



Thèse

Présentée pour l'obtention du diplôme de Doctorat en Sciences

Spécialité : Génie Electrique

Présenté par : **Derradji Ihem**

Thème

Modélisation Analytique et Numérique et Contrôle d'un Moteur à Reluctance Variable de type 6/4

Devant le Jury :

Dr. Dib Abderrahmane	Pr	Université Oum El Bouaghi	Président
Dr. Rahem Djamel	Pr	Université Oum El Bouaghi	Rapporteur
Dr. Djouambi Abdelbaki	Pr	Université Oum El Bouaghi	Examineur
Dr. Srairi Kamel	Pr.	Université Biskra	Examineur
Dr. Bendib Samir	MCA	Université Batna 2	Examineur

Année 2020

Remerciements

Je remercie Allah tout puissant qui m'a donné la volonté et la force pour pouvoir finir cette thèse.

Je tiens d'abord à adresser mes plus vifs remerciements à Monsieur Dib Abderrahmane, Professeur à l'Université d'Oum El Bouaghi, d'avoir accepté la présidence du jury de ma soutenance, ainsi que Monsieur Djouambi Abdelbaki de l'Université d'Oum El Bouaghi, Monsieur Srairi Kamel de l'Université de Biskra et Monsieur Bendib Samir de l'Université de Batna2, qui ont accepté d'examiner mon manuscrit de thèse.

Je remercie profondément mon encadreur : le Professeur Rahem Djamel de m'avoir encadré durant ces années de doctorat.

J'adresse mes sincères remerciements au professeur Amar Bentounsi ainsi que Dr Fares Rebahi de l'Université de Constantine pour leurs accueils et leurs inestimables aides qui m'ont permis de mieux appréhender le logiciel FEMM.

J'adresse un grand merci au Professeur A. Djouambi ainsi qu'à Monsieur Walid Hachelfi. Un grand merci, aussi à tous ceux qui m'ont aidé de près ou de loin durant ces années de recherche et d'études.

Bien sûr, je n'oublierai pas de remercier mes parents, mon mari, mes filles, mes sœurs, mes frères et mes amies pour leur grand soutien moral surtout durant les deux dernières années.

Enfin, un grand merci à toute ma famille pour leur amour et leur soutien.

Dédicaces

A mes parents

A mon mari

A mes filles

A toute ma famille

Résumé

L'objectif de ce travail porte essentiellement sur la modélisation et la commande d'un moteur à réluctance variable type 6/4. Pour le dimensionnement et la conception d'une structure d'un MRV type 6/4, une approche numérique-analytique (FEM-EMC) est adoptée. On a élaboré un modèle analytique basé sur les schémas équivalents et le calcul des inductances, qui permet d'obtenir un prédimensionnement en tenant compte d'un cahier de charge. Pour illustrer la variation du champ magnétique dans les différentes parties du moteur, on a recours à l'utilisation d'un modèle numérique basé sur la méthode des éléments finis permettant la résolution des équations différentielles régissant le fonctionnement du MRV. Afin d'améliorer les performances statiques et dynamiques du prototype ainsi dimensionner, on lui applique certaines stratégies de commande : commande vectorielle « FOC », commande directe du couple « DTC » et la commande directe du couple modifiée « DTC modifiée ».

Les résultats obtenus montrent une supériorité de la commande DTC modifiée par rapport aux autres commandes particulièrement dans la réduction des ondulations et du temps de réponse. A la fin, pour mieux améliorer et optimiser les caractéristiques du MRV particulièrement le couple (en termes d'ondulations) et la vitesse, on a suggéré d'utiliser une nouvelle technique de commande proche de la réalité et qui propose de remplacer le régulateur PI utilisé dans la commande DTC par un régulateur d'ordre fractionnaire basée sur la fonction de transfert idéale de Bode.

Les résultats de simulation de la DTC avec régulateur d'ordre fractionnaire (DTCF) montrent des performances largement satisfaisantes que celles obtenues par la commande DTC avec PI classique (DTCPI).

Mots clés : Éléments finis, FEMM, MRVDS 6/4, commande vectorielle, commande directe du couple DTC, commande d'ordre fractionnaire.

ملخص

يتركز العمل في هذه الأطروحة علي تحسين أداء و كفاءة محرك ذو ممانعة متغيرة نوع 4 / 6 يغذيه مموج لتوتر ثلاثي الطور ذو مستويين، من خلال تحسين خصائصه الكهرومغناطيسية و إعطاء لعزمه ديناميكية سريعة من دون الحاجة الى اي لاقط ميكانيكي على الجزء الدوار.

الدراسة تحتوى أساسا على:

**** طريقة تحليلية تسمح بحساب الأبعاد الهندسية لماكينة ذات ممانعة متغيرة انطلاقا من دفتر شروط، وهي تركز على إستراتيجية الدوائر المغناطيسية المكافئة.**

**** طريقة رقمية تعتمد على منهج العناصر المنتهية بواسطتها ننشأ نموذج للمحرك في الحالة المشبعة (صياغة المشكلة الكهرومغناطيسية في مستوى ثنائي البعد) كما نسهل و نفعل أسلوب المحاكاة . البرنامج المعالج هو FEMM.**

**** عموميات حول الماكينات ذات الممانعة المتغيرة و تاريخها و كذا الأبحاث الساعية لتطوير أداءها و أخيرا المفاهيم الأساسية لها .**

**** تطبيق استراتيجيية التحكم الشعاعي لتدفق التي تسمح لنا الحصول على خصائص مطابقة لخصائص محرك ذو تيار مستمر يتوافق بشكل كبير مع المتطلبات الصناعية . لكن بنية هذا التحكم تبقي حساسة لتغير معاملات الآلة و تستوجب وضع لاقط ميكانيكي لسرعة .**

**** تطبيق استراتيجيية التحكم المباشر في تدفق الجزء الساكن و في العزم الكهرو مغناطيسيين ، في هذا التحكم عن طريق اختيار من جدول استبدال لأشعة المموج نستطيع التحكم مباشرة وانفراديا في التدفق و العزم الكهرومغناطيسي مما يعطى للمحرك صلابة ضد تغير معاملاته و عزم ذو ديناميكية سريعة من دون الحاجة الى اي لاقط ميكانيكي . سلبية هذا التحكم تكمن في صعوبة السيطرة على تواتر الاستبدال .**

**** لأجل تحسين مواصفات التحكم السابق أزحنا قطاعه الأول وجدوله الحقيقي ب 30° ، النتائج المحصل عليه من خلال المحاكاة بينت نقص واضح في معدل تموج التدفق و العزم الكهر ومغناطيسيين .**

**** تطبيق إستراتيجيية جديدة لتحكم تعتمد على استبدال المعدل التكاملي الكلاسيكي في التحكم المباشر للعزم الكهرو مغناطيسي بمعدل تكاملي ذو درجة جزئية مع استعمال حلقة بويد او دالة بود . نتائج المحاكاة بالسيميلينك بينت تحسن واضح في خصائص المحرك الكهرومغناطيسية.**

كلمات مفتاحية : محرك ذو ممانعة متغيرة نوع 4 / 6 ، التحكم الشعاعي، التحكم المباشر في العزم ،مموج لتوتر الكهربيائي ثلاثي الطور ذو مستويين، التحكم ذو الدرجة الجزئية .

Abstract

The aim of this work is to present a switched reluctance motor 6/4 motor modelling and control. A numerical-analytical (FEM-EMC) approach is applied for modelling and designing the switched reluctance machine type 6/4. The basic dimensions to build the machine are given and the 2D electromagnetic characteristics are accurately predicted. It was found that the flux density waveforms generated by the motor were completely non-sinusoidal and its maximum value varies periodically for aligned and unaligned position for the rotor.

To improve the static and dynamic performance of this machine, several techniques are applied for the control. The control of 6/4 SRM is analyzed by the Direct Torque Control techniques. The torque is controlled directly through the control of magnitude of the linkage flux and the change in speed of the stator flux vector. It is seen that the dynamic performances of SRM6/4 are better with modified DTC compared to those found with FOC and classical DTC. The torque and current responses present lower ripple and lower time responses with modified DTC.

Finally, a new model is presented on DTC of SRM based on the use of a fractional order controller $PI^\lambda D^\mu$. The latter use an elementary fractional order integrator as a reference model of the open-loop control system. The simulations results show that the fractional robustness and the efficiency of the fractional order DTC design are better compared to DTC with classic PI controller.

Keywords: Switched Reluctance Motor 6/4, Direct torque controller (DTC), Field-oriented control, Fractional-order $PI^\lambda D^\mu$ controller.

Sommaire		
	Résumé	
	Abstract	
	Introduction générale	
Chapitre I Etat d'art des machines à reluctance variable		
I.1	Introduction	24
I.2	Historique des MRV	24
I.3	Différentes topologies des MRV	25
I.3.1	MRV pures	25
I.3.2	MRV vernier	26
I.3.3	MRV hybrides	26
I.4	Principe de fonctionnement	27
I.5	Circuit équivalent et équations électromagnétiques	28
I.6	Conversion d'énergie : Energie, Co-énergie	30
I.7	Equation du couple	32
I.8	Modèle linéaire et non linéaire de la MRV	32
I.8.1	Modèle linéaire de MRV	32
I.8.2	Modèle non linéaire de MRV	34
I.9	Paramètres caractérisant les MRVDS.	36
I.9.1	Le pas incrémental	36
I.9.2	Le sens de rotation	36
I.9.3	Condition d'alimentation d'une bobine	37
I.10	Convertisseur électronique	37
I.11	Description du moteur MRV 6/4 étudié	40
I.12	Avantages et inconvénients du moteur MRV 6/4	42
I.13	Applications critiques des MRV	43
I.14	Performances comparées des machines électromécaniques	44
I.15	Conclusion	45
Chapitre II Modélisations analytique et dimensionnement d'un MRV6/4		
II.1	Introduction	47
II.2	Cahier de charge	47
II.3	Dimensionnement géométrique	47
II.3.1	Choix du nombre de dents	47
II.3.2	Choix des paramètres d'enveloppe	48
II.3.3	Choix des angles dentaires	50
II.4	Dimensionnement du bobinage	52
II.5	Methode de Circuit Magnétique Equivalent(CME)	54
II.5.1	Calcul de l'inductance de conjonction "La"	56

II.5.2	Calcul de l'inductance dopposition ‘Lu’	58
II.5.2.1	Tube 1	58
II.6	Calcul du couple moyen	60
II.7	Conclusion	62
Chapitre III Modélisation numérique du MRV 6/4		
III.1	Introduction	65
III.2	Equations de la machine étudiée	65
III.3	Méthode des éléments finis	67
III.4	Calcul des différentes grandeurs	68
III.5	Procédure de la mise en œuvre sous FEMM	69
III.5.1	Structure et dimensions géométrique de la MRV6/4 étudié	69
III.5.2	Caractéristiques du matériau magnétique	70
III.6	Résultats sous FEMM	72
III.7	Caractéristiques électromagnétiques	75
III.7.1	Caractéristiques du flux (i, Θ)	75
III.7.2	Caractéristique de l'inductance	76
III.7.3	Caractéristiques du couple électromagnétique	76
III.8	Conclusion	77
Chapitre IV Stratégies de commande du MRV		
IV.1	Introduction	80
IV.2	Modélisation de la machine MRV 6/4	80
IV.2.1	Equations électriques générales	81
IV.2.2	Transformation triphasé – biphasé	81
IV.2.3	Modèle exprimé dans le repère (d, q)	82
IV.2.4	Modèle exprimé dans le repère (α, β)	84
IV.2.5	Expression du couple dans le repère (d, q)	85
IV.2.6	Equation du mouvement	85
IV.3	Modélisation de l'alimentation utilisée	85
IV.3.1	Onduleur de tension triphasé	85
IV.3.2	Onduleur de tension à MLI	87
IV.3.2.1	MLI sinus-triangle	87
IV.3.2.2	MLI vectorielle	88
IV.4	La commande vectorielle de la machine MRV (FOC)	90
IV.4.1	Principe de la FOC	90
IV.4.2	Résultats de la simulation	91
IV.5	La Commande Directe du Couple (DTC)	93
IV.5.1	Principe de la DTC	93
IV.5.2	Comportement du flux statorique	94
IV.5.3	Estimation du flux statorique	95
IV.5.4	Estimation du couple electromagnétique	96
IV.5.5	Alimentation par un onduleur à deux niveaux	96
IV.5.5.1	Réglage de flux en utilisant un comparateur à hystérésis à deux Niveaux	97

IV.5.5.2	Réglage de flux en utilisant un comparateur à hystérésis à trois niveaux	98
IV.5.5.3	Choix du vecteur tension	99
IV.5.5.4	Elaboration de la table de commutation	100
IV.5.5.5	Résultats de simulation	100
IV.6	La commande DTC modifiée	102
IV.6.1	Principe	102
IV.6.2	Résultats de simulation	102
IV.7	Comparaison	103
IV.8	Conclusion	104
Chapitre V Commande d'ordre fractionnaire du MRV		
V.I	Introduction	106
V.2	Système linéaire d'ordre fractionnaire	106
V.3	Approximation d'un modèle d'ordre fractionnaire par un modèle rationnel continu	107
V.3.1	Méthode d'Oustaloup	107
V.3.2	Méthode de Charef	107
V.4	La Boucle Idéale de Bode (BIB)	110
V.5	Méthode de conception d'une commande d'ordre fractionnaire basée sur la fonction de transfert idéale de Bode	112
V.5.1	Calcul des paramètres λ et μ	113
V.5.2	Calcul des paramètres k'_p, T_i et T_p	115
V.6	Application	116
V.7	Résultats de simulation	118
V.8	Conclusion	123
	Conclusion Générale	125
	Bibliographies	
	Annexes	

Liste des figures

Figure I.1	Un des premiers moteurs à réluctance variable à double saillance (1920environ)	24
Figure I.2.a	Vues en coupe des machines MRVDS avec différentes combinaisons des nombres de dents statoriques et rotoriques ainsi que différents nombres de phases	25
Figure I.2.b	Divers types de structures à réluctance pure	25
Figure I.3	MRV à pôles statoriques dentés	26
Figure I.4	Utilisation d'aimants dans les machines MRV à double saillance	27
Figure I.5	MRV hybride à effet vernier	27
Figure I.6	MRV à plots à aimants	27
Figure I.7	Structure MRV élémentaire	28
Figure I.8	Machine à réluctance variable : attraction sur une phase	28
Figure I.9	Les positions du rotor relatives aux deux extrêmes de la réluctance	28
Figure I.10	Variation du flux d'une phase avec la position et le courant	29
Figure I.11	Circuit équivalent d'une phase du MRVCE	29
Figure I.12	Relation entre énergie et Co- énergie	32
Figure I.13	Cycle idéalisé de l'inductance montrant la variation de l'inductance de phase avec la position du rotor	33
Figure I.14	Commutations améliorées des phases d'une MRVDS	37
Figure I.15	Topologie d'un convertisseur asymétrique	38
Figure I.16	Modes de fonctionnement d'un convertisseur asymétrique	39
Figure I.17	Forme d'onde du courant dans les trois modes de fonctionnement	39
Figure I.18	Prototype MRVDS 6/4(6 pôles saillants bobinés et 4 pôles saillants passifs	40
Figure I.19	Circuit d'excitation d'un moteur triphasé MRV6/4	41
Figure I.20	MRV utilisée dans le train à grande vitesse pour la climatisation de l'air cycle (b), dans les véhicules électriques et hybrides (c), dans les rotors « in Wheel » directement associés aux roues (a)	43
Figure I.21	MRV fonctionnent dans l'environnement à haute température	44
Figure I.22	MRV fonctionnent dans l'environnement humide et sale	44
Figure II.1	Paramètres géométriques de la MRV6/4	48
Figure II.2	Angles des dents statoriques et rotoriques	48
Figure II.3	Forme idéalisée de l'inductance	50
Figure II.4	Triangle de faisabilité pour un moteur MRV6/4	51
Figure II.5	Schéma équivalent représentant les différentes positions relatives des dentures au cours d'une période	51
Figure II.6	L'évolution de l'inductance avec la position relative des dentures au cours d'une période	52
Figure II.7	Onde de perméance idéalisées relatives aux trois sommets du triangle de faisabilité	52
Figure II.8	Les paramètres du dimensionnement du bobinage statorique	53
Figure II.9	Organigramme résumant les différentes étapes de dimensionnement	55

FigureII.10.a	Les lignes de flux dans la position de conjonction sous FEMM	56
Figure II.10.b	Circuit magnétique équivalent en position de conjonction	56
FigureII.11	Identification des 7 tubes de flux pour le calcul analytique de l'inductance en opposition pour MRV8/6	59
Figure II.12	Les lignes de flux dans la position d'opposition pour MRV6/4 sous FEMM	59
FigureII.13. a	Circuit équivalent dutube1	60
Figure II.13.b	Les calculs du tube 1	60
Figure II.13.c	Les calculs du tube 2	60
FigureII.13. d	Circuit équivalent dutube2	60
Figure II.14	Caractéristique flux–courants en position de conjonction et en position d'opposition	61
Figure III.1	Condition de Dirichlet homogène	67
Figure III.3	Caractéristique magnétique des tôles M19	71
Figure III.4	Organigramme résumant les étapes de mis en œuvre de la méthode numérique	71
Figure III.5	Maillage de laMRV6/4 pour la position de conjonction et la position d'opposition	72
Figure III.6	Distribution de lignes de champ pour les deux positions extrêmes (conjonction, opposition)	73
Figure III.7	Champ vecteur d'induction dans la position de conjonction et d'opposition	73
Figure III. 8	Densités du flux magnétique dans la position de conjonction et la position d'opposition	74
Figure III.9	Flux en fonction du courant d'excitation et pour différentes positions du rotor	75
Figure III.10	Evolution de l'inductance d'une phase en fonction de la position du rotor et pour différentes valeurs du courant excitation	76
Figure III.11	Le couple en fonction de la position du rotor et pour différentes valeurs du courant d'excitation	77
Figure IV.1	Passage d'un système triphasé à un système biphasé	81
Figure IV.2	Onduleur de tension 2-niveaux alimentant une MRV6/4 triphasé	86
Figure IV.3	Etat des interrupteurs et tensions correspondantes	86
Figure IV.4	MLI sinus triangle	89
Figure IV.5	Schéma structurelle de la commande vectorielle	90
Figure IV.6	Evolution de la vitesse, du flux, du couple, des courants dans la commande FOC	92
Figure IV.7	Evolution de la vitesse, du flux, du couple, des courants dans la commande FOC avec une résistance $R_s=1\Omega$	92
FigureIV.8	Schémas de la structure de base de la DTC	93
Figure IV.9	Évolution du vecteur de flux statorique dans le plan (α, β)	95
Figure IV.10	Sélection des tensions V_i correspondant au contrôle de module de flux statorique	96
Figure IV.12	Comparateur à hystérésis utilisé pour contrôler le module de vecteur de flux statorique	98
Figure IV.13	Comparateur à hystérésis à trois niveaux pour régler le couple	99

Figure IV.14	Partition du plan complexe en six secteurs angulaires $S_i=1\dots 6$	100
Figure IV.15	Evolution de la vitesse, du flux, du couple, des courants dans la commande DTC	101
Figure IV.16	Evolution de la tension en fonction du temps	102
Figure IV.17	Répartition du plan complexe en six secteurs angulaires décalés de 30°	102
Figure IV. 18	Evolution de la vitesse, du flux, du couple, des courants dans la commande DTC modifiée	103
Figure V.1	Principe de l'approximation de Charef	108
Figure V.2	Boucle Idéale de Bode	111
Figure V.3	Diagramme de Bode en boucle ouverte de la boucle idéale de Bode	112
Figure V.4	Système de commande avec PID à retour	112
Figure V.5	Régulateur PID et régulateur $PI^{\lambda}D^{\mu}$ d'ordre fractionnaire allant d'un point au plan	113
Figure V.6	Système de commande à retour unitaire	114
Figure V.7	Le système de commande en boucle fermé à retour unitaire	114
Figure V.8	La phase asymptotique du procédé	115
Figure V.9	Le système de commande du modèle étudié en boucle fermé à retour unitaire	116
Figure V.10	Tracé de Bode de l'amplitude et de la phase de la référence, du moteur, du système de commande avec FOPID, du système de commande avec PI conventionnel en boucle ouverte	117
Figure V.11	La vitesse de la MRV Avec la commande DTCPI et DTCFPID à vide	118
Figure V.12	Figure V.12 : Le couple électromagnétique de la MRV Avec la commande DTCPI et DTCF PID à vide	118
Figure V.13	Le courant direct et le courant quadratique de la MRV avec la commande DTCPI et DTCFPID (à vide)	119
Figure V.14	La vitesse de la MRV avec la commande DTCPI et DTCFPID en charge	120
Figure V.15	Le couple de la MRV en charge avec la commande DTCPI & DTCFPID	120
Figure V.16	Le courant direct et le courant quadratique de la MRV en charge	120
Figure V.17.a	La vitesse et le couple électromagnétique de la MRV avec la commande DTCPI (en charge) et avec la variation de (L_d-L_q)	121
Figure V.17.b	La vitesse et le couple électromagnétique de la MRV avec la commande DTCPID(en charge) et avec la variation de (L_d-L_q)	122

Liste des tableaux

Tableau I.1	Différentes Combinaisons des pôles stator et rotor dans MRVDS	41
Tableau I.2	Avantages et inconvénient des MRVDS	43

Tableau I.3	Performances comparées	45
Tableau II.1	Les dimensions géométriques obtenues par l'approche analytique	62
Tableau III.1	Les dimensions géométriques analytiques et numériques du prototype	70
Tableau III.2	: Caractéristiques magnétiques de la tôle d'acier allié à grains non orienté M19	70
Tableau III.2	Caractéristiques magnétiques de la tôle d'acier allié à grains non orienté M19	71
Tableau IV.1	Calcul des vecteurs tensions de référence pour les huit états des interrupteurs	88
Tableau IV.2	Position du vecteur flux statorique	95
Tableau IV.3	Table généralisée pour le choix des vecteurs de tension	100
Tableau IV.4	Table de localisation des états des vecteurs de tension	101
Tableau IV.5	Table de localisation des états de l'onduleur pour de DTC modifiée	102
Tableau IV.6	Comparaison entre FOC et DTC vis à vis les résultats obtenus et les schémas utilisés	104

Liste des symboles			
β_s	Arc polaire du Stator	N_r	Nombre de spire rotorique
β_r	Arc polaire du rotor	N_s	Nombre de spire statorique
c_s	Epaisseur de la culasse statorique	N_t	Nombre de spire /phase
C_r	Couple de charge	P	Nombre de paires de pôles
C_{ref}	Couple de référence	R_a	Rayon de l'arbre
C_k	Grandeurs Booléennes	R_s	Résistance statorique
$C(s)$	Fonction de transfert du régulateur	T_e	Période d'échantillonnage
D	Diamètre d'alésage	T_i	Constante de l'intégrateur du $PI^\lambda D^\mu$ fractionnaire
D_o	Rayon extérieur du Stator	T_d	Constante du dérivateur du $PI^\lambda D^\mu$ fractionnaire
E	Epaisseur d'entrefer	$T(s)$	Fonction de transfert du système
E	Tension continue à l'entrée de l'onduleur	V_s	Tension statorique
h_r	Hauteur de dent rotorique	$V_{s\alpha}$	Tension statorique suivant l'axe α
h_s	Hauteur de dent Statorique	$V_{s\beta}$	La tension statorique suivant l'axe β
I_s	Courant statorique	W_b	Basse fréquence dans la bande limitée de la boucle idéale de Bode

$I_{s\alpha}$	Courant statorique suivant l'axe α	W_h	Haute fréquence dans la bande limitée de la boucle idéale de Bode
$I_{s\beta}$	Courant statorique suivant l'axe β		
J	Moment d'inertie du rotor	f	Coefficient de frottement
K_u	Le gain proportionnel dans la boucle idéale de Bode	Φ_s	Flux du stator
	Le gain proportionnel du $PI^\lambda D^\mu$ fractionnaire	$\Phi_{s\alpha}$	Flux statorique suivant l'axe α
	Le gain intégrateur du $PI^\lambda D^\mu$ fractionnaire	$\Phi_{s\beta}$	Flux statorique suivant l'axe β
	Le gain dérivateur du $PI^\lambda D^\mu$ fractionnaire	Φ_m	La marge de phase
L	Longueur active	λ, μ	Ordre fractionnaire de l'intégrateur et du dérivateur.
L_a, L_u	Inductance dans la position de conjonction et d'opposition	Ω	Vitesse de rotation
L_s	Inductance propre d'une phase statorique	θ	Position angulaire du rotor.
M	Ordre de l'intégrateur dans la boucle idéale de Bode	θ_Φ	Position angulaire du flux
Bs, Br, Be	Induction dans respectivement le stator, rotor, et l'entrefer	α_s, α_r	Angle polaire statorique et rotorique
W_{em}' , W_{em}	Co-énergie et énergie magnétique	ρ	Masse volumique du matériau
A_s, A_r , A_e	Surface respectivement du pôle statorique, rotorique et moyenne de l'entrefer	\vec{A}	Le potentiel vecteur magnétique
J_s	Densité du courant au stator	C(s)	Fonction de transfert du régulateur

Indices

a, b, c Indices repérant les grandeurs exprimées dans le repère fixe triphasé

d, q Indices repérant les grandeurs exprimées dans le repère biphasé (d,q)

α, β Indices repérant les grandeurs exprimées dans le repère fixe biphasé (α, β)

Abréviations	
MRV	Machine à Reluctance Variable
MRVDS	Machine à Reluctance Variable à Double Saillance
MRVCE	Machine à Reluctance Variable à double saillance à Commutation Electronique
F_{mm}, F_a	Force magnétomotrice
FEMM	Finite Element Magnetic Method
FEM	Méthode des élément finis
DTC	Commande directe du couple
MDTC	Commande directe du couple modifiée
FOC	Commande à flux orienté (Field Oriented Control)
BO, BF	Boucle ouverte et boucle fermée
BIB	Boucle Idéale de Bode
PI	Régulateur proportionnel-intégrateur
PID	Régulateur proportionnel-intégrateur-dérivateur
$PI^{\lambda}D^{\mu}$	Régulateur fractionnel proportionnel-intégrateur-dérivateur
DTCPI	Commande directe du couple avec PI régulateur
DTCFPID	Commande directe du couple avec un régulateur fractionnel

INTRODUCTION GENERALE

Problématique

Historiquement, la machine à reluctance variable (MRV) est l'une des premières machines construites par l'homme. En effet le principe de reluctance fut mis en évidence par Tesla en 1887, par un montage qui ressemblait à une machine à reluctance à double saillance (MRVDS) [1].

La MRVDS est une machine électrique à double denture ou seul le stator est alimenté, quant au rotor, il ne contient aucun conducteur ni aimant, ce qui lui offre une délicate robustesse et grande simplicité. Son principe de fonctionnement est basé sur la variation de la reluctance au niveau de l'entrefer. Elle possède des qualités indéniables en termes d'économie et de robustesse. Cette machine est robuste, de très simple construction, moins chers, et qui procurent un bon fonctionnement sur des plages très étendues de vitesses et de puissances. A nos jours, Cette dernière trouve de plus en plus de domaines d'application tel que les appareils électroménagers, la traction automobile, les machines-outils, le stockage d'énergie des volants d'inertie, le textile, la construction navale, l'aéronautique ou les industries spatiales etc [2-4].

La machine à reluctance variable à double saillance (MRVDS), est une machine commutée. Elle se distingue des machines alternatives à champ tournant, par son alimentation séparée des différentes phases[5-7] : La première phase est alimentée en courant, alors le rotor tourne sous l'effet d'un couple reluctant afin d'atteindre la position assurant le maximum d'inductance ou le minimum de reluctance (position de conjonction). Puis, on alimente la deuxième phase, et le rotor tourne encore. Ainsi, par une alimentation judicieuse, le rotor tourne de façon continue, et la MRVDS fonctionne en moteur. L'amélioration des performances des machines électriques nécessite une démarche de conception par optimisation qui consiste à déterminer les paramètres optimaux qui satisfassent à certains critères tout en respectant les contraintes données par le cahier des charges [8-9]. Pour la MRVDS 6/4, il s'agira des paramètres géométriques de la machine, des matériaux magnétiques de construction et du contrôle du convertisseur associé.

Par ailleurs, la MSRVS a également des inconvénients non négligeables. La saillance du rotor qui est à l'origine du couple électromagnétique provoque des ondulations sur ce dernier qui peuvent se traduire par des vibrations et du bruit acoustique. Ces inconvénients limitent l'application des MRVDS dans certains domaines et posent autant des difficultés qui ouvrent de très intéressants axes de recherche. Cependant, plusieurs travaux ont été réalisés sur le

dimensionnement, la modélisation et le contrôle du convertisseur associé à ces machines à reluctance variable à double saillance.

Le grand saut technologique qu'a connu plusieurs domaines tel que l'électronique de puissance, les matériaux semi-conducteur et l'outil informatique, ont donné un essor sans précédent à l'implémentation des commandes beaucoup plus évoluées à ces machines.

Etat de recherche

La littérature actuelle montre un ensemble de travaux (publication, thèse, exposé,) concernant les moteurs à reluctances variables. La figure 1 révèle clairement une augmentation du nombre de publications à partir des années 90. Dans les années 2000 les recherches ont atteint leur maximum. Ces travaux traitent la modélisation, la conception, l'optimisation et la commande des MRV [10].

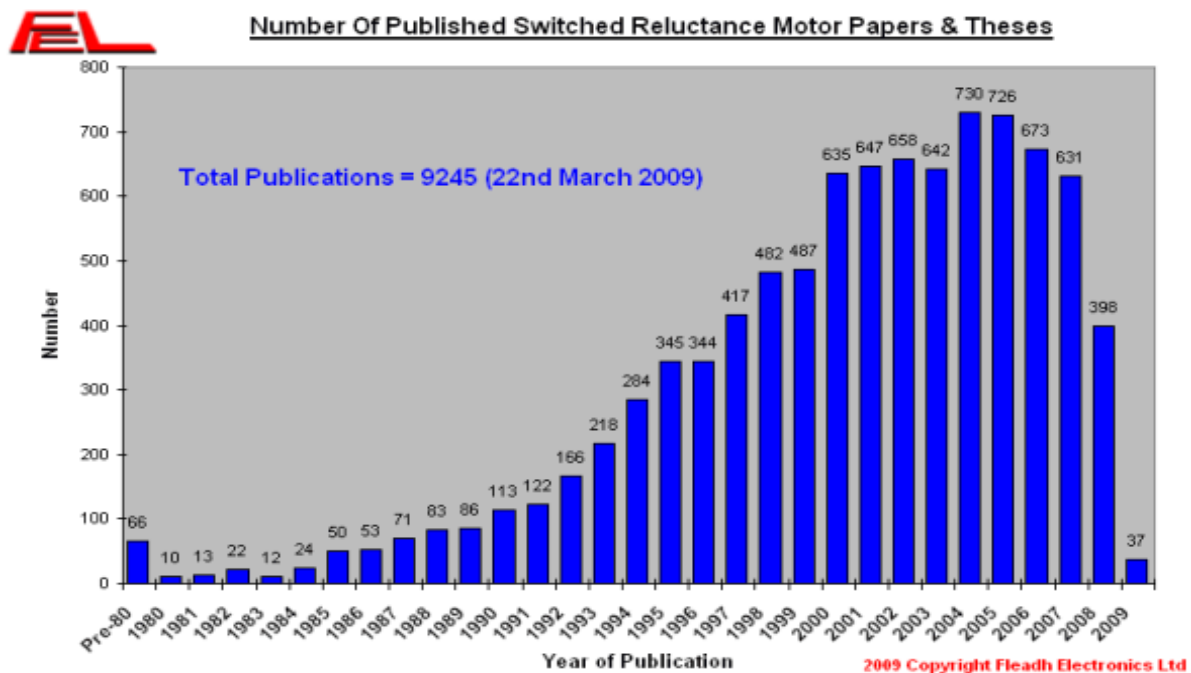


Figure 1 : Evolution du nombre de publications sur le MRV [10]

Miller et Lawrenson (1974), ont définis le fameux triangle de faisabilité des angles dentaires. Harris (1975) présente des méthodes de prédiction du couple statique en fonction de la position. Ray et Davis (1979), présentent un ensemble d'expressions analytiques des courants, les formes d'onde des courants obtenus sont comparables à celles observées en pratique. Hic-Spong (1987), propose une technique de linéarisation par retour d'état pour réaliser une commande de position ; toutes les non-linéarités du système sont compensées ; L'ondulation du couple est réduite de façon significative. Cette Méthode nécessite la mesure directe de

l'accélération et suppose la connaissance de tous les paramètres du moteur MRV. Taylor (1988), propose une stratégie de commande utilisant un modèle réduit de la machine, Les courants sont considérés comme variables de commande ; c'est à partir de la valeur du couple désiré et la position du rotor que la référence des courants est déduite en utilisant les caractéristiques couple-courant-position préalablement mesurées et stockées dans des EPROM. Le Huy et Al, 1991, ont proposés un convertisseur de courant à base de thyristors et fonctionnant en quasi résonance. Un circuit résonant, un thyristor principal et un thyristor de roue libre sont utilisés pour l'établissement et la régulation du courant de la phase conductrice. Une commutation à courant nul des thyristors principaux est ainsi assurée. De plus, l'annulation du courant d'une phase est réalisée en évacuant son énergie dans un condensateur dont la tension est régulée à l'aide d'un hacheur [11].

Le groupe de recherche de Constantine, a présenté plusieurs travaux concernant la MRV 6/4 : Dans [2], l'étude présente une approche analytique-numérique pour le dimensionnement de la MRV6/4 ainsi qu'une simulation sous flux2D. Dans [3], l'étude traite l'effet des paramètres géométrique sur les performances de la MRV6/4(couple, flux, ...). L'auteur a présenté une contribution pour l'amélioration des performances en termes de couple moyen, de couple massique ou des caractéristiques électromagnétiques de deux prototypes (MRV 6/4 et MRV 8/6). L'étude contient l'impact des matériaux magnétiques et leurs propriétés physiques sur les caractéristiques électromagnétiques et les pertes danses MRV, un prédimensionnement analytique des prototypes ,une modélisation analytique ,une modélisation numérique et une optimisation par trois algorithmes(AG, PSO et DE) .Dans [20], l'auteur présente une étude qui s'intéresse à la modélisation, au dimensionnement et à l'optimisation d'une structure d'une génératrice MRV de type 6/4 dédiée aux énergies renouvelables éolienne.

Dans [5], P. Vijayraghavan (2001) a présenté un dimensionnement détaillé des MRV et un développement universel des contrôleurs destinés aux MRV et au permanent magnet brushless DC motor drives.

Dans [6], R. Krishnan, a publié un livre « SRM Divers : Modeling, Simulation, Analysis, Design & Application ». Ce dernier présente un dimensionnement détaillé, une modélisation analytique et numérique, une analyse et une simulation de la MRV8/6 et de la MRV6/4.

Dans [8] Multon(1993)décrit le principe et les éléments de dimensionnement des machines à réluctance variable à double saillance autopilotées. Le même auteur a présenté en 1995 deux papiers :le papier [9]montre les critères de conception d'un moteur à réluctance variable auto-

commuté ; les principaux paramètres géométriques à optimiser sont mis en évidence afin d'avoir des meilleures performances. Le papier [11] illustre en détails l'histoire des machines à reluctance variable.

L. Ben Amor dans [12] présente une thèse qui montre la commande non linéaire et adaptative de la MRV6/4 ; son objectif était le développement des stratégies de commande permettant de compenser les non linéarités du moteur et réduire les ondulations du couple même en présence d'incertitudes paramétriques dans le modèle. En utilisant la loi de gradient, l'adaptation des paramètres a rendu possible la linéarisation du système. Les deux stratégies de commande non linéaire appliquées pour les MRV 6/4 sont : une linéarisation au sens entrées-état du modèle, une linéarisation au sens entrées –sortie du modèle. la deuxième stratégie de commande permet de réduire le temps de calcul, les Ondulations du couple et répond mieux aux exigences industrielles.

Dans [12], l'auteur montrent l'effet de l'arc polaire statorique sur les caractéristiques statiques d'une MRV 6/4 triphasé.

Dans [13], les auteurs présentent une MRV type 8/6 à 4 phase (SRM8/6 Drive) commandée par DTC (Direct Torque Control).

En 2016, dans [14] (2016) l'auteur traite la modélisation thermique d'une machine à reluctance variable à double saillance (MRV6/4) par éléments finis en 2D et 3D.

Dans [15] (2017) l'auteur présente une Commande d'un Moteur à Reluctance Variable de type 6/4 par l'emploi de l'Intelligence artificielle (commande avec logique flou et commande avec réseaux de neurones). Les résultats montrent que ces commandes peuvent offrir de meilleures performances et apporter une amélioration aux commandes des machines à reluctance variable par rapport aux commandes classiques.

L'article [16], présente une nouvelle représentation analytique et une nouvelle simulation de l'inductance de phase du moteur MRV6/4 en utilisant l'environnement Matlab. Cette méthode de simulation contient d'expressions mathématiques simples qui peuvent être largement appliquée et permet d'économiser le temps d'exécution. De plus, cette dernière peut être facilement réalisée sur différents modèles MRV. Le processus de modélisation est détaillé, la simulation informatique et les résultats des tests sont présentés.

D. Ilea dans [17], présente une thèse de doctorat dont l'objectif est la conception d'un outil d'optimisation appliqué à un système de traction électrique légère qu'emploie un moteur à réluctance variable à double saillance alimenté par un onduleur triphasé en pont complet. Le système de traction doit prendre en compte les critères et les contraintes imposées par l'application. L'outil d'optimisation réalisé utilise l'algorithme par essaim de particules,

modifié pour résoudre des problèmes multi-objectif. La technique multi-objective conçue fait appel aux sous-essais pour assurer la diversité des solutions optimales. L'implémentation de la stratégie de commande optimisée montre une amélioration des caractéristiques de fonctionnement du moteur MRVDS.

Le groupe de l'université de Laghouat en 2007, (A. Ameer, and all) dans [18], a présenté un article et M. Birame a présenté une thèse de doctorat. L'étude était sur un moteur à réluctance variable (MRV) alimenté par un onduleur à travers des accumulateurs chargés par un panneau solaire envisagé pour l'entraîner selon le trajet solaire, est commandé par une DTC (contrôle direct de couple). Les résultats de simulation, portant sur la technique DTC et le système photovoltaïque, montrent que la méthode utilisée : se prête bien au fonctionnement sans capteur mécanique, Ainsi le prix de l'instrumentation à associer à l'entraînement est réduit considérablement.

Le groupe Tunisien (W. Amri, M.S. Salhi et A. Ben Amor) en(2014) dans [19], proposent l'application d'un contrôleur neuronale pour le réglage de la vitesse d'une MRV, les résultats de simulation montrent d'excellentes performances et de grande robustesse vis-à-vis le contrôleur classique (PI).

Le groupe Français (M. Belhadi, G. Krebs, C. Marchand. Hannouun et X. Mininger) en 2014 dans [20], a présenté une étude sur la réduction des ondulations de couple et des efforts radiaux dans une machine à réluctance variable à double saillance destinée au domaine de traction électrique et en particulier pour l'automobile. Dans cette étude, afin de réduire l'impact des forces radiales appliquées sur les dents statoriques, une cale d'encoche magnétique est introduite dans la géométrie. La solution proposée a réduit les ondulations du couple responsable des vibrations du groupe motopropulseur

Objectif de la thèse.

L'objectif de cette thèse est l'élaboration des modèles de commande fiables et robustes qui permettent d'améliorer les performances statiques et dynamiques d'une structure de machine à réluctance variable à double saillance de type 6/4. En premier lieu, on présente un modèle analytique pour le dimensionnement et la conception d'une structure d'un MRV 6/4. Les résultats obtenus seront validés par l'emploi d'un modèle numérique basé sur l'utilisation du logiciel FEMM.

En second lieu, plusieurs stratégies de commande sont utilisées afin d'améliorer les performances du prototype ainsi dimensionner, à savoir : la commande vectorielle « FOC », la

commande directe du couple « DTC », la commande directe du couple modifiée « DTC modifiée » et enfin l'emploi de la commande d'ordre fractionnaire.

Organisation de la thèse.

Le manuscrit est structuré en cinq chapitres comme suivant :

Le premier chapitre présente un état d'art sur les machines à reluctance variable, les différentes topologies des MRV, leurs fonctionnements et leurs types d'alimentations.

Le deuxième chapitre présentera un modèle analytique basée sur le circuit magnétique équivalent (CME) et le calcul des inductances afin d'obtenir un prédimensionnement d'un prototype de moteur à réluctance variable à double saillance (MRV 6/4). Ce modèle va permettre la détermination des différents paramètres géométriques du prototype.

Dans **le troisième chapitre** et afin de valider les résultats obtenus dans le chapitre précédent, un modèle numérique est introduit. Dans le lequel on a mis le point sur la méthode des éléments finis en utilisant le logiciel FEMM.

Le **quatrième chapitre** illustre l'utilisation de certaines stratégies de commande afin d'aboutir à améliorer les performances statiques et dynamiques du MRV. Les trois types de commandes utilisées sont : commande vectorielle, commande DTC et commande DTC modifiée.

Dont le but **d'améliorer** mieux les performances du prototype du MRV particulièrement la réduction des ondulations du couple et la réponse de la vitesse, on introduit dans **le dernier chapitre** un modèle fractionnaire pour la commande du moteur. Le principe de ce modèle est de remplacer le régulateur PI classique par un régulateur fractionnel ($PI^\lambda D^\mu$). Les paramètres du $PI^\lambda D^\mu$ d'ordre fractionnaire sont calculés de sorte que le système de commande possède les mêmes performances que celles de la boucle idéale de Bode.

Finalement, une synthèse du travail réalisé dans cette thèse est présentée par une conclusion.

CHAPITRE I

ETAT D'ART DES MRV

I.1 Introduction

Le principe des machines à réluctance variable (MRV) est basé sur celui de l'électroaimant et qui présente la plus ancienne méthode de conversion électromécanique.

La machine à réluctance variable à double saillance (MRVDS) dont les phases sont alimentées par des convertisseurs, constitue une solution plus économique grâce à sa simplicité de fabrication, sa robustesse et ces performances.

I.2 Historique des MRV

Bien que le premier moteur à réluctance variable à commutation mécanique ait été inventé en 1845, les difficultés inhérentes à la commutation mécanique de ses courants l'ont mis à l'ombre loin des applications pratiques. Il fut remplacé par les machines à courant continu à collecteur facilement commandables pour fonctionner à vitesse variable, par la disponibilité des machines asynchrones pouvant se mettre en marche sans dispositif auxiliaire et fonctionner sur le réseau alternatif, par les machines synchrones permettant de réaliser les plus grands générateurs. Ces dernières permettent la variation de la vitesse la plus aisée et la mieux contrôlable, mais d'autre côté constituent un facteur évident de limitation de puissance.

Les machines à réluctances variables n'ont jamais complètement disparu; elles sont utilisées dans: des rasoirs électriques (Remington), des systèmes d'horlogerie (horloge Froment, 1854), des jouets (petits moteurs Froment monophasés) vers 1900-1910, des dispositifs de transmission électrique 1920, synchro machines dans les bateaux de guerre), des tourne-disques 78 tr/mn (moteurs à rotor extérieur construits par les établissements Ragonot), des génératrices hautes fréquences (de quelques kHz à 20kHz) dans l'alimentation des fours à induction et dans l'émission des ondes radio. Ces moteurs étaient soit de type pas à pas, soit autopilotés mécaniquement, soit synchrones selon les contraintes de fonctionnement et le principe d'alimentation retenu [11].

Durant l'année 1920, les premières structures de la machine à réluctance variable telles que nous connaissons actuellement sont apparues. Un article de 1927 sur les applications de l'électricité dans les bateaux de guerre décrit un moteur de type 6/4 semblable à ceux que nous étudions actuellement. Il était utilisé comme transmetteur de mouvement entre deux points éloignés (voir figure I.1).

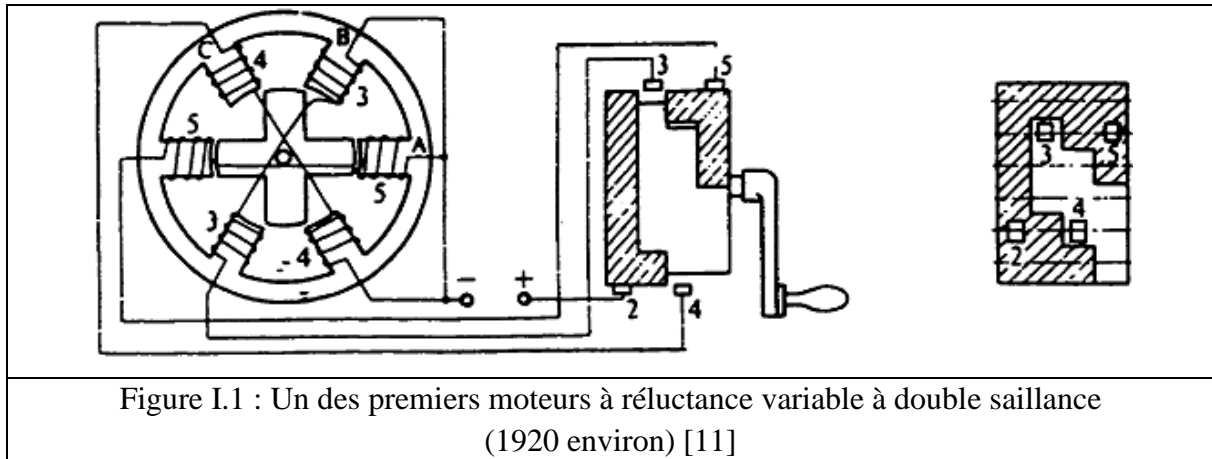


Figure I.1 : Un des premiers moteurs à réluctance variable à double saillance (1920 environ) [11]

La théorie dans ce domaine, a souvent suivi les premières applications. L'article de 1927, décrit le principe physique de la génération d'efforts dans les machines à réluctance variable [10-11]. Dans les années soixante, la communauté scientifique dans l'Angleterre s'intéresse de nouveau aux moteurs à reluctances variables, notamment celles de Leeds (Professeur Peter J. LAWRENSON ...) Et Nottingham. Puis, les moteurs synchrones à réluctance variable à rotor segmenté, à barrières de flux et à rotor axialement laminé sont apparus : l'objectif était d'élever le rapport de saillance et par conséquent le facteur de puissance ainsi que les performances. D'autres coté, en France les frères JARRET inventaient un nouvel engouement pour les moteurs à réluctance variable Vernier à grand nombre de dents et fort couple massique: ces moteurs semblaient particulièrement adaptés à la réalisation d'entraînements directs à basse vitesse (exemple les roues de véhicules électriques...). Le moteur à réluctance variable à double saillance auto commuté avait apparu en 1969 sous le terme anglo-saxon SRM: "Switched Reluctance Motor". Ce terme était adopté par la littérature scientifique internationale comme qualifiant de ces machines. Plusieurs laboratoires universitaires français, dont le LÉSIR, ont travaillé récemment dans le domaine des machines à réluctance variable à double saillance à alimentation électronique.

L'année 1994 reconnaît le commercialisme des moteurs à reluctance variable tels que Allenw est Ltd, l'entreprise Emerson Motor Technologie au Royaume Uni, Sicme-Motori en Italie. Les applications envisagées actuellement sont ; les entraînements industriels à vitesse variable, certains accessoires automobiles et électroménagers, les démarreurs alternateurs des turbines (aéronautiques)... [11].

Après plus d'un siècle, avec le progrès de l'électronique de puissance, lié à l'apparition de composants interrupteurs rapides, ainsi que le développement de l'outil informatique logiciel et matériel, que le moteur à réluctance variable à double saillance et à commutation

électronique (MRVCE) est devenu une véritable option pour les applications à vitesse variable.

I.3. Différentes topologies des MRV

La dénomination MRV englobe plusieurs topologies dont la propriété commune est la variation sensible de la forme de l'entrefer durant la rotation.

I.3.1 MRV pures

Les MRV types "pures" ont une structure saillante au rotor et au stator, les bobinages sont logés seulement au stator (actif), le rotor ne contient ni aimants ni enroulements (passif). Ils sont alimentés avec une tension ou un courant de forme rectangulaire (alimentation en créneaux). Ce genre de moteurs est à champ pulsé, ils induisent des couples à caractère pulsé considéré comme inconvénient. Leurs atouts sont : un couple massique élevé, une grande simplicité de construction, un faible prix et une bonne robustesse. On peut citer divers types (Fig. I.2) de structures à réluctance pure [21-22] :

- a) Structures à double denture « simple » (grosses dents) et à 2 dents par phase.
- b) Structures à double denture « simple » (grosses dents) et à plus de 2 dents par phase.
- c) Structures à pôles statoriques dentés (petites dents) où un bobinage excite plusieurs dents à la fois (« bobinage global »).

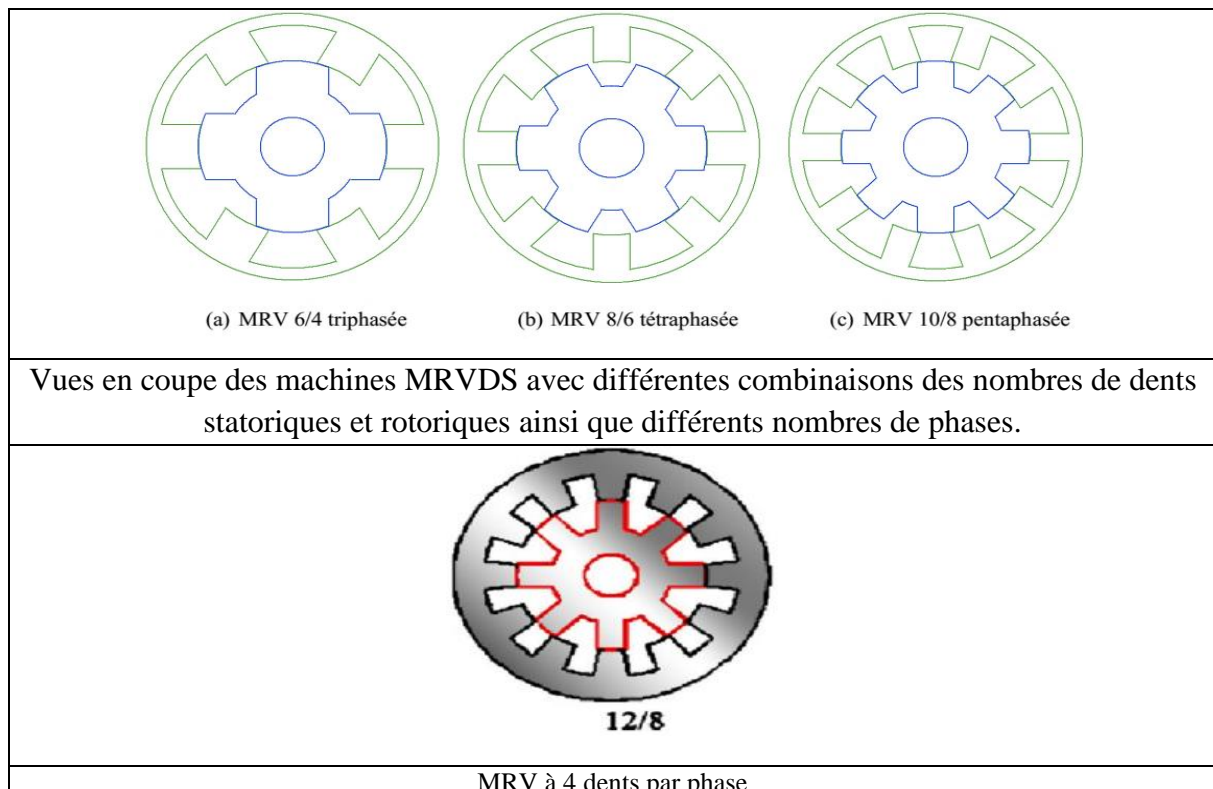
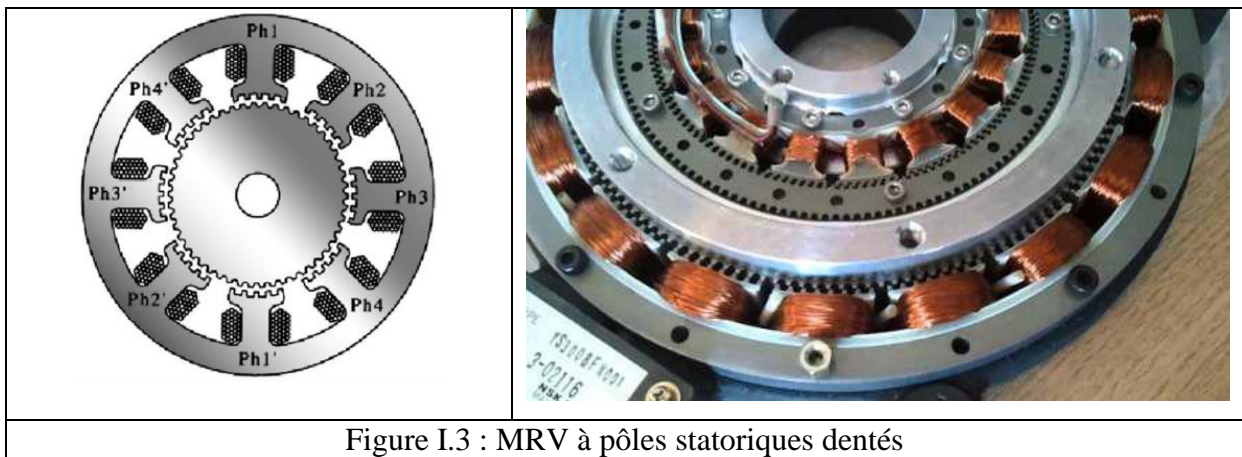


Figure I.2 : Divers types de structures à réluctance pure

I.3.2 MRV vernier

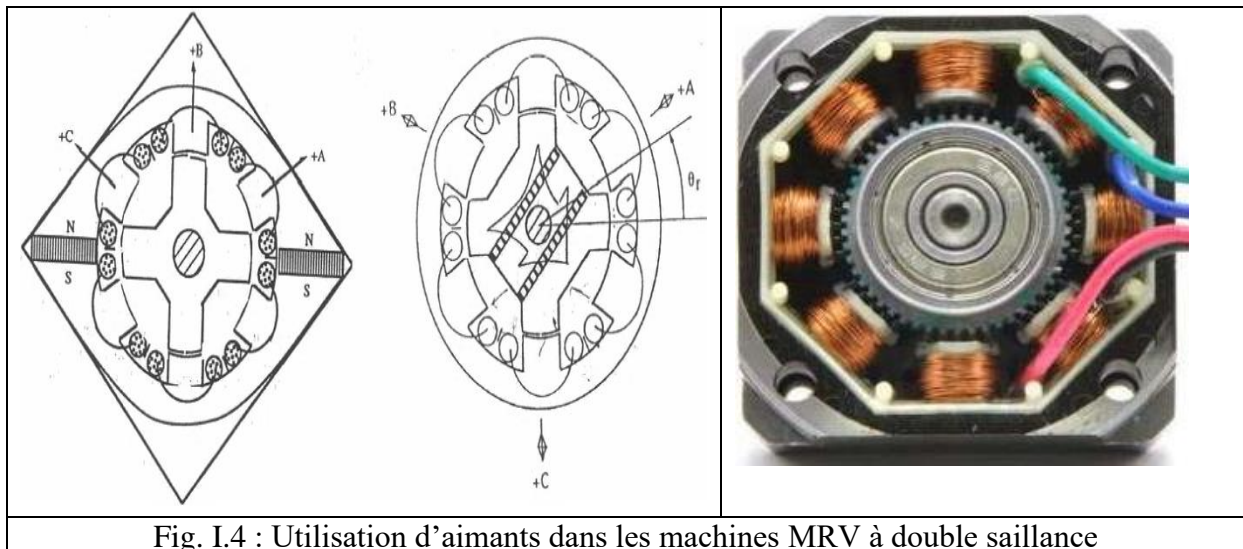
Ils sont de structures identiques aux MRV pures sauf qu'elles sont alimentées en courant alternatif sinusoïdal et non pas en créneaux. On distingue des topologies à grand nombre de dents ou à grosses dents.

- a) La topologie à grand nombre de dents possède deux armatures saillantes : les dents sont identiques et équiréparties sur chaque armature, mais les nombres de dents statoriques et rotoriques sont légèrement différents (similaire à celui d'une machine synchrone à rotor lisse), ce qui permet d'obtenir une perméance sinusoïdale (figure I.3).
- b) Dans la topologie à grosse dents, chaque pôle statorique constitue lui-même la dent. Les nombres de pôles sont relativement faibles et les performances couple-vitesse sont comparables à celles des machines asynchrone et synchrone à aimants avec des fréquences d'alimentation voisines [10],[21],[22].

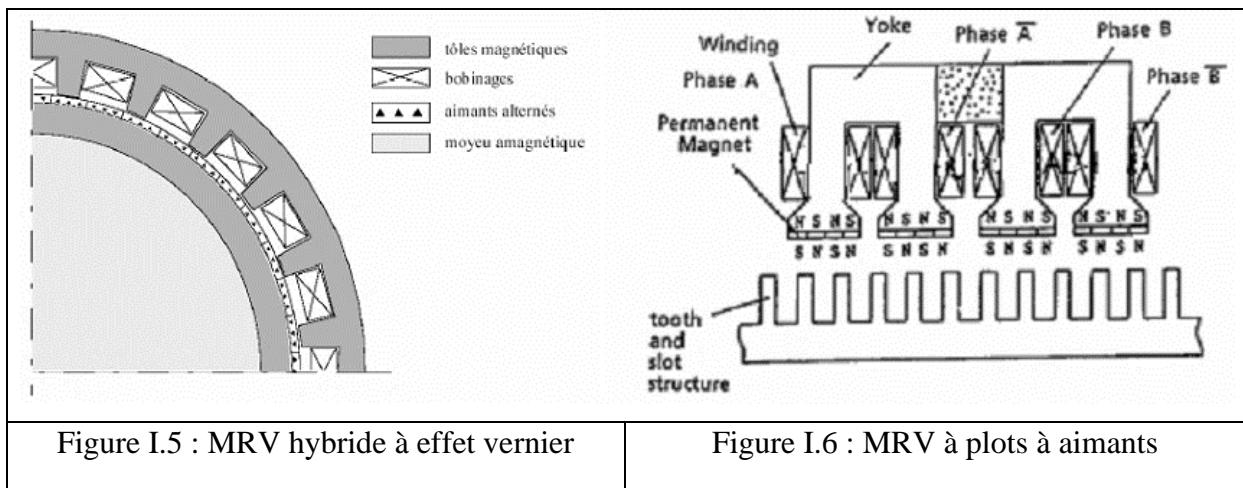


I.3.3 MRV hybrides

La particularité des MRV hybrides réside dans l'intégration d'aimants permanents afin d'améliorer leurs performances. L'adjonction d'aimants dans les structures à double saillance permet de compenser un entrefer trop élevé mais on s'éloigne des structures à réluctance pure. Il est cependant intéressant de signaler deux machines à aimants à double saillance dérivées des MRVDS: l'une met en œuvre des aimants placés au rotor[23], la machine se rapprochant des machines synchrones à aimants enterrés (Interior Permanent Magnet) ; la seconde conserve le rotor passif de la MRV pure et utilise des aimants placés au stator [24] : on obtient alors une machine à double saillance et aimants permanents statoriques (DSPMM) dite « MRV polarisée », figure (I.4).

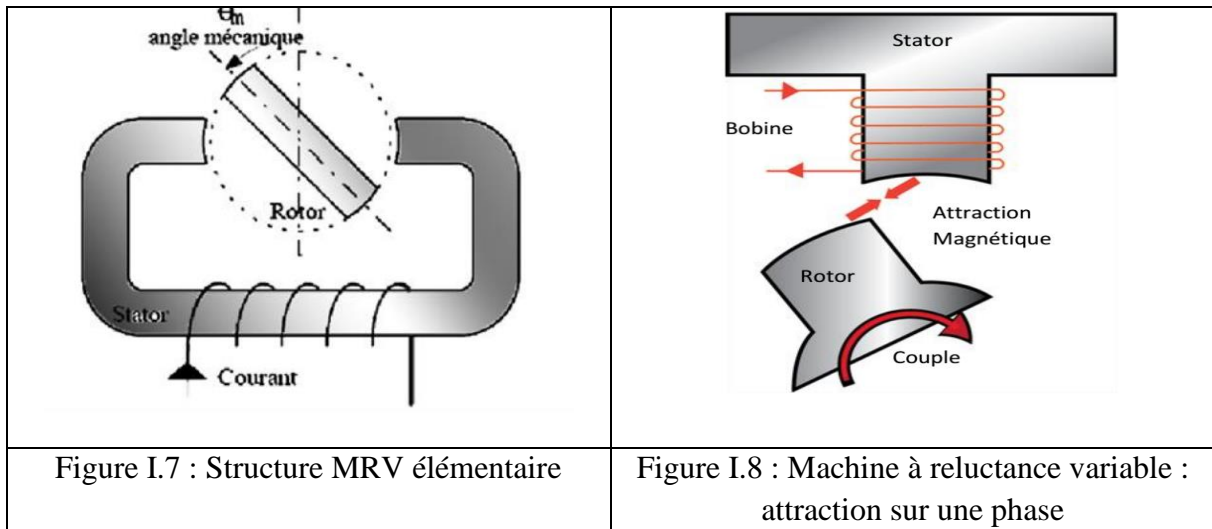


La MRV de la figure (I.5) met en œuvre des aimants surfaciques et exploite l'effet vernier pour une alimentation sinusoïdale. Le grand nombre de dents de la machine à « plots aimantés » de la figure (I.6) rend cette structure intéressante pour les forts couples [21].

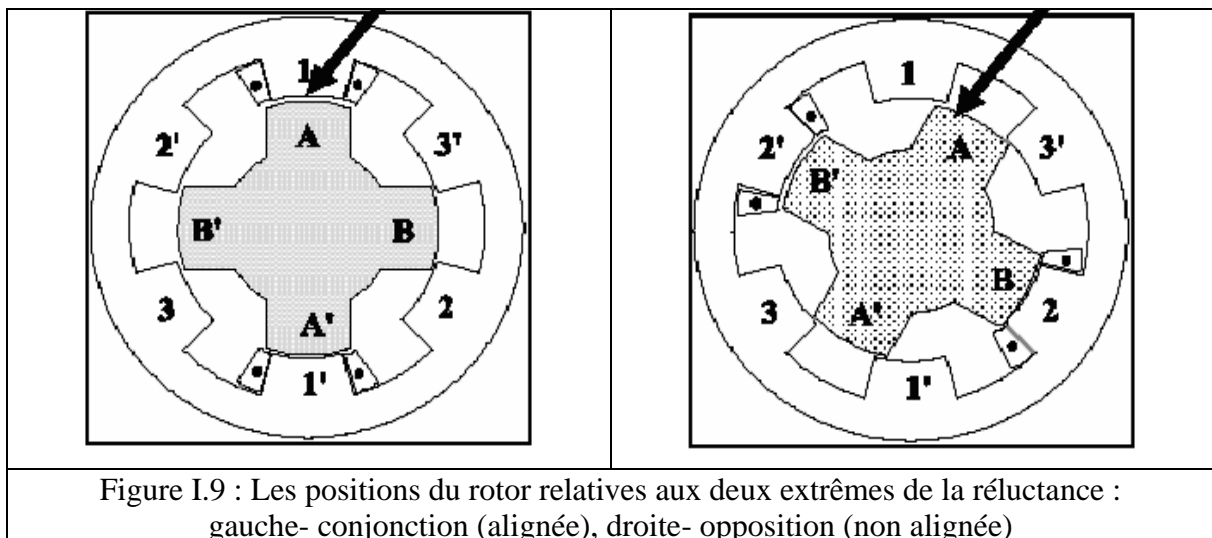


I.4 Principe de fonctionnement

Le principe de fonctionnement d'une machine à réluctance variable à double saillance étudiée (cylindrique, vernier à grosses dents...), est celui d'un électro-aimant (figure I.7) : Le couple est produit par la tendance du rotor de se positionner de façon que la réluctance entre une dent stator et une dent rotorique soit minimum. En effet, lorsque deux pôles opposés du stator sont excités, deux pôles du rotor s'alignent avec eux, mais un autre ensemble de pôles est 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 du stator, le rotor tourne. Ainsi, deux positions particulières peuvent être distinguées.



- **La position de conjonction** (position d'alignement) : dans cette position les axes des dents statoriques et rotoriques sont alignés, d'où l'inductance de la phase alimentée est maximale L_a (position de réluctance minimale), figure(I.9) gauche. C'est à cette position qu'aura lieu l'extinction de la tension.
- **La position d'opposition** (position de non alignement): les dents statoriques de la phase alimentée sont face des creux rotoriques, d'où l'inductance est minimale L_u (réluctance maximale), figure(I.9) droite. C'est à partir de cette position que la phase est généralement excitée (la position de référence 0°).



Ces angles de commutations peuvent être plus ou moins décalés selon l'application.

I.5 Circuit équivalent et équations électromagnétiques

En alimentant une phase de la MRV entre la position d'opposition et de conjonction, le rotor se précipite vers la position de conjonction pour faciliter le passage du flux, ce flux

$\phi(\theta, i)$ varie d'une manière cyclique avec la position θ du rotor et avec le courant d'alimentation. Les hypothèses posées pour simplifier les calculs sont :

- Le flux est proportionnel au courant.
- La perméabilité du fer est très grande.
- L'entrefer est très petit devant la profondeur d'encoche.
- Le flux traversant l'entrefer est radial.
- Le couplage entre les phases est nul (la matrice de l'inductance est diagonale).

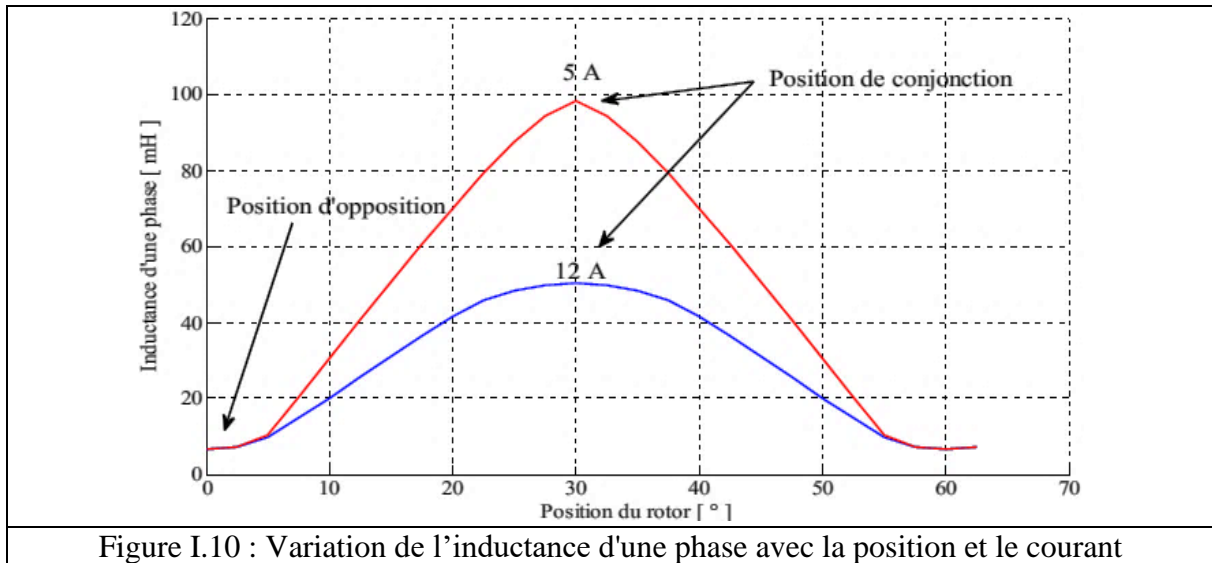


Figure I.10 : Variation de l'inductance d'une phase avec la position et le courant

La forme de l'inductance d'une phase est donnée dans la figure I.10. Le circuit équivalent d'une phase d'une machine MRVDS, qui relie la tension d'alimentation V appliquée sur la phase avec le flux produit ϕ est illustré dans la figure I.11.

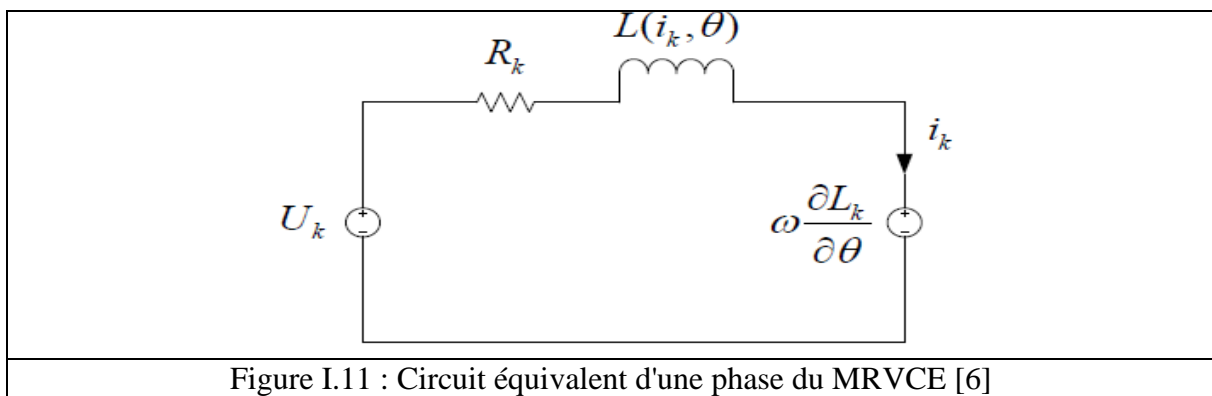


Figure I.11 : Circuit équivalent d'une phase du MRVCE [6]

L'équation électrique par phase statorique s'exprime par :

$$V_k = R_{sk} i_k + \frac{d\phi_k(\theta, i_k)}{dt} \quad (I.1)$$

Pour une MRVDS à n phases le flux total dans une phase k s'exprime par :

$$\phi_k = L_k i_k + \sum_{j=1, k \neq j}^n M_{kj} i_j \quad (I.2)$$

Où M_{kj} est l'inductance mutuelle entre la phase k et la phase j :

$$M_{ij} = \frac{\partial \phi(\theta, i_k, i_j)}{\partial i_j} \quad (I.3)$$

En négligeant les inductances mutuelles selon l'hypothèse n°5, le flux de phase peut être désignée comme le produit de l'inductance de phase et du courant de phase. Il s'exprime par :

$$\phi_k(\theta, i_k) = L(\theta, i_k) i_k \quad (I.4)$$

Puisque le flux ϕ étant fonction du courant et de la position relative du rotor θ :

$$V = R_{s_k} i_k + \frac{\partial \phi_k}{\partial i_k} \frac{\partial i_k}{\partial t} + \frac{\partial \phi_k}{\partial \theta} \frac{\partial \theta}{\partial t} = R_{s_k} i_k + \left(L_k + i_k \frac{\partial L_k}{\partial i_k} \right) \frac{\partial i_k}{\partial t} + i_k \omega \frac{\partial L_k}{\partial \theta} \quad (I.5)$$

Où ω est la vitesse de rotation en rad /sec. Le premier élément de l'équation (I.5) de droite est la chute de tension de la résistance de la kième phase ; le deuxième élément est la chute de tension sur l'enroulement de phase ; le troisième élément est le retour EMF de la machine MRV. Dans le cas d'un moteur avec n phases, les tensions des autres phases sont obtenues d'une manière similaire.

I.6 Conversion d'énergie : Energie, Co-énergie

À cause de la variation des inductances et de la tension magnétomotrice avec θ et i , les méthodes classiques qu'utilisent le circuit équivalent pour calculer les performances du moteur ne peuvent pas être employées. Ainsi, le couple électromagnétique se calcule à travers la variation de la Co-énergie dans un circuit magnétique [25-26].

Pendant une durée infinitésimale dt, la variation d'énergie injectée dans le système est donnée par : $dW_e = u \cdot i \cdot dt$ et la variation de l'énergie mécanique est $dW_{mec} = C d\theta$. Pendant cette même durée, les pertes sont $dW_j = R \cdot i^2 \cdot dt$ (pertes irréversibles par effet Joule). En admettant le principe de la conservation d'énergie (1^{er} principe de la thermodynamique) adapté aux moteurs électriques, Le bilan d'énergie s'écrit :

$$dW_m = dW_e - dW_{pj} - dW_{mec} \quad (I.9)$$

Où dW_{pj} : variation d'énergie des pertes dans les résistances. dW_e : variation d'énergie électrique, dW_{mec} : variation d'énergie mécanique.

L'énergie magnétique est une fonction d'état qui dépend de deux variables d'état, ϕ et θ : $W_m(\phi, \theta)$. Ses dérivées partielles vérifient[26] :

➤ Dérivée effectuée à position constante

$$\frac{\partial W_m(\Phi, \theta)}{\partial \Phi} \Big|_{\theta = \text{cte}} = i \quad (\text{I.7})$$

Cette dérivée permet de calculer l'énergie magnétique par l'intégrale montrée ci-dessous, prise pour une position θ donnée (voir figure I.12) :

$$W_m = \int_0^\Phi i(\Phi, \theta) d\Phi \quad (\text{I.8})$$

➤ Dérivée effectuée à flux constant :

$$\frac{\partial W_m(\Phi, \theta)}{\partial \theta} \Big|_{\Phi = \text{cte}} = -F \quad (\text{I.9})$$

F est la première expression de la force. En pratique, la détermination de W_m n'est pas facile. En effet, il est fréquent que l'on écrive les variables magnétiques, comme le flux, en fonction des courants et l'on souhaite que le courant soit variable d'état (et non le flux). On manipule l'intégrale qui définit W_m (intégration par parties), ce qui est équivalent à une « transformation de Legendre », comme il est classique en thermodynamique. On obtient alors :

$$W_m = i\Phi - \int_0^i \Phi(i', \theta) di' \quad (\text{I.10})$$

$$\text{On définit la co-énergie magnétique par la quantité: } W_{com} = \int_0^i \Phi(i', \theta) di' \quad (\text{I.11})$$

Puisque $W_m + W_{com} = i \cdot \Phi$, on peut écrire :

$$dW_{com} = d(i \cdot \Phi) - dW_m = \Phi \cdot di + F \cdot d\theta \quad (\text{I.12})$$

W_{com} est une fonction d'état qui dépend de deux variables d'état i et θ . Ses dérivées partielles vérifient :

➤ Dérivée à position constant :

$$\frac{\partial W_{co}(i, \theta)}{\partial i} \Big|_{\theta = \text{cte}} = \Phi \quad (\text{I.13.a})$$

➤ Dérivée à courant constant :

$$\frac{\partial W_{co}(i, \theta)}{\partial \theta} \Big|_{i = \text{cte}} = F \quad (\text{I.13.b})$$

Le choix de l'énergie $W_{em} = \int H dB$ ou de la Co-énergie $\int B dH$ dépend de la description initiale du système et du résultat désiré; en général on choisit la Co- énergie puisque le courant est plus accessible que le flux.

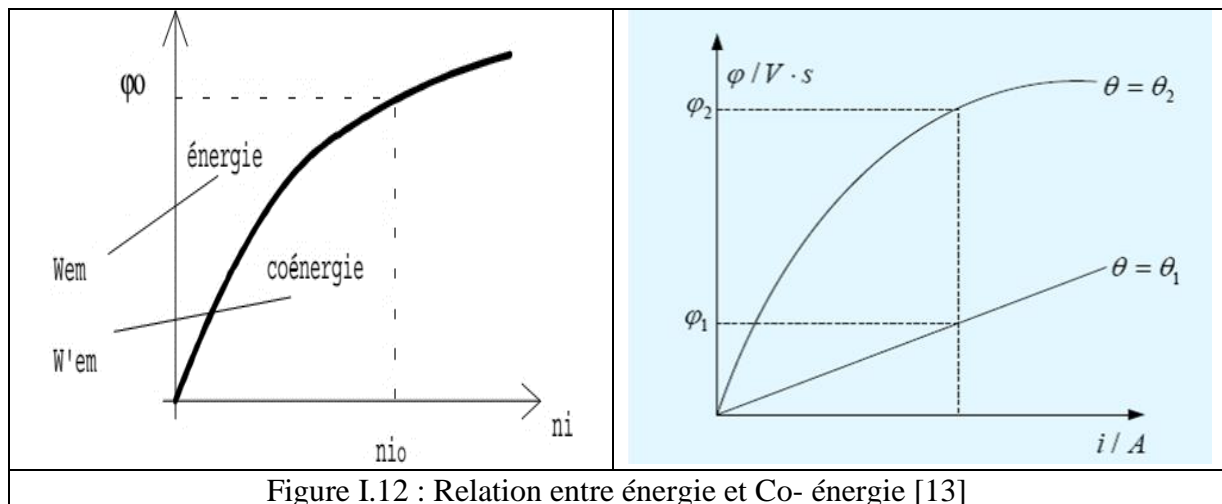


Figure I.12 : Relation entre énergie et Co- énergie [13]

I.7 Equation du couple

Les courbes flux-courant pour la position non alignée et alignée sont tracées comme le montre la figure (I.12), $\theta = \theta_1$ représente la position non alignée et $\theta = \theta_2$ représente la position alignée. En raison de la propriété de saturation magnétique en position alignée, la courbe pour θ_2 est non linéaire. Alors que la caractéristique de la position non alignée est presque linéaire. L'énergie des enroulements est notée dans (I.8), puis la coénergie peut s'écrire :

$$W_{com} = \int_0^i \Phi \cdot di = \int_0^i L(\theta, i) \cdot i \cdot di \quad (I.14)$$

Le couple produit par MRV est un changement incrémentiel de coénergie avec la position du rotor [26] :

$$C_e = \frac{\partial W_{com}(\theta, i)}{\partial \theta} \quad (I.15)$$

En combinant (1.6) et (1.7), le couple peut être réécrit comme :

$$C_e(i, \theta) = \int_0^i \frac{\partial \Phi(i, \theta)}{\partial \theta} \cdot di = \int_0^i \frac{\partial L(i, \theta)}{\partial \theta} i di \quad (I.16)$$

I.8 Modèle linéaire et non linéaire de la MRV

I.8.1 Modèle linéaire de MRV

La forme linéaire idéalisée de l'inductance propre d'une phase en fonction de la position rotorique est présentée sur la figure I.12.

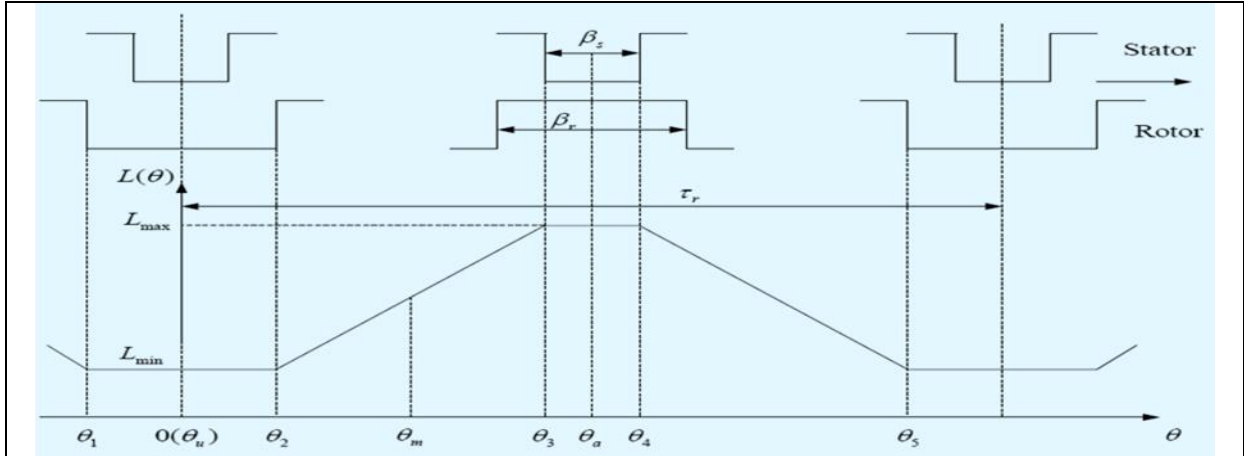


Figure I.13. Cycle idéalisé de l'inductance montrant la variation de l'inductance de phase avec la position du rotor [27]

- β_s et β_r sont respectivement l'arc polaire statorique et l'arc polaire rotorique
- τ_r est le pas polaire rotorique, $\tau_r = 2\pi/N_r$, où N_r est le nombre de pôles rotoriques

Zone1: $\theta_1 \rightarrow \theta_2$: $\theta_2 = (\tau_r - \beta_s - \beta_r)/2$ (I.17)

Cette zone est nommée la position non alignée, le stator et le rotor ne se chevauchent pas, de sorte que l'inductance se maintient à la valeur minimale L_{\min} et il n'y a pas de production de couple.

Zone2: $\theta_2 \rightarrow \theta_3$: $\theta_3 = \theta_2 + \beta_s = (\tau_r + \beta_s - \beta_r)/2$ (I.18)

Dans cette zone, le stator et le rotor commencent à se chevaucher, l'inductance de phase croît linéairement avec la position du rotor. L'inductance incrémentale sur la position du rotor est positive dans cette région, de sorte qu'un couple positif peut être produit lors de l'application d'un courant aux enroulements. Il est à noter que la polarité du courant n'a aucune influence sur la polarité du couple.

Zone3: $\theta_3 \rightarrow \theta_4$: $\theta_4 = \theta_3 + \beta_r - \beta_s = (\tau_r - \beta_s + \beta_r)/2$ (I.19)

Cette zone est nommée la position alignée, le stator et le rotor sont entièrement superposés, de sorte que l'inductance de phase se maintient à la valeur maximale L_{\max} . Puisqu'il n'y a pas de changement d'inductance de phase, le couple ne peut pas être produit.

Zone4: $\theta_4 \rightarrow \theta_5$: $\theta_5 = \theta_4 + \beta_s = (\tau_r + \beta_s + \beta_r)/2$ (I.20)

Contrairement à la zone 2, ici le stator et le rotor commencent à réduire la zone de chevauchement à partir de θ_4 de sorte que l'inductance de phase diminue linéairement avec la position du rotor. L'inductance incrémentale sur la position du rotor est négative, le couple produit est donc également négatif lorsqu'on applique un courant dans les enroulements. Ensuite, la relation entre la position du rotor et l'inductance de phase commence à répéter les zones ci-dessus.

Pour la machine MRV, le modèle linéaire de l'auto-inductance de phase peut être décrit par les équations suivantes :

$$L(\theta) = \begin{cases} L_{min} & \text{pour } \theta \leq \theta < \theta_2 \\ K(\theta - \theta_2) + L_{min} & \text{pour } \theta_2 \leq \theta < \theta_3 \\ L_{max} & \text{pour } \theta_3 \leq \theta < \theta_4 \\ L_{max} - K(\theta - \theta_4) + L_{min} & \text{pour } \theta_4 \leq \theta < \theta_5 \end{cases} \quad (I.21)$$

$$\text{Où : } K = \frac{L_{max} - L_{min}}{\theta_3 - \theta_2} = (L_{max} - L_{min}) / \beta_s \quad (I.22)$$

Selon la transformation en série de Fourier, l'auto-inductance (self inductance) du stator actif peut être représentée par trois termes dont les coefficients dépendent du courant donné par [27] :

$$L(i, \theta) = L_0(i) + L_1(i) \cos(N_r \theta) + L_2(i) \cos(2N_r \theta) \quad (I.23)$$

$$\begin{cases} L_0 = \frac{1}{2} \left[\frac{1}{2} (L_a + L_u) + L_m \right] \\ L_1 = \frac{1}{2} (L_a + L_u) \\ L_2 = \frac{1}{2} \left[\frac{1}{2} (L_a + L_u) - L_m \right] \end{cases} \quad (I.24)$$

Où N_r est le nombre de pôle rotorique et, L_a , L_u , L_m , sont respectivement l'inductance en position alignée, l'inductance en position non alignée et l'inductance à mi-chemin entre la position alignée et non alignée.

Ces trois inductances peuvent être exprimées en fonction du courant de phase dans les points suivants.

$$\begin{cases} L_u = L(\theta = 0) \\ L_m = L\left(\theta = \frac{\pi}{2N_r}\right) = \sum_{n=0}^j b_n \cdot i^n \\ L_a = L\left(\theta = \frac{\pi}{N_r}\right) = \sum_{n=0}^j a_n \cdot i^n \end{cases} \quad (I.25)$$

Où j est le degré d'approximation et les coefficients a_n et b_n sont déterminés par la méthode d'ajustement de courbe. L'inductance en position non alignée est supposée être indépendante du courant. Pour développer le modèle d'auto-inductance, les mesures d'inductance de L_a , L_u et L_m sont nécessaires. Par conséquent, en obtenant les données d'analyse par éléments finis à trois positions de rotor différentes, le modèle d'auto-inductance de SRM est dérivé.

I.8.2 Modèle non linéaire de MRV

En considérant la non-linéarité causée par la saturation élevée du flux, un modèle plus précis doit être mis en place pour obtenir un contrôle plus précis. Par conséquent, un modèle non linéaire doit être étudié [27]. Il existe plusieurs façons de configurer le modèle non linéaire, notamment la méthode des éléments finis, le réseau neuronal artificiel et la méthode analytique. Les équations différentielles d'espace d'états du SRM sont présentées dans les équations suivantes.

$$\frac{d\phi}{dt} = V_n(t) - i_n(t) \cdot R_{sn} \quad (I.26) \quad \frac{d\theta}{dt} = \omega(t) \quad (I.27)$$

$$\frac{d\omega}{dt} = -\frac{ff}{J} \omega(t) + \frac{1}{J} \sum_{n=1}^{Nph} C_n(\theta, \lambda_n) - \frac{1}{J} C_r(t) \quad (I.28)$$

Où θ et ω sont respectivement la position et la vitesse du rotor, C_n est le couple de chaque phase, C_r est le couple de charge, Nph est le nombre de phase du stator.

Un modèle de liaison de flux est proposé par [20] :

$$\phi_j = \phi_{sat} (1 - e^{-i_j f_j(\theta)}), \quad j = 1, 2, \dots, m \quad (I.29)$$

$$f_j(\theta) = a + \sum_{n=1}^{\infty} \left[b_n \cos \left(n N_r \theta - \frac{(j-1)2\pi}{m} \right) + c_n \sin \left(n N_r \theta - \frac{(j-1)2\pi}{m} \right) \right] \quad (I.30)$$

Où ϕ_{sat} est le flux saturé, i_j est le courant de la phase j, et $f_j(\theta)$ peut être exprimée par une expansion en série de Fourier positive.

A partir de (1.7) et (1.8), le couple instantané de la phase j peut être donné par :

$$C_j(\theta, i_j) = \frac{\phi_{sat}}{f_j^2(\theta)} \frac{df_j(\theta)}{d\theta} \left[1 - \left(1 + i_j \cdot f_j(\theta) \right) \cdot e^{-i_j \cdot f_j(\theta)} \right] \quad (I.31)$$

Puisque la valeur entre crochets dans (1.19) est comprise entre 0 et 1, le signe du crochet est positif. Alors le signe du couple est déterminé par le signe de $df_j(\theta)/d\theta$. À l'exception du couple de charge, tous les termes non linéaires peuvent être modélisés avec précision avec les équations (1.29) à (1.30), et ce modèle présente des avantages tels que de faibles efforts de calcul et une vitesse de fonctionnement rapide. L'établissement d'une table en 3D est un autre moyen efficace de configurer un modèle non linéaire. Puisque le flux et le couple sont tous liés au courant de phase et à la position du rotor, les données de la caractéristique $\phi(i, \theta)$ et $C(i, \theta)$ peuvent être obtenues à partir de la FEA et de l'expérience, puis stockés sous des formes tabulaires. Cette modélisation est très populaire parmi les systèmes de contrôle MRV en raison de sa simplicité. Plus de données sont conservées dans des look up tables, plus le modèle sera précis.

I.9 Paramètres caractérisant les MRVDS.

Le MRVDS sont caractérisés par plusieurs paramètres qui déterminent la durée de commutation et le sens de rotation.

I.9.1. Le pas incrémental.

Le pas incrémental du MRV est défini par l'angle entre la position de conjonction et celle d'opposition. C'est une grandeur très importante pour déterminer les durées d'alimentations des bobines et les périodes de commutation des composants du circuit d'alimentation [27-28].

On désigne le pas polaire statorique tel que: $\alpha_s = \frac{2\pi}{N_s}$ (I.32)

, et le pas polaire rotorique par : $\alpha_r = \frac{2\pi}{N_r}$ (I.33)

Pour une machine symétrique, le déplacement angulaire entre deux commutations sera égal à la différence entre α_s et α_r , d'où l'expression du pas incrémental suivante:

$$\alpha_p = |\alpha_s - \alpha_r| \quad (I.34)$$

Pour MRV6/4, $\alpha_s=60^\circ$, $\alpha_r=90^\circ$ et le pas polaire $\alpha_p=30^\circ$. Chaque bobine sera donc excitée pendant une période de 30° .

I.9.2. Le sens de rotation.

Le sens de rotation du rotor du MRV dépend du nombre de pôles statoriques N_s et N_r . Le sens de rotation du rotor est identique au sens de l'alimentation des bobines statoriques :

➤ Si -- $N_s < N_r$ ou $\alpha_s > \alpha_r$ alors $\alpha_p = \alpha_s - \alpha_r$ (I.35)

➤ Si -- $N_s > N_r$ ou $\alpha_s < \alpha_r$ alors $\alpha_p = \alpha_r - \alpha_s$ (I.36)

Le sens de rotation du rotor est alors opposé à celui de l'alimentation des bobines statorique avec $\alpha_r = q * \alpha_p$. Dans une MRV6/4, le sens de rotation est donc contraire au sens d'alimentation des phases et le nombre de pas par tour s'exprime comme suit :

$$N_p = \frac{2\pi}{\alpha_p} \quad (I.38)$$

Donc, pour que le rotor fasse un tour complet, il faut alimenter les 3 phases 12 fois ; c'est un MRV 6/4 à 3 phases et 12 pas[15],[25],[30].

I.9.3 Condition d'alimentation d'une bobine

Dans MRVDS, il est judicieux d'alimenter les bobines statoriques au moment où la dent rotorique est la plus éloignée, delà la position d'opposition telle que la position 0° est la plus adaptée pour l'alimentation. Pour une commutation dite améliorée, les séquences d'alimentation sont illustrées dans la figure I.13.

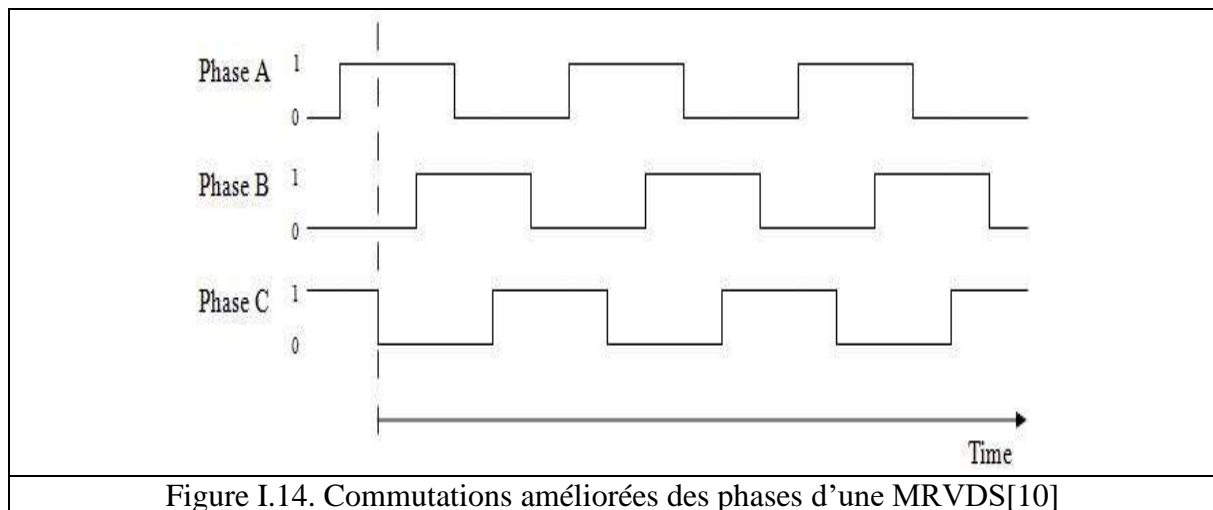
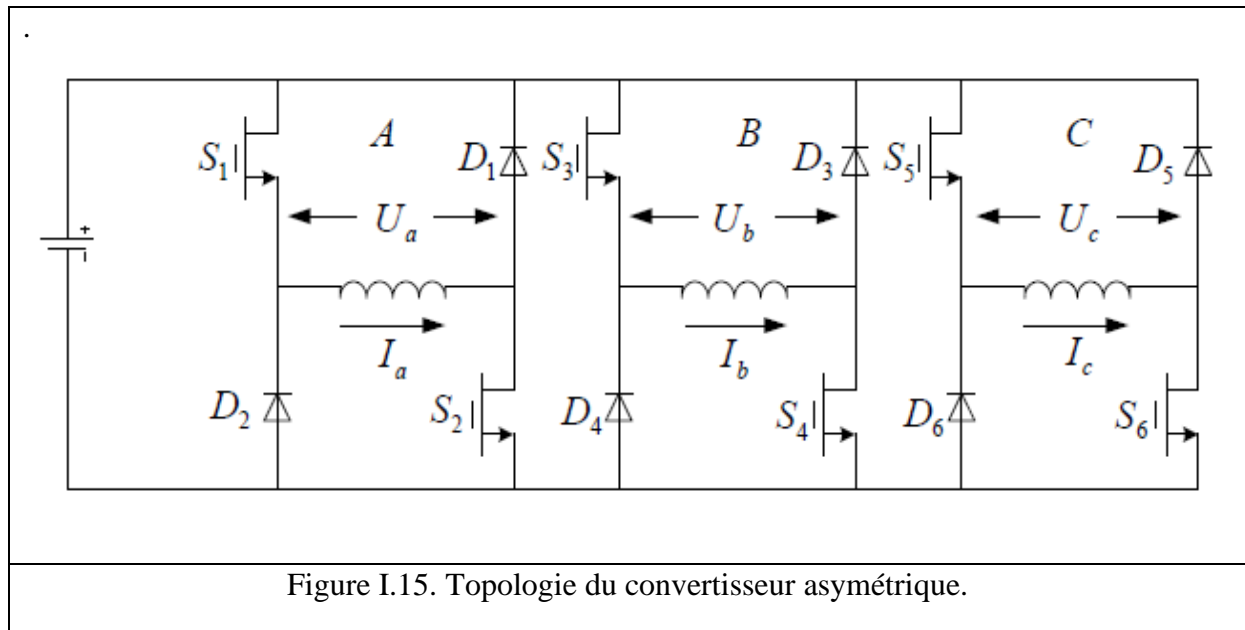


Figure I.14. Commutations améliorées des phases d'une MRVDS[10]

Le couple total délivré dans ce cas ne s'annule pas puisque chaque bobine est alimentée avant l'extinction de la bobine qui la précède, ce qui réduit considérablement les inconvénients liés à l'ondulation du couple.

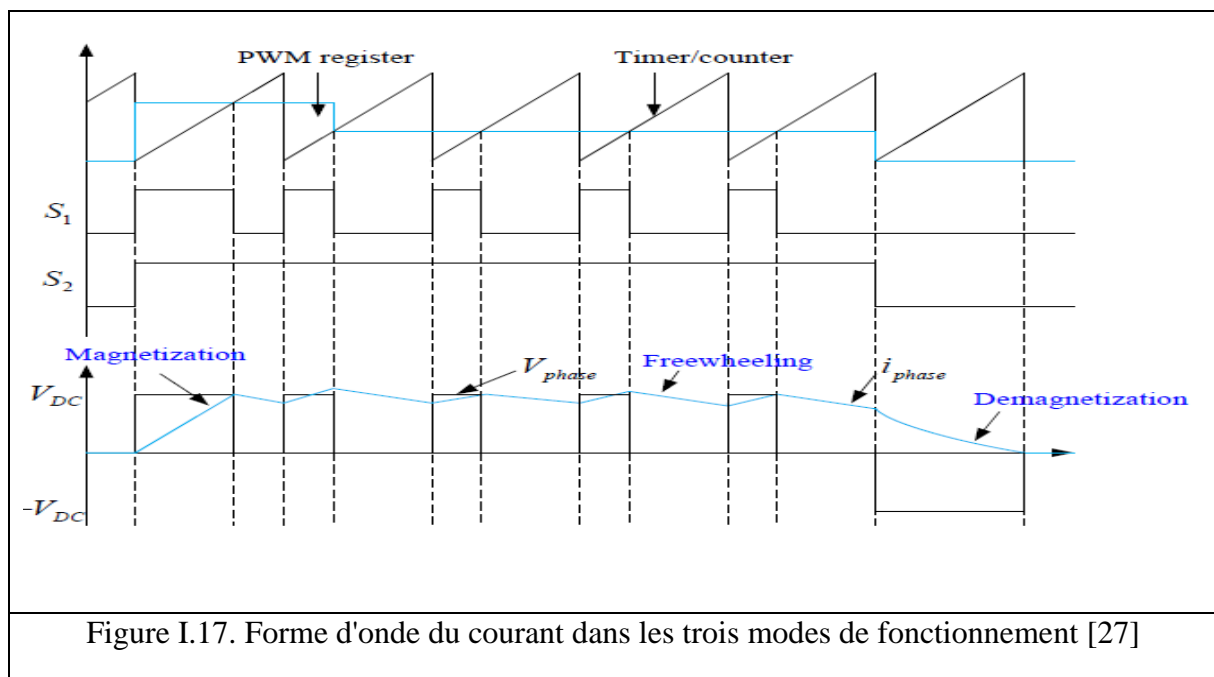
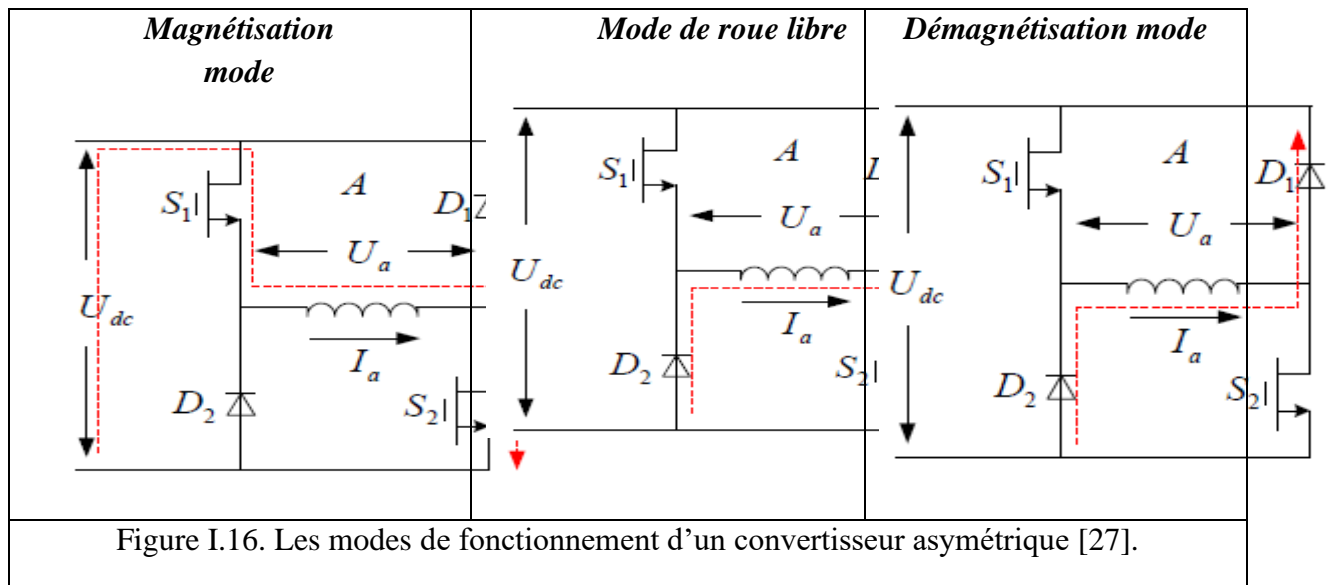
I.10 Le convertisseur électronique

Le type de convertisseur alimentant le MRV dépend de la géométrie du moteur, du nombre de phases et des spécifications de l'application. Les MRV sont également dotés de capteurs de position permettant de détecter la position du rotor pour synchroniser les séquences d'alimentations des phases. Des convertisseurs unipolaires peuvent être utilisés pour alimenter les phases. Ces convertisseurs comprennent en général moins d'interrupteurs que ceux utilisés pour alimenter les machines à courant alternatif classiques. En général, une topologie de convertisseur idéale doit avoir des caractéristiques telles qu'une efficacité plus élevée, un temps d'excitation plus rapide, une démagnétisation rapide, une puissance élevée et une tolérance aux pannes. Il existe plusieurs types de topologie de convertisseur avec un nombre différent de commutateurs. Par exemple, la topologie de convertisseur à pont complet a quatre commutateurs pour chaque phase. La topologie de convertisseur de pont asymétrique a deux commutateurs pour chaque phase. La topologie du convertisseur R-dump a un commutateur pour chaque phase. Le convertisseur C-dump a un interrupteur pour chaque phase plus un interrupteur supplémentaire pour toutes les phases. Bien que les topologies mentionnées soient généralement appliquées à différentes applications, la topologie de pont asymétrique est la plus populaire et largement utilisée.



Comme le montre la figure 1.15, la topologie du convertisseur asymétrique utilise deux commutateurs et deux diodes par phase. Le problème de court-circuit est éliminé en utilisant ce convertisseur. Et chaque phase est indépendante des autres phases. Il existe trois modes de fonctionnement de cette topologie de convertisseur, qui sont définis : le mode de magnétisation, le mode de roue libre et le mode de démagnétisation. Comme le montre la figure 1.15, la direction actuelle de trois modes est indiquée par la flèche rouge. En activant les interrupteurs S1 et S2, la phase A est excitée par la source de tension et le courant de phase commence à augmenter. Ce processus s'appelle la magnétisation. En désactivant seulement S1 tout en maintenant S2, la diode D2 est conduite et l'alimentation en tension est coupée. Ce processus est appelé roue libre et le courant diminuera lentement pendant cette période. Lorsque les deux les commutateurs S1 et S2 sont fermés, les diodes D1 et D2 sont conduites et la tension négative est appliquée sur l'enroulement de phase. Ce processus s'appelle la démagnétisation. Le courant de phase chutera considérablement sous la tension de démagnétisation [27-29]. La forme d'onde actuelle est illustrée à la Fig. 1.16.

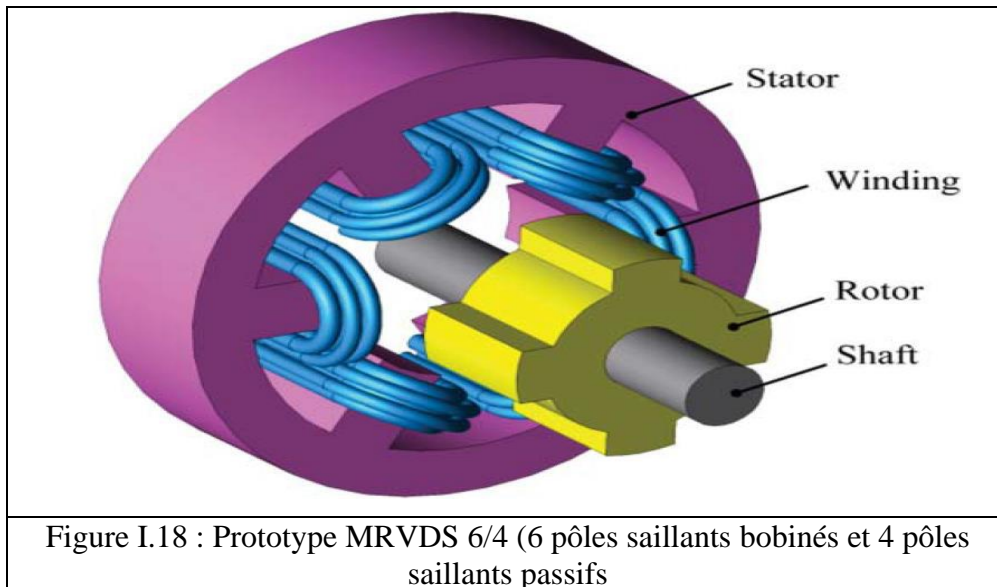
Selon ce qui est mentionné ci-dessous, cette topologie a un avantage dominant de la flexibilité de contrôle par rapport aux autres, et plus appropriée pour un système d'entraînement MRV avec une puissance élevée, une tension élevée et moins de phases.



I.11 Description du moteur MRV 6/4 étudié

Le moteur MRV 6/4 auquel nous nous intéressons est illustré dans la figure suivante. La structure du moteur MRV6/4 est composée d'un stator constitué d'un empilage de tôles présentant des pôles saillants, ces dernières comportent un bobinage concentrique diamétralement opposé et polyphasé, générant un champ magnétique pulsé dans l'entrefer. Ce type d'enroulement permet d'avoir un bon coefficient de bobinage (entre 0.6 et 0.8 par

rapport à 0.4 pour les enroulements classiques). Les enroulements diamétralement opposés sont reliés pour former une phase du moteur.



Le rotor est constitué lui aussi d'un simple empilage de tôles dentées sans aucun conducteur ni aimant. Le moteur MRV6/4 est définis par les nombres respectifs de pôles statoriques et rotoriques ($N_s=6$ et $N_r=4$). Chaque phase comprend p pôles saillants (ici $p = 2$) constituant des électroaimants qui attirent simultanément p pôles rotoriques. Le nombre q de phases est donc égal à $(N_s/2)$. Le fonctionnement d'un tel moteur doit être autopiloté, les courants doivent en effet être injectés relativement à la position du rotor. Pour que le rotor décrive un tour complet, il faut quatre cycles de fonctionnement par phase, d'où la période du courant à injecter, exprimé en radian, égale à $\pi/2$. En générale, la période du courant de phase est :

$$T = 2\pi/Nr.$$

Il existe deux topologies de machine MRVDS de base : topologie triphasée 6/4 et topologie 4 phases 8/6. La première topologie présente des avantages de faible coût et de meilleures performances à haute vitesse, tandis que la dernière topologie a une ondulation de couple et un bruit acoustique inférieurs à la première. Le tableau I.1 décrit certaines topologies de conception du moteur, y compris le nombre de pole du stator N_s , le nombre de pole du rotor N_r , l'angle de pas θ pas et le nombre de phase de fonctionnement q .

m	3					4		5			6
N_s	6	6	12	18	24	8	16	10	10	10	12
N_r	4	8	8	12	16	6	12	4	6	8	10
$\theta_{step}/(^{\circ})$	30	15	15	10	7.5	15	7.5	20	12	9	6
q	1	1	2	3	4	1	2	1	1	1	1

Tableau I.1 : Différentes Combinaisons des pôles stator, rotor, nombre de phase et θ_{step} dans MRVDS [27]

Chacune des phases est connectée à la source à travers un demi-pont asymétrique (figure I.24). Les courants dans les phases du moteur sont commutés en fonction de la position du rotor (auto-commutation) pour profiter de la variation de l'inductance entre la position alignée et non-alignée des dents rotoriques par rapport aux dents statoriques. Ce mode d'alimentation-commande entraîne la nécessité d'une partie électronique de contrôle spéciale pour gérer le fonctionnement de l'onduleur et la détection précise de la position du rotor.

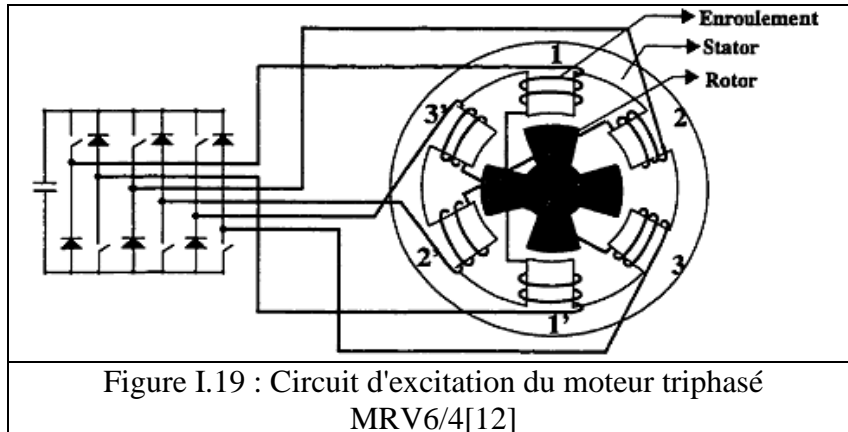


Figure I.19 : Circuit d'excitation du moteur triphasé MRV6/4[12]

I.12 Avantages et inconvénients du moteur MRV

Par rapport aux machines classiques AC et DC, les MRV présentent des avantages et des inconvénients que nous allons détailler dans le tableau ci-dessous. :

Avantages du MRV	Inconvénients du MRV
<ul style="list-style-type: none"> Structure rotorique simple, robuste, sans bobinages ou aimants permanents et les enroulements statoriques sont concentriques ce 	<ul style="list-style-type: none"> La nécessité de la commutation électronique Relation non linéaire entre le courant et le couple : Ses caractéristiques magnétiques non linéaires

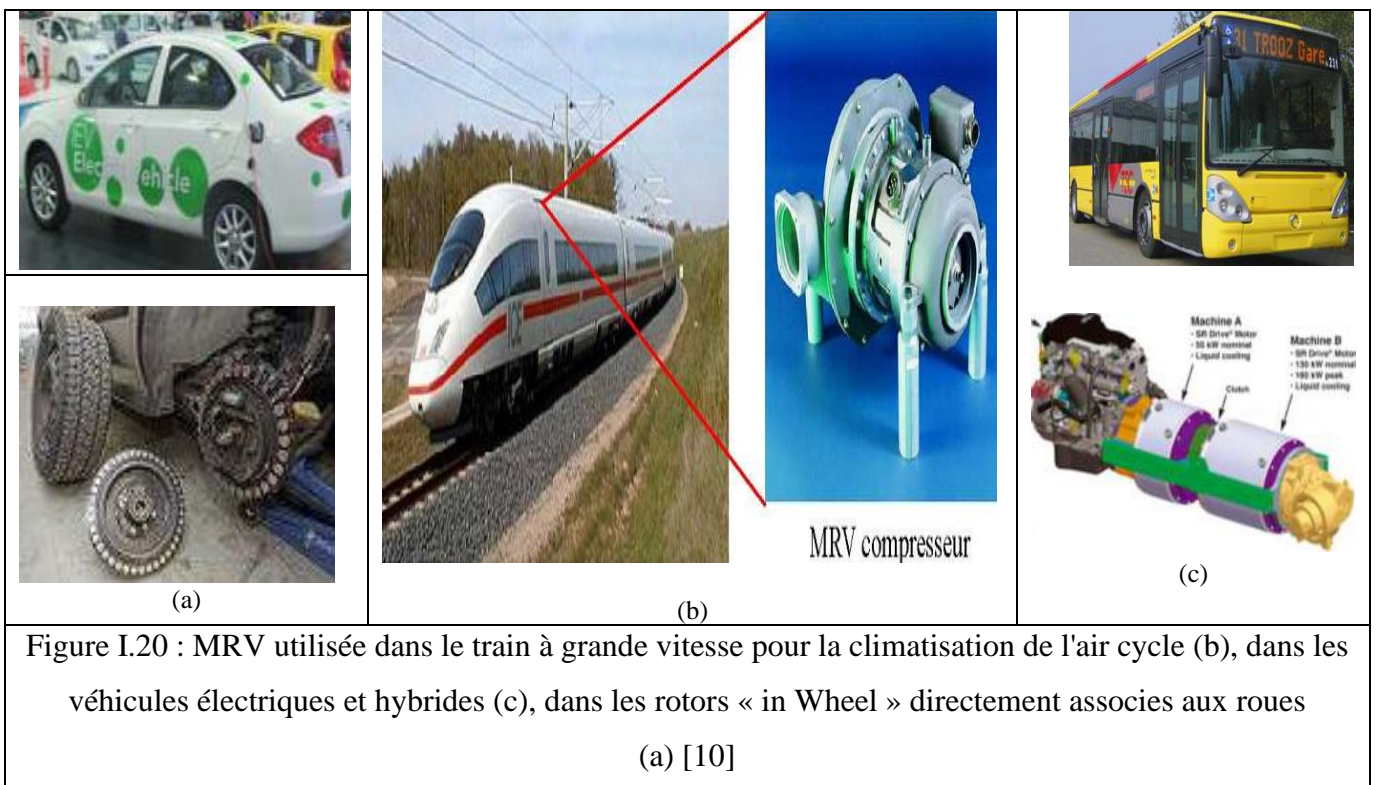
<p>qui réduit le cout de fabrication, des matériaux et de maintenance.</p> <ul style="list-style-type: none"> • Le moment d’inertie d’une MRV est faible, typiquement la moitié de celui d’une machine asynchrone. Ce qui permet une accélération élevée. • Pertes essentiellement concentrées au stator donc refroidissement aisé. Il supporte des températures élevées par rapport à d’autres moteurs de même puissance. • Les possibilités de travail en ambiances extrêmes (haute et basse température ambiante, humide, poussiéreux, etc.) grâce à l’absence d’aimants et de collecteur. • Son rendement est constant et maintenu sur une très large plage de vitesse. • La robustesse et la sûreté de fonctionnement (aussi bien de la machine que de son convertisseur statique • La MRV exigent seulement un commutateur par enroulement de phase, contrairement à la majorité des moteurs à courant alternatif qui exigent au moins deux commutateurs par phase. L’ouverture ou le court-circuit d’une phase influe peu sur les autres phases. Ainsi, la fiabilité d’une MRV est élevée. • Peu encombrant, il est conçu pour s’adapter à l’espace disponible. • Sa configuration se prête à un emploi en tant que moteur, que générateur. • Une durée de vie très longue avec une performance très fiable 	<p>complicent son analyse et son contrôle. Un compromis entre la conception du moteur et le contrôle donnerait probablement de meilleurs résultats globaux [51].</p> <ul style="list-style-type: none"> • Sa structure dentée, cause d’ondulations (oscillations) de couple et de bruits, surtout à vitesse élevée. • L’existence de trois paramètres de contrôle pour la MRV (θ_{on}, θ_{off} et la tension hachée) alors que pour d’autres moteurs ne nécessitent qu’un seul ou deux paramètres (Le Macc est commandé par la tension hachée et les moteurs alternatifs (moteur à induction, moteur synchrone à aimant permanent) sont contrôlés par la relation de la tension sur la fréquence V/f (cas d’un contrôle scalaire). • Les forces radiales varient du maximum au minimum selon la position du rotor ce qui produit des excentricités mécaniques. • La nécessité de l’emploi de capteur de position au rotor afin d’alimenter les bobines à des positions précises.
<p>Tableau I.2 Avantages et inconvénients d’un MRVDS</p>	

I.13 Applications critiques des MRV

La simplicité et la robustesse des MRVDS à rotor passif ont leurs permet d’atteindre des vitesses élevées. Ainsi, de multiples applications sont envisagées dans l’électroménager, les

machines-outils, le textile, la construction navale, les accessoires automobiles (éventuellement le moteur de traction de véhicules électriques), l'aéronautique, la conversion d'énergie éolienne à Haute vitesse.

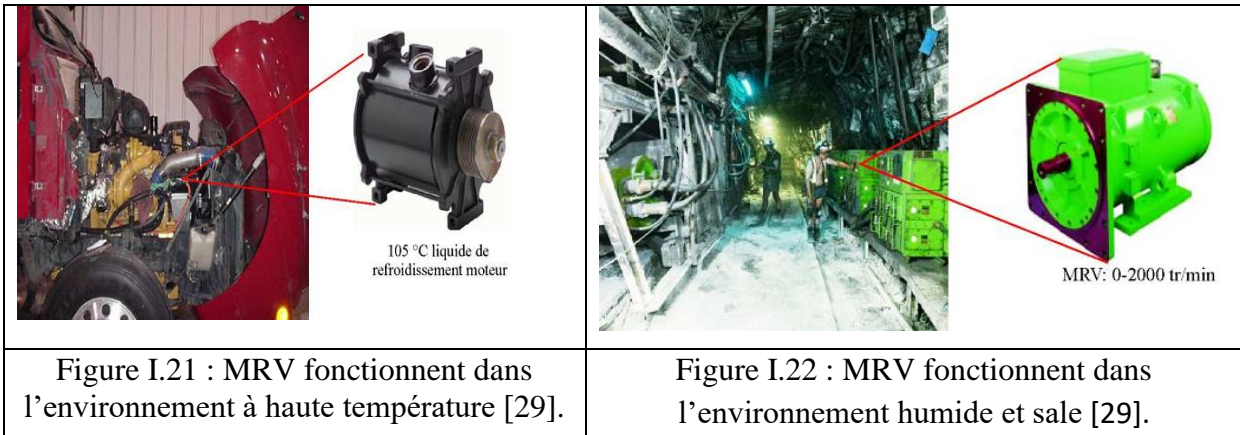
Le premier train à grande vitesse équipé de la MRV est un train allemand ICE3. La MRV est utilisée pour la climatisation de l'air cycle dans le train ICE3 (Inter Cities Express) et les équipements de bord figure I.20.b, pour véhicules électriques et hybrides (figure I.20.c), pour les rotors « in Wheel » directement associés aux roues (figure I.20.a) [10],[21].



c) Environnement extrême (haute température ambiante, humide, sale, etc.)

Une machine ayant 12 dents statoriques et 8 dents rotoriques dont le diamètre externe et la longueur active sont respectivement de 145 mm et de 125 mm et la puissance active de 7,3 kW ; est appliquée à haute température (voir figure I.21).

L'une des applications de la MRV dans les environnements humides et sales, est montrée dans la figure (I.22) La MRV utilisée comme la transporteuse de charbon dans la mine de Selby au Royaume-Uni. La vitesse de la machine varie de 0 à 2000 tr/min et la puissance nominale est de 300 kW.



I.14 Performances comparées des machines électromécaniques

Une comparaison entre machines alternatives types asynchrone (IM), brushless à aimant permanent AP (PMBM) et à réluctance variable (MRV) dans des gammes de puissances et vitesses supérieures à 15 KW et 3500 tr/mn est établie dans le tableau I.1ci-dessous [4],[21] :

Paramètres	IM (asynchrone)	PMBM	MRV
Densité de puissance	Satisfait	Très élevées	Plus bas que PMBM
Contrainte de cisaillement maximale N/m^2	Supérieur à 20 000	Environ 60000	Supérieur à 35 000
Entrefer	Fraction de mm	1 mm ou plus	Fraction de mm
Rendement	Satisfait	Environ 90%	Environ 1% de plus que celle de IM
Facteur de puissance	0.8 à 0.9	Voisin de 1	Switched DC motor
Performance à basse Vitesse	Pauvre	Bien	Couple très élevé
Caractéristique couple-tension	$C_e \propto V^2$	$C_e \propto V$	$C_e \propto V$ à courant max constant
Bruit acoustique dB(A)	Au-dessous de 60	Au-dessous de 65	70 à 80
Ondulation de couple	Inférieur à 5%	Supérieur à 10%	15 à 25%
Facteur capacité de surcharge	1.6 - 3.2	Environ 2	Très élevé
Convertisseur de puissance	Pas nécessaire à Vitesse constante	Nécessaire	Nécessaire
Coût	Moins cher	Plus cher que IM	Moins cher que IM

Tableau I.3 : Performances comparées des machines

I.15 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté un état d'art sur les MRV. Les différentes topologies des machines à reluctance variable à doubles saillances (MRVDS) sont montrées. Ces dernières possèdent des avantages et des inconvénients ainsi que des applications en haute vitesse et en environnement extrême (haute température ambiante, humide, sale, etc.). En utilisant le circuit équivalent du moteur ainsi que le principe de variation de l'énergie et de la co-énergie dans un système électromagnétique, on a présenté le principe et les équations qui gouvernent le fonctionnement de ce type de moteur et la production du couple électromagnétique.

Parmi les structures des MRV existantes, nous nous intéressons au moteur à reluctance variable à double saillance de type 6/4, grâce à ses qualités indéniables en termes d'économie et de robustesse.

CHAPITRE II

MODÉLISATION ET DIMENSIONNEMENT D'UN MRV DE TYPE 6/4

II.1 Introduction

Le dimensionnement d'une machine électrique est une succession d'un grand nombre d'étapes souvent imbriquées et dépendant de plusieurs phénomènes : physiques, mécaniques, thermiques et électromagnétiques. Chaque machine est particulière en fonction des contraintes spécifiques au problème posé. Dans ce chapitre, on essaye d'introduire un modèle analytique qui nous permette de prédimensionner une structure d'un MRV de type 6/4 à partir d'un cahier de charge.

II.2 Cahier de charge

Une machine électrique est dimensionnée pour un cahier des charges bien spécifique qui illustre les paramètres principales du fonctionnement nominal du moteur qui sont: la puissance, la tension, le courant, la vitesse, la fréquence et le facteur de puissance.

D'autres considérations peuvent être rajouté à savoir : les contraintes de l'environnement, les contraintes relatives à l'encombrement exigé et au cout de revient.

Dans notre cas, les données sont : $P=1.5kw$; $V=220v$; $f=50Hz$; $I=12A$; et $N=1500tr/min$.

II.3 Dimensionnement géométrique du MRV

Le dimensionnement d'une structure MRV consiste à déterminer les paramètres géométriques et électriques de la structure retenue. Ces paramètres sont imbriqués et interdépendants d'où il est préférable de les découplés totalement.

La figure II.1 montre les principaux paramètres géométriques à déterminer. A partir du cahier de charge, la valeur du couple délivré par le prototype en Nm est donnée par l'équation [30-31] :

$$C_{eq} = \frac{P_{hp} 745.6}{2\pi \left(\frac{N}{60}\right)} = \frac{P_{kw}}{2\pi \left(\frac{N}{60}\right)} \quad (II.1)$$

II.3.1 Choix du nombre de dents

Pour pouvoir démarrer de n'importe quelle position et dans le sens souhaité, il est nécessaire d'avoir plus de 2 phases et que le PPCM (N_s ; N_r) soit supérieur à N_s et N_r qui ne sont pas multiples entre eux [7-8],[31].

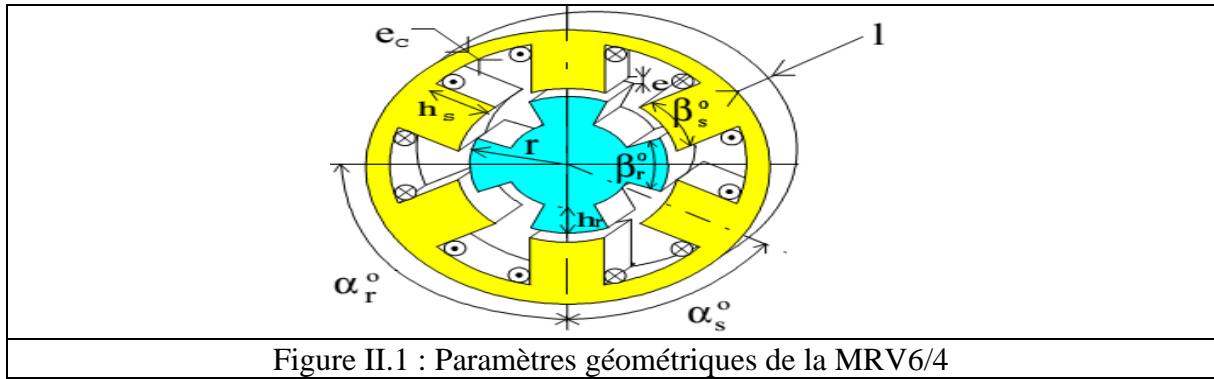


Figure II.1 : Paramètres géométriques de la MRV6/4

Pour assurer une symétrie de perméance autour des positions de conjonction et d'opposition, on doit assurer la condition PPCM ($N_s ; N_r$) = $q \cdot N_r$.

Les nombres de phases fréquemment utilisés sont 3 ou 4 et quelquefois 2 et puisque le nombre de phase élevé est pénalisant vis-à-vis convertisseur d'alimentation, on choisit $q=3$.

La vitesse de rotation est liée à la fréquence d'alimentation par le nombre N_r de dents rotoriques ($f = N_r \Omega / (2\pi)$). Par conséquent un nombre élevé de N_r se traduit par une augmentation des pertes fer dans la machine. Pour toutes ces causes, les structures les plus utilisées sont : 8/6, 6/4, 6/8, 4/2, 6/2 et la structure choisit pour l'étude est une MRV 6/4 triphasé [32].

II.3.2 Choix des paramètres de l'enveloppe

Déduit de la puissance développée par une machine conventionnelle semblable, soit [33] :

$$C = 2(\pi D_a^2 L / 4) \sigma \quad (\text{II.2})$$

Où D_a est le diamètre d'alésage, L est la longueur axiale utile,

σ : est la pression tangentielle, elle varie de 1 à 10^5 N/m^2 selon la gamme de puissance et le mode de refroidissement, sa relation se donne par :

$$\sigma = B_\epsilon A_L \quad (\text{II.3})$$

Ses valeurs typiques sont [33] :

- pour les petits moteurs : $0,7 < \sigma < 3,5 \cdot 10^{-3}$ kPa,
- pour les moteurs intégral hp : $3,5 < \sigma < 13,8$ kPa,
- pour les servomoteurs à rendement élevé : $6,9 < \sigma < 20,7$ kPa,
- pour les machines aérospatiales : $13,8 < \sigma < 34,5$ kPa,
- pour les grandes machines refroidies : $68,9 < \sigma < 103,4$ kPa.

B_e : est l'induction d'entrefer moyenne par pole.

A_L : est la densité linéique de courant, varie de 200 à 3000 A/m, s'exprime par une relation qui relie le nombre de spire N_t et le diamètre d'alésage, soit :

$$A_L = 2N_t i / (\pi D_a) \quad (\text{II.4})$$

De l'équation (II.2), on tire la relation :

$$D_a^2 L = 2C / (\pi \sigma) \quad (\text{II.5})$$

a) Pour déterminer séparément le diamètre D_a et la longueur L , il est nécessaire de sélectionner le ratio : $\delta = D_a / L$ (II.6)

- $0.25 < \delta < 0.70$ pour les non-servo application.
- $1 < \delta < 3$ pour les servo applications.

D'où $D_a = \sqrt{2T / (\pi \sigma \delta)}$ (II.7)

b) Le diamètre statorique externe D_{ext} et le diamètre d'alésage D_a sont reliés par l'expression :

$$\delta d = D_a / D_{ext} \quad (\text{II.8})$$

Pour estimer la valeur du diamètre D_{ext} , on se base sur la valeur typique de δd ; pour le moteur triphasé MRV 6/4 $\delta d = 0.5$; une valeur inférieure à 0.5, tend à diminuer l'ouverture des dents ce qui cause une saturation des pôles par contre une valeur supérieure à 0.5 provoque une diminution de l'ouverture d'encoche d'où difficulté de bobinage [33-34].

c) Quand au diamètre de l'axe de rotation D_{sh} , on l'estime souvent égal à celui d'une Machine synchrone de même puissance.

d) Le choix de l'épaisseur de l'entrefer (e) reste prépondérant puisqu'il influence fortement sur les performances électromagnétiques de la machine. Sachant que la minimisation de ce dernier permet de maximiser le couple moyen à pertes Joule données. Par conséquent cette minimisation de ' e ' est limitée par des contraintes mécaniques de précision de centrage (flasques, paliers...), d'usinage (rectification acceptable) et par le bruit acoustique. Ce bruit dans ces machines semble essentiellement lié à l'ovalisation du stator sous l'effet des forces radiales qui seront d'autant plus élevées que l'entrefer sera réduit. D'autre côté, si l'entrefer mécanique est faible, les défauts relatifs de concentricité augmentent ce qui produit des vibrations sonores. Le compromis performances/bruit acoustique est assez important dans les

machines électriques. Dans le but d'obtenir des performances désirées, on choisit une épaisseur d'entrefer assez faible ($e=R_a/100$) [15], [32-34] :

e) Les épaisseurs de culasses stator e_{cs} et rotor e_{cr} sont estimées d'être suffisantes pour assurer le passage de la moitié du flux dans les dents statoriques avec une chute de potentiel magnétique aussi faible que possible.

j) Le calcul des hauteurs de dentures statorique et rotorique h_s , h_r et les différents diamètres, longueurs et les culasses précédents est détaillé dans une procédure dans les références [2-6].

II.3.3 Choix des angles dentaires

Les deux figures suivantes montrent l'importance liaison entre l'inductance et les angles de denture rotoriques et statoriques. Soient β_s et β_r les angles dentaires réduits par rapport à l'angle polaire.

$$\beta_s = \frac{\beta_s^\circ}{\alpha_s^\circ}, \quad \alpha_s^\circ = \frac{2\pi}{N_s} \quad (\text{II.8})$$

$$\beta_r = \frac{\beta_r^\circ}{\alpha_r^\circ}, \quad \alpha_r^\circ = \frac{2\pi}{N_r} \quad (\text{II.9})$$

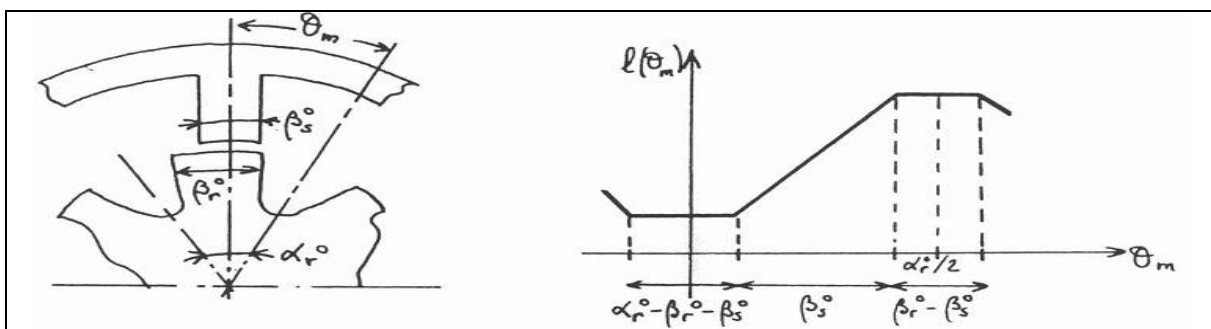


Figure II.2 : Angles des dents statoriques et rotoriques [18]

Figure II.3 : Forme idéalisée de l'inductance

Pour un fonctionnement délicat, les angles des pôles statoriques et rotoriques choisis, doivent vérifier trois conditions. Les trois conditions sont illustrées dans un triangle appelé triangle de faisabilité des angles dentaires. La figure II.4 montre ce triangle de faisabilité pour la MRV 6/4 que nous étudions. Ce triangle de faisabilité est constitué de deux demi triangles (demi triangle inférieur ABC et demi triangle supérieur ABD), ces derniers montrent un comportement magnétique semblable selon que les dents rotorique sont plus large que les dents starotorique (demi inférieur) ou l'inverse (demi supérieur). Ainsi, pour des raisons

deconception et de fonctionnement on s'intéresse au demi triangle inférieur limité par les trois droites AB($\beta_s = \beta_r$), BC($\beta_s + \beta_r = \alpha_r$), CA($\beta_{smin} = 2\pi/(qN_r)$).

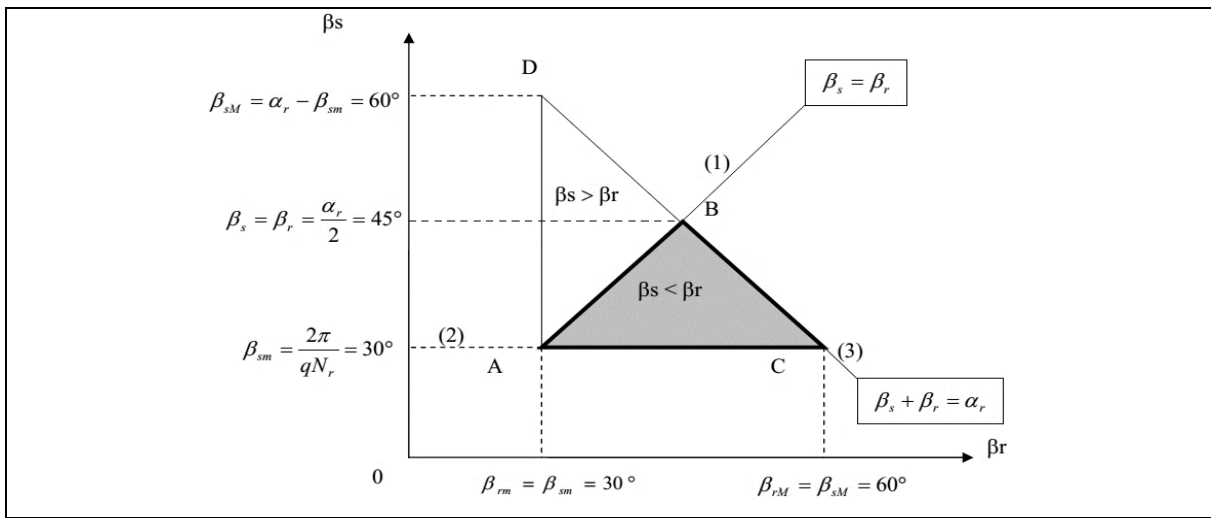
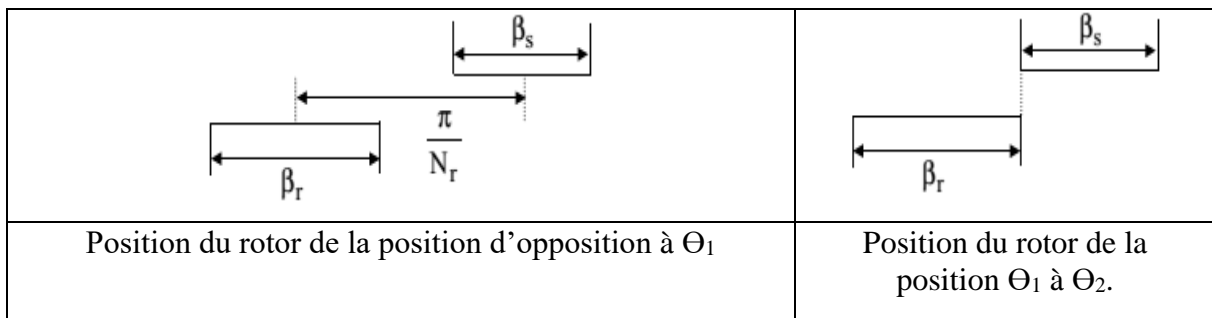


Figure II.4 : Triangle de faisabilité pour un moteur MRV6/4

i) La condition $\beta_s \leq \beta_r$ maintient le choix du binôme (β_s, β_r) à l'intérieur du demi-triangle inférieur ABC pour des raisons de place bobine et assure une perméance d'opposition faible.

ii) La condition $\beta_s \geq (\beta_{smin} = 2\pi/qN_r = 30^\circ)$ assure la continuité du couple sur une période, si $\beta_s < \beta_{smin}$, il aura des positions du rotor où la machine ne démarre pas. Le schéma représentant les positions relatives des dentures dans la figure II.5, explique le profil de l'inductance de la figure II.6 [5]. Cette condition permet de minimiser le couple pulsant mais d'autre part réduit la surface bobine et augmente les pertes Joule puisque la densité de courant est plus importante. De là, on doit trouver un compromis pour minimiser l'ondulation de couple et les pertes Joule. Pour une MRV 6/4, des plots statoriques égaux à 30° permet d'optimiser les pertes Joule vis-à-vis le couple. On note que le choix de β_s fixe l'angle de production de couple non nul.



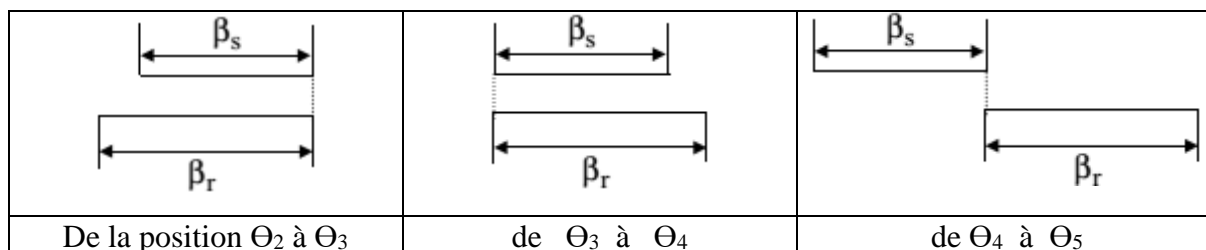


Figure II.5 : Schéma représentant les différentes positions relatives des dents au cours d'une période

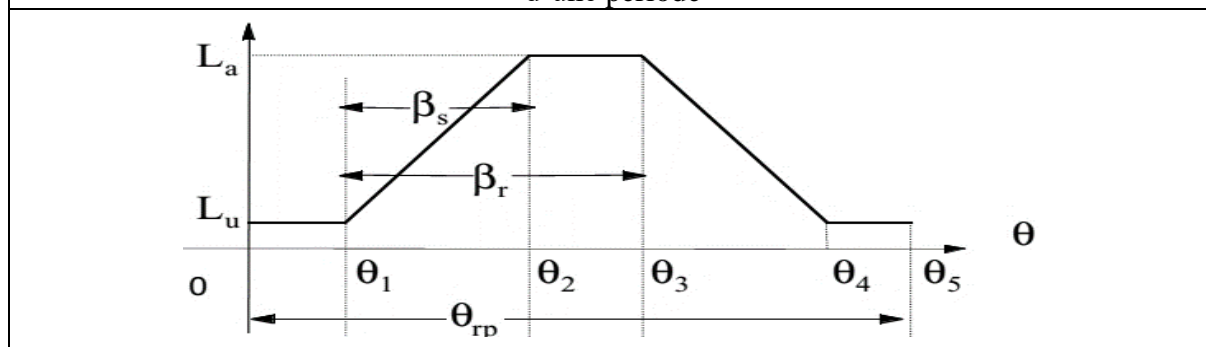


Figure II.6 : L'évolution de l'inductance avec la position relative des dents au cours d'une période

iii) La condition $\beta_s + \beta_r < (\alpha = 2\pi/N_r = 90^\circ)$

On impose β_s par des considérations du couple pulsé, puis on choisit β_r de sorte que $\beta_{smin} \leq \beta_r \leq \beta_{rmax} = (\alpha_r - \beta_{sh}) = 60^\circ$. La valeur de β_r est choisie selon des contraintes du moment d'inertie et de la caractéristique couple-vitesse requise. Une valeur de β_r élevée résulte un large « plat de conjonction » (point C) qui rend plus aisée la démagnétisation et permet d'obtenir un couple mieux lissé par injection d'ondes de courant appropriées. Une valeur de β_r faible résulte un "plat d'opposition" important (point A) qui permet élever sensiblement la puissance maximale mais rend plus difficile l'obtention d'un couple instantané peu ondulé [4-8]. On note que l'inertie J diminue avec β_r .

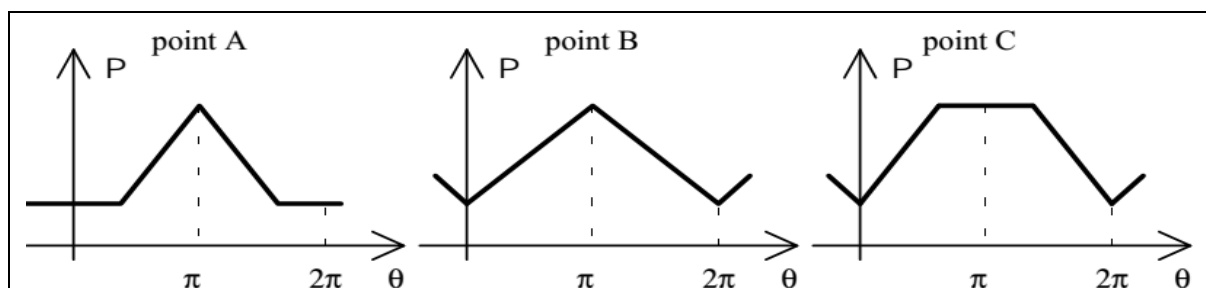


Figure II.7 : Onde de perméance idéalisées relatives aux trois sommets du triangle de faisabilité

II.4 Dimensionnement du bobinage

Les paramètres caractérisant le bobinage statorique sont [33-34] :

- a) $h_{wedge}(h_c)$: est la largeur de la cale du bobinage, elle est choisie égale à 3mm (h_c dans figure II.8)

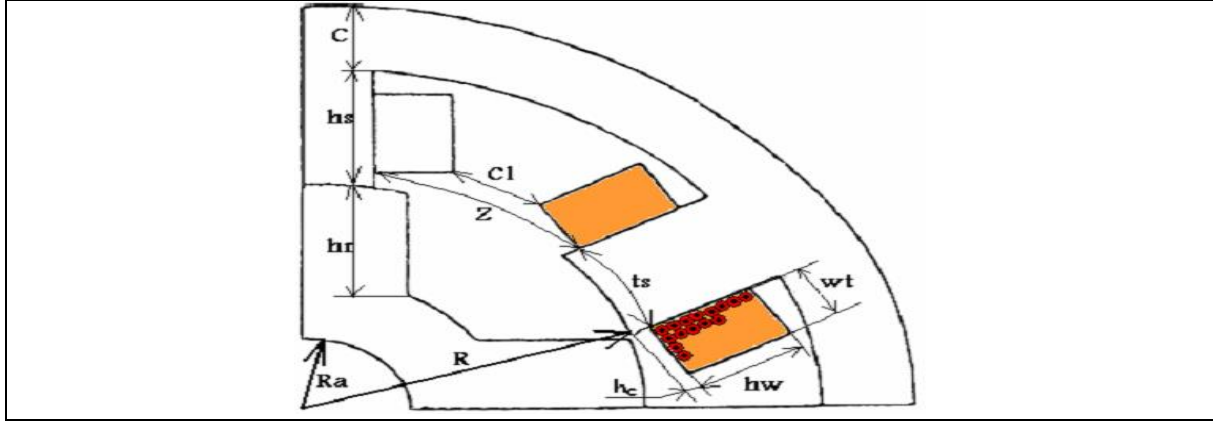


Figure II.8 : Les paramètres du dimensionnement du bobinage statorique [22]

- b) t_s : La largeur du pôle statorique actif au niveau des bobines s'exprime par :

$$t_s = \left(\frac{D_a}{2} + h_w \right) \beta_s \quad (\text{II.10})$$

c) α_s : Le pas statorique au niveau des bobines, $\alpha_s = \left(\pi \frac{D_a}{N_s} \right) + \frac{2\pi h_w}{N_s}$ (II.11)

d) i_t le courant nécessaire pour produire la Fmm : $i_t = J_s / N_t$ (II.12)

où J_s la densité du courant et N_t le nombre de spires.

e) a_c la section des conducteurs s'exprime par : $a_c = i_s / (2J_s)$ (II.13)

- f) d_w Le diamètre des conducteurs (diamètre conducteur + isolant) :

$$d_w = \left(\sqrt{4a_c / \pi} \right) + 0.1 \text{ mm} \quad (\text{II.14})$$

- g) h_w Hauteur maximal d'une bobine :

$$h_w = h_s - h_{wedge} \quad (\text{II.15})$$

- h) Le nombre de couches verticales :

$$N_v = \frac{h_w f_f}{d_w} \quad (\text{II.16})$$

Où f_f est le coefficient de remplissage approximativement égal à 0.95, on note que N_v est un nombre entier.

v) Le nombre de couches horizontales :

$$N_h = \frac{N_t}{2N_p} + 1 \quad (\text{II.17})$$

La valeur de N_h tend vers le plus grand nombre entier.

s) La Largeur de bobinage W_t :
$$W_t = \frac{d_w N_h}{f_f} \quad (\text{II.18})$$

g) L'espace entre deux poles statoriques est donné par :
$$Z = \alpha_s - t_s \quad (\text{II.19})$$

r) L'espace séparent deux bobines successives (clérence) s'exprime par :

$$C_l = Z - 2W_t \quad (\text{II.20})$$

Il est préférable que la valeur de C_l soit positive et plus grand que 3mm. Si la valeur de C_l est acceptable, le designer peut demarrer son analyse sinon, il doit choisir autre dimension pour le conducteur et refaire le calcul [5].

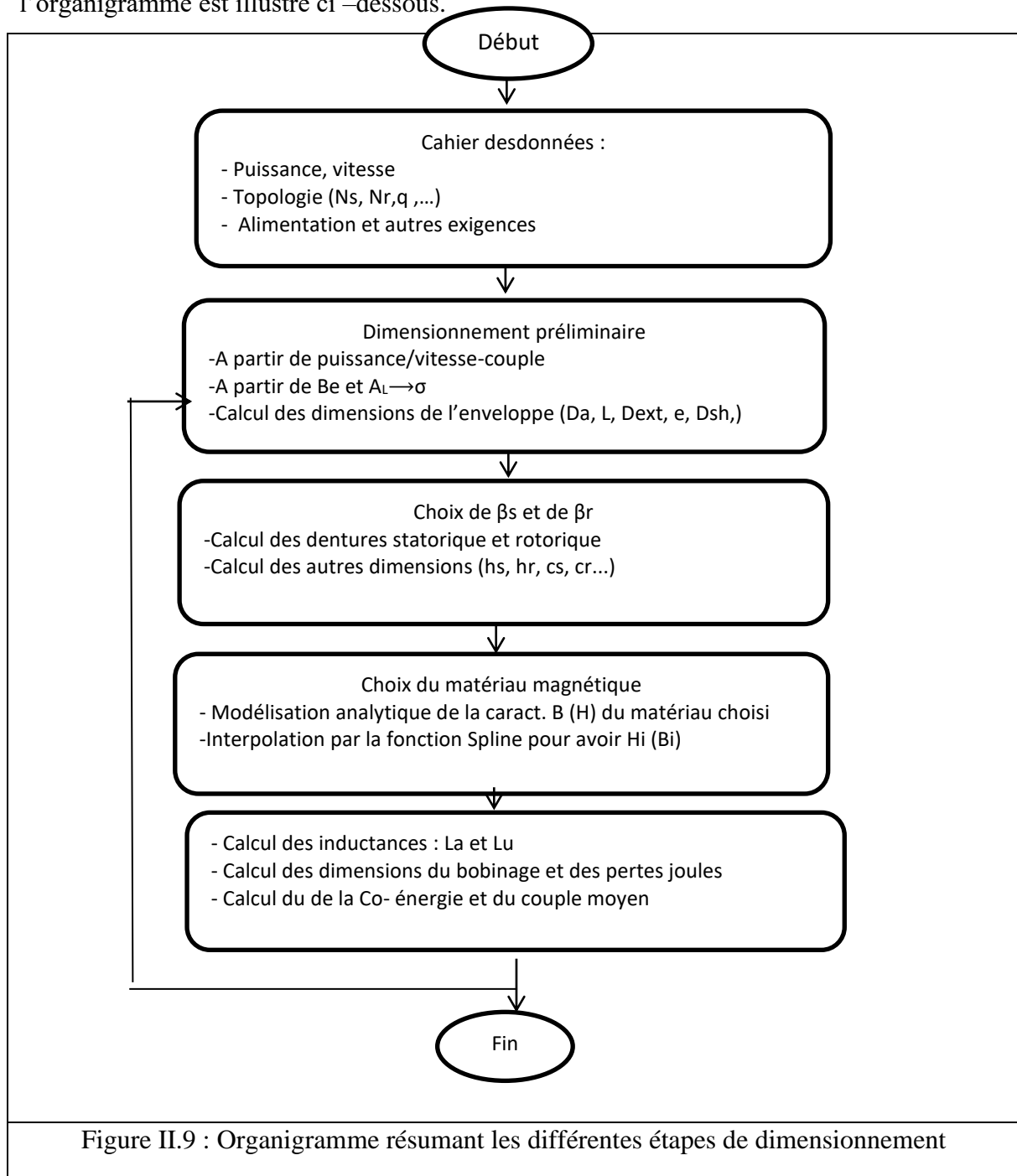
II.5 Methode de Circuit Magnétique Equivalent(CME)

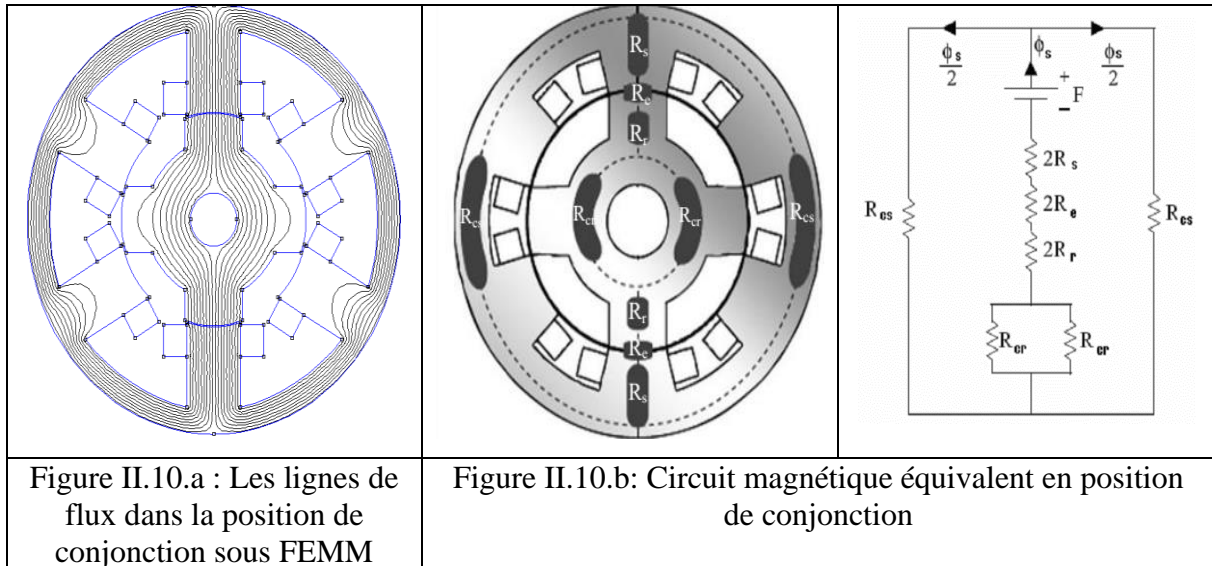
Comme illustré dans de la figure (II.10.b), l'idée de cette méthode analytique est de remplacer la machine étudiée par un circuit magnétique équivalent. Ce circuit est obtenu en découpant la machine en tronçons de réluctances R_i série-parallèle calculés selon un processus itératif dans le cas d'un modèle saturé. D'autre part, cette méthode nécessite au préalable un tracé précis de lignes de champ par éléments finis. Les hypothèses simplificatrices sur l'allure des lignes d'induction pour simplifier les calculs des longueurs de tubes de flux sont [2-7] :

- Les lignes de flux dans l'entrefer sont des lignes droites ou des arcs de cercles.
- L'arbre est parfaitement amagnétique.
- Les bobines sont de forme parfaitement rectangulaire.
- Les lignes de flux entrent et sortent du circuit magnétique normalement (sans fluctuations).
- Les lignes de flux dans les dents (statoriques, rotoriques) sont des lignes parallèles.
- Les lignes de flux dans les culasses (stator, rotor) sont concentriques.

Ces hypothèses permettent d'avoir une dérivation analytique simple et une approximation réelle de la machine. Le calcul analytique utilisé dans ce manuscrit est inspiré de [2-6], il se base sur la décomposition en tubes de flux élémentaires du circuit magnétique de la machine.

Le tracé de ces tubes est obtenu préalablement par éléments finis sous le logiciel FEMM [35]. La topologie de chaque tube est paramétrée dans le but d'évaluer analytiquement la réluctance pour chaque tronçon. Ainsi, un réseau de réluctances dont les chutes de tension magnétiques partielles permet de déterminer une chute totale à comparer avec la f_{mm} d'excitation; la convergence et la précision voulu sont obtenu par un processus itératif. Pour la mise en œuvre de cette approche analytique, on utilisé un programme sous environnement Matlab dont l'organigramme est illustré ci –dessous.





II.5.1 Calcul de l'inductance de conjonction (L_a)

Dans la position de conjonction, la quasi-totalité des lignes équiflux traversent l'entrefer et passent par la dent rotorique (fuites quasi-nulles), voir figure II.10.a obtenu par éléments finis. Les lignes de flux dans cette position peuvent être remplacées selon leurs trajets par un seul chemin relatif à un flux ϕ_s .

a) Les surfaces dans les différentes parties de la MRV 6/4 machines s'exprime ainsi [5] :

$$A_s = RL\beta_s \quad \text{Pôle statorique} \quad (\text{II.21})$$

$$A_r = RL\beta_r \quad \text{Pôle rotorique} \quad (\text{II.22})$$

$$A_e = \frac{A_s + A_r}{2} \quad \text{L'entrefer} \quad (\text{II.23})$$

$$A_{rcs} = k_{cs}A_s/2 \quad \text{Culasse statorique} \quad (\text{II.24})$$

$$A_{cr} = k_{cr}A_s/2 \quad \text{Culasse torique} \quad (\text{II.25})$$

On pose initialement, l'induction dans la dent statorique $B_s = B_{\text{saturation}}$ d'où le flux correspondant $\phi_s = B_s A_s$. Ce même flux traverse l'entrefer, la dent rotorique, la culasse rotorique et la culasse statorique.

c) Les inductions dans les différents tronçons de la MRV se calculent ainsi

$$B_e = \phi_s / A_e \quad (\text{II.26})$$

$$B_r = B_s A_s / A_r \quad (\text{II.27})$$

$$B_{cr} = K_c B_r \quad (\text{II.28})$$

$$B_s = K_c B_s \quad (\text{II.29})$$

Où $K_c \approx 0.8$ est le coefficient de réduction d'inductance.

En connaissant les B_i , on peut déterminer les champs correspondants H_i (excepté l'entrefer) à partir de la caractéristique magnétique $B(H)$ du matériau employé en utilisant la fonction SPLINE du Matlab. Une fois les B_i et les H_i sont déterminés, on déduit les perméabilités magnétiques correspondante :

$$\mu_i = B_i/H_i \quad (\text{II.30})$$

c) Les longueurs moyennes parcourues par les lignes de champ sont données par [6] :

$$l_s = h_s + \left(\frac{ecs}{2}\right) \quad (\text{II.31})$$

$$l_e = e \quad (\text{II.32})$$

$$l_r = \frac{R}{2} - \frac{e}{2} + \frac{h_r}{2} - \frac{R_a}{2} \quad (\text{II.33})$$

$$l_{cr} = \pi \left(\frac{R}{2} - \frac{e}{2} - \frac{h_r}{2} - \frac{R_a}{2} \right) \quad (\text{II.34})$$

$$l_{cs} = \pi \left(R_s - \frac{ecs}{2} \right) \quad (\text{II.35})$$

d) Les reluctances dans les différentes parties de la MRV 6/4 se déterminent par :

$$R_i = \frac{l_i}{\mu_i A_i} \quad (\text{II.36})$$

e) La force magnétomotrice s'exprime par :

$$F_{mm} = \sum H_i l_i \quad (\text{II.37})$$

D'autre part, elle s'exprime en fonction des ré reluctances par :

$$F_{mm} = \left(2(R_s + R_e + R_r) + \frac{(R_{cs} + R_{cr})}{2} \right) \phi_s \quad (\text{II.38})$$

L'écart entre les deux F_{mm} sera comparé à esp pour le critère de convergence du processus itératif. Enfin, l'inductance en position de conjonction s'exprime par la relation soit :

$$L_a = \frac{\phi_s N_t^2}{F_{mm}} \quad (\text{II.39})$$

II.5.2 Calcul de l'inductance d'opposition L_u

Dans la position d'opposition, le calcul précis de l'inductance pour les tubes de flux situés dans l'entrefer est difficile parce que les distributions de flux sont tridimensionnelles avec les géométries qui ne se prêtent pas à une description mathématique simple.

Le processus de calcul (voir annexe B) est semblable au précédent sauf que dans cette position le circuit équivalent de réluctance diffère d'un tube à l'autre selon le tracé des lignes équiflux représentés (Figure II.12.b) [2-7].

II.5.2.1 Tube 1

Les calculs dans ce tube revient à la figure de l'annexe c ,on commence le calcul par les longueurs moyennes l_i et les surfaces moyennes A_i dans les différentes parties de la MRV6/4. En considérant la valeur moyenne de la surface d'entrefer:

$$A_{e1} = \frac{A_{s1} + A_{r1}}{2} \quad (\text{II.40})$$

$$\text{Où : } A_{s1} = A_s / 4 = \beta_s RL / 4 \quad (\text{II.41})$$

$$L_{s1} = h_s + \frac{e c s}{2} \quad (\text{II.42})$$

L'arc crée par la moitié d'une dent rotorique est $\beta_r(R-e)/2$, l'angle θ_2 s'exprime par :

$$\theta_2 = \frac{\beta_r(R-e)}{2(R-e-h_r)} \quad (\text{II.43})$$

Le pas dentaire rotorique noté avant α_r se donne par :

$$\theta_{rp} = \frac{2\pi}{N_r} \quad (\text{II.44})$$

L'angle θ_3 se détermine par :

$$\theta_3 = \theta_{rp} / 2 - \theta_2 \quad (\text{II.45})$$

La surface du rotor traversée par ϕ_l est donnée par :

$$A_{r1} = 2(R - e - h_r)\theta_3 L \quad (\text{II.46})$$

La surface moyenne d'entrefer est :

$$A_{e1} = \beta_s RL / 8 + (R - e - h_r)\theta_3 L \quad (\text{II.47})$$

La longueur moyenne de l'entrefer :

$$L_{e1} = R - e - h_r \quad (\text{II.48})$$

La surface moyenne de culasse rotorique traversée par le flux ϕ_l est donnée par :

$$A_{cr1} = (R - e - h_r - R_s h) L \quad (\text{II.49})$$

La longueur moyenne de la culasse rotorique est :

$$L_{cr1} = \pi(R_s h + R - e - hr)/2 \quad (\text{II.50})$$

La section de la culasse statorique traversée par ϕ_l vaut :

$$A_{cs1} = e c s L \quad (\text{II.51})$$

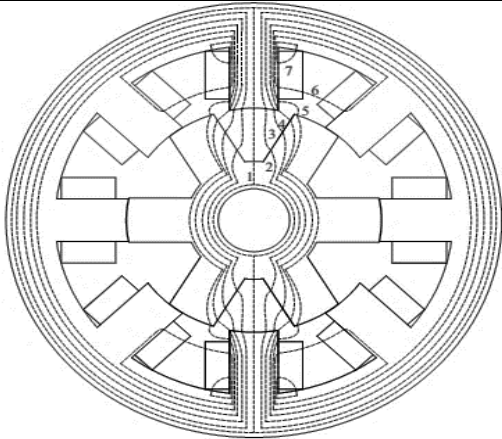
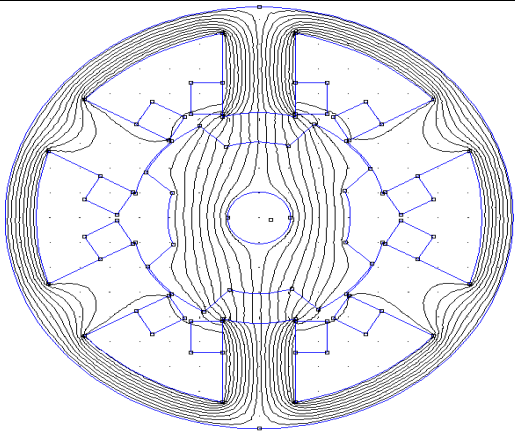
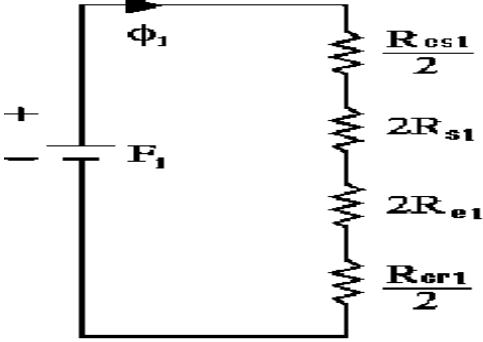
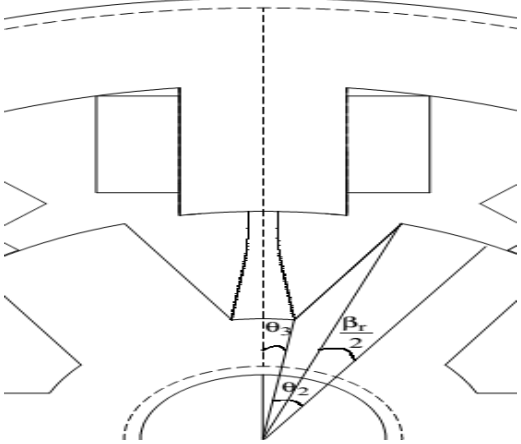
La longueur moyenne parcourue est donnée par :

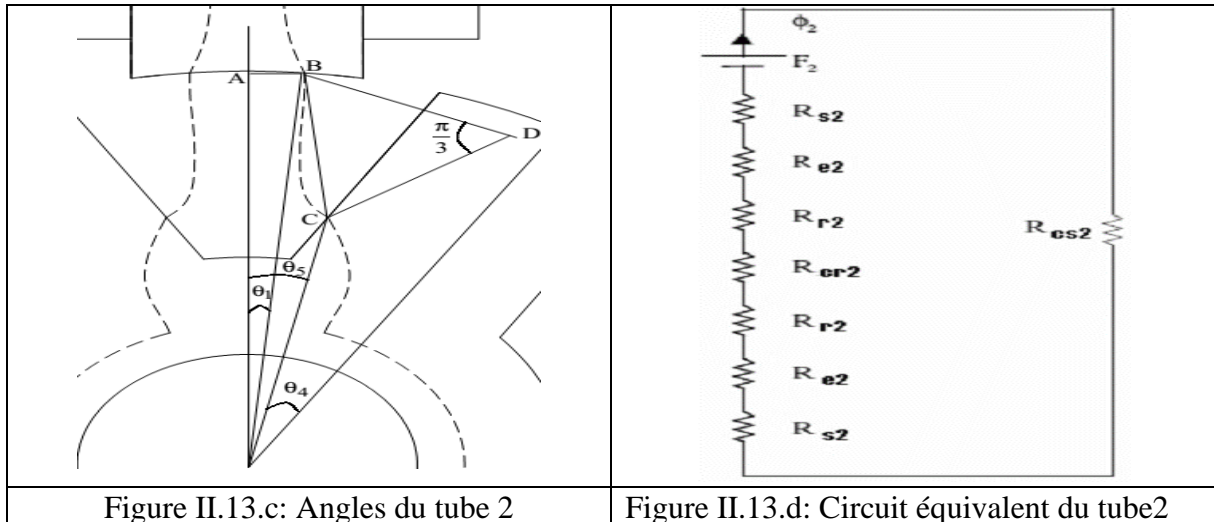
$$L_{cs1} = \pi(R_s - e c s / 2) \quad (\text{II.52})$$

Ainsi, on peut calculer les réluctances et le circuit magnétique équivalent comme illustré dans la figure II.13. L'inductance minimale due au flux ϕ_l est :

$$L_{u1} = F_1(B_{smin} A_{s1}) / i_2 = N_t^2 / (2R_{s1} + 2R_{e1} + (R_{cr1} + R_{cs1}/2)) \quad (\text{II.53})$$

On note que ϕ_l est calculé à partir du circuit magnétique équivalent dans la dernière itération pour satisfaire la condition de B_{smin} .

	
<p>Figure II.11: Identification des 7 tubes de flux pour le calcul analytique de l'inductance en opposition pour MRV8/6 [5]</p>	<p>Figure II.12: Lignes de flux dans la position d'opposition pour MRV6/4 sous FEMM</p>
	
<p>Figure II.13.a: Circuit équivalent du tube 1</p>	<p>Figure II.13.b: Les angles du tube 1</p>



La procédure de calcul reste la même, sauf que les indices utilisés passent de 1 à 7. Les détails du calcul analytique de l'inductance en opposition se trouvent dans [2-7].

Enfin, l'inductance minimale dite inductance d'opposition (position non-alignée) d'une phase s'exprime par :

$$L_u = \sum_{j=1}^7 L_{uj} \quad (\text{II.54})$$

II.6 Calcul du couple moyen

Le calcul du couple moyen est déduit des aires comprises entre les caractéristiques flux-courant relatives aux positions de conjonction et d'opposition illustrées dans la figure ci-dessous. L'aire limitée par *OCAO* représente la Co-énergie magnétique en position de conjonction (position d'alignement) $W_{conj}=W_a$, elle s'exprime par :

$$W_a = \Delta i(\phi_1 + \phi_2 + \dots + \phi_{n-1}) + \frac{\phi \Delta i}{2} \quad (\text{II.55})$$

L'aire limitée par *OBAO* représente la Co-énergie magnétique en position d'opposition (position de non alignement) W_{opp} , elle est donnée par :

$$W_{opp} = \frac{1}{2} i^2 L_u \quad (\text{II.56})$$

La co-énergie magnétique convertie s'exprime par :

$$W = W_a - W_{opp} \quad (\text{II.57})$$

Ainsi le couple moyen est donné par :

$$C_{av} = \frac{WN_s N_r}{4\pi} \quad (\text{II.58})$$

En connaissant l'épaisseur de la cale d'encoche h_{wedge} et la clearance C_l , l'aire max bobinaire pour une demi-bobine rectangulaire s'exprime par :

$$A_{coil} = (h_s - h_{wedge})(2\pi R/N_s - R\beta_s - C_l)/2 \quad (II.59)$$

La section nette du cuivre se donne par :

$$A_{cu} = A_{coil}K_b \quad (II.60)$$

Où $K_b < \frac{\pi}{4}$ est le coefficient de remplissage.

$$\text{La section d'un conducteur : } a_c = \frac{A_{cu}}{\frac{N_t}{2}} \quad (II.61)$$

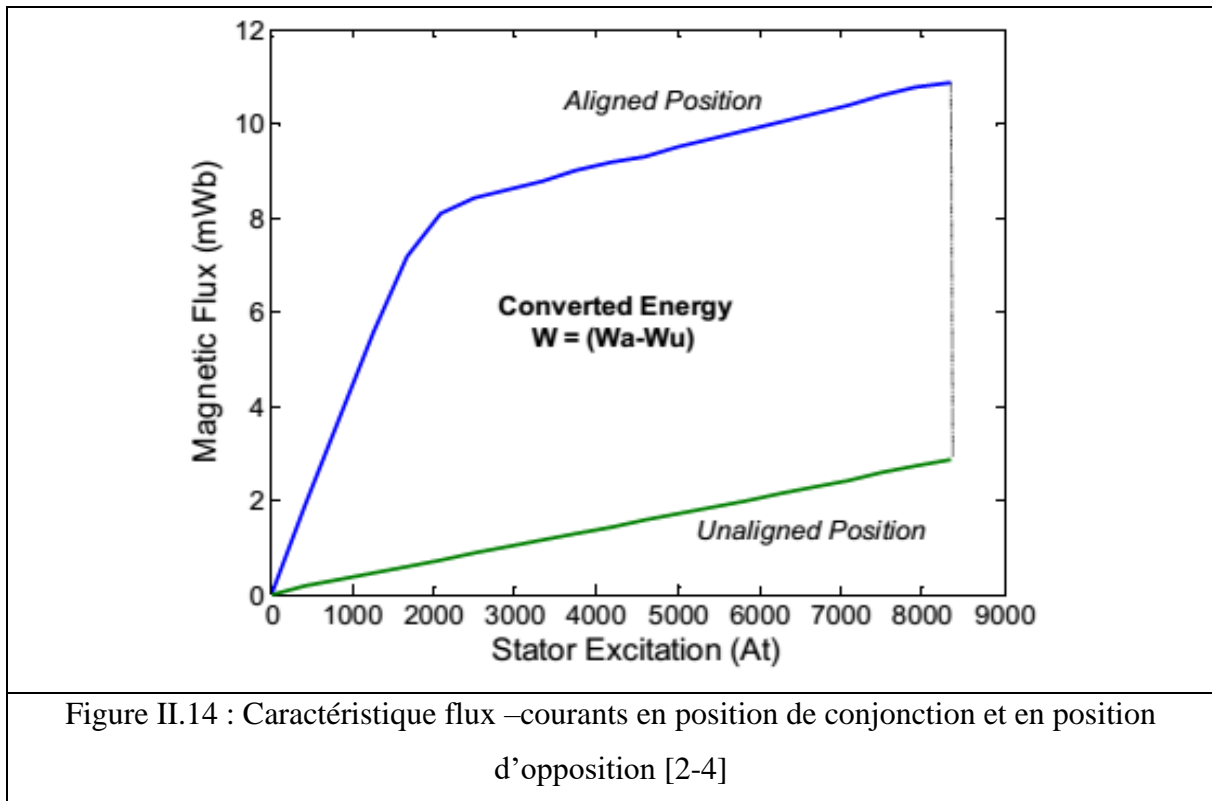


Figure II.14 : Caractéristique flux –courants en position de conjonction et en position d'opposition [2-4]

La densité de courant minimale : $J_{min} = (F_{mm}/2)/A_{coil}$ à comparer avec la densité théorique : $J_s, J_s \geq J_{min}$.

$$\text{Le diamètre du conducteur cylindrique : } d_c = 2 \cdot \sqrt{a_c/\pi} \quad (II.64)$$

$$\text{La longueur moyenne de spire: } L_m = 2(L + \frac{\pi R}{N_s} + \frac{R\beta_s}{2}) \quad (II.65)$$

$$\text{La résistance/phase : } R_s = r_0 N_t \frac{L_m}{a_c} \quad (II.66)$$

Avec r_o la résistivité du cuivre.

Les pertes cuivre sont données par :

$$P_{cu} = qR_s i^2 = r_o L_m N_t i j \quad (\text{II.67})$$

Enfin, pour une force magnétomotrice donnée, la méthode analytique utilisée qui est basée sur l'emploi du circuit magnétique équivalent nous a permis d'obtenir les résultats de simulation illustrés dans le Tableau II.1.

Paramètres du MRV6/4			Valeurs
Arc polaire du Stator	β_s	Degrés	33
Arc polaire du rotor	β_r	Degrés	36
Rayon extérieur du Stator	D_o	mm	170
Diamètre d'alésage	D_a	mm	76
Rayon de l'arbre	R_a	mm	21
Longueur active	L	mm	200
Hauteur de dent Statorique	h_s	mm	36.056
Hauteur de dent rotorique	h_r	mm	13.32
Epaisseur de culasse au stator	c_s	mm	10.94
Entrefer	e	mm	0.5
Nombre de spire /phase	N_t		107
Inductance de conduction	L_a	mH	55.6
Inductance d'opposition	L_u	mH	4.5
Résistance statorique	R_s	Ω	0.512

Tableau II.1 : Dimensions géométriques obtenus par l'approche analytique

II.7 Conclusion

A travers ce chapitre, on a présenté un modèle analytique qui nous a permis de faire un prédimensionnement d'un prototype de moteur à réluctance variable à double saillance (MRV6/4). Le modèle utilisé a permis de déterminer les différents paramètres géométriques du prototype et du bobinage statorique. Ce modèle analytique est basé sur une approche du circuit magnétique équivalent (CME) et qui permet de calculer les valeurs des inductances en positions de conjonction et d'opposition ainsi que l'évaluation du couple moyen développé. Afin de valider notre dimensionnement, on introduit une modélisation numérique du prototype MRV6/4 qui fera l'objet du chapitre qui suit.

CHAPITRE III
MODÉLISATION NUMÉRIQUE DU MRV

III.1 Introduction

La prédiction précise du fonctionnement d'une machine MRV nécessite la connaissance du champ magnétique dans différentes parties actives de cette machine. Cependant, le calcul du champ magnétique est le moyen le plus précis qui permet de calculer les paramètres électromagnétiques de la machine en état non linéaire. Pour cela, il est nécessaire d'utiliser une méthode numérique capable d'assurer une bonne précision dans le calcul du champ avec le moins d'équations possibles. La méthode la plus utilisée et la mieux adaptée aux problèmes d'électromagnétisme en génie électrique est la méthode des éléments finis MEF. Plusieurs logiciels de modélisations sont basés sur le principe de la MEF, de ces logiciels on a choisi d'utiliser le logiciel «FEMM» qui assure l'évaluation des niveaux de saturations et l'analyse de la répartition du flux dans les différentes parties du circuit magnétique.

III.2 Equations de la machine étudiée

La diffusion du champ magnétique dans une machine électrique est un problème tridimensionnel. Néanmoins, la symétrie cylindrique de la machine à flux radial, la disposition des conducteurs dans le sens longitudinal ainsi que l'orientation des tôles permet de supposer que le champ magnétique dans le sens longitudinal est pratiquement invariant. Cette hypothèse sera considérée durant ce chapitre. Un problème de champ magnétostatique est décrit par les équations de Maxwell suivantes [26-27] :

- Au niveau du stator :

$$\begin{cases} \text{rot } \vec{H} = J_s \\ \text{Div } \vec{B} = 0 \\ \vec{H} = \nu(|\vec{B}|)\vec{B} \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

- Au niveau de l'entrefer :

$$\begin{cases} \text{rot } \vec{H} = 0 \\ \text{Div } \vec{B} = 0 \\ \vec{B} = \mu_o \vec{H} \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

- Au niveau du rotor :

$$\begin{cases} \text{Div } \vec{B} = 0 \\ \vec{H} = \nu(|\vec{B}|)\vec{B} \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

Avec : ν est la réductivité (inverse de la perméabilité) des tôles magnétiques, J_s la densité de courant dans les conducteurs statoriques et A la composante axiale du potentiel vecteur magnétique. Le terme $\nu(|\vec{B}|)$ tient compte de la courbe de saturation du matériau magnétique utilisé et crée une relation non linéaire.

La relation $Div \vec{B} = 0$ est constante dans les trois domaines, la continuité de la composante normale de \vec{B} aux passages entre les tôles et l'air conduit à utiliser le potentiel vecteur \vec{A} tel que :

$$\vec{B} = rot \vec{A} \quad (III.4)$$

\vec{A} est donc parallèle à l'axe de la machine et l'unique composante est :

$$A_z = A(x, y, t) \quad (III.5)$$

Ainsi, le vecteur potentiel \vec{A} n'ayant qu'une composante non nulle suivant l'axe (Oz) de la machine et ne dépend que des coordonnées x et y du plan et du temps t .

Le vecteur courant a lui aussi une seule composante suivant l'axe (Oz), dépend spatialement du bobinage et temporellement des sources. Ainsi les différents champs \vec{A} , \vec{B} et \vec{H} s'écrivent dans le repère cartésien (o, ox, oy, oz) :

$$\vec{A} \begin{pmatrix} A_x = 0 \\ A_y = 0 \\ A_z = A(x, y, t) \end{pmatrix}; \vec{B} \begin{pmatrix} B_x = \frac{\partial A}{\partial y} \\ B_y = -\frac{\partial A}{\partial x} \\ B_z = 0 \end{pmatrix}; \vec{H} \begin{pmatrix} H_x = \frac{1}{\mu} \frac{\partial A}{\partial y} \\ H_y = -\frac{1}{\mu} \frac{\partial A}{\partial x} \\ H_z = 0 \end{pmatrix} \quad (III.6)$$

Le flux $\Psi(\theta, i)$ peut être déterminée en calculant le potentiel du vecteur magnétique A sur la section transversale de la machine. Le problème est magnétostatique en 2D, le calcul du vecteur magnétique A en coordonnées cartésiennes (x, y) est décrit par une équation non-linéaire de Poisson :

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(\nu(B) \frac{\partial A}{\partial x} \right) - \frac{\partial}{\partial y} \left(\nu(B) \frac{\partial A}{\partial y} \right) = -J(x, y) \quad (III.7)$$

Où $\nu(B)$ est la réductivité magnétique et J la densité du courant de source.

Le potentiel du vecteur magnétique \vec{A} peut être calculé; en tenant compte des effets de saturation, de l'isotrope du stator ferromagnétique et du matériau du rotor. J est égal à J_s ou 0 suivant que l'on se trouve dans un conducteur statorique ou dans un milieu où la densité de courant est nulle. La relation tient compte de la courbe de saturation du matériau magnétique utilisé et de sa relation non linéaire. Pour résoudre l'équation (III.7), on doit tenir compte

aussi des conditions de continuités de champ magnétique le long des interfaces, des propriétés des matériaux utilisés et des conditions aux limites.

III.2.1 Conditions de limites.

a- Condition de Dirichlet :

Cette condition affecte la valeur du potentiel vecteur magnétique \vec{A} sur une partie donnée de la frontière. En négligeant les effets de bords dus aux extrémités des enroulements, une symétrie plane est reconnue, de sorte que seule la partie de la machine représentée à la figure(III.1) peut être analysée. En supposant les lignes de flux confinées à l'intérieur de la machine, la condition $A_z = 0$ est attribuée le long de toute la circonférence externe de la machine [4].

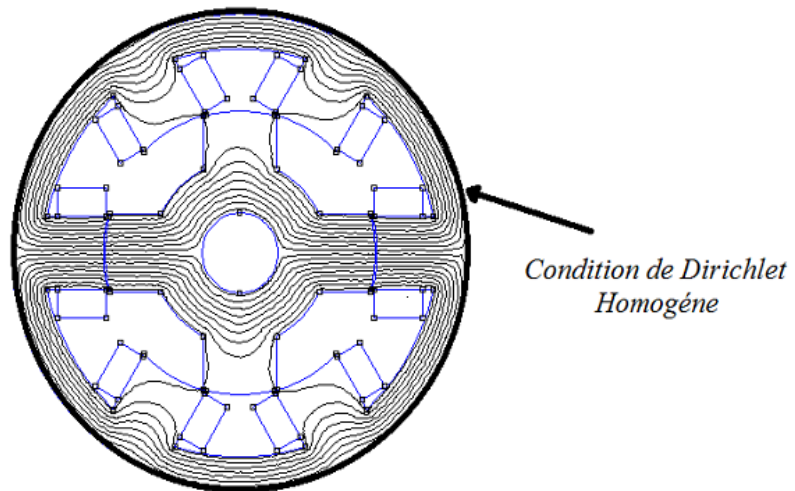


Figure III.1 : Condition de Dirichlet homogène.

b- Condition de Neumann :

Les conditions de Neumann consistent à imposer les valeurs des dérivées de la solution au bord du domaine, plutôt que de la solution elle-même. Dans notre cas, on pose la condition suivante: $\frac{\partial A}{\partial r} = 0$ sur les plans de symétrie géométrique et magnétique (lignes de flux orthogonales à ces plans)[25-26].

III.3 Méthode des éléments finis

La méthode des éléments finis (MEF) est un outil très répandu, elle permet de faire une étude fine des phénomènes électromagnétiques à caractéristiques non linéaires et aux

géométries complexes, surtout en régime saturé. Elle consiste à chercher une solution approchée à partir d'une discrétisation du domaine d'étude sur lequel les équations de Maxwell sont résolues. L'objectif de telles méthodes est de remplacer le modèle décrit dans un espace continu par un modèle discret équivalent. Ainsi, le domaine de résolution est réparti en éléments géométriques simples appelés éléments finis (le maillage). Puis, on applique le jeu d'équations à résoudre à chacun de ces éléments simples. L'assemblage de toutes ces équations sur l'ensemble des éléments conduit à un système d'équations linéaire à résoudre. On détermine donc la solution pour un nombre fini d'éléments. Cette solution globale sera construite sur chacun des éléments du maillage et doit vérifier globalement les équations aux dérivées partielles qui modélisent le phénomène et les conditions aux limites requises. Sur chaque élément fini, la solution est décrite par une interpolation, en fonction des valeurs nodales de l'inconnue [33].

La machine à reluctance variable qu'on doit mettre en œuvre et étudier à une structure à trois dimensions (3D). Une analyse 3D est exigée pour subdiviser la structure entière au moyen de volumes finis, ce qui signifie un traitement lourd et un temps de calcul très long. C'est pourquoi le problème de champ devrait être réduit, si possible, en un problème à deux dimensions (2D). Ce qui pourrait être réalisé en moyennant des hypothèses simplificatrices (réalistes) ou s'il existe des symétries de type 1 (Symétrie planaire ou symétrie en xy).

- On suppose que les phénomènes magnétiques sont identiques sur chaque plan (x, y) normal à l'axe z . Les effets de bords de la machine sont donc négligés.
- Dans la Symétrie axiale (ou symétrie de rz) on suppose que les phénomènes magnétiques sont répétés d'une manière identique sur chaque demi-plan (r, z) en direction de rotation autour de l'axe z qui s'appelle l'axe de symétrie.

III.4 Calcul des différentes grandeurs

Les lignes de flux dans les dessins du logiciel FEMM sont des lignes sur lesquelles le vecteur flux de densité B est tangent. Elles correspondent aux lignes iso-potentielles vecteur magnétique A_z .

a) Calcul du flux magnétique

A travers une surface S , orienté par le vecteur unitaire normal n , le flux magnétique s'exprime par :

$$\phi = \frac{1}{i} \int_V \vec{j} \cdot \vec{A} dV \quad (\text{III.8})$$

Qui, après discrétisation par éléments finis, devient :

$$\phi = \frac{N \cdot l}{S} \sum_{k=1}^n A_k \cdot S_k \quad (\text{III.9})$$

En tenant compte de la longueur axiale de la machine l , du nombre de tour N par phase, et de l'air S pour l'enroulement de phase.

b) Calcul du couple et de la coénergie magnétique

La coénergie magnétique $W_{com}(\theta, i)$ peut être calculée en se basant sur le flux $\Psi(\theta, i)$:

$$W_{com} = \int_0^i \phi(\theta, i) \cdot di \Big|_{\theta=cte} \quad (\text{III.10})$$

Le couple est calculé à partir de la dérivée de la coénergie par rapport à θ la position angulaire :

$$C(\theta, i) = \frac{\partial W_{com}(\theta, i)}{\partial \theta} \Big|_{i=cte} \quad (\text{III.11})$$

c) Couple massique

La détermination du couple massique revient à la relation suivante :

$$C_{mass} \phi = \frac{c_{emoy}}{m} \quad (\text{III.12})$$

$$\text{Avec : } m = \rho V \quad (\text{III.13})$$

Où ρ est la masse volumique du matériau et V son volume.

III.5 Procédure de la mise en œuvre sous FEMM

III.5.1 Structure et dimensions géométrique de la MRV6/4 étudié

Afin de déterminer les différentes grandeurs (flux, inductances, couple, énergie,) de la MRV triphasé type 6/4 sous FEMM, on doit premièrement dessiner la géométrie du prototype étudié et la valider en utilisant les paramètres dimensionnels obtenus dans le chapitre précédent (voir tableau II.1).

Paramètres géométriques du prototype MRV 3-phase		Méthode Analytique	Méthode Numérique
Arc polaire du Stator	deg	<i>33</i>	<i>33</i>
Arc polaire du rotor	deg	<i>36</i>	<i>36</i>
Rayon extérieur du Stator	mm	<i>170</i>	<i>170</i>
Diamètre d'alésage	mm	<i>76</i>	<i>85</i>
Rayon de l'arbre	mm	<i>21</i>	<i>21</i>
Longueur active	mm	<i>200</i>	<i>200</i>
Hauteur de dent Statorique	mm	<i>36.056</i>	<i>27.48</i>
Hauteur de dent rotorique	mm	<i>13.32</i>	<i>12.187</i>
Epaisseur de culasse au stator	mm	<i>10.94</i>	<i>19.31</i>
Entrefer	mm	<i>0.5</i>	<i>0.5</i>
Nombre de spire /phase		<i>107</i>	<i>106</i>
Inductance de conduction	mH	<i>55.6</i>	<i>55.35</i>
Inductance d'opposition	mH	<i>4.5</i>	<i>5.92</i>

Tableau III.1 : Les dimensions géométriques analytique et numérique du prototype étudié

III.5.2 Caractéristiques du matériau magnétique

Pour les circuits magnétiques au stator et au rotor, on utilise des tôles M19 dont la caractéristique magnétique est représentée ci-dessous. M19 est un matériau Fe-Si (1 à 5%) à Grains Non Orientés « GNO », ce dernier composant permet de limiter les pertes par courant de Foucault. Les tôles à grains non orientés sont utilisées pour les applications de faible puissance et permettent d'avoir des propriétés magnétiques optimales (perméabilité et induction importantes). Les caractéristiques magnétiques du M-19 sont donnés par le tableau suivant[4] :

Qualité du Matériau	Type de recuit	Epaisseur (mm)	Induction à saturation	Pertes massiques (W/kg)	Résistivité électrique ($\mu\Omega\text{cm}$)	Masse volumique (kg/mm^3)
M-19steel 50Hz	Le traitement complet (Fully process)	0.47	1.7	2.64	49.3	7650

Tableau III.2 : Caractéristiques magnétiques de latôle d'acier allié à grains non orienté M19

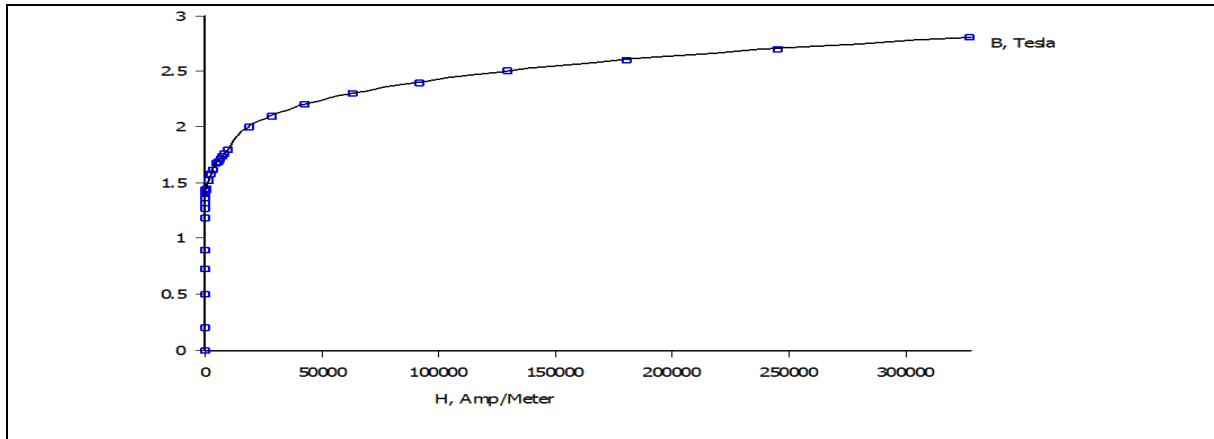


Figure III.3 : Caractéristique magnétique des tôles M19

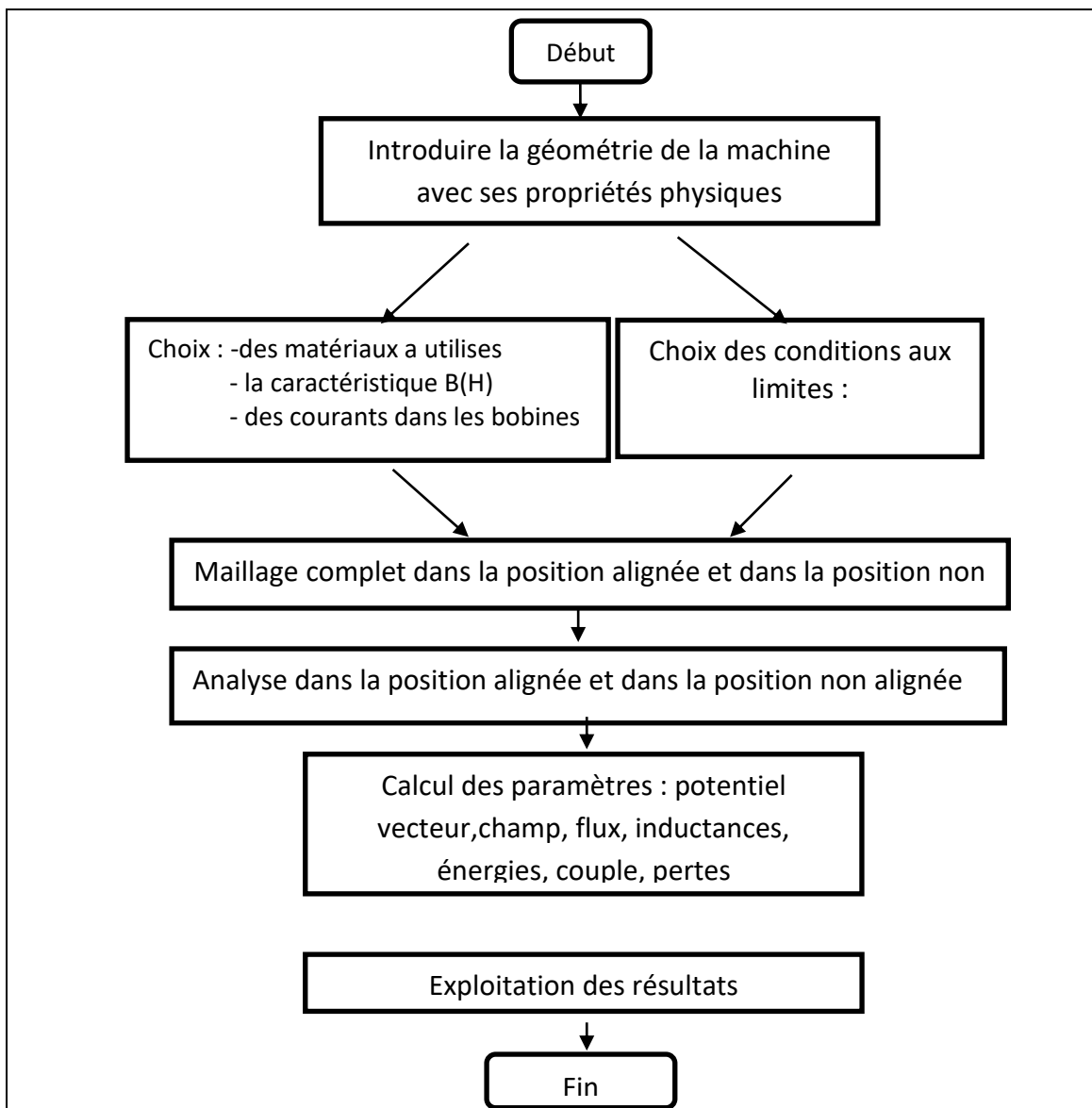
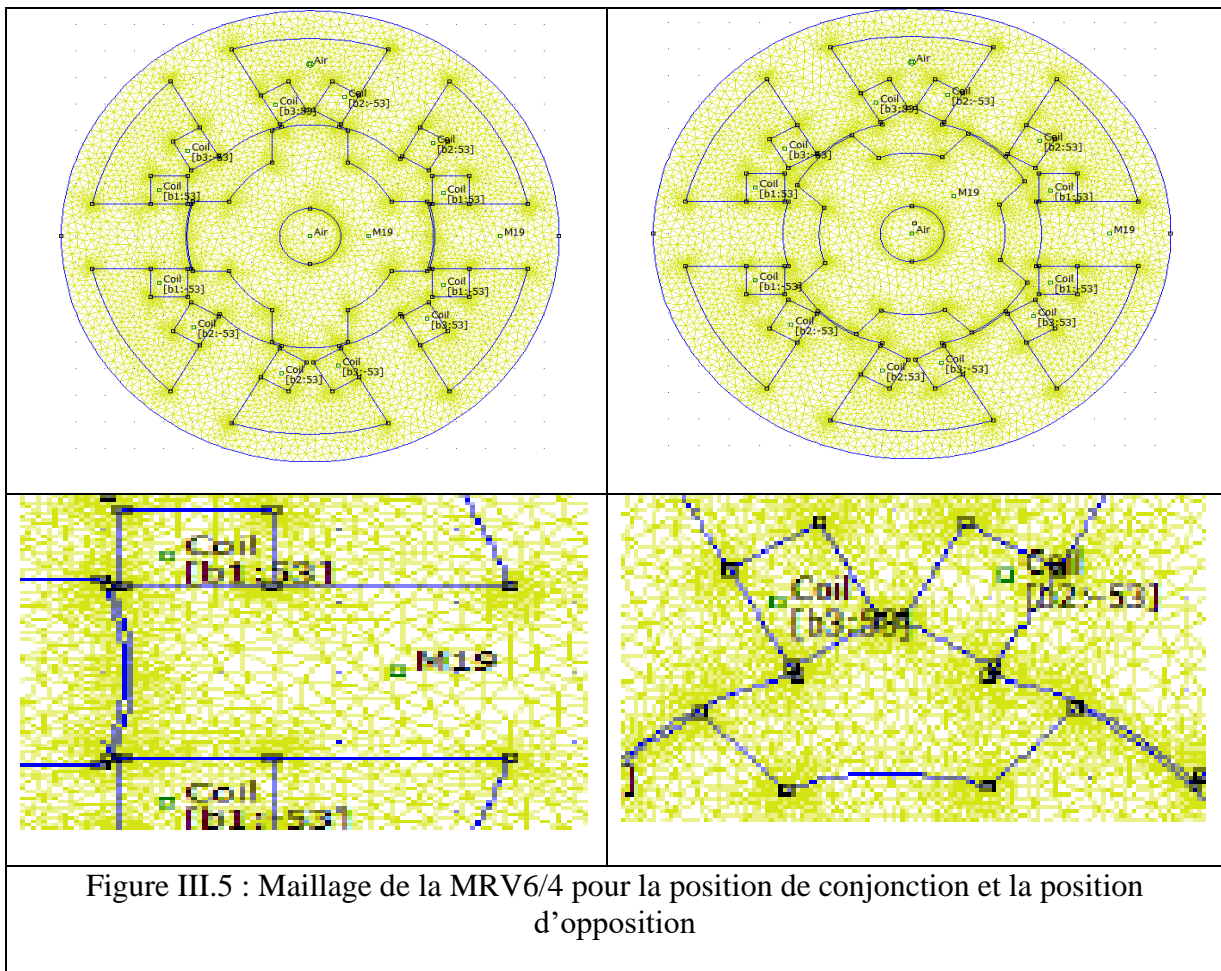


Figure III.4 : Organigramme résumant les étapes de mise en œuvre de la méthode numérique

Pour les circuits magnétiques au stator et au rotor, on utilise des tôles M19 dont la caractéristique magnétique est représentée ci-dessous. Les simulations réalisées par le logiciel FEMM (annexe A) sont en 2D axisymétrique. La résolution de l'équation (III.7) régissant le fonctionnement de notre modèle se fait par la méthode des éléments finis en utilisant un programme de calcul sous environnement FEMM (programmation par langage LUA). Les différentes étapes de mise en œuvre et de la résolution numérique sous FEMM sont résumées dans l'organigramme de la figure III.4.

III.6 Résultats sous FEMM

Le maillage est une étape essentielle dans la résolution numérique des équations différentielles.



Puisque la précision des calculs dépend de sa finesse. Il consiste à découper le domaine en n élément finis. Notre maillage est réalisé avec 19580 nœuds et 38976 éléments.

La figure III.5 présente le maillage complet de laMRV6/4 dans la position d'alignement (conjonction) et dans la position non alignée (opposition).

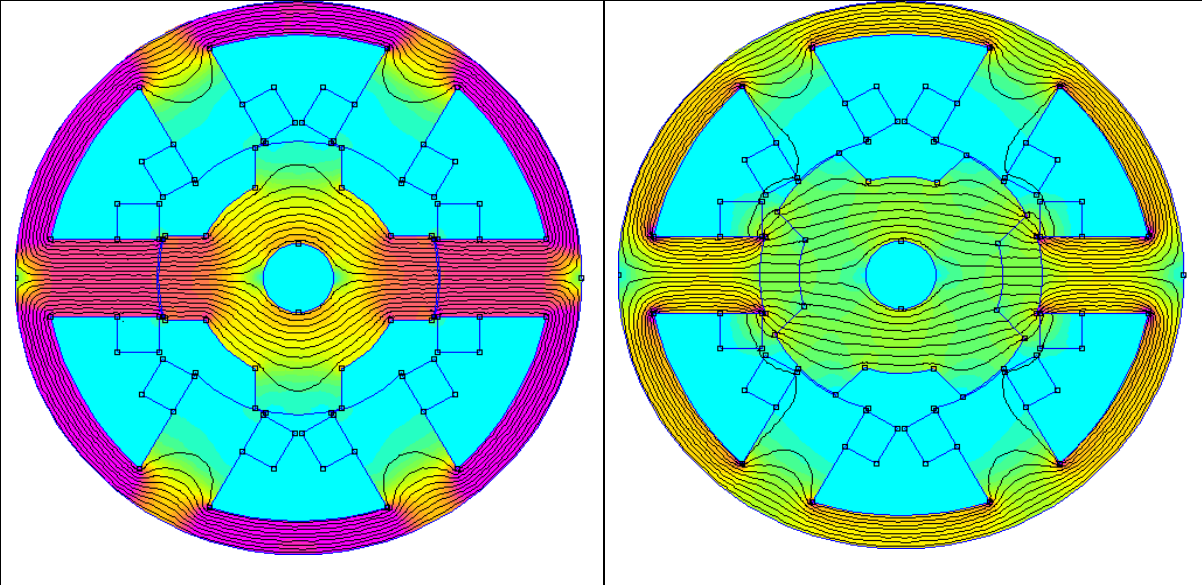


Figure III.6 : Distribution de lignes de champ pour les deux positions extrêmes (conjonction, opposition)

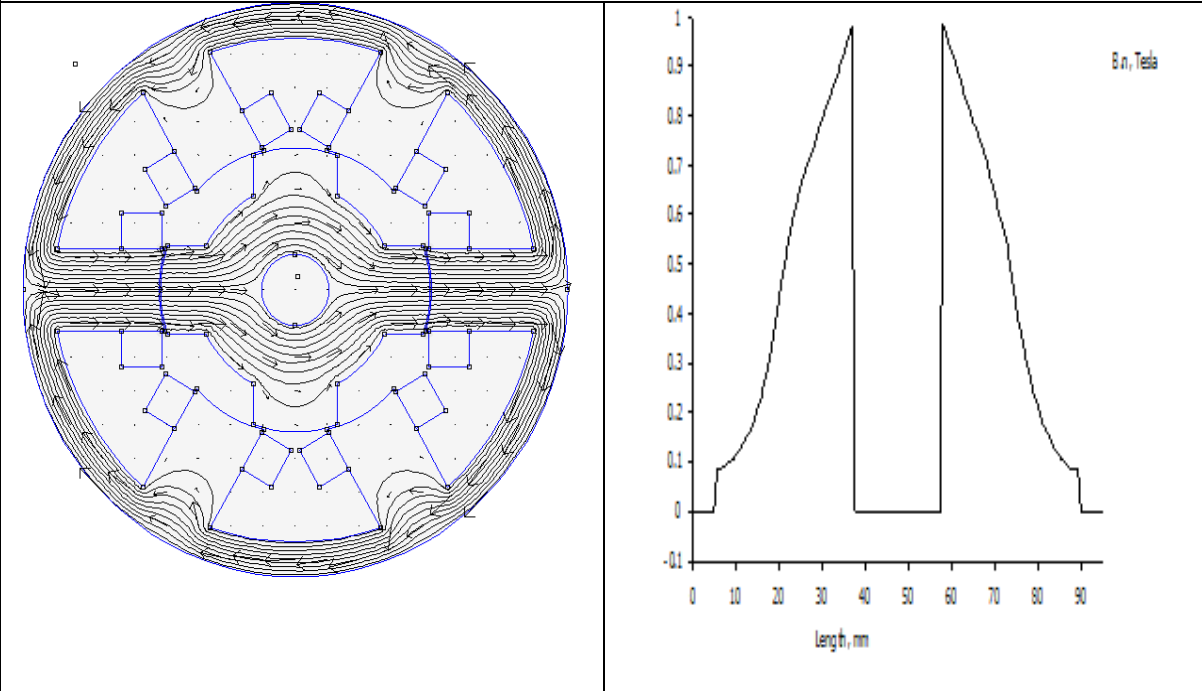
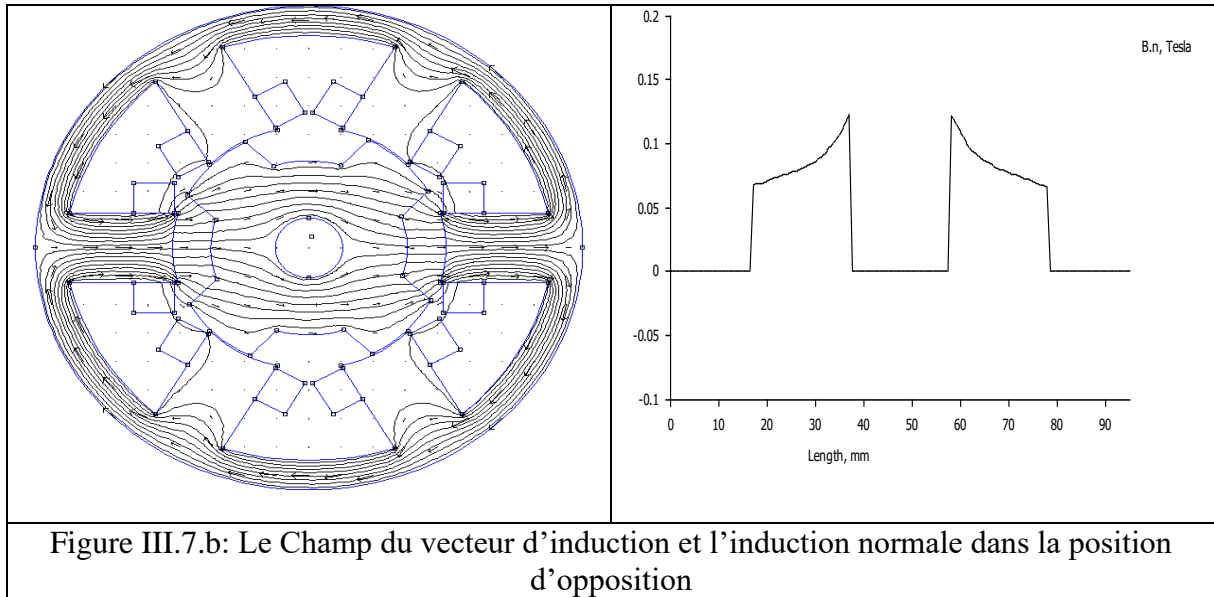
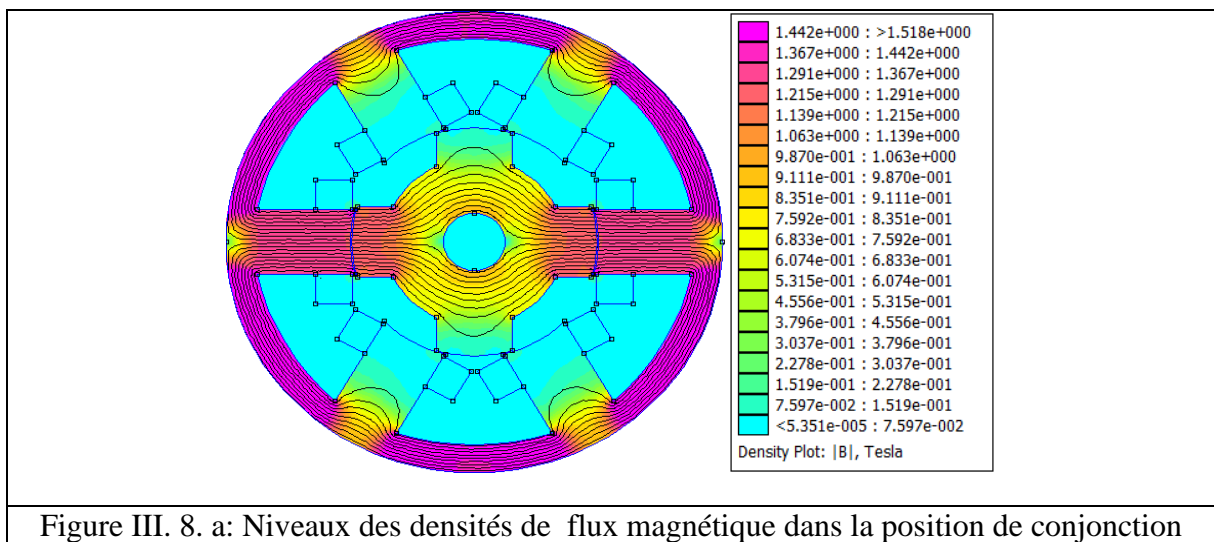


Figure III.7. a: Champ du vecteur d'induction et l'induction normal dans la position de conjonction



La figure III.6 illustre la distribution des lignes de champs magnétiques dans un moteur triphasé MRV6/4 pour les deux positions extrêmes: la dent du rotor en position de conjonction ou en position d'opposition avec la dent statorique.

Dans la figure III.7.a, on montre le champ du vecteur d'induction et l'induction normale dans la position de conjonction. La figure III.7.b montre Le Champ du vecteur d'induction et



L'induction normale dans la position d'opposition. D'après les deux figures, l'induction normale dans la position de conjonction ($0 < B_n < 1$ Tesla) est très grande par rapport à l'induction dans la position d'opposition ($0 < B_n < 0.15$ Tesla). La déformation du champ d'induction dans la position de conjonction revient à l'augmentation et la diminution de l'entrefer.

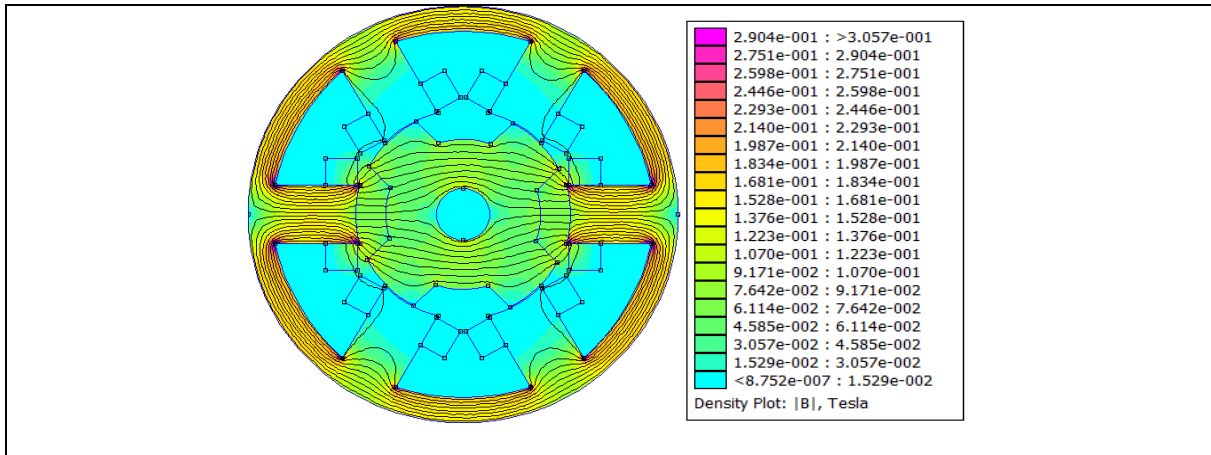


Figure III. 8. b : Niveaux des densités de flux magnétique dans la position d'opposition.

La figure III.8 présente une densité de flux plus forte dans la position de conjonction puisque l'inductance de la phase passe par sa valeur maximale L_{max} dans cet intervalle, et plus faible pour la position d'opposition puisque l'inductance de la phase passe par sa valeur minimale L_{min} dans cet intervalle.

III.7 Caractéristiques électromagnétiques

III.7.1 Caractéristiques flux (i , Θ)

La figure III.9 montre la variation du flux magnétique en fonction du courant d'excitation pour différentes positions (Θ) du rotor avec un pas de 10° . Le réseau de courbes obtenu illustre les effets de la saturation. La courbe du sommet correspond à la position de conjonction (dentures alignées) et la plus basse courbe correspond à la position d'opposition (dentures non alignées).

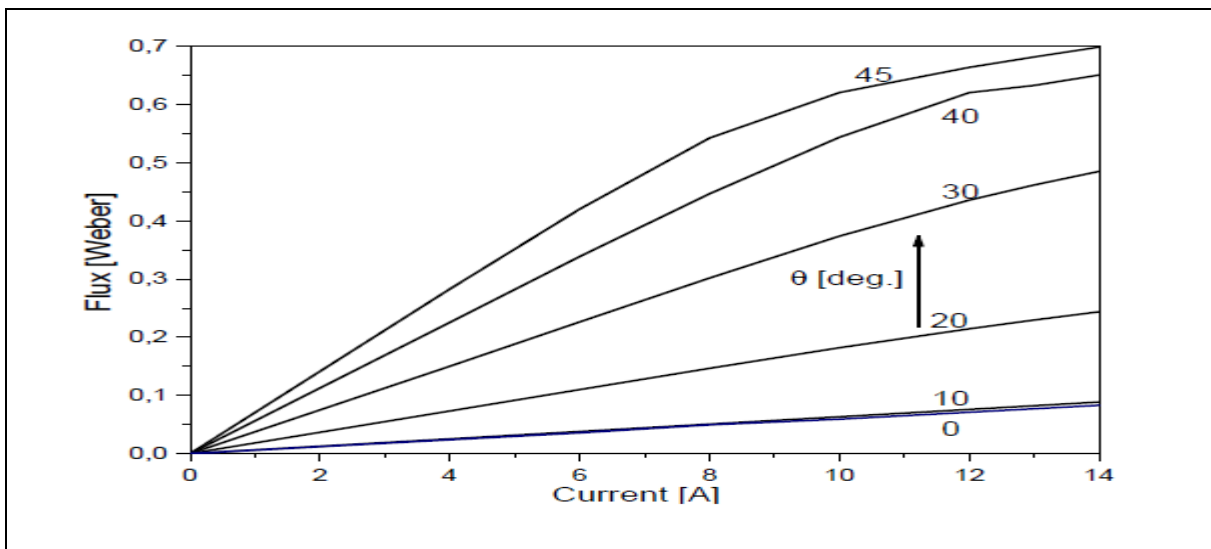


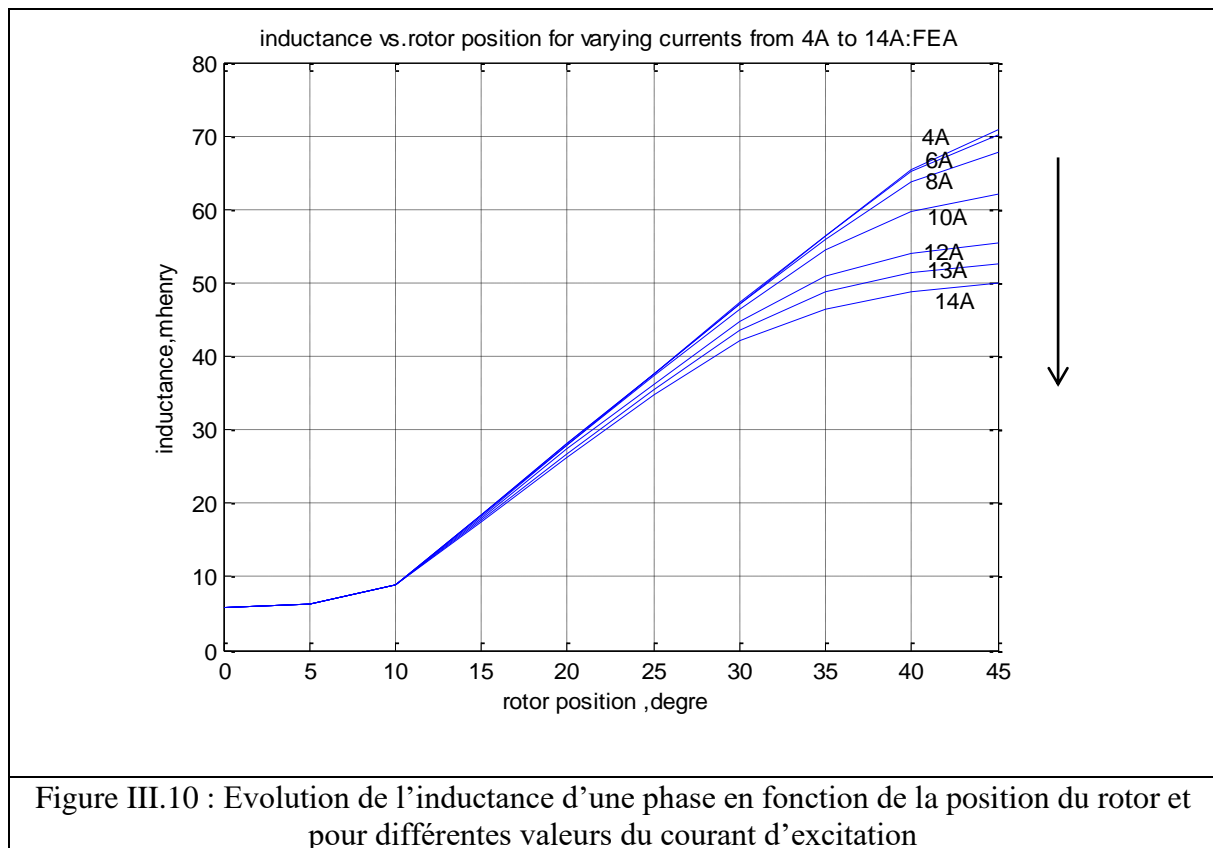
Figure III.9 : Flux en fonction du courant d'excitation et pour différentes positions du rotor

III.7.2 Caractéristique de l'inductance

La figure III.10 montre que pour différentes valeurs de courant d'excitation, l'inductance minimale est à 0° (position d'opposition) et l'inductance maximale (position de conjonction) est à 45° où le régime de saturation est atteint facilement.

On remarque aussi, qu'en augmentant la position du rotor (à 45°), l'inductance augmente aussi. Par contre, en augmentant le courant d'excitation, l'inductance diminue (pour $\theta \in [30^\circ, 45^\circ]$). Pour $\theta \in [10^\circ, 30^\circ]$, l'inductance augmente linéairement et reste presque constante avec la variation du courant d'excitation.

On note que la valeur de "La" diffère selon l'état de saturation. De la figure III.10, on tire: $L_a = 55.35 \text{ mH}$, $L_u = 5.92 \text{ mH}$.



III.7.3 Caractéristiques du couple électromagnétique

La figure III.11 représente la variation du couple en fonction de la position du rotor pour différentes valeurs du courant statorique (pour une demi-période). On observe à travers ces courbes l'influence de la non-linéarité de la caractéristique magnétique sur l'allure du couple électromagnétique.

On remarque aussi qu'après l'angle 35° (proche de la position de conjonction), la valeur du couple baisse, cela revient à l'effet de la saturation qui diminue la variation de la co-énergie. Par contre, avant 5° (proche de la position d'opposition), on remarque que le couple augmente linéairement avec θ . D'autre part, plus on augmente le courant, plus le couple maximal augmente.

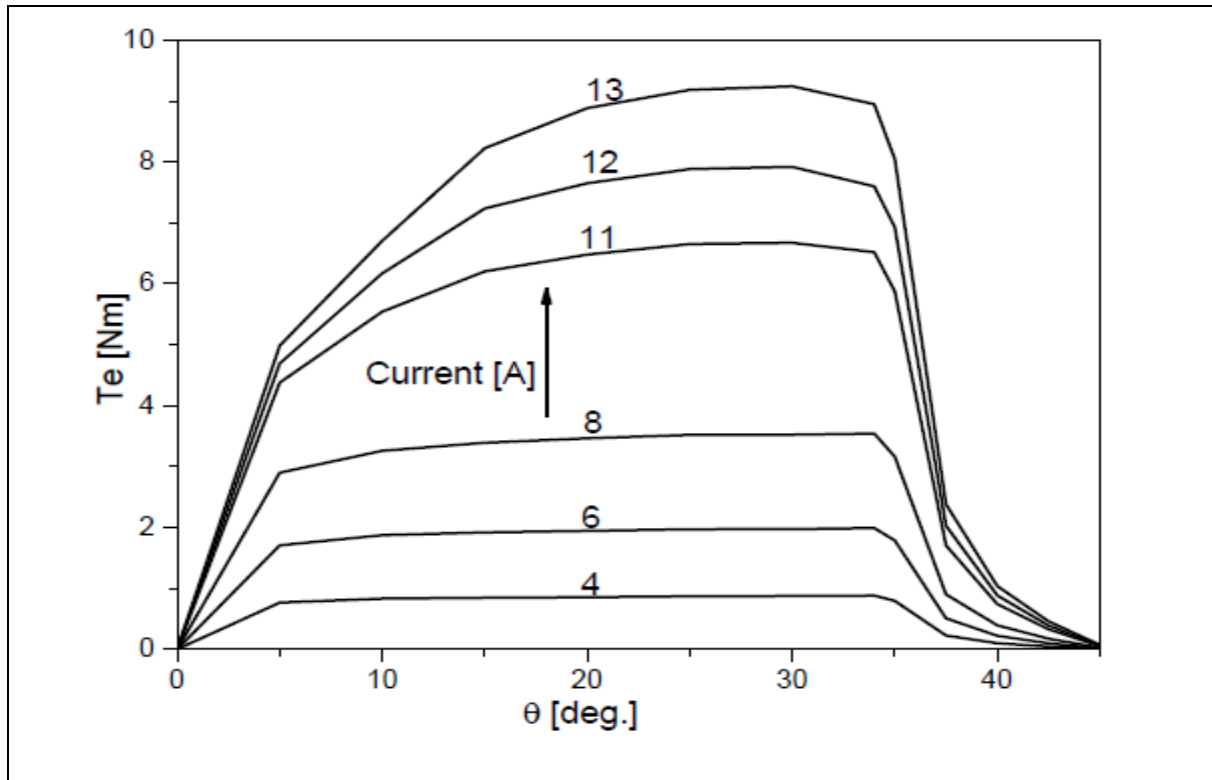


Figure III.11 : Couple en fonction de la position du rotor et pour différentes valeurs du courant d'excitation

III.8 Conclusion

Ce chapitre a été consacré à la modélisation numérique du prototype étudié MRV6/4 en utilisant le logiciel FEMM qui est basé sur la résolution des équations différentielles de Maxwell régissant le fonctionnement électromagnétique de la machine en utilisant la méthode numérique des éléments finis.

Les résultats obtenus montrent clairement la répartition du champ et l'induction magnétique dans les différentes parties du moteur. Aussi, à travers ces résultats on a montré la variation du couple électromagnétique, du flux et de l'inductance en fonction de la position du rotor et pour différentes valeurs du courant.

CHAPITRE IV



STRATÉGIES DE COMMANDE DES MRV 6/4

IV.1 Introduction

Les progrès de l'électronique de puissance lié à l'apparition des composants interrupteurs rapides tels que les thyristors GTO et les transistors IGBT ont permis de réaliser des onduleurs à MLI très performants, fiables et à faible coût. Ainsi, le problème de l'alimentation étant pratiquement réglé et les stratégies de commande ont pu être implantées dans des conditions satisfaisantes.

Pour que le moteur MRV6/4 fonctionne dans des régimes de vitesse variable, il faut le commandé par un processus qui permette d'ajuster au mieux la tension d'alimentation de manière à répondre aux variations de consigne de vitesse et de couple de charge [38]. Dans ce chapitre, on présentera une modélisation de la MRV6/4 associée à un convertisseur statique (un onduleur de tension) avec l'application de trois types de commandes sur la MRV6/4 : commande vectorielle FOC, commande directe du couple DTC et commande directe du couple modifiée. Ces techniques de commande permettent d'améliorer les performances statiques et dynamiques de la MRV6/4.

IV.2 Modélisation de la machine MRV 6/4

Une bonne commande en boucle fermée s'appuie sur le modèle mathématique du processus à réguler ou à asservir. Dans notre étude, nous utiliserons un modèle de la MRV6/4 décrit par le comportement dynamique des différentes grandeurs entrant dans l'opération de contrôle du système (couple électromagnétique, flux magnétique, courants, tensions, ...). Pour pouvoir présenter le modèle électrique équivalent de la MRV 6/4, il est nécessaire d'exiger certaines hypothèses simplificatrices [36]:

- La parfaite symétrie de la machine.
- Seul le premier harmonique d'espace est considéré.
- Le couplage entre les enroulements statoriques est ignoré.
- On néglige les phénomènes de saturation et d'hystérésis magnétique.
- On néglige les pertes dans le fer de la machine.
- On néglige l'effet de la température sur les résistances.
- La tension est parfaitement continue.
- Les effets de bords de la machine sont négligés.

IV.2.1 Equations électriques générales

Les courants statoriques sont liés aux tensions aux bornes de la MRV par le système d'équations suivant :

$$[V_{abc}] = [R_s][I_{abc}] + \frac{d[\phi_{abc}]}{dt} \quad (IV.1)$$

Où : R_s est la résistance d'une phase statorique

$[V_{abc}] = [V_a V_b V_c]^T$ est le vecteur des tensions d'alimentation.

$[I_{abc}] = [i_a i_b i_c]^T$ est le vecteur courant circulant dans les phases statoriques.

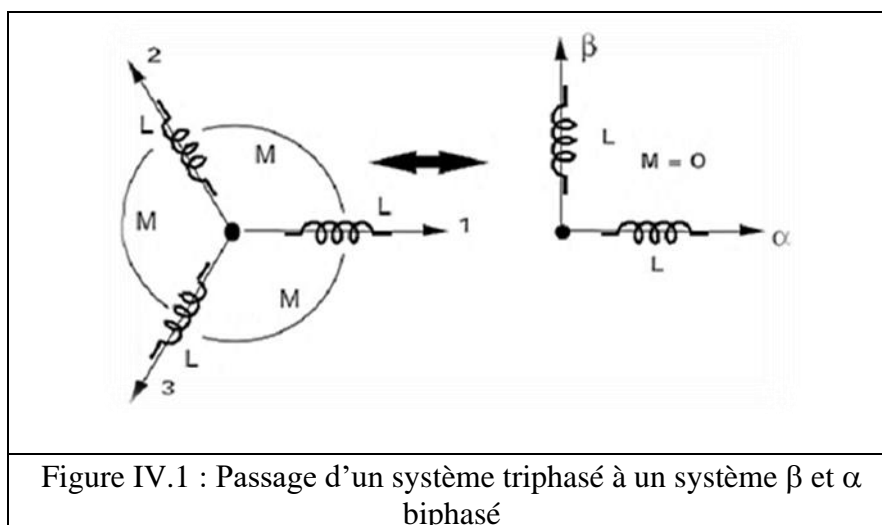
$[\phi_{abc}] = [\phi_a \phi_b \phi_c]$ est le vecteur flux magnétique traversant les phases statoriques qui s'exprime en régime linéaire par :

$$[\phi_{abc}] = [L][I_{abc}] \quad (IV.2)$$

[L] est la matrice de l'inductance

IV.2.2 Transformation triphasé – biphasé

L'utilisation de cette transformation permet le passage d'un système **triphasé abc** à un système **biphasé $\alpha\beta$** . Principalement, il excite deux transformations: **CLARKE** et **Concordia**. La transformation de **CLARKE** conserve l'amplitude des grandeurs (on doit multiplier par un coefficient 2/3). Tandis que celle de **CONCORDIA**, est normée, elle conserve la puissance (le couple) mais ne conserve pas les amplitudes [37].



a) Transformation de CLARKE

Le passage d'un système *triphase abc* à un système *biphase de CLARKE aβ* se présente ainsi [37-38] :

$$\begin{bmatrix} y_\alpha \\ y_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_a \\ y_b \\ y_c \end{bmatrix} \quad (\text{IV.3})$$

Le passage inverse s'écrit :

$$\begin{bmatrix} y_a \\ y_b \\ y_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_\alpha \\ y_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{IV.4})$$

b) Transformation de CONCORDIA

Le passage d'un système *triphase abc* à un système *biphase aβ* s'écrit [34,35] :

$$\begin{bmatrix} y_\alpha \\ y_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_a \\ y_b \\ y_c \end{bmatrix} \quad (\text{IV.5})$$

Le passage inverse :

$$\begin{bmatrix} y_a \\ y_b \\ y_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_\alpha \\ y_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{IV.6})$$

c) Passage du repère Park (*d,q*) au repère de Concordia (*α,β*)

Dans un contexte de modélisation de l'ensemble convertisseur statique - machine MRV et en vue de l'étude des lois de commande basées sur le réglage des grandeurs statoriques de la machine, il paraît plus judicieux de choisir **un repère biphase, aux axes orthogonaux (*α, β*) fixes** au stator.

Le passage de **Park (*d,q*)** à **Concordia (*α,β*)** en faisant **une rotation de l'angle θ** :

$$\begin{bmatrix} Y_\alpha \\ Y_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Y_d \\ Y_q \end{bmatrix} \quad (\text{IV.7})$$

La transformation inverse s'exprime également par :

$$\begin{bmatrix} Y_d \\ Y_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} Y_\alpha \\ Y_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{IV.8})$$

IV.2.3 Modèle exprimé dans le repère (d, q)

La transformée de Park est un outil mathématique utilisé en électrotechnique et en particulier dans la commande vectorielle, dont le but de modéliser un système triphasé à partir d'un modèle diphasé. Les axes de base dans cette transformée sont appelés dq . Les grandeurs transformées sont les courants, les tensions ou les flux. En général, pour une machine tournante, le repère de Park est fixé au rotor. L'apport principal de cette transformation est de remplacer une équation différentielle à coefficients en fonctions du temps par une équation différentielle simple à coefficients constants. Ainsi, pour un système de trois courants I_a, I_b, I_c , la transformation de Park d'angle θ génère les composantes (I_d, I_q, I_h) . La matrice de Park normée est [36-38] :

$$[P] = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin\theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (IV.9)$$

La matrice inverse $[P]^{-1} = [P]^t$

Les grandeurs électriques sont projetées sur le repère lié au rotor par la transformation de Park :

$$\begin{bmatrix} y_a \\ y_b \\ y_c \end{bmatrix} = [P]^t \begin{bmatrix} y_d \\ y_q \\ y_h \end{bmatrix} \quad (IV.10)$$

Les indices d, q, h indiquent respectivement : les composantes directes, en quadratures et homopolaires.

En remplaçant l'expression (IV.4) dans l'équation (IV.1), on obtient ;

$$[P]^t [V_{dqh}] = [R_s] [P] [I_{dqh}] + [P]^t \frac{d[\phi_{d,q,h}]}{dt} + \frac{d[P]^t}{dt} [\phi_{dqh}] \quad (IV.11)$$

La multiplication de l'équation (IV.11) par $[P]$ permet d'avoir :

$$[V_{dqh}] = [R_s] [I_{dqh}] + \begin{bmatrix} L_d & 0 & 0 \\ 0 & L_q & 0 \\ 0 & 0 & L_h \end{bmatrix} \frac{d[I_{d,q,h}]}{dt} + p\Omega \begin{bmatrix} 0 & -L_q & 0 \\ L_d & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} [I_{dqh}] \quad (IV.12)$$

$$\text{Avec : } \begin{bmatrix} L_d & 0 & 0 \\ 0 & L_q & 0 \\ 0 & 0 & L_h \end{bmatrix} = [P][L][P]^t \quad (IV.13)$$

$$[P] \frac{d[P]^t}{dt} = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (IV.14)$$

Puisque le neutre de la machine est isolé $I_h=0$, on aboutit au système d'équation suivant :

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -N_r \Omega L_q \\ -N_r \Omega L_d & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} \quad (\text{IV.15})$$

Le choix de lier le repère (d,q) au rotor, nous a permis d'avoir les grandeurs courants, tensions et flux continues en régime permanent, ce qui rend la commande semblable à celle de la machine à courant continu

Les équations électriques de la MRV 6/4 suivant l'axe d et l'axe q sont [18] :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - p \frac{d\theta}{dt} \phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} + p \frac{d\theta}{dt} \phi_{sd} \end{cases} \quad (\text{IV.16})$$

Les flux à travers les trois bobines fictives ayant pour valeurs :

$$\begin{cases} \phi_{sd} = L_d I_{sd} \\ \phi_{sq} = L_q I_{sq} \end{cases} \quad (\text{IV.17})$$

IV.2.4 Modèle exprimé dans le repère (α,β)

Etant donné que le repère (α,β) est lié au stator. Pour supprimer les transformations de coordonnées, le flux considéré est le flux statorique, le modèle de la partie électrique de la machine reliant les vecteurs flux, tension et courants, dans ce repère fixe, s'écrit :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} 2 \\ 3 \end{pmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.18})$$

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s I_{s\alpha} + \frac{d\phi_{s\alpha}}{dt} \\ V_{s\beta} = R_s I_{s\beta} + \frac{d\phi_{s\beta}}{dt} \end{cases} \quad (\text{IV.19})$$

Les flux totaux ayant pour valeurs :

$$\begin{cases} \phi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) dt \\ \phi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (\text{IV.20})$$

Le module du flux et sa phase sont obtenus comme suit :

$$\begin{cases} \phi_s = \sqrt{\phi_{s\alpha}^2 + \phi_{s\beta}^2} \\ \theta_\phi = \arctg \frac{\phi_{s\beta}}{\phi_{s\alpha}} \end{cases} \quad (\text{IV.21})$$

IV.2.5 Expression du couple dans le repère (d,q)

Puisque la transformation de PARK conserve la puissance instantanée, cela nous permet d'écrire :

$$P_{elec} = V_{sa}I_{sa} + V_{sb}I_{sb} + V_{sc}I_{sc} = V_{sd}I_{sd} + V_{sq}I_{sq} \quad (IV.22)$$

En remplaçant les expressions de (IV.16) dans l'équation (IV.22), on obtient :

$$P_{elec} = \{R_s I_{sd}^2 + R_s I_{sq}^2\} + \left\{ \frac{d\phi_{sd}}{dt} I_{sd} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} I_{sq} \right\} + \{W_s(\phi_{sd}I_{sd} - \phi_{sq}I_{sq})\} \quad (IV.23)$$

Le premier terme de cette expression représente les pertes joules dans les enroulements statoriques. Le deuxième terme correspond à l'énergie magnétique stockée dans le circuit magnétique. Le dernier terme ne peut donc représenter que la puissance électrique transformée en puissance mécanique. Puisque notre modélisation néglige les pertes fer [5,53,45], la puissance et le couple dans le repère (d,q) s'expriment sous la forme :

$$P_{elec} = C_{em}\Omega = W_s(\phi_{sd}I_{sq} - \phi_{sq}I_{sd}) \quad (IV.24)$$

$$C_{em} = p(\phi_{sd}I_{sq} - \phi_{sq}I_{sd}) \quad (IV.25)$$

Où $p=2$ est le nombre de pair de pole.

IV.2.6 Equation du mouvement

L'équation du mouvement des parties tournantes (machine, charge) en fonctionnement moteur s'écrit :

$$C_{em} - C_r - f_r\Omega = J \frac{d\Omega}{dt} \quad (IV.26)$$

Où J est le moment d'inertie des parties tournantes. C_r est le couple de charge et f_r est le coefficient de frottements visqueux.

IV.3 Modélisation de l'alimentation utilisée

IV.3.1 Onduleur de tension triphasé.

L'onduleur de tension à deux niveaux est un convertisseur statique, il se constitue de trois bras, chaque bras est formé de deux interrupteurs commandés de manière complémentaire afin d'éviter un court-circuit de la source et d'assurer une continuité du courant dans la charge. Chaque interrupteur est formé d'un semi-conducteur contrôlable (IGBT, GTO, ...etc.) et une diode connectée en antiparallèle, les six diodes de roue libre assurent la protection des transistors et la récupération de l'énergie vers la source [18],[36-38].

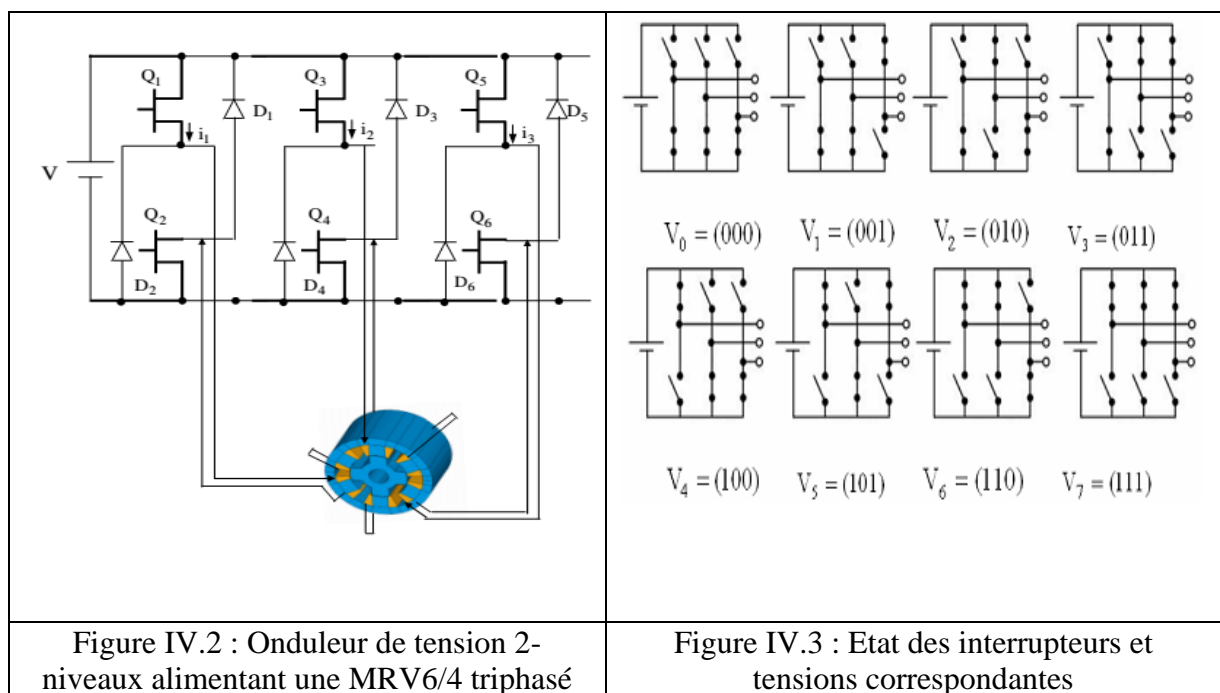
Pour simplifier l'étude, on supposera que :

- La commutation des interrupteurs est instantanée,
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable,
- La charge est équilibrée

Le vecteur de la tension V_s appliqué au moteur est calculé directement à partir des états des 6 interrupteurs de puissance de l'onduleur et de la tension continue U_c . L'état ouvert ou fermé des interrupteurs de puissance est représenté par une grandeur booléenne de commande notée S_j ($j = a, b, c$) [35,39] : $S_a=Q1, S_b=Q3, S_c=Q5, \bar{S}_a=Q2, \bar{S}_b=Q4, \bar{S}_c=Q6$, Figure IV.2

Pour le bras j , lorsque $S_j = 1$, l'interrupteur du haut est fermé et l'interrupteur du bas ouvert. Inversement lorsque $S_j = 0$, l'interrupteur du haut est ouvert et l'interrupteur du bas fermé.

Les combinaisons des 3 grandeurs (S_a, S_b, S_c) permettent de générer, par rapport au système d'axes (d, q) , 8 positions du vecteur tension V_s dont 2 correspondent au vecteur nul : $(S_a, S_b, S_c) = (111)$ ou $(S_a, S_b, S_c) = (000)$, voir figure IV.3.



L'ensemble des vecteurs tensions délivrées par un onduleur à 2-niveaux ainsi que les séquences de niveaux de phase correspondantes sont représentés dans la figure IV.3. Les six vecteurs (V_1, V_2, \dots, V_6) ont le même module égale à $\sqrt{2/3} U_c$ et leurs extrémités définissent les sommets d'un hexagone régulier puisque deux vecteurs successifs font entre eux un angle de $(\pi/3)$. L'expression du vecteur tension statorique est [37-38]:

$$V_s = V_{sd} + jV_{sq} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_c (S_a + aS_b + a^2 S_c) \quad (IV.27)$$

$$V_s = \frac{2U_c}{3} \exp(j(k-1)\frac{\pi}{3}) \quad (IV.28)$$

Avec $k=1\dots 6$ (séquences actives) et $V_s = 0$ pour $k=0$ et 7 (séquences nuls). Les tensions par phase aux bornes de la MRV s'écrivent en fonction des signaux de commande des interrupteurs sous la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \frac{U_c}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (IV.29)$$

IV.3.2 Onduleur de tension à MLI

La technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI) commande la tension de sortie de l'onduleur en amplitude et en fréquence à partir des signaux de commandes des interrupteurs de l'onduleur tout en limitant l'effet des harmoniques[54,5]. Pratiquement, il existe plusieurs structures de Modulation de largeur d'impulsion dont la génération des courants d'alimentation de la MRV se fait à partir des courants de référence calculés au niveau de la commande. On peut citer deux types de MLI:

IV.3.2.1 La MLI sinus-triangle

Ce type de MLI est surtout bien adapté à l'électronique analogique mais difficilement utilisable en numérique. Elle est très populaire dans l'industrie. Son principe est expliqué dans la figure ci dessous. La comparaison d'une onde sinusoïdale de fréquence f_r et d'amplitude A_r , appelée onde de référence avec une autre onde triangulaire de fréquence f_p nettement supérieur à f_r et d'amplitude A_p , nous donne les points d'intersections qui déterminent les instants de commutation des interrupteurs. La modulation est caractérisée essentiellement par deux facteurs:[18],[36-38]

- indice de modulation : $m_m = f_p/f_r$ (IV.30)

- coefficient de réglage : $R_R = A_r/A_p$, avec $(0 \leq R_R \leq 1)$ (IV.31)

Par action sur R_R , on peut augmenter l'amplitude du fondamental de 0 jusqu'à un maximum. L'augmentation de m_m rejette les premiers harmoniques non nuls vers les fréquences élevées et facilite le filtrage. On note que la variation de m_m est limitée par les temps de commutation des interrupteurs du convertisseur et de la par la largeur minimal des impulsions.

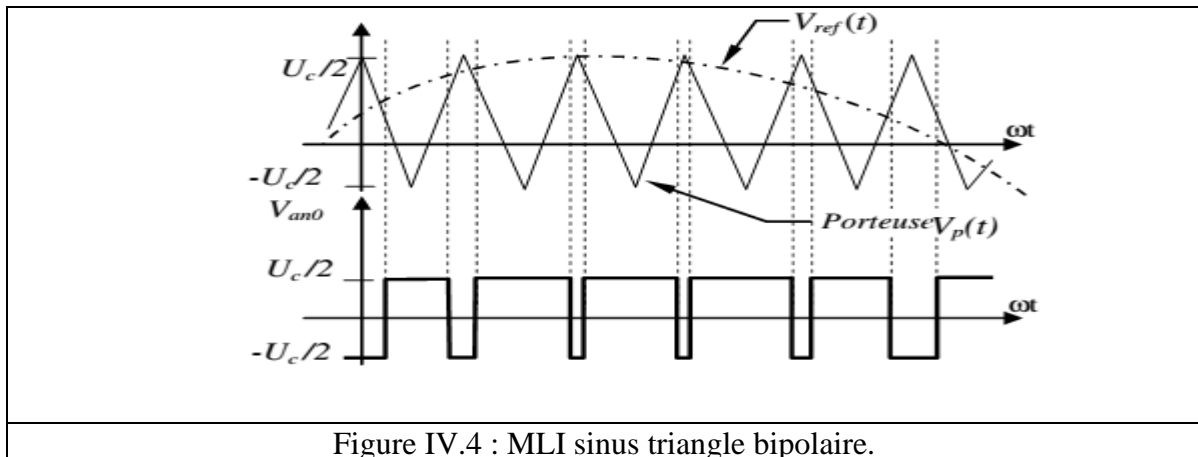


Figure IV.4 : MLI sinus triangle bipolaire.

IV.3.2.2 MLI Vectorielle

Cette modulation est utilisée par les commandes modernes des machines alternatives. Les tensions de référence sont les tensions simples désirées à la sortie de l'onduleur. Son principe s'appuie sur un algorithme numérique qui permet de déterminer les séquences de commutation des interrupteurs de l'onduleur permettant de générer un vecteur de tension qui s'approche du vecteur tension de référence sur une période de modulation T_m par l'application temporaire des deux vecteurs tension d'état adjacents V_i et V_{i+1} et des vecteurs nuls V_0 et V_7 . [18],[36-38]. La MLI vectorielle est basée sur les principes suivants:

- Le signal de référence est échantillonné à chaque intervalle T_m , appelé la période de modulation.
- pour chaque phase, on envoie une impulsion de largeur T centrée sur la période (MLI symétrique), dont la valeur moyenne est égale à la valeur de la tension de référence à l'instant d'échantillonnage.
- Tous les interrupteurs de même demi-bras ont un état identique au centre et aux deux extrémités de la période.

Soient S_a, S_b, S_c les signaux logiques de commande des interrupteurs Q_1, Q_3, Q_5 ($S_a=1$ si l'interrupteur en haut d'un bras est fermé et celui en bas est ouvert; $S_a=0$ si l'interrupteur en haut est ouvert et celui en bas est fermé).

Soit $S_{abc} = [S_a, S_b, S_c]$ le vecteur des tensions simple à la sortie de l'onduleur :

$$V_{sabc} = \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \frac{U_c}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{IV.32})$$

Comme on a dit précédemment au paragraphe (IV.3.1), à partir de la combinaison des 3 grandeurs (S_a, S_b, S_c), le vecteur tension V_s peut se retrouver dans huit positions fixes correspondant aux huit configurations possibles des interrupteurs, voir figure IV.4. Le tableau IV.1, montre pour chacun de ces huit états, les vecteurs des tensions (V_a, V_b, V_c) et le vecteur tension de référence \bar{V}_s représentatifs de ces états [37-38].

S_a	S_b	S_c	V_{sa}	V_{sb}	V_{sc}	V_s
0	0	0	0	0	0	V_0
0	0	1	$-U_c/3$	$-U_c/3$	$2U_c/3$	V_5
0	1	0	$-U_c/3$	$2U_c/3$	$-U_c/3$	V_3
0	1	1	$-2U_c/3$	$U_c/3$	$U_c/3$	V_4
1	0	0	$2U_c/3$	$-U_c/3$	$-U_c/3$	V_1
1	0	1	$U_c/3$	$-2U_c/3$	$U_c/3$	V_6
1	1	0	$U_c/3$	$U_c/3$	$-2U_c/3$	V_2
1	1	1	0	0	0	V_7

Tableau IV.1 : Calcul des vecteurs tensions de référence pour les huit états des interrupteurs

IV.4 La commande vectorielle de la machine MRV (FOC)

La commande vectorielle ou commande à flux orienté est connue comme première technique de contrôle destinée pour les machines alternatives (synchrone, asynchrone). Développée par BLASCHK au début des années 70 et réalisée pratiquement en 1980, elle permet de séparer le contrôle du flux de celui du couple électromagnétique, de ramener le comportement dynamique des machines alternatives du côté variation de vitesse proche de celle d'une machine à courant continu à excitation séparée. Cette technique a besoin des capteurs mécaniques pour contrôler le binôme (flux, couple) et le calcul des transformés de Park [37-38].

IV.4.1 Principe de la FOC

Le principe de cette commande s'appuie sur la dissociation des paramètres statoriques (courants et tensions) en deux composantes en quadratures. Pour cela, on oriente le repère d'axes $d-q$ de telle sorte que l'axe d soit en phase avec le flux statorique : $\phi_{sd} = \phi_s$ et $\phi_{sq} = 0$. La commande FOC peut être schématisée par la figure IV.5.

Habituellement, la composante d'axe d du courant statorique joue le rôle d'excitation et permet de régler la valeur du flux dans la machine, la composante d'axe q joue le rôle du courant d'induit et permet de contrôler le couple. Avec ce type de commande on obtient des systèmes d'entraînement performants capable d'imposer un couple à l'arrêt [38].

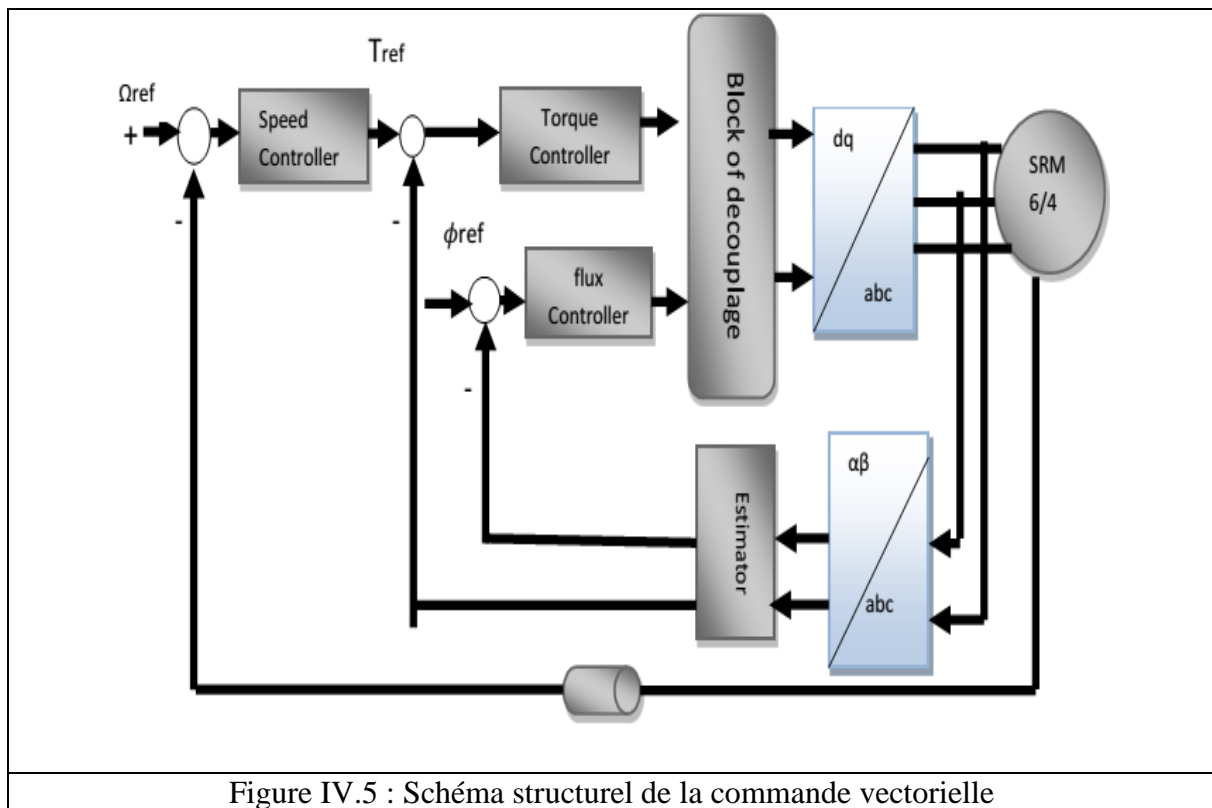


Figure IV.5 : Schéma structurel de la commande vectorielle

L'expression du couple est fonction que des composantes biphasées du courant d'alimentation de la machine, I_{sd} et I_{sq} . La composante I_{sd} est directement proportionnelle à l'amplitude du flux statorique. En réglant et en maintenant constante l'amplitude de la composante du courant statorique I_{sd} , nous obtenons ainsi le découplage entre la commande du couple et celle du flux de la machine. Le contrôle du couple dépend dans ce cas seulement de la composante d'axe q du courant statorique I_{sq} .

Les principaux constituants du schéma structurel de la FOC sont les boucles de régulation des courants I_{sd} et I_{sq} et la boucle de régulation de vitesse. On trouve également sur ce schéma, les transformations de Park directe (abc/dq) et inverse (dq/abc) permettant de changer de repère à partir de la mesure de la position du rotor. La limitation sur la référence du courant I_{sq} assure la protection en courant de la machine. Le contrôle vectoriel du courant i_{sdref} est fixé à une valeur constante correspondante au niveau nominal du flux dans la machine. On choisit ensuite le type de commande suivant l'application désirée (couple ou vitesse). Si on travaille

en régulation de vitesse, c'est la sortie du correcteur de vitesse qui impose la consigne du courant I_{sq} [18],[34-38].

IV.4.2 Résultats de simulation

Les résultats de simulations effectués sous Matlab de la commande vectorielle, pour la machine triphasé MRV6/4 présentés dans les figures (IV.6 et IV.7) montrent l'évolution respectivement de la vitesse, des courants, du couple et du flux à vide et en charge.

En examinant les courbes dans la figure IV.7, on constate que la vitesse croit rapidement avec un petit dépassement et atteint une vitesse proche de la vitesse de référence avec des oscillations considérables. Le couple connaît un pic au démarrage (appel du courant de démarrage est très grand) puis il atteint la valeur de la référence avec des oscillations considérables. A l'instant $t=0.015s$, on applique une charge de $1.5Nm$, la vitesse et le couple électromagnétique atteignent leurs valeurs avec des ondulations autour de leurs références. La réponse des courants et du flux dans cette figure, montre clairement le découplage introduit par la commande FOC. Les résultats dans la figure IV.7 montrent l'influence importante qu'apporte l'augmentation de la résistance statorique sur les réponses de la commande (FOC) : diminue les oscillations du couple, du flux et de la vitesse.

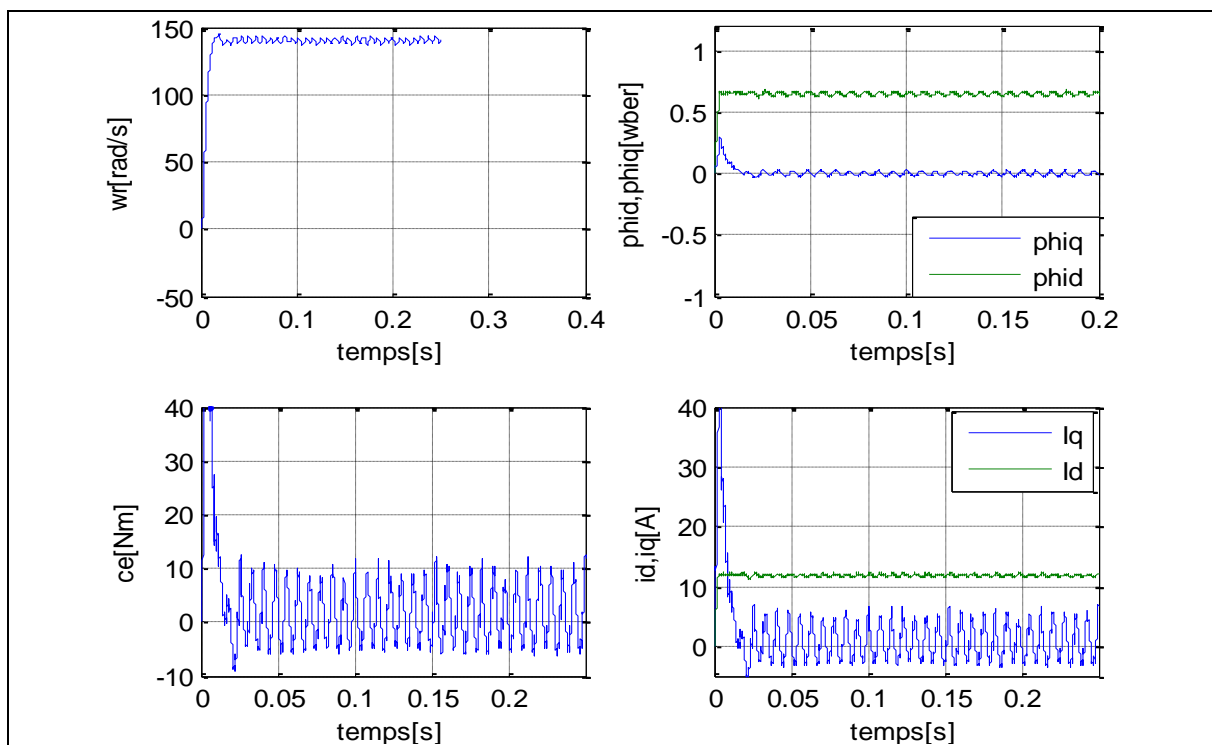
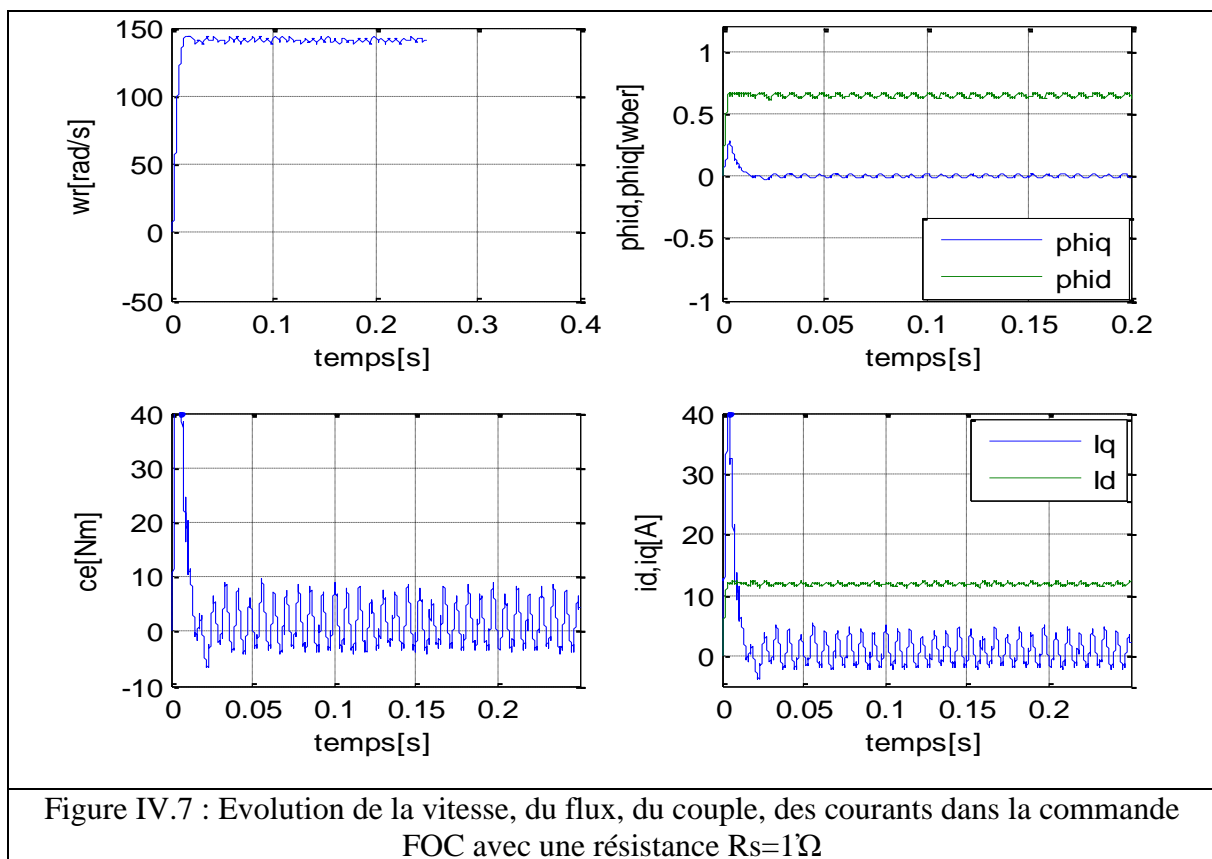


Figure IV.6 : Evolution de la vitesse, du flux, du couple, des courants dans la commande FOC



IV.5 Commande directe du couple (DTC)

Au cours des dernières années, les progrès effectués en microélectronique et en techniques de traitement des signaux, ont permis la réalisation de performantes structures de commande pour les machines à courants alternatives. Les plus récentes démarches dans cette direction sont celles regroupées sous la nomination anglo-saxonne (direct torque control). Cette technique est initiée dans la deuxième moitié des années 1980 par Takahashi et Depenbrock comme concurrentielles des méthodes classiques, basées sur une alimentation par modulation de largeur d'impulsions (MLI) et sur un découplage du flux et de couple par orientation du flux magnétique. Cette loi de contrôle présente des performances dynamiques remarquables de même qu'une bonne robustesse, vis à vis des écarts des paramètres du moteur. Elle semble notamment bien adaptée aux applications de traction des véhicules électriques [38-39].

IV.5.1 Principe de la DTC

La DTC est une technique qui relie le contrôle direct du couple de la machine à la séquence de commande appliquée à un onduleur de tension, sans passer par des régulateurs.

Elle nécessite dans sa structure deux comparateurs à hystérésis (voir figure IV.8), le premier est destiné au flux, contrôle l'amplitude du vecteur flux statorique et maintient son extrémité dans une couronne circulaire. Comme tâche, il introduit l'écart entre la valeur de référence et la valeur estimée puis génère à la sortie deux valeurs (1 ou 0), La valeur 1 pour un écart positif et la valeur 0 s'il est négatif. [40-42].

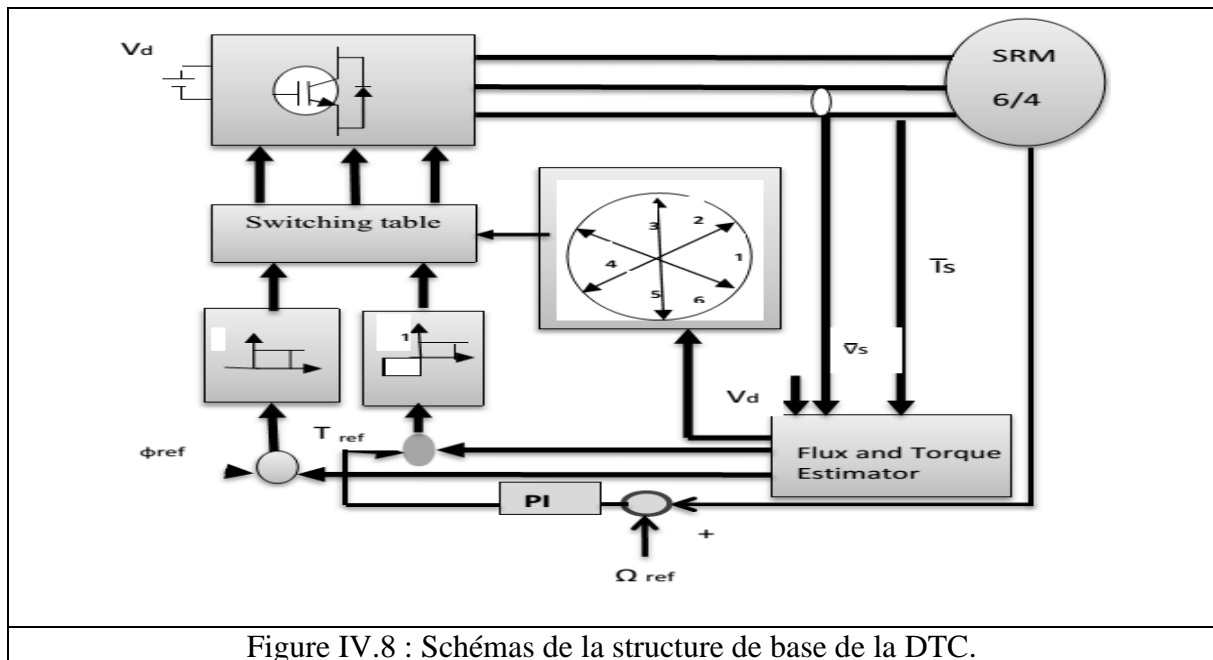


Figure IV.8 : Schémas de la structure de base de la DTC.

Le deuxième comparateur contrôle l'amplitude du couple dans les deux sens de rotation; génère à sa sortie trois valeurs (1 ou 0 ou -1) : 1 pour un écart positif, 0 pour un écart nul et -1 pour un écart négatif. Dans la DTC, l'estimation de l'amplitude et de la position du flux et du couple est déterminée à partir des paramètres électriques accessibles au stator.

IV.5.2 Comportement du flux statorique

On se place dans un repère fixe (α, β) lié au stator de la MRV, le flux statorique peut être déterminé par l'équation suivante [43-44]:

$$\vec{V}_s = R_s \vec{I}_s + \frac{d\vec{\phi}_s}{dt} \quad (IV.33)$$

Le flux s'exprime par :

$$\begin{cases} \phi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) dt \\ \phi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (IV.35)$$

En négligeant la chute de tension due à la résistance statorique, et pendant une période d'échantillonnage, le vecteur de tension appliqué au MRV reste constant, on obtient:

$$\bar{\Phi}_{s(k+1)} \simeq \bar{\Phi}_{s(k)} + \bar{V}_s T_e \quad (\text{IV.36})$$

$$\Delta \bar{\Phi}_s = \bar{V}_s T_e \quad (\text{IV.37})$$

Où $\bar{\Phi}_{s(k)}$ est le vecteur de flux statorique au pas d'échantillonnage actuel; $\bar{\Phi}_{s(k+1)}$ est le vecteur du flux statorique au pas d'échantillonnage suivant; $\Delta \bar{\Phi}_s$ est la variation du vecteur flux statorique; T_e est la période d'échantillonnage.

Comme le montre l'équation (IV.9), pour une période d'échantillonnage constante T_e , la vitesse de variation du flux est égale à la tension appliquée. L'application d'un vecteur tension colinéaire avec le vecteur flux agit directement sur l'amplitude de ce dernier. D'autre part, l'application d'un vecteur tension en quadrature avec le flux, agit sur la phase du flux et provoque soit une accélération, soit une décélération du vecteur flux. Enfin, l'application d'une tension nulle (V_0 or V_7), le vecteur flux reste fixe. La figure IV.9 montre l'évolution du vecteur de flux statorique dans le plan (α, β) .

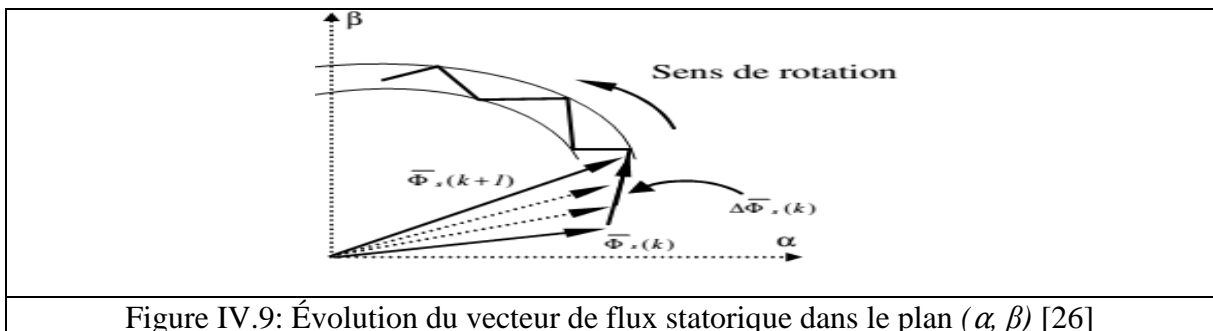


Figure IV.9: Évolution du vecteur de flux statorique dans le plan (α, β) [26]

Pour augmenter le flux statorique, il suffit d'appliquer un vecteur de tension qui lui est colinéaire et dans sa direction, et vice versa.

IV.5.3 Estimation du flux statorique

Comme le montre l'équation IV.35, l'amplitude du flux statorique est estimée à partir de ses composantes suivant les axes α et β . La version discrétisée de l'équation IV.35, définie pour une période d'échantillonnage T_e , permet d'écrire l'équation suivante [45-46] :

$$\begin{aligned} \phi_{s\alpha}(n) &= \phi_{s\alpha}(n-1) + [V_{s\alpha}(n-1) - r_s i_{s\alpha}(n-1)] T_e \\ \phi_{s\beta}(n) &= \phi_{s\beta}(n-1) + [V_{s\beta}(n-1) - r_s i_{s\beta}(n-1)] T_e \end{aligned} \quad (\text{IV.38})$$

Le module du flux et sa phase sont calculés par :

$$\begin{cases} \phi_s = \sqrt{\phi_\alpha^2 + \phi_\beta^2} \\ \theta_\phi = \arctg \frac{\phi_{s\beta}}{\phi_{s\alpha}} \end{cases} \text{(IV.39)}$$

La détermination de la position de ϕ_s , dans l'intervalle $[0,2\pi]$ est donnée par la tableau IV.2.

ϕ_s	θ_ϕ
$\phi_{s\alpha} > 0$ et $\phi_{s\beta} > 0$	$\text{Arctan}(\phi_{s\beta}/\phi_{s\alpha})$
$\phi_{s\alpha} > 0$ et $\phi_{s\beta} < 0$	$\text{Arctan}(\phi_{s\beta}/\phi_{s\alpha})+2\pi$
$\phi_{s\alpha} < 0$	$\text{Arctan}(\phi_{s\beta}/\phi_{s\alpha}) + \pi$
$\phi_{s\alpha} = 0$ et $\phi_{s\beta} \geq 0$	$\pi/2$
$\phi_{s\alpha} = 0$ et $\phi_{s\beta} \leq 0$	$3\pi/2$

Tableau IV.2 : Position du vecteur flux statorique [5]

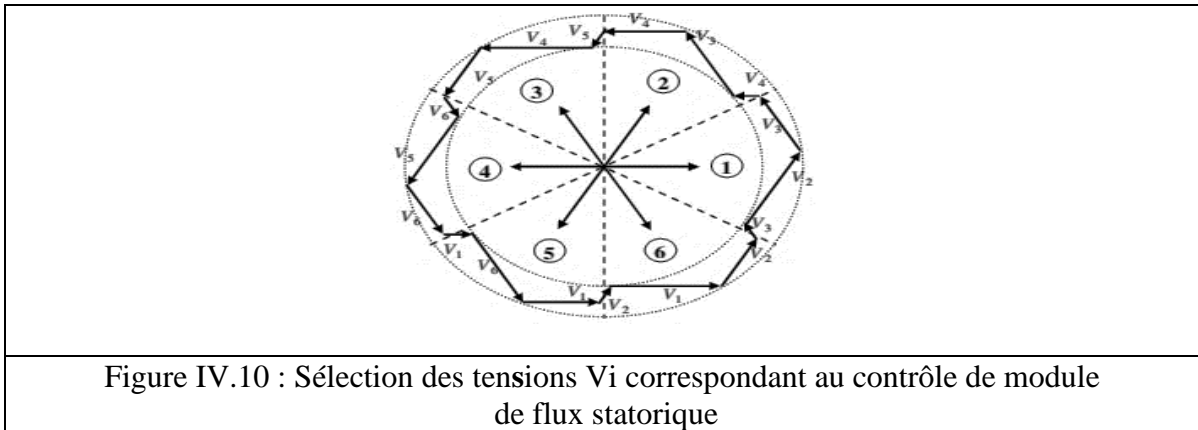
Les tensions $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$ sont obtenues à partir des commandes (C_{k1}, C_{k2}, C_{k3}), de la mesure de la tension U_c et de l'application de la transformation de Concordia [47-49] :

$$\begin{cases} V_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} \\ V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}}U_c \left(C_{k1} - \frac{1}{2}(C_{k2} - C_{k3}) \right) \\ V_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}}U_c (C_{k2} - C_{k3}) \end{cases} \text{(IV.40)}$$

De même les courants $I_{s\alpha}$, $I_{s\beta}$ sont obtenus à partir de la mesure des courants réels I_{sa}, I_{sb}, I_{sc} et en appliquant la transformée de Concordia :

$$\begin{cases} I_s = I_{s\alpha} + jI_{s\beta} \\ I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}}I_{sa} \\ I_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}}(I_{sb} - I_{sc}) \end{cases} \text{(IV.41)}$$

La figure IV.10 montre que la sélection des tensions V_i correspondant au contrôle de l'amplitude de flux statorique ϕ_s , dans le plan(α, β).



IV.5.4 Estimation du couple électromagnétique

L'estimation du couple électromagnétique est obtenue à partir de l'estimation des composants du flux et des grandeurs mesurées du courant en utilisant l'équation suivante :

$$C_e = \frac{3}{2}p(\phi_{s\alpha}I_{s\alpha} - \phi_{s\beta}I_{s\beta}) \quad (\text{IV.42})$$

IV.5.5 Alimentation par un onduleur à deux niveaux

Plusieurs stratégies dérivées de la DTC de base proposée par Takahashi sont développées, profitant des degrés de liberté offerts par la structure de l'onduleur de tension à deux niveaux alimentant la MRV. Il existe différents choix de découpage du plan de phase en secteurs, d'où les tables de vérité définissant les états des interrupteurs de l'onduleur, sont présentées sous diverses formes. La DTC classique proposée par Takahashi [39], est basée sur l'algorithme suivant :

- Le domaine temporel est divisé en période de durée réduite (de l'ordre de dizaines de μs),
- A chaque coup d'horloge, on mesure les courants de lignes et les tensions par phase,
- On reconstitue les composantes de flux statorique en utilisant les équations (IV.35),
- L'estimation du couple électromagnétique de la machine est alors possible grâce à l'estimation des composantes du flux statorique et aux mesures des courants de ligne.
- Introduire l'écart $\Delta\phi_s$ entre le flux de référence ϕ_s^* et le flux estimé dans un comparateur à hystérésis à deux niveaux, qui génère à sa sortie la valeur +1 pour augmenter le flux et 0 pour le réduire,
- Introduire l'écart C_e , entre le couple électromagnétique de référence C^* et le couple estimé dans un comparateur à hystérésis à trois niveaux (voir figure IV.8), qui génère la valeur +1 pour augmenter le couple, -1 pour le réduire et 0 pour le maintenir constant dans

la bande. Ce choix d'augmenter le nombre de niveaux est proposé afin de minimiser la fréquence de commutation moyenne, car la dynamique du couple est généralement plus rapide que celle du flux.

Le choix de l'état des interrupteurs qui détermine les séquences de fonctionnement de l'onduleur est effectué en utilisant le tableau de localisation généralisé (IV.3) ou bien le tableau détaillé (IV.3), en se basant sur les erreurs du flux et du couple $\Delta\Phi_s$ et ΔC_e , et selon la position du vecteur flux ($S_i=1\dots 6$). La division du plan complexe en six secteurs angulaires selon la figure (VI.10) permet de déterminer, pour chaque secteur donné, la séquence de commande des interrupteurs de l'onduleur qui correspond aux différents états des grandeurs de contrôle $\Delta\phi_s$ et ΔC_e suivant la logique du comportement de flux et de couple vis-à-vis de l'application d'un vecteur de tension statorique [18], [41-44].

IV.5.5.1 Réglage de flux en utilisant un comparateur à hystérésis à deux niveaux

Ce correcteur a l'objectif de conserver l'amplitude du flux statorique dans une bande et maintenir l'extrémité du vecteur de flux statorique ϕ_s dans une couronne circulaire comme illustré dans la figure IV.12.

La sortie du correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module du flux. Les deux seuils du comparateur sont choisis suivant l'ondulation tolérée par le flux statorique. On peut écrire :

$$\left[\begin{array}{ll} \text{Si } \Delta\phi > \varepsilon_\phi & \gggg \quad K_\phi = 1 \\ \text{Si } 0 \leq \Delta\phi \leq \varepsilon_\phi \text{ et } \frac{d\Delta\phi}{dt} > 0 & \gggg \quad K_\phi = 0 \\ \text{Si } 0 \leq \Delta\phi \leq \varepsilon_\phi \text{ et } \frac{d\Delta\phi}{dt} < 0 & \gggg \quad K_\phi = 1 \\ \text{Si } \Delta\phi < -\varepsilon_\phi & \gggg \quad K_\phi = 0 \end{array} \right. \quad (\text{IV.43})$$

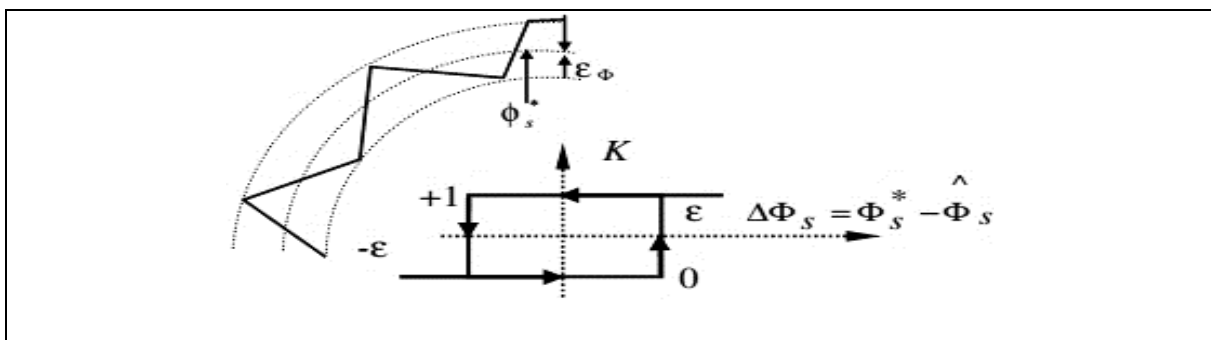


Figure IV.12: Comparateur à hystérésis utilisé pour contrôler le module de vecteur de flux statorique [18]

En introduisant l'erreur $\Delta\phi_s$ entre le flux de référence ϕ_{sref} et le flux estimé ϕ_s dans le comparateur à hystérésis à deux niveaux (figure IV.12) ; ce dernier émis à la sortie une variable booléenne :

- 1 : Si l'erreur de flux est positive, il faut augmenter le flux.
- 0 : Si l'erreur de flux est négative, il faut diminuer le flux.

Cela convient parfaitement pour avoir des bonnes performances dynamiques du flux. Ainsi, seuls les vecteurs V_{i+1} et V_{i+2} peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le vecteur de flux statorique. On note que ce correcteur ne permet pas l'inversion du sens de rotation du vecteur de flux ϕ_s .

IV.5.5.2 Réglage de flux en utilisant un comparateur à hystérésis à trois niveaux

L'objectif du correcteur de couple est de maintenir le couple dans une bande d'hystérésis et d'imposer ainsi l'amplitude des ondulations du couple. Ce comparateur est modélisé par l'algorithme (IV.44), tels que K_c représente l'état de sortie du comparateur et ϵ_{ce} la limite de la bande d'hystérésis (Figure IV.14).

$$\left[\begin{array}{ll}
 \text{Si } \Delta C_e > \epsilon_{ce} \gggggg & K_c = 1 \\
 \text{Si } 0 \leq \Delta C_e \leq \epsilon_{ce} \text{ et } \frac{d\Delta C_e}{dt} > 0 \gggg & K_c = 0 \\
 \text{Si } 0 \leq \Delta C_e \leq \epsilon_{ce} \text{ et } \frac{d\Delta C_e}{dt} < 0 \gggg & K_c = 1 \\
 \text{Si } \Delta C_e < -\epsilon_{ce} \gggggg & K_c = -1 \\
 \text{Si } -\epsilon_{ce} \leq \Delta C_e \leq 0 \text{ et } \frac{d\Delta C_e}{dt} < 0 \gggg & K_c = 0 \\
 \text{Si } -\epsilon_{ce} \leq \Delta C_e \leq 0 \text{ et } \frac{d\Delta C_e}{dt} > 0 \gggg & K_c = -1
 \end{array} \right. \quad (IV.44)$$

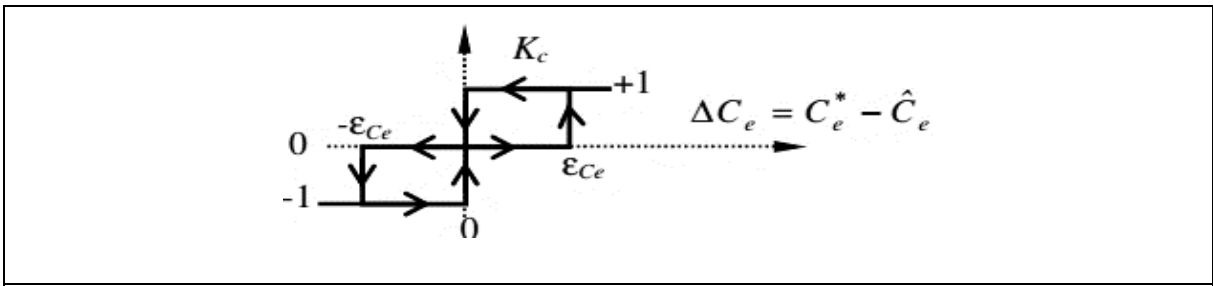


Figure IV.13 : Comparateur à hystérésis à trois niveaux pour régler le couple

En introduisant l'écart ΔC_e dans le comparateur à hystérésis à trois niveaux (Figure IV.13), ce dernier génère à la sortie la valeur +1 pour augmenter le couple, -1 pour le réduire et 0 pour le maintenir constant dans la bande. Le choix d'augmenter le nombre de niveaux est proposé afin de minimiser la fréquence de commutation moyenne, car la dynamique du couple est généralement plus rapide que celle du flux [26][35][40]. Avec ce correcteur, pour inverser le sens de rotation de la machine, il est nécessaire de croiser deux phases de la machine.

IV.5.5.3 Choix du vecteur tension

Le choix du vecteur tension statorique V_s dépend de la position du vecteur flux statorique dans le plan complexe $\alpha\beta$, de la variation souhaitée pour le module du flux ϕ_s , de la variation souhaitée pour le couple, et du sens de rotation du flux [45-49]. L'espace d'évolution du flux est divisé en six zones appelées secteurs, telle que représentées sur la figure (IV.14).

Lorsque le flux ϕ_s se trouve dans une zone i , le contrôle du flux et du couple est assuré en sélectionnant l'un des six vecteurs suivants:

- Si V_{i+1} est sélectionné alors le binôme ϕ_s croît et $C_e = T_e$ croît
- Si V_{i-1} est sélectionné alors ϕ_s croît et C_e décroît
- Si V_{i+2} est sélectionné alors ϕ_s décroît et C_e croît
- Si V_{i-2} est sélectionné alors ϕ_s décroît et C_e décroît
- Si V_0 ou V_7 est sélectionné la rotation de ϕ_s est arrêtée, d'où une décroissance du couple alors que le module du couple reste inchangé.

Les séquences nulles V_0 et V_7 , sont indépendantes de l'état du flux, elles sont liées uniquement à l'écart ΔC_e . Ces séquences sont appliquées lorsqu'on souhaite maintenir le couple dans sa bande: $-\varepsilon_{ce} \leq \Delta C_e \leq \varepsilon_{ce}$. Le niveau d'efficacité des vecteurs tensions appliquées dépend également de la position du vecteur flux dans la zone i . Toutefois, en début de la zone, les vecteurs V_{i+1} et V_{i-2} sont perpendiculaires à ϕ_s , d'où une évolution rapide du couple mais une évolution lente de l'amplitude du flux ϕ_s , alors qu'à la fin de la zone, l'évolution est inversé. Avec les vecteurs V_{i-1} et V_{i+2} , on a une évolution lente du couple et rapide de l'amplitude de ϕ_s . Quelque soit le sens d'évolution de flux ou du couple, dans la zone i , les deux vecteurs V_i et V_{i+3} ne sont jamais utilisés. En effet, ces deux vecteurs provoquent une forte croissance du flux mais son effet sur le couple dépend de la zone, avec un effet nul en milieu de zone.

Le vecteur tension statorique V_s à la sortie de l'onduleur est déduit des écarts de couple et de flux estimés par rapport à leurs références, ainsi que de la position du vecteur ϕ_s .

Un estimateur de ϕ_s en module et en position ainsi qu'un estimateur de couple sont donc nécessaires.

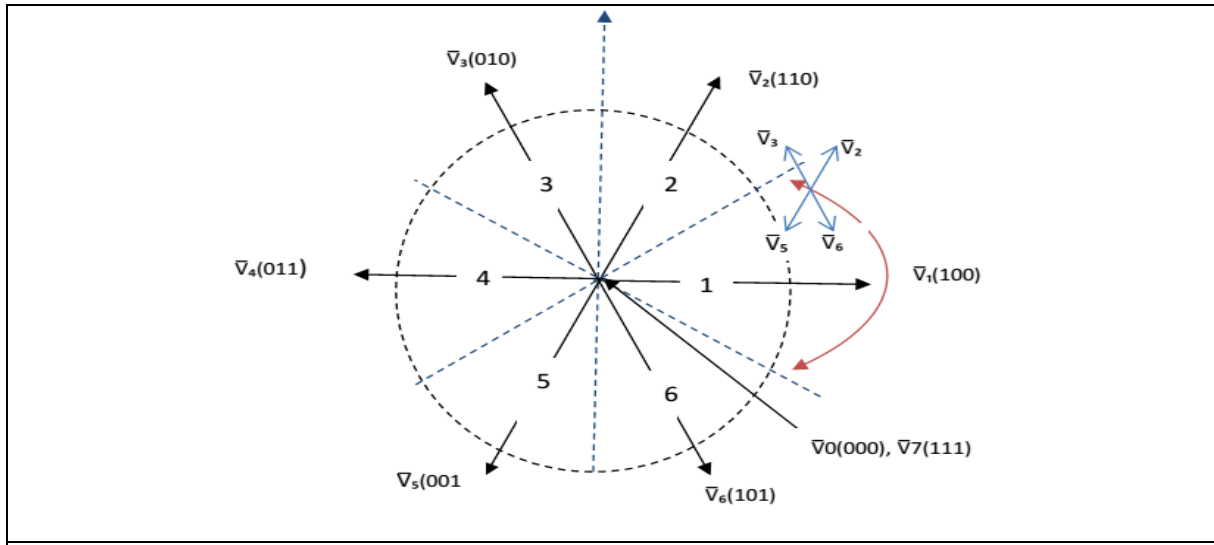


Figure IV.14 : Partition du plan complexe en six secteurs angulaires $S_i=1 \dots 6$

Vecteur V_j	V_{j-2}	V_{j-1}	V_{j+1}	V_{j+2}
ϕ_s	$\downarrow F$	$\uparrow F$	$\uparrow F$	$\downarrow F$
C_e	$\downarrow C_e$	$\downarrow C_e$	$\uparrow C_e$	$\uparrow C_e$

Tableau IV.3 : Table généralisée pour le choix des vecteurs de tension.

IV.5.5.4 Elaboration de la table de commutation

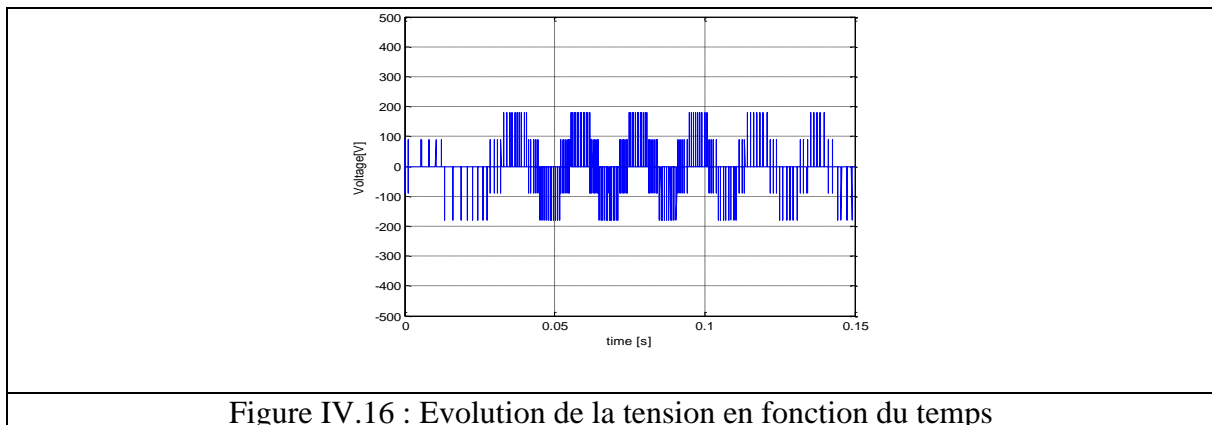
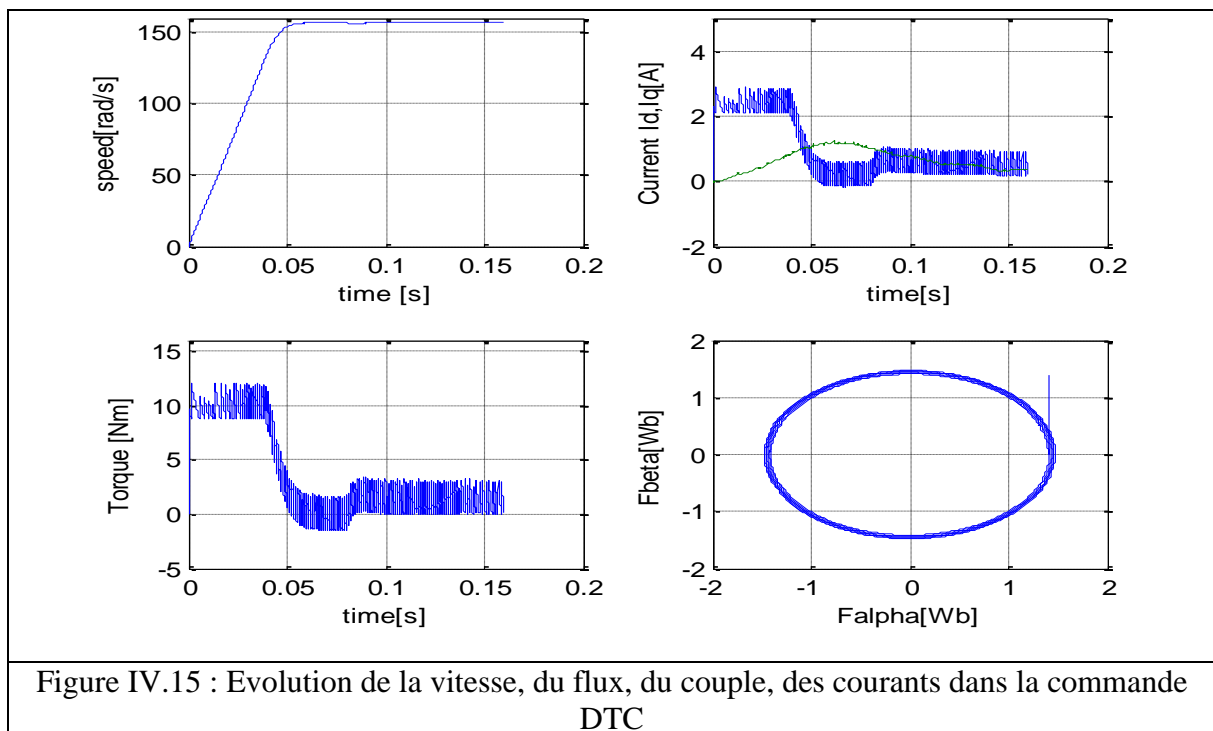
La table de commutation (tableau IV.4) est construite en se basant sur les erreurs du flux ($\Delta\phi_s$) et du couple (ΔC_e) selon la position du vecteur de flux statorique ($S_i=1, \dots, 6$). En se basant sur la logique de réglage du binôme (flux et couple) montrée précédemment, on établit le tableau classique des séquences résumant la MLI vectorielle proposée par Takahashi pour contrôler le flux statorique et le couple électromagnétique du MRV. L'évolution du binôme (flux et couple) pour chacun des quatre vecteurs $V_{i-2}, V_{i-1}, V_{i+1}, V_{i+2}$ qui peuvent être appliqués au moteur MRV dans le secteur S_i est montrée dans le Tableau IV.4 ci-dessous :

$\Delta\phi$	ΔC_e	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6
1	1	\bar{V}_2	\bar{V}_3	\bar{V}_4	\bar{V}_5	\bar{V}_6	\bar{V}_1
1	0	\bar{V}_7	\bar{V}_0	\bar{V}_7	\bar{V}_0	\bar{V}_7	\bar{V}_0
1	-1	\bar{V}_6	\bar{V}_1	\bar{V}_2	\bar{V}_3	\bar{V}_4	\bar{V}_5
0	1	\bar{V}_3	\bar{V}_4	\bar{V}_5	\bar{V}_6	\bar{V}_1	\bar{V}_2
0	0	\bar{V}_0	\bar{V}_7	\bar{V}_0	\bar{V}_7	\bar{V}_0	\bar{V}_7
0	-1	\bar{V}_5	\bar{V}_6	\bar{V}_1	\bar{V}_2	\bar{V}_3	\bar{V}_4

Tableau IV.4 : Table de localisation des états des vecteurs de tension

IV.5.5.5 Résultats de simulation

les résultats de simulation sous Matlab de la commande par DTC, appliquée à une machine à réluctance variable alimenté par un onduleur de tension à MLI s'illustrent dans les figures qui suivent. D'après les résultats obtenus dans la figure IV.15, la commande DTC présente aussi des ondulations sur le couple, mais la vitesse croit rapidement et s'établit à la vitesse de référence sans dépassement et sans ondulations par rapport à la commande vectorielle. D'autre coté, en appliquant une charge ($C_r=1.5Nm$ à $t=0.07s$), la vitesse, le couple et le flux suivent leurs références avec une dynamique robuste et très rapide sans dépasser les bandes d'hystérésis, d'où la trajectoire circulaire du flux.



IV.6 La commande DTC modifiée

IV.6.1 Principe

L'idée de la DTC modifiée repose sur le changement de la table de vérité à partir d'un changement des positions des secteurs de la DTC, tels qu'au lieu de prendre le premier secteur de -30 à $+30$, il est pris de 0 à 60 (voir figure IV.17).

	<table border="1"> <thead> <tr> <th>$\Delta\phi$</th> <th>ΔC_e</th> <th>S1</th> <th>S2</th> <th>S3</th> <th>S4</th> <th>S5</th> <th>S6</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>1</td> <td>1</td> <td>$\bar{V}2$</td> <td>$\bar{V}3$</td> <td>$\bar{V}4$</td> <td>$\bar{V}5$</td> <td>$\bar{V}6$</td> <td>$\bar{V}1$</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>0</td> <td>$\bar{V}7$</td> <td>$\bar{V}0$</td> <td>$\bar{V}7$</td> <td>$\bar{V}0$</td> <td>$\bar{V}7$</td> <td>$\bar{V}0$</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>-1</td> <td>$\bar{V}1$</td> <td>$\bar{V}2$</td> <td>$\bar{V}3$</td> <td>$\bar{V}4$</td> <td>$\bar{V}5$</td> <td>$\bar{V}6$</td> </tr> <tr> <td>0</td> <td>1</td> <td>$\bar{V}4$</td> <td>$\bar{V}5$</td> <td>$\bar{V}6$</td> <td>$\bar{V}1$</td> <td>$\bar{V}2$</td> <td>$\bar{V}3$</td> </tr> <tr> <td>0</td> <td>0</td> <td>$\bar{V}7$</td> <td>$\bar{V}0$</td> <td>$\bar{V}7$</td> <td>$\bar{V}0$</td> <td>$\bar{V}7$</td> <td>$\bar{V}0$</td> </tr> <tr> <td>0</td> <td>-1</td> <td>$\bar{V}5$</td> <td>$\bar{V}6$</td> <td>$\bar{V}1$</td> <td>$\bar{V}2$</td> <td>$\bar{V}3$</td> <td>$\bar{V}4$</td> </tr> </tbody> </table>	$\Delta\phi$	ΔC_e	S1	S2	S3	S4	S5	S6	1	1	$\bar{V}2$	$\bar{V}3$	$\bar{V}4$	$\bar{V}5$	$\bar{V}6$	$\bar{V}1$	1	0	$\bar{V}7$	$\bar{V}0$	$\bar{V}7$	$\bar{V}0$	$\bar{V}7$	$\bar{V}0$	1	-1	$\bar{V}1$	$\bar{V}2$	$\bar{V}3$	$\bar{V}4$	$\bar{V}5$	$\bar{V}6$	0	1	$\bar{V}4$	$\bar{V}5$	$\bar{V}6$	$\bar{V}1$	$\bar{V}2$	$\bar{V}3$	0	0	$\bar{V}7$	$\bar{V}0$	$\bar{V}7$	$\bar{V}0$	$\bar{V}7$	$\bar{V}0$	0	-1	$\bar{V}5$	$\bar{V}6$	$\bar{V}1$	$\bar{V}2$	$\bar{V}3$	$\bar{V}4$
$\Delta\phi$	ΔC_e	S1	S2	S3	S4	S5	S6																																																		
1	1	$\bar{V}2$	$\bar{V}3$	$\bar{V}4$	$\bar{V}5$	$\bar{V}6$	$\bar{V}1$																																																		
1	0	$\bar{V}7$	$\bar{V}0$	$\bar{V}7$	$\bar{V}0$	$\bar{V}7$	$\bar{V}0$																																																		
1	-1	$\bar{V}1$	$\bar{V}2$	$\bar{V}3$	$\bar{V}4$	$\bar{V}5$	$\bar{V}6$																																																		
0	1	$\bar{V}4$	$\bar{V}5$	$\bar{V}6$	$\bar{V}1$	$\bar{V}2$	$\bar{V}3$																																																		
0	0	$\bar{V}7$	$\bar{V}0$	$\bar{V}7$	$\bar{V}0$	$\bar{V}7$	$\bar{V}0$																																																		
0	-1	$\bar{V}5$	$\bar{V}6$	$\bar{V}1$	$\bar{V}2$	$\bar{V}3$	$\bar{V}4$																																																		
<p>Figure IV.17 : Répartition du plan complexe en six secteurs angulaires décalés de 60°.</p>	<p>Tableau IV.5 : Table de localisation des états de l'onduleur pour de DTC modifiée</p>																																																								

IV.6.2 Résultats de simulation

La figure (IV.18) illustre les résultats de simulation, avec l'application de la méthode de décalage des secteurs. Elle montre la réponse de la MRV6/4 à la DTC modifiée. On remarque que la DTC modifiée améliore le couple électromagnétique et le courant en quadrature I_q vis-à-vis les fluctuations (ondulations). Par ailleurs, l'évolution du couple, du flux, de la vitesse, des courants est semblable à celles de la DTC. Dans l'ensemble, la bande de fluctuation du couple reste relativement large, problème caractérisant la DTC.

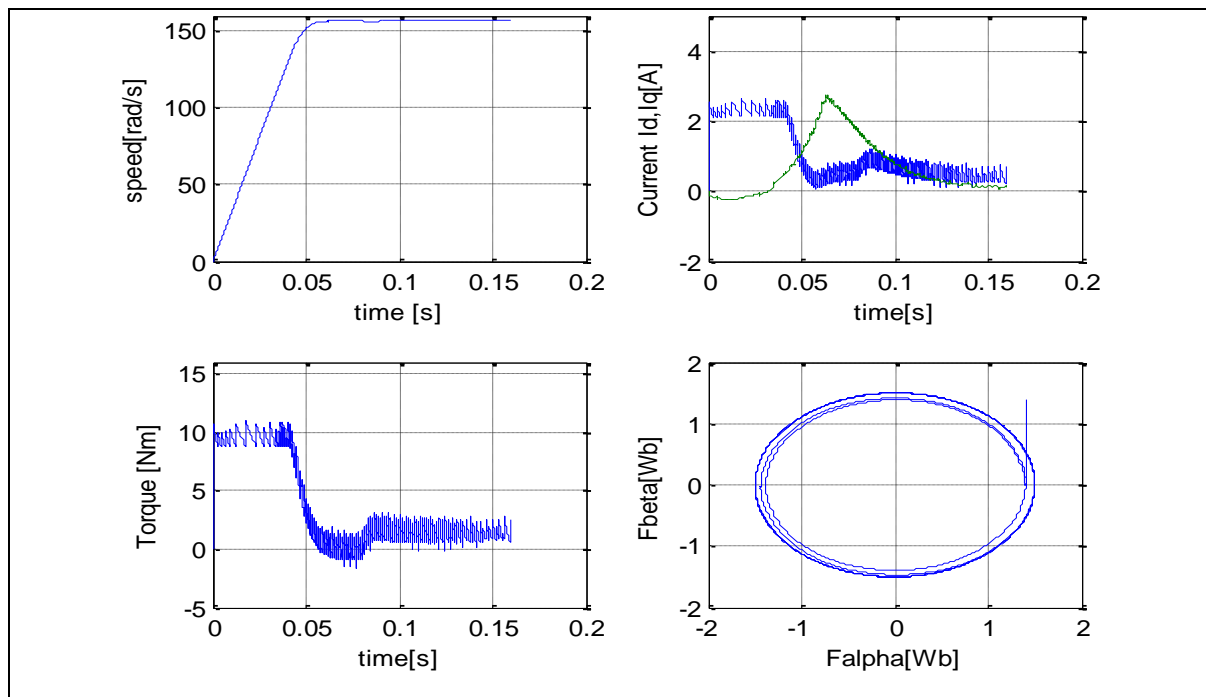


Figure IV. 18 : Evolution de la vitesse, du flux, du couple, des courants dans la commande DTC modifiée

IV.7 Etude comparative entre les stratégies de commande

Le tableau ci-dessous résume une étude comparative entre les résultats obtenus et les schémas utilisés des performances de la commande directe du couple DTC et la commande vectorielle FOC.

	Commande vectorielle	Commande DTC
Variables Commandées	Couple Flux rotorique	Couple Flux statorique
Variables senties	Vitesse mécanique Courant statorique	Tension statorique Courant statorique
Variables estimées	Fréquence Flux rotorique et position	Couple Flux statorique
Régulateurs	Régulateurs PI	Régulateurs à hystérésis du couple et Régulateurs à hystérésis du flux statorique
Contrôle du couple	Directement contrôlé par le courant statorique. Haute dynamique Ondulations du couple	Contrôlé directement Haute dynamique Contrôlées les ondulations du couple
Contrôle du flux	Indirectement contrôlé par le courant statorique Dynamique lente	Contrôle directement Dynamique rapide

Complexité D'implémentation	Complexité élevée	Complexité moyenne
Avantages	Effectue un découplage entre le flux et le couple (comportement de la Macc)	Réduction du temps de réponse du couple. - Amélioration de la robustesse vis-a vis des variations paramétriques. - Contrôle des amplitudes de modulation du couple et du flux. - Suppression du modulateur et des transformations de coordonnées.
Inconvénients	Faible robustesse aux variations paramétriques et en particulier à celle de la résistance - Augmentation du temps de réponse en couple -Présence de transformations de coordonnées de Park	-Les ondulations du couple et de flux autour des bandes hystérésis. - En basses vitesses, le flux est difficile à contrôler.

Tableau IV.6 : Comparaison entre FOC et DTC vis à vis les résultats obtenus et les schémas utilisés

IV.8 Conclusion

Dans ce chapitre, on a appliqué trois types de commandes classiques (commande vectorielle, commande DTC, commande DTC modifiée) pour une machine à réluctance variable de type 6/4. L'analyse des résultats de simulation obtenus nous a permis de conclure que la DTC modifiée présente de bonnes performances dynamiques du couple, de la vitesse et du flux par rapport à la commande vectorielle. Les ondulations réduites du couple lors de l'application de la DTC modifiée sont considérées comme un avantage. D'autre part, l'évolution du couple, du flux, de la vitesse, des courants dans la DTC modifiée est semblable à celles de la DTC.

En comparant la commande vectorielle et la commande directe de couple DTC, on peut remarquer que chaque commande à ces propres performances que ce soit acceptables ou non, puisque chaque commande est différente de l'autre que ce soit au niveau de l'orientation du flux, le type de modulation de largeur d'impulsion utilisé pour l'alimentation de l'onduleur de tension et la nature des correcteurs. Ces distinctions ont amené à repérer les différences, dans le temps de réponse, le taux d'ondulation, la période d'établissement de couple (l'inertie des régulateurs de PI utilisés dans la FOC cause un retard dans la réponse de couple).

CHAPITRE V
COMMANDE D'ORDRE
FRACTIONNAIRE D'UN MRV6/4

V.1 Introduction

Un nombre important de systèmes physiques comme, les réseaux de télécommunication, les systèmes hydrauliques, la mécanique des fluides], la polarisation électrode-électrolyte, le matériel viscoélastique et les réseaux électriques ont un comportement qui peut être mieux décrit en utilisant des équations différentielles d'ordre fractionnaire (système d'ordre fractionnaire). L'utilisation des modèles totalement entiers ne décrit pas réellement et exactement le fonctionnement de ces systèmes. De là, la catégorie des modèles d'ordre fractionnaires s'impose et connaît un grand développement [42-43].

À partir des années 1990, plusieurs travaux sur l'identification, tant dans le domaine temporel que fréquentiel, par modèles non entiers ont fait l'objet de nombreuses publications : (A. Charef, et al. 1992) [50]; (T. T. Hartley, 1999) [51]; (L. Le Lay, 1998) [52]; (I. Podlubny, 1999) [53].

En 1999, Podlubny a présenté le régulateur $PI^\lambda D^\mu$, ce dernier comprenait une intégration fractionnaire d'ordre λ et une dérivation fractionnaire d'ordre β , élargissant ainsi le champ d'application du calcul fractionnaire à la théorie de la commande [53].

V.2 Système linéaire d'ordre fractionnaire

En cas monovariant, un système linéaire d'ordre fractionnaire est un système décrit par des équations différentielles faisant intervenir des opérateurs de dérivation d'ordre fractionnaire :

$$D^{n_{a0}} y(t) + a_1 D^{n_{a1}} y(t) + \dots + a_L D^{n_{aL}} y(t) = b_0 D^{n_{b0}} u(t) + \dots + b_M D^{n_{bM}} u(t) \quad (V.1)$$

$U(t)$ et $y(t)$ sont l'entrée et la sortie du système,

Les ordres de dérivation $n_{aL}, n_{bM} (0, 1, \dots, L; 0, 1, \dots, M)$ sont des nombres entiers, non entiers, réels, ou complexes.

Dans la commande proposée, les ordres sont réels. Le comportement de ce type de système en boucle ouverte est au voisinage de la fréquence au gain unité (la transmittance d'un intégrateur d'ordre réel). La sortie est mesurable. Cette approche est un choix guidé par la stratégie de la commande.

V.3 L'approximation du modèle d'ordre fractionnaire par un modèle rationnel continu

L'objectif ici est d'avoir la sortie du système en appliquant un modèle rationnel continu équivalent, ce modèle rationnel s'obtient par l'approximation du modèle d'ordre fractionnaire dans une bande de fréquence bien définie. Les méthodes d'approximation des opérateurs

d'ordre fractionnaire par des fonctions rationnelles sont basées essentiellement sur les travaux de Charef et al et de d'Oustaloup .

V.3.1 Méthode d'Oustaloup

Dans cette méthode l'opérateur $G(s)=s^\alpha, \alpha \in \mathcal{R}$, est approximé en temps continu par une fonction rationnelle. Cette fonction s'obtient par l'utilisation d'une distribution récursive de zéro et de pôle d'ordre entier, répartis dans une bande de fréquence limitée [54].

Dans une bande de fréquence $[w_b, w_h]$, $G(s)$ est approximée par:

$$G(s) = S^\alpha \approx \hat{G}(s) = C_o \prod_1^N \left(\frac{1+\frac{s}{z_i}}{1+\frac{s}{p_i}} \right) \quad (V.2)$$

$$s\alpha > 0 : \begin{cases} z_i = w_b \sqrt{\eta} \\ p_i = z_i \lambda, \quad i = 1, 2, \dots, N \\ z_{i+1} = p_i \eta, \quad i = 1, 2, \dots, N-1 \\ w_h = P_N \sqrt{\eta} \end{cases} \quad (V.3.a)$$

$$s\alpha < 0 : \begin{cases} p_i = w_b \sqrt{\eta} \\ z_i = p_i \lambda, \quad i = 1, 2, \dots, N \\ p_{i+1} = z_i \eta, \quad i = 1, 2, \dots, (N-1) \\ w_h = Z_N \sqrt{\eta} \end{cases} \quad (V.3.b)$$

$$N = Integer \left\{ \frac{w_h}{\alpha \cdot \eta} \right\} \quad (V.4)$$

$$\alpha = \left(\frac{w_h}{w_b} \right)^{|\lambda|/N}; \quad \eta = \left(\frac{w_h}{w_b} \right)^{(1-|\alpha|/N)} \quad (V.5)$$

En remplaçant chaque opérateur d'ordre fractionnaire du modèle original par son approximation rationnelle, le modèle rationnel s'obtient. Ainsi, la sortie du modèle est donc la convolution du modèle rationnel obtenu avec le signal d'entrée.

V.3.2 Méthode de Charef

Cette approche approxime le dérivateur ou l'intégrateur d'ordre fractionnaire réel, dans une bande de fréquence bien définie, par une fonction rationnelle réalisable physiquement en utilisant un ensemble de cellules élémentaires de premier ordre. Pour un domaine fréquentiel donné, la fonction de transfert d'un opérateur d'ordre fractionnaire élémentaire s'exprime par [50] :

$$T(s) = \frac{1}{s^\alpha} \quad (\text{V.6})$$

Où α est un nombre réel : $-1 < \alpha < 1$ et $s = j\omega$ est la fréquence complexe.

Dans le domaine fréquentiel, l'opérateur précédant dans une bande de fréquence $[w_b, w_h]$ peut être modélisé par un **p**ôle à **p**uissance **f**ractionnaire **PPF** lorsque $\alpha > 0$ ou un **z**éro à **p**uissance **f**ractionnaire **ZPF** lorsque $\alpha < 0$ [44] :

$$T(s) \approx \frac{K}{(1 + \frac{s}{w_c})^\alpha} \quad (\text{V.7})$$

w_c est la fréquence de coupure du PPF ou du ZPF, elle s'exprime par :

$$w_c = w_b \sqrt{10^{\frac{\gamma}{10\alpha} - 1}} \quad (\text{V.8})$$

L'erreur maximale permise γ est entre la pente de la réponse fréquentielle de l'opérateur (V.6) et le PPF ou le ZPF de l'équation (V.7).

Le gain est : $K = \frac{1}{w_c^\alpha} \quad (\text{V.9})$

Pour $w \in [w_b, w_h]$ et $w \gg w_c$, on écrit :

$$T(s) = \frac{1}{s^\alpha} = \frac{1}{(\frac{s}{w_c})^\alpha} \approx \frac{1}{(1 + \frac{s}{w_c})^\alpha} \quad (\text{V.10})$$

Comme le montre la figure (V. 1), la méthode de Charef approxime la pente de -20α dB/dec sur le tracé de Bode du PPF ou du ZPF par un nombre de lignes sous forme de zigzag, produite par une alternance de pente 20dB/dec et 0dB/dec si $\alpha < 0$ ou -20dB/dec et 0dB/dec si $\alpha > 0$ correspondant à une alternance de zéro et pôles sur l'axe réel négatif du plan S [48]. La fonction d'approximation s'exprime par :

$$T_{approx}(s) \approx \frac{K}{(1 + \frac{s}{w_c})^\alpha} \approx K \prod_{i=0}^N \left(1 + \frac{s}{z_i}\right) / \prod_{i=0}^N \left(1 + \frac{s}{p_i}\right) \quad (\text{V.11})$$

Où les poles p_i et les zéros z_i ($i=0,1,\dots,N$), sont calculés à partir des expressions suivantes :

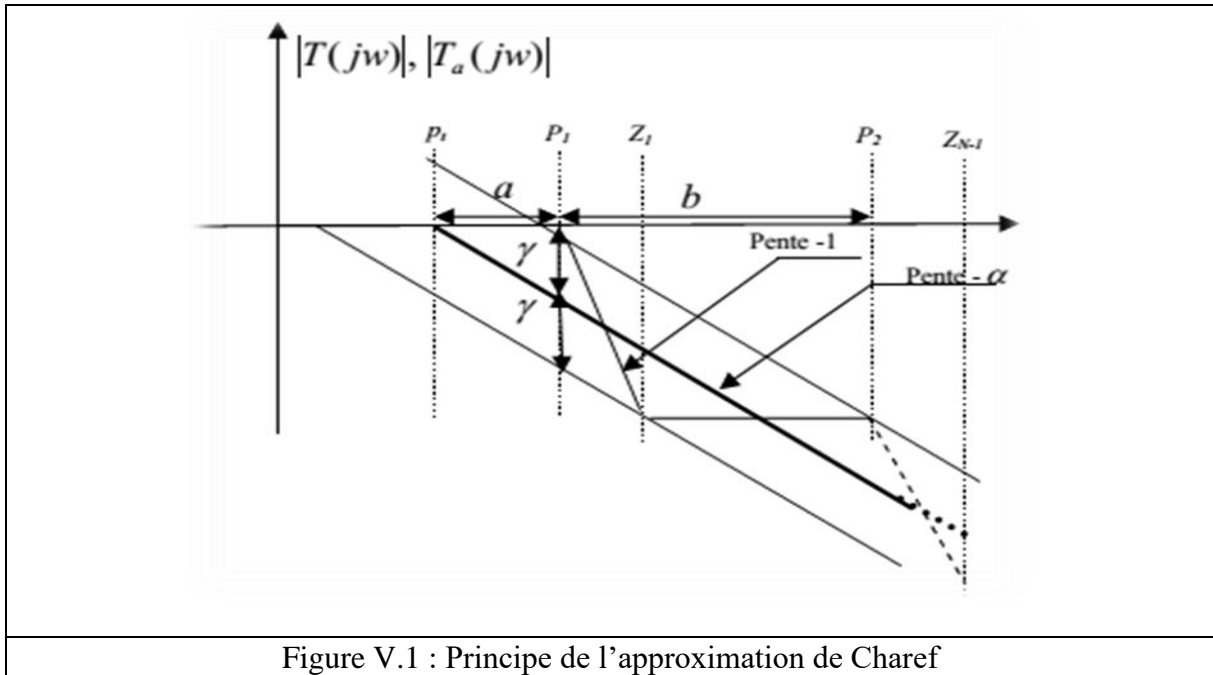


Figure V.1 : Principe de l'approximation de Charef

$$s\alpha > 0 : \begin{cases} p_o = w_c \sqrt{b} \\ p_i = p_o (ab)^i, \quad i = 1, 2, \dots, N \\ z_i = ap_o (ab)^i, \quad i = 0, 1, 2, \dots, N \\ a = 10^{(\gamma/(10(1-\alpha)))}; \quad b = 10^{(\gamma/(10\alpha))} \\ N = \text{integer} \left(\frac{\log(w_{max}/p_o)}{\log(ab)} \right) + 1 \end{cases} \quad (V.11.a)$$

$$s\alpha < 0 : \begin{cases} z_o = w_c \sqrt{b} \\ z_i = z_o (ab)^i, \quad i = 1, 2, \dots, N \\ p_i = z_o a (ab)^i, \quad i = 0, 1, 2, \dots, N \\ a = 10^{(\gamma/(10(1-\alpha)))}; \quad b = 10^{(\gamma/(10\alpha))} \\ N = \text{integer} \left(\frac{\log(w_{max}/z_o)}{\log(ab)} \right) + 1 \end{cases} \quad (V.11.b)$$

$$w_c = \sqrt{10^{(\frac{\gamma}{10m})} - 1} \text{ (rad/s)} \quad (V.11.c)$$

L'erreur γ est l'erreur maximale entre la fonction de transfert et son approximation

Dans le but de savoir la contribution de chaque pôle au processus de relaxation, on décompose la fonction rationnelle en somme de fractions élémentaires :

Pour $\alpha > 0$:

$$T_{approx} = K \prod_{i=0}^N \left(1 + \frac{s}{p_o a (ab)^i} \right) / \prod_{i=0}^N \left(1 + \frac{s}{p_o (ab)^i} \right) = \sum_{i=0}^N \frac{h_i}{\left(1 + \frac{s}{p_o (ab)^i} \right)} \quad (V.12)$$

Les coefficients h_i sont des résidus dont les expressions :

$$h_i = K \prod_{j=0}^{N-1} \left(1 - \frac{(ab)^{i-j}}{a}\right) / \prod_{j=0, j \neq i}^N (1 - (ab)^{i-j}) \quad (\text{V.13})$$

Pour $\alpha < 0$, pour des raisons de la réalisation, on développe $\frac{T_{approx}(s)}{s}$ en fonctions élémentaires, soit :

$$\frac{T_{approx}(s)}{s} = \frac{1}{s} K \prod_{i=0}^N \left(1 + \frac{s}{z_0(ab)^i}\right) / \prod_{i=0}^N \left(1 + \frac{s}{z_0\alpha(ab)^i}\right) \quad (\text{V.14})$$

Les résidus des poles se calculent par :

$$T_{approx}(s) = K + \sum_{i=0}^N \frac{h_i s}{\left(1 + \frac{s}{z_0\alpha(ab)^i}\right)} \quad (\text{V.15})$$

La valeur de h_i s'exprime par :

$$h_i = - \frac{K \prod_{j=0}^{N-1} (1 - a(ab)^{i-j})}{z_0 \alpha(ab)^i \prod_{j=0, j \neq i}^N (1 - (ab)^{i-j})} \quad (\text{V.16})$$

V.4. Boucle idéale de Bode

Cette fonction de transfert idéale est proposée par Bode au cours de son travail sur la conception des amplificateurs à retour en 1945. Le diagramme de cet amplificateur à retour unitaire est montré ci-dessous dans la figure (V.2). La fonction de transfert en boucle ouverte est définie par un intégrateur d'ordre fractionnaire de la forme [55] :

$$G(s) = \frac{k}{s^m} = \frac{1}{(s/w_u)^m}, \quad 1 < m < 2 \quad (\text{V.17})$$

Les paramètres w_u et m sont calculés selon les performances voulues ou désirées, m est la pente de la caractéristique idéale du gain. Ce système de commande est caractérisé par [56] :

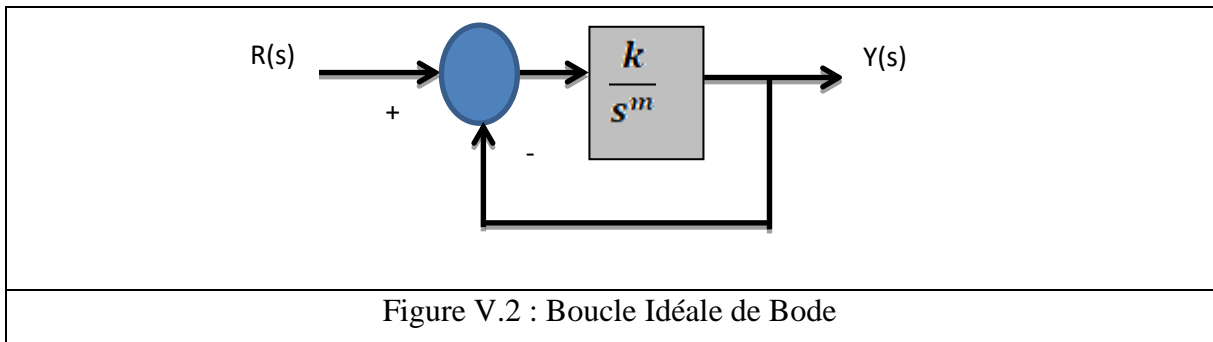


Figure V.2 : Boucle Idéale de Bode

- **En boucle ouverte :**

- La courbe d'amplitude a une pente constante de -20α dB/dec ;
- La fréquence de coupure ω_u qui dépend du gain k;
- La courbe de phase est une ligne horizontale d'ordonnée $-\pi/2$. Ainsi, la marge de phase en boucle fermée est indépendante du gain k (voir figure V.3) ;

--**En boucle fermée avec retour unitaire :**

- La marge du gain est infinie;
- La marge de phase est constante et lié seulement à m :

$$\phi_m = \pi \left(1 - \frac{m}{2}\right) \quad (\text{V.18})$$

- La réponse indicielle est de la forme :

$$y(t) = At^m E_{\alpha, \alpha+1}(-At^m) \quad (\text{V.19})$$

Où $E_{m, m+1}$ est la fonction de Mittag-Leffler [48] :

$$E_{m, m+1} = \sum_{i=0}^{\infty} (z_i / \Gamma(m_i + \beta)) \quad (\text{V.20})$$

Où $\lambda > 0, \mu > 0$ et $\Gamma(m)$ est la fonction Gamma généralisée aux nombres complexes définie par :

$$\Gamma(m) = \int_0^{\infty} e^{-x} x^{m-1} dx \quad (\text{V.21})$$

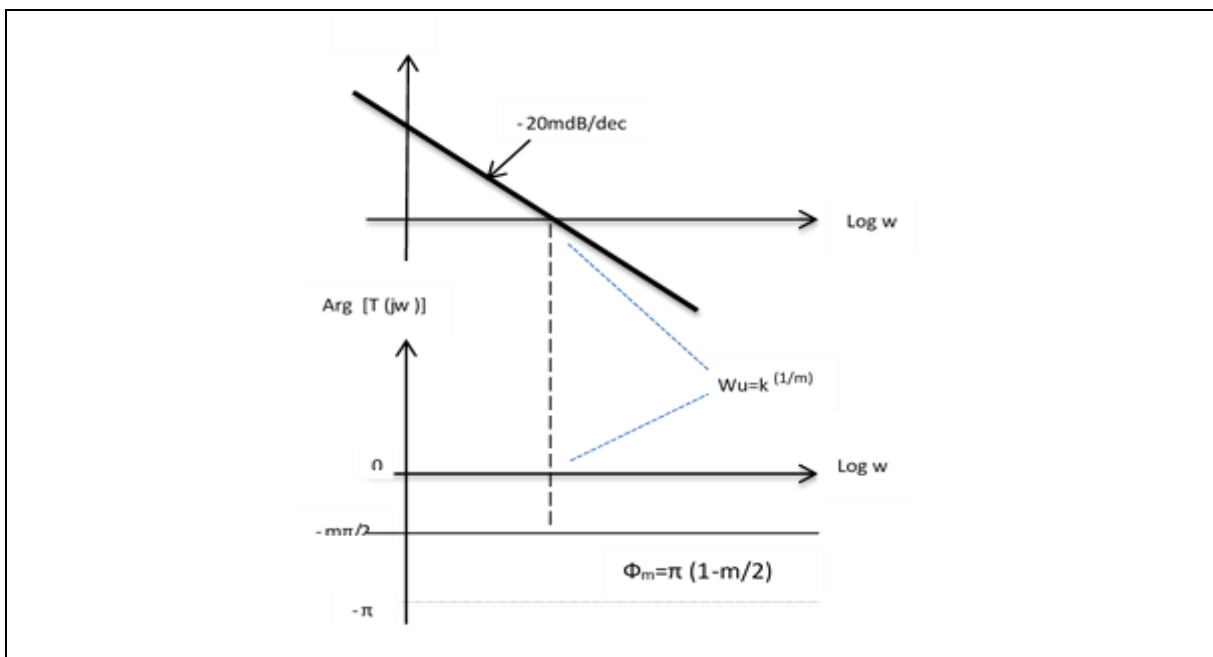


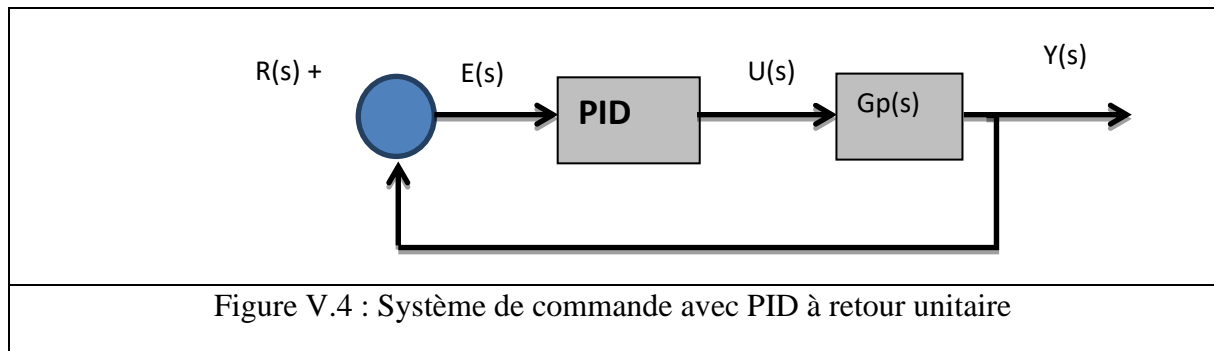
Figure V.3: Diagramme de Bode en boucle ouverte de la boucle idéale de Bode

V.5 Méthode de conception d'une commande d'ordre fractionnaire basée sur la fonction de transfert idéale de Bode

Actuellement, l'industrie applique largement la technique de la commande PID comme régulateur des processus industriels. Sa fonction de transfert est définie sous la forme :

$$C(s) = k_p + \frac{k_i}{s} + k_d s = \frac{U(s)}{E(s)} \quad (V.22)$$

Où $U(s)$, $E(s)$ sont respectivement la commande et l'erreur.

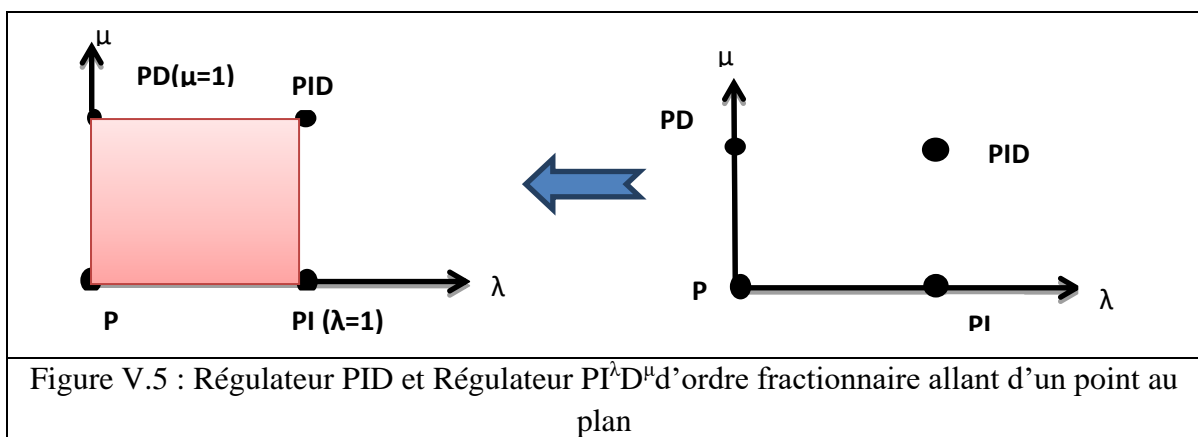


En 1999, Podlubny avait l'idée de généralisé le PID classique, il a proposé la commande $PI^\lambda D^\mu$ d'ordre fractionnaire définie par la fonction de transfert suivante [53] :

$$C(s) = k'_p + \frac{k'_i}{s^\lambda} + k'_d s^\mu, \quad \lambda, \mu \in \mathcal{R} \quad (V.23)$$

Où λ et μ sont respectivement l'ordre fractionnaire de l'intégrateur et l'ordre fractionnaire du dérivateur .

La figure V.5 montre comment le $PI^\lambda D^\mu$ d'ordre fractionnaire généralise le PID conventionnel et le prolonge du point au plan, Ce qui donne plus de flexibilité dans la conception des commandes PID.



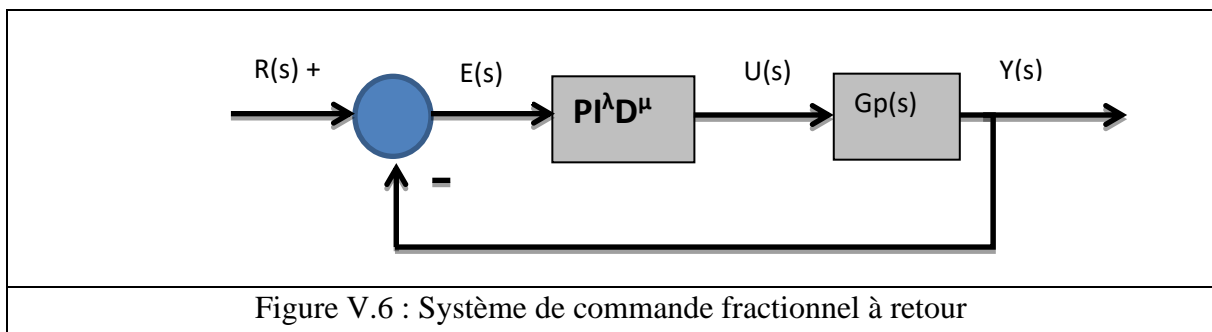
Sachant que le comportement d'un système dynamique en boucle ouverte, autour de la fréquence au gain unité ω_u , est lié à son comportement en boucle fermée; cela, dans ce qui suit nous présenterons une nouvelle technique de commande qui prend l'intégrateur d'ordre fractionnel de la boucle idéale de Bode comme un modèle de référence pour le système de commande. Ainsi, notre système de commande assurera le même comportement fréquentiel et temporel de la boucle idéale de Bode en boucle fermée, sera robuste par rapport à la variation du gain, et sa réponse indicielle présente une propriété d'iso-amortissement[56].

Au début, on fixe les ordres fractionnaires λ et μ à travers le comportement fréquentiel du système de commande en boucle ouverte, qui doit être équivalent à celui de la fonction de transfert idéale de Bode. Puis, on calcule les paramètres k_p , T_i et T_d d'une manière récursive dans le domaine temporel.

V.5.1 Calcul des ordres λ et μ

Soit un système de commande $PI^\lambda D^\mu$ à retour unitaire illustré dans la figure (IV.26). La fonction de transfert du procédé $G_p(s)$ est exprimée par :

$$G_p(s) = \frac{B(s)}{A(s)} = \frac{B_0 + B_1 s + \dots + B_l s^l}{A_0 + A_1 s + \dots + A_n s^n} \quad l, n \in \mathcal{N}^+ \text{ et } l < n \quad (V.24)$$



Soit un système de commande $PI^\lambda D^\mu$ à retour unitaire (voir la figure V.6). La fonction de transfert du procédé $G_p(s)$ est exprimée par :

En BO, la fonction de transfert du système est :

$$T(s) = C(s) G_p(s) \quad (V.25)$$

La fonction de transfert du régulateur $PI^\lambda D^\mu$ est :

$$C(s) = k_p (1 + T_i/s^\lambda + T_d s^\mu) \quad (V.26)$$

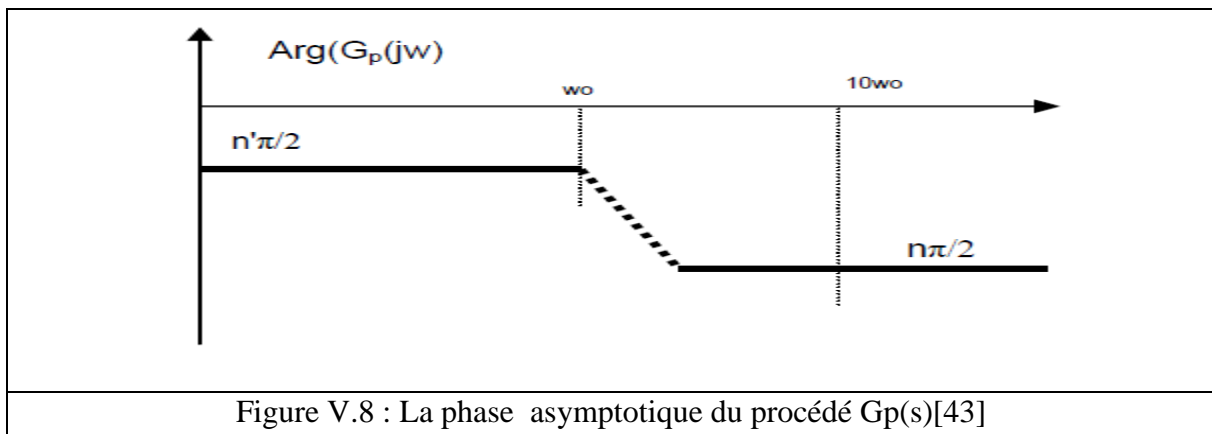
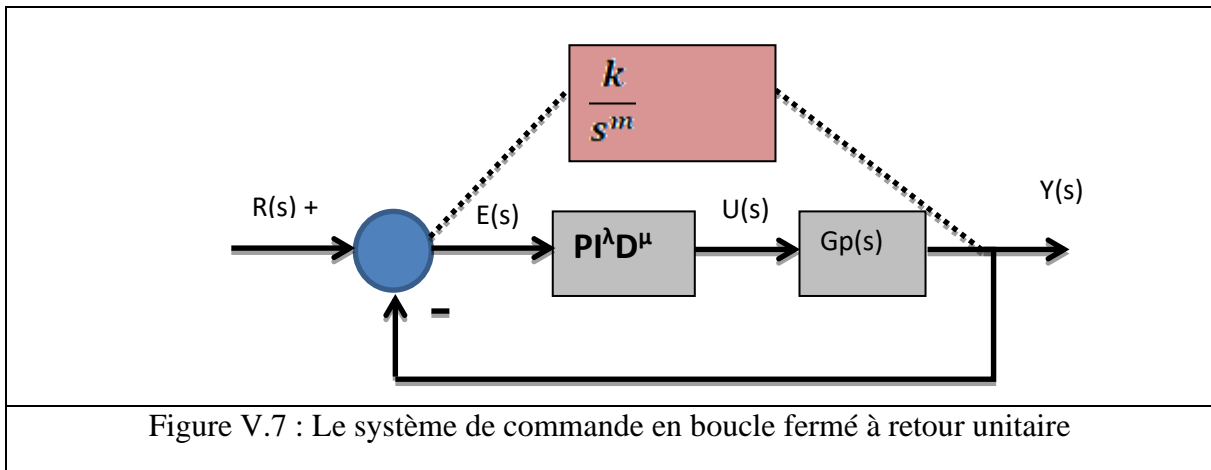
Où k_p est le gain proportionnel, T_i est la constante d'intégrateur et T_d la constante du dérivateur. λ et μ sont des nombres réels positifs.

Dans le but que le comportement fréquentiel en basses et hautes fréquences de la boucle ouverte (BO) du système de commande soit équivalent à celui de la fonction de transfert de la

boucle idéale de Bode (BIB)(comportement asymptotique d'ordre compris entre 1 et 2), les ordres λ et μ de $PI^\lambda D^\mu$ doivent s'exprimer par[55-57] :

$$\lambda = m - n_b, \mu = n_h - m \quad (V.27)$$

n_b et n_h sont respectivement les ordres de comportement asymptotique du procédé en basses et hautes fréquences.



V.5.2 Calcul des paramètres k'_p, T_i et T_d

Après avoir fixé les ordres λ et μ , les paramètres k'_p, T_i et T_d du $PI^\lambda D^\mu$ sont calculés en prenant les considérations suivantes :

En considérant $w_{min} \ll 10w_o \ll w_u \ll w_{max}$, la fonction de transfert $C(s)G_p(s)$ est approximée ainsi :

$$k'_p \left(1 + \frac{T_i}{s^\lambda} + T_d s^\mu \right) G_p(s) \approx \frac{k_u}{s^m} \quad (V.28)$$

Où $k_u = w_u^m$.

w_o est la fréquence de transition et w_u la fréquence au gain unité.

La fonction de transfert du système ($\mathbf{PI}^\lambda \mathbf{D}^\mu$ +procédé) doit satisfaire :

- une pente asymptotique de $-20m$ dB/dec pour la basse et haute fréquence dans la bande limitée $[w_{min}, w_{max}]$ qui permet le calcul des paramètres λ et μ .
- Puisque l'amplitude de la référence $G_m(s)$ en basse et haute fréquence est la même. Alors, les valeurs initiales des paramètres T'_i et T'_d peuvent être estimés par la valeur initiale de $k'p$ considérée égale à 1 ($k'p=1$).
- Le paramètre $k'p$ peut être déduit ensuite en utilisant les valeurs initiales de T'_i et T'_d .
- A la fin, ajusté les paramètres T'_i et T'_d tel que [43],[48]:

$$T_i = k'p T'_i \quad \text{et} \quad T_d = k'p T'_d \quad (\text{V.29})$$

Les paramètres du régulateur $\mathbf{PI}^\lambda \mathbf{D}^\mu$ sont donnés par les équations suivantes [56-57]:

$$T'_d = ku / |Gp(jw_{max})| w_{max}^{nh} \quad (\text{V.30})$$

$$T'_i = ku / |Gp(jw_{min})| w_{min}^{nb} \quad (\text{V.31})$$

$$k'p = (|Gp(jw_u)|)^{-1} / |1 + T'_i(jw_u)^{-\lambda} + T'_d(jw_u)^\mu| \quad (\text{V.32})$$

V.6 Application

La figure ci-dessous montre l'application de l'intégrateur d'ordre fractionnel de Bode comme un modèle de référence pour (MRV6/4+ $\mathbf{PI}^\lambda \mathbf{D}^\mu$).

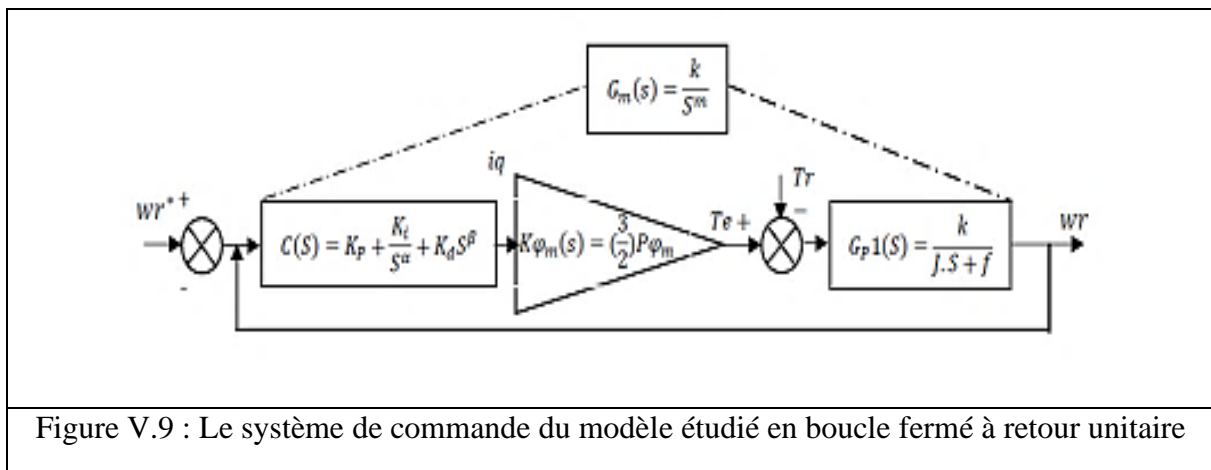


Figure V.9 : Le système de commande du modèle étudié en boucle fermée à retour unitaire

$G_m(s)$, $C(s)$, $G_{p1}(s)$, w_r , w_r^* sont respectivement la fonction de transfert du modèle de référence, la fonction de transfert du régulateur $\mathbf{PI}^\lambda \mathbf{D}^\mu$, la fonction de transfert du moteur, la vitesse obtenue du rotor, la vitesse de référence.

Les performances recherchées sont : une marge de phase $\phi_m=45^\circ$ avec une fréquence au gain unité $\omega_u=70\text{rad/sec}$ dans une bande de fréquence $[\omega_b, \omega_h] = [0.1\omega_u, 10\omega_u] \approx [10^{-4}, 10^4]\text{rad/sec}$ autour de $\omega_u=70\text{rad/sec}$, voir la figure V.10.

Comme le montre la figure V.9, la fonction de transfert idéale de Bode (fonction de transfert en boucle ouverte de notre modèle) doit être telle que :

$$G_m(s) = 1/(s/\omega_u)^m = 1/(s/70)^m$$

$$\text{Avec } m = 2(1 - (\phi_m/\pi)) = 2(1 - (45/180)) = 1.5$$

A partir de l'ordre de la fonction de transfert idéale de Bode $m=1.5$ et du comportement asymptotique du procédé en basse fréquence $n_b=0$ et en haute fréquence $n_h=1$, on peut déduire l'ordre de dérivation μ et l'ordre d'intégration λ de la commande $PI^\lambda D^\mu$, soit :

$$\lambda = m - n_b = 1.5 - 0 = 1.5; \quad \mu = n_h - m = 1 - 1.5 = (-0.5).$$

Ainsi notre système de commande est $PI^{1.5}I^{0.5}$. Selon la figure V.9 la fonction de transfert du modèle est :

$$G_p(s) = K_{\phi m} G_p 1(s) \tag{V.33}$$

Où le couple électromagnétique $K_{\phi m}$ est : $K_{\phi m} = p(Ld - Lq)$ (V.34)

D'autre part la fonction de transfert pour la vitesse $G_p I(s)$ s'exprime par :

$$G_p 1(s) = \frac{1}{s+f} \tag{V.35}$$

Ainsi, la fonction de transfert du modèle s'exprime par :

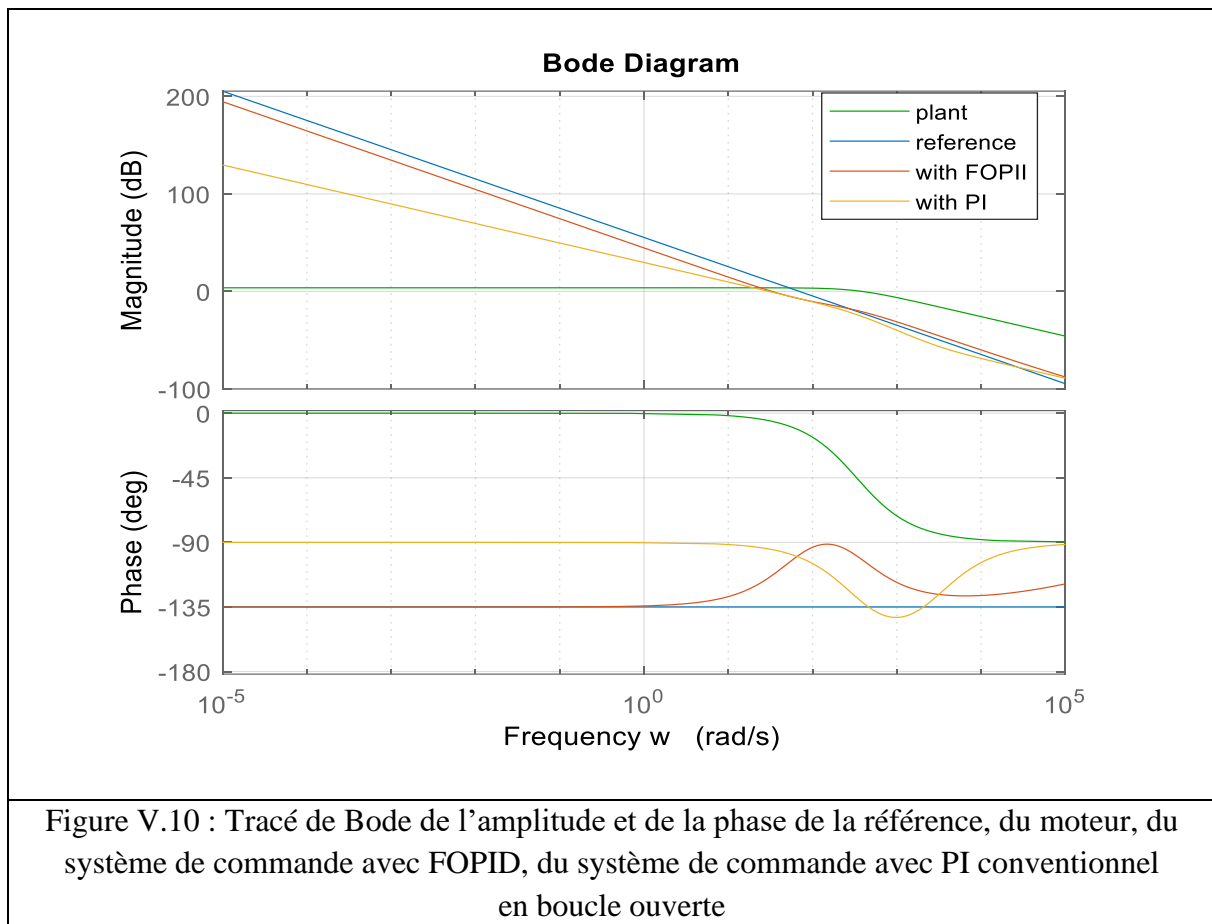
$$G_p(s) = \frac{K_{\phi m}}{0.0003s+0.1} = \frac{0.1483}{0.0003s+0.1} \tag{V.36}$$

Les paramètres k'_p , T_i et T_d sont calculés en appliquant les formules V.29, V.30, V.31, V.32, les valeurs obtenues sont : $k'_p=0.0032$, $T_i=114.6110$, $T_d=1.792$.

La fonction de transfert du régulateur fractionnel est $PI^{1.5}I^{0.5}$ et qui s'écrit :

$$C(s) = k'_p + (T_i/S^\lambda) + T_d S^\mu = 0.0032 + (114.6110/S^{1.5}) + 1.792S^{0.5}$$

En ce qui concerne le PI classique, ses valeurs sont : $k_p=0.0069189$, $k_i=19.8571$. Sa fonction de transfert s'écrit : $C(s)=0.0069189+19.8571/S$



V.7 Résultats de simulation

Les figures suivantes présentent les allures de la vitesse, du couple électromagnétique, et du courant du MRV avec un PI classique et avec un $P^{1.5}|^{0.5}$ fractionnel. Les figures V.11,12 montrent que le moteur MRV à vide possède la même dynamique avec les deux commandes (DTCPI et DTCFPII). Par contre les allures de la vitesse et du couple avec une commande DTCFPII sont considérablement meilleurs que ceux obtenus par la commande DTCPI classique. On observe aussi, une diminution dans le taux du premier dépassement dans l'allure de la vitesse et une amélioration dans le temps de réponse et dans les ondulations du couple. La durée du régime transitoire pour la vitesse et le couple avec la DTCPI est de 0.1 s par contre avec DTCFPID, elle est de l'ordre de 0.05s .

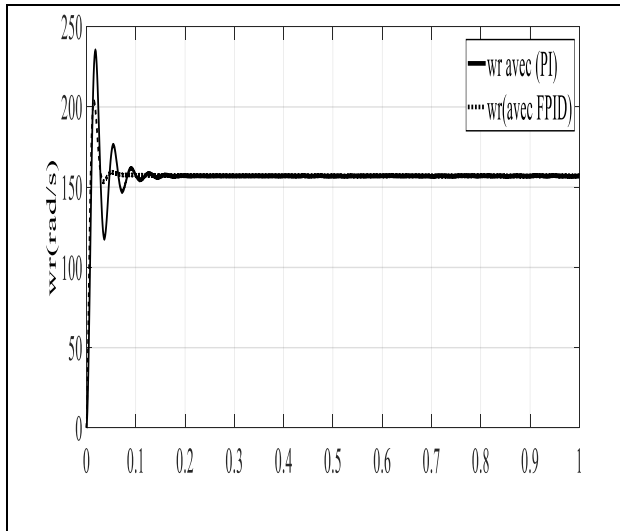


Figure V.11 : Variation de la vitesse du MRV (commande DTCPI et DTCFPID à vide)

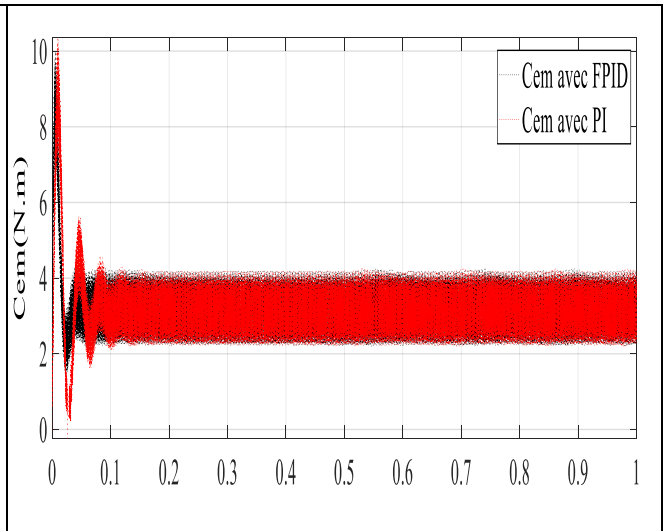


Figure V.12 : Variation du couple du MRV (commande DTCPI et DTCFPID à vide)

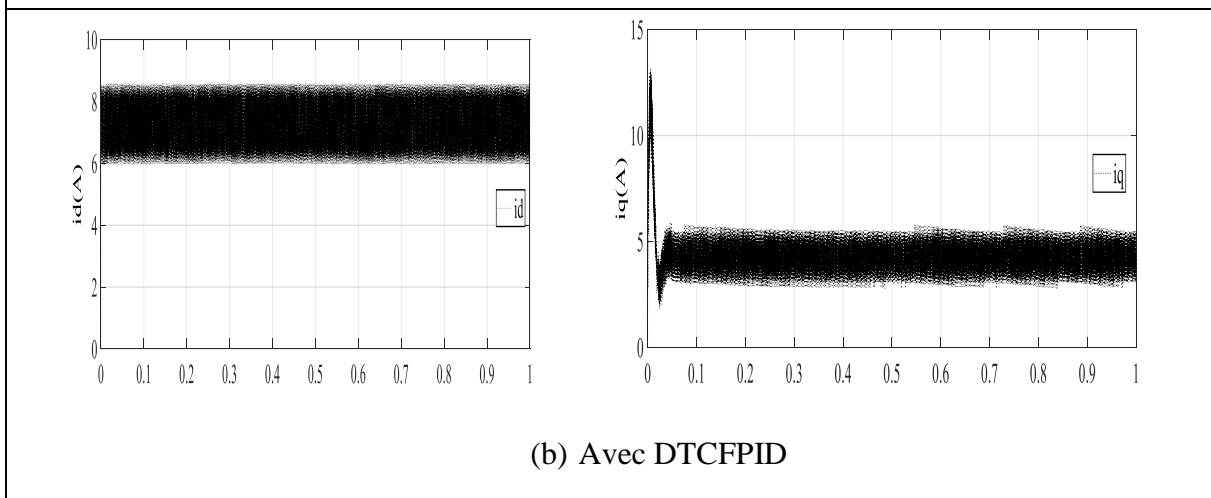
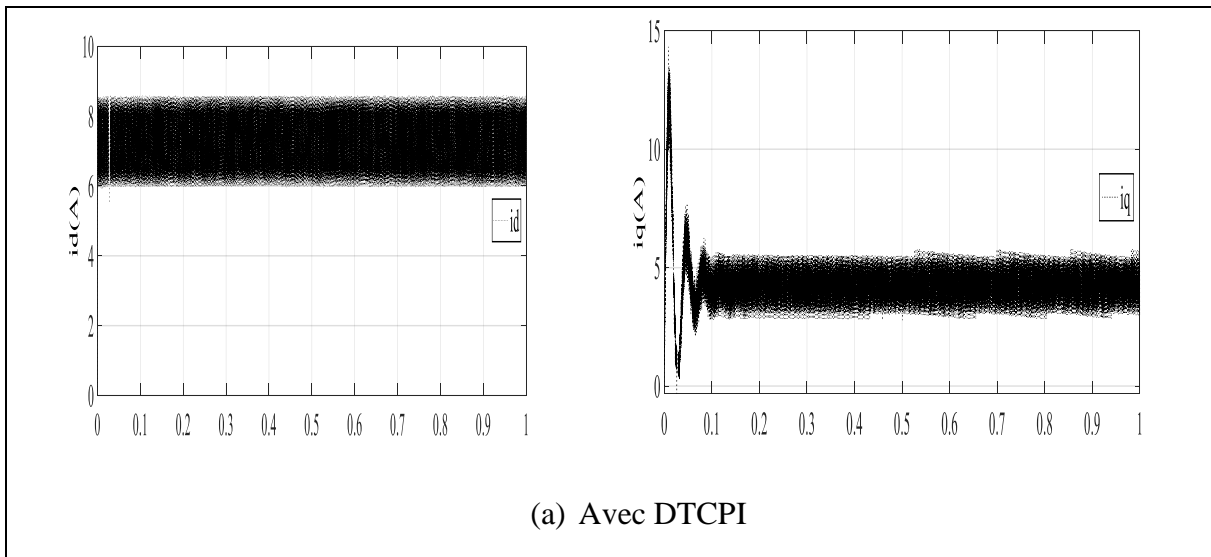


Figure V.13 : Courants direct et quadratique du MRV avec la commande DTCPI et DTCFPID (à vide)

La figure V.13 montre clairement que l'allure du courant direct de la MRV est la même pour les deux commandes, par contre l'allure du courant quadratique reconnaît une réduction dans la durée du régime transitoire (0.1s avec DTCPI et 0.05s avec DTCFPID). En ce qui concerne le courant quadratique, on remarque que ce dernier est l'image du couple électromagnétique. Les figures V.14 et V.15 présentent respectivement une comparaison de l'allure de la vitesse et celle du couple avec DTCPI et DTCFPID en charge. En appliquant une charge ($C_r=1.5Nm$ à $t=0.3s$), la vitesse et le couple suivent leurs références avec une dynamique robuste et très rapide avec DTCFPID qu'avec DTCPI.

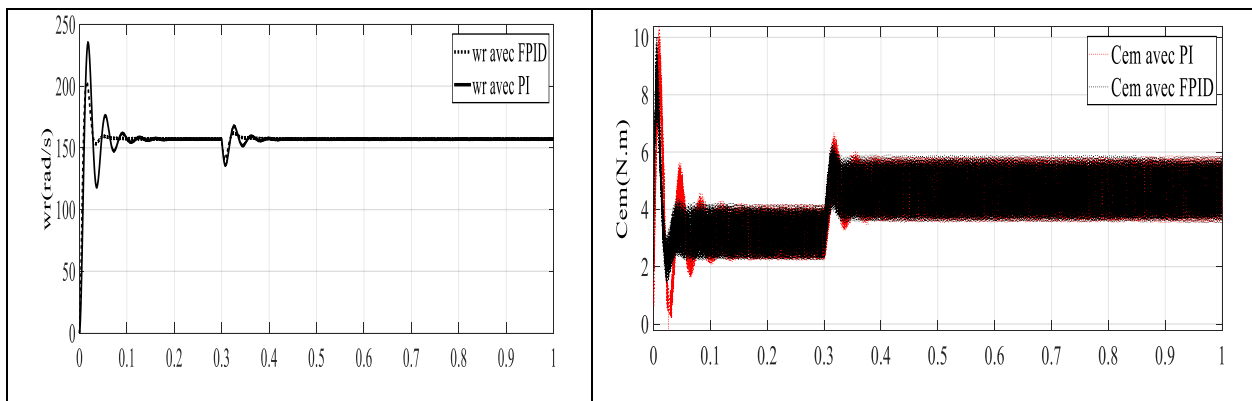


Figure V.14 : La vitesse de la MRV avec la commande DTCPI et DTCFPID en charge

Figure V.15 : Le couple de la MRV en charge avec la commande DTCPI & DTCFPID

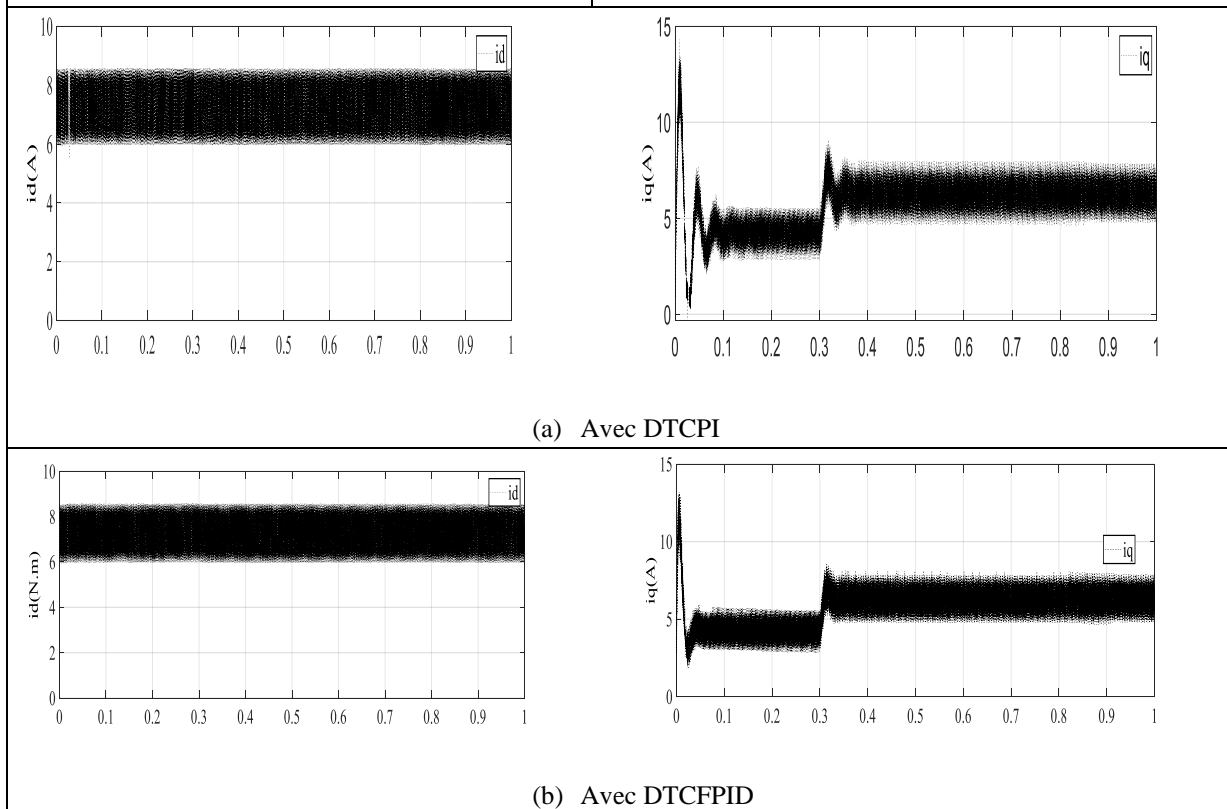


Figure V.16 : Courants direct et quadratique du MRV en charge

La figure 17.a illustre la variation de la vitesse et du couple électromagnétique de notre prototype MRV avec la variation de (L_d-L_q) en appliquant la commande DTCPI. On constate que, l'augmentation de (L_d-L_q) entraîne une petite augmentation dans le taux du premier dépassement pour la vitesse. Pour le couple, on remarque une augmentation dans les ondulations du régime transitoire et dans le taux du premier dépassement ce qui signifie pratiquement une augmentation dans le bruit (du moteur).

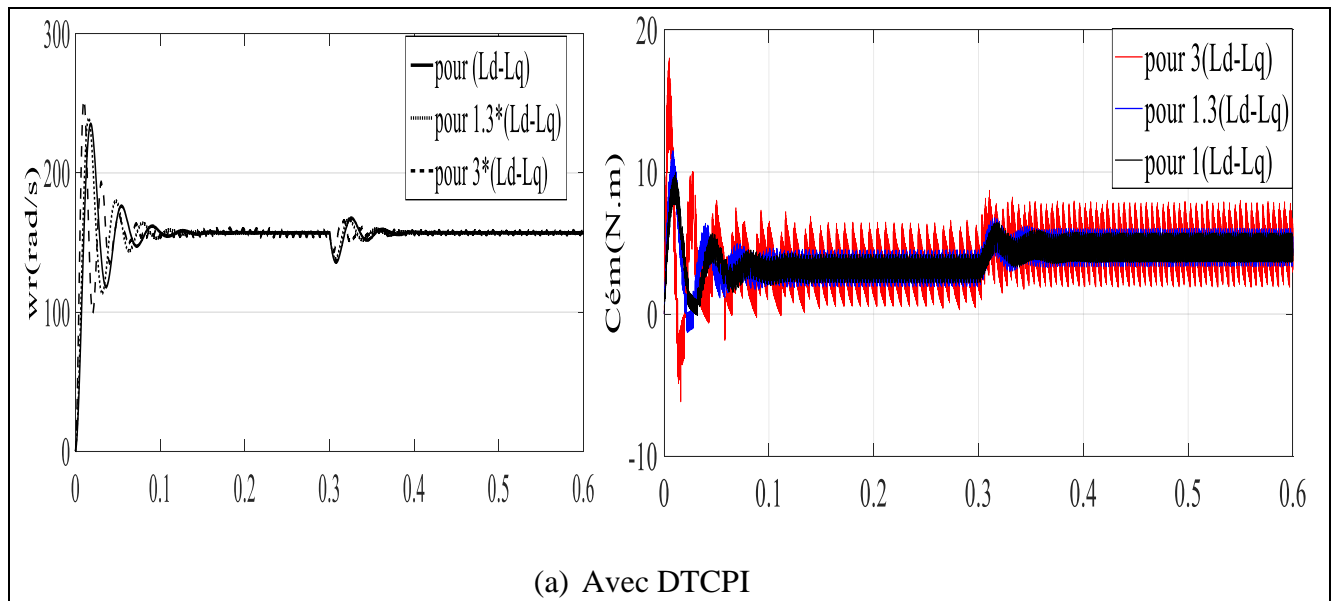
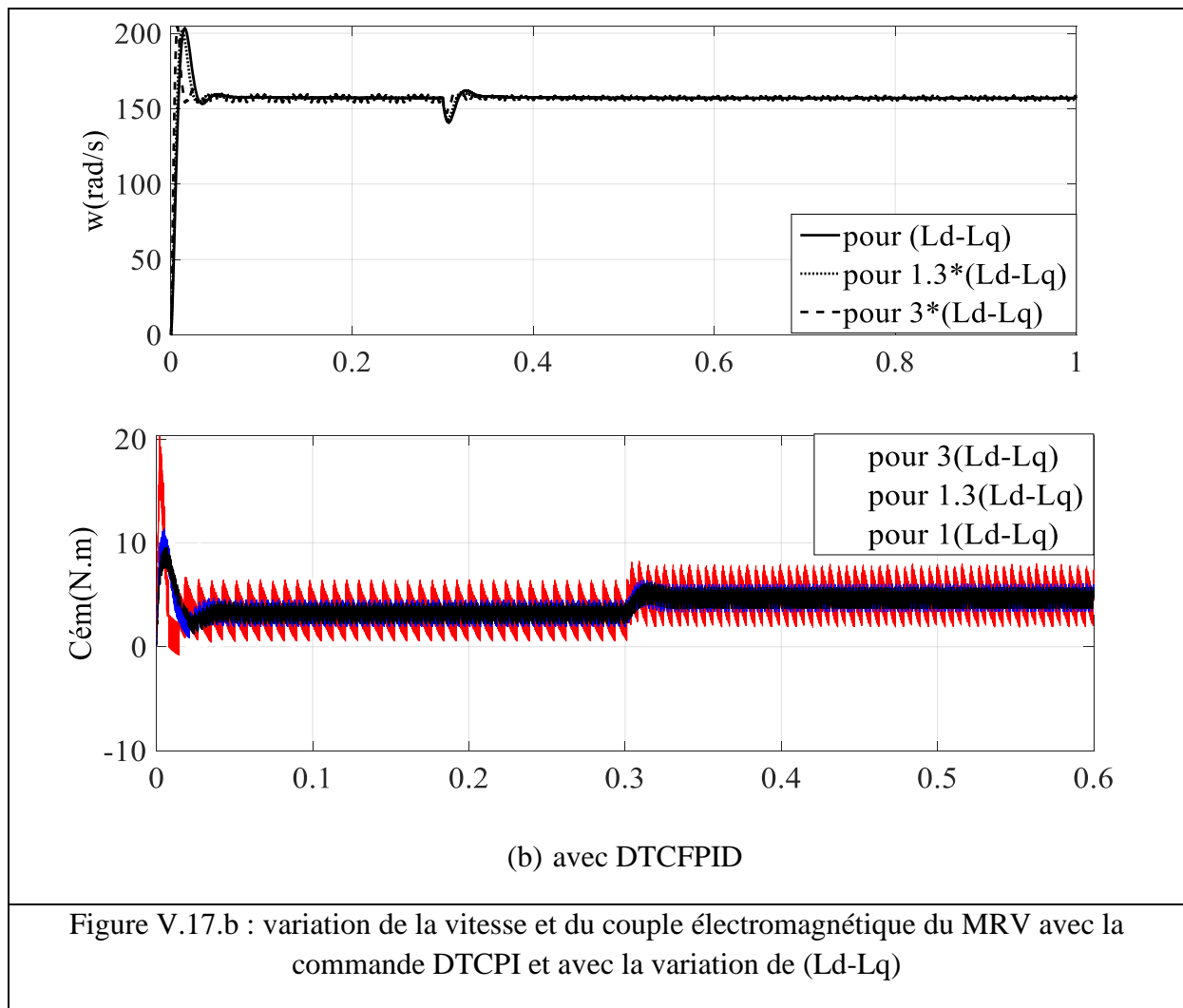


Figure V.17.a : Variation de la vitesse et du couple électromagnétique du MRV avec la commande DTCPI et avec la variation de (L_d-L_q)

La figure 17.b présente la variation de la vitesse et du couple électromagnétique du MRV 6/4 avec la variation de (L_d-L_q) en appliquant la commande DTCFPID. On remarque que le taux du premier dépassement de la vitesse est invariant ce qui présente une propriété d'iso-amortissement. Pour le couple, l'augmentation de (L_d-L_q) entraîne une augmentation dans les ondulations du régime transitoire et dans le taux du premier dépassement.



V.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une nouvelle technique de commande DTC basée sur l'utilisation d'un régulateur d'ordre fractionnaire $PI^\lambda D^\mu$. Les paramètres du $PI^\lambda D^\mu$ d'ordre fractionnaire sont calculés de sorte que le système de commande aura les mêmes performances que celles de la boucle idéale de Bode.

Les résultats obtenus révèlent que le moteur MRV à vide ou en charge possède la même dynamique avec les deux commandes (DTCPI, DTCFPII). Par ailleurs les allures de la vitesse et du couple avec une commande DTCFPII sont considérablement meilleurs que ceux obtenus par la commande DTCPI conventionnelle. La commande DTCFPID montre une robustesse vis-à-vis la variation de l'inductance (Ld-Lq) pour la vitesse (le taux du premier dépassement et la durée du régime transitoire de la vitesse reste invariant). Aussi, l'utilisation du $PI^\lambda D^\mu$ a permis de diminuer le temps de réponse et de suivre la référence avec une grande rapidité.

CONCLUSION GÉNÉRALE

Conclusion générale

Avec le grand saut qualitatif qu'a connu plusieurs domaines tel que l'électronique de puissance, le contrôle, l'outil informatique logiciel et matériel, les moteurs à réluctance variable à double saillance (MRVDS) à commutation électronique suscités un très grand intérêt dans l'industrie. Ces moteurs possèdent des qualités indéniables en termes d'économie et de robustesse. Ses performances sont comparables à celles des autres moteurs sans balais. Ce sont des machines de très simples constructions, robustes, moins chères et qui procurent un bon fonctionnement sur des plages très étendues de vitesses et de puissances. A nos jours, ils trouvent de plus en plus de domaines d'application telle que les appareils électroménagers, la traction automobile, les machines-outils, le stockage d'énergie des volants d'inertie, le textile, la construction navale, l'aéronautique ou les industries spatiales etc.... Par contre, ils sont bruyants à cause de leur couple pulsé.

Le travail effectué dans cette thèse consiste à dimensionner, modéliser et commander un modèle de MRV à Double Saillance 6/4 (6 dents au stator et 4 dents au rotor) à partir d'un cahier de charge.

La procédure du dimensionnement inspirée des travaux [2-7], a permis la détermination des différents paramètres géométriques du modèle et du bobinage statorique. La modélisation analytique établie grâce à une approche basée sur le circuit magnétique équivalent (CME); a permet le calcul des inductances en positions de conjonction et d'opposition ainsi que l'évaluation du couple moyen développé. Ce type d'analyse offre le meilleur compromis entre les temps de calculs et la précision des résultats. Par ailleurs, la technique de commande peut être facilement intégrée dans le modèle pour effectuer l'analyse dynamique du fonctionnement du moteur.

La modélisation numérique du modèle étudié MRV6/4 est basée sur la méthode d'éléments finis en utilisant le logiciel FEMM. Les courbes obtenus du champ magnétique, d'induction, du flux, du couple électromagnétique en fonction de la position θ du rotor nous ont permet de valider les résultats obtenus par le modèle analytique et de visualiser la répartition du champ magnétique dans la machine étudiée.

Afin d'améliorer les performances statiques et dynamiques de la MRV6/4, on a appliqué dans un premier temps trois types de commande à savoir : commande vectorielle, commande DTC et la commande DTC modifiée. Les résultats de simulation montrent que l'application de la DTC modifiée au moteur MRV6/4 améliore beaucoup ses performances par rapport aux autres techniques particulièrement dans la réduction des ondulations du couple et de la

vitesse. Par la suite, pour mieux améliorer et optimiser les caractéristiques du MRV 6/4, on a proposé une nouvelle technique de commande DTC basée sur le remplacement du régulateur PI classique par un régulateur d'ordre fractionnaire $PI^\lambda D^\mu$.

Les paramètres du $PI^\lambda D^\mu$ d'ordre fractionnaire sont calculés de sorte que le système de commande aura les mêmes performances que celles de la boucle idéale de Bode. Les ordres λ et μ du régulateur $PI^\lambda D^\mu$ sont déterminés après avoir considéré que le comportement asymptotique en boucle ouverte du système de commande est identique à celui de la fonction de transfert de la BIB. Puis, selon les performances désirés les paramètres k_p , T_i et T_d du $PI^\lambda D^\mu$ sont déterminés.

A partir des résultats de simulation obtenus par Simulink, on constate que les performances de la MRV avec $PI^\lambda D^\mu$ sont considérablement meilleures. Les résultats obtenus montrent la robustesse d'une telle technique vis-à-vis la variation de l'inductance. Les résultats obtenus révèlent que le moteur MRV à vide ou en charge possède la même dynamique avec les deux commandes (DTCPI et DTCFPII). Par ailleurs l'allure de la vitesse et celle du couple avec une commande DTCFPII sont considérablement meilleurs que ceux obtenues par la commande DTCPI conventionnelle. On observe une diminution dans le taux du premier dépassement dans l'allure de la vitesse et une amélioration dans le temps de réponse et dans les ondulations du couple. La durée du régime transitoire pour la vitesse et le couple avec la DTCPI est plus grande que celle avec DTCFPID. Aussi, la commande DTCFPID montrent une robustesse vis-à-vis la variation de l'inductance (L_d-L_q) pour la vitesse (le taux du premier dépassement et la durée du régime transitoire de la vitesse reste invariant). Dans la commande DTCPI, l'augmentation de (L_d-L_q) entraîne une petite augmentation dans le taux du premier dépassement pour la vitesse. Pour le couple (dans les deux commandes), l'augmentation de (L_d-L_q) entraîne une augmentation dans les ondulations du régime transitoire et dans le taux du premier dépassement ce qui signifie pratiquement une augmentation dans le bruit (du moteur).

En global, l'utilisation du $PI^\lambda D^\mu$ a permis de diminuer le temps de réponse et de suivre la référence avec une grande rapidité.

Comme perspectives de cette étude, on propose :

- D'appliquer la commande directe du couple basée sur la modulation vectorielle DTC-SVM avec un régulateur PID fractionnel à la machine à réluctance variable.
- Appliquer la commande directe du couple avec un onduleur à trois niveaux.
- Appliquer la commande directe du couple basée sur la modulation vectorielle DTC – SVM avec un régulateur PI classique et PI floue.

BIBLIOGRAPHIES & ANNEXES

Bibliographies

- [1] Phuoc Hoa TRUONG, « Optimisation des performances de la machine synchrone à réluctance variable : approches par la conception et par la commande », Thèse Doctorat, l'Université de Haute-Alsace, NNT : 2016MULH8861, 16 juin.2016.
- [2] A. Bentounsi, R.Rebbah, H.Djeghloud, S.Belakehal, H.Benalla et B.Batoun, « Design and modeling of a doubly salient variable reluctance », Proceedings of the 2008 International Conference on Electrical Machines, IEEE. Paper ID 1000, Laboratoire d'Electrotechnique de Constantine (LEC), Université Mentouri de Constantine, Algérie.
- [3] A.Bentounsi, R. Rebbah, F. Rebahi, H. Djeghloud, H. Benalla, S. Belakehal and B. Batoun, « Effects of Geometric Parameters on Performance of a SRM by Numerical-Analytical Approach », p 342-349
- [4] F. Rebahi, « Etude de l'Influence des Paramètres Géométriques et de Contrôle sur les performances des MRV Cylindriques », Thèse de Doctorat en Science en Electrotechnique de l'Université de Constantine ,09/06/2016.
- [5] P. Vijayraghavan, «Design of Switched Reluctance Motors and Development of a Universal controller for Switched Reluctance and Permanent Magnet Brushless DC Motor Drive» Blacksburg, VA.11/15/2001.
- [6] R. Krishnan, « SRM Divers: Modeling, Simulation, Analysis, Design & Application» industrial Electronics Series 2001 by CRC Press LLC.
- [7] P. Materu et Krishnan, « Analytical Prediction of SRM Inductance Profile and Steady State Average Torque » Département de génie électrique, Institut Polytechnique de Virginia et State University Blacksburg, VA 24061, 1990.
- [8] B. MULTON, « Principe et éléments de dimensionnement des machines à réluctance variable à double saillance autopilotées », Journées électronique club EEA, Belfort, pp 19, Mars 1993.
- [9] B. Multon, « Conception et alimentation électronique des machines à réluctance variable à double saillance », Rapport de synthèse en vue d'obtenir l'habilitation à diriger des recherches. LÉSIR, École normale supérieure de Cachan, 1995. France.
- [10] N.Kada Belghetri, « Contribution a la modélisation par la méthodes des réseaux de réluctance (MRR) d'une machine à reluctance variable », Thèse de doctorat, Université des sciences et de la technologie d'Oran Mohamed Boudiaf ,2014/2015.
- [11] B. Multon, « Historique des machines à reluctances variable » Extrait du rapport d'habilitation, Ecole Normales Supérieure de Rennes, 1995, France.
- [12] L. Ben Amor, « Commande Non Linéaire d'un Moteur à Reluctance Variable » Philosophie Doctorat, Ecole Polytechnique de Montréal. Université de Montréal ,1996.
- [13] T.Jahan, T.; Sharifian, M.B.B.; and Feyzi, M.R. (2011). Static Characteristics of Switched Reluctance Motor 6/4 By Finite Element Analysis. *Australian Journal of Basic and Applied Sciences*, 5(9), 1403-1411.
- [14] S. Badache, « Contribution à la modélisation thermique d'une machine à reluctance variable à double saillance (MRV6/4) par éléments finis en 2D et 3D », Thèse de Doctorat en Science en Electrotechnique, l'Université d'Oran, 2016.

-
- [15] M. Chouitek, « Commande d'un Moteur à Reluctance Variable par l'Emploi de l'Intelligence Artificielle », Thèse de Doctorat en Sciences en Electrotechnique, Université d'Oran, Algérie, 2017.
- [16] M.S. Naruka¹, D.S. Chauhan² and S.N. Singh³, « A Simplified Mathematical Model for Inductance Profile of Switched Reluctance Motor », International Journal of Industrial Electronics and Control. ISSN 0974-2220 Volume 5, Number 2 (2013), pp. 1-10 © International Research Publication House <http://www.irphouse.com>
- [17] D. Ilea, « Conception Optimale des Moteurs a Reluctance Variable a Commutation Electronique pour la Traction des Véhicules Electriques Légers » Thèse de Doctorat de l'Ecole Centrale de Lille et l'Université Technique de CLUJ- Napoca Roumanie, N° 183,25 Octobre 2011.
- [18] M. Birame, Commande sans capteur de vitesse d'un moteur à reluctance variable par l'utilisation des techniques de l'intelligence artificielle », Thèse de doctorat, Faculté des sciences de l'ingénieur-Département d'Electrotechnique Université Hadj Lakhdar de Batna ,2015.
- [19] W. Amri, M.S. Salhi et A. Ben Amor, « Une nouvelle stratégie de régulation intelligente d'un moteur à réluctance variable », international Journal of innovation and applied studies. ISSN 2029324, Vol.9, No.4Dec.2014, pp.1450-1458 (c) 2014 Innotive Space of Science Research Journal.
- [20] M.Belhadi ,G.Krebs, C.Marchand, H.Hannouun et X.Mininger, « Réduction des ondulations de couple et des efforts radiaux dans une machine à réluctance variable » Symposium de Génie Electrique (SGE'14) : EF –EPF-MGE 1,2014,8-10 juillet2014 ,ENS Cachan , Laboratoire de génie Electrique de Paris, SUPELEC, Paris-Sud, UPMC Paris 06,CNRS (UMR 8507),France.
- [21] L. Moreau, « Modélisation, Conception et Commande de Génératrice à Reluctance Variable Basse vitesse » Thèse de Doctorat de l'Université de Nantes, France, N° ED 0366-234,9 décembre 2005.Hamilton
- [22] S. Mouellef « Contribution A l'étude d'une machine à reluctance variable : Conception, Modélisation & Simulation d'une MRVDS 6-4 », Mémoire de Magister, Faculté des Sciences de l'Ingénieur, Université Mentouri Constantine, 2/06/2008.
- [23]M.S. Naruka, D.S.Chuhan and S.N.Singh,«Simplified Mathematical Model for Inductance Profile of Switched Reluctance Motor », International Journal of Industrial Electronics and Control. ISSN 0974-2220 Volume 5, Number 2 (2013), pp. 1-10
- [24]Mihai Valentin Zaharia, « Contributions à l'étude des machines à reluctance variable pour application alerno-démarrreur automobile » Thèse Doctorat préparé dans laboratoire L2EP-Centrale Lille, France ,2016.
- [25]M. Jufer, « Electromécanique »Troisième édition, revue et augmentée ISBN 2-88074-285-4 © 2004 Presses polytechniques et universitaires romandes CH-1015 Lausanne.
- [26]M. Pinard, « Commande électronique des machines » Copyright © 2013 Dunod, ISBN 978-2-10-059355-2.
- [27] Xiao Wang, B. Sc , «A position sensorless control of switched reluctance motors », These Master of Applied Science,Mc Master University ,Hamilton,Ontario , Canada,2016.

-
- [28] F. Soares, P.J. Costa Branco, «Simulation of a 6/4 switched reluctance motor based on MATLAB/Simulink environment», IEEE Trans, Aerospace and Electronic Systems, vol.37, no.3, Jul.2001, pp.9891009.
- [29] Srinivas and P.V.N.Prasad,« Torque ripple Minimization of 4 phases 8/6 Switched Reluctance Motor Drive », Mediamera Science Publisher vol 52, N° 4, pp 179-184,2011.
- [30] S. Taibi, « Contribution à l'étude, la conception, le Dimensionnement et l'optimisation de la Machine a Reluctance variable de type Vernier », Thèse de Doctorat, Université des sciences et Technologies de Lille, N° d'ordre : 3149, France.
- [31]C.Belalahy, « Dimensionnement d'une machine syncho-reluctante à excitation homopolaire par réseaux de perméances », Thèse de Doctorat de l'INPL, Institut National Polytechnique de Lorraine, Ecole Doctorale : Informatique Automatique Electronique Mathématique, Département de formation Doctorale : Electronique. Electro technique, Nancy, France, 2008.
- [32] I. Derradji, W. Hachalefi, D. Rahem. (2019). «Sizing and control of a typical 6/4 switching reluctance motor», European Journal of Electrical Engineering, Vol. 21, No. 1, pp. 19-25.<https://doi.org/10.18280/ejee.210104>.
- [33] R. Redjem « Modélisation et Optimisation d'une Structure de Machine à Réductance Variable Dédiée aux Energies Renouvelables » thèse de doctorat université constantine2010.
- [34] B. Multon, F. Camus, E. Hoang, J-Y. Lechenadec, J-C. Mouchoux, « Possibilités du moteur à réductance variable à double saillance pour la motorisation de véhicules électriques. Bilan des essais d'un prototype de 27 kW », LÉSIR URA CNRS D1375, École Normale Supérieure de Cachan, C-VELEC'95, Grenoble 1-2 Février 1995.
- [35] David Meeker site internet <http://www.femm.wiki>. Mail, dmeeker@ieee.org
- [36]L. Youb, A. Craciunescu, « Commande Directe du Couple et Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone », Rev. Roum. Sci. Tech. Electrotechn. Et Energ., 53, I, p. 87-98, Bucarest,2008
- [37] S. Chaouch, « Commande Vectorielle Robuste d'une Machine à Induction sans Capteur de Vitesse », Thèse de Doctorat en Science en Electrotechnique l'Université de Batna 03 Décembre 2005.
- [38] C. Carlos, « Modélisation Control Vectoriel et DTC, Commande des Moteurs Asynchrone 1 », Edition Hermes Science Europe ,2000.
- [39] Takahashi, Y. Ohmori, « High-performance Direct Torque Control of an Induction Motors», IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 25, p.257-264.March/April 1989.
- [40] K. Akkouchi, « Commande directe du couple (DTC) d'une machine asynchrone », Mémoire de Magister, Université Badji Mokhtar, Annaba, 2007.
- [41] N. Assas, « Modélisation et contrôle du couple d'une machine à réductance variable », Mémoire de Magister, Université El-Hadj Lakhdar-Batna, 13/01/2009.
- [42] K. Nabti, « Stratégies de commande et techniques intelligentes appliquées aux machines de type Synchrones », Thèse de Doctorat, Université de Constantine, Algérie, 2010.
- [43] Pratapgiri, S.; Narsimha,“ Direct torque control of 4 phase 8/6 switched reluctance motor drive for constant torque load“ *World Journal of Modelling and Simulation(WJMS)*, 8(3), 185-193 P.P.V (2012).

-
- [44] I. Derradji, D. Rahem, «Modelling and Control of Switched Reluctance Motor type 6/4», ICEEB 2018 Second International Conference on Electrical Engineering, Biskra, 2-3 December 2018.
- [45] R. Toufouti, « Contribution a la Commande Directe du Couple de la Machine Asynchrone », Thèse de Doctorat en science, Constantine, 2/6/2008.
- [46] R. Toufouti, S. Meziane, H. Benalla, «Direct Torque Control for Induction Motors Based on Discrete Space Vector Modulation», IJAER, International Journal of Applied Engineering Research, Vol.2, N° 3, pp.453-466, 2007.
- [47] Xin Cao, Qin Sun, Chenhao Liu, Heng Zhou, Zhiquan Deng, Direct control of torque and levitation force for dual-winding bearing less switched reluctance motor, *Electr. Power Syst. Res.* 145 (2017) 214–222.
- [48] H-J Guo, « Direct Torque Control of Switched Reluctance Motors » IEEE ISIE 2006, p.2321-639, Montreal, Quebec, Canada, July,2006.
- [49] H. Meslouba, R. Boumaarafa, M.T. Benchouiaa, A. Goléaa, N. Goléab, K. Srairic, “Comparative study of conventional DTC and DTC_SVM based control of PMSM motor — Simulation and experimental results “, *Mathematic and Computers in Simulation* volume 167, January 2020 pages 296-307, <https://doi.org/10.1016/j.matcom.2018.06.003>.
- [50] A. Charef, et al., « Fractional System as represented by singularity function», *IEEE Transaction on Automatic Control*, vol. 37, n° 9, 1992.
- [51] Hartley T.T., *Fractional System Identification: An Approach Using Continuous Order-Distributions*, n, NASA/TP, 1999.
- [52] L. Le Lay, *Identification fréquentielle et temporelle par modèle non entier*, Thèse de Doctorat, 1998.
- [53] Podlubny, I., *Fractional-order systems and $PI^\alpha D^\mu$ controllers*, *IEEE Transactions on Automatic Control* 44(1), 1999, 208–213.
- [54] Oustaloup, A.; Levron, F.; Nanot, F.M.; and Mathieu, B. (2000). Frequency band complex non integer differentiator: characterization and synthesis. *IEEE Transactions on Circuits Systems I: Fundam. Theory Applications (IEEE)*, 47(1), 25-39.
- [55] R.S. Barbosa, Tenreiro Machado J. A. and Ferreira I. M., « A Fractional Calculus Perspective of PID Tuning », *Proceedings of DETC. 03ASME 2003, Design Engineering Technical Conferences and Computers and Information in Engineering Conference* Chicago, Illinois, USA, September 2-6, 2003.
- [56] A. Djouambi, A. Charef and T. Bouktir, «'Fractional Order Robust Control and $PI^\lambda D^\mu$ Controllers» *WSEAS TRANSACTIONS on CIRCUITS and SYSTEMS*, Issue 8, Volume 4, pp. 850-857, 2005.
- [57] A. Djouambi, « Contribution à la commande crone », Thèse de Doctorat, Université des sciences de l'ingénieur département d'électronique, Constantine, 2008
- [58] Dogruer, T., Tan, N. (2018). PI-PD controllers design using Bode's ideal transfer function. *Proceedings of International Conference on Fractional Differentiation and its Applications (ICFDA) 2018*. <http://doi.org/10.2139/ssrn.3271384>
- [59] Tajbakhsh, H.; and Balochian, S. (2014). Robust Fractional Order PID Control of a DC Motor with Parameter Uncertainty Structure. *International Journal of Innovative Science Engineering and Technology(IJSET)*, 1(6), 223-229.

Annexes

Annexe A :

FEMM (Finite Element Method Magnetic)

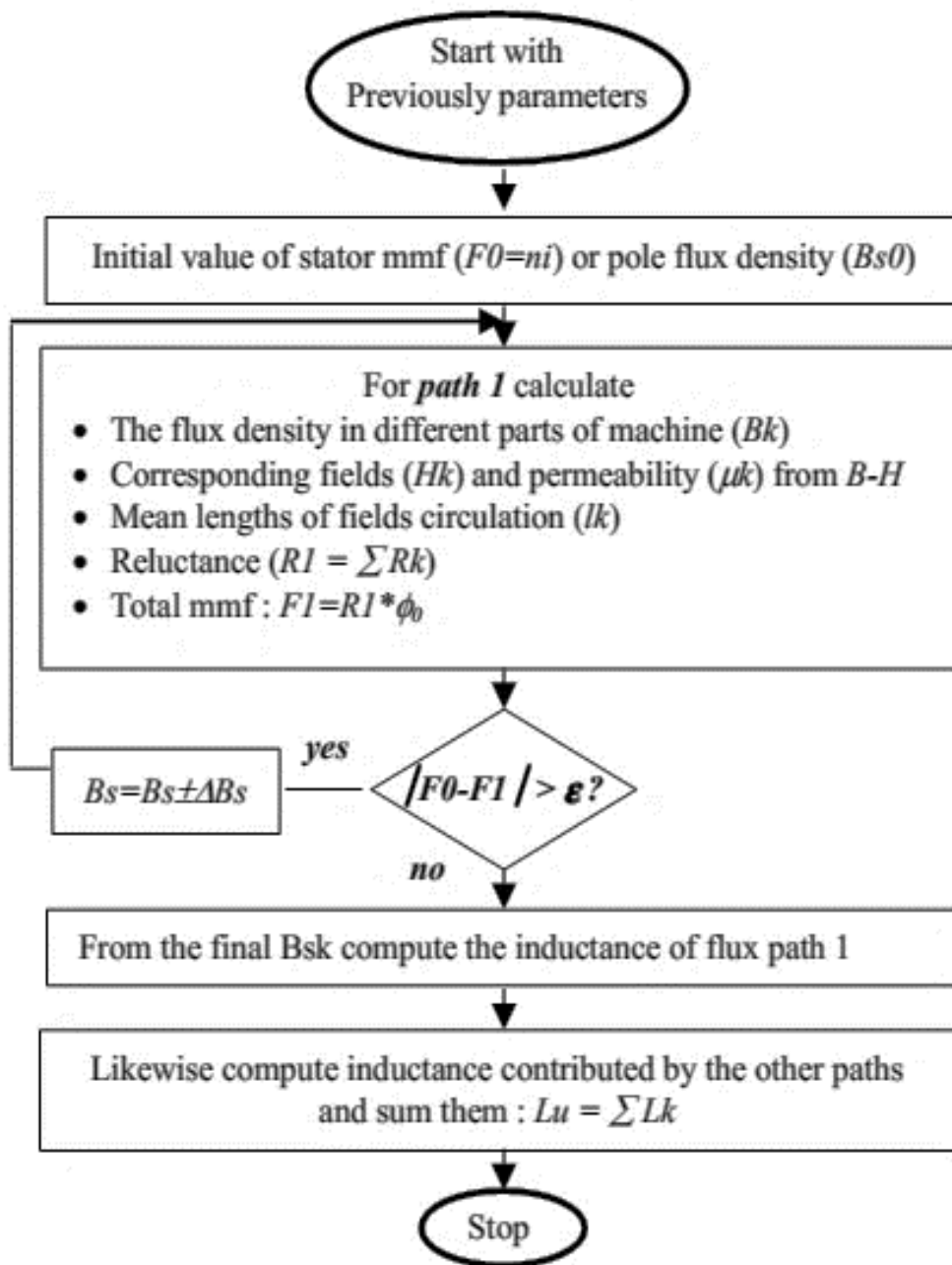
FEMM est une suite de programme dont le but est de résoudre les problèmes d'électromagnétisme à basse fréquence dans des domaines 2D ou axisymétriques. Ce logiciel, développé par David Meeker, est disponible gratuitement sur Internet [35].

FEMM se compose de trois programmes :

- *femm.exe* : est un post et préprocesseur contenant une interface graphique qui permet de fixer la géométrie du problème, les propriétés matérielles ainsi que les conditions aux limites. Après l'analyse, la solution est affichée sous forme de contour, densité de flux... Le logiciel permet également d'évaluer un certain nombre d'intégrales et de tracer diverses quantités d'intérêt le long de contours définis par l'utilisateur.
- *triangle.exe* : découpe les régions du problème en éléments triangles, ce qui constitue une étape importante de l'analyse par éléments finis.
- *fkern.exe* : est un solveur qui résout les équations aux dérivées partielles pour obtenir les valeurs du champ magnétique dans le domaine étudié.

Le langage LUA est également intégré dans les préprocesseurs et les post-processeurs. Il suffit d'écrire un programme ou donner des instructions dans la console LUA pour commander les étapes de calculs. Toute modification sur le domaine d'étude, analyses ou exploitations des résultats peut être effectuée de manière automatique par un programme en Lua sans l'intervention manuelle de l'utilisateur.

Annexe B



Organigramme présentant le calcul analytique de l'inductance d'opposition L_u [6]

