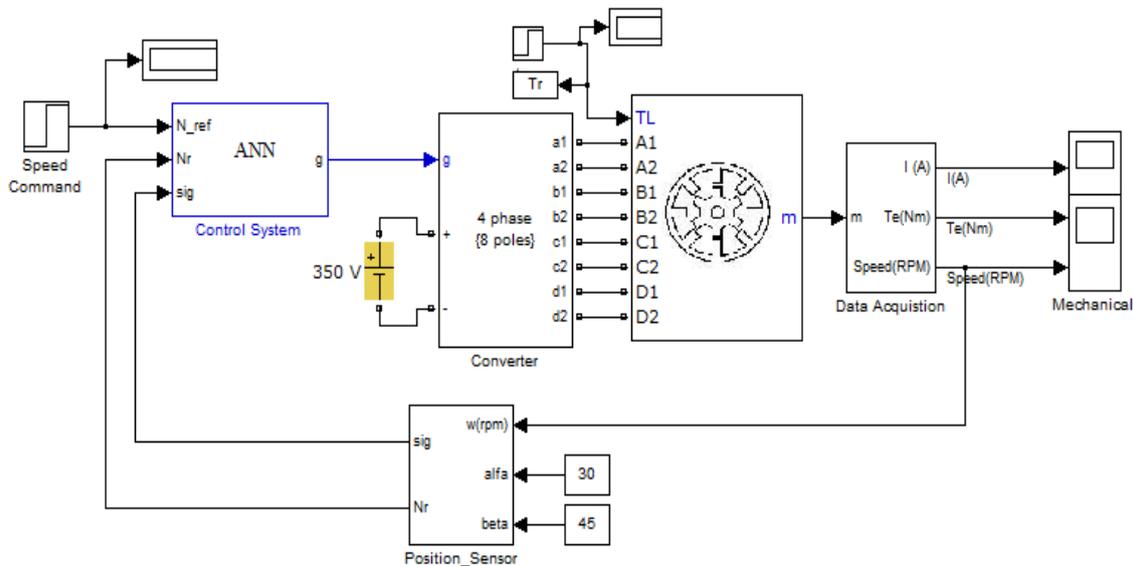


Figure 3. 26 Diagramme bloc de régulation PI-ANN d'un MRV8/6

#### III.4.4- Commande par régulateur d'ordre fractionnaire (PI<sup>α</sup>)

La théorie de la commande reposait jadis sur les méthodes d'analyse et de synthèse, mais vu la complexité de ces systèmes et leurs dimensions ainsi que le nombre de variables, les chercheurs ont été poussés à s'orienter vers des théories de commande modernes telles que la commande par placement des pôles, optimale, adaptative et prédictive.

La commande adaptative a suscité un fort intérêt dans diverses applications industrielles, ce qui a produit une avancée considérable des travaux de recherche depuis environ 70 ans. L'approche la plus utilisée est la commande adaptative à modèle de référence (CAMR) qui

permettait d'ajuster les paramètres du régulateur pour que la sortie des paramètres du processus à commander s'aligne avec ceux de référence.

Le calcul et le concept de la commande d'ordre fractionnaire résolvent des systèmes décrits par des équations différentielles d'ordre fractionnaire. L'objectif principal de cette commande est de promouvoir les performances des systèmes de commande classique par l'insertion des opérateurs d'ordre fractionnaire dans leurs algorithmes.

Dans cette section on présentera quelques notions de base sur le calcul d'ordre fractionnaire, notamment la méthode de Charef [111] pour qu'elle soit utilisée par la suite comme méthode d'approximations d'opérateur d'ordre fractionnaire.

Les méthodes d'approximation de l'opérateur d'ordre fractionnaire sont réparties en deux catégories (continue et discrète). D'habitude les simulations dans le cas continu, sont effectuées avec un logiciel spécifique pour le traitement des puissances d'ordre entier. Alors il est très important de trouver des approximations d'ordre entier pour des fonctions de transfert d'ordre fractionnaire. Pour trouver de telles approximations, il existe différentes méthodes. Les approximations disponibles dans le domaine (s) sont appelées des approximations analogiques ou des approximations du domaine fréquentiel.

En ce qui concerne les approximations par des fractions continues et les techniques d'interpolation, nous résumons les notions de bases en se limitant à la fonction de singularité de la méthode de Charef. En général, une approximation rationnelle de la fonction :  $G(s) = s^{-\alpha}$ ;  $0 < \alpha < 1$  (Intégration d'ordre fractionnaire dans le domaine de Laplace) peut être écrite en employant l'expansion des fractions continues des fonctions:

$$G_h(s) = \frac{1}{(1+s.T)^\alpha} \quad (3.34)$$

$$G_i(s) = \left(1 + \frac{1}{T}\right)^\alpha \quad (3.35)$$

Où  $G_h(s)$  est l'approximation dans les hautes fréquences, et  $G_i(s)$  est l'approximation dans les basses fréquences.

#### III.4.4.1- Méthode de Charef (fonction de singularité)

La méthode de la fonction de singularité développée par Charef Abdelfattah [111] a pour but d'implémenter des modèles d'ordre fractionnaire dans les schémas de commande. Cette approche est purement une méthode graphique car elle sert à approximer la ligne de pente fractionnaire sur le tracé de Bode de la fonction de transfert irrationnelle par un nombre de lignes en forme de Zig-zig en alternance de pente correspondant à une alternance de pôles et de zéros. La méthode d'approximation sera commode selon que le transfert d'ordre fractionnaire qui est soit du premier ou du second ordre.

Au début des années 50, Davidson et Cole dans leurs travaux sur la relaxation diélectrique des liquides, ont élucidé des phénomènes naturels dont leurs modèles faisaient appel à la dérivée d'ordre fractionnaire exprimée sous la forme d'une équation, dont le pôle est à puissance fractionnaire (PPF).

### a- Système du premier ordre fractionnaire

Pour un système d'ordre fractionnaire du premier ordre la modélisation se fait sous la forme :

$$G(s) = \frac{1}{\left(1 + \frac{s}{P_T}\right)^\alpha} \quad (3.36)$$

Où ( $\alpha$ ) est un réel non entier compris entre 0 et 1, voir même un nombre complexe et ( $s$ ) est le symbole de la transformée de Laplace de la différentiation et  $P_T$  est le pôle fractionnaire (fréquence de coupure). On peut exprimer la fonction de l'équation (3.36) de la façon suivante :

$$G(s) = \frac{1}{\left(1 + \frac{s}{P_T}\right)^\alpha} = \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{\prod_{i=0}^{N-1} \left(1 + \frac{s}{z_i}\right)}{\prod_{i=0}^N \left(1 + \frac{s}{P_i}\right)} \quad (3.37)$$

Où ( $N+1$ ) est le nombre total des singularités qu'on peut déterminer par la bande de fréquences du système. L'équation (3.37) peut être remplacée à un nombre fini  $N$ , et l'approximation devient :

$$G(s) = \frac{1}{\left(1 + \frac{s}{P_T}\right)^\alpha} \approx \frac{\prod_{i=0}^{N-1} \left(1 + \frac{s}{z_i}\right)}{\prod_{i=0}^N \left(1 + \frac{s}{P_i}\right)} \quad (3.38)$$

Les pôles et les zéros de la fonction de singularités peuvent être obtenus selon ce qui suit :

$$p_i = (a \cdot b)^i \cdot p_0 \quad \text{pour } i = 1, 2, 3, \dots, N \quad (3.39)$$

$$z_i = (a \cdot b)^i \cdot a \cdot p_0 \quad \text{pour } i = 1, 2, 3, \dots, N - 1 \quad (3.40)$$

$$\text{Avec } p_0 = W_c \cdot \sqrt{b} \quad (3.41)$$

$$a = 10^{\frac{\varepsilon}{10(1-\alpha)}} \quad ; \quad b = 10^{\frac{\varepsilon}{10\alpha}} \quad \alpha = \frac{\log(a)}{\log(ab)} \quad (3.42)$$

Avec  $\varepsilon$  l'erreur tolérée en dB

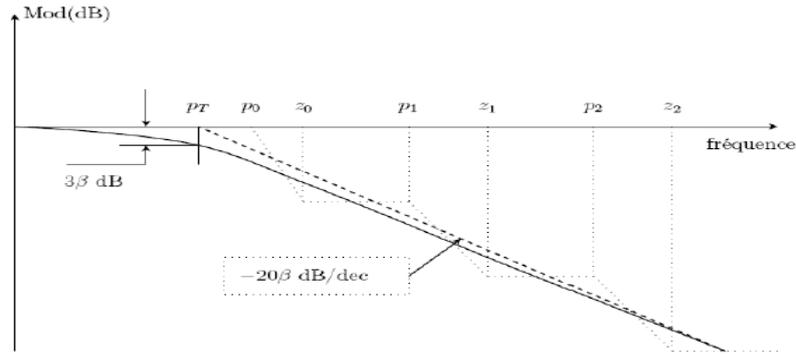


Figure 3. 27 Diagramme de Bode de G(s) en dB/dec et son approximation

### b- Système du second ordre fractionnaire

Pour un système de second ordre, représenté par la fonction de transfert ci-dessous :

$$G(s) = \frac{1}{\left(\frac{s^2}{W_n^2} + 2\xi \frac{s}{W_n} + 1\right)^\alpha} \quad (3.43)$$

Où  $\alpha$  est un réel positif compris entre 0 et 1, on peut distinguer deux cas :

Pour :  $0 < \alpha < 0,5$ . Dans ce cas on peut exprimer la fonction (3.43) de la façon suivante :

$$G_e(s) = \frac{\left(\frac{s}{W_n} + 1\right) \cdot \left(\frac{s}{W_n} + 1\right)^\eta}{\left(\frac{s^2}{W_n^2} + 2\theta \frac{s}{W_n} + 1\right)} \quad (3.44)$$

Avec  $\theta = \xi^\alpha$  et  $\eta = 1 - 2\alpha$ , ce qui peut aussi être approximé par la fonction suivante :

$$G_e(s) = \frac{\left(\frac{s}{W_n} + 1\right) \cdot \prod_{i=0}^{N-1} \left(1 + \frac{s}{z_i}\right)}{\left(\frac{s^2}{W_n^2} + 2\theta \frac{s}{W_n} + 1\right) \cdot \prod_{i=0}^N \left(1 + \frac{s}{p_i}\right)} \quad (3.45)$$

Les pôles et les zéros de la fonction de singularités ( $P_i$  et  $Z_i$ ), sont donnés par les formules suivantes :

$$p_i = (a \cdot b)^{i-1} \cdot a \cdot Z_0 \text{ pour } i = 1, 2, 3, \dots, N \quad (3.46)$$

$$z_i = (a \cdot b)^{i-1} Z_0 \text{ pour } i = 1, 2, 3, \dots, N - 1 \quad (3.47)$$

$$\text{Avec } Z_0 = W_n \cdot \sqrt{b} \quad (3.48)$$

$$a = 10^{\frac{\varepsilon}{10(1-\alpha)}} \quad ; \quad b = 10^{\frac{\varepsilon}{10\alpha}} \quad \alpha = \frac{\log(a)}{\log(ab)} \quad (3.49)$$

L'ordre d'approximation N est calculé en fixant la bande de fréquences de travail, spécifiée par :  $W_{\max}$ , tels que :  $P_{N-1} < W_{\max} < P_N$  ce qui nous mène à :

$$N = \text{partie entière} \left[ \frac{\log\left[\frac{W_{\max}}{P_0}\right]}{\log(a \cdot b)} \right] \quad (3.50)$$

Alors  $G(s)$  peut être écrite sous la forme d'une fonction paramétrique d'ordre  $N + 2$  :

$$G_e(s) = \frac{b_{\alpha 0}s^N + b_{\alpha 1}s^{N-1} + \dots + b_{\alpha N}}{s^{N+2} + a_{\alpha 1}s^{N+1} + \dots + a_{\alpha N+2}} \quad (3.51)$$

Les coefficients  $a_{\alpha i}$  et  $b_{\alpha i}$  sont calculés à la base des singularités  $P_i, Z_i$  ainsi que  $\alpha$  et  $w_n$

Pour :  $0,5 < \alpha < 1$  Dans ce cas on peut exprimer la fonction d'approximation de la façon suivante :

$$G_e(s) = \frac{\left(\frac{s}{W_n} + 1\right)}{\left(\frac{s^2}{W_n^2} + 2\theta\frac{s}{W_n} + 1\right) \cdot \left(\frac{s}{W_n} + 1\right)^\eta} \quad (3.52)$$

Avec  $\theta = \xi^\alpha$  et  $\eta = 2\alpha - 1$ . Comme précédemment les pôles et les zéros de la fonction de singularités peuvent être obtenus comme suit :

$$p_i = (a \cdot b)^{i-1} \cdot P_0 \text{ pour } i = 1, 2, 3, \dots, N \quad (3.53)$$

$$z_i = (a \cdot b)^{i-1} \cdot a \cdot P_0 \text{ pour } i = 1, 2, 3, \dots, N - 1 \quad (3.54)$$

$$\text{Avec } P_0 = W_n \cdot \sqrt{b} \quad (3.55)$$

$$a = 10^{\frac{\varepsilon}{10(1-\alpha)}} \quad ; \quad b = 10^{\frac{\varepsilon}{10\alpha}} \quad \alpha = \frac{\log(a)}{\log(ab)} \quad (3.56)$$

Finalement, notre intérêt pour l'insertion de ces systèmes dans les schémas de commande du MRV a été motivé par les très bonnes performances des systèmes d'ordre fractionnaire comparées à celles des systèmes d'ordre entier. La figure 3.28 représente un exemple de la structure interne des régulateur PI et  $PI^\alpha$  sous Matlab/Simulink. Le régulateur fractionnaire  $PI^\alpha D^\mu$  est une extension du régulateur PID dont la fonction de transfert est [111]:

$$H(p) = K_p + K_i p^{-\alpha} + K_d p^{-\mu} \quad (3.57)$$

Où  $\alpha$  et  $\mu$  sont des nombres réels positifs ;  $K_p$  est le gain proportionnel,  $K_i$  est la constante d'intégration et  $K_d$  est la constante de différentiation. Il est évident qu'en prenant  $\alpha=1$  et  $\mu=1$  on obtient le régulateur PID classique. Logiquement, ce régulateur peut améliorer le niveau de performances du système de commande, vu qu'il présente plus de paramètres de réglage.

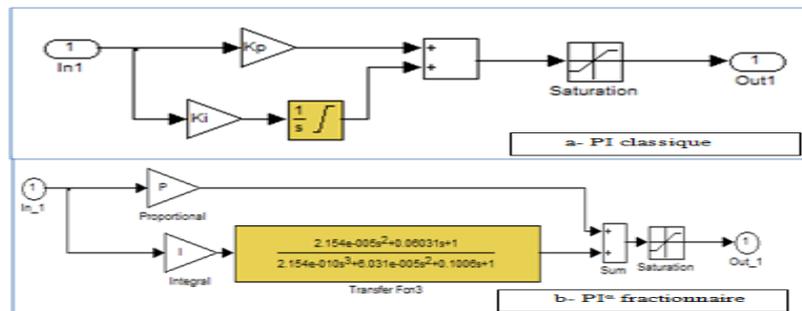


Fig.3.28 Exemple de contrôleur PI et  $PI^\alpha$  fractionnaire.

### III.5- Conclusion

Doté d'une structure rotorique simple et robuste le MRV a l'avantage de n'avoir ni conducteur au rotor ni aimant permanent ni balais en plus de son prix compétitif. Cette machine a prédominé les autres actionneurs électriques sur plus d'un critère. Néanmoins, elle a également un inconvénient prépondérant qui est la saillance du rotor, origine du couple électromagnétique qui produit des ondulations causant vibrations et bruit. Cette cause rajoutée à la complexité de sa commande a retardé son épanouissement. Fort heureusement, la poussée technologique remarquable dans l'électronique de puissance et l'informatique a facilité leur relance. La commande sans capteur de vitesse est plus simple à réaliser et les techniques de conception assistée par les outils informatiques ont permis de concevoir diverses structures et différentes commandes de plus en plus performantes. En plus, des interrupteurs de puissance très performants et des nouvelles topologies de convertisseurs ont permis une alimentation améliorée, permettant ainsi une exploitation plus étendue et beaucoup plus efficace des MRV.

Le MRV est un modèle fortement non linéaire pour cette raison la commande conventionnelle s'est avérée très limitée en matière de stabilité et performances. Les scientifiques et industriels se sont intéressés aux nouvelles approches de commande adaptative, prédictive et robuste, ainsi que les techniques basées sur l'intelligence artificielle. Dans ce chapitre nous avons évoqué les notions et principes de l'alimentation des MRV par des convertisseurs asymétriques ainsi que les techniques de commandes qui lui sont allouées en partant du simple PI jusqu'aux techniques de commande intelligentes telle que la commande par logique floue (FLC), celle de réseau de neurones artificiels (ANN) et la commande par régulateur d'ordre fractionnaire ( $PI^\alpha$ ), sans oublier la commande directe du couple (DTC) qui semble être une commande robuste et bien adaptée au fonctionnement des MRV.

## *Chapitre IV*

# *Commandes intelligentes du MRV8/6 pour la traction du VE de sécurité minière*

## IV.1- Introduction

L'industrie minière s'oriente vers la réduction de son impact environnemental et les principaux acteurs s'efforcent d'éliminer les véhicules diesel qui génèrent d'importantes émissions de gaz à effet de serre et entraînent des coûts d'exploitation élevés. Il n'y a actuellement aucun véhicule électrique sur le marché qui satisfait les exigences opérationnelles et climatiques des mines souterraines et à ciel ouvert.

Compte tenu des nouvelles exigences de l'industrie minière, le développement des véhicules électriques miniers est devenu une nécessité. Les nouvelles orientations se concentrent autour du développement d'un nouveau système de propulsion électrique avec une infrastructure de recharge rapide, adaptée aux véhicules légers et lourds dans l'industrie minière à ciel ouvert et souterraine. Il est intéressant de noter que les aspects très innovants de la solution technologique choisie sont conçus pour être applicables à différents types de véhicules miniers.

L'objectif principal de ce chapitre est de promouvoir l'usage du véhicule électrique télécommandé entraîné par un MRV8/6 dans les mines souterraines. Le choix de ce dernier est basé sur sa fiabilité et sa capacité à travailler dans des conditions extrêmes avec humidité, chaleur, poussières et atmosphères nocives. Equipé de capteurs, de bandes d'échantillonnage et de caméras adaptées, ce véhicule est recommandé pour une exploitation minière en toute sécurité. Très utile pour détecter les incendies causés par les opérations de tir d'explosifs ou autres, les chutes des roches, la détection de glissements et abolition des terrains, détection des gaz de combustion hautement toxiques et intrusion d'eaux souterraines afin d'éviter les risques d'inondation et visualiser les risques qui pourraient se produire à des centaines de mètres sous terre.

En raison de sa propreté, ces véhicules entraînés par des moteurs à réluctance variable ne peuvent pas contaminer l'atmosphère contrairement aux véhicules à combustibles fossiles. Notre choix s'est porté sur l'utilisation du MRV pour ses nombreux avantages, à savoir : excellentes performances dans des environnements extrêmes, structure simple du rotor, robustesse, sans bobines, ni aimants permanents, ni balais, ni étincelles sous les balais (ce qui exclue le risque de provoquer des incendies ou des explosions en raison de l'existence d'atmosphères inflammables telles que le grisou dans les mines de charbon), une capacité de surcharge élevée, de faibles coûts de fabrication, de réparation et de maintenance et un fonctionnement dans une large gamme de puissance. Cependant, la recherche scientifique est freinée par les fortes vibrations dues aux discontinuités périphériques de son rotor qui sont rédhibitoires pour en faire le moteur de premier choix. Les MRV présentent certains inconvénients, à savoir les ondulations de couple produisant les vibrations et le bruit acoustique.

Pour mieux utiliser le MRV comme moteur d'entraînement pour ce véhicule électrique de sécurité minière, nous suggérons d'utiliser des techniques intelligentes telles que le régulateur de réseaux de neurones artificiels (ANN) et le régulateur d'ordre fractionnaire  $PI^\alpha$  pour optimiser l'effet des ondulations du couple. Ces deux techniques sont associées à la commande DTC (contrôle direct du couple), qui semble très bien adapté aux applications du MRV en raison de l'avantage de la non-nécessité des capteurs de vitesse et de position et de l'option d'utiliser uniquement les tensions et les courants pour estimer et comparer le flux magnétique, le couple et la vitesse.

#### **IV.2- Point de mire**

Dans les mines souterraines, il existe des conditions extrêmes telles que l'humidité, la chaleur, la poussière, la tension, le manque d'oxygène, une atmosphère nocive, des gaz de combustion hautement toxiques après des travaux d'explosion, des glissements de terrain, des chutes de roches, des eaux souterraines et des inondations et des incendies. Le danger et l'obscurité sont souvent renforcés par les murs sombres.

Pour contribuer à l'allègement de ces contraintes, la nécessité d'un système de sécurité très développé est devenue une priorité absolue, et pour faciliter cela, on propose un véhicule électrique télécommandé avec des capteurs, des bandes d'échantillonnage de gaz et des caméras qui peuvent mesurer les paramètres atmosphériques et gaziers et enregistrer l'état de sécurité de la mine pour renforcer la prévention des dangers, et éviter par conséquent des préjudices humains et matériels pendant les moments critiques, notamment après les opérations de tir et en cas d'accident.

La voiture électrique est le bon choix pour la propreté, la pureté de l'atmosphère environnante, la sécurité et la vitesse. Cependant, les véhicules électriques sont souvent entraînés par des moteurs à induction qui ne peuvent pas résister aux conditions minières extrêmes mentionnées auparavant. Lorsqu'on compare les moteurs asynchrones (IM), les moteurs synchrones à aimants permanents (PMSM) et les (MRV) ayant les mêmes caractéristiques (couple, vitesse) [112], nous obtenons les résultats mentionnés dans le tableau 4.1. Les avantages et les inconvénients des quatre solutions des moteurs d'entraînement pour véhicule électrique sont résumés dans le tableau 4.2 [113]. Chaque moteur est noté de 0 à 5 et la meilleure solution est notée 5/5.

Comme vous pouvez le voir, le MRV est une solution de traction électrique compétitive avec un poids léger, un très haut rendement et un faible coût de production comparé au moteur à courant continu (DC), moteur asynchrone à induction (IM) et le moteur sans balais Brushless à aimant permanent (PM BLDC) .

Tableau 4. 1 Comparaisons entre les moteurs à induction, moteurs synchrones et MRV

Moteur électrique	Avantages	Inconvénients
<b>PMSM</b>	Plus efficace	Coût plus élevé
<b>IM</b>	Couple et efficacité comparables au moteur à aimant permanent, Sans aimant, conception simple et très faible coût, Convient pour une utilisation en traction.	Les aimants sont faits à base de terres rares, ce qui crée des problèmes économiques, politiques et environnementaux, L'excitation doit être maintenue pendant le fonctionnement entraînant des pertes de puissance, Les aimants réduisent la fiabilité du moteur lorsqu'il est chauffé
<b>MRV</b>	Conception très simple, Grande fiabilité, Faible coût de construction (52% inférieur à IM et 30% inférieur aux (PMSM)), Poids réduit (73 % par rapport à IM), Pas de système de refroidissement supplémentaire.	Fluctuations de couple et effets sonores, Le coût de l'alimentation électrique est relativement élevé.

Tableau 4. 2 Comparaison entre quatre types de moteurs électriques d'entraînement pour VE [113]

Critère	Moteur DC	IM	PM BLDC	MRV
Fiabilité	2	4	5	4.5
Poids	2	4	4.5	5
Coût	5	4	3	4
Total	9	12	12.5	13.5

L'utilisation des régulateurs conventionnels, comme le régulateur PI, ne donne pas de bons résultats malgré les légères améliorations, les vibrations sont encore inacceptables notamment avec l'utilisation des capteurs et des caméras montés sur le véhicule électrique de sécurité minière, ce qui nécessite une meilleure stabilité, qui ne peut se faire que si on réduit significativement les ondulations du couple. Ces dernières peuvent être minimisées en utilisant la technique (DTC). De plus, l'absence de capteurs de position désencombre le stator et le moteur bénéficiera dans ce cas d'une meilleure circulation de l'air entre les enroulements polaires favorisant considérablement le refroidissement et augmentant son efficacité.

Notez que la technique DTC estime la vitesse et le couple en mesurant simplement la tension et le courant d'alimentation et n'utilise pas de capteurs de vitesse et d'observateurs. Cependant,

afin d'obtenir de meilleurs résultats avec moins de vibrations, nous avons choisi les meilleurs en matière de contrôle intelligent : le contrôleur par ANN et le contrôleur d'ordre fractionnaire  $PI^\alpha$  ; tous les deux associés au DTC.

Après simulation dans un environnement Matlab/Simulink, nous avons validé les résultats par comparaison avec des travaux en relation récents, démontrant ainsi la supériorité et l'efficacité du contrôleur d'ordre fractionnaire  $PI^\alpha$  en association avec le DTC.

### IV.3- Méthodologie

L'efficacité énergétique de l'ensemble de la transmission est primordiale dans le contexte de la traction électrique. En effet, le moteur d'entraînement doit non seulement offrir un rendement élevé mais doit aussi produire un couple avec de faibles ondulations en régime établi sur toute la plage de vitesses. La chaîne de traction du véhicule électrique (Voir figure 4.1) est composée d'un MRV reliée mécaniquement à la charge du véhicule par l'intermédiaire d'une transmission différentielle.

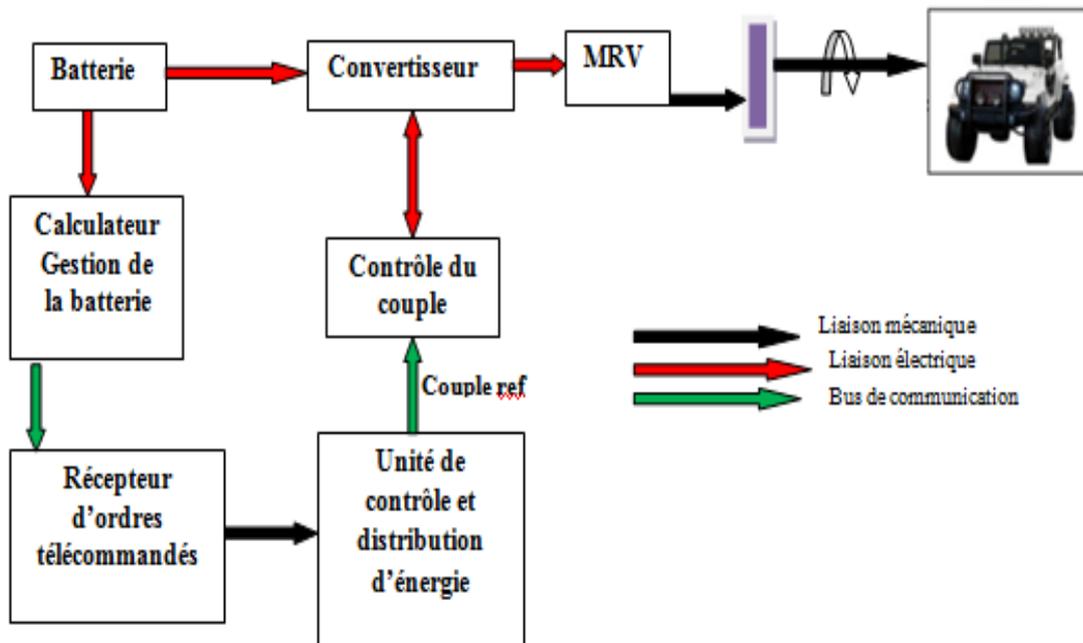


Figure 4. 1 La chaîne de traction du véhicule électrique

L'alimentation du MRV est assurée par un convertisseur de puissance associé à une série de batteries. La propulsion du véhicule qui normalement doit être assurée par le conducteur via les pédale d'accélération et de frein mécanique, est assurée dans notre cas par une interface de réception télécommandée. Les positions de ces deux paramètres (accélération et freinage) sont transmises à l'unité de contrôle afin de fournir les couples de références en mode moteur et en mode génératrice (freinage de récupération). Dans la machine à réluctance variable, le couple est ondulatoire en raison de la forme saillante du rotor. Une ondulation de

couple élevé entraîne donc un bruit acoustique et dégrade les performances de la chaîne de traction électrique ainsi que son confort.

#### IV.3.1- Modèle de la structure du MRV

Les MRV sont similaires dans leur mode de fonctionnement, mais pour des raisons de simplification, les caractéristiques mentionnées dans les tableaux de l'annexe B du MRV pris comme objet de notre étude, sont identiques à celles figurant dans les travaux de Srinivas et Prasad visant à minimiser les ondulations du couple du MRV8/6 par le contrôle instantané du couple [85]. La conception pratique de base du MRV a été développée avec un rendement supérieur à celui des moteurs à induction de même taille grâce aux travaux de Lawrenson et al [86], qui a établi les règles de conception des arcs polaires du stator et du rotor, ainsi que les formes d'onde du flux dans les différentes positions du rotor.

L'intérêt grandissant et la technologie prépondérante du MRV ont conduit Miller [87] à présenter son premier manuscrit traitant uniquement la technologie des MRV permettant aux fabricants de développer ce produit en séries, avec la moitié du volume des moteurs conventionnels à courant continu (DC) et à courant alternatif (AC).

Le choix du matériau ferromagnétique caractérise les propriétés magnétiques capables d'augmenter considérablement le rendement du moteur. Les matériaux ferromagnétiques pour le MRV sélectionnés sont choisis en utilisant le critère du cycle d'hystérésis le plus étroit possible vu que sa surface détermine les pertes magnétiques. La figure 4.2 montre la première courbe d'aimantation qui montre clairement la dépendance de l'induction magnétique en fonction de l'intensité du champ magnétique  $B=f(H)$  du matériau ferromagnétique choisi (ici Acier M19).

L'idée principale du fonctionnement du MRV est que les enroulements logés dans les pôles du stator sont alimentés en alternance, tandis que les dents du rotor, sans enroulements ni aimants, sont attirées de manière séquentielle vers les enroulements du stator [86].

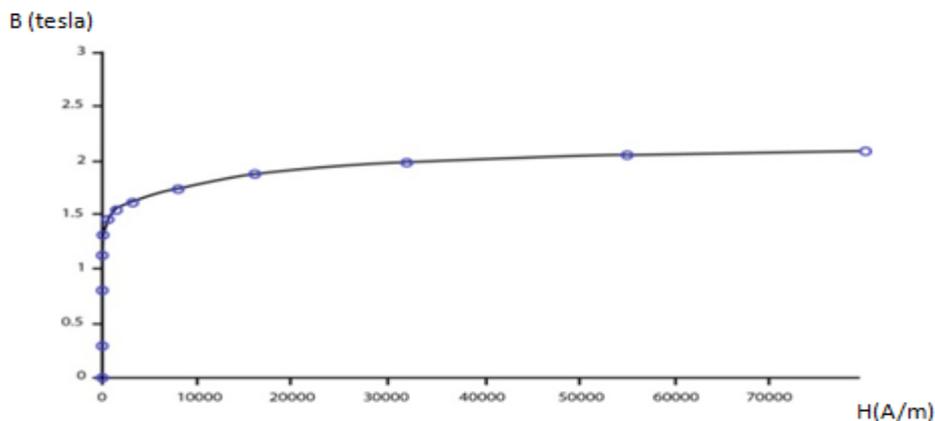


Figure 4. 2 Courbe d'aimantation,  $B=f(H)$  de l'acier M19 [85]

Les figures ci-dessous représentent la topologie de conception du prototype MRV 8/6, du rotor et du stator objet de notre simulation avec une alimentation électrique à quatre phases. La figure 4.3 représente la structure du rotor avec les pôles du MRV 8/6. La figure 4.4 est une image claire du laminage des pôles du stator sans bobinage. Les différentes parties des figures précédentes ont été assemblées sur la figure 4.5 qui montre l'ensemble de la machine avec ses différentes parties réalisées par le logiciel Motor-CAD v7.4.7 (Voir annexe C).

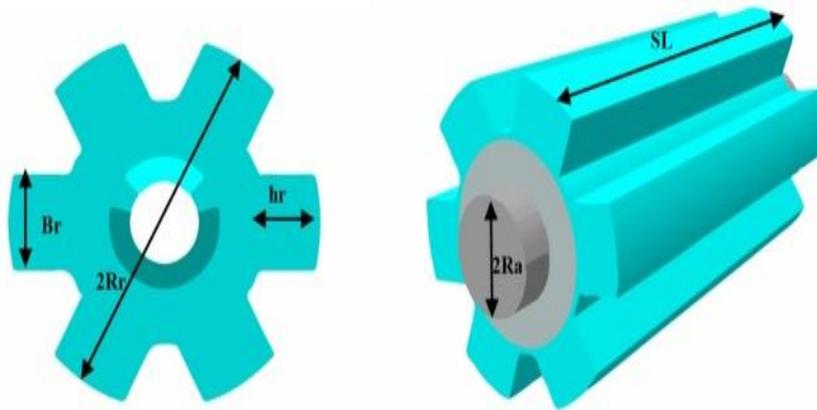


Figure 4. 3 Structure montrant le rotor du MRV8/6 et ses pôles

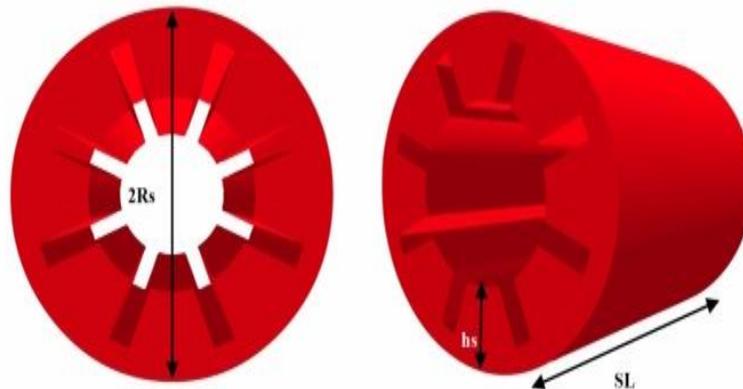


Figure 4. 4 Culasse du stator du MRV 8/6 pôles sans bobines

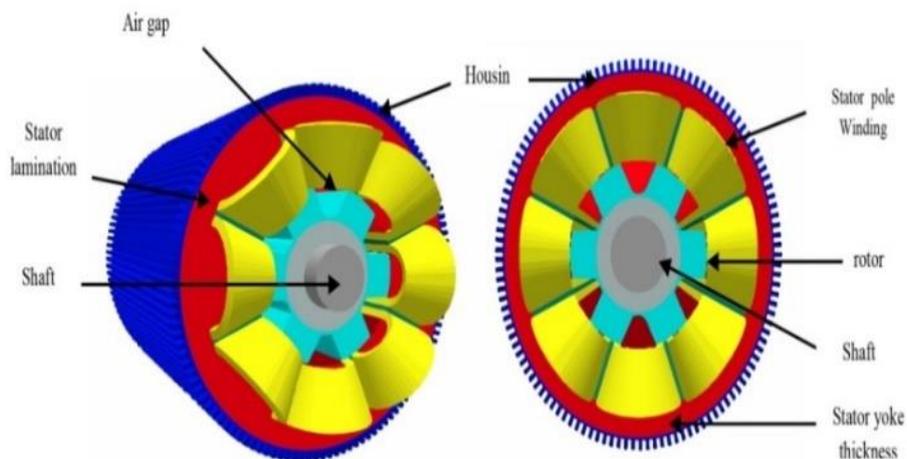


Figure 4. 5 Structure complète du MRV 8/6 pôles avec ses différentes parties

Le principe de fonctionnement d'un MRV repose essentiellement sur la position de la dent du rotor avec la dent du stator. La figure 4.6 montre schématiquement comment les 4 phases sont connectées autour des pôles du stator. Lorsqu'une phase est alimentée, le rotor tourne vers la position où le flux créé par le stator est maximal [90]. Ce cas est appelé position de conjonction. La position d'opposition est la position opposée avec le moins de flux. Le couple est créé par la variation magnétique entre le pôle statorique et le pôle rotorique, d'où son nom « moteur à réluctance variable » [110,116]. Au cours d'un cycle de variation de la perméabilité magnétique quatre périodes sont observées [117] :

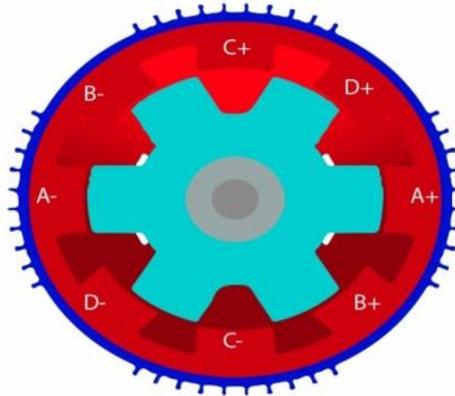


Figure 4. 6 Connexion des 4 phases du stator du MRV8/6

### IV.3.2- Modèle mathématique du MRV

La forme idéalisée de l'inductance d'une phase en fonction de la position du rotor est illustrée à la figure 4.7.

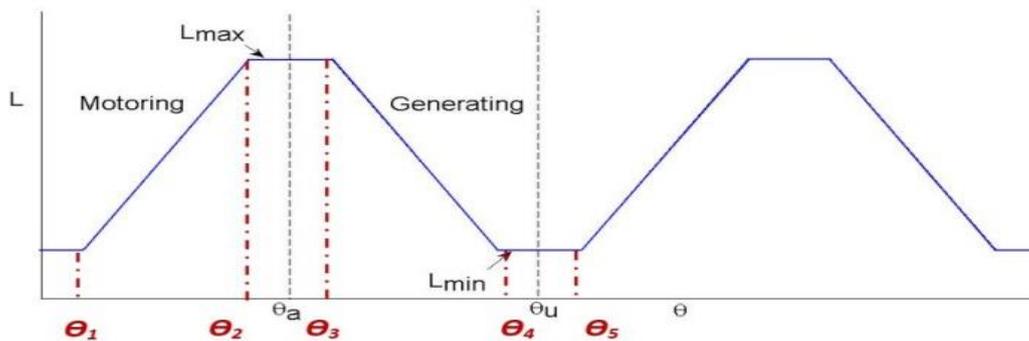


Figure 4. 7 Profil de l'inductance du moteur à reluctance variable

$$L(\theta) = \begin{cases} L_{\min} & 0 \leq \theta < \theta_1 \\ L_{\min} + p\theta & \theta_1 \leq \theta < \theta_2 \\ L_{\max} & \theta_2 \leq \theta < \theta_3 \\ L_{\max} - p(\theta - \beta_r) & \theta_3 \leq \theta < \theta_4 \\ L_{\min} & \theta_4 \leq \theta < \theta_5 \end{cases} \quad (4.1)$$

$L(\theta)$ : Variation d'inductance sur un pas polaire du rotor,

$L_{\min}$ : Inductance à la position d'opposition, pôles non alignés (H),

$L_{\max}$ : Inductance à la position de conjonction, pôles alignés (H),

$\beta_s$ : Arc polaire statorique (m),

$\beta_r$ : Arc polaire rotorique,  $\beta_r > \beta_s$ .

$$p = \frac{L_{\max} - L_{\min}}{\beta_s} \quad (4.2)$$

$p$  : étant le pas polaire statorique. La tension électrique d'alimentation des bobines statoriques du MRV est donnée comme suit :

$$v = Ri + \frac{d\psi(\theta, i)}{dt} \quad (4.3)$$

$d\psi(\theta, i)$  est dépendance du flux de phase en fonction de la position du rotor et du courant statorique  $i$ . On en déduit [114, 115]:

$$\psi(\theta, i) = L(\theta, i)i \quad (4.4)$$

$$\frac{d\psi(\theta, i)}{dt} = L(\theta, i) \frac{\partial i}{\partial t} + i \frac{\partial L(\theta, i)}{\partial t} \quad (4.5)$$

$$\frac{d\psi(\theta, i)}{dt} = L(\theta, i) \frac{\partial i}{\partial t} + i \left( \frac{\partial L(\theta, i)}{\partial t} \frac{\partial \theta}{\partial t} + \frac{\partial L(\theta, i)}{\partial t} \frac{\partial i}{\partial t} \right) \quad (4.6)$$

$$v = Ri + \left( L(\theta, i) + i \frac{\partial L(\theta, i)}{\partial t} \right) \frac{\partial i}{\partial t} + i \cdot \omega \frac{\partial L(\theta, i)}{\partial t} \quad (4.7)$$

$$v = Ri + L_c(\theta, i) \frac{\partial i}{\partial t} + E \quad (4.8)$$

$L_c$  : est l'inductance croissante et  $E$  est le coefficient de la force contre électromotrice (F.c.e.m).  $L_c$  et  $E$  dépendent du courant et de la position angulaire du rotor. Le couple produit sur l'arbre est égal à la somme des couples individuels produits par toutes les phases

$$T = \sum_{k=1}^4 T_k(\theta, i) \quad (4.9)$$

$$T_k(\theta, i_k) = \frac{\partial W_c(\theta, i_k)}{\partial \theta} \quad (4.10)$$

Avec  $W_c$  est la coenergie.

$$W_c(\theta, i_k) = \int_0^4 \psi(\theta, i_k) di_k \quad (4.11)$$

De plus, les équations mécaniques seront comme suit :

$$\omega = \frac{\partial \theta}{\partial t} \quad ; \quad \frac{\partial \omega}{\partial t} = \frac{1}{J} (T(\theta, i) - T_L - f \cdot \omega) \quad (4.12)$$

Où  $\omega$  est la vitesse angulaire,  $T_L$  est le couple de charge,  $f$  est le coefficient de frottement et  $J$  est le moment d'inertie. Cependant, trouver une fonction localisée pour  $T(\theta, i)$  est très difficile et nécessite des données numériques ou expérimentales pour un moteur spécifique. Les

données susmentionnées ont été déduites de la courbe de liaison du flux à l'aide de l'équation 4.9 (Voir Figure 4.8).

$$\begin{cases} \omega = \frac{d\theta}{dt} \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J} (T(\theta, i) - T_L - f. \omega) \\ \frac{di}{dt} = \frac{1}{L_c(\theta, i)} (v - Ri - E) \end{cases} \quad (4.13)$$

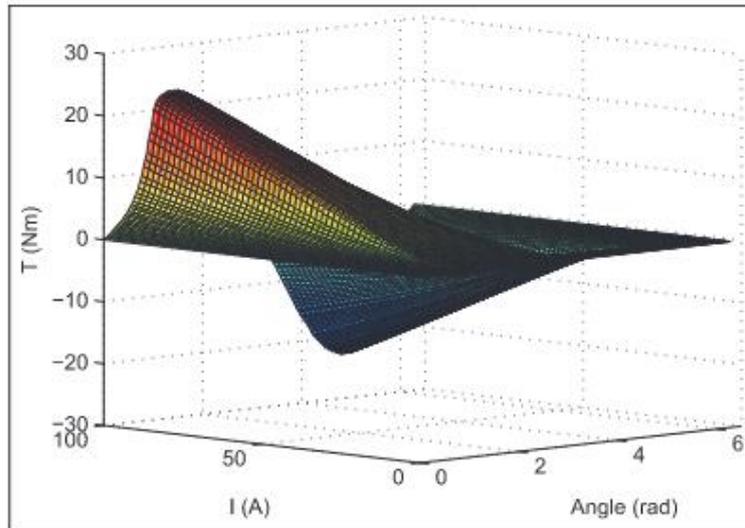


Figure 4. 8 Caractéristique de couple statique pour une phase [114]

L'énergie mécanique est représentée par :

$$dW_m = i \frac{d\psi(\theta, i)}{d\theta} d\theta - \frac{dW_f}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} \quad (4.14)$$

L'équation du couple est définie selon l'expression suivante :

$$T \approx i \frac{d\psi(\theta, i)}{d\theta} \quad (4.15)$$

### IV.3.3- DTC pour MRV8/6 pour l'entraînement du véhicule électrique

La technique connue sous le nom de contrôle direct du couple est un protocole visant à réduire les vibrations et le bruit acoustique dus aux ondulations du couple causées par la forme saillante du rotor du MRV. Les performances du contrôle DTC du MRV8/6 et son impact sur l'ondulation du couple que ce soit en régime permanent qu'en régime transitoire, sont utilisées dans ce travail conjointement avec, d'une part, le contrôle par Réseau de Neurones Artificiels et d'autre part avec le contrôle d'ordre fractionnaire. Une comparaison entre les deux contrôleurs est faite sous l'environnement Matlab/Simulink. Le contrôle direct du couple, ne nécessite pas de capteurs de vitesse ni de position ; Il utilise uniquement des

mesures de tension et de courant. Le flux magnétique et le couple sont estimés et maintenus lors de la sélection du vecteur de tension correspondant. Cela rend le DTC très approprié pour l'entraînement des véhicules électriques. Selon l'équation (4.6), le flux de phase dépend de la position du rotor ( $\theta$ ) et du courant statorique ( $i$ ). La technique DTC pour le MRV peut être expliquée comme suit [118,119] : Le convertisseur asymétrique est souvent utilisé pour les entraînements MRV comme le montre la figure 4.9. Chaque phase de puissance à trois états de tension possibles.

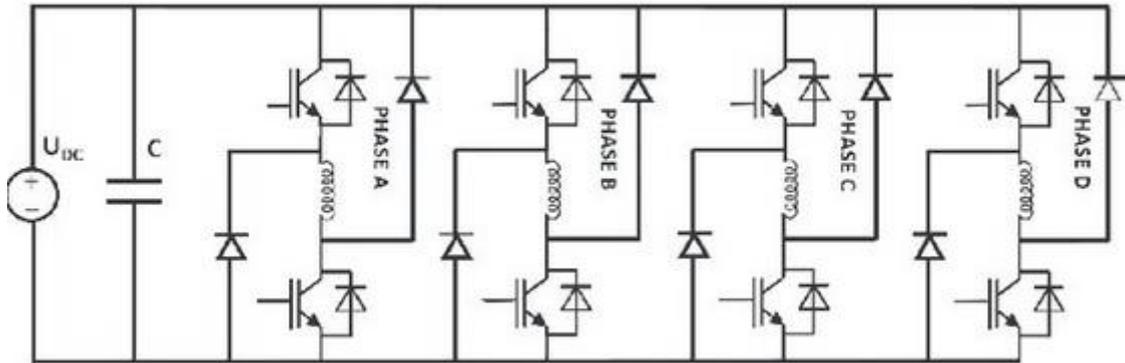


Figure 4.9 Convertisseur asymétrique

Lorsque les deux commutateurs sont activés, le courant circule à travers deux commutateurs et une bobine pour appliquer une tension positive à la phase du moteur (comme illustré à la figure 4.10a). C'est l'état magnétisant.

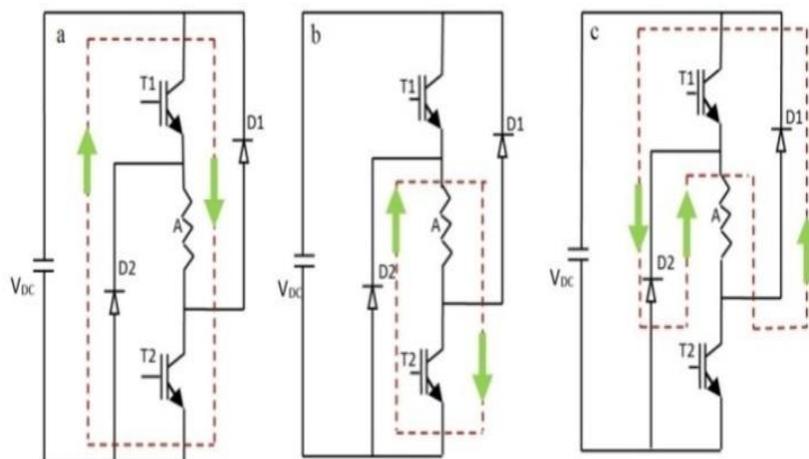


Figure 4.10 Etat de l'alimentation du MRV: a- Etat (1); b- Etat (0); c- Etat (-1)

La figure 4.10.b décrit ce qui se passe lorsque l'interrupteur est désactivé, le courant traverse la diode et la bobine, et se produit une boucle de tension nulle « état 0 de roue libre ». Sur la figure 4.10.c, les deux interrupteurs sont désactivés, le courant circule dans les diodes et l'enroulement de phase, cependant, une tension négative est appliquée « c'est l'état (-1) dit démagnétisant ».

Le convertisseur asymétrique à 4 phases (Voir figure 4.9) peut avoir jusqu'à 81 vecteurs de tension spatiale différents, mais pour le DTC appliqué au MRV, à seulement huit vecteurs de tension spatiaux qui sont amplement suffisants, comme le montre clairement la figure 4.11.

La technique proposée est un DTC basé sur une modulation vectorielle spatiale (SVM) à 4 phases pour MRV8/6 en choisissant un ensemble approprié de 8 vecteurs de tension spatiaux. La modulation de largeur d'impulsion (MLI) n'est plus utilisée. L'onduleur reçoit les commandes directement et successivement (Voir Figure 4.11). Si le  $k_i^{\text{ème}}$  secteur est considéré pour les vecteurs de liaison du flux statorique, les vecteurs spatiaux de tension ( $V_{k+1}$ ) et ( $V_{k+2}$ ) sont sélectionnés pour une augmentation du couple requise et si une diminution de couple est demandée, les vecteurs de tension qui décèlent le vecteur de flux ( $V_{k-1}$ ) et ( $V_{k-2}$ ) sont appliqués. Sur la base de la sortie des blocs d'hystérésis où le couple et le flux sont estimés, les vecteurs de tension spatiaux appropriés sont indiqués dans le tableau 4.3.

Les vecteurs des flux des quatre phases sont résolus dans les axes  $\alpha$ - $\beta$  [101, 102] en utilisant la transformation montrée sur la figure 3.11 du chapitre précédent avec les équations des flux magnétiques dans les axes  $\alpha$ - $\beta$  obtenues (Voir paragraphe III.3.3).

Tableau 4. 3 Table de commutation DTC pour MRV

N	$\Psi_Q=1$		$\Psi_Q=0$	
	$T_Q=1$	$T_Q=0$	$T_Q=1$	$T_Q=0$
1	V <sub>2</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>6</sub>
2	V <sub>3</sub>	V <sub>8</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>7</sub>
3	V <sub>4</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>8</sub>
4	V <sub>5</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>
5	V <sub>6</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>2</sub>
6	V <sub>7</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>8</sub>	V <sub>3</sub>
7	V <sub>8</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>4</sub>
8	V <sub>1</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>5</sub>
1	V <sub>2</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>6</sub>
2	V <sub>3</sub>	V <sub>8</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>7</sub>
3	V <sub>4</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>8</sub>
4	V <sub>5</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>
5	V <sub>6</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>2</sub>
6	V <sub>7</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>8</sub>	V <sub>3</sub>
7	V <sub>8</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>4</sub>
8	V <sub>1</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>5</sub>

La figure 4.12 montre le schéma bloc du DTC pour les MRV8/6 pôles. Les valeurs mesurées sont les tensions et les courants de chacune des quatre phases à la sortie de l'onduleur qui alimente le MRV.

Le flux magnétique de chaque phase est calculé puis transformé selon les axes  $\alpha$ - $\beta$  où le flux en quatre phases est converti en deux phases. L'amplitude  $\Psi_s$  et l'angle du vecteur flux sont reconnus automatiquement. L'amplitude du vecteur flux  $\Psi_s$ , et le couple moteur calculé T,

sont alors introduits dans les blocs d'hystérésis du flux et couple. Le flux de référence est comparé au flux réel ainsi que le couple de référence et le couple réel ce qui entraîne une augmentation ou une diminution du flux et du couple T. Les tables de commutation et le convertisseur asymétrique appliquent les vecteurs de tension adaptés aux enroulements quadri-phases du MRV. La vitesse réelle et la vitesse de référence sont comparées et l'erreur est transmise au contrôleur PI.

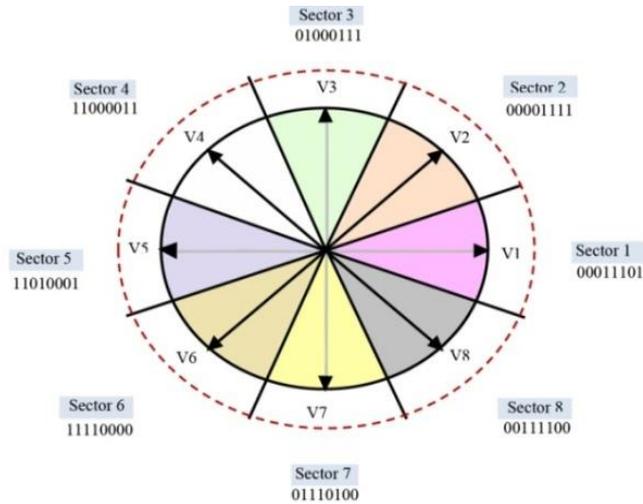


Figure 4. 11 Vecteurs de tensions spatiales avec 8 secteurs

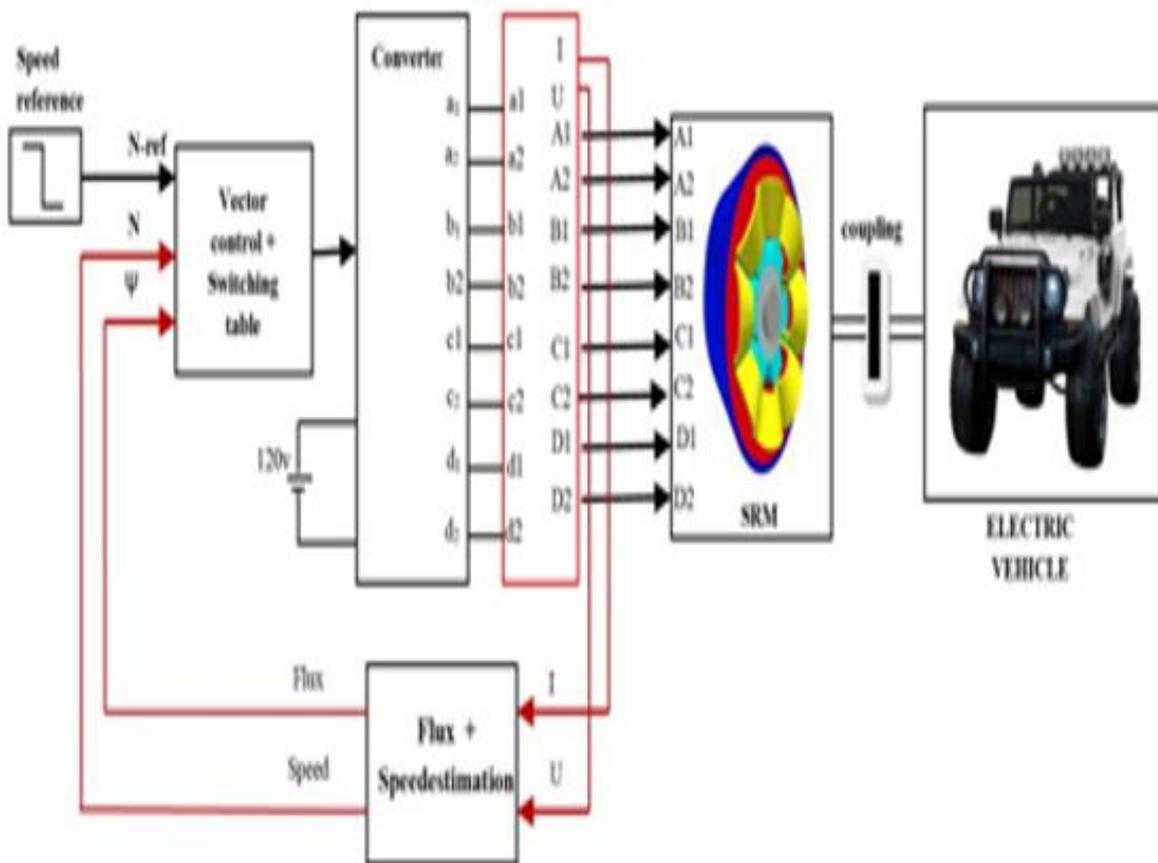


Figure 4. 12 Diagramme bloc du DTC pour MRV 8/6 pôles

#### IV.3.4- Le contrôleur PI-ANN pour le MRV8/6

Les réseaux de neurones artificiels sont des structures construites autour d'une collection de cellules (neurones) qui sont reliées entre elles à l'aide de liens pondérés et modifiables au cours d'un processus appelé apprentissage [120, 121]. Le neurone formel (Voir figure 4.13) comme on l'a déjà vu au chapitre précédent, se compose de trois éléments de base :

- Un ensemble de liens, caractérisés chacun par un poids  $w_j$  (ou coefficient synaptique), correspondant à l'efficacité de la connexion et une entrée particulière  $x_0$  toujours égale à 1, qui permet d'ajouter de la flexibilité au réseau en faisant varier le seuil de déclenchement du neurone par l'ajustement de son poids, communément appelé biais et noté  $b$ , lors de l'apprentissage de  $w_0 = b$  ;
- Un additionneur pour additionner les signaux pondérés ;
- Une fonction d'activation de seuil pour limiter l'amplitude de la valeur de sortie.

L'objectif d'un algorithme d'apprentissage dans l'ANN est d'adapter les poids du réseau de manière itérative jusqu'à ce que l'erreur entre l'entrée de référence et celle mesurée ou estimée est inférieure à la valeur cible.

La stratégie de la commande DTC a été mise en œuvre. Comme le montre la figure 4.14, le régulateur du ANN a été conçu avec l'erreur entre la vitesse de référence et la vitesse estimée comme valeurs d'entrée.

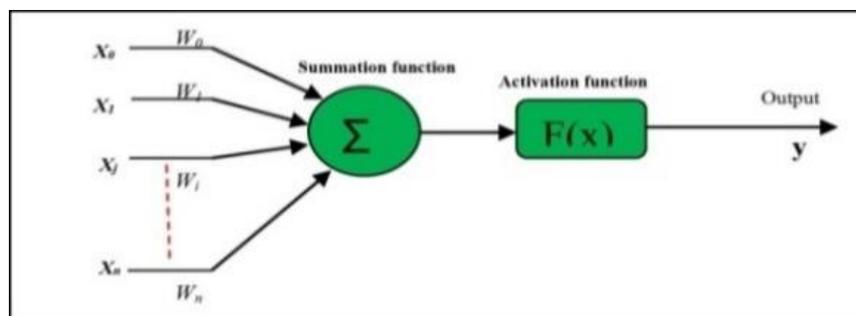


Figure 4. 13 Model du neurone formel

Le comportement d'un contrôleur conventionnel existant (PI, PID) peut être reproduit par un réseau de neurones grâce à sa capacité d'apprentissage et d'approximation. Le modèle proposé permet de calculer le couple de référence ( $T_{ref}$ ) à partir de l'erreur ( $e$ ) et de sa dérivée ( $\Delta e$ ) en suivant les étapes suivantes [122,123] :

- Définir le nombre de couches cachées : en dehors des couches d'entrée et de sortie. L'analyste doit décider du nombre de couches intermédiaires,
- Déterminer le nombre de neurones dans les couches cachées : à chaque ajout d'un neurone, des profils spécifiques des neurones d'entrée spécifiques doivent être pris en compte,
- Déterminer la fonction d'activation.

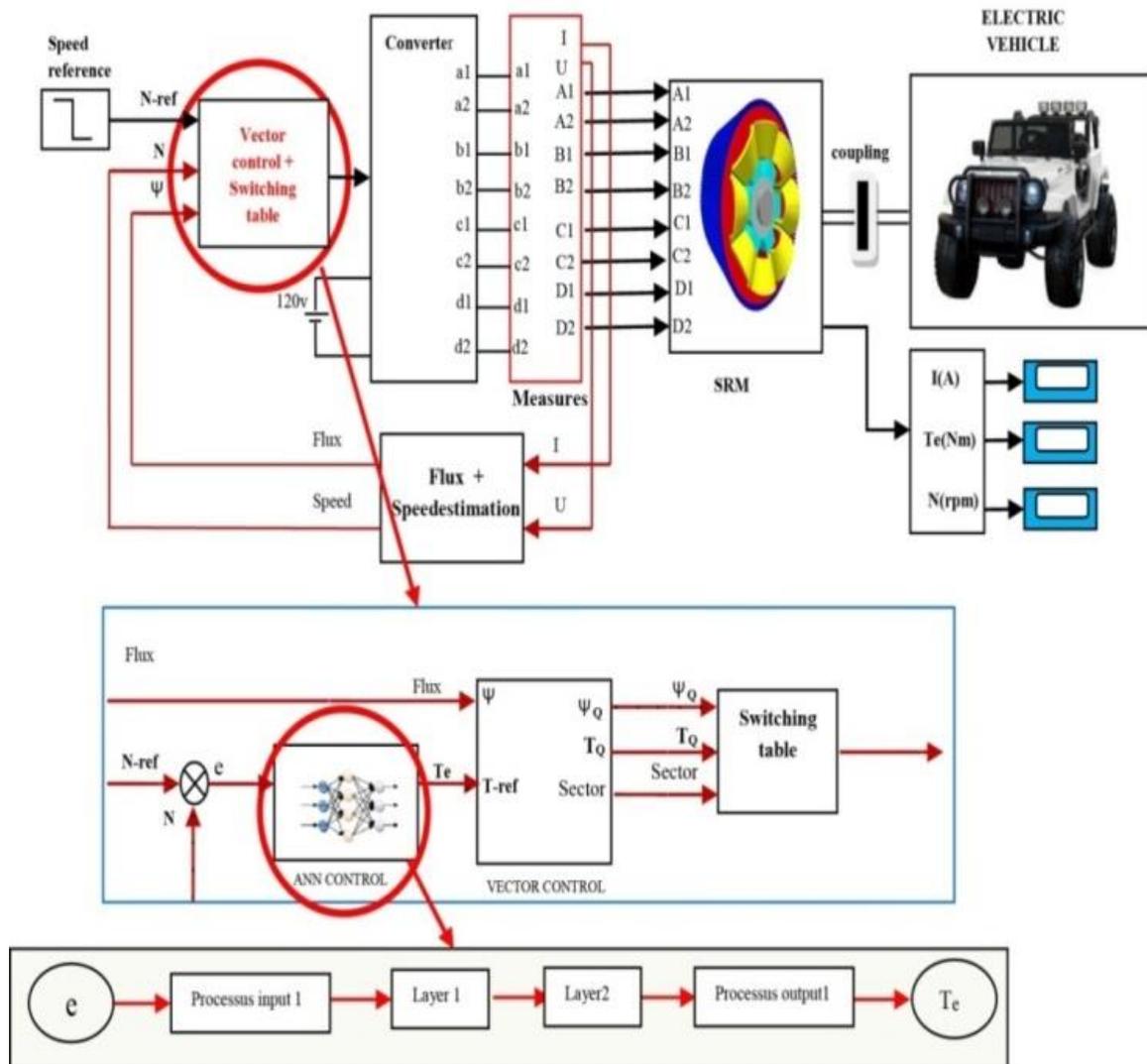


Figure 4. 14 Diagramme bloc du MRV 8/6 utilisant le contrôle ANN associé à la commande DTC

#### IV.3.5- Le contrôleur fractionnaire $PI^\alpha$ du MRV8/6

Les applications du calcul fractionnaire sont très modernes car nous avons pu mettre à jour un processus dont l'étude de leurs modèles correspond à la dérivée d'ordre fractionnaire et s'exprime avec l'équation fractionnaire des pôles de puissance (PPE) :

$$G(s) = \frac{1}{s^\alpha} = \frac{K}{\left(1 + \frac{s}{W_f}\right)^\alpha} \quad (4.16)$$

Ici  $\alpha$  est un nombre réel non entier ou même un nombre complexe ; S est la transformée de Laplace de différenciation et  $W_f$  est le pôle fractionnaire (fréquence de coupure). L'utilisation de ce système dans le contrôle du MRV a été motivée par les performances supérieures des systèmes d'ordre fractionnaire par rapport à l'ordre entier PI.  $PI^\alpha D^\beta$  est la forme du régulateur fractionnaire et c'est une extension du régulateur PID qui a pour fonction de transfert [124,125] :

$$H(S) = K_p + K_i \cdot S^{-\alpha} + K_d \cdot S^{+\beta} \quad (4.17)$$

$\alpha$  et  $\beta$  : sont tous deux nombres réels positifs ;  $K_p$ ,  $K_i$  et  $K_d$  sont respectivement le gain proportionnel, intégral et dérivé. Si  $\alpha=1$  et  $\beta=1$  on obtient le régulateur PID classique.

Dans l'implémentation numérique d'un contrôle d'ordre fractionnaire, l'étape la plus importante est l'évaluation numérique de la discrétisation des dérivations d'ordre fractionnaire  $S^\alpha$ . Le système d'ordre fractionnaire est caractérisé par la fonction de transfert suivante [126, 127] :

$$G(S) = \frac{b_m \cdot S^{\beta m} + b_{m-1} \cdot S^{\beta(m-1)} + \dots + b_{m_0} \cdot S^{\beta_0}}{a_n \cdot S^{\alpha n} + a_{n-1} \cdot S^{\alpha(n-1)} + \dots + a_0 \cdot S^{\alpha_0}} \quad (4.18)$$

Par conséquent, la fonction de transfert discrète du système d'ordre fractionnaire  $G(z)$  peut être obtenue sous la forme :

$$G(z) = \frac{b_m \cdot (w(z^{-1}))^{\beta m} + b_{m-1} \cdot (w(z^{-1}))^{\beta(m-1)} + \dots + b_0 \cdot (w(z^{-1}))^{\beta_0}}{a_n \cdot (w(z^{-1}))^{\alpha n} + a_{n-1} \cdot (w(z^{-1}))^{\alpha(n-1)} + \dots + a_0 \cdot (w(z^{-1}))^{\alpha_0}} \quad (4.19)$$

$w(z^{-1})$ , présentent l'équivalent discret de l'opérateur de Laplace  $S$ . Pour implémenter le modèle d'ordre fractionnaire dans l'objet de contrôle de ce travail, nous utiliserons la méthode des fonctions de singularité développée par Charef et al [111] et Bai et al [128]. Pour un système fractionnaire du premier ordre, la méthode d'approximation cible la pente de 20mdB/dec sur le tracé de Bode du PPF par le nombre de lignes en forme de zigzag, produit par une alternance de 20dB/dec et 0 dB/ décembre tels que :

$$p_0 < z_0 < p_1 < z_1 < \dots < z_{N-1} < p_N \quad (4.20)$$

Cela conduit à l'expression suivante :

$$G(S) = \frac{1}{S^\alpha} \cong \frac{K}{\left(1 + \frac{S}{W_f}\right)^\alpha} \cong K \cdot \frac{\prod_{i=0}^{n-1} \left(1 + \frac{S}{z_i}\right)}{\prod_{i=0}^{n-1} \left(1 + \frac{S}{p_i}\right)} \quad (4.21)$$

$(n+1)$  est le nombre total de singularités déterminé par la bande de fréquence du système. La fonction de singularité peut être obtenue comme :

$$p_i = (ab)^i \cdot p_0; \quad \text{For } i=0,1,2,3,\dots,N \quad (4.22)$$

$$z_i = (ab)^i \cdot ap_0; \quad \text{For } i=0,1,2,3,\dots,N-1 \quad (4.23)$$

$$p_0 = W_f \cdot (10)^{\frac{\varepsilon p}{20\alpha}} \quad (4.15)$$

$$a = (10)^{\frac{\varepsilon p}{10(1-\alpha)}}; \quad b = (10)^{\frac{\varepsilon p}{10\alpha}}; \quad N = \left\lceil \text{Integer} \left[ \frac{\log\left(\frac{W_{\max}}{p_0}\right)}{\log(ab)} \right] + 1 \right\rceil \quad (4.16)$$

$\epsilon_p$  est l'erreur tolérée en dB. La simulation de cette méthode dans un environnement Matlab pour différentes valeurs, a été réalisée. La fonction de transfert que nous avons choisie pour le présent système de commande est pour ( $\alpha=0.62$ ). La figure 4.15 montre un contrôle vectoriel de schéma fonctionnel sans capteurs pour le MRV 8/6 utilisant des contrôleurs fractionnaires avec DTC.

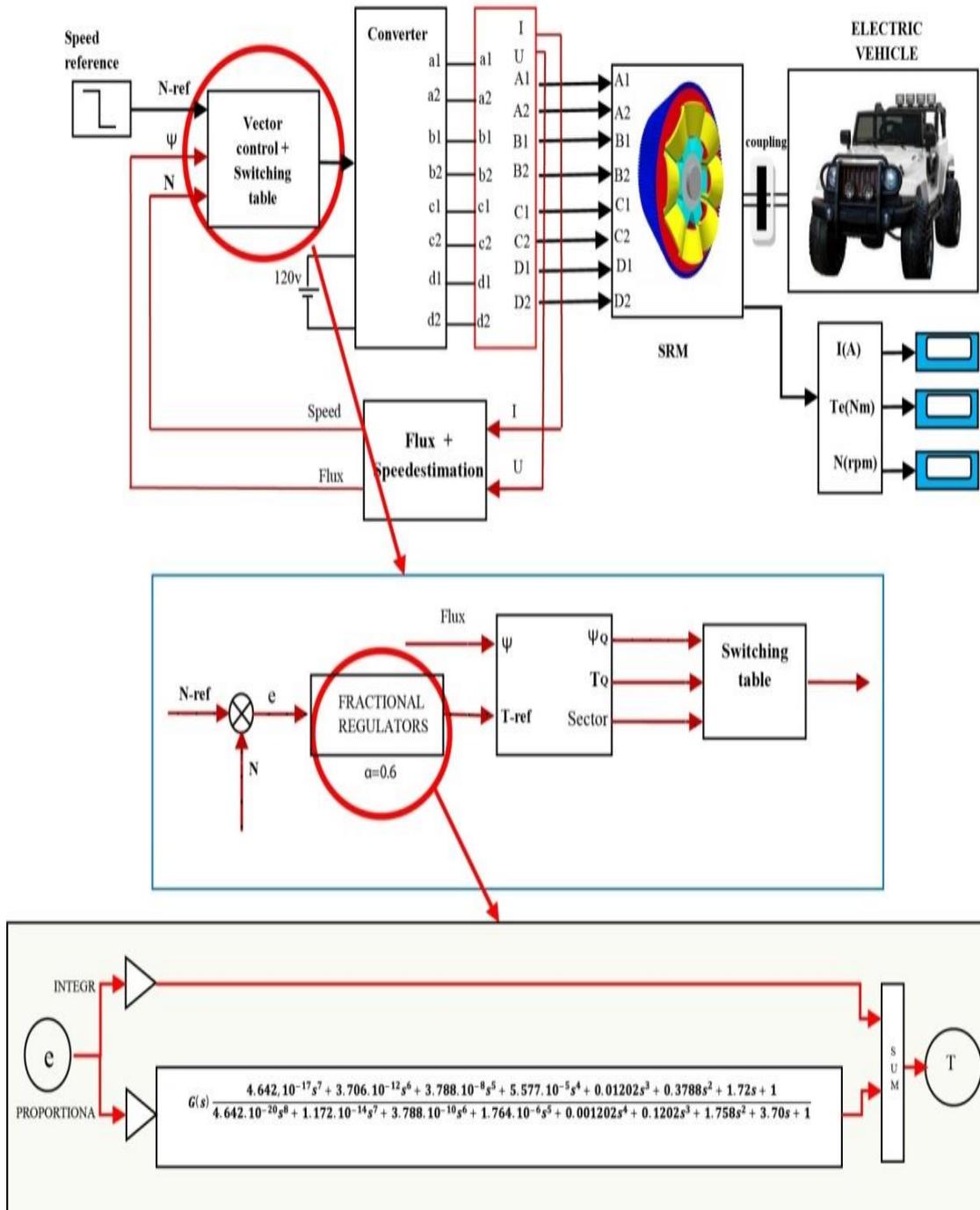


Figure 4. 15 Diagramme bloc du control du MRV8/6 utilisant le régulateur  $PI\alpha$  avec DTC

### IV. 3.6- Interprétation des résultats [129, 130]

Nous avons comparé le système avec le contrôleur ANN et le système avec le contrôleur d'ordre fractionnaire sous environnement Matlab/Simulink avec les mêmes contraintes du moteur MRV8/6 dont les spécifications sont indiquées dans le tableau de l'annexe D. La figure 4.16 représente les courants obtenus pour les quatre phases à la sortie de l'onduleur sur la base des schémas fonctionnels proposés et illustrés sur les figures 4.14 et 4.15.

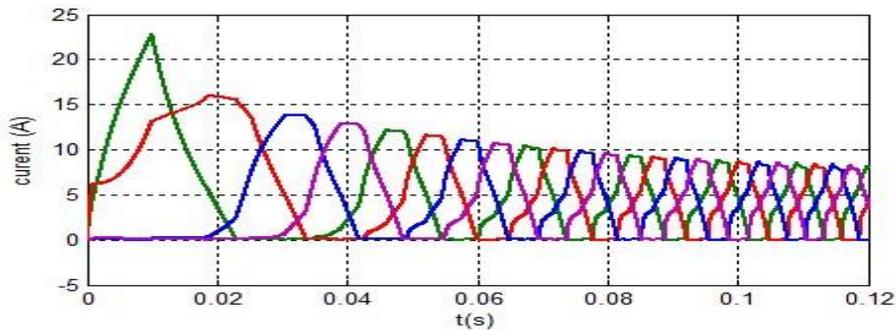


Figure 4. 16 Forme des courants du MRV 8/6 a la sortie de l'onduleur

Les résultats du modèle de simulation avec le système de contrôle utilisant le ANN et le contrôleur utilisant l'ordre fractionnaire  $PI^\alpha$  sont respectivement représentés sur les figures 4.17, 4.18, 4.19 et 4.20.

Afin de mieux comprendre le comportement du MRV8/6, nous avons déclenché le test à l'instant  $t=0,5s$  sous une charge de (4N.m) avec un changement de vitesse de 1000rpm à 1500rpm. Le contrôleur d'ordre fractionnaire a fonctionné admirablement et la trajectoire de vitesse est satisfaisante. Dans le cas de contrôle avec régulateur ANN, le dépassement est significatif (Voir figure 4.17 et figure 4.18). La simulation montre également qu'avec le régulateur d'ordre fractionnaire, les ondulations du couple sont bien meilleures que pour le cas de contrôle avec régulateur ANN (Voir figure 4.19 et figure 4.20). Ces résultats démontrent la supériorité du contrôleur  $PI^\alpha$  dans des conditions de surcharge imprévisibles.

Après avoir simulé les blocs des deux contrôleurs intelligents associés au DTC sous environnement Matlab/Simulink, respectivement le contrôle avec ANN et le contrôle avec  $PI^\alpha$ , nous avons comparé les résultats obtenus avec les travaux récents mentionnés auparavant et présentés à nouveau dans le tableau 4.4 et figure 4.21. Nous avons conclu que :

- En associant le DTC qui semble être bien adapté au fonctionnement du MRV8/6 et avec différents types de contrôleurs, allant d'un simple PI aux contrôleurs intelligents tels que FLC, ANN et  $PI^\alpha$ , les ondulations du couple sont nettement réduites,
- Le taux d'ondulation du couple obtenu de chaque technique a été analysé,
- Nous avons décidément conclu que la commande DTC avec  $PI^\alpha$  donnent de meilleurs résultats de réduction des ondulations du couple et par conséquent un meilleur comportement

du MRV8/6. Dans la figure 4.21 correspondant au tableau 4.4, les résultats obtenus ont été comparés à des travaux connexes récents. Les ondulations du couple qui sont à l'origine des vibrations du MRV sont nettement plus faibles (cas F et G).

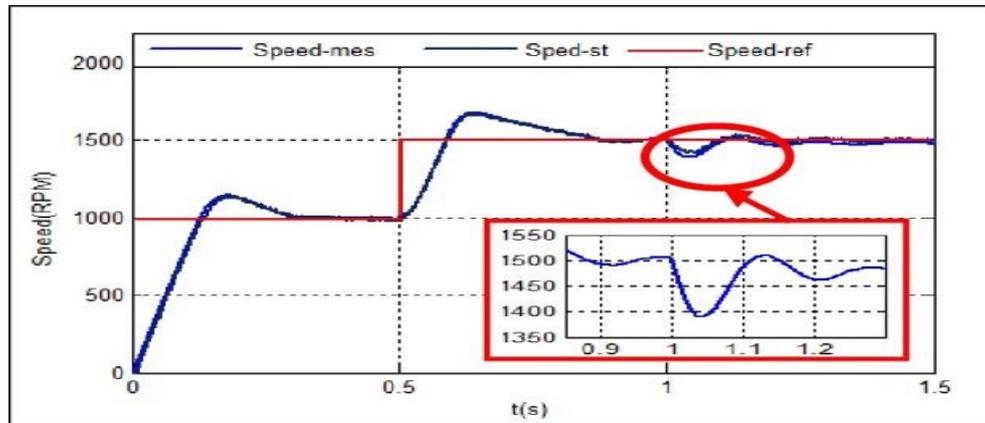


Figure 4. 17 Graphique du résultat obtenu de la Vitesse du MRV8/6 avec le contrôleur ANN

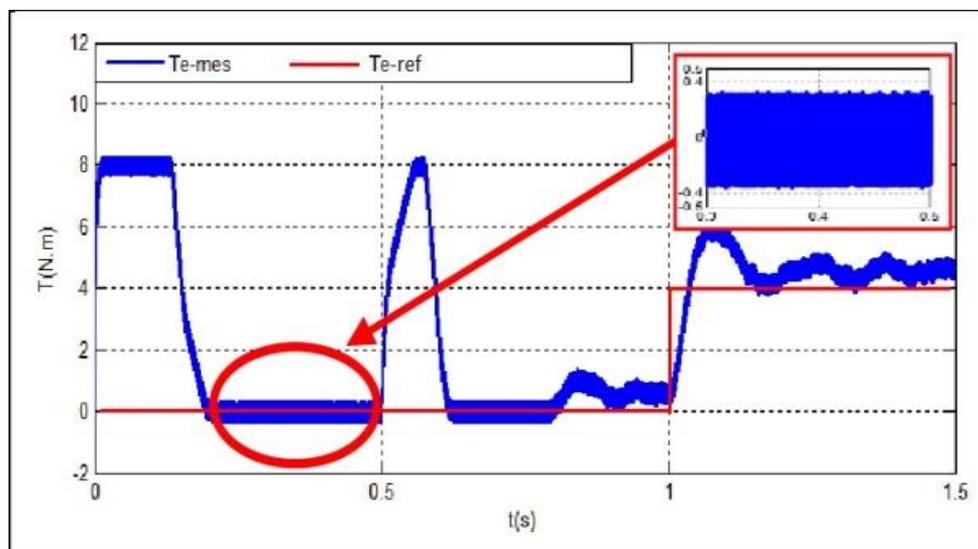


Figure 4. 18 Graphique du résultat obtenu du couple du MRV8/6 avec le contrôleur ANN

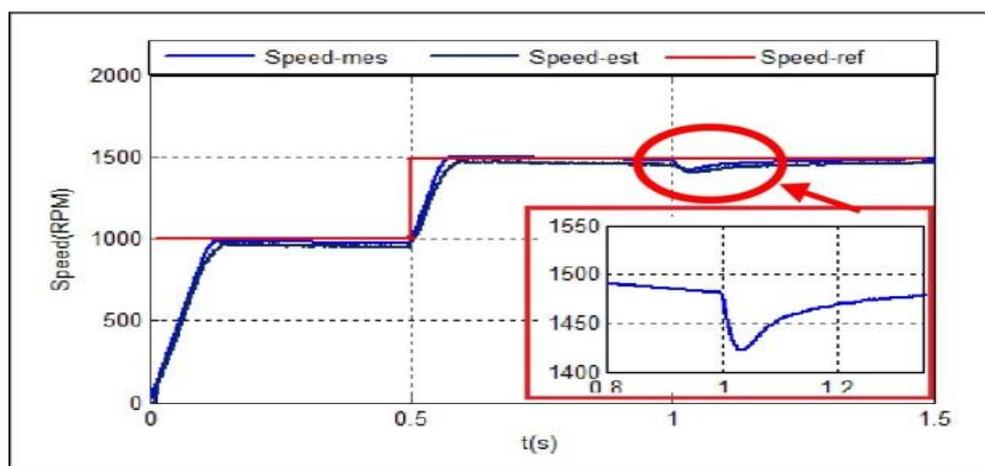


Figure 4. 19 Graphique du résultat obtenu de la Vitesse du MRV8/6 avec le contrôleur PI

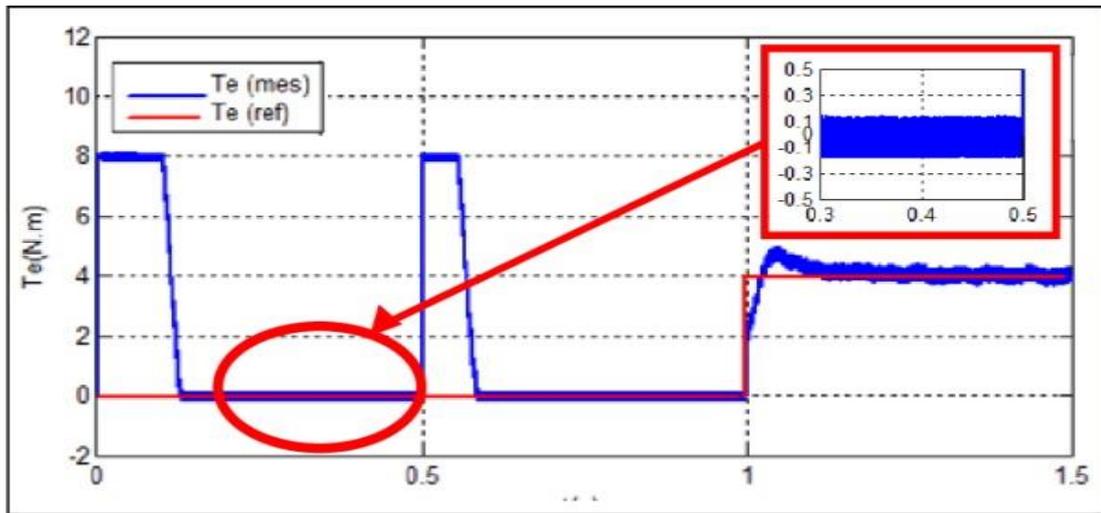


Figure 4. 20 Graphique du résultat obtenu du couple du MRV8/6 avec le contrôleur PI<sup>α</sup>

Tableau 4. 4 Tableau comparatif des résultats obtenus avec des travaux connexes

Cas	Technique utilisée	$\pm \Delta C$ (N.m)
A	Sans aucun contrôle [50]	13
B	Avec un contrôleur PI simple [51]	0,6
C	PI simple associé avec DTC [52]	0,45
D	Commande DTC avec ANN [53]	0,3
E	Commande DTC avec FLC [54]	0,3
F	DTC avec ANN dans le présent travail	0,35
G	DTC avec PI <sup>α</sup> dans le présent travail	0.1

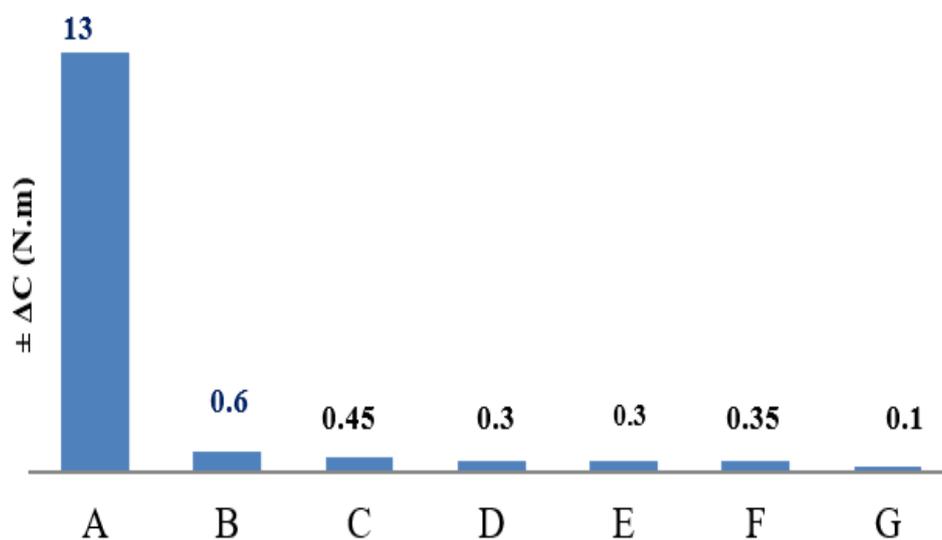


Figure 4. 21 Diagramme de comparaison de nos résultats avec des travaux connexes trouvés dans la littérature

#### **IV.4- Conclusion**

L'utilisation du contrôle direct du couple améliore considérablement le comportement du MRV8/6, en particulier la réponse en couple en réduisant considérablement ces ondulations causées principalement par les discontinuités périphériques du rotor. Le DTC semble être bien adapté au MRV8/6 car il n'utilise ni capteur de vitesse, ni observateur et il a une meilleure précision pour surmonter les contraintes de la charge du système entraîné. La réponse semble encore plus améliorée si on associe le DTC à un contrôleur d'ordre fractionnaire. La comparaison entre l'utilisation du régulateur ANN et du régulateur PI<sup>α</sup> montre l'importance de ce dernier, qui offre une meilleure stabilité en mode dynamique, une vitesse sans dépassement et un meilleur comportement aux perturbations de charge, ce qui augmente la longévité et la robustesse de la machine comparées aux performances obtenues avec le contrôleur ANN.

Nous avons comparé les résultats obtenus avec des travaux récents trouvés dans la littérature et nous avons obtenus de meilleurs profils avec le régulateur PI<sup>α</sup>

L'orientation future de nos travaux est l'utilisation des MRV comme moteurs d'entraînement électriques pour les véhicules lourds, les engins d'excavation, les engins de chargement et de transport dans les mines pour surmonter les problèmes de pollution atmosphérique, lutter contre les maladies professionnelles, améliorer les conditions de vie du personnel travaillant à des centaines de mètres sous terre où même la respiration se fait par ventilation artificielle et par conséquent réduire le prix de revient du minerai en utilisant exclusivement de l'énergie électrique produite dans le meilleur des cas par une station d'énergie renouvelable (solaire ou éolienne) spécifique à la mine même.

# *Conclusion générale*

Le MRV ne date pas d'aujourd'hui, il a évolué depuis son ancêtre conçu en 1831, par Joseph Henry [3] jusqu'à nos jours. Depuis, maintes évolutions tant au niveau de sa géométrie qu'au niveau de son alimentation et son contrôle ont été élaborées. Son historique a été évoqué en détails dans le premier chapitre aussi bien que ses applications très variées dans presque tous les domaines, allant du simple appareil ménager jusqu'aux applications à l'aéronautiques et le spatiale. La traction industrielle bien que commode, face à ces dernières innovations, n'est qu'une application des plus simples.

Pour mettre en relief l'importance de la machine à reluctance variable, on a énuméré ses bien nombreux avantages et son seul inconvénient qui se résume bien évidemment par les ondulations du couple dues à la forme saillante et aux discontinuités périphériques de son rotor. En ce sens, beaucoup d'inventions au fil des ans, ont été faites afin d'améliorer ses performances et son comportement ; autrement dit réduire ces vibrations et son bruit acoustique produit par la forme de son rotor. Les chercheurs ont traité d'un côté sa modélisation et sa géométrie grâce à l'outil informatique permettant aux logiciels utilisant les méthodes d'éléments finis d'occuper une place importante ; et d'un autre côté ils ont traité la commande par des convertisseurs et des schémas de contrôle reposant sur des techniques intelligentes. Ces deux axes ont été évoqués par l'état de l'art dans ce même chapitre.

Malgré que le MRV au vu de ces avantages, soit une alternative viable est un bon candidat pour un entraînement à faible coût et à bonnes performances dans un environnement extrêmement difficile tel que les mines. La problématique discutée est comment surmonter la contrainte des ondulations du couple pour son meilleur usage comme moteur d'entraînement du véhicule électrique dans les mines souterraines afin de substituer les véhicules diesel fortement polluants. Le choix de ce moteur repose sur ses nombreux avantages, à savoir : excellentes performances dans des environnements extrêmes, structure simple du rotor, robustesse, sans bobines, ni aimants permanents, ni balais, ni étincelles sous les balais, capacité de surcharge élevée, faibles coûts de fabrication, réparation et maintenance et fonctionnement dans une large gamme de puissance.

Nous avons présenté dans le deuxième chapitre une carte de visite de cette machine très prometteuse, en discutant sa classification, ces différentes topologies, son principe de fonctionnement, sa large gamme de structures et ces différentes catégories selon leurs mouvements, chemin de flux magnétique et type d'excitation aussi bien que les différentes méthodologies et démarches de conception que ce soit directe ou inverse et les étapes du processus de dimensionnement avec le calcul des paramètres géométriques et leur impact sur les performances. A été aussi mise en exergue la modélisation analytique telle que la méthode des éléments finis qui est toujours un choix judicieux au vu de sa précision dans le domaine électromagnétiques.

Les ondulations du couple causant vibrations et bruit, ajouté à la complexité de sa commande a retardé l'épanouissement des MRV. Fort heureusement, la poussée technologique remarquable dans l'électronique de puissance et de l'informatique a facilité leur relance. Des interrupteurs de puissance très performants et des nouvelles topologies de convertisseurs ont permis une alimentation améliorée, permettant ainsi une exploitation plus étendue et beaucoup plus efficace du MRV qui est un modèle fortement non linéaire ; où la commande conventionnelle s'est avérée très limitée en matière de stabilité et performances. Les scientifiques et industriels se sont intéressés aux nouvelles approches de commande adaptative, prédictive et robuste, ainsi que les techniques basées sur l'intelligence artificielle. A été évoqué dans le troisième chapitre les notions et les principes de l'alimentation des MRV par des convertisseurs asymétriques ainsi que les techniques de commandes qui lui sont allouées en partant du simple PI jusqu'aux techniques de commande intelligentes tels que la commande par logique floue (FLC), celle de réseau de neurones artificiels ( ANN) et la commande par régulateur d'ordre fractionnaire (  $PI^\alpha$  ), sans oublier la commande directe du couple (DTC) qui semble être une commande robuste et adéquate.

Finalement au dernier chapitre, on a conclu que l'utilisation du contrôle direct du couple améliore considérablement le comportement du MRV8/6, en particulier la réponse en couple en réduisant considérablement ces ondulations. Le DTC semble être bien adapté au MRV8/6 car il n'utilise ni capteur de vitesse, ni observateur et il a une meilleure précision pour surmonter les contraintes de la charge du système entraîné. La réponse semble encore plus améliorée si l'on associe le DTC à un contrôleur d'ordre fractionnaire. La comparaison entre l'utilisation du régulateur ANN et du régulateur  $PI^\alpha$  montre l'importance de ce dernier, qui offre une meilleure stabilité en mode dynamique, une vitesse sans dépassement et un meilleur comportement aux perturbations de charge, ce qui augmente la longévité et la robustesse de la machine comparées aux performances obtenues avec le contrôleur ANN.

Après avoir simulé les blocs des deux contrôleurs intelligents associés au DTC sous environnement Matlab/Simulink, nous avons comparé les résultats obtenus avec des travaux récents trouvés dans la littérature et nous avons obtenus de meilleurs profils avec le  $PI^\alpha$

L'orientation future de nos travaux est l'utilisation des MRV comme moteurs d'entraînement électriques pour les véhicules lourds, les engins d'excavation, les engins de chargement et de transport dans les mines pour contribuer à résoudre les problèmes de pollution atmosphérique, lutter contre les maladies professionnelles, améliorer les conditions de vie du personnel travaillant à des centaines de mètres sous terre où même la respiration se fait par ventilation artificielle et par conséquent réduire le prix de revient du minerai en utilisant exclusivement de l'énergie électrique produite dans le meilleur des cas par une station d'énergie renouvelable (solaire ou éolienne) spécifique à la mine même.

## Références bibliographiques

- [1] Ministère de l'Économie et de l'Innovation En collaboration avec le ministère des Finances. "Ottawa et Québec investissent dans des technologies propres pour l'industrie minière du Québec", Publié le 2 novembre 2020 à 11 h 45'.
- [2] B.Multon .Principe et éléments de dimensionnement des machines à reluctance variable à double saillance autopilotées", Proc, Journées électrotechniques club EEA, 1993.
- [3] M. Dumas. "Histoire générale des techniques", "L'expansion du machinisme", les appareils de l'industrie de construction électrique, pp. 435-436, 1968. Tome 4 : "Les techniques de la civilisation industrielle, Energie et matériaux", 1978.
- [4] Bernard Multon. "Historique des machines électriques et plus particulièrement des machines à réluctance variable", La Revue IEEE, Société de l'électricité, de l'électronique et des technologies de l'information et de la communication, 1995, pp.3-8. hal-00674038.
- [5] M.F. Ashby, D.R.H. Jones. "Matériaux (tome1) : Propriétés et applications", Pergamon Press, 1980, traduit de l'anglais par Yves Brechet, Joël Courbon, Michel Dupreux, Dunod 1991.
- [6] G. J. Neidhofer. "Evolution of the synchronous Machine", SM100 Zürich, August 1991, part II, pp. A1-A6.
- [7] Louis Leprince-Ringuet. "L'aventure de l'électricité", l'Odyssée-Flammarion, 1983.
- [8] Takashi kenjo, "Stepping Motors and their Microprocessor Controls", Oxford Science Publications, 1992 (première édition: 1984).
- [9] P.J. Lawrenson. "Theory and Performance of Polyphone Reluctance Machines", proc. IEE, Vol.111, August 1964, pp. 1435-1445.
- [10] P.J. Lawrenson. "Development in the Performance and Theory of Segmental Rotor Reluctance Machines", AGU, proc.IEE, Vol 114, May 1967, pp. 645-653.
- [11] A.J.O.Cruickshank, R.W.Menzies. "Axially Laminated Anisotropic Rotors for Reluctance Motors", proc. IEE, Vol.113, 1966, pp.2058-2060.
- [12] <https://www.kehui.com/products/switched-reluctance-driver-srd-system>.
- [13] S.A. Nasar. "DC Switched Reluctance Motor", Proc. IEE, Vol.116, N°6, June 1969, pp.1048-1049.
- [14] S.Bush. "Dyson vacuums 104,000rpm brushless DC technology", (2009), <https://www.electronicweekly.com/market-sectors/power/dyson-vacuums-104000rpm-brushless-dc-technology>.
- [15] [www.dyson.com.sg](http://www.dyson.com.sg).
- [16] J. Brandon. "Dyson's New Vacuum Driven By the Fastest Motor Ever", (2009, June), <https://www.popsci.com/gear-amp-gadgets/article/2009-06/dysons-new-vacuum-driven-fastest-motor-ever>.

- [17] <https://www.nedo.go.jp/english/index.html>.
- [18] A.Chiba, Y.Takano, M.Takeno, T.Imakawa, N.Hoshi, M.Takemoto, and S.Ogasawara. "Torque Density and Efficiency Improvements of a Switched Reluctance Motor Without Rare Earth Material for Hybrid Vehicles", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 47, no. 3, pp. 1240-1246, May-June 2011.
- [19] A.Chiba, K.Kiyota, N.Hoshi, M.Takemoto and S.Ogasawara. "Development of a Rare-Earth-Free SR Motor With High Torque Density for Hybrid Vehicles", IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 30, no. 1, pp. 175-182, March 2015.
- [20] P.Andrada, M.Torrent, B.Blanqué, and J.I. Perat. "Switched reluctance drives for electric vehicle applications", Proc. Intern. Conf. on renewable energies and power quality, No.4, 207-213, April 2002.
- [21] Yipeng Wang, B. Eng. "Switched Reluctance Motor Analysis and Design for a Lunar Roving Vehicle", memoire de master engineering, Mc Gill Université Montreal, Quebec, Canada, 2013.
- [22] G.Landis. "Robotic Exploration of the Surface and Atmosphere of Venus," Acta Astronautica, Vol. 59, 7, pp 517-580 Paper IAC-04-Q.2.A.08, (October 2006).
- [23] J.Kunz, S.Cheng, Y.Duan, J. R.Mayor, R.Harley and T.Habetler. "Design of a 750,000 rpm switched reluctance motor for micro machining," 2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, Atlanta, GA, 2010, pp. 3986-3992.
- [24] C.Ma and L.Qu. "Multi-objective Optimization of Switched Reluctance Motors Based on Design of Experiments and Particle Swarm Optimization", IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 30, no. 3, pp. 1144-1153, Sept. 2015.
- [25] K.Jeong, D.Lee and J.W.Ahn, "Performance and design of a novel single-phase hybrid switched reluctance motor for hammer breaker application", 2017, 20th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), Sydney, NSW, 2017, pp. 1-4.
- [26] I.Mahmoud, H.Rehaoulia and M.Ayadi. "Design and modeling of a linear switched reluctance actuator for biomedical applications", International Journal Of Physical Sciences, Vol.6(22), pp. 5171-5180 , October 2011.
- [27] J.Teeth, H.Wolff. (1997). "Switched reluctance motor with 16 stator poles and 12 rotor teeth", Späth Elektrotechnisches Institut, Universität Karlsruhe, Germany vol : 3 pp: 558-563.
- [28] R.M.Davis. "A comparison of switched reluctance rotor structures", IEEE Trans. Indust. Electronics, Vol. 35, No. 4, pp. 524-529, nov. 1988.
- [29] L.Morel, H.Fayard, R.Vives Fos, A.Galindo and G.Abba. "Study of Ultra High Speed Switched Reluctance Motor Drive" ,Proc. IEEE indust. App. Conf. Roma, vol.1, pp 87-92, 2000.
- [30] Eyhab El-kharashi. "A rotor consisting of two iron cylinders for switched reluctance motors", Journal Of Electrical Engineering, Vol. 58, No. 2, pp 85–90,2007.

- [31] L.Kolomeitsev, D.Kraynov, S.Pakhomin, F.Rednov, E.Kallenbach, V.Kireev, T.Schneider, and J.Böcker. "Linear switched reluctance motor as a high efficiency propulsion system for railway vehicles", Proc. International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM), Ischia, pp. 155-160, 2008.
- [32] A. Kakilli. "Magnetic analysis of modified-rotor switched reluctance motor", Electronics and Electrical Engineering, Vol 115 No 9, pp 21-26, 2011.
- [33] E.Afjei, A.Siadatan and H.Torkaman. "Analytical Design And Fem Verification Of A Novel Three-Phase Seven Layers SRM", Progress In Electromagnetic Research, Vol. 140, pp 131-146, 2013.
- [34] J.Y.Le Chenadec, M.Geoffroy et B.Multon. "Torque ripple minimization in switched reluctance motors by optimization of current wave forms and of tooth shape with copper losses and V.ASilicon constraints", Proc.ICEM'94 Paris, pp 559-564, 1994.
- [35] T.J.E.Miller. "Optimal Design of Switched Reluctance Motors", IEEE Transon Industrial Electronics, Vol. 49, No.1, pp.15-27, 2002.
- [36] F.D'hulster, R.Stockman and R.J.M.Belmans. "Modelling Of Switched Reluctance Machines: State Of Art", Intern. Journal Of Modelling And Simulation, Vol 4, Pp 214-223, 2004.
- [37] A.Matveev, V.Kuzmichev, R. Nilssen and T.Undeland. "Two Approaches for Modeling of Switched Reluctance Drives", EPE 2003, Toulouse.
- [38] M.Lamghari-Jamal. "Modélisation magnétothermique et optimisation de machines rapides : Application à la machine synchrone à réluctance variable", Thèse de Doctorat de l'Université de Nantes, 2006.
- [39] R.Redjem. "Modélisation et Optimisation d'une Structure de Machine à Réluctance Variable Dédiée aux Energies Renouvelables", Thèse de Doctorat Université Mentouri, Constantine, 2010.
- [40] C.A.Vaithilingam, N.Misron, M.Zare, I.Aris and M.H.Marhaban. "Computation of Electromagnetic Torque in a Double Rotor Switched Reluctance Motor Using Flux Tube Methods", Energies, vol 5, pp 4008-4026, 2012.
- [41] A.P. Rabano. "Modeling of a PMSynRel stator with concentrated windings using finite elements and non-linear reluctance networks", doctoral thesis, Royal Institute of Technology Stockholm, Sweden, April 2013.
- [42] E.Ilhan, J.Paulides, L.Encica and E.Lomonova. "Tooth Contour Method Implementation for the Flux-Switching PM Machines", Proc. IEEE XIX International Conférence on Electrical Machines - ICEM, Rome 2010.
- [43] E.D. K. Fankem, "Etude de différentes structures d'actionneurs de positionnement pour l'aéronautique", thèse de doctorat, Université de Lorraine, 2012.
- [44] W.Wu, J.B.Dunlop, S.J. Collocott, and B.A. Kalan. "Design Optimization of a Switched

- Reluctance Motor by Electromagnetic and Thermal Finite-Element Analysis", IEEE Transactions On Magnetics, Vol. 39, No. 5, pp 3334-3336 Sept. 2003.
- [45] Iqbal Husain and M. Ehsani. "Torque ripple minimization in switched reluctance motor drives by PWM current control", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 11, no. 1, pp. 83-88, Jan. 1996.
- [46] S.K.Yahoo, S.K.Panda, J.X.Xu. "Direct torque control for SRM drive using sliding mode control", IEEE Conference on Power Electronics and Drive systems, pp. 1129-1134, Nov. 2005.
- [47] X.D.Xue, K.W.E. Cheng and S.L. Ho. "Optimization and evaluation of torque sharing functions for torque ripple minimization in switched reluctance motor drives", IEEE Trans. Power Electron., vol. 24, no. 9, pp. 2076-2090, Sept. 2009.
- [48] Vladen P Vujicic. "Minimization of torque ripple and copper losses in switched reluctance drive", IEEE Trans. On Power Electronics, vol. 27, no. 1, pp. 388-399, Jan. 2012
- [49] Rajib Mikail, Mohammed S. Islam, Tomy Sebastian, "Torque ripple minimization of switched reluctance motor through current profiling," IEEE Trans. on industry applications, vol. 49, No. 3, pp. 1258-1267, May/June 2013
- [50] Warpatkar, P. S., Dalvi, H. S, (2016). "A New approach for minimization of torque ripple in 8/6 switched reluctance motor", International Research Journal of Engineering and Technology (IRJET) 03(03):81-85, www.irjet.net.
- [51] K.Nagesh, D.Lenine, P. Sujatha. (2020). "Modelling and analysis of 8/6 Switched Reluctance Motor with PI controller", J. Mech. Cont. & Math. Sci., Special Issue, No.5, pp 357-370, <https://doi.org/10.26782/jmcms.spl.5/2020.01.00029>.
- [52] S.Pratapgiri, P.P.V Narsimha. (2012). "Direct torque control of 4 phases 8/6 switched reluctance motor drive for constant torque load", World J. Model. Simul, 8(3): 185-195.
- [53] M.R.A.Ghani, N.Farah, and M. R. Tamjis. (2016). "Vector control of switched reluctance motor using fuzzy logic and artificial neural network controllers", International Conference on Electrical, Electronics, and Optimization Techniques (ICEEOT), pp. 4412-4417, <http://doi.org/10.1109/ICEEOT.2016.7755553>.
- [54] K.Shrivastava. (2015). "Vector control of switched reluctance motor 8/6 using fuzzy logic controller", International Journal of Electrical Engineering & Technology (IJEET). 6(8):99-107, ID:IJEET\_06\_08\_010.
- [55] Ali Ozdil, Yunus Uzun. "Design and analysis of rotor for a 22kw transversally laminated anisotropic synchronous reluctance motor". ELEKTRONIKA IR ELEKTROTECHNIKA, ISSN 1392-1215, VOL. 27, NO. 6, 2021.
- [56] Kada Belghitri Naouel. "Contribution à la modélisation par la méthode des réseaux de réductances (MRR) d'une machine à réductance variable", Thèse de Doctorat, U.S.T.O Oran 2015.

- [57] Mohammad Mahdi Bouiabady, Aliakbar Damaki Aliabad and Ebrahim Amiri. (2017), "Switched Reluctance Motor Topologies", A Comprehensive Review, DOI:10.5772/intechopen.69149.
- [58] Dadi Rachida. "Etude et simulation du modèle non linéaire d'un moteur a réluctance variable a double saillance", mémoire de thèse de magister, faculté de génie électrique, département d'électrotechnique, université des sciences et de la technologie d'Oran 2006.
- [59] Abdoulaye Sarr, Imen Bahri, Demba Diallo, Antoni Arias. "Génératrice à réluctance variable connectée au réseau alternatif monophasé pour une application éolienne", symposium de génie électrique (2018), 3-5 juillet 2018, Nancy, France.
- [60] X. D.Xue, K. W. E.Cheng, N.C.Cheung, (2009). "Selection of electric motor drives for electric vehicles", Australasian Universities Power Engineering Conference, Paper P-170: pp1-6, <http://hdl.handle.net/10397/52217>.
- [61] S. Sadeghi and M. Mirsalim. "Dynamic Modeling and Simulation of a Switched reluctance Motor in a Series Hybrid Electric Vehicle", Acta Polytechnica Hungarica Vol. 7, No. 1, pp 51-71, 2010.
- [62] Sihem Mouellef. "Contribution a l'étude d'une machine à reluctance variable : Conception, Modélisation & Simulation D'une MRVDS 6/4", Université Mentouri de Constantine, Algérie, 2008.
- [63] B. Multon, S. Hassine, J.Y. Le Chenadec. "Pole Arcs Optimization of Vernier Reluctance Motors Supplied with Square Wave Current", Electric Machines and Power Systems, vol.21, No6, 1993.
- [64] Kadar Fatiha. "Analyse des bruits et des vibrations dans le moteur a réluctance variable à double saillance", mémoire de thèse de magister, faculté de génie électrique, département d'électronique, université des sciences et de la technologie d'Oran 2005.
- [65] B.Multon, M.Gabsi. "Influence de l'entrefer sur les performances et le dimensionnement d'un MRV à double saillance et de son onduleur", 7eme colloque int. sur les moteurs pas à pas, Nancy 1-3 Juillet 92.
- [66] J.O.Aibangbee and S.O.Onohaebi. (2018), "Ferromagnetic Materials Characteristics: Their Application in Magnetic Cores design Using Hysteresis Loop Measurements", American Journal of Engineering Research (AJER),e-ISSN: 2320-0847 p-ISSN : 2320-0936 Volume-7, Issue-7, pp-113-119 [www.ajer.org](http://www.ajer.org).
- [67] Joao Pedro, A.Bastos. NelsonSadowski. 2003, "Electromagnetic modeling by finite element methods", Universidade federal de Santa Catarina Florianopolis, Brazil.
- [68] M.B.Rego, L.C.Gomes, A.B.F.Neves, A.W.F.V.Silveira and E.A.A.Coelho. 2012, "Survey of Inductance Curves in Switched Reluctance Machines Using Finite Elements", International Conference on Renewable Energies and Power Quality (ICREPQ'12) Santiago de Compostela (Spain).
- [69] I.D.Mayergoz 2003. "Mathematical Models of Hysteresis and Their Applications Book

- in Electromagnetism", Department of Electrical and Computer Engineering, University of Maryland, College Park, Maryland, USA.
- [70] Mordjaoui Mourad. "Modélisation des effets électromagnétiques (Apport de la logique floue et neuro-floue), Thèse soutenue le : 26 Juin 2008 l'université de Batna pour obtenir le titre de docteur en science.
- [71] Pierre Weiss. "Électro-aimant de grande puissance". *J. Phys. Theor. Appl.*, 1907,6(1), pp.353-368.
- [72] Stéphane Brisset. "Démarches et Outils pour la Conception Optimale des Machines Electriques", Thèse de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, 2007.
- [73] Serhoud Hicham. "Contribution à l'étude de la machine synchrone à réluctance variable", Thèse de Magister soutenue le : 01/07/2009, Université de Batna.
- [74] Konstantinos B. Baltzis. (2010), "The Finite Element Method Magnetics (FEMM) Freeware Package: May it Serve as an Educational Tool in Teaching Electromagnetic Education and Information Technologies", DOI:10.1007/s10639-008-9082-8
- [75] Constantine A. Balanis, (2012). "Advanced Engineering Electromagnetics' ISBN: 978-0-470-58948-9 January 2012.
- [76] D.Meeker. (2004), "Finite Element Method Magnetics: User's Manual", 4th ver, FEMM 4.0 Electrostatics Tutorial.
- [77] Zaharia, M.V. (2016), "Contributions to the study of Switched reluctance machine for automotive integrated starter-alternator application", Doctoral Thesis, Ecole Centrale de Lille, France.
- [78] Yakoub Saadi. "Stratégies de contrôle et analyse des défauts d'une machine à réluctance variable pour une chaîne de traction électrique", *Automatique / Robotique*. Université Paris Saclay (COMUE), 2019. Français. NNT: 2019SACLS161.
- [79] S.Hiteshree, K.B.Sakhar, D.D.Porate. (2015), "Comparative performance Analysis of Switched Reluctance Motor Using Converter Topology", *International Journal of Electrical, Electronics and Data Communication*, ISSN: 2320-2084 Special Issue, June-2015.
- [80] Pasumalaithevan Kavitha and Bhaskaran Umamaheswari. "R Dump Converter without DC Link Capacitor for an 8/6 SRM: Experimental Investigation", *Hindawi Publishing Corporation Scientific World Journal*, Volume 2015, Article ID 393629, 13 pages <http://dx.doi.org/10.1155/2015/393629>.
- [81] Adel Deris Zadeh, Ehsan Adib, Hosein Farzanehfard, Seyed Mortaza, Saghaian-Nejad. "New Converter for Switched Reluctance Motor Drive With Wide Speed Range Operation", *IEEE*, 2011, pp.473-477.
- [82] Samia M Mahmoud, Mohsen Z El-Sherif, Emad S Abdel-Aliem, and Maged NF Nashed. "Studying different types of power converters fed switched reluctance motor", *International Journal of Electronics and Electrical Engineering*, 1(4) :281–290, 2013.

- [83] T.J.E.Milles. "Electronic control of switched reluctance machines", newness power engineering series, 2001.
- [84] B. Multon. "Conception et alimentation électronique des machines à réductance variable à double saillance", Rapport d'habilitation de l'ENS de Cachan (17 mai 1994).
- [85] P.Srinivas, P.V.N.Prasad. "Torque ripple minimization of 4 phases 8/6 switched reluctance motor drive with Instantaneous Torque Control", *International Journal on Electrical Engineering & Informatics*, (2011), 3(4):488-497. <https://doi.org/10.15676/ijeei.2011.3.4.8>.
- [86] P.J.Lawrenson, J.M.Stephenson, P.T.Blenkinsop, J.Corda, N. Fulton. (1980), "Variable Speed Switched Reluctance Motors", *IEE Proceedings B, Electric Power Applications*, 27(4):253-265. <https://doi.org/10.1049/ip-b.1980.0034>.
- [87] T.J.E.Miller. (2011), "Switched reluctance motors and their control", Magna Physics Pub Clarendon Press, Oxford, 0198593872.
- [88] XD Xue, KWE Cheng, and SL Ho. "A control scheme of torque ripple minimization for srm drives based on flux linkage controller and torque sharing function", In *Power Electronics Systems and Applications*, pages 79–84. IEEE, 2006.
- [89] Sanjib K Sahoo, Sanjib K Panda, and Jian-Xin Xu. "Indirect torque control of switched reluctance motors using iterative learning control", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 20(1) :200–208, 2005.
- [90] F.Dong, H.Chen, S.Xu, S.Cui. (2020), "A fault-tolerant sensorless position estimation scheme for switched reluctance motor at low speed", *International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering*, 39(4):65-80. <https://doi.org/10.1108/compel-08-2019-0307>.
- [91] P.Jinupun and P.C.K.Luk. "Direct torque control for sensorless switched reluctance motor drives", in *Proc. 7th Int. Conf. Power Electron. Variable Speed Drives*, 1998, pp. 329-334.
- [92] A.D.Cheok and P.H.Hoon. "A new torque control method for switched reluctance motor drives", in *26th Annual conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON 2000*, Oct. 2000, pp.387–392.
- [93] A.D.Cheok and Y.Fukuda. "A new torque and flux control method for switched reluctance motor drives", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 17, no. 4, pp. 543–557, Jul. 2002.
- [94] H.J.Guo. "Considerations of direct torque control for switched reluctance motors", in *Proceedings of the 2006 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE 2006*, Jul. 2006, pp.2321–2325.
- [95] Guiying Song, Zhida Li, Zhenghan Zhao and Xiang Wang. "Direct Torque Control of Switched Reluctance Motors", in *Proceedings of the 2008 IEEE International Conference on Electrical Machines and Systems, ICEMS 2008*, Oct. 2008, pp 3389-3392.

- [96] R. Jeyabharath, P. Veena, and M. Rajaram. "A novel DTC strategy of torque and flux control for switched reluctance motor drive", in International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems, PEDES 06, Dec. 2006, pp. 1–5.
- [97] B.H. Jeong, K.Y. Lee, J.D. Na, G.B. Cho and H.L. Baek. "Direct Torque Control for the 4-phase Switched Reluctance Motor Drives", in Proceedings of the 2005 IEEE International Conference on Electrical Machines and Systems, ICEMS 2005, Sept. 2005, pp 524-528.
- [98] M.A.Asghar, U.Yasir, and M.A.Uqali. "Calculation of converter losses for switched reluctance motor", in Proc. Int. Conf. Elect. Mach. Syst., Aug. 2017, pp. 1-5.
- [99] Milad Dowlatshahi and Mehrdad Daryanush. "A novel modified turn-on angle control scheme for torque ripple reduction in switched reluctance motor", International Journal of Power Electronics and Drive Systems (IJPEDS), 7(4) :1110–1124, 2016.
- [100] M.Ma, Z.Chang, Y.Hu, F.Li, C.Gan, W.Cao. (2018), "An integrated Switched Reluctance Motor drive topology with voltage-boosting and on-board charging capabilities for plug-in hybrid electric vehicles", (PHEVs). IEEE, Access, 6: 1550-1559. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2017.2779460>.
- [101] Y.A.Khan, V.Verma. (2019), "Novel speed estimation technique for vector-controlled switched reluctance motor drive", IET Electric Power Applications, 13(8):1193-1203. <https://doi.org/10.1049/ietepa.2018.5572>.
- [102] Marcelo Guimarães Rodrigues, WI Suemitsu, P Branco, JA Dente, and LGB Rolim. "Fuzzy logic control of a switched reluctance motor", In Industrial Electronics, 1997, ISIE'97, Proceedings of the IEEE International Symposium on, volume 2, pages 527–531. IEEE, 1997.
- [103] Jie Xiu and Changliang Xia. "An application of adaptive fuzzy logic controller for switched reluctance motor drive. In Fuzzy Systems and Knowledge Discovery", 2007, FSKD 2007. Fourth International Conference on, volume 4, pages 154–158. IEEE, 2007.
- [104] M Murugan and R Jeyabharath. "Neuro fuzzy controller based direct torque control for SRM drive", In Process Automation, Control and Computing (PACC), pages 1–6. IEEE, 2011.
- [105] Bouguenna Ibrahim Farouk. (2020), "Commande Robuste d'une Chaîne de Traction d'un Véhicule Electrique Multi-sources", Thèse de Doctorat en Sciences Université Djillali Liabes de Sidi Bel Abbes faculté de génie électrique Algerie.
- [106] Ouahib Guenounou. "Méthodologie de conception de contrôleurs intelligents par l'approche génétique : application à un bioprocédé", PhD thesis, Université de Toulouse, Université Toulouse III-Paul Sabatier, 2009.
- [107] P.Vas. "Artificial-intelligence-Based Electrical Machines and Drives: Application of Fuzzy, Neural, Fuzzy-Neural and Genetic-Algorithm-Based Techniques", Oxford: Oxford University Press, 1999.

- [108] M.Norgaard, O.Ravn, N.K.Poulsen, and L.K.Hansen. "Neural Networks for Modelling and Control of Dynamic Systems", London: Springer-Verlag, 2000.
- [109] B.K.Bose. "Neural Network Applications in Power Electronics and Motor Drives An Introduction and Perspective", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 54, N°:1, pp. 14-33, 2007.
- [110] M.Boufadene, M.Belkheiri, A. Rabhi. (2018), " Adaptive nonlinear observer augmented by radial basis neural network for a nonlinear sensorless control of an induction machine", International Journal of Automation and Control, 12(1):27–43. <https://doi.org/10.1504/IJAAC.2018.088600>.
- [111] A.Charef, H.H.Sun, Y.Y.Tsao, B.Onaral. (1992), "Fractal system as represented by singularity function", IEEE Transactions on automatic Control, 37(9):1465-1470. <https://doi.org/10.1109/9.159595>.
- [112] I. Dan. (2011), "Conception optimale des moteurs à réductance variable à commutation électronique pour la traction des véhicules électriques légers", Doctoral thesis, Central school of Lille and technical Cluj-Napoca Univ, Romania, N°183.
- [113] X. D. Xue, K. W. E. Cheng, N.C. Cheung. (2008), "Selection of electric motor drives for electric vehicles", Australasian Universities Power Engineering Conference, Paper P-170: pp1-6.
- [114] P.Srinivas, P. V. N. Prasad. (2012), "Direct torque control of 4 phases 8/6 switched reluctance motor drive for constant torque load", World J. Model. Simul, Vol. 8, Issue. 03, pp. 185-195.
- [115] Moussa Moussa Boukhnifer, Ahmed Chaibet, Nadir Ouddah, Eric Monmasson. "Speed robust design of switched reluctance motor for electric vehicle system", Advances in Mechanical Engineering, Sage Journals, 2017, 9 (11), pp.168781401773344. [10.1177/1687814017733440](https://doi.org/10.1177/1687814017733440). hal-01733299
- [116] R.Abdel-Fadil, L.Szamel. (2018), "Fuzzy logic current control of switched reluctance motor for electric vehicles applications", International Journal of Engineering and Information Systems (IJEAIS), 2(4):19-28.
- [117] A.Kushwaha, R.Kanagaraj. (2020), "Peak-current estimation using a simplified current-rise model of switched reluctance generator operating in single-pulse mode", International Journal of Electrical Power & Energy Systems, 120(105971). <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2020.105971>.
- [118] T.Srihari, R.Jeyabharath, P. Veena. (2016), "An improved direct torque control using intelligent technique for switched reluctance motor drive", South Asian Journal of Engineering and Technology, 2(16):125-133.
- [119] G.Mahalakshmi, C.Ganesh. (2018), "A review of torque ripple control strategies of switched reluctance motor", International Journal of Applied Engineering Research, 13(7):4688-4692.

- [120] F.Korkmaz. (2017), «Speed and torque control of an induction motor with ANN based DTC», *International Journal of Instrumentation and Control Systems (IJICS)*,7(1):15-24. <https://doi.org/10.5121/ijics.2017.7102>.
- [121] R.S.Kumar, J.A. Vasanth. (2013), "Intelligent neuro-controller based on speed and torque control of five phase switched reluctance motor. *Information Communication and Embedded Systems*", ICICES 2013 International Conference, 966-973. <https://doi.org/10.1109/ICICES.2013.6508296>.
- [122] P.V.Rajesh, M.Balamurugan, N.Ramaiah. (2019), "Artificial neural network based on direct torque control of four phases switched reluctance motor", *SSRN Electronic Journal*. <https://dx.doi.org/10.2139/ssrn.3371369>.
- [123] P.Viswanathan, M.Thathan. (2016), "Torque ripple minimization of direct torque controlled four-phases switched reluctance motor using artificial intelligent controller", *World Journal of Modelling and Simulation*, 12(3):163-174.
- [124] I.Podlubny. (1999), "Fractional-Order Systems and PID-Controller", *IEEE Transactions on Automatic Control*, 44(1):208-214. <https://doi.org/10.1109/9.739144>.
- [125] S.Ghoudelbourk, D.Dib, A.Omeiri, A.A. Taher. (2016), "MPPT control in wind energy conversion systems and the application of fractional control ( $PI\alpha$ ) in a pitch wind turbine", *International Journal of Modelling, Identification and Control*, 26(2):140-151. <https://doi.org/10.1504/IJMIC.2016.078329>.
- [126] R.R.Ardeshiri, H.N Kashani, A.Reza-Ahrabi. (2019), "Design and simulation of self-tuning fractional order fuzzy PID controller for robotic manipulator. *International Journal of Automation and Control*", 13(5): 595-618. Doi:10.1504/IJAAC.2019.101912.
- [127] A.Neçaibia, S.Ladaci. (2014), "Self-tuning fractional-order  $PI\lambda D\mu$  controller based on extremum seeking approach", *International Journal of Automation and Control*, 8(2):99-121. <https://doi.org/10.1504/IJAAC.2014.063361>.
- [128] D.Y.Bai, C.Y.Wang, J. Zou. (2015), "Design and simulation of fractional order control systems based on bode's ideal transfer function", *International Journal of Control and Automation*, 8(3): 1-8. <http://dx.doi.org/10.14257/ijca.2015.8.3.01>.
- [129] Abdelkrim Rechach, Sihem Ghoudelbourk, Zoubir Aoulmi, Dib Djalel. "Smart Controls for Switched Reluctance Motor 8/6 Used for Electric Vehicles Underground Mining Security", *European Journal of Electrical Engineering* Vol. 23, No. 6, December, 2021, pp. 423-432. <https://doi.org/10.18280/ejee.230601>.
- [130] Sihem Ghoudelbourk, Ahmad Taher Azar, Djalel Dib, and Abdelkrim Rechach. "Fractional order control of switched reluctance motor", *International Journal of Advanced Intelligence Paradigms* Vol. 21, No. 3-4 Published Online: 7 Apr 2022.

# *Annexes*

## Annexe A: Le logiciel FEMM

Le logiciel FEMM « Finite Element Method Magnetics» en accès libre en ligne, est un outil puissant d'analyse du comportement électrique, magnétique et thermique en régime statique, ou transitoire avec l'intégration et la possibilité de couplage et de programmation avec d'autres logiciels. Il s'agit d'un produit gratuit simple, précis et à faible coût de calcul, populaire en science et en ingénierie. Le FEMM est un outil interactif de conception assistée par ordinateur (CAO) qui peut conduire à des solutions concrètes tout en élargissant la portée des investigations, en raccourcissant le temps de conception et en réduisant les coûts de production. Le FEMM a la capacité de simuler le comportement magnétique du MRV et de détecter les lignes de champ et leur direction.

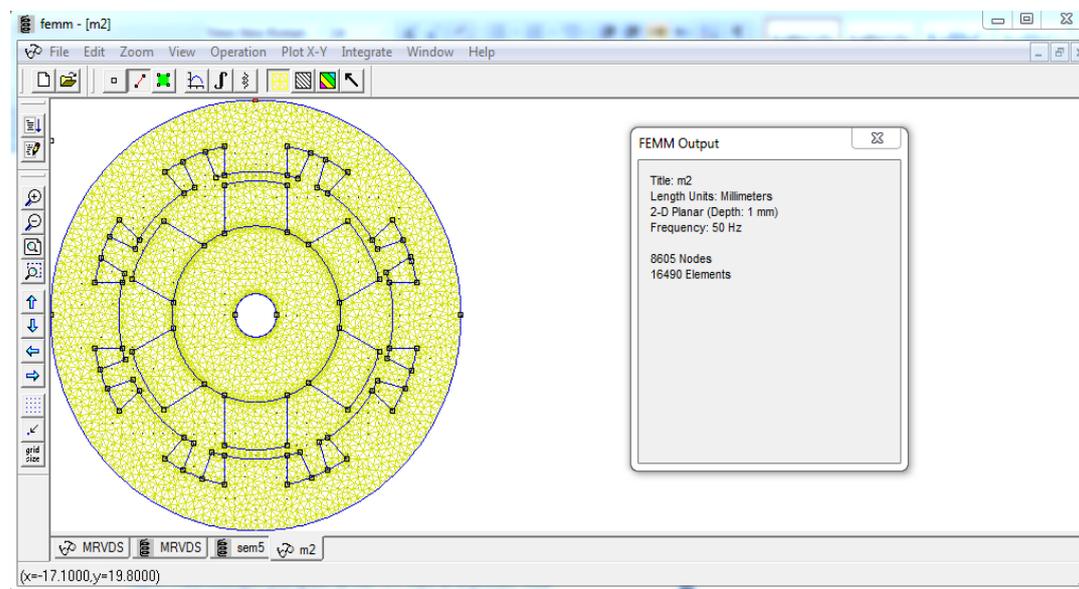


Figure du MRV8/6 décomposée en nœuds et simulé magnétiquement par le logiciel FEMM

## Annexe B : Paramètres du MRV sélectionné

Tab B.1 : Caractéristiques principales du MRV8/6 objet de la présente étude

Désignation	Notation	Dimension
Rayon statorique	$R_s$	143mm
Rayon rotorique	$R_r$	69mm
Entrefer	E	0.40 mm
Arc polaire du stator	$B_s$	0.416 rd
Arc polaire du rotor	$B_r$	0.492 rd
Hauteur de la dent du stator	$h_s$	24,50mm
Hauteur de la dent du rotor	$h_r$	12,50mm
Largeur du pôle statorique	$B_s$	30mm
Largeur du pôle rotorique	$B_r$	30mm
Epaisseur de la culasse statorique	$Y_s$	12,10mm
Epaisseur de la culasse rotorique	$Y_r$	9,00mm
Longueur de la culasse	SL	143mm
Rayon de l'arbre	$R_a$	13mm
Nombre de spires de la bobine	$N_s$	180
Matériau	M19	M19
Courant maximal	I	30A
Flux magnétique	$\varphi_{max}$	0,30Wb
Nombre de pôles au stator	$N_{Ps}$	8
Nombre de pôles au rotor	$N_{Pr}$	6

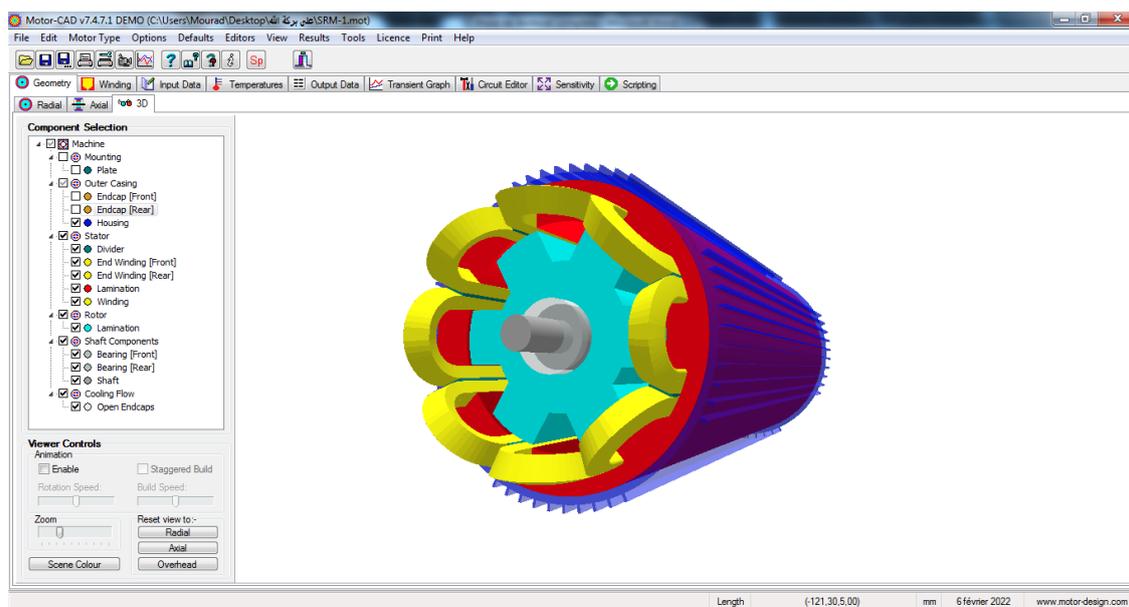
Tab B.2 : Spécifications techniques du MRV8/6  
Objet des présentes simulations

Désignation	Notation
Phases	4
Nombre de pôles au stator	8
Nombre de pôles au rotor	6
Tension nominale	230 V
Courant nominal	10A
Vitesse nominale	4000 rpm
Charge nominale	0.75 kW
Moment d'inertie ( $J_m$ )	0.005 Kg-m <sup>3</sup>
Frottement visqueux	0.005 Nm/(rad/s)

## Annexe C : Modèle du MRV conçu avec logiciel Motor-CAD

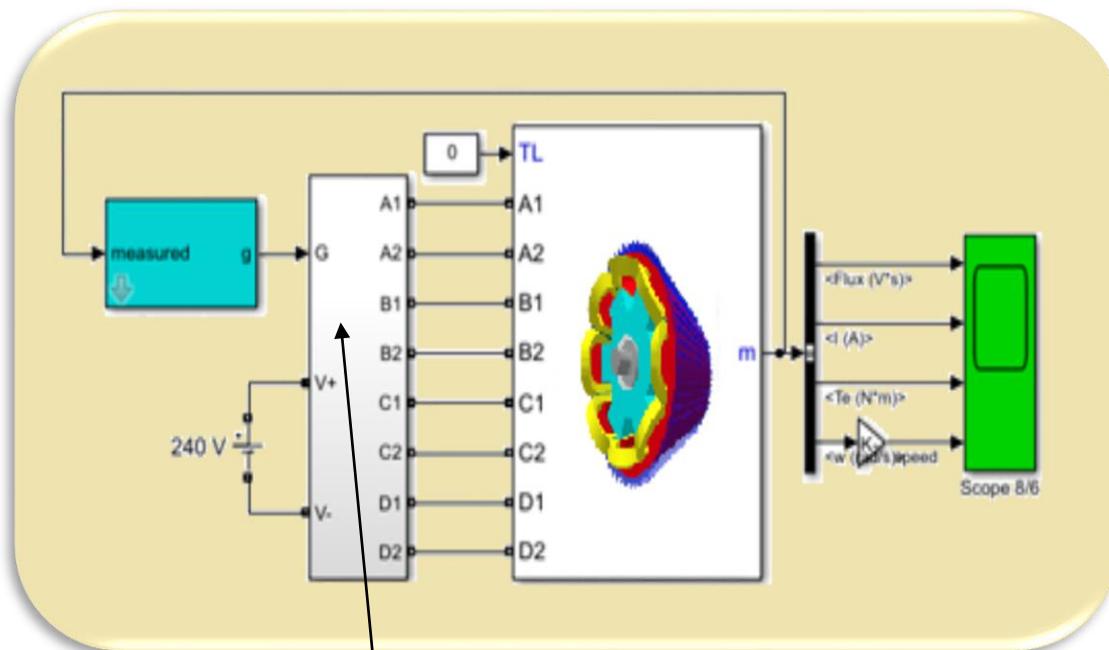
Le logiciel Motor-CAD est l'outil leader dédié à la conception et à l'analyse des moteurs. Développé par des concepteurs experts en machines électriques et en ingénierie intégrée. Il permet une conception multiphasique rapide et précise des machines électriques sur toute la durée de fonctionnement face aux demandes croissantes de groupes motopropulseurs électrifiés à haut rendement, à haute densité de puissance et à faible coût. Il permet l'évaluation du comportement du système tout au long du processus de développement et les exigences de performances des composants par rapport aux exigences de performances du système.

Figure du Model du MRV choisi conçu avec le logiciel Motor-CAD v7.4.7

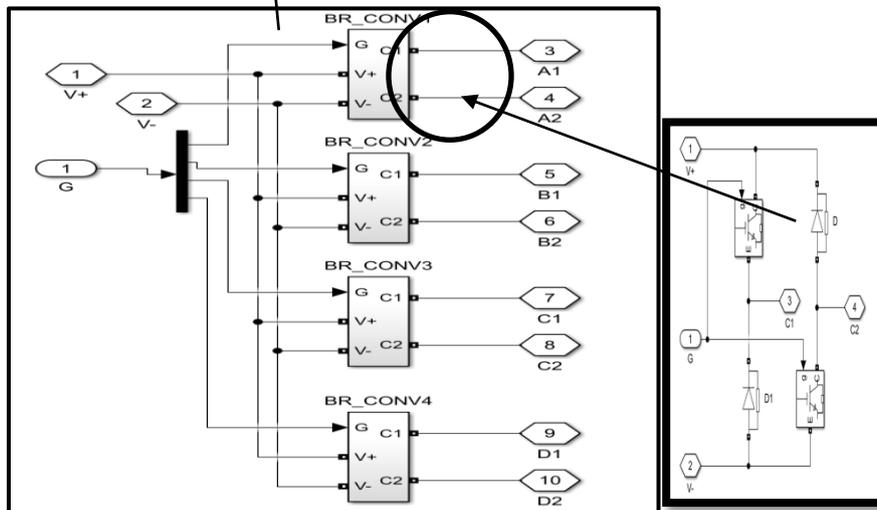


## Annexe D : Les blocs diagramme sous Simulink de la commande du MRV

**Contrôle du MRV8/6 avec régulateur PI**



**FIG D.1:** Bloc diagramme de commande du MRV avec régulateur PI



**FIG D.2 :** Convertisseur à quatre phases

**Contrôle DTC du MRV8/6**

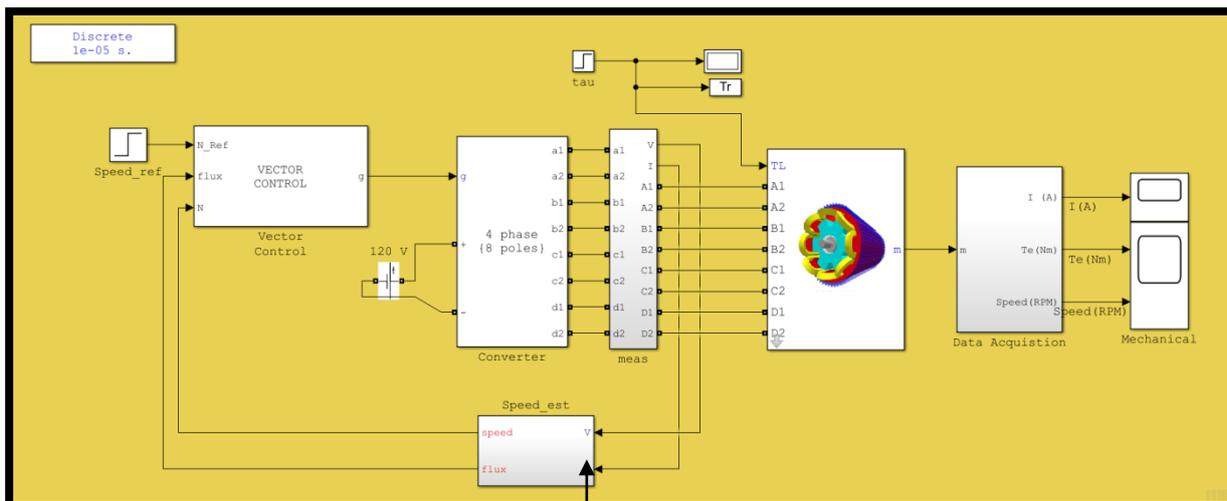


FIG D.3 Bloc diagramme sous Simulink de commande DTC du MRV8/6

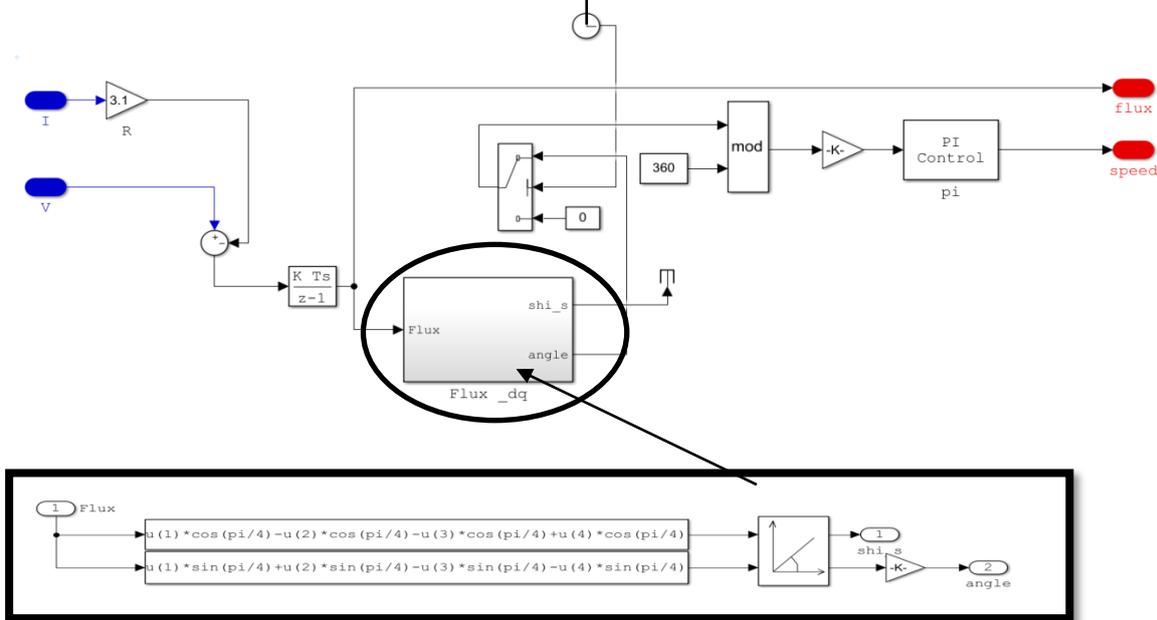


FIG D.4 Bloc diagramme d'estimation du flux et de la vitesse du MRV8/6

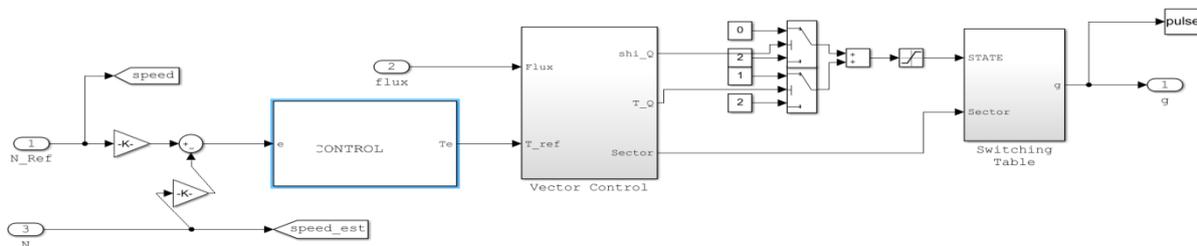


FIG D.5 Bloc diagramme de vecteur contrôle

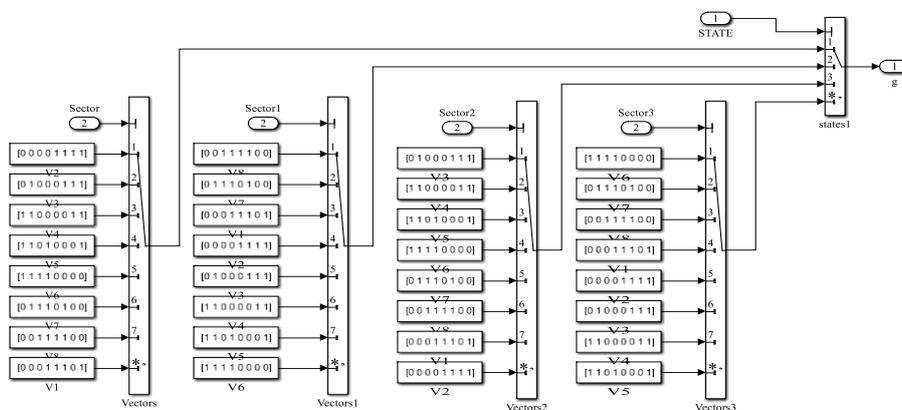
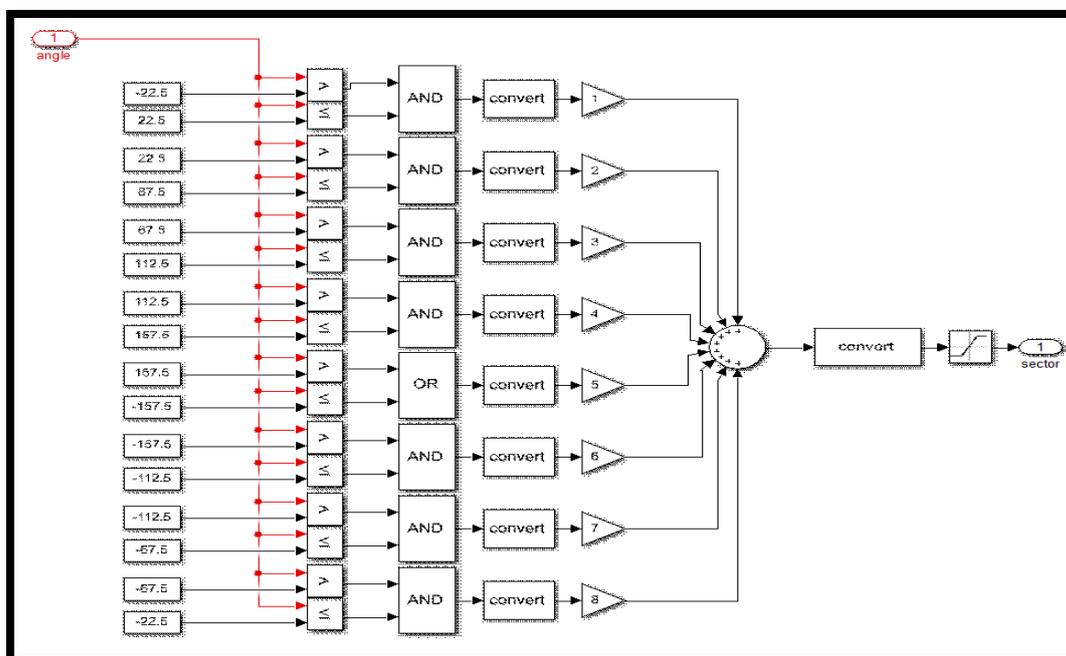
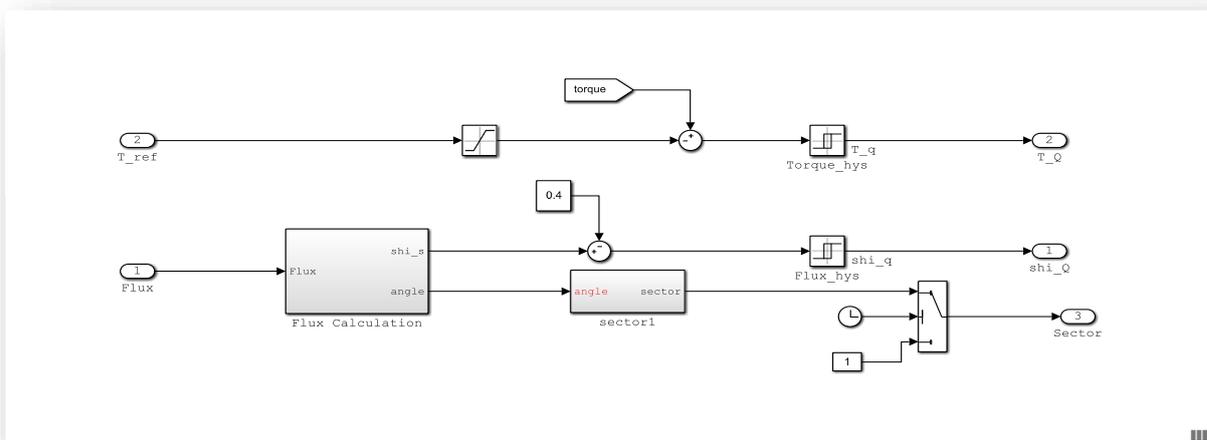
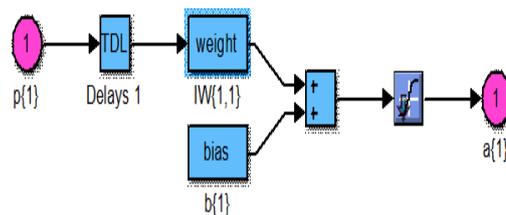
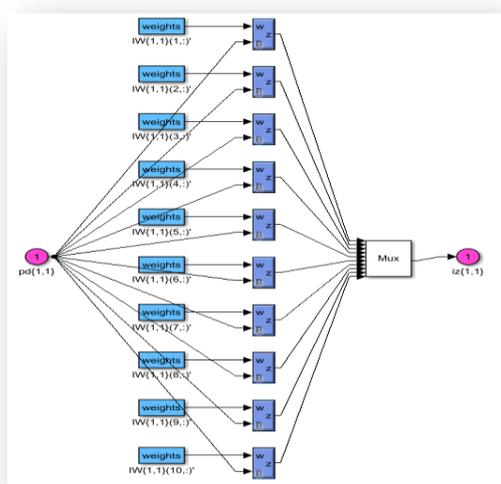
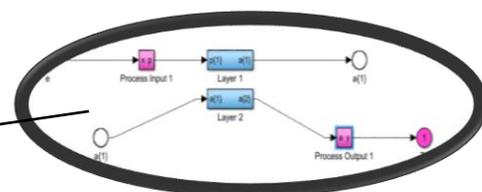
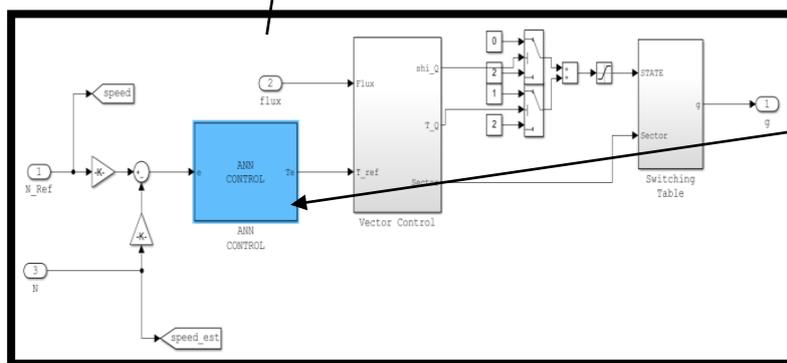
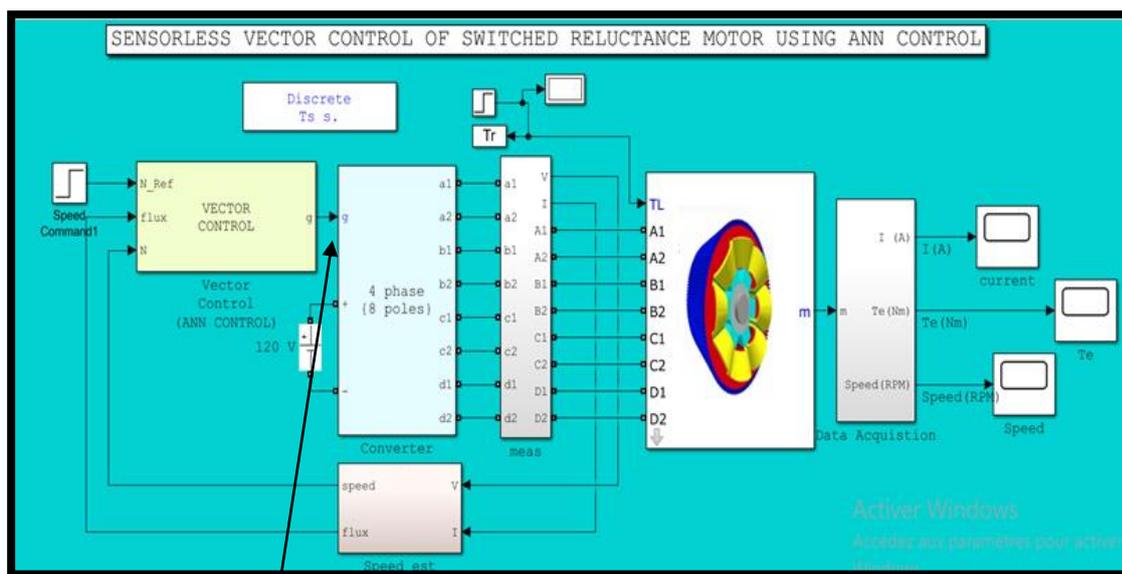


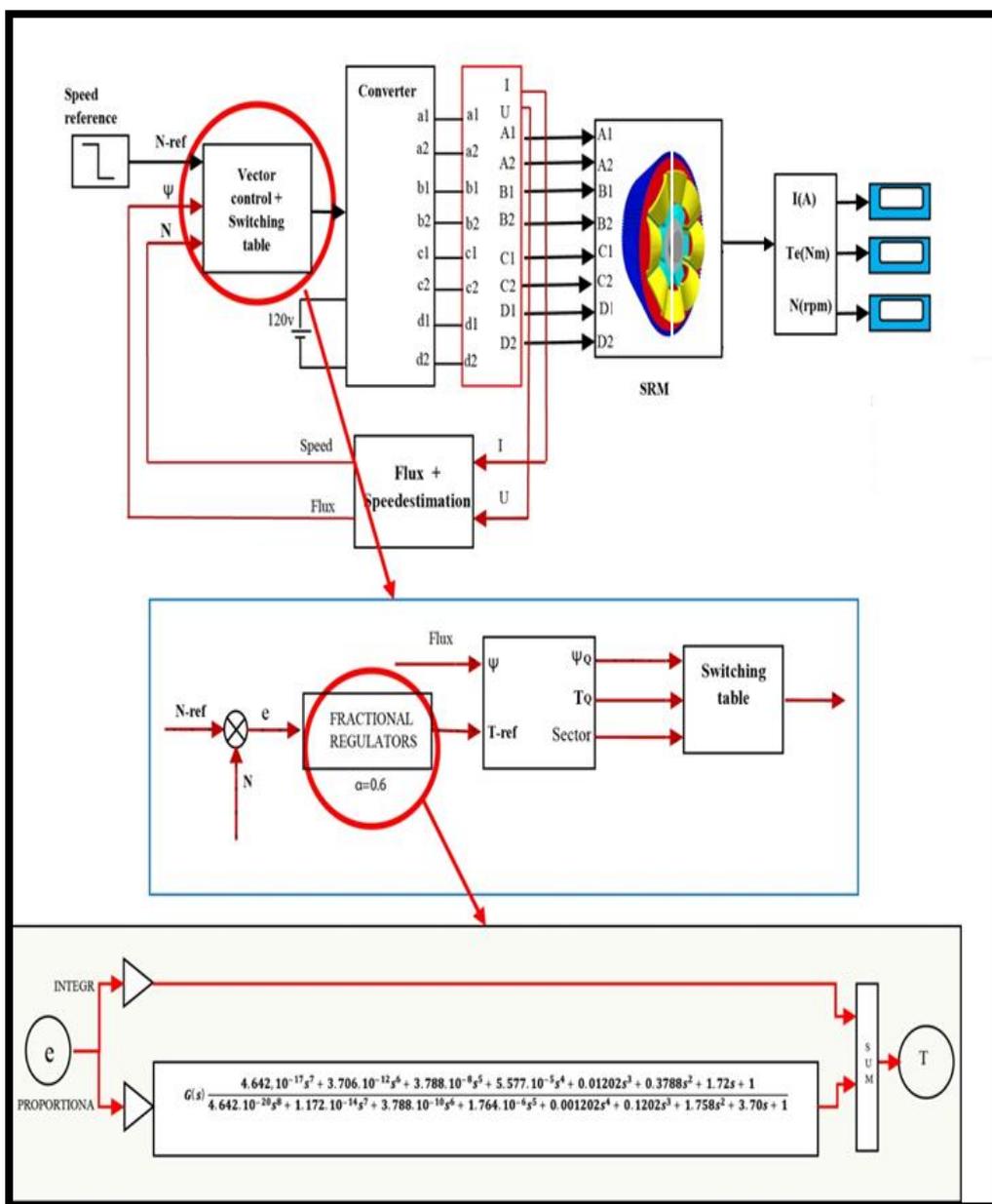
FIG D.6 Schéma bloc d'Algorithme de détecteur de secteur

**Contrôle DTC du MRV8/6 avec régulateur ANN**



**FIG B.03:** Bloc diagramme de commande DTC du MRV8/6 avec régulateur ANN

**Contrôle DTC du MRV8/6 avec régulateur fractionnaire**



**FIG D.7** Diagramme bloc de contrôle du MRV8/6 avec régulateur PI<sup>α</sup>