

MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou



Faculté de génie électrique et informatique

Département d'électrotechnique

Mémoire de Magister en électrotechnique

Option : Entraînements électriques

Présenté par :

TEBRI Zoulikha

Thème

**Etude des propriétés dynamiques des entraînements
électriques à moteurs à commutation électronique**

Devant le jury composé de :

NEDJAR Mohammed, Professeur, Université de Tizi-Ouzou, Président
CHAIBI Rachid, Professeur, Université de Tizi-Ouzou, Rapporteur
MOUDOUD Mustapha, Maître de conférences A, Université de Tizi-Ouzou, Examineur
DENOUN Hakim, Maître de conférences A, Université de Tizi-Ouzou, Examineur
SADAoui Youcef, Maître de conférences A, Université de Tizi-Ouzou, Examineur

Soutenu le : Octobre 2017

Remerciements

*Le travail présenté dans ce mémoire a été effectué sous la direction de Monsieur **CHAIBI Rachid** Professeur à l'Université de Tizi-Ouzou. Je tiens à le remercier pour la confiance qu'il m'a témoignée en acceptant d'encadrer ce travail. Sa disponibilité, sa contribution scientifique et ses encouragements m'ont été d'un grand apport pour l'aboutissement de ce travail.*

*Je tiens à exprimer mes plus vifs remerciements à Monsieur **NEDJAR Mohammed**, Professeur à l'Université de Tizi-Ouzou pour l'honneur qu'il me fait de présider le jury de soutenance.*

*Que Messieurs **MOUDOUD Mustapha**, Maître de conférences A à l'Université de Tizi-Ouzou, **DENOUN Hakim**, Maître de conférences A, à l'Université de Tizi-Ouzou, et **SADAOUI Youcef**, Maître de conférences A, à l'Université de Tizi-Ouzou, trouvent, ici l'expression de ma profonde gratitude, pour avoir accepté d'examiner et critiquer ce mémoire.*

*Je tiens vraiment à remercier très chaleureusement Monsieur **N.BENYAHIA** maitre assistant à l'Université Mouloud Mammeri de Tizi Ouzou pour sa sampathie son aide inestimable et ses conseils judicieux*

*Je tiens également à remercier tous les enseignants de département d'électrotechnique en particuliers Messieurs **Ch.BIROUCHE**, **M.MOUDOUD**, **S.HADDAD** et **F.NAMMANI** pour l'aide, le soutien et l'encouragement qu'ils m'ont offert. Qu'ils trouvent dans ce modeste travail, le témoignage de ma plus profonde gratitude*

*Mes remerciements vont également à **DJAMILA**, **KAHINA** et **FAZIA** pour leur amitié ainsi que pour le temps passé ensemble qu'elles trouvent ici toute ma gratitude pour leurs soutien moral et leurs encouragements durant ce travail*

Je voudrais aussi remercier du fond du cœur mes parents ainsi que mes frères pour m'avoir toujours soutenue et encourager dans mes études. Que ce mémoire soit pour vous une preuve de ma plus profonde et sincère reconnaissance.

Ensuite je tiens à remercier toutes personnes de près ou de loin qui m'ont permis par leur encouragement la réalisation de ce modeste travail.

Dédicaces

A ceux qui m'ont tout donné sans rien en retour

A ceux qui m'ont encouragé et soutenu dans mes moments les plus durs

Et ceux à qui je dois tant

A mes parents Rachid et Saliha pour leur amour et leur support affectif

*A mon adorable frère Ferhat et mes très chères sœurs Mekioussa,
Badia, Miassa*

A mes grand parents Amar et Mekioussa et Ghenima

A mes oncles et leurs familles

A ma chère tante Ouiza et son mari

A mon cher cousin Rachid

A tous mes amis(e)

*Que ce travail soit le symbole de ma reconnaissance de leur amour
infini*

Sommaire

Introduction générale..... 1

Chapitre I : Généralités sur les Brushless Motors

I-1-Introduction 3
 I-2-Principaux matériaux utilisés dans les machines électriques 3
 I-3-Comparaison entre les différents types d'aimants..... 8
 I-4-Les structures de machines synchrones à aimants permanents 8
 I-4-1-Structures à flux radial (RFPM) 9
 I-4-2-Structures à flux radial (RFPM) 12
 I-5-Configuration des machines PMSM et BDCM 13
 I-6- Effet des matériaux sur les propriétés électriques des MCE ou DC Brushless 15
 I-7-Domains d'application des machines synchrones à aimants permanents 16
 I-7-Principe de L'autopilotage 18
 I-8- Les principaux capteurs de position..... 18
 I-8-1-Capteur à effet Hall..... 18
 I-8-2- Résolveur/Digitaliseur 19
 I-8-3-Codeur optique..... 20
 I-9-Conclusion..... 24

Chapitre II : Etude analytique des MCE

II-1-Introduction 25
 II-2-Notion de système 25
 II-3-Principe 26
 II-3-1-les caractéristiques fondamentales des MCE 26
 II-4-Analyse comparative de la commutation dans les MCC et les MCE..... 27
 II-4-1-Propriétés générales des moteurs à commutation 28
 II-4-2-Moteur à commutation : fonctionnement interne 29
 Avec: 30
 II-4-3-Moteur à commutation : fonctionnement externe..... 33
 II-4-4-Angle de commutation 33
 II-4-4-1-Angle de commutation dans les MCC 33
 II-4-4-2-Angle de commutation dans les MCE..... 34
 II-5-Caractéristiques statiques des paramètres mécaniques en fonction de la vitesse de rotation..... 38
 II-6-conclusion 42

Chapitre III : Modèle dynamique et simulation du moteur BDCM

III-1-Introduction	43
III-2-Système d'étude	43
III-3-Principe de base du moteur Brushless BLDCM.....	44
III-4- Modèle dynamique du BLDCM	45
III-4-1-Hypothèse simplificatrices.....	45
III-4-2-Modélisation de la machine dans un référentiel fixe par rapport au stator	46
III-5-Modélisation du convertisseur statique	52
III-6-Modélisation du redresseur.....	52
III-7-Modélisation du Filtre.....	53
III-8-Choix et Modélisation de l'onduleur de tension à MLI.....	54
III-8-1-Technique Modulation de largeur d'impulsion	58
III-9-Capteurs de position à effet Hall	59
III-10-Choix de la technique de commande	60
III-11-Fonctionnement en régime dynamique	62
III-11-1-démarrage direct de la machine à vide	63
III-11-2-Variation de couple de charge.....	66
III-11-3-Chute brusque de la tension continue	69
III-12-Conclusion.....	71

Chapitre IV : Régulation de vitesse et bilan de puissance

IV-1-Introduction.....	72
IV-2--Mise en œuvre de la régulation	72
IV-2-1-Exigences Posées au régulateur de vitesse	72
IV-2-2-Régulateur de vitesse Proportionnel-Intégral (PI).....	73
IV-3-simulation BDCM-convertisseur.....	75
IV-4-Discussion et interprétation des résultats de simulations obtenues	79
IV-5-Bilan énergétique.....	80
IV-5-1-Pertes de l'alimentation	81
IV-5-2-Pertes joules	82
IV-5-3-Pertes fer dans les tôles	83
IV-5-4-Calcul de rendement pour la machine électrique.....	86
IV-6-Optimisation des pertes	86
IV-6-1-Modèle de base de minimisation des pertes	86

IV-6-2-Condition de minimisation des pertes	88
IV-7-conclusion	92
Conclusion générale	93

Liste des notations et symboles

Liste des Abréviations

MCE	Moteur à commutation électronique
MCC	Moteur à courant continue
MCCSC	Moteur à courant continue sans collecteur
MSAC	Moteur synchrone auto-commuté
TIM	Tension induite de mouvement
CC	Courant continue
DCE	Dispositif de commutation électrique
DC	Direct current
BLDCM	Brushless direct current motor
f.c.e.m	Force contre électromotrice
NdFeB	Néodyme-fer-bore
RFPM	Machines à flux radial
AFPM	Machines à flux axial
MSAP	Machine synchrone à aimant permanent
M.L.I	Modulation de largeur d'impulsion
PWM	Pulse Width Modulation (modulation de largeur d'impulsion)
PI	Proportionnel intégrale
MOSFET	
DP	Détecteur de position
MS	Moteur synchrone
d	L'axe direct de Park
q	L'axe transversal de Park
PMSM	Permanent magnet synchronous motors
ECM	Electronically commutated Motor
F.e.m	Force électromotrice
DEL	Élément détecteur
BCD	Décimal codé en binaire
LED	Diode électro lumineuse
PID	Proportionnel intégrale dérivé

θ	Position du rotor
U_e	Tension d'entrée
I_e	Courant d'entrée
C_{em}	Couple électromagnétique
Φ_a	Flux
N	Nombre de spire
K_w	Coefficient de force électromotrice
φ_s	Déphasage
δ	Angle de commutation
Z	Impédance
H_{cB}	Le champ coercitif de l'induction
$(BH)_{max}$	Le produit d'énergie volumique
H_m	Valeur du champ au point de fonctionnement optimal M correspondant à $(BH)_{max}$
B_m	Valeur de l'induction au point de fonctionnement optimal M correspondant à $(BH)_{max}$
H_{cj}	Champ coercitif
C_r	Couple résistant
ω	Pulsation
\bar{U}	Tension complexe
R	Résistance
\bar{I}	Courant complexe
L	Inductance
d	Indice de l'axe direct de Park
q	Indice de l'axe en quadrature de Park
s	Indice de grandeurs statoriques
γ	Déphasage entre U_s et I
U_s	Tension synchrone à vide
X	Réactance
m	Nombre de phase
δ_m	Angle de commutation
p	Nombre de pair de pôle
\aleph	Angle
B_r	L'induction rémanente
Ha, Hb et Hc	Les trois sondes à effet Hall
U_0	Tension alternative (signal de référence)
t	Temps
U_m	Tension maximale
P	Puissance

W_r	Vitesse rotorique
(A, B, C)	Indice relative au repère fixe correspond aux phases (A, B, C)
α, β	Référence relative au repère Concordia
Ψ	Flux
ϕ_0	Amplitude du flux magnétique créé par l'aimant permanent
θ_e	La position électrique du courant
E_{ABC}	Force contre-électromotrice
θ_r	Position mécanique du rotor
J	Moment d'inertie
U_d	La tension redressée
V_i	Tension à l'anode de D_i .
V'_i	Tension à la cathode de D'_i
U_{dmoy}	Valeur moyenne de la tension redressée
w_c	Fréquence de coupure
E_h	Composante homopolaire
$K_1, K_2 \text{ et } K_3$	Etats des interrupteurs
K_p	Gain proportionnel
K_i	Gain intégral
s	Opérateur de Laplace
ζ	Coefficient d'amortissement
P_{com}	Les pertes de la commande électronique
V_{cc}	La chute de tension par transistor.
R_{cc}	La résistance interne du transistor
I_{eff}	Courant en valeur efficace
$C_{h1} \text{ et } C_{h2}$	Coefficients de pertes par hystérésis
f	Fréquence du cycle
B	L'amplitude de l'induction dans le fer
m	Masse du circuit fer
f_0	La fréquence de référence
B_0	Induction de référence
e_t	Epaisseur des tôles
R_{mach}	Rendement de la machine

Table de figures

Figure-I-1-Courbe de désaimantation	4
Figure-I-2-développement de l'énergie spécifique des aimants au cours de 20 ^{ème} siècle	5
figure-I-3-Exemple d'utilisation des aimants [12]	6
Figure-I-4- courbes de désaimantation des principaux types d'aimants	7
Figure-I-5-caractéristiques des aimants	8
Figure-I-6- vue schématique des machines : (a) à flux radial (b) à flux axial	9
Figure-I-7- Exemple de structure à rotor interne et à rotor externe	10
Figure-I-8- Structures à aimants déposés en surface [14]	11
Figure-I-9- Structures à aimants insérés [14]	11
Figure-I-10- Structures à aimants enterrés	12
Figure-I-11-vue d'une machine à flux axial (différentes configuration)	13
Figure-I-12-Moteur DC Brushless de la firme Maxon.....	15
Figure-I-13-Relation entre les pertes fer et rendement à 400 Hz	16
Figure-I-14-relation entre les rendements et les puissances de sorties à 50Hz [2] [3].....	16
Figure-I-15-principales applications des machines synchrones à aimants permanents	18
Figure -I-16- structure de capteur à effet Hall	19
Figure -I-17-Résolveur : constitution et signaux associés	20
Figure-I-18-Schéma éclaté d'un codeur optique.	21
Figure-I-19-principe de codeur absolu	figure-I-20-codeur absolu fait maison.. 22
Figure-I-21- Différents codages de position en binaire	23
Figure-I-22-Principe de l'encodeur incrémental	24
Figure-II-1-schéma de principe de MCE.....	29
Figure-II-2- diagramme de tension d'un moteur synchrone à pôles saillants (diagramme de tension d'un MCC : fonctionnement interne)	31
Figure-II-3-diagramme de tension du moteur	36
Figure-II-4-couple en fonction de la vitesse pour différentes valeurs de l'angle de commutation : $\delta = 0, \delta m, \delta i$	37
Figure-II-5- caractéristique mécanique couple en fonction de la vitesse.....	40
Figure-II-6- caractéristique de la puissance en fonction de la vitesse.....	40
Figure-II-6-courant en fonction de la vitesse	41
Figure-II-7- la caractéristique couple/vitesse et courant /vitesse sur le même système d'axe.	42
Figure-III-1-schéma fonctionnel	44

Figure-III-2-Système de Coordonnées d'un BLDCM	46
Figure-III-3-Structure d'un contrôleur de BLDCM	47
Figure III-4-Modèle électrique simplifié du BLDCM	48
Figure III-5- les fonctions de la FEM induite du BLDCM	50
Figure-III-6-Modèle de simulation de la BDCM sur Matlab-Simulink (cas moteur triphasé) .	51
Figure -III-7-pont redresseur triphasé à diode.....	52
Figure-III-8-Filtre LC.....	53
Tableau –III-1-ordre de grandeurs de puissance des onduleurs	54
Figure-III-9-modèle de l'onduleur sous Matlab Simulink	57
Figure-III-10-Allure de courant de phase lors d'un réglage en courant.....	59
Figure-III-11- Mesures fournies par un capteur à effet Hall	60
Figure-III-12-corrrection par hystérésis	61
Figure-III-14-Schéma de simulation de la BDCM alimentées par des courants créneaux	61
Figure-III-14-tension composée entre phase de la machine.....	63
Figure-III-15- couple électromagnétique $C_e(N.m)$	63
Figure-III-16- courant de phase en (A)	64
Figure-III-17-vitesse de rotation en (tr/min)	64
Figure-III-18- La position teta.....	65
Figure-III-18-couple électromagnétique pour différentes valeurs de couple de charge (N.m)	66
Figure-III-19-vitesse de rotation pour différentes valeurs de couple de charge (tr/min)	66
Figure-III-20-courant de phase pour différentes valeurs du couple de charge (A)	67
Figure-III-21- couple électromagnétique et courant de phase ($C_r=5 N.m$).....	67
Figure-III-22-Tension composée pour une chute de 30V	69
Figure-III-23-Vitesse rotorique en tr/min.....	70
Figure-III-24-courant de phase en A	70
Figure-III-25-courant électromagnétique N.m	70
Figure-IV-1- schéma fonctionnel de régulation de vitesse	74
Figure-IV-2-model de simulation machine-convertisseur sous Matlab/Simulink	75
Figure-IV-3-courant de phase (A).....	76
Figure-IV-4-les trois courants de phases en (A)	76
Figure-IV-5-couple électromagnétique (N.m)	77
Figure-IV-6-courant de phase (A) et couple électromagnétique (N.m)	77
Figure-IV-7-vitesse rotorique (tr/min)	78

Figure-IV-8-FEM et courant de phase	78
Figure-IV-9-couple électromagnétique	79
Figure-IV-10-vitesse rotorique (tr/min)	79
Figure-IV-14- Bilan énergétique d'un moteur synchrone à aimants permanent	81
Figure-IV-15- alimentation et commande d'un moteur à commutation électrique.	82
Figure-IV-16- : évolution des pertes dans l'électronique	83
Figure-IV-17-cycle d'hystérèse d'un matériau ferromagnétique.	84
Figure-IV-18- courants induits par un champ magnétique variable.....	85
Figure-IV-19-Circuit équivalent d'un moteur à aimants permanents.	87
Figure-IV-20-variation des pertes en fonction de I_{d0}	89
Figure-IV-21- variation de courant I_{q0} en fonction de I_{d0}	89
Figure-IV-22- le courant I_{d0} en fonction de la vitesse pour : (1)- $I_{d0} \neq 0$, (2)- $I_{d0} = 0$	90
Figure-IV-23- le courant I_{q0} en fonction de la vitesse pour : (1)- $I_{d0} \neq 0$, (2)- $I_{d0} = 0$	90
Figure-IV-24- rendement en fonction de la vitesse pour ; (1)- $I_{d0} \neq 0$, (2)- $I_{d0} = 0$	91
Figure-IV-25- rendement en fonction de la vitesse pour : (1)- $I_{d0} \neq 0$, (2)- $I_{d0} = 0$	91

Résumé :

L'objectif de ce travail consiste tout d'abord à élaborer un schéma fonctionnel du système d'entraînement électrique en déterminant les éléments qui le composent.

Ensuite, procéder à la construction des caractéristiques mécaniques, électromécaniques et de commande des semi-conducteurs du système.

Evaluation des pertes d'énergie relative à L'Entraînement Electriques de position dans le but de les réduire. Modélisation des processus et obtention par simulation des différents régimes transitoires

Mots clés : Entraînements électriques, système, moteur à commutation.

Abstract:

The objective of this work is to first develop a block diagram of the electric drive system by identifying its components.

Then proceed to the construction of the mechanical, electro-mechanical characteristics and controlling the semiconductor system.

Evaluation of energy losses on the drive position electric in order to reduce them. Process modeling and simulation obtained by different transient regimes.

Keywords: Electric drive, system, EC motor.

Pour un esprit scientifique, toute connaissance est une réponse à une question. S'il n'y a pas eu de question, il ne peut y avoir connaissance scientifique.

Rien ne va de soi.

Rien n'est donné.

Tout est construit.

Gaston Bachelard

Introduction générale

Introduction générale

La possibilité de fabrication d'un moteur électrique a été établie en 1821 par Faraday. Quelques années plus tard une série d'appareils destinés à mettre en évidence la conversion de l'énergie électrique en énergie mécanique a vu le jour. Le premier type de moteur électrique industriel fabriqué est le moteur à courant continu à collecteur (MCC). [1]

L'augmentation croissante de l'utilisation des machines électriques dans diverses applications a grandement contribué à la forte demande d'énergie dans le monde. Afin de limiter l'importante consommation d'énergie et les problèmes d'environnement générés, les solutions d'entraînements électriques plus compacts et à rendement plus élevé sont devenues très recherchées. Ainsi, les machines conventionnelles sont de plus en plus remplacées par les machines synchrones à aimants permanents à structures spéciales. En effet, de telles structures n'ayant aucun enroulement au rotor, donc moins de pertes de Joules, présentent un rendement plus élevé que celui des machines conventionnelles. Cet avantage lui donne la prédominance aux autres types de machines. Elle est souvent appelée machine à courant continu sans balais, du fait qu'elle est autopilotée, ces caractéristiques s'approchent de celles d'un moteur à courant continu à excitation shunt. Par conséquent, les lois de commande sont facilement appropriées. [2] [3].

Cependant, dans la plupart des applications, ces machines sont couplées à des convertisseurs d'électronique de puissance afin de répondre aux exigences de la charge. On parle alors de système machine-convertisseur.

Traditionnellement, dans les systèmes d'entraînements électriques, la machine et le convertisseur sont construits séparément et doivent fonctionner ensemble pour garantir les performances les plus élevées possibles. Mais, de nos jours, la demande incessante de systèmes à grandes performances, à rendement élevé et à faible coût, nécessite une conception qui tienne compte, à la fois, de la structure de la machine et de celle du convertisseur. [4]

Selon l'allure de leur force contre électromotrice (f.c.e.m) induite et leur mode d'alimentation, les machines synchrones à aimants permanents peuvent être classées en deux familles : celles des PMSM (Permanent Magnet Synchronous Motors) et celle des BDCM (Brushless Direct Current Motors). Les PMSM sont alimentés par des courants sinusoïdaux et présentent généralement des f.c.e.m sinusoïdales tandis que les BDCM sont alimentés par des courants en créneaux et présentent généralement des f.c.e.m trapézoïdales. [5][6]

La facilité, le faible coût de réalisation ainsi que la simplicité de commande des BDCM, comparativement aux PMSM, ont donné un essor considérable aux systèmes BDCM-Onduleur de tension 120^0 dans les applications commerciales de production en série qui ne nécessitant pas de contrôle à haute précision (véhicule électrique, lecteur et disque dur de PC, machine à laver, pompage, ventilation, conditionnement d'air...etc.). Plusieurs travaux de recherche sont consacrés à la modélisation et l'optimisation de ce système. [5]

Ce travail traite plus particulièrement des propriétés dynamiques des machines synchrones à aimants permanents à force électromotrice trapézoïdales alimentées par des créneaux de courant de durée égale à 120^0 pilotées par un simple capteur de position à effet Hall.

Notre travail a été décomposé en quatre chapitres.

Le premier chapitre est consacré à la présentation succincte des différentes structures de machines synchrones, à aimants permanents en rappelant les diverses topologies du rotor, ainsi qu'un bref aperçu sur les aimants permanents est attribué.

Le second chapitre est dédié à l'étude analytique des moteurs à commutation électroniques, où une analyse comparative entre les MCE et les MCC est faite. Par la suite, nous avons élaboré les caractéristiques de couple dynamique pour différentes valeurs de l'angle de commutation et de courant ainsi que celle de la puissance en fonction de la vitesse.

Dans le troisième chapitre nous présentons le modèle semi couplé de simulation de l'ensemble machine-convertisseur alimentés par des courants en créneaux développés sous Matlab/Simulink, afin de déterminer les caractéristiques dynamiques de notre système.

Dans le dernier chapitre nous allons présenter la solution classique, qui est le contrôle de vitesse par un régulateur PI pour les applications à vitesse constante en régime dynamique. Ensuite, on procède au calcul du bilan énergétique du système étudié dont le but est l'amélioration du rendement du moteur en minimisant les pertes totales.

Le présent mémoire se termine par une conclusion qui résumera tous les résultats obtenus dans cette étude suivie de perspectives.

Chapitre I :

*Généralités sur les
Brushless motors*

I-1-Introduction

Qu'elles soient en mode moteur ou générateur, les machines à aimants permanents sont devenues plus attractives car elles répondent bien aux exigences des nouvelles technologies. Le regain d'intérêt, pour ces machines, est dû, en grande partie à leurs excellentes caractéristiques dynamiques, faibles pertes ainsi qu'au couple massique élevée, qui les rendent mieux adaptées aux applications industrielles à entraînements électriques nécessitant des commandes en position ou en vitesse. [1]

Avec l'avènement des matériaux à aimants permanents de haute énergie et les progrès réalisés dans le domaine de l'électronique de puissance les moteurs à aimants permanents ont connu ces dernières années un grand essor. [9,10].

Grâce à leurs records, ces moteurs ont été adoptés dans plusieurs applications de hautes performances avec des structures multiples et généralement complexes telles que la robotique, l'aérospatiale, les outils électriques, la production des sources d'énergie renouvelables, les divers équipements médicaux, les véhicules électriques et hybrides, etc. Pour toutes ces applications, les machines à aimants permanents sont parfois préférables aux autres machines traditionnelles [9,11]

Ce chapitre est consacré à la présentation des différents types de machines à aimants permanents. Ces dernières se diversifient selon la direction du flux ou selon le type d'alimentation. Un bref aperçu sur les aimants permanents sera également donné.

I-2-Principaux matériaux utilisés dans les machines électriques

Les performances des machines électriques sont fortement liées aux caractéristiques des matériaux qui y sont employés. L'évolution de ces matériaux, notamment les aimants permanents et les matériaux ferromagnétiques, a contribué à l'amélioration des performances des machines électriques. Dans ce qui suit, les propriétés de différents types d'aimants permanents et de matériaux ferromagnétiques ainsi que leurs applications sont présentées [9].

Les aimants sont principalement caractérisés par leurs cycles d'hystérésis et plus particulièrement par la courbe de désaimantation du deuxième quadrant du plan B-H (**figur-I-1**). Cette courbe est caractérisée par :

- L'induction rémanente B_r , c'est-à-dire l'induction résiduelle en circuit fermé ;
- Le champ coercitif de l'induction H_{cB} qui est le champ démagnétisant annulant l'induction, plus sa valeur est élevée plus l'aimant est stable ;

- Le produit d'énergie volumique $(BH)_{max}$;
- Les valeurs H_m et B_m du point de fonctionnement optimal M correspondant à $(BH)_{max}$.

On peut classer les différents types d'aimants en fonction de ces paramètres.

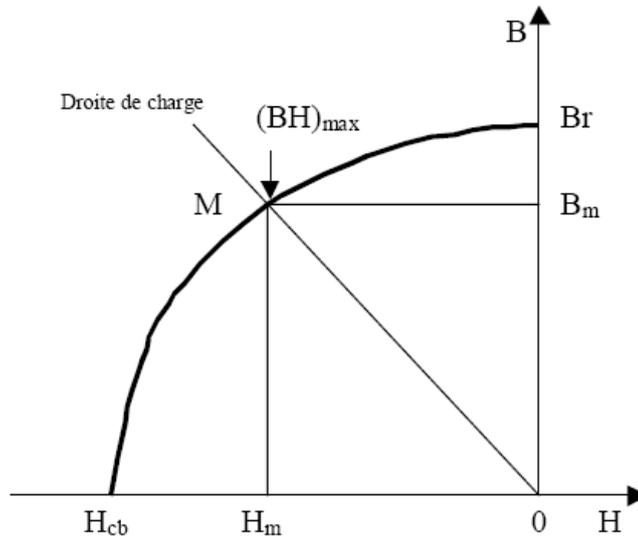


Figure-I-1-Courbe de désaimantation [9]

On définit également l'aimantation H_{cj} , champ coercitif qui annule l'aimantation intrinsèque du matériau (**Figure-I-2**) [46].

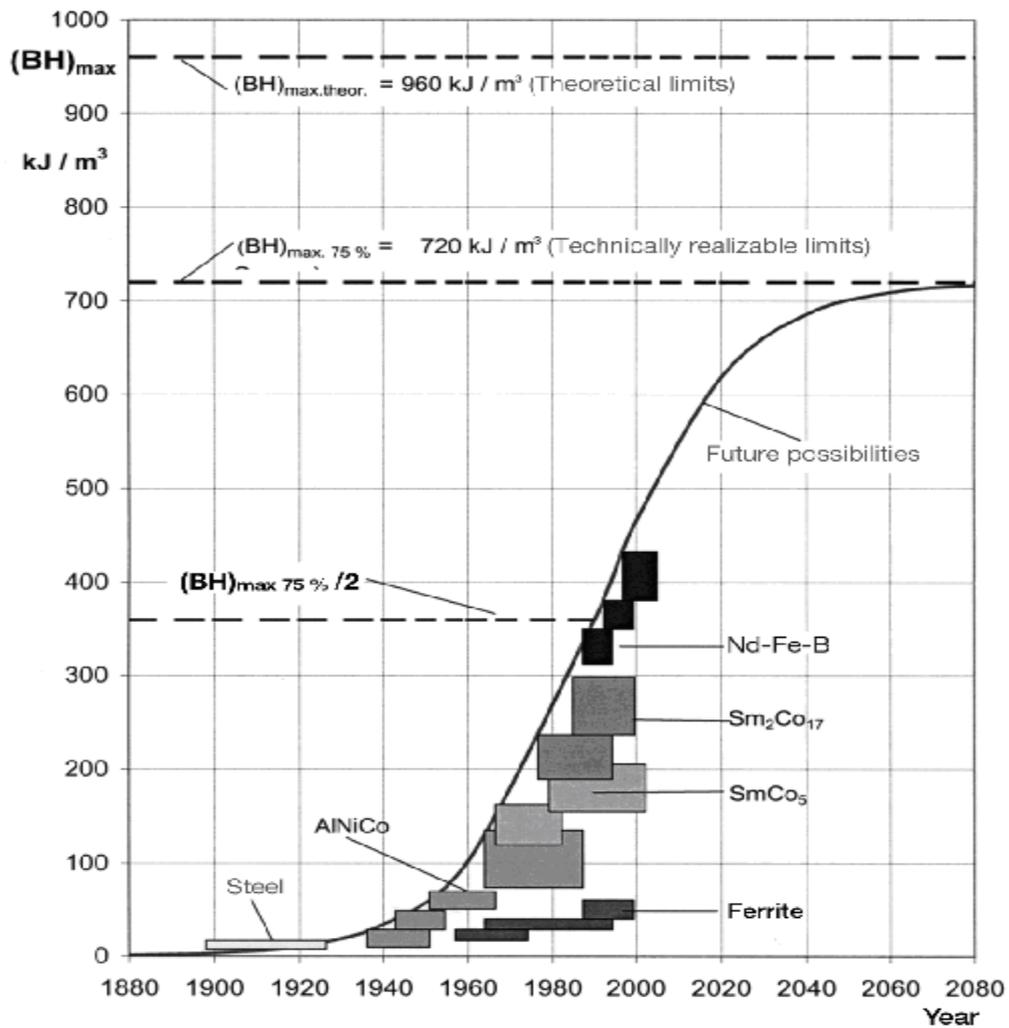


Figure-I-2-Développement de l'énergie spécifique des aimants au cours de 20^{ème} siècle [46]



a-Rotor d'un servomoteur



b-Disque dur d'un ordinateur

Figure-I-3-Exemple d'utilisation des aimants [12]

Le choix de la nature des aimants d'une machine à aimants a une influence non négligeable sur son couple massique. Les caractéristiques de principaux types d'aimants utilisés dans les machines électriques sont données ci-après.

La **Figure-I-4** donne les courbes de désaimantation des principaux types d'aimants [14].

- **Les AlNiCo** sont des alliages à base de fer, d'aluminium et de nickel, avec des additions de cobalt, cuivre ou de titane. Ils peuvent être isotropes ou anisotropes. On trouve des aimants ayant une induction rémanente B_r , avoisinant 0.7T pour les isotropes et 1.2T pour les anisotropes, avec une valeur faible du champ coercitif de l'aimantation (H_{cj}) variant de 40 à 80 A/m (**Figure-I-5-**) et une énergie spécifique allant de 10 à 18 kJ/m³. L'amélioration de la coercivité peut se faire à l'aide du Niobium.
- **Les ferrites** sont des composés d'oxyde de fer, de baryum et de strontium. Ils sont obtenus par frittage et peuvent être isotropes ou anisotropes. Ces aimants possèdent des performances modestes mais se sont imposés dans de très nombreuses applications en raison de leur faible prix de revient et d'une rigidité magnétique élevée. En raison de leurs faibles valeurs d'aimantation rémanente (environ 0.4T), les ferrites sont utilisées plutôt dans des machines à aimants de faible puissance à faible coût. Pour atteindre des couples massiques plus élevés, les structures de machine plus complexes à concentration de flux pourraient être envisagées.
- **Les terres rares** telles que les **Samarium-Cobalt** et les **Néodyme-Fer-Bore** sont beaucoup plus performants en termes de densité volumique d'énergie que les autres types d'aimants (**Figure-I-4-**). Les Samarium-Cobalt autorisent une température de fonctionnement élevée (jusqu'à 350°C), mais ils sont très coûteux en raison notamment de la présence du cobalt dans leur composition. De plus, le cobalt est interdit dans certains domaines (automobile) pour des raisons de normes environnementales. Les **Néodyme-Fer-Bore** (NdFeB) ont des performances supérieures aux Samarium Cobalt et sont beaucoup moins coûteux mais leur tenue en température est moins bonne (jusqu'à 160°C).

La **Figure-I-4-** présente une classification des types d'aimants en fonction de leur champ coercitif de l'aimantation H_{cj} et de leur énergie volumique $(BH)_{max}$ et la figure (**Figure-I-5-**) présente la caractéristique B(H) de certains types d'aimants. En fonction de l'application, on choisit la nature des aimants utilisés dans les machines électriques : pour des applications à

haute température, les aimants Samarium-Cobalt sont utilisés, dans les machines à puissances élevées, compte tenu du volume d'aimants et du coût associé, on préfère d'employer les aimants **Néodyme-Fer-Bore** (Nd-Fe-B). Dans le cadre de notre travail, une nuance de ce type d'aimant est employée dans les machines à aimants étudiées.

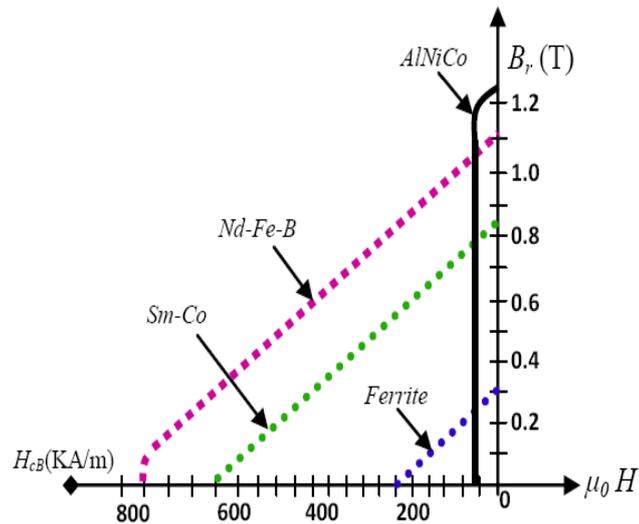


Figure-I-4- Courbes de désaimantation des principaux types d'aimants [14].

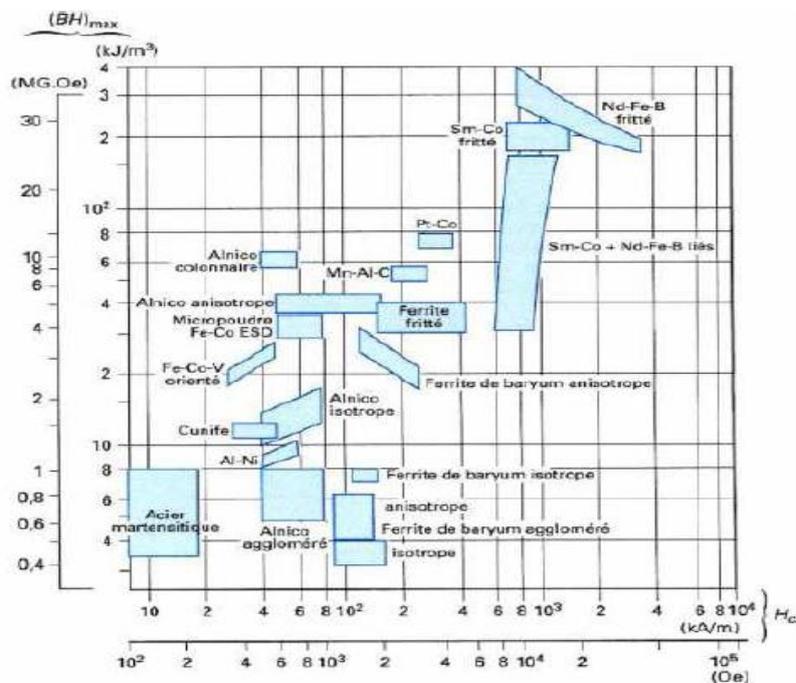


Figure-I-5- Caractéristiques des aimants

I-3-Comparaison entre les différents types d'aimants

Dans le **Tableau-I-1-** sont regroupées les informations nécessaires pour faire le choix de un type d'aimants permanents à utiliser, suivant les exigences du cahier de charges et les conditions de travail imposées par l'application. Les ferrites, malgré une aimantation rémanente et une énergie spécifique peu importantes, restent, de par leur coût réduit, d'utilisation courante dans le domaine des machines électriques de grande série, dans l'automobile notamment. Les aimants terres rares Samarium-Cobalt combinent induction élevée, forte résistance à la désaimantation et stabilité à la température. Ils sont tout à fait adaptés à la mise en œuvre dans les machines à courant alternatif de grande puissance. Les Néodyme-Fer-Bore possèdent même de meilleures caractéristiques magnétiques que celles présentées par les aimants au Samarium-Cobalt mais certains facteurs, en particulier celui du champ coercitif, dépendent largement du facteur température. [15]

	$(BH)_{max} \left(\frac{kJ}{m^3}\right)$	$B_r(T)$	$H_{cj}\left(\frac{kA}{m}\right)$	$\rho\left(\frac{kJ}{m^3}\right)$	$T_{max}(C^0)$
Ferrites durs	8-35	0.2 à 0.4	170 à 250	4800	350
Sm-CO	140-240	1.0 à 1.05	900 à 200	8300	250 à 350
NdFeB	200-380	1.2 à 1.5	900 à 200	7400	140 à 210
Alnico	50-85	1.1 à 1.3	50 à 150	7300	500

Tableau-I-1-Caractéristiques magnétiques de différents types d'aimants.

I-4-Les structures de machines synchrones à aimants permanents

Grâce à l'usage des aimants permanents, on retrouve une grande modularité dans la réalisation des machines synchrones. La littérature nous fournit de multiples façons de placer des aimants dans des machines électriques. Nous balayerons principalement les machines Brushless à aimants au rotor. Une multitude de structures existe et l'on peut les distinguer en fonctions de plusieurs critères à savoir: [16,17]

- ✓ La position de l'inducteur par rapport à l'induit qui revient à déterminer la position du rotor *interne* ou *externe* par rapport au stator
- ✓ La direction du flux qui peut-être *axial*, *radial* ou *transverse*
- ✓ La localisation des aimants au rotor qui donne un certain nombre de configurations possibles avec aimants *enterrés* ou en *surface*

Les structures des machines à aimants permanents sont classées suivant la disposition des aimants sur le rotor. Leurs différentes configurations incluent les machines à flux radial (RFPM) et à flux axial (AFPM). Celles-ci peuvent être alimentées, soit par des courants sinusoïdaux dans le cas des PMSM ou par des courants en créneaux dans le cas des BDCM.

Une vue schématique des deux types de machines, à flux radial et à flux axial, est donnée par la **Figure –I-6-**

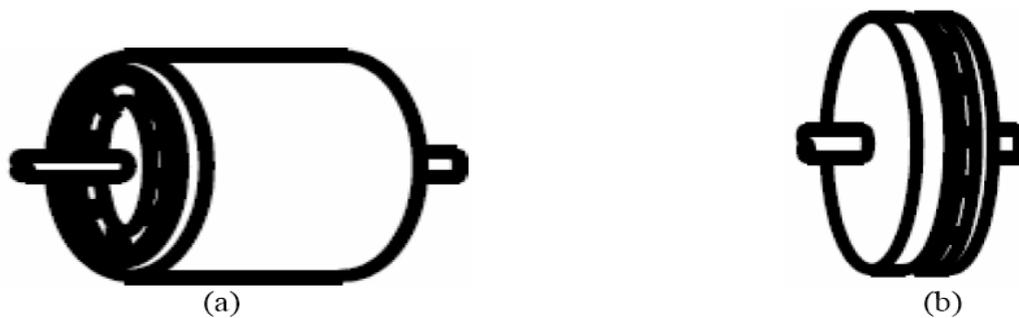


Figure-I-6- Vue schématique des machines : (a) à flux radial (b) à flux axial

I-4-1-Structures à flux radial (RFPM)

La machine à flux radial (RFPM) est la machine à aimants la plus conventionnelle. Elle est employée couramment pour l'entraînement direct. Son stator est identique à celui d'une machine d'induction classique. Ces structures peuvent se présenter, soit avec un rotor placé à l'intérieur ou à l'extérieur (**Figure-I-7-**). Les différents types de rotor de machines à flux radial sont munis d'aimants montés soit en surface, soit encastrés ou enterrés. [8]

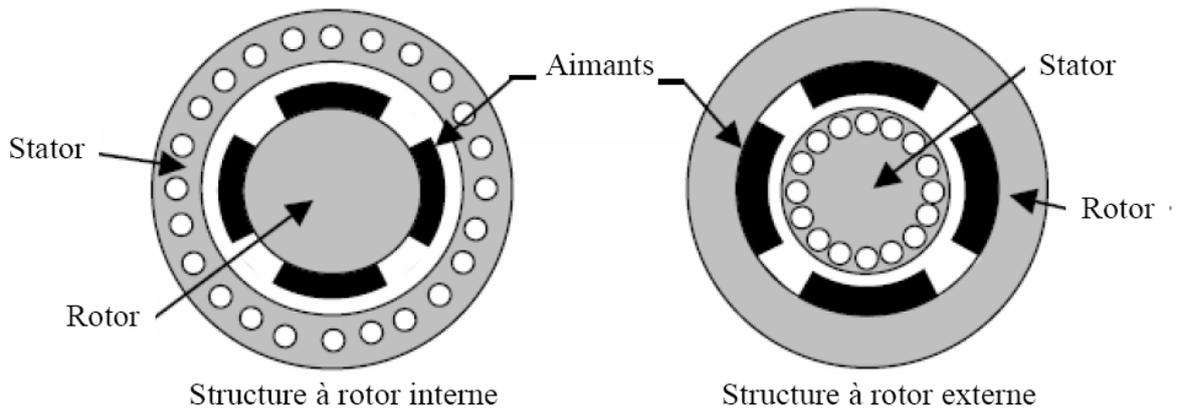


Figure-I-7- Exemple de structure à rotor interne et à rotor externe

➤ **Structures à aimants déposés en surface**

Pour ce type de machines, les aimants sont placés sur la surface du rotor ; ils sont aimantés radialement, comme montré sur la **Figure-I-8-**. Cette configuration du rotor est la plus utilisée. Le principal avantage de la machine avec des aimants en surface est sa simplicité donc faible coût de fabrication par rapport à d'autres machines à aimant. L'inconvénient est l'exposition des aimants permanents aux champs démagnétisant. De plus, les aimants sont soumis à des forces centrifuges qui peuvent causer leur détachement du rotor. Parfois, un cylindre externe non ferromagnétique de haute conductivité est utilisé. Il protège les aimants permanents de la désaimantation, de la réaction de l'induit et des forces centrifuges. Ce cylindre peut en plus fournir un couple de démarrage asynchrone et agir comme amortisseur. Dans le cas des aimants du type terres rares la réactance synchrone dans l'axe- d et l'axe- q sont pratiquement les mêmes. [9]

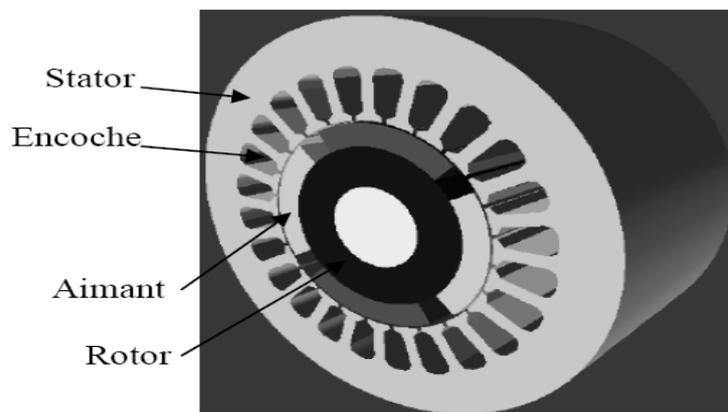


Figure-I-8- Structures à aimants déposés en surface [14]

➤ **Structures à aimants insérés**

Comme des machines avec aimants en surface, les aimants du type insérés sont aussi montés sur la surface du rotor. Toutefois, les ouvertures entre les aimants permanents sont partiellement remplies avec le fer, comme montré sur la **Figure-I-9-**. Le fer entre les aimants permanents crée une saillance et donne un couple reluctant en plus du couple des aimants. La réactance synchrone de l'axe- q est légèrement supérieure à celle dans l'axe- d [2]

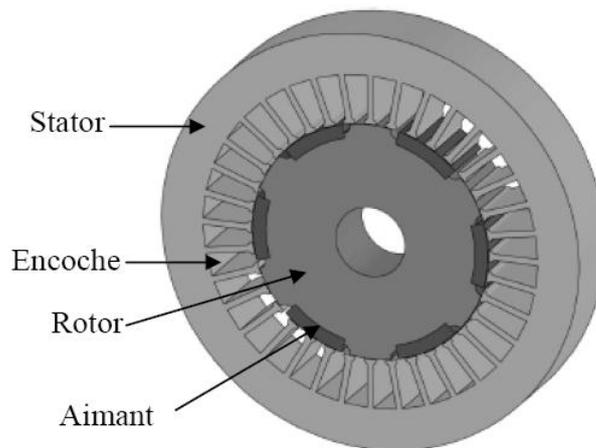


Figure-I-9- Structures à aimants insérés [14]

➤ **Structures à aimants enterrés**

Les machines à aimants enterrés sont des machines avec des aimants intégrés dans le rotor et aimantés radialement. On distingue deux configurations l'une a concentration de flux et l'autre à structure classique, **Figure-I-10-**. Du fait que la surface du pôle magnétique est plus petite que celle du rotor, l'induction dans l'entrefer est plus faible que l'induction dans l'aimant. La réactance synchrone dans l'axe- d est plus petite que celle de l'axe- q . Les aimants dans cette configuration sont très protégés contre les forces centrifuges. Cette configuration du rotor est recommandée pour les applications à grandes vitesses. [8,9]

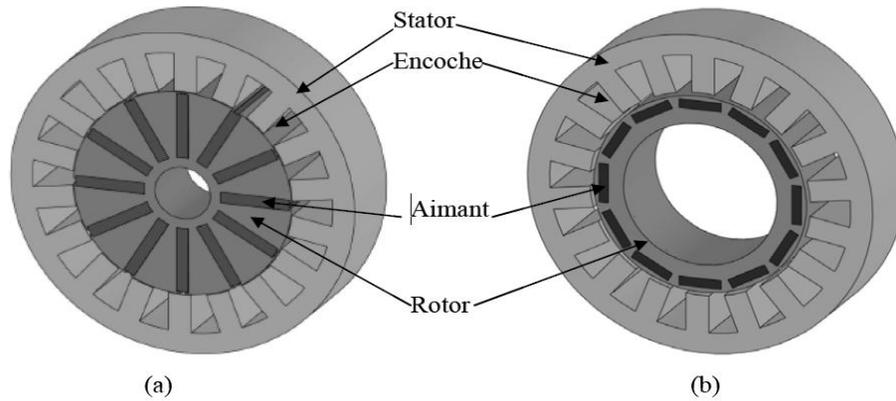


Figure-I-10- Structures à aimants enterrés

I-4-2-Structures à flux radial (RFPM)

Ces machines dites « discoïdales » ou AFPM représentent une autre solution possible pour les entraînements directs à basse vitesse. Ils sont pourvus de disques fixes bobinés et de disques mobiles supportant les aimants permanents. L'avantage déterminant de la structure discoïde par rapport aux structures cylindriques provient de l'optimisation de la surface utile de génération du couple, qui se traduit par une puissance volumique importante. L'accroissement de la polarité dans ce type de machine a le même effet que sur les structures à champ radial et se traduit ici par une diminution de la longueur, le volume étant parfaitement occupé (**Figure-I-1**). [12]

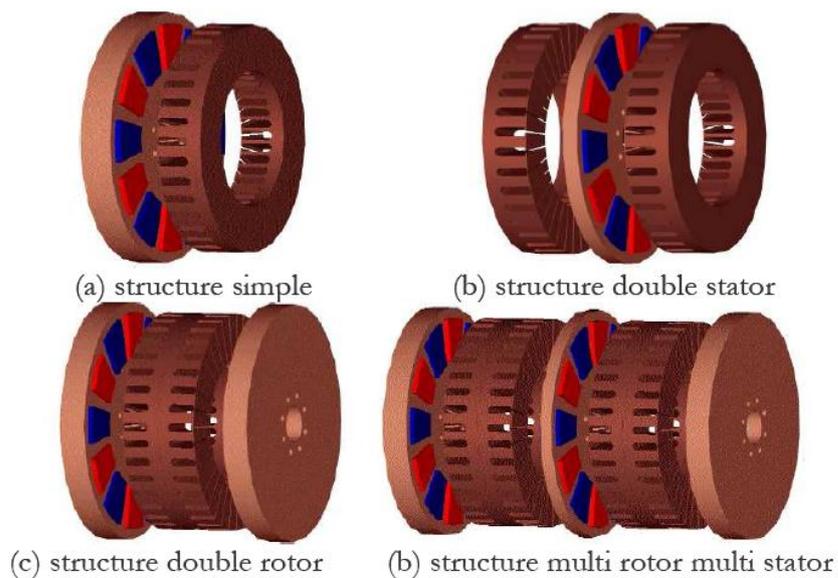


Figure-I-11- Vue d'une machine à flux axial (différentes configurations)

Les structures discoïdes offrent également une grande modularité naturelle par juxtaposition de modules, la puissance étant déterminée par le nombre de disques pour un diamètre donné. Cette structure fait l'objet d'une attention particulière. Malgré sa puissance massique élevée, on souligne toutefois l'existence de contraintes mécaniques liées aux poussées axiales et des contraintes thermiques dues à la difficulté d'évacuation des pertes statoriques.

I-5-Configuration des machines PMSM et BDCM

La plupart des machines à aimants fabriquées actuellement sont conçues pour s'insérer dans une chaîne de commande, composée d'un élément de pilotage, d'un convertisseur statique, du moteur et de la charge. La machine est alimentée par un onduleur de courant ou de tension. Les signaux de commande de l'onduleur sont générés à partir de la position du rotor. Selon la commande utilisée, l'onduleur peut générer différentes formes d'onde du courant. En effet, les machines citées précédemment peuvent être classées, selon le mode d'alimentation, en deux grandes catégories :

-Celle des machines synchrones à aimants permanents à f.c.e.m sinusoïdale, appelées communément PMSM (Permanent Magnet Synchronous Motor), alimentées par des courants sinusoïdaux.

-Celle des machines synchrones à aimants permanents à f.c.e.m trapézoïdales, appelées communément BDCM ou BLDC (Brushless Direct Current Motor), alimentées par des créneaux de courant de durée égale à 120° ou 180° [9].

Mais rien n'empêche, en pratique d'alimenter une machine à f.e.m trapézoïdales en courants sinusoïdaux et vice-versa [18].

➤ PMSM

Sont alimentés par des courants sinusoïdaux, ce qui réduit l'ondulation du couple causée par la commutation. Ils ont un fonctionnement plus proche de celui de la machine synchrone classique : le rotor bobiné est remplacé par un rotor à aimant permanents. Dans ce cas, on cherche à avoir une f.e.m sinusoïdale [19].

Ils sont généralement utilisés pour assurer un contrôle à haute résolution par l'intermédiaire d'un capteur de position numérique à haute résolution dont le cout peut dépasser celui de la machine.

Elle trouve son application dans le domaine des machines-outils tel que les polisseuses, fraiseuses, rectifieuse, etc... [8]

➤ BDCM

Le moteur à courant continu sans collecteur, ou "DC Brushless", que l'on appelle aussi parfois ECM ("Electronically Commutated Motor"), est la copie quasi conforme du moteur DC à collecteur, à la différence près que la fonction de commutation, réalisée mécaniquement par le collecteur dans le cas de la machine DC, est effectuée électroniquement, sans qu'aucun contact mécanique entre stator et rotor ne soit nécessaire. Les courants sont continus et dirigés vers l'une ou l'autre des phases selon la position angulaire du flux d'excitation Φ_a créé par l'aimant. Ce dernier est détecté par un capteur de position très simple, constitué de trois sondes de Hall disposées dans l'alésage du stator et espacées de 60 ou 120°. Si la commutation fonctionne à satisfaction, un couple rigoureusement constant peut alors être produit avec l'avantage que la commande de la machine reste très simple et peu onéreuse [20].

Les BDCM présentent un couple élevé mais comportant des ondulations importantes qui sont inacceptables dans les applications à grandes performances. Ces ondulations sont essentiellement dues à l'effet retardateur des inductances des enroulements du stator lors de la commutation des courants [25][26].

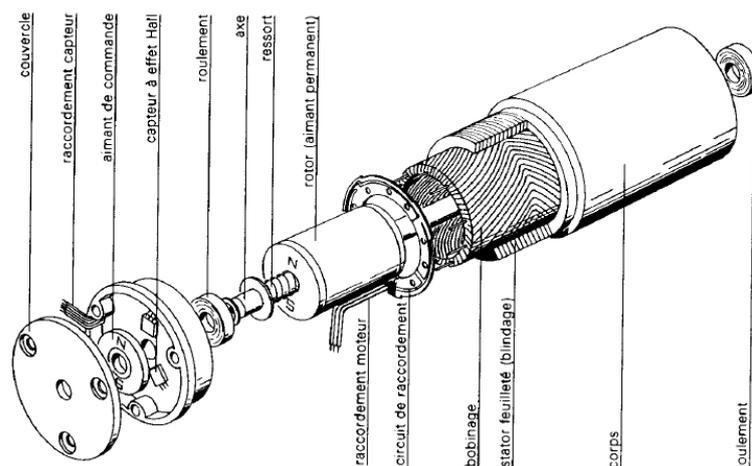


Figure-I-12-Moteur DC brushless de la firme Maxon [20].

I-6- Effet des matériaux sur les propriétés électriques des MCE ou DC Brushless

Les moteurs BLDCM sont des moteurs qui sont caractérisés par la forme d'induction magnétique trapézoïdale et la forme rectangulaire des courants alimentant les phases du stator.

Cette situation fait que la machine est riche d'harmoniques qui favorisent les pertes fer. On présente dans la **Figure-I-13** l'effet des matériaux sur les rendements maximaux des moteurs BLDCM. On constate que le rendement maximum du moteur dépend principalement des pertes fer à 400 Hz indépendamment du recuit de détente du matériau après le coupage. Les moteurs BLDCM, en vue de leur construction, ont plus de pertes fer que pertes cuivre (absence de bobinages dans le rotor) relativement aux moteurs à induction. Les aimants de types terres rares font que ces moteurs ont des inductions magnétiques plus importantes choses qui nécessitent des matériaux à faibles pertes de fer à 400 Hz [2][3].

La Figure-I-14- illustre la relation entre les rendements et les puissances de sortie des moteurs de faible puissance pour différents type de matériaux

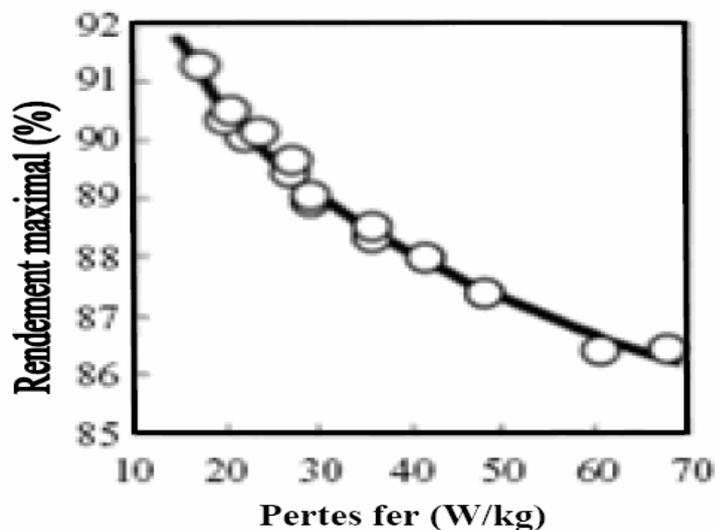


Figure-I-13-Relation entre les pertes fer et rendement à 400 Hz [2].

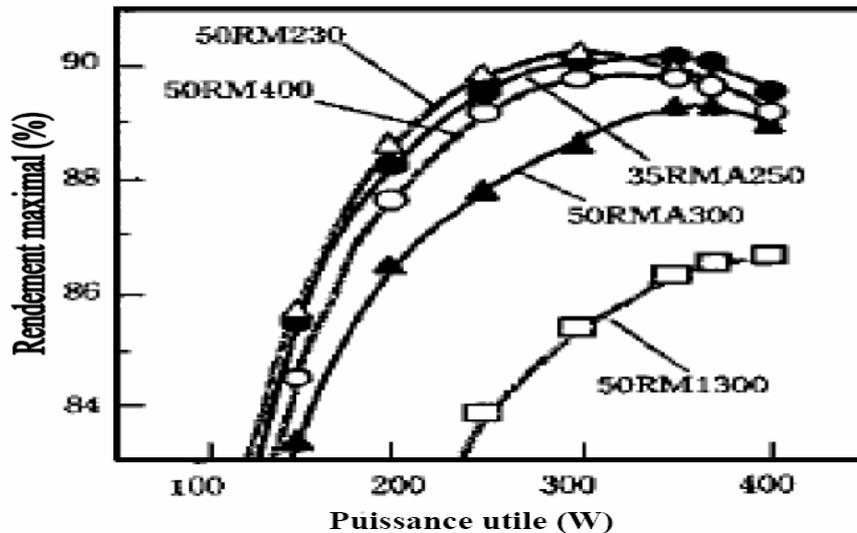


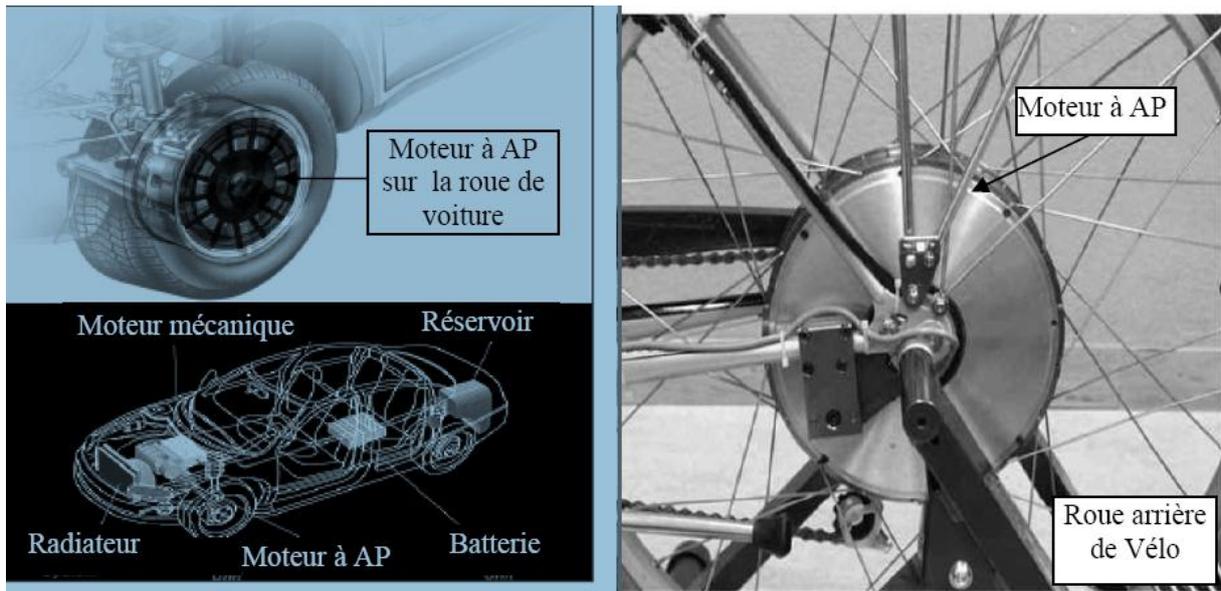
Figure-I-14-Relation entre les rendements et les puissances de sorties à 50Hz [2] [3].

I-7-Domains d'application des machines synchrones à aimants permanents

Les moteurs à aimants permanents ont une puissance massique et une densité du couple beaucoup plus importantes que les moteurs classiques. Ces caractéristiques sont très importantes pour des applications demandant des variations de vitesse. Car il est possible d'obtenir des variations de vitesse plus facilement, sans pertes énergétiques importantes.

Cet avantage lui donne la supériorité aux autres types de machines. Elle est souvent appelée machine à courant continu sans balais car lorsqu'elle est autopilotée, ses caractéristiques coïncident avec celles d'un moteur à courant continu à excitation shunt. Par ailleurs, les travaux effectués sur elle ont montré la similitude de ses caractéristiques avec celles du moteur à courant continu et que les lois de commande s'appliquent facilement sur cette machine.

Grâce à leurs performances ces moteurs ont été adoptés dans plusieurs applications de hautes performances telles que la robotique, l'aérospatiale, les outils électrique, la production des sources d'énergie renouvelables, les divers équipements médicaux, les véhicules électriques et hybrides, etc... **Figure-I-15**-[4]



(a)

(b)

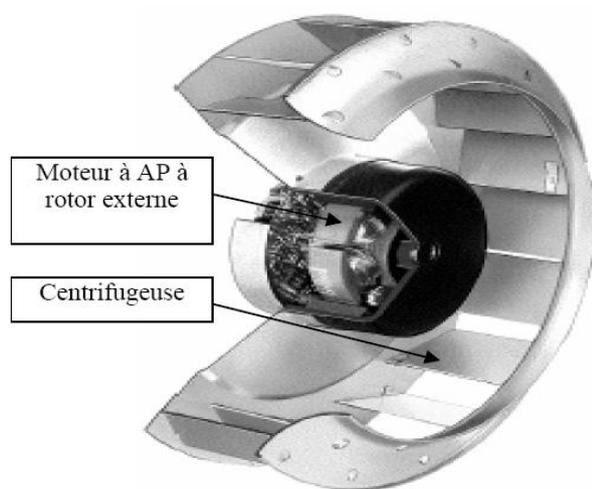
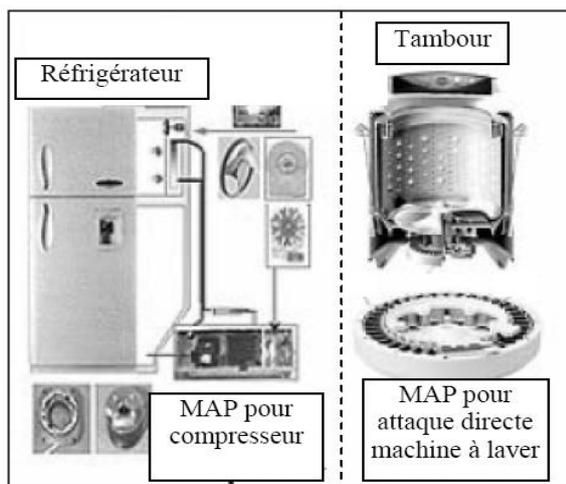
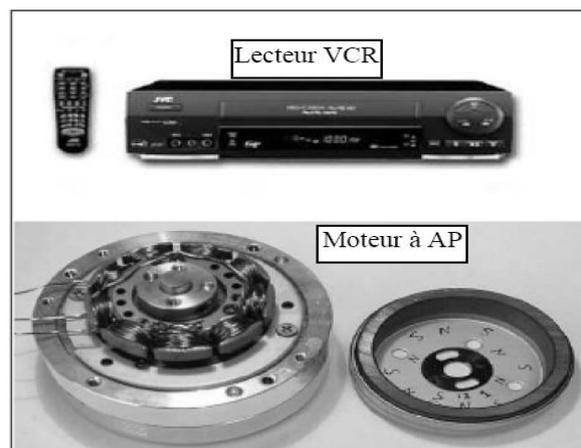
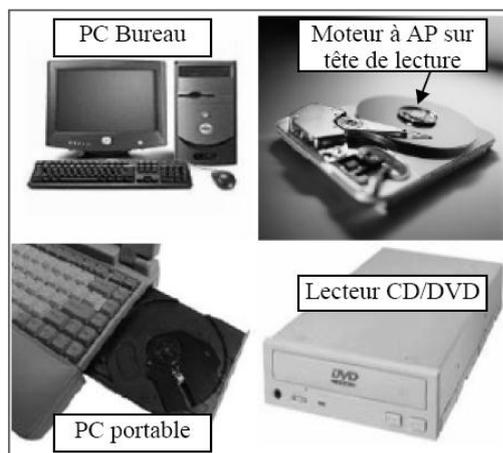


Figure-I-15-Principales applications des machines synchrones à aimants permanents

I-7-Principe de L'autopilotage

L'autopilotage d'une machine synchrone consiste à maintenir constant ou peu variable le décalage angulaire entre les F.e.m de celle-ci et les courants statoriques .Avec cette condition le couple électromagnétique développé par la machine peut être contrôlé et une boucle d'asservissement de position ou de vitesse peut être réalisée autour de la boucle de commande du couple de la machine .Pour réaliser cette tâche, le synchronisme de la machine doit être contrôlé par un capteur de position lié au rotor .Cela permet d'imposer le courant ou la tension qu'il faut afin d'assurer le contrôle du couple de la machine. Avec l'utilisation de ce principe, plusieurs variantes existent, dans lesquelles le type de la machine et du convertisseur est pris en compte [21]

L'alimentation et l'autopilotage des machines synchrones ont fait l'objet de nombreux travaux de recherche dans le but d'obtenir un couple uniforme et constant dans une grande gamme de vitesses et d'établir une commande par microprocesseur simple pour concurrencer les moteurs à courant continu.

I-8- Les principaux capteurs de position

Quel que soit le type de machine et d'alimentation associée, le principe d'autopilotage nécessite la synchronisation des grandeurs électriques d'alimentation avec la vitesse de rotation. Les technologies utilisables passent par la mesure de la position du rotor qui peut être optique ou électromagnétique. Les codages envisageables peuvent être de type relatif ou absolu, mais l'alimentation de la MSAP requiert la connaissance de la position absolue [12]

I-8-1-Capteur à effet Hall

Les capteurs "6 secteurs" à effet Hall sont habituellement réservés aux commandes à 120° utilisées sur les machines à f.é.m. Trapézoïdales. Ces capteurs sont beaucoup moins chers, lourds et beaucoup plus compacts que les résolveurs utilisés pour les commandes sinusoïdales. De plus, ils sont plus robustes que ces derniers, ne nécessitant aucun contact mécanique ni de carte de traitement. De part ces nombreux avantages, des recherches ont été effectuées afin de réaliser un contrôle performant d'une MSAP à f.é.m. sinusoïdale en utilisant uniquement un capteur 6 secteurs

Les trois sondes à effet Hall Ha, Hb et Hc utilisées pour détecter le champ d'induction produit par l'aimant et pour ainsi mesurer grossièrement la position du rotor **Figure-I-16-**

En contrepartie de toutes ses qualités, les capteurs à effet à Hall présentent un désavantage majeur, ils ne peuvent fournir que six mesures de position par tour électrique alors que le résolveur est capable de fournir une mesure précise et continue. [23].

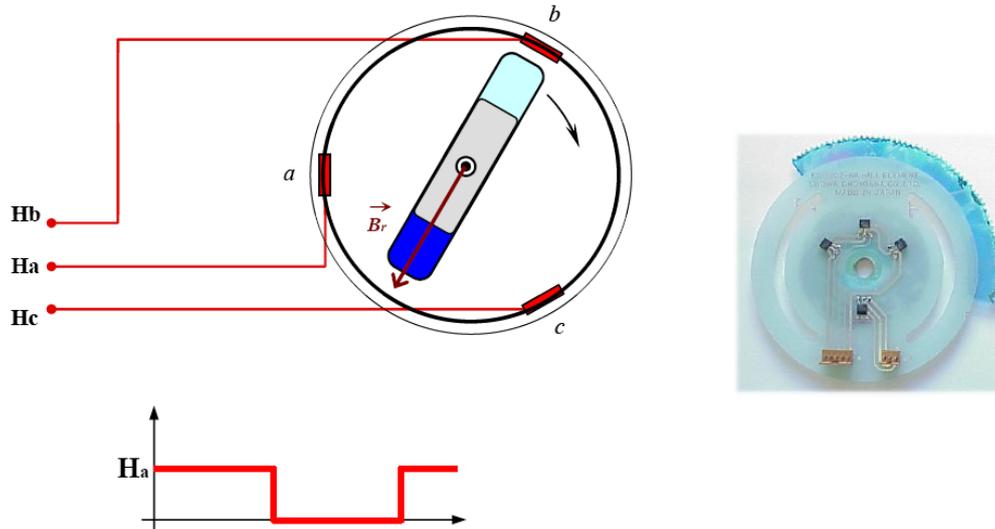


Figure -I-16- Structure de capteur à effet Hall

I-8-2- Résolveur/Digitaliseur

Ce capteur est constitué d'un résolveur associé à un module de conversion résolveur-digitaliseur R/D. le résolveur est une machine tournante comportant deux circuits magnétiques, l'un sur le stator et l'autre le sur rotor **Figure-I-17-**

L'enroulement rotorique est alimenté par une tension alternative U_0 (signal de référence), la fréquence type f_{ref} de cette tension est comprise entre 2kHz et 10kHz :

$$U_0 = U_m \sin(w_{ref}t) \tag{I-1}$$

Le stator comporte deux enroulements en quadrature. Les signaux U_1 et U_2 délivrées par ces enroulements sont donc des tensions alternatives dont l'amplitude est modulée en fonction de la position du rotor :

$$U_1(t, \theta) = \sin(w_{ref}t) . \sin\theta \tag{I-2}$$

$$U_2(t, \theta) = \sin(w_{ref}t) . \cos\theta$$

Ces tensions contiennent implicitement l'information sur la position du rotor θ qui peut être extraite de la manière suivante :[cours m22]

$$\theta = \arctg\left(\frac{U_1}{U_2}\right) \quad (\text{I-3})$$

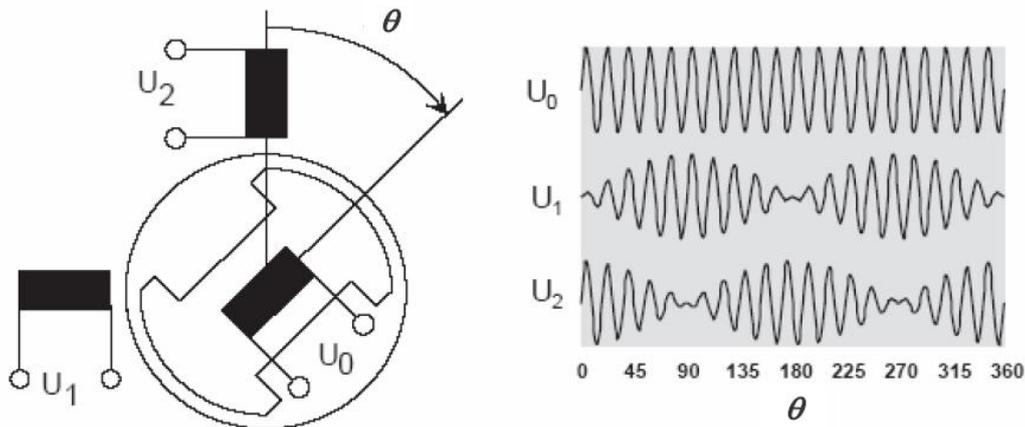


Figure –I-17-Résolveur : constitution et signaux associés

Le traitement numérique de ces signaux et de la tension d'alimentation du rotor, est réalisé au moyen d'une carte à processeur (digitaliseur).

➤ Caractéristiques de résolveur

Avantage :

- La mesure délivrée est absolue.
- Très bonne précision (analogique)

Inconvénients dus au digitaliseur :

- Limitation au niveau de la vitesse et t de l'accélération maximale permise
- temps de réponse relativement élevé à cause du traitement numérique.
- prix relativement élevé.

I-8-3-Codeur optique

Lié mécaniquement à un arbre qui l'entraîne, son axe fait tourner un disque percer qui lui est solidaire **Figure-I-18-**



Figure-I-18-Schéma éclaté d'un codeur optique.

Il est constitué de :

- Éléments détecteurs (DEL et photodiodes),
- Disque codé,
- Un circuit électronique pour l'amplification et la mise en forme des signaux délivrés par le détecteur.

Il existe deux types de codeurs optiques : *absolu* et *incrémental* [24]

➤ Codeur absolu

Le codeur absolu comprend plusieurs bandes parallèles de zones de propriété binaire permettant de construire l'information de position figure-18- et figure-19-. Chaque position angulaire possède un code unique. En **Figure-I-19-**, le codeur ayant 4 bandes permet de coder 16 positions différentes. En **Figure-I-20-**, le codeur (fait maison) est constitué de 10 bandes permettant de coder $2^{10}=1024$ positions.

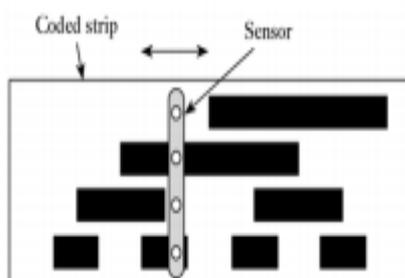


Figure-I-19-Principe de codeur absolu



Figure-I-20-Codeur absolu fait maison

➤ **Encodeur incrémental (ou relatif)**

A cause du codage sur plusieurs bits, l'encodeur absolu exige beaucoup de câblage. Par exemple, un encodeur absolu de 10 bits exige 2 fils pour l'alimentation et 10 fils pour transmettre la position (la masse des sortie étant assumée commune avec l'alimentation). L'encodeur incrémental exige moins de câblage, car l'information est envoyée en série plutôt qu'en parallèle. L'encodeur n'exige qu'une seule bande ayant des propriétés binaires (**Figure-22-**). Il n'y a donc pas de codage comme avec l'encodeur absolu. L'encodeur incrémental exige un compteur pour enregistrer le nombre de transitions générés par l'encodeur.

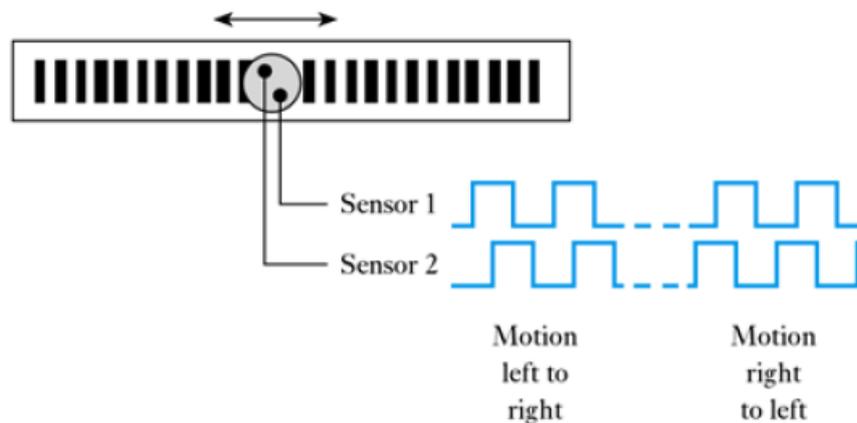


Figure-I-22-Principe de l'encodeur incrémental

La résolution dépend du nombre de transitions qui se produisent sur un tour (360^0). Le compteur doit être remis à 0 lorsque l'objet dont il faut mesurer la position est à sa position de référence. Pour déterminer le sens de rotation de l'encodeur, deux capteurs optiques doivent être utilisés. L'un est décalé par rapport à l'autre pour générer deux signaux dit signaux en quadrature. Grâce aux deux signaux en quadrature, le sens de rotation est déterminé facilement (**Figure-I-22-**).

L'introduction d'un capteur de position impose d'une part une contrainte d'intégration mécanique lors de la construction de la machine, et d'autre part constitue une source de défaillance non négligeable sur la mesure de la position [22]

I-9-Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté succinctement les différentes structures de machines synchrones à aimants permanents. Comme il a été souligné, la classification de ces

machines en deux types de catégories, (RFPM ou AFPM) et (PMSM ou BDCM), peut se faire respectivement, selon la direction du flux (axiale ou radiale) et selon leur mode d'alimentation (sinusoïdale ou en créneaux). Une comparaison entre les machines de type PMSM et celles de type BDCM comportant leurs avantages et leurs limitations a été apportée.

Afin d'analyser le fonctionnement du moteur est de déterminer les moyens adéquats de son utilisation optimale, une étude des procédés de commutation mécanique et électrique sera faites dans le second chapitre, tel qu'une méthode de l'utilisation de l'angle de commutation est proposée.

Chapitre II :

Etude analytique des

MCE

II-1-Introduction

Le moteur synchrone présente deux caractéristiques remarquables qui sont : l'absence de glissement et la présence d'une tension induite existant même en l'absence de courant statorique. La première caractéristique permet d'obtenir des vitesses constantes à partir d'horloge électroniques, ou de réaliser des entraînements multi-moteurs avec des vitesses rigoureusement identiques. La deuxième caractéristique permet d'utiliser des onduleurs à commutation naturelle.

Les éléments essentiels qui distinguent les moteurs à commutation sont :

- La commutation (électronique ou mécanique)

Elle permet de distinguer deux catégories de moteurs en fonction de type de commutation utilisée, ce qui conduit à un MCC pour une commutation mécanique ou MCE pour une commutation électronique en fonction de la position du rotor. En effet, l'induit de tout moteur électrique (sauf le moteur homopolaire) doit être parcouru par un courant alternatif pour qu'une transformation électromécanique continue se réalise. Le commutateur est donc le siège de cette transformation.

- La distribution de l'induction dans l'entrefer

Ce deuxième critère permet de faire une distinction entre les moteurs à commutation électronique (MCE). En effet, le concept de moteur à courant continu sans collecteur et de moteur synchrone auto-commuté sont très proches, mais une distinction doit être introduite en fonction du mode d'alimentation et de distribution de l'induction dans l'entrefer. Le MCCSC et le MSAC sont, à la base, des moteurs synchrones à aimants permanents. Ces deux machines peuvent être conçues et commandées de manière différente afin d'atteindre des performances spécifiques à chaque application. [1]

II-2-Notion de système

Tout comme les moteurs pas à pas, les MCE font nécessairement partie d'un système : « Commande-Alimentation-Moteur-Charge », qui doit être considéré dans son ensemble

D'une manière générale, la commande génère les signaux logiques nécessaires à la commutation des semi-conducteurs constituant l'alimentation, cette dernière amplifie des

signaux et impose les grandeurs électriques aux bornes des phases du moteur les performances d'un tel système sont donc liées aux caractéristiques de chacun de ces éléments en effet :

–Une alimentation mal dimensionnée entraîne des pertes importantes, en effet l'adaptation de l'alimentation du moteur permettant de repousser les limites et donc de moins surdimensionné de ce dernier pour une application donnée

–L'alimentation de performances d'un entraînement passe par la commande. Une commande mal adaptée par exemple, entraîne une asymétrie dans les ondes de courant de phase, donc des oscillations de couple et de vitesse très marquées

–Un moteur mal adapté à la charge peut entraîner une limitation de l'accélération, ou un échauffement excessif. [7]

II-3-Principe

Le MCE est défini comme la combinaison d'un moteur à courant alternatif avec un système électronique (alimentation + commande) assurant le rôle du collecteur et balais. Dans la configuration de base le MCE est un moteur synchrone à aimants permanents (ou reluctant) alimenté par un onduleur à transistors bipolaires ou MOSFET (ou autres technologies).

II-3-1-les caractéristiques fondamentales des MCE

- Le stator bobiné sur un empilage de tôles, comme il est usuel, comprend q bobines indépendantes, électriquement identiques et géométriquement décalés d'un angle, les uns par rapport aux autres ($\theta = 120^\circ$ électrique pour le cas triphasé, 90° pour le biphasé, etc.).

L'équivalent d'un champ tournant se manifeste si l'on envoie des impulsions en succession régulièrement ordonnée à ces q groupes de bobinages. Le rotor, à aimants permanents, se trouve soumis à un couple moteur et se met à tourner.

- Des capteurs de position indiquant la position du rotor par rapport aux axes des phases du stator, imposant la commutation. Les signaux de commande de l'onduleur sont ainsi synchrones avec les tensions induites de mouvement (TIM). Le synchronisme entre les flux statorique et rotorique est ainsi assuré pour toute vitesse.

- un commutateur sans contact (onduleur) le plus souvent à transistor, assure la commutation des phases du moteur en fonction des signaux issus des « capteurs de position ».

Ces trois facteurs, tout en éliminant le contact glissant balais-collecteur, permettent de maintenir la principale propriété du moteur à courant continu qui le distingue de celle des moteurs à courant alternatif, à savoir : la fréquence de commutation qui dépend de la vitesse du rotor. Grâce à cet artifice, le MCE a des caractéristiques comparables à celles d'un moteur à collecteur à aimants permanents.

Par rapport au moteur à courant continu à collecteur, le MCE offre les avantages comparatifs suivants :

- Les pertes Joules sont dissipées au stator. La charge thermique du moteur peut donc être augmentée en raison d'une résistance thermique plus faible.
- Le rotor ne chauffe pas l'arbre (pas de pertes internes), donc les paliers travailleront ainsi à plus basse température, ce qui augmentera leur longévité.
- La disparition du collecteur permet de supprimer l'entretien et de tourner à très hautes vitesses.

L'inconvénient du MCE est d'exiger une électronique plus compliquée en raison d'une alimentation polyphasée dont le prix actuel ajouté à celui du moteur est généralement supérieur à la variante MCC. [1]

II-4-Analyse comparative de la commutation dans les MCC et les MCE

La commutation représente un phénomène très complexe qui dépend d'un grand nombre de facteurs et pour cette raison son analyse exacte et précise est très difficile. Il en résulte que les auteurs de théories de commutation sont obligés d'émettre, lors de l'analyse des phénomènes, certaines hypothèses assez conventionnelles fournissant les éléments d'une interprétation mathématique du processus de commutation. A partir du principe de base de la commutation dans les MCC on peut étudier et analyser le processus de la commutation des MCE.

II-4-1-Propriétés générales des moteurs à commutation

La condition de conversion continue d'énergie, aussi bien pour des moteurs possédant un enroulement d'excitation parcouru par un courant continu que pour des moteurs à aimants, est que la pulsation ω des courants traversant l'induit soit égale à la vitesse électrique de rotation.

Si la pulsation ω est constante, la vitesse de rotation est constante ; c'est le cas des moteurs synchrones fonctionnant sur un réseau à fréquence variable. Deux catégories principales peuvent être distinguées :

- **Circuit ouvert** : la fréquence variable est obtenue par un dispositif extérieur à la machine. Ceci correspond à un moteur synchrone ou à un moteur pas à pas. Le principal handicap du mode en circuit ouvert est d'exiger une marge de sécurité relativement importante par rapport au couple maximum afin d'éviter tout risque de décrochement. C'est le cas pour tout moteur pas à pas en circuit ouvert.
- **Circuit fermé** : la fréquence est asservie à la vitesse de rotation. c'est le cas des MCC pour une commutation mécanique ou des MCE pour une commutation électronique en fonction de la position du rotor.

Les MCC apparaissent ainsi comme des moteurs synchrones auto-commutés mécaniquement. Le rôle du collecteur est ainsi double :

- Il transforme le courant continu d'entrée en courants alternatifs polyphasés variables.
- Il permet de faire un asservissement fréquence vitesse.

Ce type de fonctionnement, pour lequel le problème de décrochage ne se pose plus, est schématisé à la **Figure II-1**- il est obtenu, dans le cas des MCE, par un dispositif électronique où les fonctions de « détection de position » et de « commutation » sont réalisés par des organes différents.

Le collecteur ou le dispositif de commutation électrique (DCE) effectue un changement physique de variables pour passer des grandeurs relatives aux enroulements au niveau desquels se fait la conversion. Les données sont les variables externes, mais il est possible de mener l'étude de deux façons différentes suivant les hypothèses adoptées. Pour ce

faire, nous considérons les modes de fonctionnement interne et externe du moteur à commutation.

1-Le mode fonctionnement externe signifie que le moteur est considéré après le dispositif de commutation. Dans ce cas, nous utilisons les variables externes (tension U_e et courant I_e d'entrée) à condition que la transformation variables internes/variables externes puisse être considérée parfaite.

2-Le mode de fonctionnement interne signifie qu'on utilise les variables internes (courants et tensions de phase) pour décrire le moteur. Dans ce cas, il faut que les relations entre les deux types de variables (internes et externes) puissent être établies de façon convenable [7].

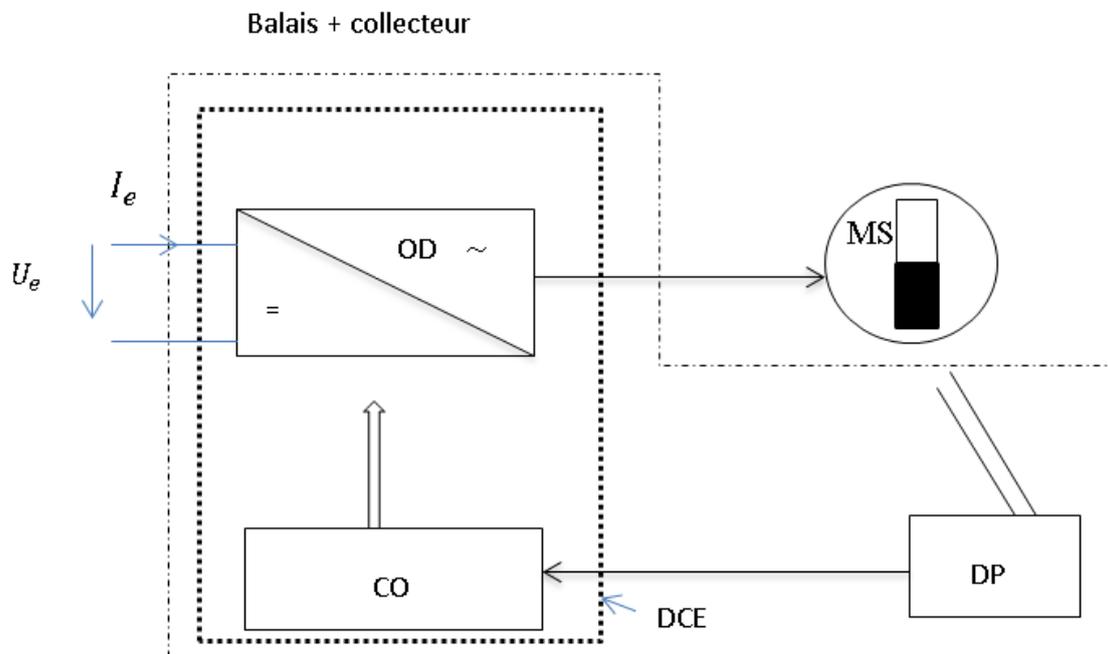


Figure-II-1-Schéma de principe de MCE

OD : onduleur

DP : détecteur de position

CO : commande

OD+CO : dispositif de commutation électrique (DCE)

MS : moteur synchrone

II-4-2-Moteur à commutation : fonctionnement interne

Un MCC excité par des aimants permanents peut être considéré comme un moteur synchrone particulier, avec un inducteur statorique et un bobinage rotorique comportant

autant de phases que de sections. Ainsi, en l'absence de saturation, les équations de la machine synchrone peuvent être utilisées pour expliquer le mode de fonctionnement interne du MCC. Pour cette étude, on décompose les enroulements statoriques en deux enroulements distincts, l'un dans l'axe du pôle ou l'axe direct (axe « d »), le deuxième dans l'axe transversal (axe « q »). Pour établir les équations en grandeur de phase et on effectue ensuite un changement de variables en théorie à deux axes. Cette théorie (appelée théorie de Park), appliquée à la machine synchrone, permet d'écrire : [14]

$$\bar{U} = R\bar{I} + j\omega L_d I_d + j\omega L_q I_q + \bar{U}_s$$

$$I_d = I \cos \gamma \quad (\text{II-1})$$

$$I_q = I \sin \gamma$$

Avec:

U_s : Tension synchrone à vide

L_d, L_q : Inductances cycliques des 2 axes

γ : Déphasage entre U_s et I

Les variables internes, correspondant aux différentes phases du moteur, sont reliées aux variables externes par des relations dépendant du fonctionnement du dispositif de commutation. Certaines hypothèses seront faites pour établir les relations entre ces deux types de variables :

—on envisage le cas où la donnée externe est la tension continue d'alimentation ou le dispositif de commutation impose l'angle γ entre U_s et I dans une phase. Cet angle γ correspond au décalage des balais par rapport à la position neutre à vide.

—on considère que les courants et les tensions sont sinusoïdaux. Il est possible d'utiliser le diagramme de la machine synchrone rappelé précédemment par les expressions (II-1). Cette hypothèse permet de simplifier les équations. Dans le cas général, il faut tenir compte des harmoniques que peut introduire le fait d'utiliser un signal non sinusoïdal.

En projetant $U, RI, U_s, X_d \cdot I \sin \gamma, X_q \cdot I \sin \gamma$ sur l'axe du courant I on en déduit :

$$U \cdot \cos \varphi = RI + (U_s - X_d \cdot I \sin \gamma + X_q \cdot I \sin \gamma) \cdot \cos \gamma$$

D'où

$$U \cdot \cos\varphi = RI + \frac{1}{2}(X_d - X_q) \cdot I \sin(2\gamma) + U_s \cos\gamma \tag{II-2}$$

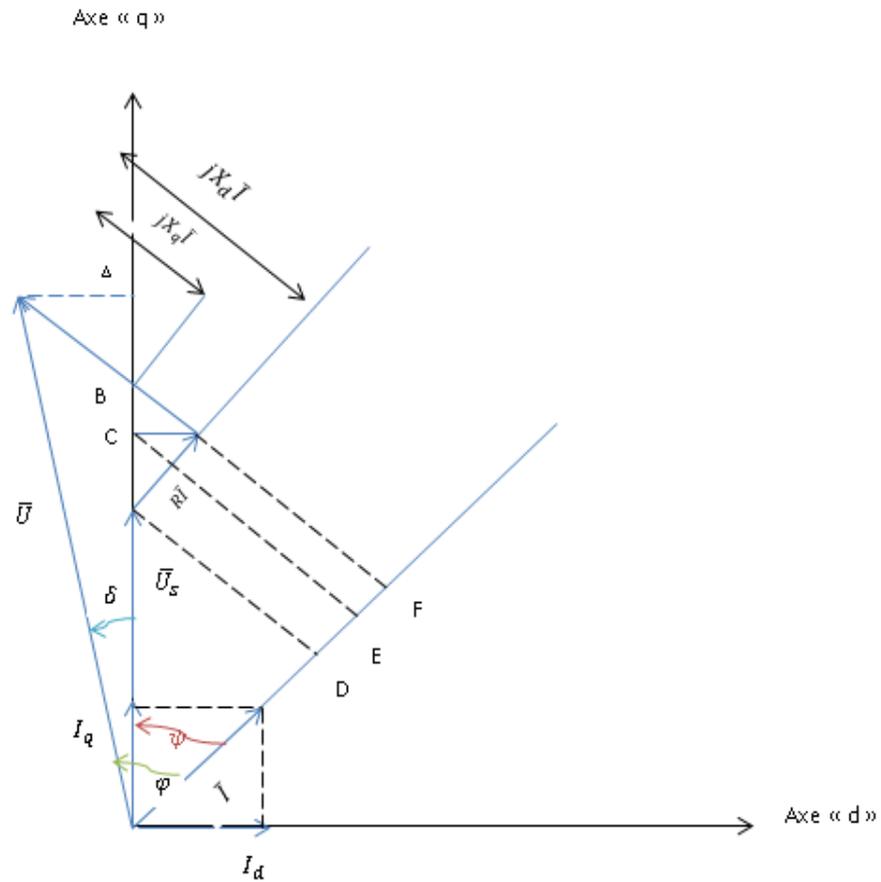


Figure-II-2- Diagramme de tension d'un moteur synchrone à pôles saillants (diagramme de tension d'un MCC : fonctionnement interne)

$$AB = X_q \cdot I \sin\gamma$$

$$AC = X_d \cdot I \sin\gamma$$

$$AC = (X_d - X_q)I \sin\gamma$$

$$OD = U_s \cos\gamma$$

$$EF = U_s \cos\varphi$$

$$EF = (X_d - X_q)I \sin\gamma. I \cos\gamma$$

$$DF = RI \cos\gamma$$

—Pour établir les relations entre les variables internes et externes, il est nécessaire de connaître le type de connexion des phases du moteur. Dans les MCC, indépendamment du type d'enroulement, à chaque lame du collecteur sont reliés la fin d'une section (phase) et le commencement de la section suivante. La relation entre la tension U_e aux bornes du dispositif de commutation et la tension U de la phase du moteur est donnée par l'expression **(II-3)**.

$$U_e = \frac{m}{\pi} \sqrt{2}. U. \cos\varphi$$

Avec :

$$m : \text{nombre de phase} \quad (\text{II-3})$$

En regroupant les relations (I-2) et (I-3), on obtient :

$$U_e = \frac{m}{\pi} \sqrt{2}. \left[RI + \frac{1}{2} (X_d - X_q). I \sin(2\gamma) + U_s \cos\varphi \right] \quad (\text{II-4})$$

On remplace U_e par l'expression II-4 dans celle de la puissance mécanique. Nous obtenons :

$$U_e = \frac{m}{\pi} \sqrt{2}. \left[RI + \frac{1}{2} (X_d - X_q). I \sin(2\gamma) + U_s \cos\varphi \right]$$

$$C_{em} = \frac{L_q - L_d}{2} I^2 \sin(2\gamma) + IU_s \cos\gamma \quad (\text{II-6})$$

Dans les relations obtenues en **(II-6)**, le couple électromécanique comprend deux termes. Le premier : $\frac{L_q - L_d}{2} I^2 \sin(2\gamma)$ représente le couple dû à la saillance des pôles. Le deuxième : $\varnothing_a \cdot I \cdot N \cdot K_w \cdot \cos\gamma$ correspond au couple électrodynamique.

Le cas particulier d'un moteur à courant continu calé dans l'axe neutre implique que l'angle γ est nul. Les expressions **(II-6)** deviennent celles de **(II-7)**

$$U_e = \frac{m}{\pi} \sqrt{2} (RI + U_s)$$

$$C_{em} = \varnothing_a \cdot I \cdot N \cdot K_w \quad (\text{II-7})$$

II-4-3-Moteur à commutation : fonctionnement externe

Le bobinage des q phases du moteur CC sont commutés mécaniquement par le collecteur, en liaison avec la position du rotor. On appelle « commutation » le processus qui conduit au changement de sens du courant dans une phase (ou une spire) de l'induit lorsqu'elle franchit l'axe neutre défini par la position des balais.

II-4-4-Angle de commutation

Les MCE sont de plus en plus utilisés dans les systèmes asservis aussi bien pour des contrôles de vitesse que de position. De manière comparable aux MCC, les MCE doivent présenter des oscillations de couple aussi faibles que possible quel que soit leur régime de fonctionnement. L'origine de ces oscillations est double :

- En raison du nombre réduit des phases (généralement 1, 2 ou 3 phases) ;
- En raison de commutation et de la forme de la tension d'alimentation.

Pour réduire les oscillations liées au nombre réduit de phases, le constructeur du moteur peut agir sur plusieurs paramètres. Il s'agit en particulier du bobinage, de la forme, et/ou de la disposition des aimants et enfin de l'inclinaison des encoches ou des aimants par rapport à l'axe de moteur.

Si par ces moyens, il est possible d'obtenir une caractéristique pratiquement linéaire et indépendante de la position, des perturbations peuvent être introduites par la commutation. L'angle de commutation sera utilisé pour réduire les oscillations introduites par la commutation.

II-4-4-1-Angle de commutation dans les MCC

Dans les MCC, le courant dans chaque section (ou phase) de l'induit est commuté en fonction de la position du rotor, par le collecteur. Un réglage de la position de commutation n'est possible qu'en agissant sur l'angle de calage des balais. Il est donc difficile de régler cet angle en fonction de la vitesse du moteur. Ceci ne se fait généralement pas. On peut se poser une question : pour un MCC qui tourne à vitesse constante et dans le même sens, est-il avantageux de régler ou de caler les balais dans une position favorable, c'est-à-dire avec un angle d'avance à la commutation constant ?

II-4-4-2-Angle de commutation dans les MCE

Contrairement aux MCC, les courants de phases des MCE sont commutés par des éléments électroniques (transistors ou thyristors). Il est en conséquence possible de régler en tout temps les instants de commutation en fonction de la position du rotor et de la vitesse afin d'obtenir le couple le plus élevé ou le meilleur facteur de puissance. Un angle de commutation nul correspond à l'équivalent des balais sur l'axe neutre du MCC classique ; un angle négatif correspond à une avance à la commutation et positif à un retard. L'angle de commutation est défini de la tension induite de mouvement vers la tension d'alimentation.

➤ **Avance à la commutation : couple optimum**

Une étude de couple a été faite en annexe AN-A- en découle l'expression du couple dynamique suivante :

$$C = \frac{q}{2} p \frac{E}{\omega Z_s} [U \cdot Z_s \cdot \cos(\delta - \varphi_s) - E \cdot R_s] \quad (\text{II-8})$$

Avec:

$$Z_s = \sqrt{R_s^2 + \omega^2 \cdot L_s^2}$$

$$\varphi_s = \text{Arctg} \left(\frac{\omega \cdot L_s}{R_s} \right) \quad (\text{II-9})$$

Le couple dynamique C comprend deux termes distincts. Le premier terme positif, qui constitue le couple moteur, correspond à l'action de la tension d'alimentation. Le deuxième terme, toujours négatif, correspond au couple de freinage associé à la circulation du courant induit. Ce couple de freinage est identique à celui que l'on obtient lorsqu'on entraîne le moteur par un moyen extérieur avec les phases en court-circuit. Le couple moteur est le seul moyen à être fonction de δ . Le maximum de couple est obtenu pour $\cos(\delta - \varphi_s) = 1$, d'où :

$$\delta_m = \text{Arctg} \left(\frac{\omega \cdot L_s}{R_s} \right) \quad (\text{II-10})$$

L'angle de commutation δ_m , qui permet d'obtenir le couple maximum est fonction des caractéristiques statiques du moteur (R_s, L_s) et de sa pulsation ω .

Les expressions du couple maximum et du courant correspondant sont données par II-11

$$C = \frac{q}{2} p \frac{E}{\omega \cdot Z_s} [U \cdot Z_s - E \cdot R_s]$$

$$I_m = \frac{1}{Z_s^2} \sqrt{[U \cdot Z_s \cdot \cos(\delta_m - \kappa) - E \cdot R_s]^2 - [U \cdot Z_s - E \cdot R_s]^2} \quad (\text{II-11})$$

➤ **Avance à la commutation : couple/courant optimum**

Le couple maximum obtenu avec la méthode décrite précédemment représente le couple de décrochage du moteur pour une tension et une vitesse données. S'il est possible de garantir le fonctionnement du moteur pour ce couple, le courant absorbé par ce dernier devient très important à haute vitesse. Le rendement du système se trouve donc affecter. Dans ce paragraphe, il sera question de déterminer un angle de commutation pour lequel le rendement du système est optimum. Cet angle correspond à celui de l'optimum du rapport couple sur courant.

L'équation qui lie les ondes fondamentales de courant et de tension a la forme simplifiée suivante :

$$\bar{U} = R_s \cdot \bar{I} + j \cdot X_d \bar{I} + \bar{E} \quad (\text{II-12})$$

A vitesse constante, l'expression du couple est donnée par la relation **II-13**, où $\cos(\varphi)$ représente le facteur de puissance et φ l'angle entre \bar{I} et \bar{U} .

$$C = \frac{q \cdot U \cdot I \cdot \cos(\varphi) - R_s I^2}{\omega} \quad (\text{II-13})$$

$$\left(\frac{C}{I}\right) = \frac{q \cdot U \cdot \cos(\varphi) - R_s I}{\omega} \quad (\text{II-14})$$

L'angle entre \bar{E} et \bar{U} correspond à l'angle de charge δ ; l'angle ($\psi = \varphi - \delta$) entre \bar{I} et \bar{E} représente l'angle de déphasage interne. De la **figure-II-3-b**, en projetant \bar{U} , $R_s \cdot I$ et \bar{E} sur l'axe du courant, on tire :

$$U \cdot \cos\varphi = E \cdot \cos(\varphi - \delta) + R_s \cdot I \quad (\text{II-15})$$

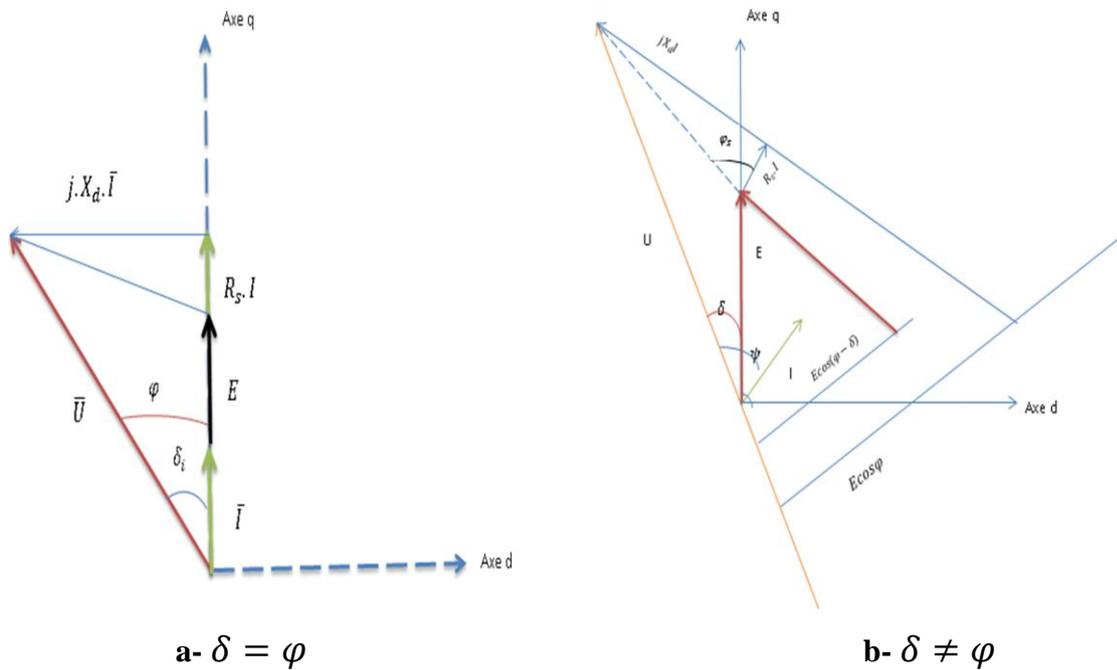


Figure-II-3-Diagramme de tension du moteur

En regroupant les relations II-14 et II-15, on obtient l'expression II-16 pour le rapport couple/courant :

$$\left(\frac{C}{I}\right) = \frac{q}{\Omega} \cdot E \cdot \cos(\varphi - \delta) \tag{II-16}$$

Le rapport couple/courant est maximum si $\cos(\varphi - \delta) = 1$.

$$\delta_i = \varphi \tag{II-17}$$

Il est à remarquer que pour $\delta_i = \varphi$, le rapport couple/courant est maximum et égal à une constante : la constante de couple ou de la tension induite de mouvement. En effet, l'amplitude de la tension induite est proportionnelle à la vitesse.

$$E = k \cdot \mathcal{W}$$

$$\left(\frac{C}{I}\right)_{\max} = q \frac{E}{\mathcal{W}} = q \cdot k \tag{II-18}$$

La figure-II-3-a- représente le cas où $\delta_i = \varphi$. Cette figure permet de tirer les relations **II-19** et ainsi de trouver l'expression de l'angle δ_i qui correspond au rapport couple/courant maximum.

$$\begin{cases} U \cdot \sin\delta_i = -X_d \cdot I \\ U \cdot \cos\delta_i = E - R_s \cdot I \end{cases} \quad (\text{II-19})$$

$$\delta_i = \arccos\left(\frac{E \cdot \omega \cdot L_d}{U \cdot \sqrt{R_s^2 + \omega^2 \cdot L_d^2}}\right) + \text{Arctg}\left(\frac{-R_s}{\omega \cdot L_d}\right) \quad (\text{II-20})$$

Cet angle δ_i est non seulement fonction des caractéristiques statiques (R_s et L_d) du moteur, mais aussi de la vitesse, de la tension d'alimentation et de la tension induite de mouvement associée à une phase du moteur. Pour un angle de commutation $\delta_i = \delta$, le courant \bar{I} et la tension \bar{E} sont en phase. La composante I_d , projection de \bar{I} sur l'axe « d », est nulle. Autrement dit : les ondes fondamentales des tensions statorique et les aimants du rotor sont en quadrature (décalées de $\frac{\pi}{2}$).

Les caractéristiques de couple sont tracées en fonction de la vitesse pour trois cas. **Figure II-4**

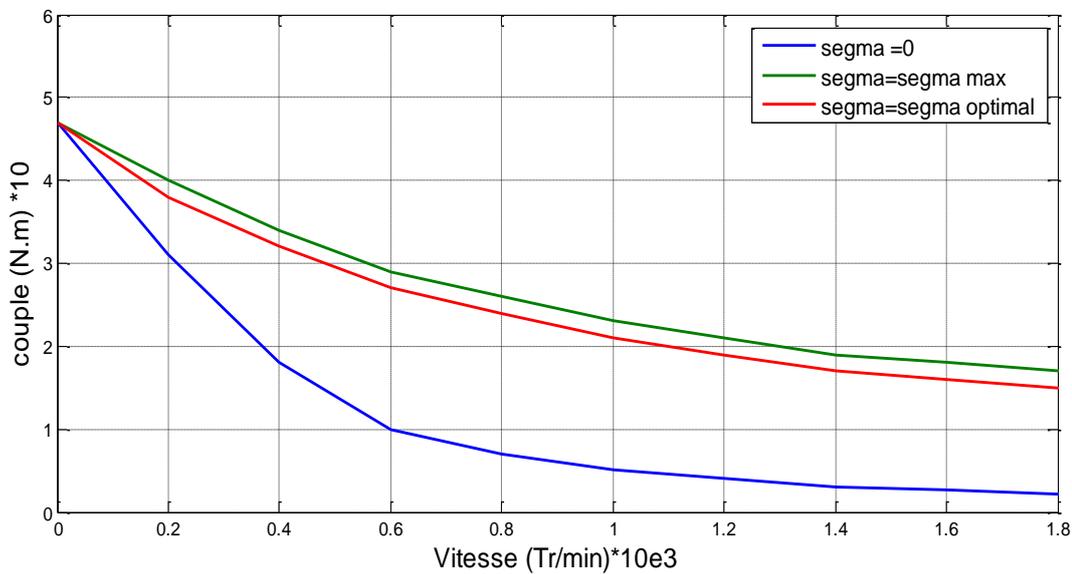


Figure-II-4-Couple en fonction de la vitesse pour différentes valeurs de l'angle de commutation : $\delta = 0, \delta_m, \delta_i$

On déduit une forte chute de couple à grande vitesse pour un angle d'avance à la commutation nul ($\delta = 0$). Par contre, le couple C_δ présente une caractéristique plus ou moins proche de C_{max} .

II-5-Caractéristiques statiques des paramètres mécaniques en fonction de la vitesse de rotation

Les lois de couple et de la puissance en fonction de la vitesse permettent d'obtenir les caractéristiques statiques de la machine électrique. Afin d'avoir les caractéristiques dynamiques, nous allons nous focaliser sur les caractéristiques statiques dans cette partie et tous les paramètres seront exprimés en fonction de la vitesse de rotation mécanique de l'arbre d'une machine électrique. [52][53]

- ✓ Vitesse nominale ou vitesse de base

La vitesse nominale de rotation est définie par la puissance nominale et le couple nominal tel que :

$$W_{nom} = \frac{P_{nom}}{C_{nom}} \quad (\text{II-12})$$

- ✓ Vitesse à couple maximale

La vitesse maximale de rotation est définie par la puissance nominale et le couple maximal tel que :

$$W_{cmax} = \frac{P_{nom}}{C_{max}} \quad (\text{II-13})$$

- ✓ Vitesse maximale

La vitesse maximale de rotation est définie par la puissance nominale et le couple minimal tel que :

$$W_{max} = \frac{P_{nom}}{C_{min}} \quad (\text{II-14})$$

- Couple électromagnétique

Le couple est caractérisé de manière à ce qu'il reste constant lorsque la vitesse de rotation est inférieure à la vitesse nominale et décroissant lorsque la vitesse de rotation est supérieure à la vitesse nominale jusqu'à la vitesse maximale ; cela est formulé de la façon suivante :

$$\begin{cases} C_{\max} = C_{\max}, 0 \leq W \leq W_{C\max} \\ C_{\max} = \frac{P_{\text{nom}}}{W}, W_{C\max} \leq W \leq W_{\max} \\ C_{\min} = \frac{P_{\text{nom}}}{W_{\max}} \end{cases} \quad (\text{II-15})$$

Les **figure-II-5- et II-6** présentent les caractéristiques assurant un fonctionnement à couple constant lorsque la vitesse de rotation de la machine est inférieure à la vitesse nominale et à puissance constante lorsque la vitesse de rotation de la machine est supérieure à la vitesse nominale. [51]

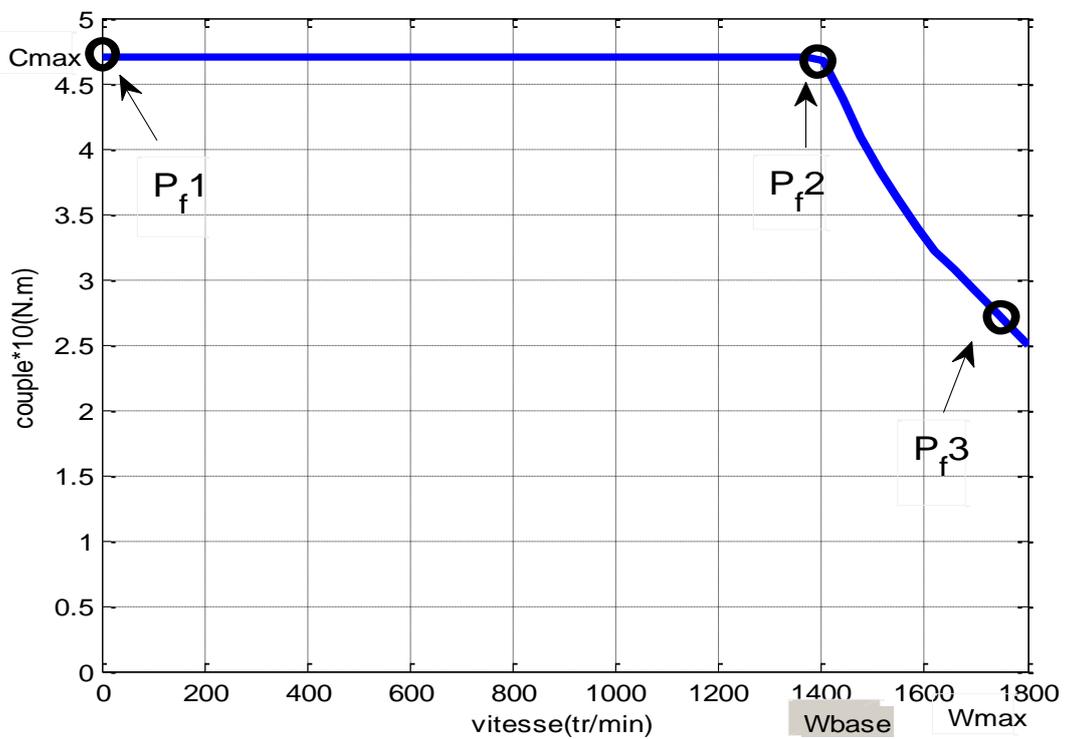


Figure-II-5- Caractéristique mécanique couple en fonction de la vitesse

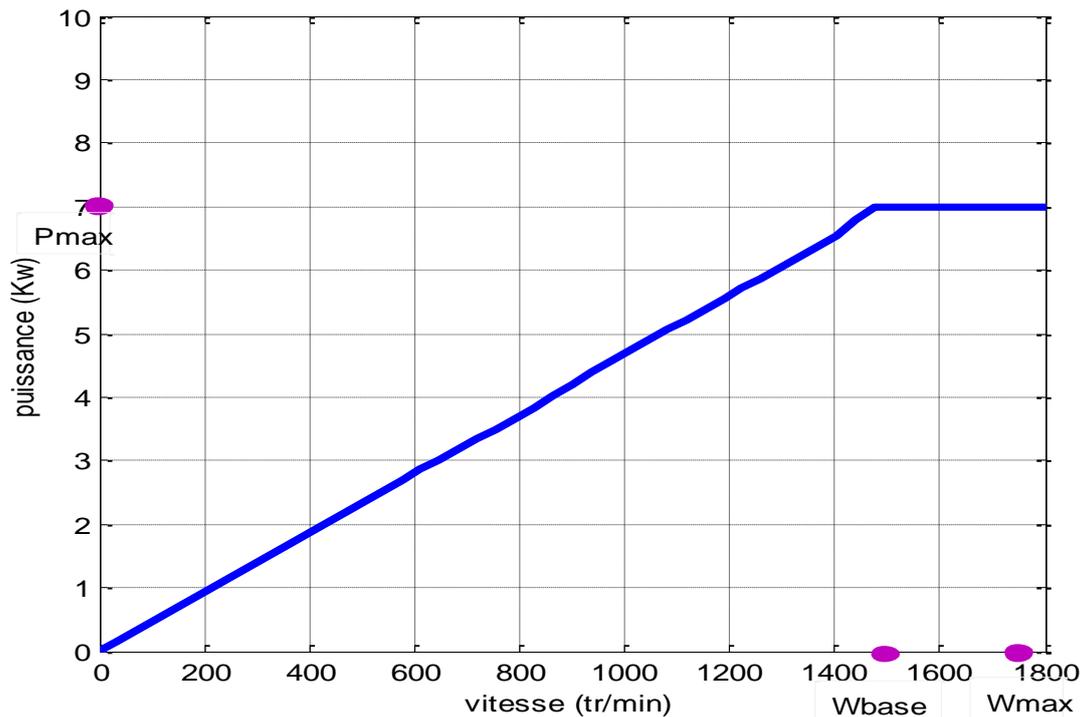


Figure-II-6- Caractéristique de la puissance en fonction de la vitesse

On définit trois points caractéristiques du fonctionnement du moteur :

- démarrage (P_{f1}) : vitesse de rotation nulle et couple maximal ;
- vitesse intermédiaire (P_{f2}) : puissance maximale et couple maximal ;
- vitesse maximale (P_{f3}) : puissance maximale et vitesse maximale ;

Si le moteur peut atteindre ces points de fonctionnement, il pourra atteindre tous autres. Le 2^{ème} point est celui à couple et à puissance maximaux. La vitesse W_{base} de ce point est appelée la vitesse de base. Si le moteur peut fournir le couple maximal à la vitesse W_{base} , il peut fournir le couple sur toute la plage $[0, W_{base}]$. Le 3^{ème} point est le point à puissance et à vitesse maximales. On l'appelle souvent improprement le point nominal. Si le moteur peut fournir la puissance maximale à la vitesse W_{base} , alors, d'un point de vue électromécanique, le moteur est capable d'atteindre tous les points de fonctionnement qu'englobe la caractéristique de la **figure-II-5-** [54,55]

➤ Courant de phase

Nous allons exprimer le courant en valeur maximale, il s'agit de la composante de courant qui crée le couple électromagnétique pour un moteur à pôles lisses :

$$I_{\max} = \frac{2.C}{3.p.\sqrt{2}.\Phi_{\text{seff}}} \quad (\text{II-16})$$

Le courant transverse est tracé **Figure-II-7-** pour un fonctionnement sur la caractéristique mécanique de de la **Figure-II-5-**

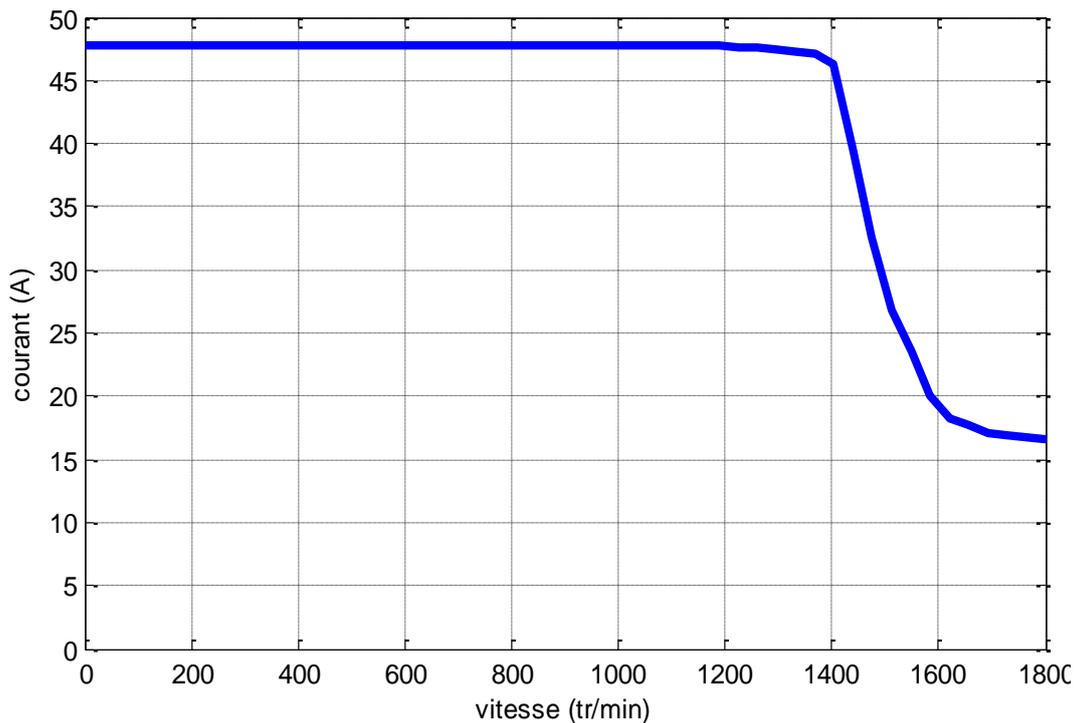


Figure-II-6-Courant en fonction de la vitesse

La **Figure-II-7-** représente la caractéristique électromagnétique et électromécanique en fonction de la vitesse sur le même système d'axe pour un angle de commutation optimum $\delta_i=89.77$ proche de 90 alors on obtient un couple mécanique de sortie approximativement proportionnel au courant dans le rotor tel qu' étudié dans la section précédente (§-I-4-4-2-)

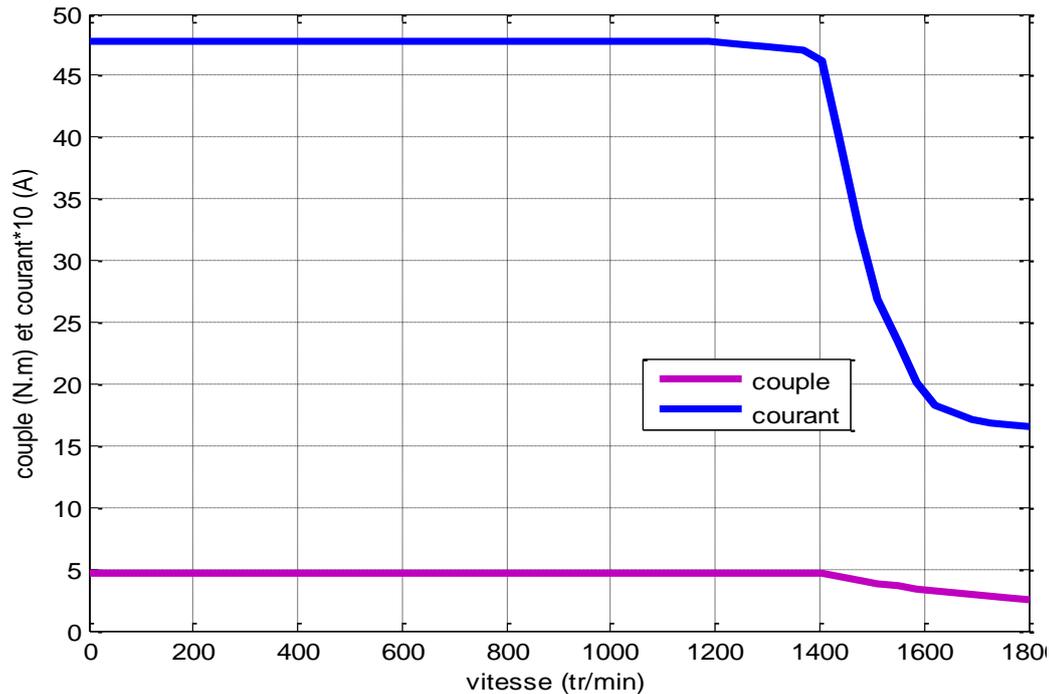


Figure-II-7- La caractéristique couple/vitesse et courant /vitesse sur le même système d'axe

II-6-conclusion

De par sa construction, son principe et même ses performances, le MCE est généralement utilisé dans toutes les applications industrielles où l'on désire remplacer un moteur à courant continu classique par une exécution plus faible, qui ne nécessite pas d'entretien sur les parties mécaniques. En raison de sa simplicité mécanique et de son électronique, le MCE est actuellement plus économique qu'une variante équivalente à collecteur pour certaines applications.

Au troisième chapitre nous présentons le modèle semi-couplé de l'ensemble machine-convertisseur élaboré, où le modèle de chaque élément du système sera introduit en tenant compte de son fonctionnement.

Chapitre III :
Modèle dynamique et
simulation du moteur
BDCM

III-I-Introduction

Pour adapter les caractéristiques de couple compte tenu de l'alimentation, du réglage et de la commande, des modèles dynamiques performants sont nécessaires. Le modèle développé dans ce chapitre a pour but d'obtenir une image de l'ensemble alimentation-moteur-commande, pour l'étude du comportement dynamique du système. Ce comportement est abordé selon une approche dynamique. Les effets suivants sont pris en considération :

- La forme d'onde effective de la tension induite de mouvement ;
- Les pertes fer, avec hystérésis et courant de Foucault ;
- Le schéma effectif de l'alimentation, incluant les caractéristiques des transistors et diodes.

Avant de débiter la modélisation, il est important de définir le niveau de précision du modèle désiré. Notre approche consiste à fournir un modèle de simulation qui présente bien la réalité de la machine et celle de son convertisseur tout en nécessitant un faible temps de calcul. Afin d'atteindre cet objectif, nous proposons un modèle semi-couplé du système BDCM-convertisseur piloté par un capteur de position. Ce modèle est caractérisé par une formulation et une résolution simple.

III-2-Système d'étude

Le système d'étude à modéliser est représenté par le synoptique de la **figure III-1**. Celui-ci comporte trois parties : la machine, le convertisseur avec sa logique de commande et le capteur de position à effet Hall

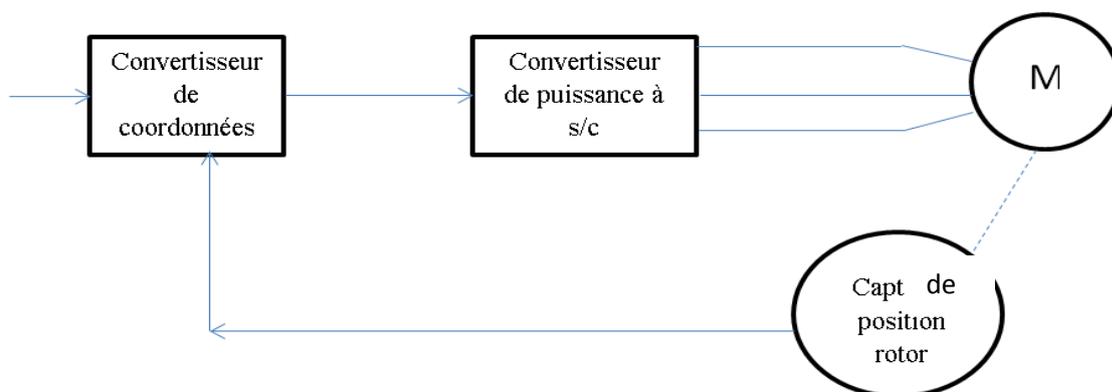


Figure-III-1-Schéma fonctionnel

Afin d'aboutir à un modèle de l'ensemble du système, nous procédons en plusieurs étapes. La première et la deuxième étape concernent respectivement les modèles électrique et mécanique de la machine. La troisième étape concerne la modélisation de capteur de position à trois sondes à effet Hall et enfin La quatrième étape concerne la modélisation de l'alimentation (redresseur+ convertisseur de puissance)

La modélisation dynamique du moteur BLDC implique la résolution d'un ensemble d'équations simultanées qui dépendent les unes des autres. Dans cette étude, on suppose que l'inductance propre et l'inductance mutuelle sont constantes [27] et on élabore un modèle simplifié du régime dynamique tout en procédant par l'élaboration du modèle pour chaque partie du système. Les résultats de simulation du système feront aussi l'objet de ce chapitre.

III-3-Principe de base du moteur Brushless BLDCM

Il est important d'en inspecter sa dynamique afin de mieux saisir l'objet à contrôler. D'une manière générale, une machine électrique est utilisée comme convertisseur d'énergie électrique et mécanique. Le couplage est réalisé par énergie magnétique, selon la loi d'Ampère [28]

$$\vec{F} = \vec{J} \times \vec{B} \quad (\text{III-1})$$

Dans le cas d'une machine électrique utilisée en mode moteur, une force mécanique (F) est produite en couplant des charges électriques en mouvement (J) dans un champ magnétique (B). Plusieurs types d'architectures différentes existent pour exploiter la loi d'Ampère (moteurs à induction, à courant continu, à aimant permanent, etc.). Dans le cas d'une machine électrique utilisée en mode générateur, une force contre-électromotrice est produite (E) lorsqu'un conducteur se déplace dans un champ magnétique (B) [28]

Dans le cas du BLDCM, un champ magnétique est créé par un aimant permanent placé sur le rotor et le courant est injecté seulement dans le bobinage du stator de telle façon à créer des pôles. Les pôles magnétiques de l'aimant permanent du rotor sont ainsi attirés et repoussés par les pôles du stator. En alternant dans le temps et dans l'espace le signe (Nord/Sud) de ces pôles et en variant l'intensité du courant, le rotor peut tourner avec une vitesse (W_r), produire un couple (C_e) et créer ainsi une puissance mécanique de sortie

$$P = C_e \times W_r \quad (\text{III-2})$$

Puisqu'il n'y a aucun moyen de contrôler le champ magnétique créé par l'aimant permanent ; la seule chose qui reste à contrôler pour faire tourner le rotor est le courant nécessaire à produire un couple sur celui-ci.

III-4- Modèle dynamique du BLDCM

III-4-1-Hypothèse simplificatrices

L'analyse est faite selon les hypothèses suivantes [29], [30] :

- On considère que les résistances du stator de tous les enroulements soient identiques et les inductances et les mutuelles sont constantes,
- Le circuit magnétique est linéaire (absence de saturation),
- La réaction d'armature est négligeable.

Il existe trois systèmes de références à être considérés dans un BLDCM, comme le montre la **figure III-2. [28]**

-Référence relative à la phase (A, B, C);

-Référence relative à l'orientation du champ (d, q);

-Référence relative au stator (α, β).

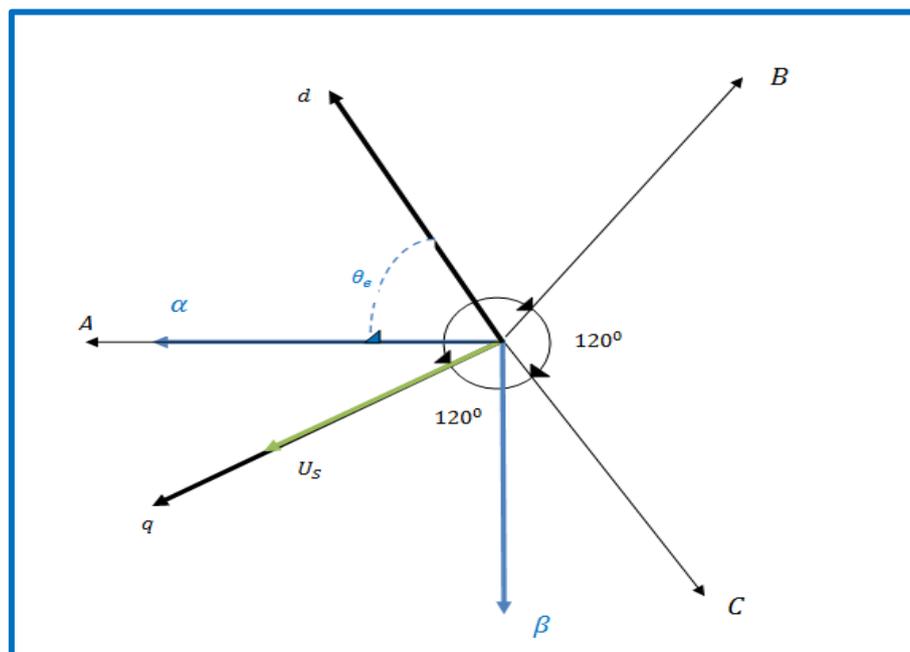


Figure-III-2-Système de Coordonnées (α, β)

III-4-2-Modélisation de la machine dans un référentiel fixe par rapport au stator

La caractéristique de BLDCM est que la forme de la force électromotrice est trapézoïdale, ce qui signifie que l'inductance mutuelle entre le stator et le rotor est non sinusoïdale dans ce cas il est difficile de transformer le système d'équations de BLDCM à un autre système de référence (d, q) [29], [31]. Le modèle dynamique général du BLDCM montré dans la figure III-2 peut être établi de la manière suivante dans le repère relatif aux phases (A, B, C) :

$$\left. \begin{aligned} U_A &= R_A \cdot I_A + \frac{d\Psi_A}{dt} \\ U_B &= R_B \cdot I_B + \frac{d\Psi_B}{dt} \\ U_C &= R_C \cdot I_C + \frac{d\Psi_C}{dt} \end{aligned} \right\} \quad \text{(III-4)}$$

Avec :

R — Résistance d'un enroulement statorique.

I_{ABC} — Les courants des phases statorique A,B ,C.

Ψ_{ABC} — Les flux totaux à travers les bobines statorique du système de coordonnées immobile.

U_{ABC} — Les tentions des phases statoriques.

En vertu de l'hypothèse d'une répartition spatiale sinusoïdale de l'induction, les flux induits par les aimants dans les trois phases statoriques 'A, B, C' sont donnés par :

$$\left\{ \begin{aligned} \Psi_A &= L_A \cdot i_A + \phi_0 \cdot \cos \omega \cdot t \\ \Psi_B &= L_B \cdot i_B + \phi_0 \cdot \cos \left(\omega \cdot t + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \Psi_C &= L_C \cdot i_C + \phi_0 \cdot \cos \left(\omega \cdot t - \frac{2\pi}{3} \right) \end{aligned} \right. \quad \text{(III-5)}$$

Après transformation des équations III-4 et III-5 en valeurs instantanées dans les équations en vecteurs dans l'espace, on obtient :

$$\left\{ \begin{aligned} \overrightarrow{\Psi}_{ABC} &= L_S \cdot \overrightarrow{I}_{ABC} + \overrightarrow{\Psi}_{MABC} = L_S \cdot \overrightarrow{I}_{ABC} + \phi_0 \cdot e^{j\omega \cdot t} \\ \overrightarrow{U}_{ABC} &= R_S \cdot \overrightarrow{I}_{ABC} + \frac{d}{dt} \overrightarrow{\Psi}_{ABC} \end{aligned} \right. \quad \text{(III-6)}$$

⇒

$$U_{ABC} = \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix}; I_{ABC} = \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix}; \Psi_{ABC} = \begin{bmatrix} \Phi_A \\ \Phi_B \\ \Phi_C \end{bmatrix}; \Psi_{MABC} = \begin{bmatrix} \Psi_{MA} \\ \Psi_{MB} \\ \Psi_{MC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_0 \cos \omega. t \\ \phi_0 \cos(\omega. t + \frac{2\pi}{3}) \\ \phi_0 \cos(\omega. t - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix};$$

Où

ϕ_0 : est l'amplitude du flux magnétique créé par l'aimant permanent

$$\theta_e = \omega. t \tag{III-7}$$

θ_e : est la position électrique du courant.

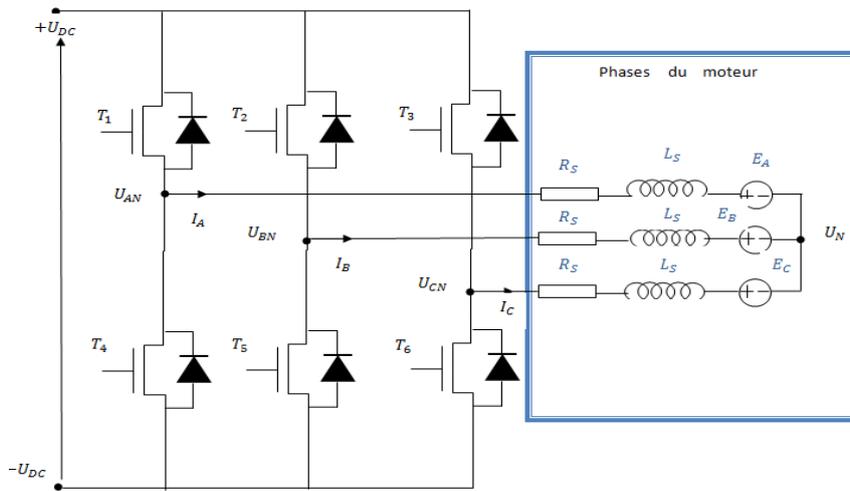


Figure-III-3-Structure d'un contrôleur de BLDCM

On pose : $R_{ABC} = R_S$

$$\vec{U}_{ABC} = R_S \cdot \vec{I}_{ABC} + \frac{d}{dt} [L_S \cdot \vec{I}_{ABC} + \vec{\Psi}_{MABC}] \tag{III-8}$$

$$\vec{U}_{ABC} = R_S \cdot \vec{I}_{ABC} + L_S \frac{d}{dt} \vec{I}_{ABC} + \frac{d}{dt} \vec{\Psi}_{MABC} \tag{III-9}$$

$$\vec{E}_{ABC} = \frac{d}{dt} \vec{\Psi}_{MABC} \tag{III-10}$$

\vec{E}_{ABC} : représente la force contre-électromotrice (FEM) induite par la variation de flux magnétique causée par l'aimant permanent dans le bobinage du stator selon la loi de Lenz qui dit « (...) le sens de la force électromotrice (FEM induite est telle que le courant qu'elle

produit s'oppose à la variation du flux magnétique qui la produit. ». Ainsi, plus E_{ABC} est grande, plus la tension aux bornes de (R) diminue et plus le courant (et donc le couple) par phase diminue.

Pour un enroulement symétrique et un système équilibré **figure (III-4)**, la matrice des tensions aux bornes des trois phases est donnée :

$$\begin{bmatrix} U_A \\ U_B \\ U_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_S & 0 & 0 \\ 0 & R_S & 0 \\ 0 & 0 & R_S \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_{AA} & L_{AB} & L_{AC} \\ L_{BA} & L_{BB} & L_{BC} \\ L_{CA} & L_{CB} & L_{CC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E_A \\ E_B \\ E_C \end{bmatrix} \quad (\text{III-11})$$

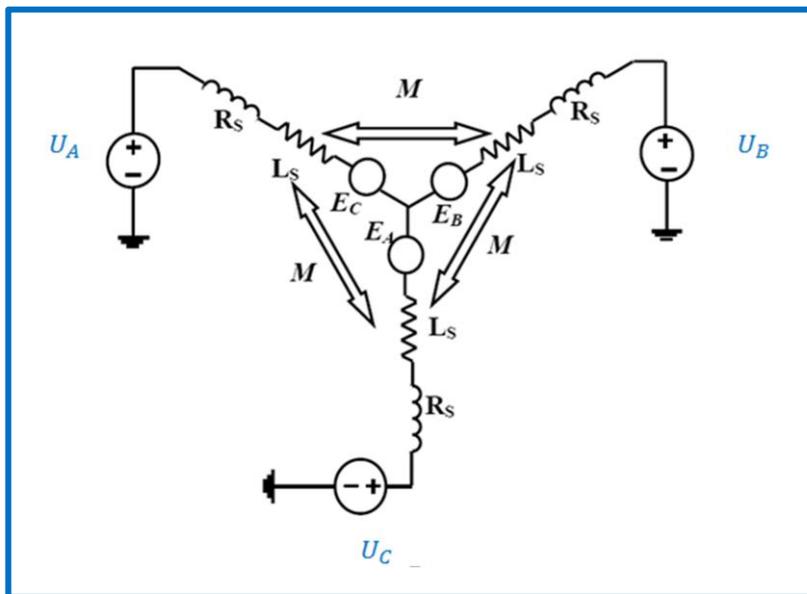


Figure III-4-Modèle électrique simplifié du BLDCM

La position électrique (θ) du rotor se déduit directement de la position mécanique du rotor (θ_r) qui est mesurée à l'aide d'un capteur placé sur l'arbre du rotor. La relation entre les deux quantités est donnée par :

$$\theta = p \cdot \theta_r \quad (\text{III-12})$$

Ou :

p : Nombre de paires de pôles du moteur,

Par conséquent, l'expression de la vitesse électrique est :

$$W = \frac{d\theta}{dt} = p \cdot W_r \quad (\text{III-13})$$

Les inductances propres et les mutuelles sont constantes pour les aimants permanents montés sur la surface du rotor cylindrique, et lorsque les enroulements sont symétriques donc :

$$L_{AA} = L_{BB} = L_{CC} = L_s$$

$$L_{AB} = L_{BA} = L_{BC} = L_{CB} = L_{CA} = L_{AC} = M$$

$$\begin{bmatrix} U_A \\ U_B \\ U_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_s & M & M \\ M & L_s & M \\ M & M & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E_A \\ E_B \\ E_C \end{bmatrix} \quad (\text{III-14})$$

$$I_A + I_B + I_C = 0$$

$$I_A + I_B = -I_C \quad (\text{III-15})$$

Par conséquent, la tension prend la forme suivante:

$$\begin{bmatrix} U_A \\ U_B \\ U_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_s - M & 0 & 0 \\ 0 & L_s - M & 0 \\ 0 & 0 & L_s - M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E_A \\ E_B \\ E_C \end{bmatrix} \quad (\text{III-16})$$

On pose: $L = L_s - M$

L'expression complète de la dynamique du courant du BLDCM dans le repère (A, B, C) est :

$$\frac{dI_A}{dt} = -\frac{R_s}{L} \cdot I_A - \frac{E_A}{L} + \frac{U_A}{L} \quad (\text{III-17})$$

$$\frac{dI_B}{dt} = -\frac{R_s}{L} \cdot I_B - \frac{E_B}{L} + \frac{U_B}{L} \quad (\text{III-18})$$

$$\frac{dI_C}{dt} = -\frac{R_s}{L} \cdot I_C - \frac{E_C}{L} + \frac{U_C}{L} \quad (\text{III-19})$$

La force électromotrice induite FEM de la phase A dépend la position angulaire du rotor (l'aimant) [33]

$$E_A = f_A(\theta) = \begin{cases} \left(\frac{6E}{\pi}\right)\theta_e & 0 < \theta_e < \frac{\pi}{6} \\ E & \frac{\pi}{6} < \theta_e < \frac{5\pi}{6} \\ -\left(\frac{6E}{\pi}\right)\theta_e + 6E & \frac{5\pi}{6} < \theta_e < \frac{7\pi}{6} \\ -E & \frac{7\pi}{6} < \theta_e < \frac{11\pi}{6} \\ \left(\frac{6E}{\pi}\right)\theta_e - 12E & \frac{11\pi}{6} < \theta_e < 2\pi \end{cases} \quad (\text{III-20})$$

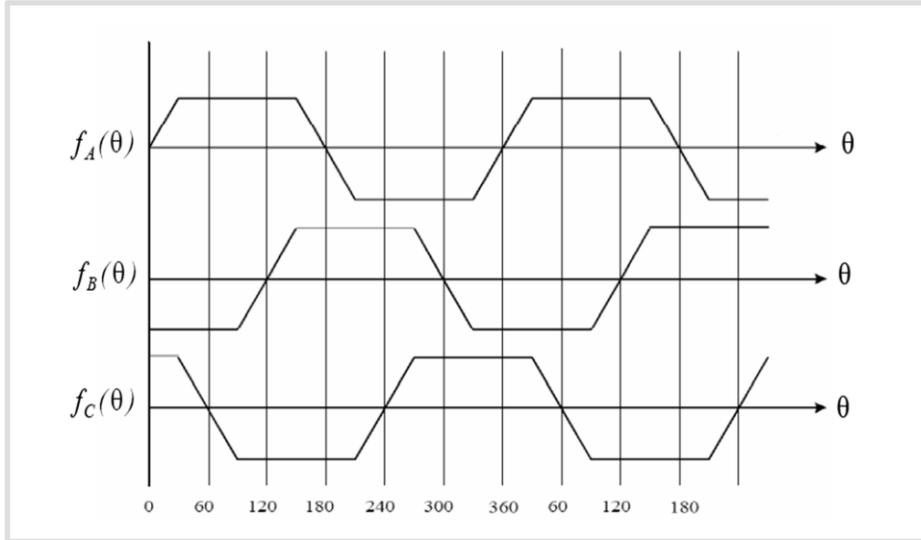


Figure III-5- Les fonctions de la FEM induite du BLDCM

A partir de système d'équations III-4, on aura :

$$U_{AB} = R_S(I_A - I_B) + L \frac{d}{dt}(I_A - I_B) + E_A - E_B \quad (\text{III-21})$$

$$U_{BC} = R_S(I_B - I_C) + L \frac{d}{dt}(I_B - I_C) + E_B - E_C \quad (\text{III-22})$$

On aura le système matriciel suivant

$$\begin{pmatrix} I'_A \\ I'_B \\ W'_m \\ \theta'_m \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{R_S}{L} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_S}{L} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{J} & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_A \\ I_B \\ W_m \\ \theta_m \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{2}{3L} & \frac{1}{3L} & 0 \\ -\frac{1}{3L} & \frac{1}{3L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{J} \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_{AB} - E_{AB} \\ U_{BC} - E_{BC} \\ C - C_r \end{pmatrix} \quad (\text{III-23})$$

L'équation générale de couple électromagnétique développé par le moteur est donnée par :

$$C = \frac{P}{2 \cdot W_m} (E_A I_A + E_B I_B + E_C I_C) \quad (\text{III-24})$$

Chapitre III Modèle Dynamique et Simulation de Moteur BDCM

P: Nombre de paires de pôle

W_m : vitesse angulaire du rotor

La vitesse angulaire du rotor peut être déterminée à partir de l'équation différentielle de mouvement :

$$C - C_r = J \cdot \frac{dW_m}{dt} \quad (\text{III-25})$$

J: Moment d'inertie

C_r : Couple résistant

Le modèle de simulation de la machine sur Matlab-Simulink est représenté par la **Figure III-6**

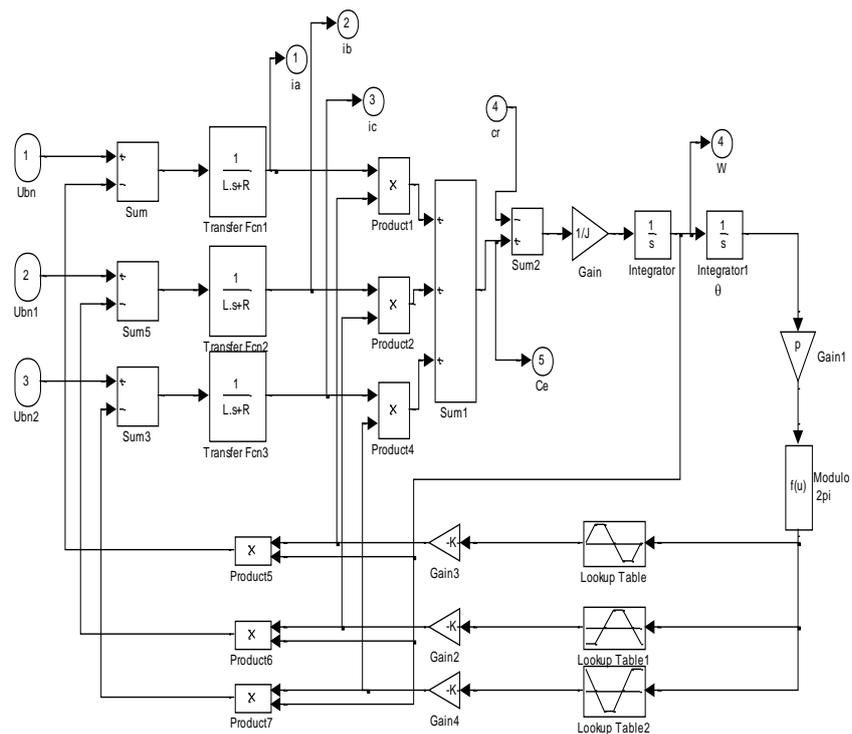


Figure-III-6-Modèle de simulation de la BDCM sur Matlab-Simulink (cas moteur triphasé)

III-5-Modélisation du convertisseur statique

Les avantages de l'association de la machine avec des convertisseurs statiques sont nombreux:

- Variation de l'amplitude de la tension d'alimentation de la machine.
- Variation de la vitesse de synchronisme par la variation de la fréquence du convertisseur.
- Autopilotage de la fréquence du convertisseur par le capteur de position.

Le réglage de la vitesse (ou de position) du rotor d'une machine synchrone se réalise logiquement par action sur la fréquence de la tension (ou de courant) statorique. Par conséquent, pour se donner les moyens de cette action, il faut disposer d'une source d'alimentation capable de délivrer une tension à fréquence variable. Dans notre cas, l'alimentation est un convertisseur constitué de trois étages, un redresseur connecté au réseau, un filtre qui permet de réduire les ondulations du courant et de la tension, et un onduleur de tension type modulation de largeur d'impulsion (M.L.I) et enfin un capteur de position à effet Hall comme illustré dans la figure III-1 au début de chapitre [34]

La **M.L.I** est une méthode qui présente deux avantages importants :

- Elle repousse vers les fréquences plus élevées les harmoniques de la tension de sortie, ce qui facilite le filtrage.
- Elle permet de faire varier la valeur du fondamental de la tension de sortie. [34]

III-6-Modélisation du redresseur

Le redresseur est un pont de Graëtz à diodes, schématisé par **figure III-7**.

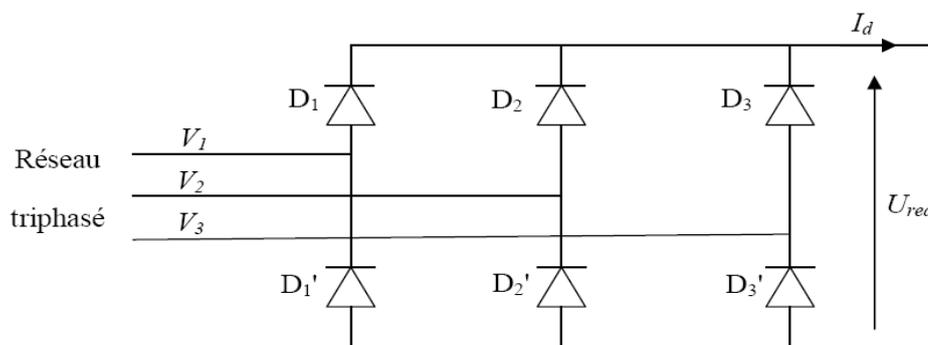


Figure -III-7-Pont redresseur triphasé à diode

La séquence de conduction des diodes est définie comme suit:

$$D_i \text{ Conduit si } V_i = \max(V_j) \quad i = 1,3 \text{ et } j = 1,3$$

$$D'_i \text{ Conduit si } V'_i = \min(V_j) \quad i = 1,3 \text{ et } j = 1,3$$

La tension redressée U_d est :

$$U_d = V_i - V_j \tag{III-26}$$

Avec :

D_i Et D'_i : les diodes en conduction.

V_i : La tension à l'anode de D_i .

V'_i : La tension à la cathode de D'_i .

La valeur moyenne de la tension redressée est donnée par :

$$U_{dmoy} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \tag{III-27}$$

III-7-Modélisation du Filtre

On insère entre le redresseur et l'onduleur de tension un filtre passe bas (L C) pour éliminer les hautes fréquences. Le schéma représentatif est donné par **figure-III-8**. [35]

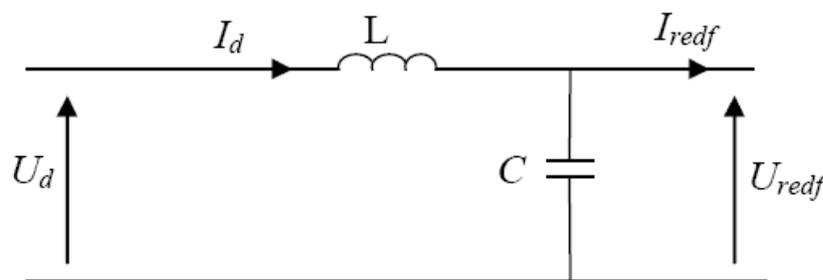


Figure-III-8-Filtre LC

Les équations du filtre sont :

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L}(u_d - u) \\ \frac{du}{dt} = \frac{1}{C}(i_d - i) \end{cases} \tag{III-28}$$

Le rôle de la capacité C est d'assurer le caractère de source de tension à l'entrée de l'onduleur, de fournir l'énergie réactive à la machine, et d'absorber le courant négatif restitué par la charge. Le rôle de l'inductance L est de lisser le courant i_d .

Le filtre est de deuxième ordre dont la fréquence de coupure est :

$$w_c = \frac{1}{\sqrt{L.C}} \quad (\text{III-29})$$

Le critère de minimisation des harmoniques de i_d et u conduit aux conditions suivantes sur le choix de L et C.

$$w_c \ll w \Rightarrow \sqrt{L.C}.w \gg 1$$

$$i \ll i_c \Rightarrow C.w \gg \frac{1}{U}$$

Avec :

I : La valeur moyenne du courant i

U : La valeur moyenne de la tension

w : La pulsation de la tension

III-8-Choix et Modélisation de l'onduleur de tension à MLI

Le choix de l'onduleur est lié à la puissance de sortie de ce dernier, ce qui est également la puissance absorbée par la machine électrique. Le **tableau-III-1** énumère l'ordre de grandeurs de puissance des onduleurs en évaluant la puissance des entraînements à vitesse variable.[13]

<i>Puissance</i>	<i>Tension de bus</i>	<i>onduleur</i>
<500kW	<1.5kV	Onduleurs à 2 niveaux à IGBT
>500kW et <2MW	<1.5kV	Onduleurs à 2 niveaux à GTO
>2MW et <15MW	=3.3kV ou =6.6kV	Onduleurs à 3 niveaux

Tableau –III-1-Ordre de grandeurs de puissance des onduleurs

Le **tableau-III-1-** nous permet de déterminer notre choix, Le moteur est donc alimenté par un onduleur de tension à 2 niveaux à transistors de puissance fonctionnant en modulation de largeur d'impulsion à fréquence de commutation élevée [36]

Chapitre III Modèle Dynamique et Simulation de Moteur BDCM

Pour la modélisation de l'onduleur nous prenons les hypothèses simplificatrices suivantes :
[35]

- La commutation est instantanée (composants passifs.)
- La chute de tension à l'état passant est nulle.
- La charge est équilibrée et couplée en étoile avec neutre isolé

Un certain nombre de remarques s'imposent :

- Parmi les 4 possibilités d'allumage des semi-conducteurs d'une branche, deux sont interdites :
 - L'allumage simultané, parce qu'il conduit au court-circuit de la source de tension et donc à la destruction des semi-conducteurs de la branche si une protection efficace n'entre pas en action.
 - L'extinction simultanée, parce que la tension sur cette phase de la machine n'est alors plus imposée par l'onduleur, ce que l'on rejette par principe.
- Chaque semi-conducteur doit être muni d'une diode antiparallèle ; en effet lorsqu'on permute l'état de conduction des semi-conducteurs d'une branche, la tension de phase s'inverse, mais pas le courant puisque la machine est inductive ; c'est alors la diode antiparallèle du semi-conducteur qui vient de s'éteindre qui véhiculera le courant tant que celui-ci ne sera pas inversé.

Nous associons à chaque état de l'interrupteur une fonction logique qui dépend de la commande de l'onduleur. [37][38]

On appelle K_i et K'_i les interrupteurs de l'onduleur, C_i et C'_i les fonctions logiques associées ($i=1, 2,3$), on a :

Si $C_i = 1$ alors K_i est passant et K'_i est ouvert.

Si $C_i = 0$ alors K_i est ouvert et K'_i est passant.

Les tensions de sortie de l'onduleur sont imposées par la commande et elles vérifient la fonction :

$$U_{im} = f_i(C_i) \cdot \frac{U_{dc}}{2} \quad \text{(III-30)}$$

$i = a, b, c$

$$\begin{cases} U_{Am} = (C_a - C'_a) * \frac{U_{dc}}{2} = (2C_a - 1) * \frac{U_{dc}}{2} \\ U_{Bm} = (C_b - C'_b) * \frac{U_{dc}}{2} = (2C_b - 1) * \frac{U_{dc}}{2} \\ U_{Cm} = (C_c - C'_c) * \frac{U_{dc}}{2} = (2C_c - 1) * \frac{U_{dc}}{2} \end{cases} \quad (III-40)$$

$$\begin{cases} U_{AN} = U_{Am} + U_{mN} \\ U_{BN} = U_{Bm} + U_{mN} \\ U_{CN} = U_{Cm} + U_{mN} \end{cases} \quad (III-50)$$

On somme membre à membre l'équation III-50, on aura :

$$U_{AN} + U_{BN} + U_{CN} = U_{Am} + U_{Bm} + U_{Cm} + 3U_{mN} = 3 * E_h \quad (III-51)$$

E_h : Composante homopolaire, due à la présence d'harmonique de rang multiple de trois dans les f.e.m

$$U_{mN} = E_h - \frac{1}{3}(U_{Am} + U_{Bm} + U_{Cm})$$

$$U_{mN} = E_h - \frac{1}{3} \left[(2C_a - 1) * \frac{U_{dc}}{2} + (2C_b - 1) * \frac{U_{dc}}{2} + (2C_c - 1) * \frac{U_{dc}}{2} \right]$$

$$U_{mN} = E_h - \frac{U_{dc}}{3} (C_a + C_b + C_c) + \frac{U_{dc}}{2}$$

Le système d'équation III-50 devient :

$$\begin{cases} U_{AN} = (2C_a - 1) * \frac{U_{dc}}{2} + E_h - \frac{U_{dc}}{3} (C_a + C_b + C_c) + \frac{U_{dc}}{2} \\ U_{BN} = (2C_b - 1) * \frac{U_{dc}}{2} + E_h - \frac{U_{dc}}{3} (C_a + C_b + C_c) + \frac{U_{dc}}{2} \\ U_{CN} = (2C_c - 1) * \frac{U_{dc}}{2} + E_h - \frac{U_{dc}}{3} (C_a + C_b + C_c) + \frac{U_{dc}}{2} \end{cases} \quad (III-51)$$

On aura le système suivant :

$$\begin{cases} U_{AN} = \frac{U_{dc}}{3} (2C_a - C_b - C_c) + E_h \\ U_{BN} = \frac{U_{dc}}{3} (-C_a + 2C_b - C_c) + E_h \\ U_{CN} = \frac{U_{dc}}{3} (-C_a - C_b + 2C_c) + E_h \end{cases} \quad (III-52)$$

Ces équations peuvent être écrites sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{pmatrix} U_{AN} - E_h \\ U_{BN} - E_h \\ U_{CN} - E_h \end{pmatrix} = \frac{U_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} * \begin{pmatrix} C_a \\ C_b \\ C_c \end{pmatrix} \quad (III-53)$$

Le modèle de simulation de l'onduleur sous Matlab Simulink est représenté dans la figure suivante :

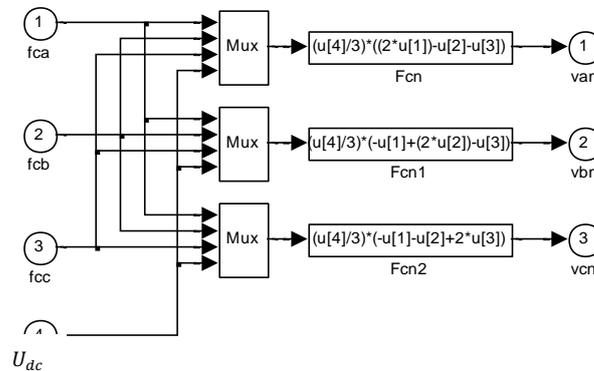


Figure-III-9-Modèle de l'onduleur sous Matlab Simulink

Le **Tableau-III-2-** montre les expressions que prennent les tensions U_{ab} , U_{bc} , U_{ca} , U_{AN} , U_{BN} et U_{CN} en fonctions des états des interrupteurs(ouverture ou fermeture) K_1, K_2 et K_3

K_1	K_2	K_3	$U_{AN} - E_h$	$U_{BN} - E_h$	$U_{CN} - E_h$	U_{ab}	U_{bc}	U_{ca}
1	1	1	0	0	0	0	0	0
1	0	1	$\frac{U_{dc}}{3}$	$-2\frac{U_{dc}}{3}$	$\frac{U_{dc}}{3}$	U_{dc}	$-U_{dc}$	0
1	1	0	$\frac{U_{dc}}{3}$	$\frac{U_{dc}}{3}$	$-2\frac{U_{dc}}{3}$	0	U_{dc}	$-U_{dc}$
1	0	0	$2\frac{U_{dc}}{3}$	$-\frac{U_{dc}}{3}$	$-\frac{U_{dc}}{3}$	U_{dc}	0	$-U_{dc}$
0	1	1	$-2\frac{U_{dc}}{3}$	$\frac{U_{dc}}{3}$	$\frac{U_{dc}}{3}$	$-U_{dc}$	0	U_{dc}
0	0	1	$-\frac{U_{dc}}{3}$	$-\frac{U_{dc}}{3}$	$2\frac{U_{dc}}{3}$	0	$-U_{dc}$	U_{dc}
0	1	0	$-\frac{U_{dc}}{3}$	$2\frac{U_{dc}}{3}$	$-\frac{U_{dc}}{3}$	$-U_{dc}$	U_{dc}	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0

Tableau-III-2- Etablissement des expressions des tensions en fonction des interrupteurs

III-8-1-Technique Modulation de largeur d'impulsion

Le contrôle du courant du moteur est alors réalisé par un système à modulation de largeur d'impulsion ou PWM (Pulse Width Modulation). Ce système de réglage consiste à appliquer (par hachage de la tension d'alimentation) directement aux transistors de chaque branche du pont onduleur une consigne de courant, De cette façon, il est possible de contrôler exactement la forme d'onde et l'amplitude des courants de chaque phase [39]. A basse fréquence (lorsque $\omega \cdot L_s \ll R_s$), le courant de phase associé à une commande à 120° contrôlée en courant est modélisé par la fonction suivante, **Figure-III-10**

$$I(\omega, t) = \begin{cases} I_{\max} & \frac{\pi}{6} \leq \omega \cdot t < \frac{5\pi}{6} \\ -I_{\max} & \text{pour } \frac{7\pi}{6} \leq \omega \cdot t < \frac{11\pi}{6} \\ 0 & \text{reste du temps} \end{cases} \quad (\text{III-54})$$

La commande à 120° se révèle parfaitement adaptée à une auto-commutation du moteur sans capteurs directs de position. En effet le courant circule dans deux phases correspond et la troisième, non alimentée peut servir de capteur. De plus, comme le courant de phase correspond au courant total du moteur, le réglage du courant, donc du couple, s'en trouve facilité. En fin, dans le cas d'un réglage en courant, le couple instantané du moteur est directement proportionnel à la tension induite de ligne [41][42]. Les séquences de conduction des diodes ainsi que celles de commutation des transistors sont illustrées dans l'annexe.

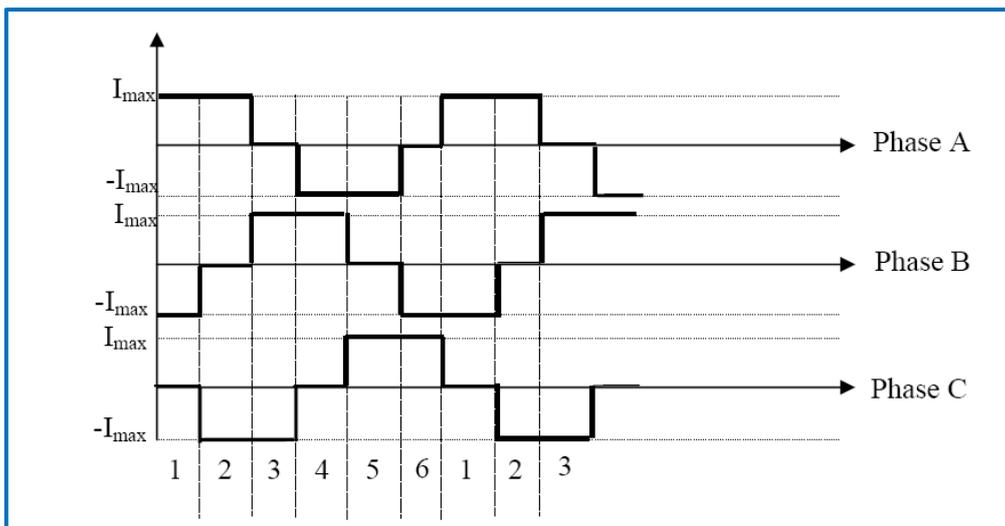
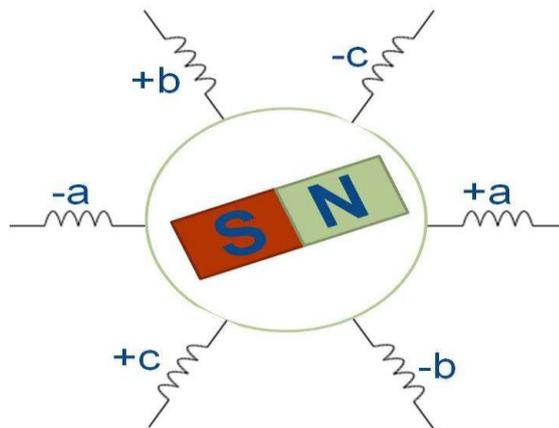


Figure-III-10-Allure de courant de phase lors d'un réglage en courant

III-9-Capteurs de position à effet Hall

Les capteurs "6 secteurs" à effet Hall sont habituellement réservés aux commandes à 120° utilisées sur les machines à f.e.m Trapézoïdales. Les capteurs 6 secteurs mesurent simplement dans chacune des trois phases ; le flux magnétique provenant de l'aimant est positif ou négatif (**figure-III-11-**). En fonction du signe de chaque mesure, il est possible d'en déduire le secteur dans lequel se trouve le rotor [20]



Phase A	Phase B	Phase C	Position θ
1	0	0	-30° à 30°
1	1	0	30° à 90°
0	1	0	90° à 150°
0	1	1	150° à 210°
0	0	1	210° à 270°
1	0	1	270° à 330°

Figure-III-11- Mesures fournies par un capteur à effet Hall

Avec trois capteurs par tour électrique, nous avons donc $2^3 = 8$ combinaisons possibles. Comme les cas où les trois capteurs mesurent en même temps un flux positif ou un flux négatif sont impossibles, cela ne laisse plus que 6 secteurs restants. A chaque fois que le rotor commute d'un secteur à l'autre, sa position est connue avec précision. Les six positions

connues et mesurées seraient donc par exemple $\frac{\pi}{6}$, $\frac{5\pi}{6}$, $\frac{7\pi}{6}$, $\frac{3\pi}{2}$ et $\frac{11\pi}{6}$. En revanche, quand le rotor se trouve à l'intérieur d'un secteur, sa position précise est inconnue.

III-10-Choix de la technique de commande

Pour imposer des courants trapézoïdaux dans les enroulements de la machine, nous choisissons la commande à 120° utilisant un seul régulateur à hystérésis. Une bande d'hystérésis de largeur imposée entoure le courant de référence. La sortie du régulateur à hystérésis détermine les signaux de commande des transistors en fonction de l'intersection du courant réel mesuré avec les limites supérieures et inférieures de la bande d'hystérésis.

C'est une méthode de commande relativement simple et économique, qui ne nécessite qu'un capteur de position à 6 secteurs et un ou deux capteurs de courants, selon la technique de mesure du courant .[40]

Le principe de cette méthode consiste à imposer des courants rectangulaires au plateau de largeur 120° électriques et d'amplitude (I^*) en phase avec les fem de phase correspondante.

On distingue six intervalles de 60° électriques (appelés secteurs) de fonctionnement selon la position du rotor et détectés par les signaux fournis par le capteur à 6 secteurs. Dans chaque secteur uniquement deux phases de la machine sont alimentées, excepté durant les commutations.**Figure-III-12**

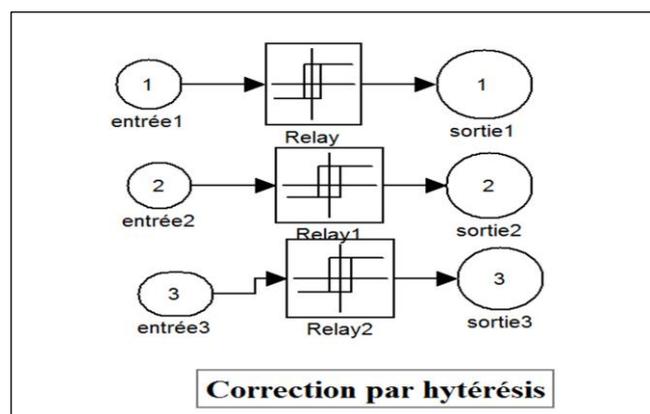
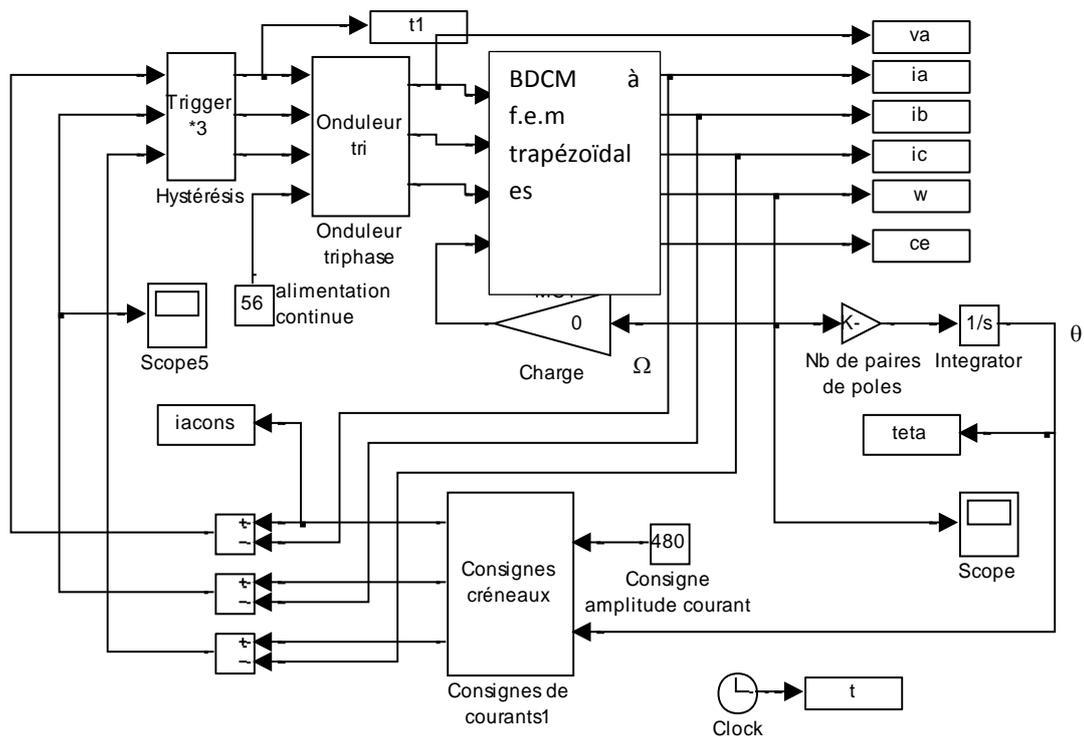


Figure-III-12-Correction par hystérésis

Simulation de système étudié BDCM-convertisseur



BDCM avec des fem trapézoïdales alimentée par des courants créneaux

Figure-III-14-Schéma de simulation de la BDCM alimentées par des courants créneaux

Le modèle associant la machine et le convertisseur **figure-III-14** est implémenté sous l'environnement Matlab Simulink afin de déterminer les caractéristiques et les performances du système BDCM-Convertisseur.

Plusieurs essais de simulation seront menés pour prédire les allures des différentes caractéristiques et performances du système BDCM-Convertisseur en boucle ouvert. Les résultats concernant le fonctionnement en régime dynamique seront illustrés. Les paramètres de la machine sont donnés dans **l'annexe-C**

III-11-Fonctionnement en régime dynamique

Afin de tester la dynamique du système, trois essais en régime transitoire sont effectués. Le premier essai concerne un démarrage direct de la machine à pleine tension. Le deuxième est effectué en appliquant une augmentation brusque en échelon du couple résistant, lorsque la machine fonctionne en régime établi. Dans le dernier essai, la machine fonctionnant en régime permanent, une chute brusque en échelon de la tension du bus continu de l'onduleur est appliquée.

III-11-1-démarrage direct de la machine à vide

Un démarrage direct du moteur est effectué en appliquant une tension continue U_{dc} de 56V .Le moteur n'entraîne aucune charge, uniquement l'inertie propre de la machine est présente. Les variations de la tension composée entre phase de la machine, sa vitesse de rotation, son courant de phase et son couple électromagnétique, en fonction du temps, sont déterminées en régime dynamique.

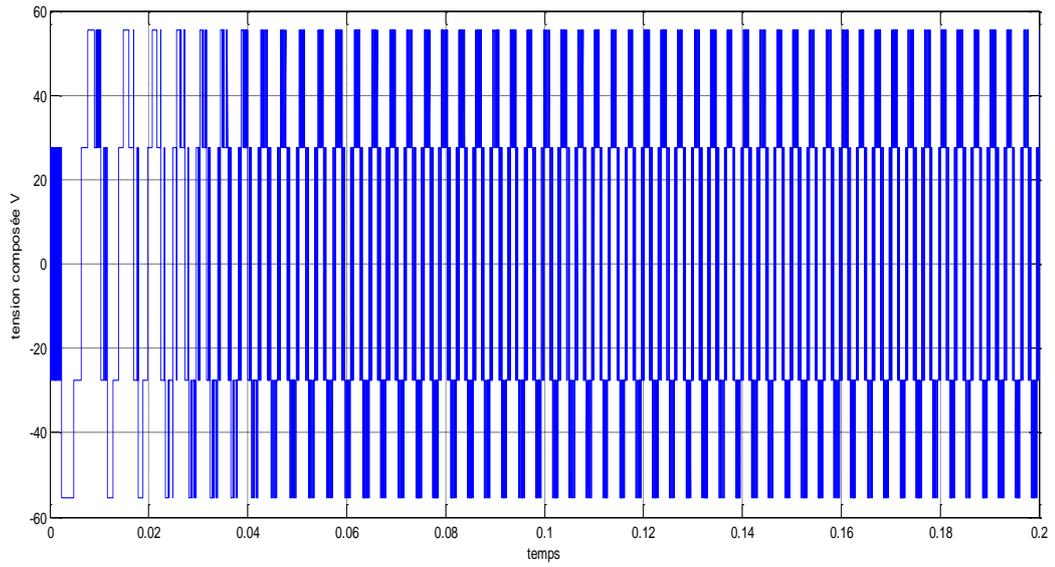


Figure-III-14-Tension composée entre phase de la machine

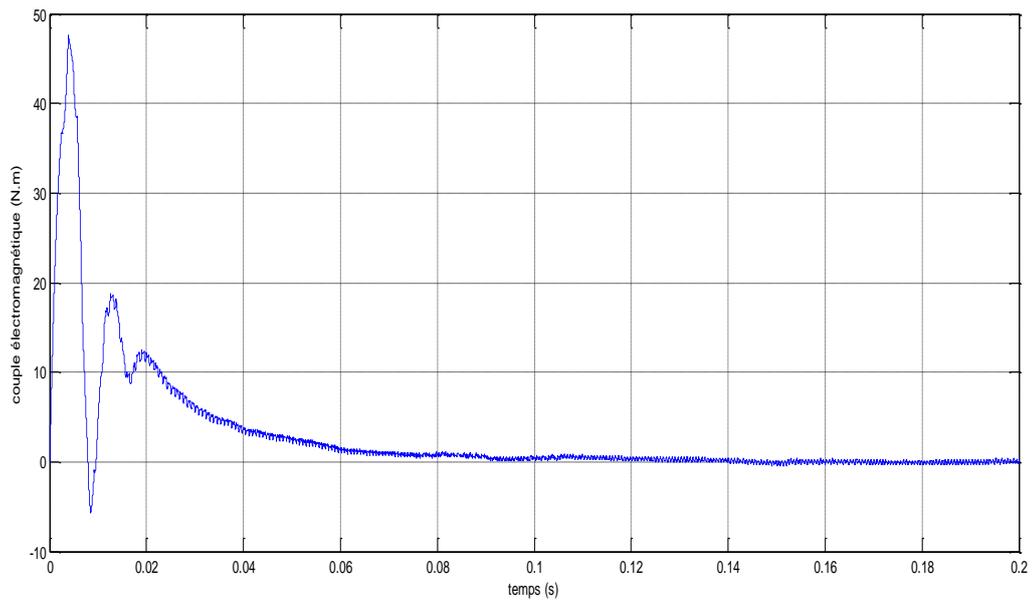


Figure-III-15- Couple électromagnétique $C_e(N.m)$

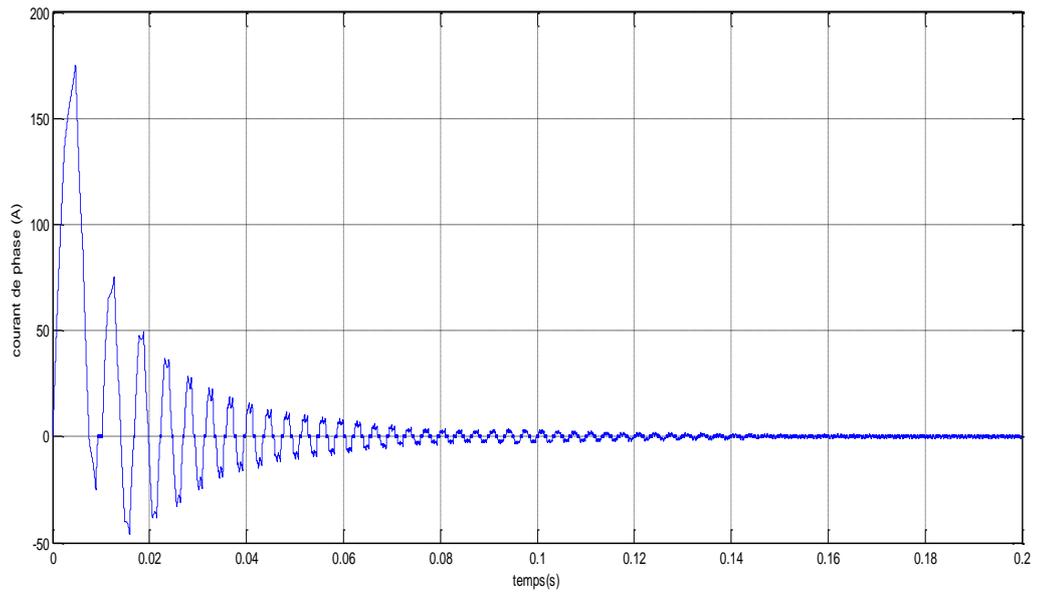


Figure-III-16- Courant de phase en (A)

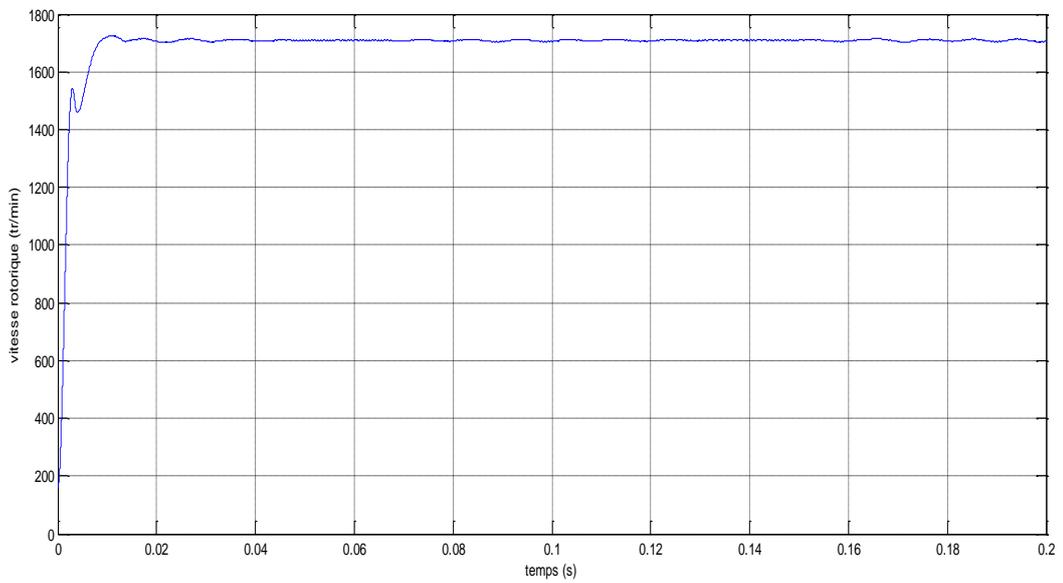


Figure-III-17- Vitesse de rotation en (tr/min)

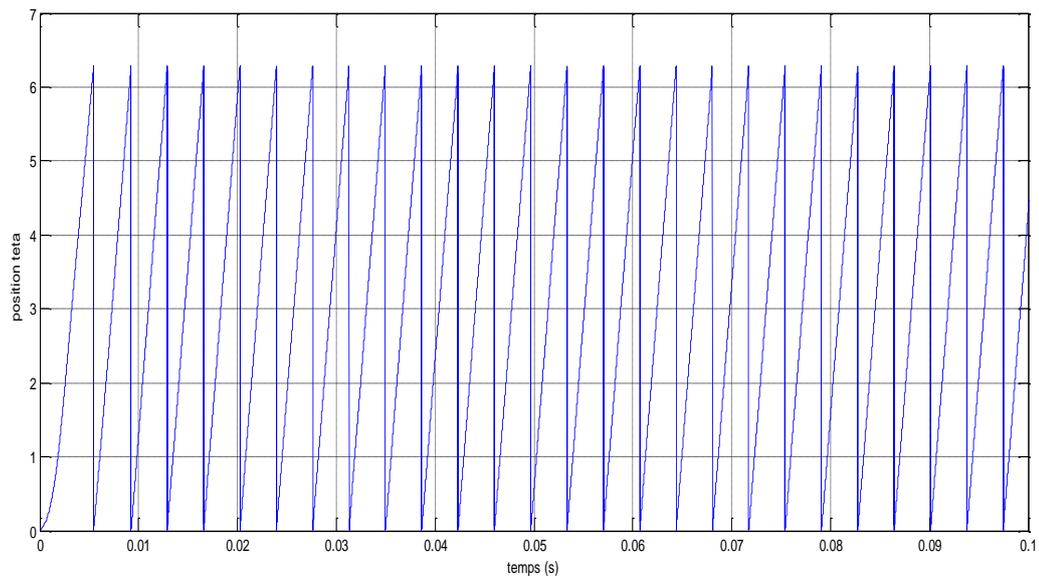


Figure-III-18- La position teta

Au démarrage de la machine, **Figure-III-14**, la machine développe un couple maximal qui doit être supérieur à celui appliqué par la charge afin de vaincre l'inertie du rotor cette dernière. L'allure du courant de phase **Figure-III-15** présente un pic de 170 A.

L'allure de la vitesse de rotation de la machine donnée par la **Figure-III-17** montre que le régime permanent s'établit à une vitesse de 1750 tr/min au bout de deux périodes correspondant à un temps d'environ 0.015 s

III-11-2-Variation de couple de charge

Dans ce cas, le moteur fonctionnant à vide en régime permanent sous une tension U_{dc} de 56 V et une augmentation brusque en échelon respectivement de 5, 10, 15, 23.5 N.m du couple de charge, est appliqué sur l'arbre du moteur. Les allures en fonction du temps, du couple électromagnétique, de la vitesse de rotation, du courant du bus continu de l'onduleur et du courant de phase de la machine, sont illustrées par les figures suivantes :

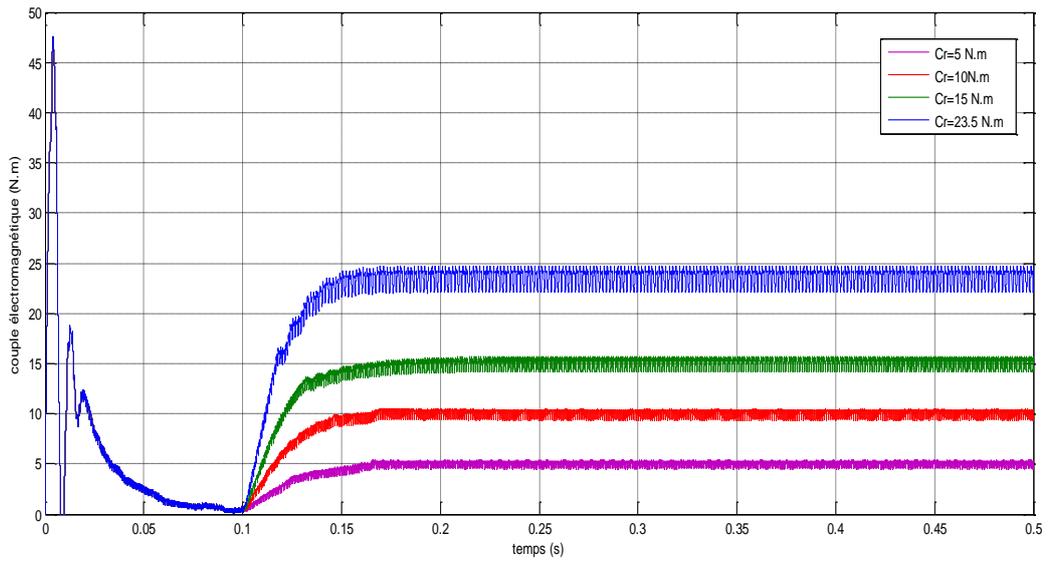


Figure-III-18-Couple électromagnétique pour différentes valeurs de couple de charge (N.m)

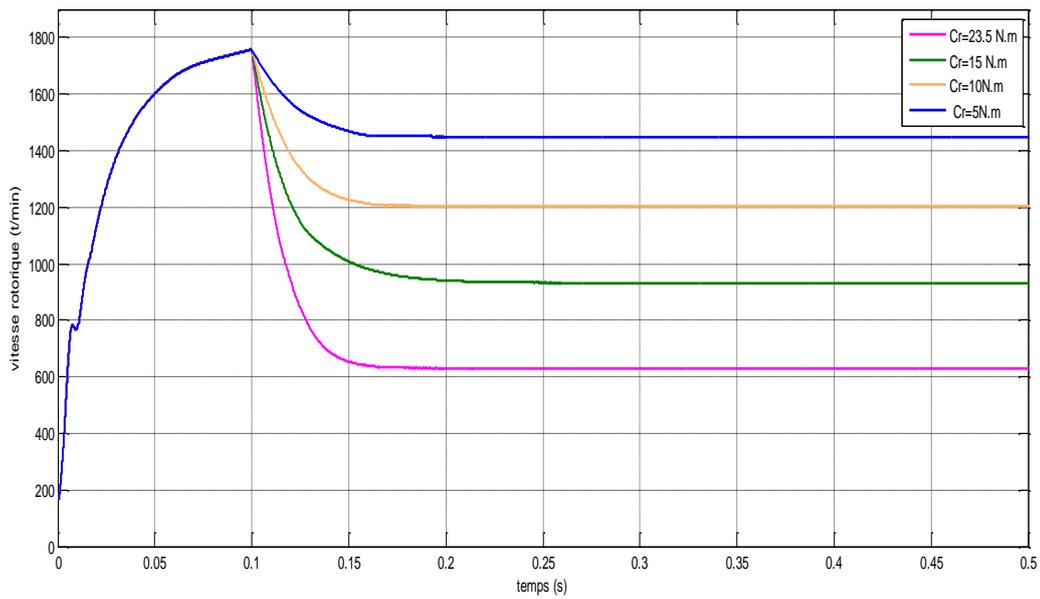


Figure-III-19-Vitesse de rotation pour différentes valeurs de couple de charge (tr/min)

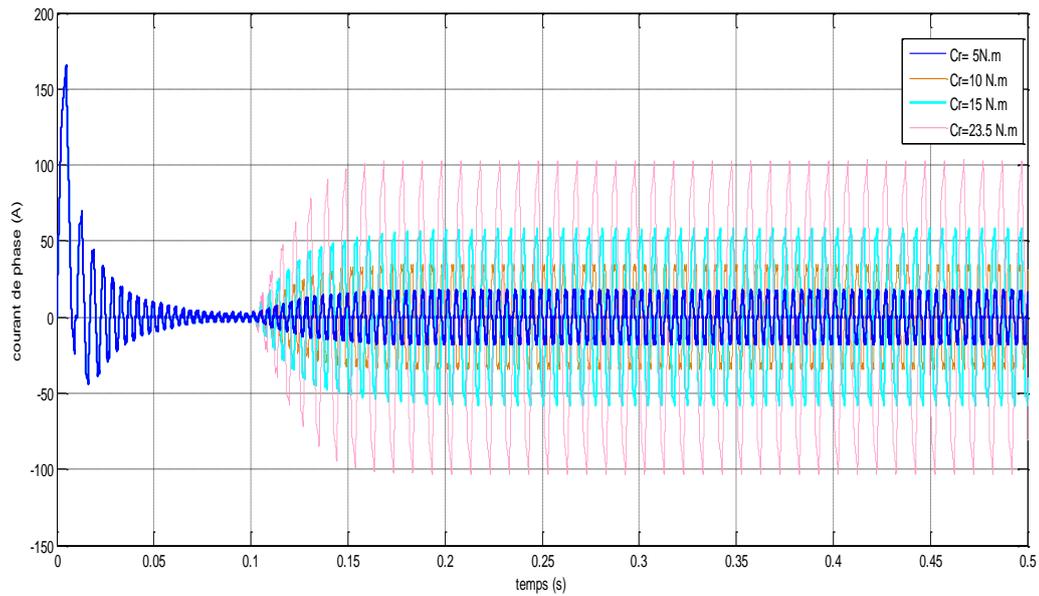


Figure-III-20-Courant de phase pour différentes valeurs du couple de charge (A)

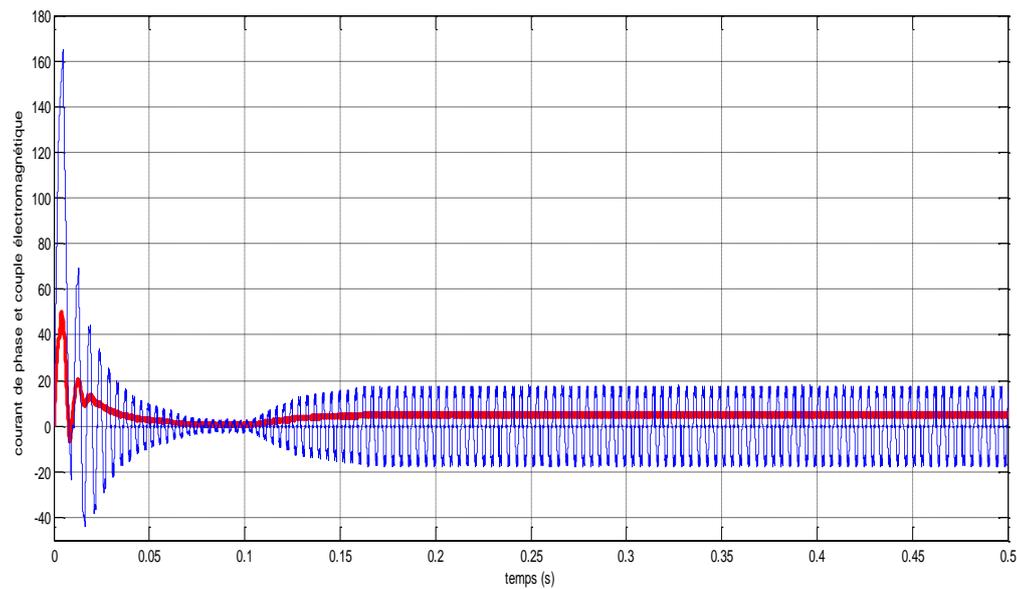


Figure-III-21- Couple électromagnétique et courant de phase ($C_r=5$ N.m)

La **Figure-III-18-**montre que la variation du couple de charge est appliquée à $t=0.1s$, le couple électromagnétique subit une augmentation de 5, 10, 15 et 23.5 N.m cette dernière représente la moitié de couple électromagnétique C_e

La vitesse de rotation **Figure-III-19-** subit une diminution de 260 tr/min correspondant à 14.85% de sa valeur initiale, sa valeur passe de 1750 tr/min à 1490 tr/min au bout de 0.12 s

pour un couple de charge de 5N.m, et une chute de 550 tr/min équivalente à 31.42% de sa valeur initiale dans le cas de l'application d'un couple de charge de 10 N.m, et pour un couple de charge de valeur 15 N.m la vitesse diminue de 43.42% de sa valeur initiale environ 750tr/min et enfin elle subit une chute qui dépasse la moitié de sa valeur initiale qu'est de 1100tr/min correspondant à 62.85% pour un couple de charge qui représente la moitié de couple électromagnétique sa valeur est de 23.5 N.m.

Le courant de phase de la **Figure-III-20-** et la **Figure-III-21-** suivent l'augmentation du couple.

Ces résultats montrent que pour les applications à vitesse constante, une boucle de régulation de la vitesse s'impose.

III-11-3-Chute brusque de la tension continue

Dans ce cas, le moteur fonctionnant sous une **tension** U_{dc} de 56V avec un couple de charge constant de 5N.m, sans frottements, subit une chute de tension brusque en échelon de 30V correspondant à 46.42% de sa valeur initiale. Les allures en fonction du temps, de la tension composée, de la vitesse de rotation, du couple électromagnétique et du courant de phase de la machine sont illustrées par les figures ci-dessous.

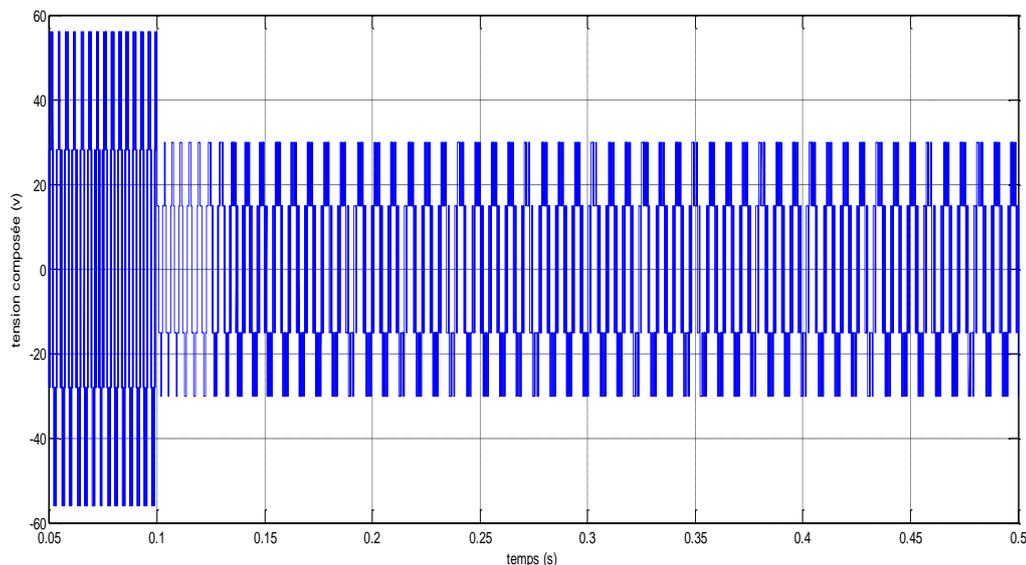


Figure-III-22-Tension composée pour une chute de 30V

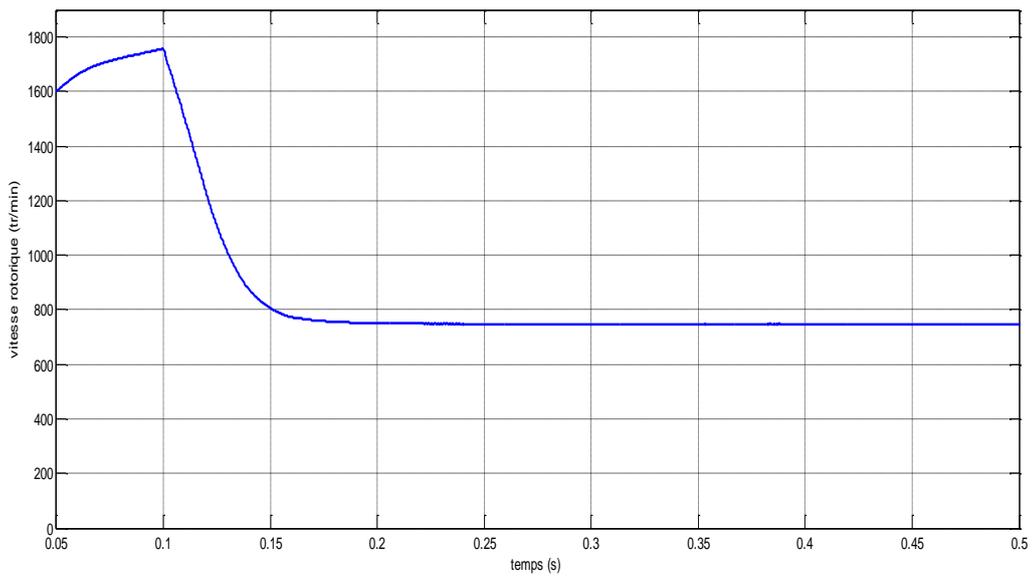


Figure-III-23-Vitesse rotorique en tr/min

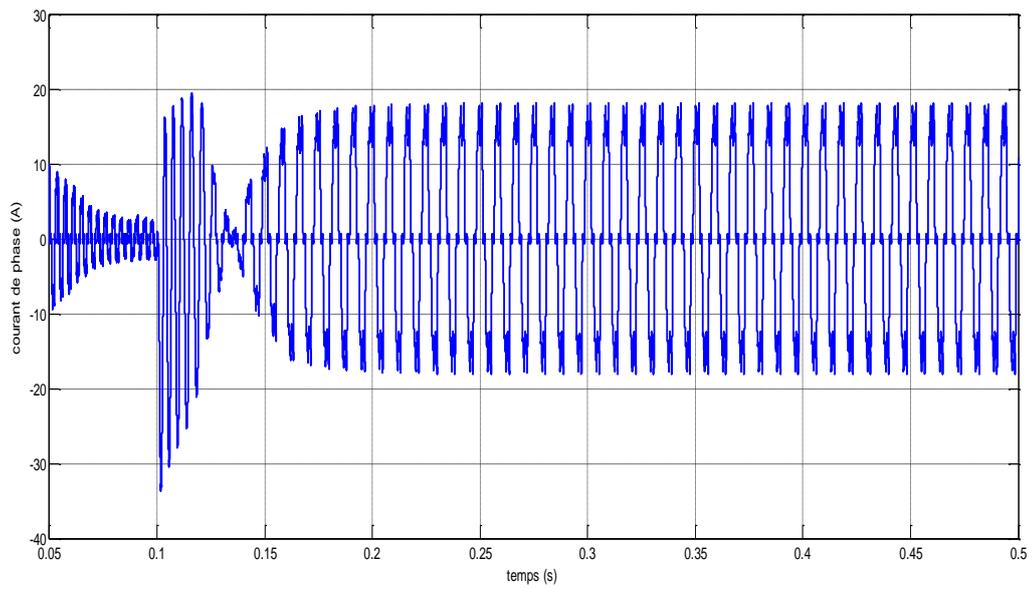


Figure-III-24-Courant de phase en A

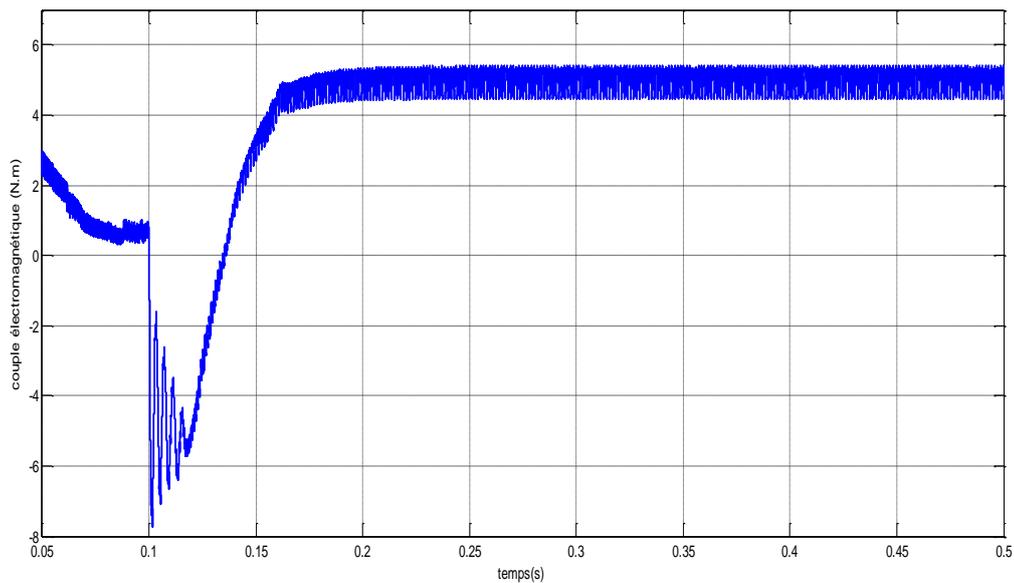


Figure-III-25-Courant électromagnétique N.m

La figure **III-22** montre qu'à partir de l'instant $t=0.1$ s la valeur de la tension composée entre phase chute de 56V jusqu'à 26V. La vitesse de rotation **Figure III-23** chute aussi de 1750 jusqu'à 1000 tr/min correspondant à une diminution de 57%.

Les allures de courant de phase **Figure III-24** et du couple électromagnétiques **Figure III-25** montrent que ces deux grandeurs changent de sens à l'instant 0.1s où la chute de tension est appliquée. Cela s'explique par le fait qu'à l'instant de la chute de tension, la f.c.e.m de la machine devient supérieure à la tension qui lui est appliquée. Le courant et le couple prennent alors des valeurs inverses importantes qui peuvent être néfastes pour la machine. Par conséquent une rampe de décélération est nécessaire pour diminuer la vitesse ou arrêter la machine.

III-12-Conclusion

Dans ce chapitre, un modèle de simulation de l'ensemble BDCM-Onduleur 120° piloté par un capteur de position, est établi. Celui-ci est implémenté sous l'environnement Matlab-Simulink.

Plusieurs essais de simulation, en régime dynamique de la machine, ont été menés sous différentes conditions de la charge une analyse du fonctionnement dynamique de moteur avec plusieurs sortes de couples résistants pour balayer les différentes plages d'utilisation du moteur (démarrage et chute brusque de tension).

Chapitre III Modèle Dynamique et Simulation de Moteur BDCM

Les résultats des essais montrent que le modèle de simulation établi représente d'une manière satisfaisante la réalité de la machine et celle de son convertisseur tout en nécessitant un temps de calcul relativement faible.

Dans la suite de ce travail, nous proposons une solution pour les applications a vitesse constante en régime dynamique, avec un régulateur PI, et à la fin de chapitre un bilan énergétique de la machine sera établi.

Chapitre IV :

*Régulation de vitesse
et bilan de puissance*

IV-1-Introduction

Dans le chapitre précédent les résultats de simulation en régime dynamique de l'étude de système BDCM alimenté par des courants créneaux pilotés par un capteur de position à effet hall ont montré qu'une boucle de régulation s'impose afin d'améliorer les performances du système.

Pour ce faire nous allons associer au model couplé machine-convertisseur avec capteur de position un régulateur de vitesse PI

Les régulateurs proportionnels intégraux (PI) sont très répandus car historiquement, ils faisaient appel pour leur réalisation à des techniques analogiques. A l'heure actuelle, bien que l'approche numérique soit prédominante l'utilisation des PI perdure car elle est robuste et ne présuppose pas de connaissance précise de la dynamique du procédé à commander. [49]

Les progrès de l'automatique et les possibilités de l'électronique numérique offrent des moyens d'analyse et de conception de commandes qu'il est aisé d'implémenter ensuite sur une unité de calcul.

Malgré cela, la plupart du temps, les fabricants de régulateurs se sont contentés de simuler sur des microprocesseurs des régulateurs continus.

IV-2--Mise en œuvre de la régulation

Les régulateurs ont, d'une part, la tâche de stabiliser le circuit de réglage, et d'autre part, ils viennent pour assurer une meilleure précision et un meilleur temps de réponse. Dans cette perspective, les régulateurs standards du type PI ou PID sont les plus utilisés dans le domaine des réglages industriels [51]

IV-2-1-Exigences Posées au régulateur de vitesse

Il existe plusieurs exigences imposées au régulateur de vitesse pour lequel il faut essentiellement distinguer le fonctionnement à vitesse constante et à vitesse variable.

A vitesse constante, on impose au régulateur une valeur de consigne. Le régulateur doit absolument maintenir la vitesse constante égale à la vitesse de consigne, indépendamment des variations de la charge. [50]

Lors des variations rapides provoquées par des augmentation ou des diminution de la valeur de la charge (couple résistant C_r) le passage de la marche à vide à la marche à charge

nominale est le meilleur exemple, ou inversement, la variation temporaire de la vitesse sera de quelques pour-cent de sa valeur initiale, ainsi, il est demandé au régulateur d'intervenir pour ramener la vitesse, le plus rapidement possible, de sa nouvelle valeur, à la valeur de consigne sans produire d'oscillations.[51]

IV-2-2-Régulateur de vitesse Proportionnel-Intégral (PI)

La première priorité dans le choix de tout régulateur est de s'assurer que ce dernier nous puisse garantir une bonne stabilité tout en assurant une précision satisfaisante et acceptable.[15]

Parmi les différentes techniques de contrôle présentées dans la littérature scientifique on utilise la technique (PI). La structure d'un contrôleur (PI) est très simple et est utilisée dans la plupart des applications de contrôle. Il s'agit de la combinaison de deux types de contrôleurs :

- Un contrôleur à action proportionnelle (P) qui compense l'erreur entre la valeur commandée et la valeur réelle de la variable de contrôle de façon proportionnelle à l'erreur par un gain K_p
- Un contrôleur à action intégrale (I) qui compense l'erreur entre la valeur commandée et la valeur réelle de la variable de contrôle de façon proportionnelle à l'intégrale de l'erreur dans le temps par un gain K_i [16]

La fonction du contrôleur (P) est de minimiser rapidement l'erreur en régime transitoire alors que la fonction du contrôleur (I) est d'éliminer l'erreur en régime permanent.

L'avantage de ce type de contrôleur est d'être simple à concevoir et à réaliser. Son inconvénient est que, plus l'environnement dans lequel il opère s'éloigne du point d'opération pour lequel il a été défini (en raison notamment de la variation de la valeur d'un paramètre du système), plus la performance du système contrôlé change par rapport à celle qu'il possède à son point d'opération original. La possibilité de pouvoir adapter dans le temps la valeur des gains du contrôleur (PI) permet de résoudre efficacement ce problème

La chaîne de régulation de vitesse peut être représentée par le schéma fonctionnel suivant

Figure –IV-1

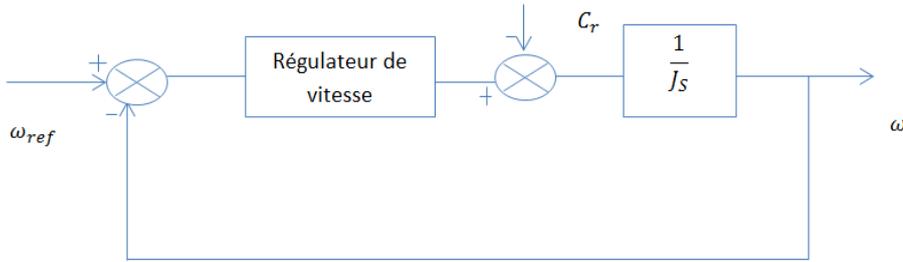


Figure-IV-1- Schéma fonctionnel de régulation de vitesse

J : Moment d’inertie ramené sur l’axe moteur

Nous avons :

$$\omega = \frac{1}{Js} (C - C_r) \tag{IV-1}$$

Dans le cas de l’utilisation d’un régulateur PI classique ω s’écrit alors :[16]

$$\omega = \frac{K_p s + K_i}{Js^2 + K_p s + K_i} \omega_{ref} - \frac{s}{Js^2 + K_p s + K_i} C_r \tag{IV-2}$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique de 2nd ordre

En identifiant le dénominateur à la forme canonique $\frac{1}{1 + \frac{2\zeta}{\omega_n} s + \frac{s^2}{\omega_n^2}}$, nous avons à résoudre le système d’équation suivant :

$$\begin{cases} \frac{J}{K_i} = \frac{1}{\omega_n^2} \\ \frac{2\zeta}{\omega_n} = \frac{K_p}{K_i} \end{cases}$$

Pour un coefficient d’amortissement $\zeta = 1$, nous avons $\omega_n t_{rep} = 4.75$

ζ	$\omega_n t_{rep(5\%)}$
0.4	7.7
0.5	5.3
0.6	5.2
0.7	3
1	4.75

Tableau-IV-1-Relation $\omega_n \cdot t_{rep(5\%)}$ et ζ

Avec :

t_{rep} : représente le temps de réponse en vitesse de système

Les paramètres de régulateurs PI sont alors les suivant :

$$\begin{cases} K_i = J \left(\frac{4.75}{t_{rep}} \right)^2 \\ K_p = J \frac{9.5}{t_{rep}} \end{cases} \quad (IV-3)$$

IV-3-simulation BDCM-convertisseur

Le model de la BDCM avec control de vitesse est représenté dans la figure ci-dessous

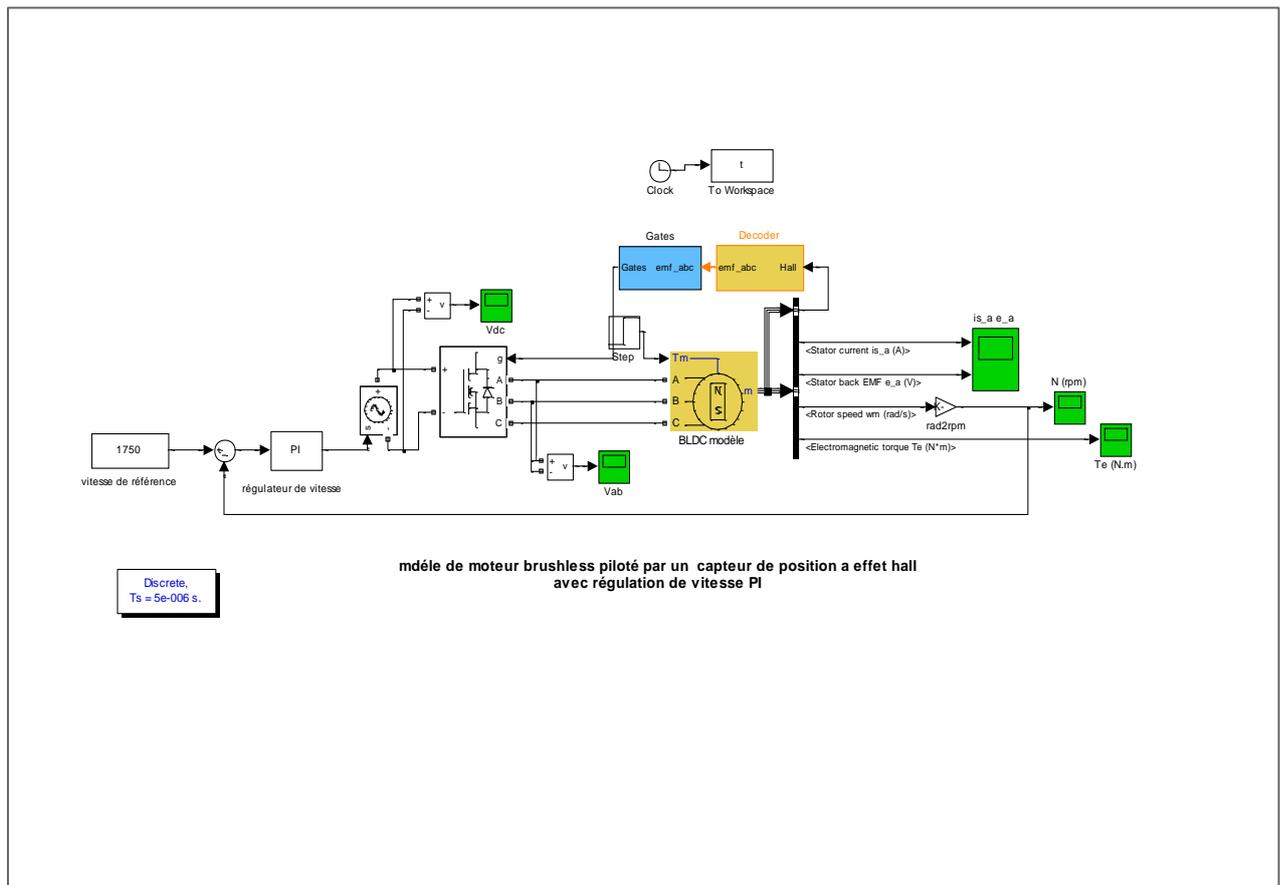


Figure-IV-2-model de simulation machine-convertisseur sous Matlab/Simulink

La simulation du moteur BLDC a été faite en utilisant le logiciel MATLAB/Simulink. Comme résultats de simulation, la vitesse, le couple, le courant, les formes d'onde de puissance d'entrée et de sortie sont enregistrés et analysés. Dans cette analyse l'onduleur a été alimenté par une tension continue et le moteur est chargé avec un couple résistant de 5 N.m.

Les paramètres électriques du moteur BLDCM sont donnés dans **l'annexe.C**

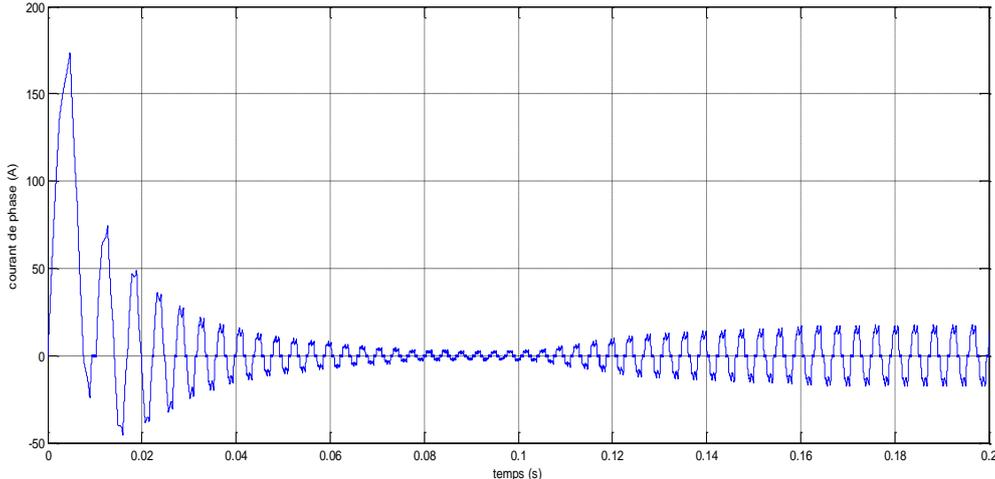


Figure-IV-3-Courant de phase (A)

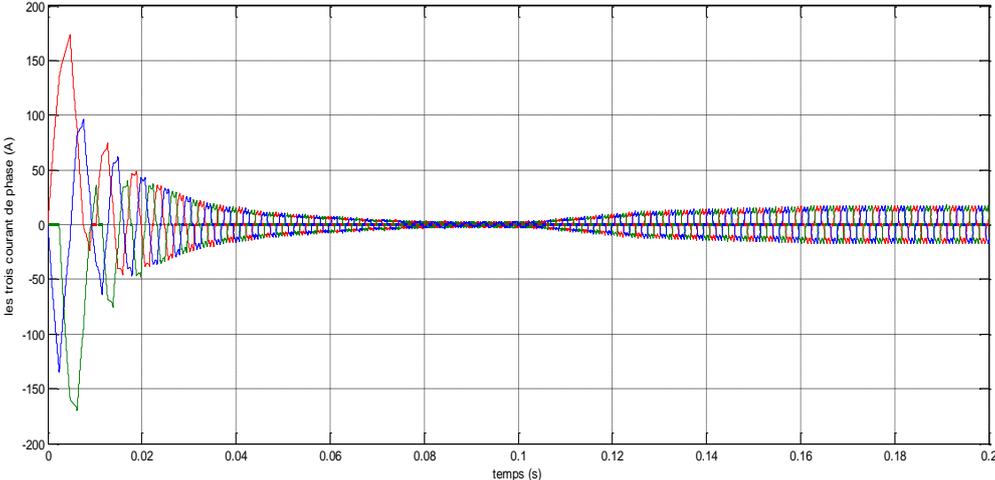


Figure-IV-4-Les trois courants de phases en (A)

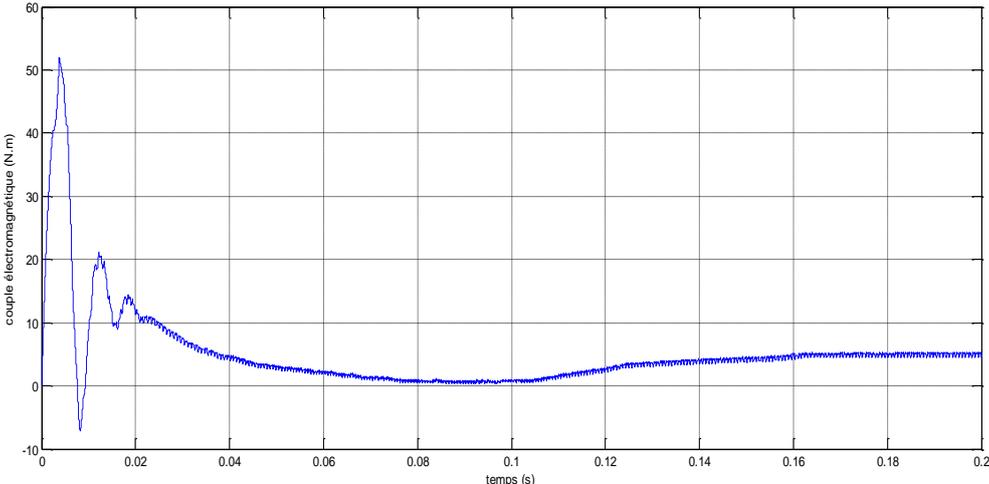


Figure-IV-5-Couple électromagnétique (N.m)

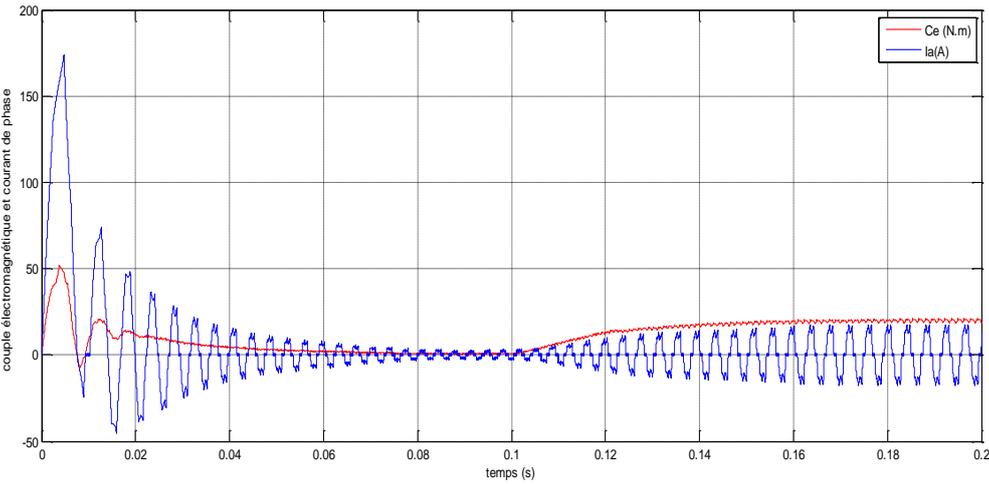


Figure-IV-6-Courant de phase (A) et couple électromagnétique (N.m)

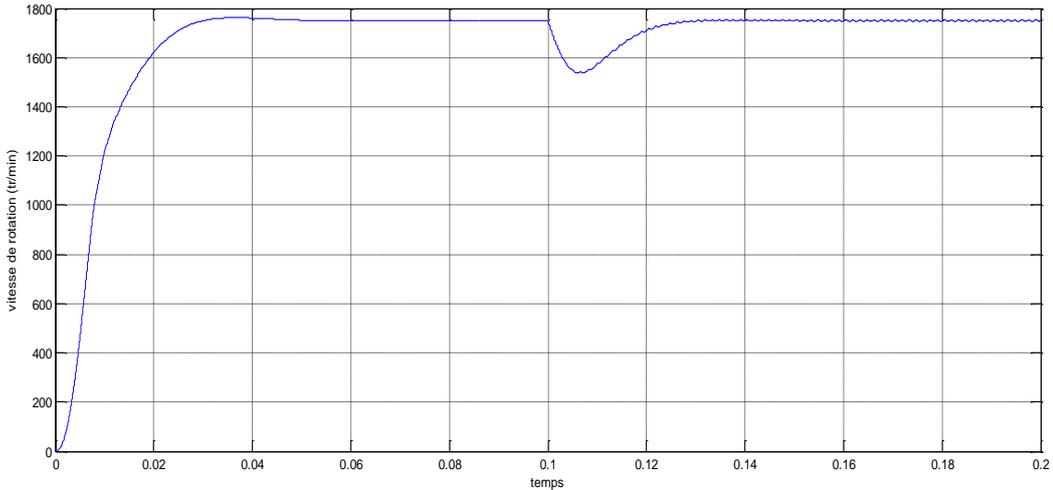


Figure-IV-7-Vitesse rotorique (tr/min)

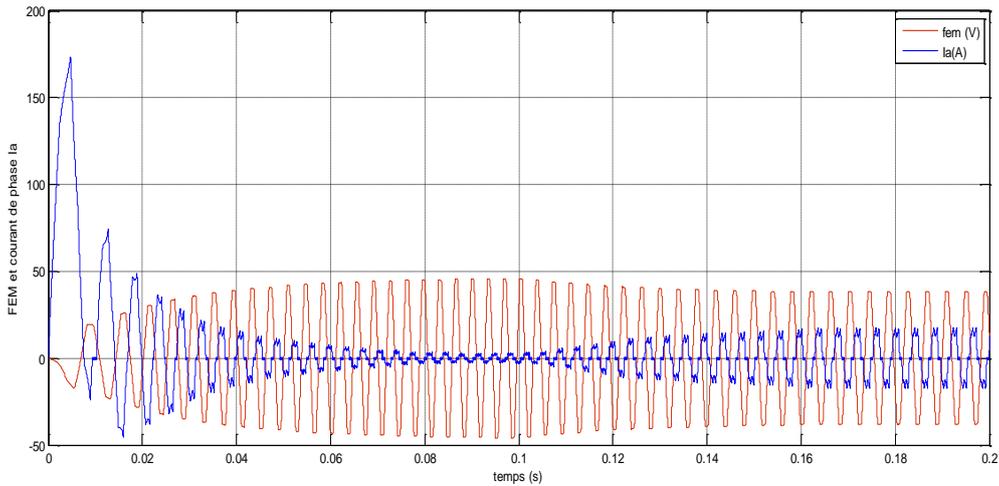
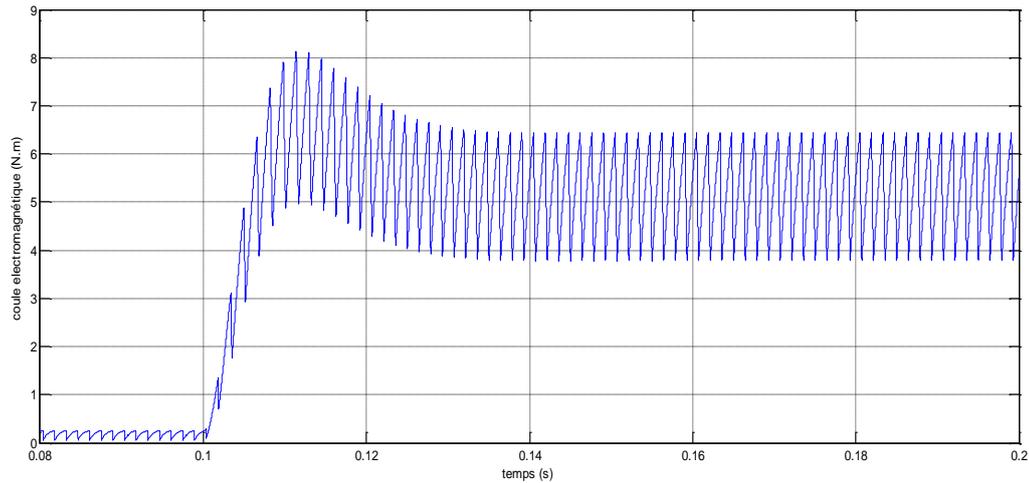
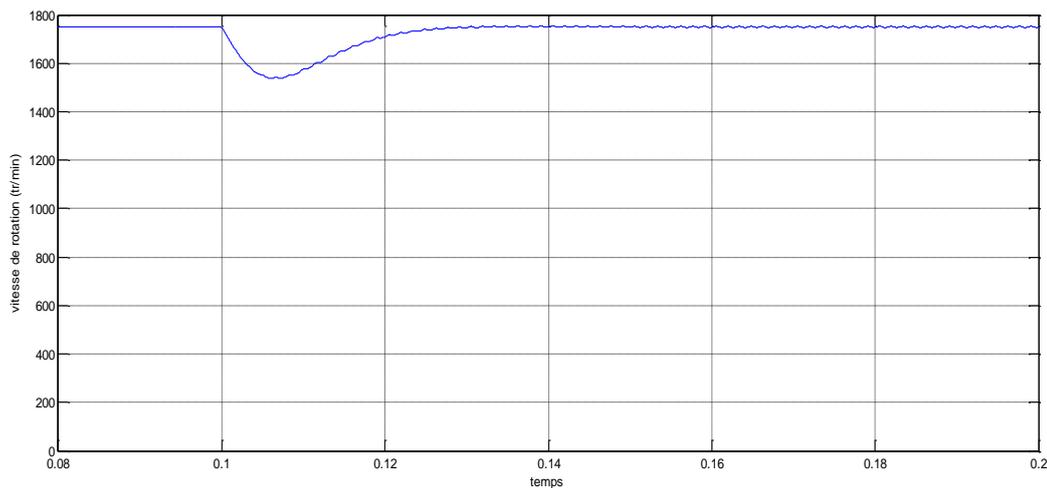


Figure-IV-8-f.e.m et courant de phase

**Figure-IV-9-Couple électromagnétique****Figure-IV-10-Vitesse rotorique (tr/min)**

IV-4-Discussion et interprétation des résultats de simulations obtenues

Nous avons présenté Les modèles de simulation de l'ensemble Convertisseur-Commande Moteur. Les modèles de simulation développés permettent à la fois de reproduire le couple du moteur et d'établir un lien entre la caractérisation du moteur par calculs de champ magnétique et l'étude du comportement en charge sous l'environnement Matlab/Simulink.

Les **Figures-IV-3, IV-4** montrent la forme du courant de la phase, et la forme des courants traversant les phases. On remarque que la forme des courants dépend de l'inductance et des instants de conduction des interrupteurs en plus de la résistance et de la force électromotrice (F.e.m) en charge.

La **Figure-IV-5** représente le couple électromagnétique dont la forme ressemble fortement à celle du courant total. La **Figure-IV-6** donne le courant de phase, ainsi que le couple du moteur, il est possible d'imposer un courant constant dans la phase à cette vitesse de fonctionnement.

La simulation montre que les perturbations au niveau du courant influent directement sur le couple. Cette perturbation est introduite par le temps de réaction du régulateur simulé. Un régulateur PI standard ne peut pas corriger instantanément une erreur due à une perturbation. Les ondulations de couple se répercutent directement sur la vitesse qui présente aussi des ondulations **Figure-IV-7**. La vitesse et les ondulations de couple sont parfaitement reconstruites. Les simulations sont effectuées avec un couple résistant.

La **Figure-IV-8** illustre La force électromotrice (f.e.m) ainsi que le courant de phase. Le choix d'alimentation des phases suit directement la présence de la plage maximale de le f.e.m.

Les **Figure-IV-9** et **IV-10** représente respectivement couple électromagnétique et vitesse de rotation, le couple électromagnétique subit une augmentation de 5N.m qui représente le couple de charge appliqué à l'instant $t=0.1s$, la vitesse rotorique a cette instant aussi chute d'une vitesse de 1750tr/min à 1540tr/min environ 10% au bout de 0.02s puis revient vers sa vitesse initiale qu'est 1750tr/min.

IV-5-Bilan énergétique

Définition des pertes puissance (les résultats de calcul représentés dans l'**annexe-D**)

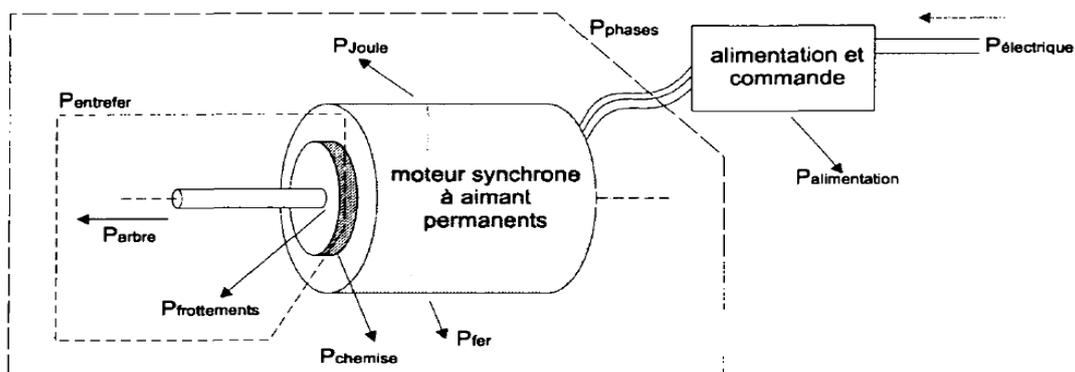


Figure-IV-14- Bilan énergétique d'un moteur synchrone à aimants permanents

Le bilan de puissance est représenté dans la figure ci-dessus [41]

$$P_{\text{électrique}} = P_{\text{alimentation}} + P_{\text{joule}} + P_{\text{fer}} + P_{\text{frottement}} + P_{\text{arbre}}$$

$$P_{\text{entre fer}} \quad P_{\text{phases}}$$

Avec

P_{électrique} : C'est la puissance électrique totale fournie au moteur. Elle correspond à la somme de toutes les pertes et les puissances

P_{alimentation} : Elle correspond à la puissance perdue à l'alimentation, la commande électronique et ainsi que les pertes dans le pont onduleur.

P_{joule} : Les pertes Joule. Elles correspondent aux pertes ohmiques du bobinage.

P_{fer} : Les pertes fer. Elles expriment les pertes dans le fer pour les différentes parties du moteur

P_{frottement} : Les pertes par frottements. Ce terme englobe les différentes pertes par frottement mécanique (paliers, ventilation) ou, dans le cas d'un moteur à rotor noyé, les pertes hydrauliques.

P_{arbre} : La puissance à l'arbre ou puissance utile correspond à la puissance disponible au niveau de l'arbre du moteur.

P_{phases} : La puissance de la phase représente la puissance électrique consommée par le moteur.

P_{entre fer} : C'est la puissance transmise au travers de l'entrefer. Elle correspond la somme de la puissance à l'arbre, des pertes de frottements et des pertes fer au rotor. Dans le cas d'un moteur synchrone pour lesquelles les pertes fer rotoriques sont négligeables, la puissance électromagnétique correspond à la puissance mécanique.

IV-5-1-Pertes de l'alimentation

L'alimentation du moteur synchrone à commutation électronique se compose d'une électronique de commande, d'une électronique de puissance et dans le cas d'un raccordement au réseau domestique, d'un convertisseur alternatif-continu. [47]

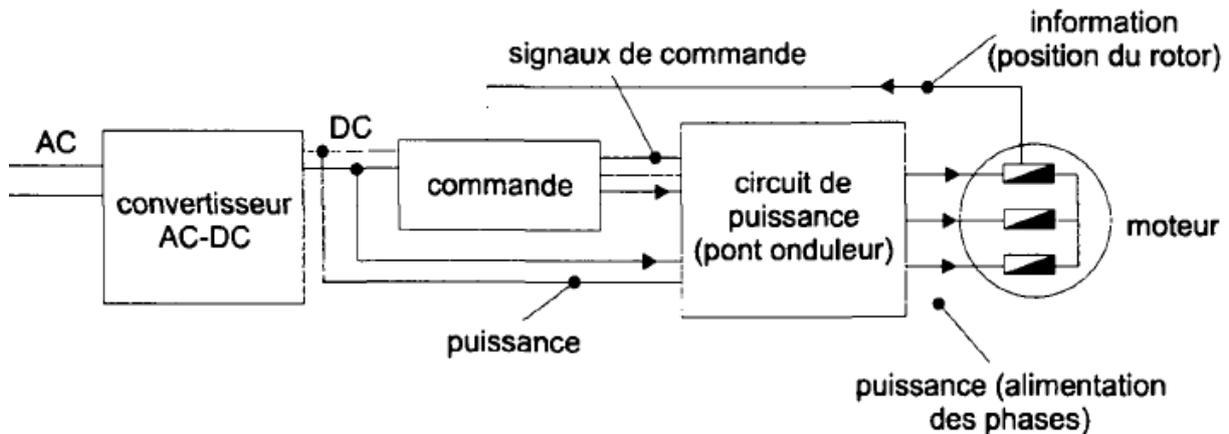


Figure-IV-15- alimentation et commande d'un moteur à commutation électrique.

$$P_{\text{alimentation}} = P_{\text{com}} + 2 \cdot [V_{\text{cc}} \cdot I_{\text{moy}} + R_{\text{cc}} \cdot I_{\text{eff}}^2] \quad (\text{IV-4})$$

Avec

P_{com} : Les pertes de la commande électronique.

V_{cc} : La chute de tension par transistor.

R_{cc} : La résistance interne du transistor.

Les pertes de l'électronique sont, à une constante près, proportionnelle à la puissance de phase (**Figure-IV-16**). la constante représente les pertes dans l'électronique de commande et la partie variable, les pertes dans l'électronique de puissance. Bien que les pertes relatives à l'électronique ne soient pas calculées ici, elles seront toutefois mesurées et prises en considération dans le bilan énergétique total.

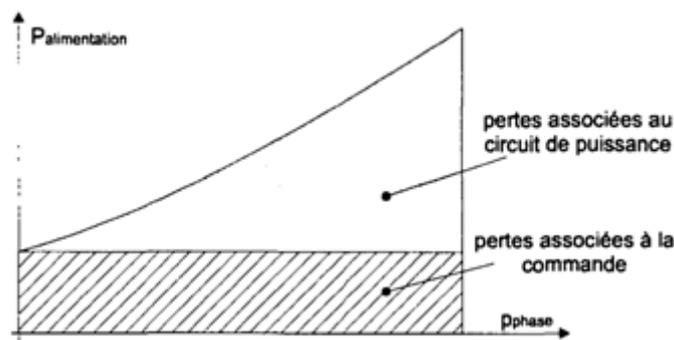


Figure-IV-16- : Evolution des pertes dans l'électronique

IV-5-2-Pertes joules

Pour un moteur de petite puissance et tournant à faible ou moyenne vitesse ($n < 6000$ t/min), les pertes ohmiques ou pertes Joule représentent généralement la principale source de

perdes du moteur. Leur valeur dépend de la résistance du bobinage ainsi que la valeur du courant. [48]

$$P_j = 3 \cdot I_{\text{eff}}^2 \cdot R_s \quad (\text{IV-5})$$

I_{eff} : Courant en valeur efficace en A

R_s : Résistance d'une phase de la machine en ohm

IV-5-3-Pertes fer dans les tôles

Tous les matériaux magnétiques soumis à des variations du champ magnétique sont le siège de pertes. Ces pertes, appelées généralement pertes fer, sont issues de deux phénomènes principaux : [49,41]

(A) Les pertes par hystérésis

(B) les pertes par courant de Foucault.

➤ Pertes par hystérésis

Les pertes par hystérésis représentent l'énergie nécessaire à la variation de l'aimantation du matériau ferromagnétique .pour une masse spécifiée donnée, elles sont proportionnelles à la surface du cycle d'hystérésis parcouru et à la fréquence des cycles **Figure-IV-17**. L'équation suivante [20] donne une bonne estimation des pertes par hystérésis.

$$P_{\text{fer-h}} = [C_{h1} \cdot f \cdot B + C_{h2} \cdot f \cdot B^2] \cdot m \quad (\text{IV-6})$$

Avec

C_{h1} et C_{h2} : les coefficients de pertes par hystérésis.

f : La fréquence du cycle.

B : L'amplitude de l'induction dans le fer.

m : La masse du circuit fer.

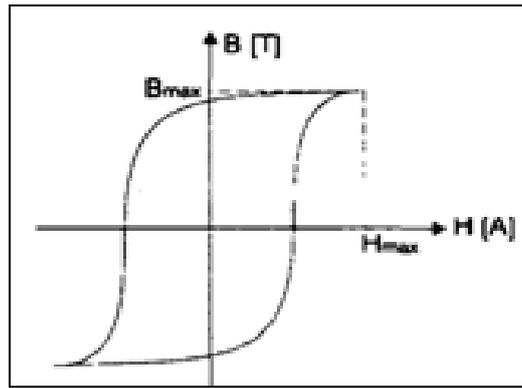


Figure-IV-17-Cycle d'hystérèse d'un matériau ferromagnétique.

Toutefois, lorsque l'induction dans le fer est supérieure à 1 T, ce qui est généralement le cas pour la plupart des moteurs, le coefficient de perte C_{h1} qui est proportionnel à l'induction est négligeable par rapport au coefficient C_{h2} qui est proportionnel au carré de l'induction. En conséquence l'équation prend la forme simplifiée suivante:

$$P_{\text{fer-h}} = [C_h \cdot f \cdot B^2 \cdot m] \quad (\text{IV-7})$$

Où C_h représente le coefficient de pertes par hystérésis du matériau.

Pour des raisons pratiques on lui préférera la forme relative suivante:

$$P_{\text{fer-h}} = C_h \cdot \left(\frac{f}{f_0}\right) \cdot \left(\frac{B}{B_0}\right)^2 \cdot m \quad (\text{IV-8})$$

Avec

f_0 : La fréquence de référence (généralement 50 Hz).

B_0 : L'induction de référence (généralement 1 T).

➤ Pertes par courants de Foucault

Les pertes par courant de Foucault correspondent aux pertes ohmiques issues des courants induits dans les matériaux ferromagnétiques. Ces courants ont pour origine les variations cycliques du champ magnétique dans le fer (**FigureIV-18**). Pour une masse donnée elles sont proportionnelles au carré de l'induction, de la fréquence ainsi que l'épaisseur des tôles qui forment le circuit magnétique statorique.

$$P_{\text{fer-f}} = C_f \cdot (e_t \cdot f \cdot B)^2 \cdot m [\text{W}] \quad (\text{IV-9})$$

Avec

e_t : L'épaisseur des tôles [m].

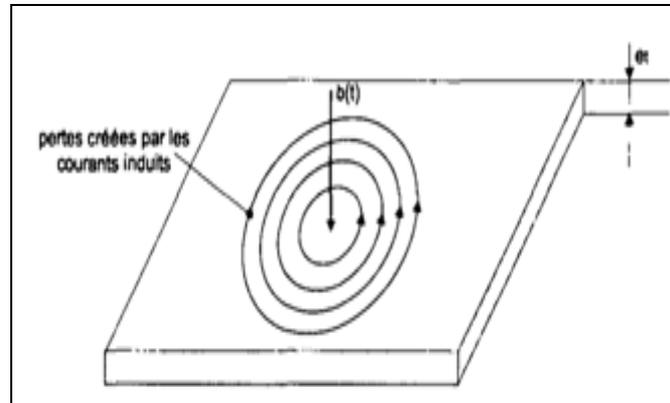


Figure-IV-18- Courants induits par un champ magnétique variable.

Le coefficient C_f qui donne les pertes par courants de Foucault est inversement proportionnel à la résistivité du matériau.

Comme pour les cas des pertes par hystérésis, on lui préfère la forme relative suivante:

$$P_{\text{fer-f}} = C_f \cdot \left(\frac{e_t}{e_{t0}}\right)^2 \cdot \left(\frac{f}{f_0}\right)^2 \cdot \left(\frac{B}{B_0}\right)^2 \cdot m [\text{W}] \quad (\text{IV-10})$$

Avec

f_0 : La fréquence de référence (généralement 50 Hz)

B_0 : L'induction de référence (généralement 1T).

e_{t0} : L'épaisseur de référence (généralement $0.5 \cdot 10^{-3} \text{m}$).

Les valeurs des coefficients C_h et C_f ne sont pas généralement mentionnées dans la documentation des fabricants; les pertes fer totales (somme des pertes par hystérésis et par courants de Foucault) d'un moteur, déterminées à partir des équations sont alors approchées par l'équation relative suivante:

$$P_{\text{fer-f}} = C_{\text{fer}} \cdot \left(\frac{f}{f_0}\right)^k \cdot \left(\frac{B}{B_0}\right)^2 \cdot m \quad (\text{IV-11})$$

Avec

C_{fer} : Le coefficient de pertes fer; (voir Annexe D)

k : Le coefficient de réparation des pertes par hystérésis et courants de Foucault; il varie généralement entre 1.5 et 1.8.

IV-5-4-Calcul de rendement pour la machine électrique

Le calcul de rendement pour la machine électrique est formulé ci –dessous.

Rendement de la machine électrique R_{mach} :

$$R_{mach} = \frac{P_{uti}}{P_{abstot}} \quad (IV-12)$$

IV-6-Optimisation des pertes

Le moteur à aimants permanents alimenté par onduleur est actuellement largement utilisé dans diverses applications industrielles, cela revient à ces avantages intéressants plus particulièrement le rendement élevé. Dans les applications industrielles dont le temps d'opération est continu tel que les véhicule électrique, le rendement est une performance très importante. Donc, il est souhaitable de contrôler le rendement de ces moteurs ce qui conduit à minimiser leurs pertes en utilisant des méthodes de contrôle et d'optimisation efficace.

La plus part des stratégies de contrôle des pertes utilisent des modèles dans le système d'axe (d, q), en optimisant les pertes par l'annulation de la composante du courant de phase selon l'axe d ($I_d = 0$). Ce modèle optimise les pertes, mais il ne donne pas des résultats satisfaisants. Par conséquent, des méthodes récentes sont proposées afin d'améliorer le rendement par le contrôle du courant I_d .

IV-6-1-Modèle de base de minimisation des pertes

En premier lieu, on représente le moteur à aimants permanents par un circuit électrique équivalent dans le système d'axe d et q et qui est illustré par la **Figure (IV-19)**. Ce schéma équivalent inclus l'effet des pertes fer et Joule, ou la résistance R_s présente l'effet des pertes Joule et la résistance R_c présente l'effet des pertes fer.

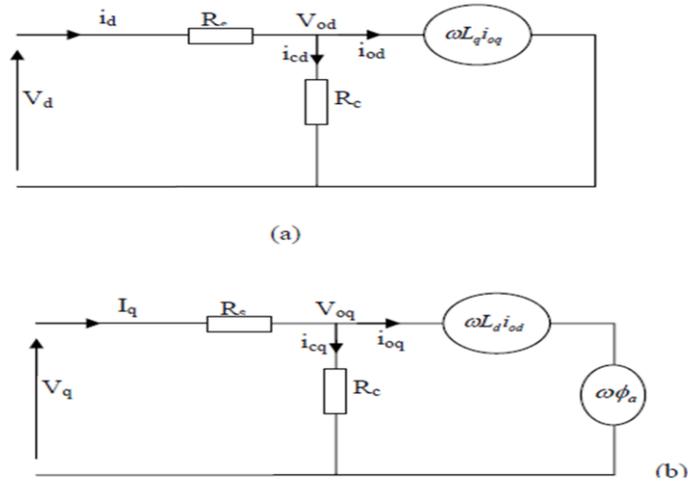


Figure-IV-19-Circuit équivalent d'un moteur à aimants permanents.

a- Circuit équivalent selon l'axe d. b- Circuit équivalent selon l'axe q.

Selon cette figure, on peut écrire le système d'équation des tensions par l'expression :

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{0d} \\ i_{0q} \end{bmatrix} + \left(1 + \frac{R_s}{R_c}\right) \begin{bmatrix} V_{0d} \\ V_{0q} \end{bmatrix} \tag{IV-13}$$

$$\begin{bmatrix} V_{0d} \\ V_{0q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega L_d \\ \omega L_d & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{0d} \\ i_{0q} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega \phi_a \end{bmatrix} \tag{IV-14}$$

Avec ;

$$i_{0d} = i_d - i_{cd}, i_{0q} = i_q - i_{cq}$$

$$i_{cd} = -\frac{\omega \lambda L_d i_{0q}}{R_c}, i_{cq} = \frac{\omega(\phi_a + L_d i_{0d})}{R_s}$$

Avec ;

i_d, i_q composantes selon les axes d et q du courant. i_{cd}, i_{cq} composantes selon les axes d et q du courant des pertes fer. v_d, v_q composantes selon les axes d et q de la tension.

L_d, L_q composantes selon les axes d et q de l'inductance. R_s, R_c résistance statorique de phase et résistance des pertes fer. λ Coefficient de saillance ou $\lambda = \frac{L_q}{L_d}$.

$\phi_a = \sqrt{3} \phi_e$, ϕ_e est le flux dû aux aimants permanents.

Le courant de phase I_a , la tension nominale V_a et le couple s'expriment par les relations suivantes :

$$\begin{aligned} I_a &= \sqrt{(i_d^2 + i_q^2)} \\ V_a &= \sqrt{(v_d^2 + v_q^2)} \end{aligned} \quad (IV-15)$$

$$V_a = \sqrt{(R_s i_d - \omega \lambda L_d i_{0q})^2 + (R_s i_q + \omega(\phi_a + L_d i_{0d}))^2} \quad (IV-16)$$

$$\Gamma = p \phi_a i_{0q} + p(1 - \lambda) L_d i_{0d} i_{0q} \quad (IV-17)$$

Donc, à partir du circuit équivalent et des équations précédentes, on peut exprimer les différentes pertes par :

➤ **Pertes Joules :**

$$\begin{aligned} P_j &= R_s (i_d^2 + i_q^2) \\ &= R_s \left\{ \left(i_{0d} - \frac{\omega \lambda L_d i_{0q}}{R_c} \right)^2 + \left(i_{0d} - \frac{\omega(\phi_a + L_d i_{0d})}{R_c} \right)^2 \right\} \end{aligned} \quad (IV-18)$$

➤ **Pertes fer :**

$$\begin{aligned} P_{fer} &= R_c (i_{cd}^2 + i_{cq}^2) \\ &= \frac{\omega^2 (\lambda L_d i_{0q})^2}{R_c} + \frac{\omega^2 (\phi_a + L_d i_{0d})^2}{R_c} \end{aligned} \quad (IV-19)$$

IV-6-2-Condition de minimisation des pertes

Comme les pertes électriques par le contrôle du courant i_d . D'après les équations précédente exprimer les pertes électriques ($P_e = P_{fer} + P_j$) en fonction de i_{0d} , Γ et ω .

$$P_e = R_s \left\{ \left(i_{0d} - \frac{\omega \lambda L_d i_{0q}}{R_c} \right)^2 + \left(i_{0d} - \frac{\omega(\phi_a + L_d i_{0d})}{R_c} \right)^2 \right\} + \frac{\omega^2 (\lambda L_d i_{0q})^2}{R_c} + \frac{\omega^2 (\phi_a + L_d i_{0d})^2}{R_c} \quad (IV-20)$$

Avec ;

$$i_{0q} = \frac{\Gamma}{p \phi_a + p(1 - \lambda) L_d i_{0d}} \quad (IV-21)$$

Pour un fonctionnement stable où le couple et la vitesse sont constants, les pertes électriques sont fonction seulement de i_{0d} . A partir de la figure (IV-29), on peut voir que les pertes électriques acceptent une valeur optimale de courant i_{0d} qui les minimise.

La condition de minimisation de ces pertes est donnée par :

$$\frac{\partial P_e}{\partial i_{0d}} = 0$$

On obtient :

➤ Pour un moteur à aimant sans saillance :

$$i_{0d} = \frac{\omega^2 L_d (R_s + R_c) \phi_a}{R_s R_c + \omega L_d^2 (R_s + R_c)} \quad (\text{IV-22})$$

1^{er} ca: variation des pertes et de courant I_{q0} en fonction de I_{d0}

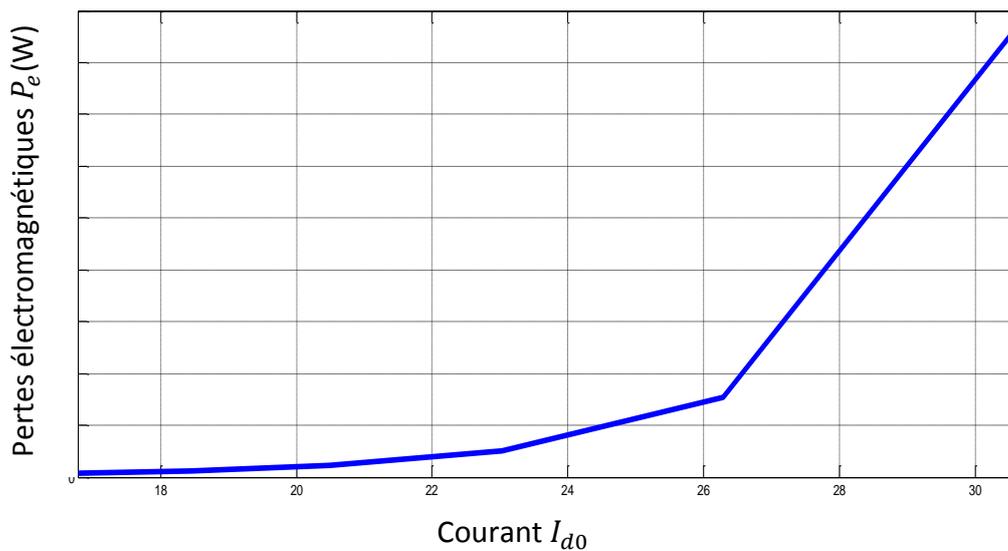


Figure-IV-20-variation des pertes en fonction de I_{d0}

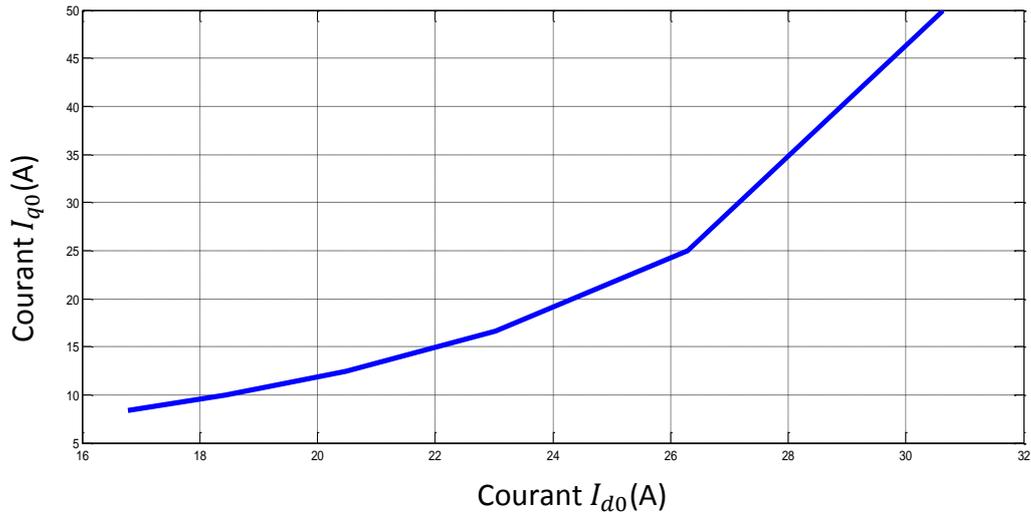


Figure-IV-21- Variation de courant I_{q0} en fonction de I_{d0}

-2nd cas : variation de rendement et des courant (I_{d0} , I_{q0}) en fonction de la vitesse pour $I_{d0} = 0$ et $I_{d0} \neq 0$

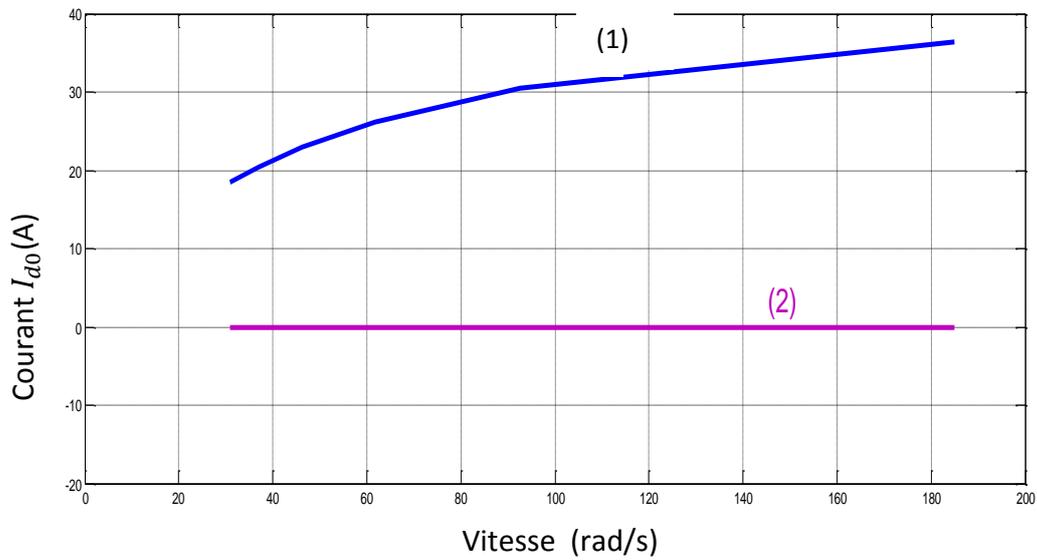


Figure-IV-22- le courant I_{d0} en fonction de la vitesse pour : (1)- $I_{d0} \neq 0$, (2)- $I_{d0} = 0$

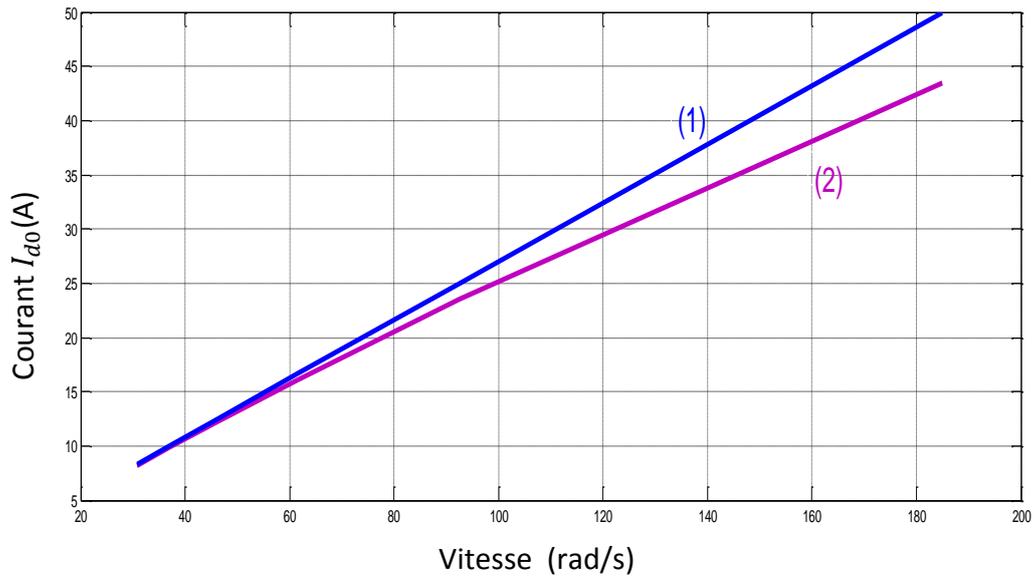


Figure-IV-23- le courant I_{d0} en fonction de la vitesse pour : (1)- $I_{d0} \neq 0$, (2)- $I_{d0} = 0$

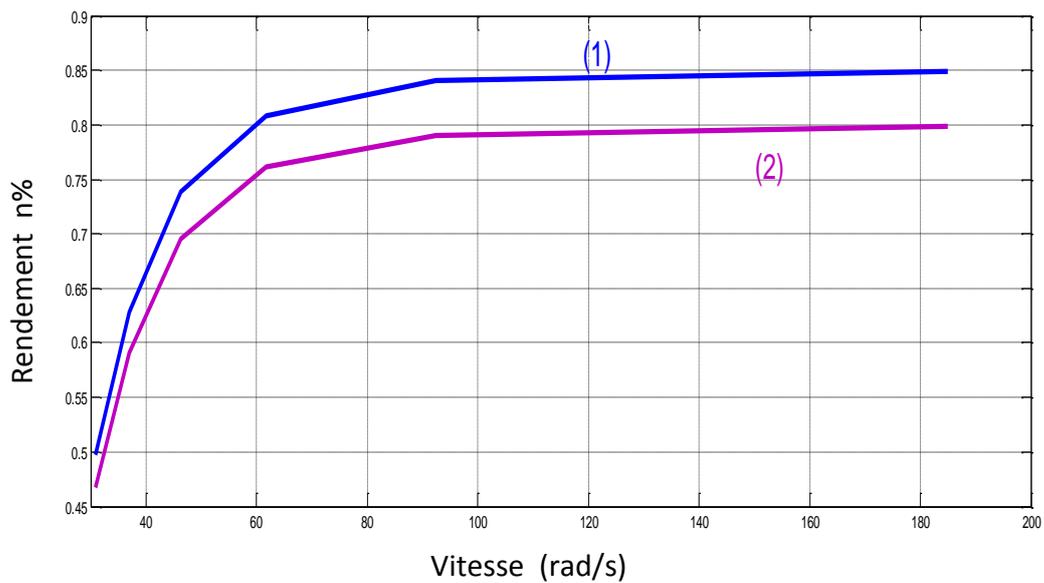


Figure-IV-24- rendement en fonction de la vitesse pour ; (1)- $I_{d0} \neq 0$, (2)- $I_{d0} = 0$

-3^{eme} cas : variation de rendement pour $R_s = 0.075\Omega$ pour $I_{d0} = 0$ et $I_{d0} \neq 0$

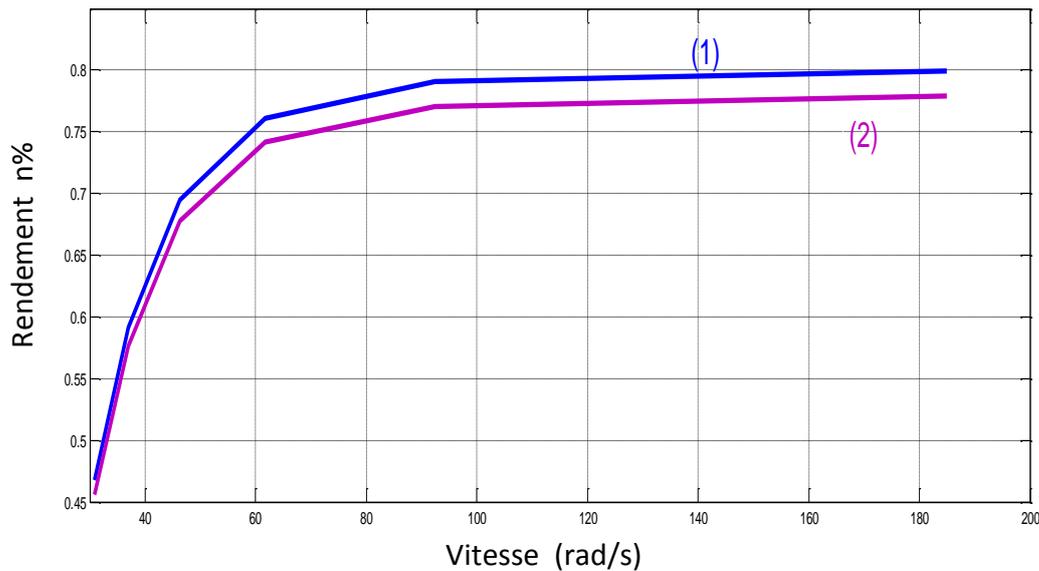


Figure-IV-25- rendement en fonction de la vitesse pour : (1)- $I_{d0} \neq 0$, (2)- $I_{d0} = 0$

Le résultat de l'optimisation des pertes pour les deux cas ($I_{d0} \neq 0$ et $I_{d0} = 0$) est illustré par l'étude faite dans le 2nd cas, où on voit bien que le rendement pour un courant I_{d0opt} ($I_{d0} \neq 0$) est élevé par rapport au cas de $I_{d0} = 0$, puisque les pertes sont minimisées (**figure-IV-20** et **IV-21** résultats de 1^{er} cas).

On constate par le dernier cas l'influence de la résistance statorique sur le rendement où une augmentation de 50% de la résistance implique une diminution de l'ordre de 7% du rendement.

L'amélioration de rendement du moteur est obtenue en minimisant les pertes totales par la recherche du courant optimal I_{d0} avec la condition $\frac{\partial P_e}{\partial i_{od}} = 0$. Cette méthode donne des résultats satisfaisants par rapport au cas dont $I_{d0} = 0$

IV-7-conclusion

Le comportement de système étudié est amélioré par le biais de régulateur classique PI, tel qu'il nous a permis d'avoir un temps de réponse meilleur et une variation temporaire de la vitesse de quelques pour-cent de sa valeur initiale.

Le modèle développé pour minimiser les pertes totales permet de montrer leur influence sur le bilan énergétique du moteur, ainsi que l'importance des différentes sources de pertes. La technique utilisée donne des performances énergétiques satisfaisantes. Tel que, sur la plus grande partie de l'espace de fonctionnement, le rendement dépasse 87 %.

*Conclusion générale
et perspectives*

Conclusion générale

La facilité et le faible coût de réalisation ainsi que la simplicité de commande des BDCM, en comparaison aux PMSM, ont donné un grand essor au développement et l'exploitation des systèmes BDCM-Onduleur de tension 120°, dans divers domaines industriels où les performances dynamiques élevées ne sont pas requises.

Nous avons opté dans notre étude pour la solution d'un moteur à force électromotrice trapézoïdale au plateau de largeur 120°, alimenté par des courants rectangulaires commandés en 120° et contrôlés par hystérésis. En effet, cette machine comporte les avantages suivants :

- Machine compacte.
- Commande simple, robuste et économique.
- Pertes Joule réduites à puissance transmise donnée.

Pour adapter les caractéristiques de couple compte tenu de l'alimentation, du réglage et de la commande, des modèles dynamiques performants sont nécessaires.

Le modèle développé a pour but d'obtenir une image de l'ensemble alimentation-moteur-commande, pour l'étude du comportement dynamique du système.

Plusieurs essais de simulation, en régime dynamique de la machine, ont été menés pour une analyse du fonctionnement dynamique de moteur avec plusieurs sortes de couples résistants afin de balayer les différentes plages d'utilisation du moteur (démarrage et chute brusque de tension).

Les résultats de simulations ont montré qu'une boucle de régulation s'impose afin d'améliorer les performances de système. Pour ce faire nous avons associé au modèle couplé machine-convertisseur avec capteur de position un régulateur de vitesse PI.

Les résultats des essais montrent que le modèle de simulation établi représente d'une manière satisfaisante la réalité de la machine et celle de son convertisseur tout en nécessitant un temps de calcul relativement faible $t=0.03s$.

Le bilan énergétique complète l'étude effectuée, en déterminant et quantifiant les différentes sources de pertes, de même que leur évolution en fonction du régime du moteur. Plusieurs techniques existent pour la minimisation des pertes des machines (particulièrement les pertes fer et les pertes Joules) et qui ont été l'objectif de plusieurs études. La technique utilisée dans cette étude repose sur l'optimisation du courant I_{d0} , vu que ces pertes sont

variables en fonction de ce dernier. Dans le premier cas où nous avons annulé le courant I_{d0} , nous avons obtenu une amélioration des pertes, mais au second cas où nous avons cherché la valeur optimale de ce courant pour un minimum de pertes, nous avons constaté que nous pouvons mieux améliorer le rendement des machines sans collecteur et par la suite améliorer le contrôle de ces dernières.

Les performances énergétiques sont tout à fait satisfaisantes. En effet, sur la plus grande partie de l'espace de fonctionnement, le rendement dépasse 87 %.

Perspectives

Comme perspectives on prévoit:

- Une analyse plus profonde du fonctionnement dynamique de moteurs avec plusieurs sortes de couples résistants pour balayer les différentes plages d'utilisation du moteur (démarrage, accélération et freinage).
- Prendre d'autres structures et topologies de moteurs et faire une comparaison avec d'autres types de moteurs afin de dégager les limites d'utilisation de chaque topologie et chaque moteur (puissance, vitesse, etc.).

Bibliographie

Références Bibliographique

- [1] *M. Jufer*: « *Entrainement électriques pour le transfert de position* » SEEIEAMP, 1985, pp.11-107.
- [2] *A. Honda, M. Ishida* « *Core Materials for Motors in Automobiles and Evaluation Method* », Kawasaki Steel Technical, Report N°43, p. 35-41, October 2000.
- [3] *A. Honda, K. Senda* « *Electrical Steel for Motors of Electric and Hybrid Vehicles* », Kawasaki Steel Technical, Report No. 48, p. 33-38, March 2003.
- [4] *B. Boukai*: « *Contribution à la modélisation des systèmes couples machines convertisseurs ; Application aux machines à aimants permanents (BDCM-PMSM)* », thèse de doctorat de l'université de Mouloud Mammeri de Tizi Ouzou, Février 2012
- [5] *P. Zhou, D. Lin, W.N. Fu, B. Ioescu, and Z.J. Cendes*: « *A General Co-Simulation Approach for coupled Field-Circuit* », IEEE Trans. Magn, vol.42, pp.1051-1054, April 2006.
- [6] *P. Pillary, R. Krishnan*: « *Modelling, Simulation, and Analysis of Permanent-Magnet Motor Drives, Part II: The Brushless DC Motor Drives* », IEEE Trans. Appl, vol 25, pp 274-279, March/April 1989.
- [7] *R. Osseini*: « *Modélisation et auto-commutation de moteurs synchrones* », thèse de doctorat, Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, 1988.
- [8] *Y. Alhassoun* « *Etude et Mise en Oeuvre de Machines à Aimantation Induite Fonctionnant à Haute Vitesse* », Thèse de Doctorat, L'institut National Polytechnique de Toulouse, 2005.
- [9] *J.A. Farooq*: « *Etude du problème inverse en électromagnétisme en vue de la localisation des défauts de désaimantation dans les actionneurs à aimants permanents* », thèse de doctorat, Université de Technologie de Belfort-Montbéliard, 2008.
- [10] *B. Singh*: « *Recent advances in permanent magnet brushless DC motors* », Sadhana, vol.22, part6, December, 1997, pp.837-853.

[11] *P. Letellier, J. Industrie* : "Les machines à aimants permanents de grande puissance dans les systèmes de propulsion électrique », REE, N09, Octobre 2000, pp.53-61.

[12] *R. Lateb*: «Modélisation des machines asynchrones et synchrones à aimants avec prises en compte des harmoniques d'espaces et de temps: application à la propulsion marine par POD», thèse de doctorat de L'institut National Polytechnique de Lorraine, Octobre 2006.

[13] *Jean-C Bavay, Jean Verdun* : «Technique d'Ingénieur », D2110 Alliages Fer Silicium, 2000.

[14] *F. Leprince-Ringuet* : « Aimants permanents - Matériaux et applications », Techniques de l'ingénieur D2100.

[15] *J. Azouzi*:« Contribution à la modélisation et à l'optimisation des machines synchrones à aimants permanents à flux axial. Application au cas de l'aérogénérateur», thèse doctorat de l'Université du Havre, Mars 2007.

[16] *H. Dogan* : «Méthodologie de Conception des Machines Synchrones à Aimants Permanents – Application au Véhicule Electrique avec Chargeur Rapide Embarqué –», thèse de doctorat de l'Université de Grenoble, aout 2006.

[17] *A. Vauquelin* : «Contribution à l'Amélioration des Performances des Machines à Courant Continu à Aimants Permanents dans des Applications Automobiles à Forts Courants», thèse de doctorat de L'Université de Technologie de Compiègne, Avril 2010.

[18] *N. Bernard*: «Machine synchrone : de la boucle ouverte à l'autopilotage», Ecole Normale Supérieure de Cachan de Ker Lann-351170 BRUZ, Revue 3EI, n°30, Septembre 2002.

[19] *G. Lacombe* : «Définition d'une nouvelle génération de logiciel pour la conception des moteurs du futur», thèse de doctorat, INP de Grenoble, 29 Novembre 2007.

[20] *M. Etique* : «Entrainement Régles MET2», cours master Génie électrique, Haute Ecole d'Ingénierie et de Gestion du canton de Vaud, Mars 2006.

-
- [21] *N.CHOUG*: «*Etude de la Robustesse des Contrôleurs Flous d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents avec Pilotage Vectoriel*», Mémoire de Magister de l'Université de Batna, 2011.
- [22] *B.Tounsi*: «*Etude comparative de groupes électrogènes embarqués à large gamme de vitesses variables associant machines à aimants permanents et conversion statique*», thèse de doctorat, Institut Polytechnique de Toulouse, 2006.
- [23] *S.Zaïm*: «*Contribution à la commande sans capteur mécanique d'actionneurs électriques mototisés par des machines synchrones à aimants permanents*», thèse de doctorat de l'Université de Lorraine, 2013.
- [24] *G.Gauthier*: «*Capteurs et actionneurs*», Notes de cours de GPA668, Génie de la production automatisée, 2012.
- [25] *H.Zeroug, B.Boukçais and H.Sahraoui*; «*Analys of torque ripple in BDCM* », IEEE Trans. Magn, vol.38, no.2, pp. 1293-1296, March 2002.
- [26] *T.M.Jahns, Wen L.soog*: «*Pulsating Minimization Techniques for permanent Magnet AC Motor Drives-A Review*», IEEE Trans. Ind. Electron, vol.43, no.2, April 1996.
- [27] *D. Rai* «*Brushless DC Motor* », Department of Electronic and Communication Engineering, National Institute of Technology Karnataka, Surathkal 575 025, INDIA. 2003.
- [28] *M. Perron* «*Contrôle d'un Groupe Servomotor-Pompe par Modes Glissant afin D'augmenter la Robustesse de L'asservissement en Position d'un Vérin Hydraulique* », Mémoire de Maîtrise en Sciences Appliquées, Département de Génie Electrique et de Génie Informatique, Université de Sherbrooke, Canada, Août 2004.
- [29] *S. J. Kang, S. Sul* «*Direct Torque Control of Brushless DC Motor with Nonideal Trapezoidal Back EMF*», IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 10, N°6, p. 796-802, 1995.
- [30] *H.X. Wu, S. K. Cheng, and S. M. Cui* «*A Controller of Brushless DC Motor for Electric Vehicle* », IEEE Transactions on Magnetics, p. 509-513, 2005.

-
- [31] *P. Pillay, R. Krishnan* « *Modeling of Permanent Magnet Motor Drives* », IEEE Transactions on Industrial Electronics, p. 537-541, 1988.
- [32] *G. Octavian Cimuca* " *Système inertiel de stockage d'énergie associée à des générateurs éoliens* " école nationale supérieure d'arts et métiers centre de Lille 2005
- [33] *E. Kaliappan, C. Chellamuthu, and S. Rajkumar* « *Modelling Analysis and Sensorless Operation of PMSM Motor* » Department of EEE RMK Engineering College, Chennai-601206, India AIM/CCPE 2012, CCIS 296, pp. 287–291, 2013
- [34] *H. Kateb, S. Chenou, S. Allanou*: « *A new approach for the parameter determination of the permanent magnet synchronous machine* » IMACS-TCI 93, Ecole polytechnique de Montréal, 1993
- [35] *T. Tahar* « *Commande non linéaire robuste D'un moteur synchrone à aimant permanent* » Mémoire de magistère, Ecole Nationale Polytechnique, Février 2008.
- [36] *J.M. Rétif* « *commande vectorielle des machines asynchrones et synchrones* » Notes de cours, Institut National des Sciences Appliquées de Lyon (INSA), 2008.
- [37] *J. Chen, Y. Guo, J. Zhu, J. Jin* « *Performance Analysis of a surface mounted Permanent Magnet brushless DC motor using an improved phase variable model* »
- [38] *Bodin Florence* « *commande des machines synchrones à aimant permanent et à forces contre électromotrice non sinusoïdales* » thèse de Doctorat, Université de Nantes 1999
- [39] *Depernet D* « *Optimisation de la commande d'un onduleur MLI à trois niveaux de tension pour machine asynchrone* » thèse de Doctorat Université de Reims Champagne Ardenne, Décembre 1995
- [40] *A. Bernardinis* « *Etude et Optimisation d'un Ensemble Alternateur à Aimant/Redresseur Commande. Application à un Véhicule Hybride* », Thèse de Doctorat, L'Institut National Polytechnique de Lorraine, 2000.

-
- [41] *M. Kudelski* « *Analyse et Conception de Moteurs Synchrones Chemisés à Commutation Electronique* », Thèse de Doctorat, Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, 1998.
- [42] *Stefán Baldursson* « *BLDC Motor Modelling and Control – A Matlab/Simulink Implementation* », Master Thesis, May, 2005.
- [43] *Hanselman Duane* « *Brushless permanent motor design* » Magna physics Publishing, 2nd Edition ISBN 1-881855-15-5, 2006
- [44] *L.Chédot* « *Contribution à l'étude des machines synchrones à aimants permanents internes à large espace de fonctionnement* » Thèse de doctorat, Université de Créteil, novembre 2004
- [45] *Driss Yousfi* « *Alimentation et commande des moteurs dc* » cours de département Génie électrique, Ecole Nationale des Sciences Appliquées de Marrakech, Janvier 2007
- [46] Laurent Gasc « *Conception d'un actionneur à aimants permanents à faibles ondulations de couple pour assistance de direction automobile approches par la structure et par la commande* » Thèse de Doctorat de l'institut National polytechnique de Toulouse, 2004
- [47] *Zhenwei Wu* « *conception optimale d'un entraînement électrique pour la chaîne de traction d'un véhicule hybride électrique* » Thèse de Doctorat en Science pour 'ingénieur, Université de Franche-Comté, 2012
- [48] *Prtick Ragot* « *Modélisation analytique multiphysique pour la conception optimale des moteurs synchrones à aimants permanents* » Thèse de Doctorat N°4179, Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, 2008.
- [49] *Hans Leuthold* « *Modélisation et intégration de la commande de moteurs à courant continu sans collecteurs* » Thèse de Doctorat de science et technique N°929, Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, 1991.
- [50] *Gabriel Buche* « *commande vectorielle de machine asynchrone en environnement temps réel Matlab/Simulink* » Mémoire d'ingénieur en automatisme industriel Grenoble, Mars 2001

[51] *N. Benyahia, K.Srairi, S.M.Mimoune* « *commande de la machine asynchrone par orientation du flux rotorique* », courrier de savoir-N^o6, juin 2005, PP147-150 Université de Biskra

Annexe

Annexe- A-➤ **Angle de commutation**

Considérons un moteur synchrone à aimants permanents. Les courants et tensions de phases sont i_j et u_j . Si on projette les courants des autres phases sur l'axe de la première, on obtient l'expression suivante :

$$i_s = \frac{2}{q} \left[i_1 + i_2 \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{q}\right) + i_3 \cdot \cos\left(\frac{4\pi}{q}\right) + \dots \right] \quad \text{A-1}$$

Cette expression peut être écrite sous forme:

$$i_s = \frac{2}{q} \sum_{j=1}^q i_j \cdot \cos\left[\left(2\pi \cdot \frac{1-j}{q}\right)\right] \quad \text{A-2}$$

Où q : est le nombre de phases.

J : est l'indice représentant la phase j du moteur.

Soit θ l'angle électrique entre l'axe de la première phase et celui de la phase « d » (axe de l'excitation dans le système à deux axes).

On obtient en projetant les axes « d » et « q » :

$$i_d = \frac{2}{q} \left[i_1 \cos \theta + i_2 \cdot \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{q}\right) + i_3 \cdot \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{q}\right) + \dots \right]$$

$$i_q = -\frac{2}{q} \left[i_1 \sin \theta + i_2 \cdot \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{q}\right) + i_3 \cdot \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{q}\right) + \dots \right]$$

$$i_d = \frac{2}{q} \sum_{j=1}^q \left[i_j \cdot \cos \left[\theta - \left(2\pi \cdot \frac{1-j}{q} \right) \right] \right] \quad \text{A-3}$$

$$i_q = -\frac{2}{q} \sum_{j=1}^q \left[i_j \cdot \sin \left[\theta - \left(2\pi \cdot \frac{1-j}{q} \right) \right] \right] \quad \text{A-4}$$

De plus:

$$u_d = R_s i_d + \frac{d\psi_d}{dt} - \frac{d\theta}{dt} \psi_q \quad \text{A-5}$$

$$u_q = R_s i_q + \frac{d\psi_q}{dt} - \frac{d\theta}{dt} \psi_d \quad \text{A-6}$$

Avec:

u_d, u_q : les tensions statoriques dans les axes «d» et «q».

ψ_d, ψ_q : flux totalisés au stator dans les axes « d » et « q ».

R_s : Résistance de phase du moteur.

$$\theta = \omega t + \delta$$

$$\psi_d = L_d i_d + \phi_a N_s k_w \quad \text{A-7}$$

$$\psi_q = L_q i_q \quad \text{A-8}$$

L'expression de couple est donnée par :

$$C = \frac{q}{2} p (\psi_d i_q - \psi_q i_d) \quad \text{A-9}$$

En première approximation, on suppose qu'on est en régime permanent et que les tensions et courants sont sinusoïdaux. On a :

$$u_d = R_s i_d - \omega L_q i_q = -U \cdot \sin \delta \quad \text{A-10}$$

$$u_q = R_s i_q - \omega L_d i_d + \omega \phi_a N_s k_w = U \cdot \cos \delta \quad \text{A-11}$$

$$\begin{bmatrix} R_s & -\omega L_q \\ \omega L_d & R_s \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -U \cdot \sin \delta \\ U \cdot \cos \delta - U_s \end{bmatrix}$$

D'où :

$$i_d = \frac{-R_s \widehat{U} \cdot \sin \delta + \omega L_d (\widehat{U} \cos \delta - E)}{R_s^2 + \omega^2 L_d^2} \quad \text{A-12}$$

$$i_q = \frac{R_s \widehat{U} \cdot \cos \delta + \omega L_d \sin \delta - R_s E}{R_s^2 + \omega^2 L_d^2} \quad \text{A-13}$$

On ramène ces deux expressions dans (A-9) et on remplace les flux ψ_d et ψ_q par leurs expressions respectives (A-7) et (A-8), avec $L_d = L_q$ pour moteur à rotor lisse on obtient :

$$C = \frac{q}{2} \cdot \frac{pE}{R_s^2 + \omega^2 L_d^2} \left[\widehat{U} \left(\frac{R_s}{\omega} \cdot \cos \delta + L_d \cdot \sin \delta \right) - E \frac{R_s}{\omega} \right] \quad \text{A-14}$$

On aura:

$$C = \frac{q}{2} p \frac{E}{\omega Z_s} [U \cdot Z_s \cdot \cos(\delta - \varphi_s) - E \cdot R_s] \quad \text{A-15}$$

Avec:

$$Z_s = \sqrt{R_s^2 + \omega^2 \cdot L_s^2}$$

$$\varphi_s = \text{Arctg} \left(\frac{\omega \cdot L_s}{R_s} \right)$$

Le couple dynamique C comprend deux termes distincts. Le premier terme positif, qui constitue le couple moteur, correspond à l'action de la tension d'alimentation. Le deuxième terme, toujours négatif, correspond au couple de freinage associé à la circulation du courant induit. Ce couple de freinage est identique à celui que l'on obtient lorsqu'on entraîne le moteur par un moyen extérieur avec les phases en court-circuit. Le couple moteur est le seul moyen à être fonction de δ . Le maximum de couple est obtenu pour $\cos(\delta - \varphi_s) = 1$, $\delta_m = \varphi_s \pm 2k\pi$, d'où :

$$\delta_m = \text{Arctg} \left(\frac{\omega \cdot L_s}{R_s} \right) \quad \text{A-16}$$

L'angle de commutation δ_m , qui permet d'obtenir le couple maximum est fonction des caractéristiques statiques du moteur (R_s, L_s) et de sa pulsation ω .

Les expressions du couple maximum et du courant correspondant sont données par (A-17)

$$C = \frac{q}{2} p \frac{E}{\omega \cdot Z_s^2} [U \cdot Z_s - E \cdot R_s]$$

$$I_m = \frac{1}{Z_s^2} \sqrt{[U \cdot Z_s \cdot \cos(\delta_m - \varphi) - E \cdot R_s]^2 - [U \cdot Z_s - E \cdot R_s]^2}$$

➤ **Calcul de courant**

Le courant absorbé par le moteur est obtenu par la relation suivante :

$$i = i_d + j i_q$$

$$I = |i| = \sqrt{i_d^2 + i_q^2}$$

$$i_d = \frac{1}{Z_s^2} \cdot [-R_s \cdot \hat{U} \cdot \sin\delta + \omega L_d \cdot \hat{U} \cdot \cos\delta - \omega L_d E]$$

$$i_d = \frac{1}{Z_s^2} [\hat{U} \cdot Z_s \cdot \cos(\delta - \psi) - \omega L_d E]$$

$$i_q = \frac{1}{Z_s^2} \cdot [R_s \cdot \hat{U} \cdot \cos\delta + \omega L_d \cdot \hat{U} \cdot \sin\delta - R_s E]$$

$$i_q = \frac{1}{Z_s^2} [\hat{U} \cdot Z_s \cdot \cos(\delta - \varphi_s) - R_s E]$$

$$I = \frac{1}{Z_s^2} \sqrt{[\hat{U}.Z_s.\cos(\delta - \psi) - \omega L_d E]^2 + [\hat{U}.Z_s.\cos(\delta - \varphi_s) - R_s E]^2} \quad \text{A-18}$$

Avec:

$$\varphi_s = \text{Arctg} \left(\frac{\omega L_d}{R_s} \right)$$

$$\psi = \text{Arctg} \left(\frac{R_s}{\omega L_d} \right)$$

On trouve pour $\delta_m = \varphi_s$ les expressions suivantes pour le couple maximum et le courant correspondant.

$$C_{max} = \frac{q}{2} p \frac{E}{\omega.Z_s^2} [U.Z_s - E.R_s] \quad \text{A-19}$$

$$I_{max} = \frac{1}{Z_s^2} \sqrt{[U.Z_s.\cos(\delta_m - \psi) - E.R_s]^2 - [U.Z_s - E.R_s]^2}$$

Cette dernière expression correspond au module du courant absorbé par le moteur pour fournir le couple maximum C_{max} avec $\delta_m = \varphi_s$.

➤ **Détermination de l'angle correspondant au maximum du rapport couple courant**

On calcule l'expression du couple à partir de celle de la puissance, et ensuite on fait le rapport couple sur courant.

$$P_1 = U.I \cos \varphi - R_s.I^2 \quad \text{A-20}$$

Avec $\cos \varphi$ représente le facteur de puissance, c'est-à-dire φ est l'angle entre le courant et la tension U . P_1 représente la puissance par phase du moteur. Si l'on considère une machine synchrone à rotor cylindrique, l'équation qui lie les fondamentales de courant et des tensions à la forme simplifiée suivante :

$$\bar{U} = R_s.\bar{I} + j.X_d\bar{I} + E \quad \text{A-21}$$

Avec:

\bar{U} : Vecteur associé à la fondamentale de la tension d'alimentation.

E : Vecteur associé à la fondamentale de la tension induite de mouvement.

\bar{I} : Vecteur associé au courant statorique.

R_s : Résistance de phase du moteur.

X_d : $= \omega L_d$ Réactance dans l'axe direct « d »

De cette expression (A-21), le diagramme de tension d'un moteur synchrone a été établi

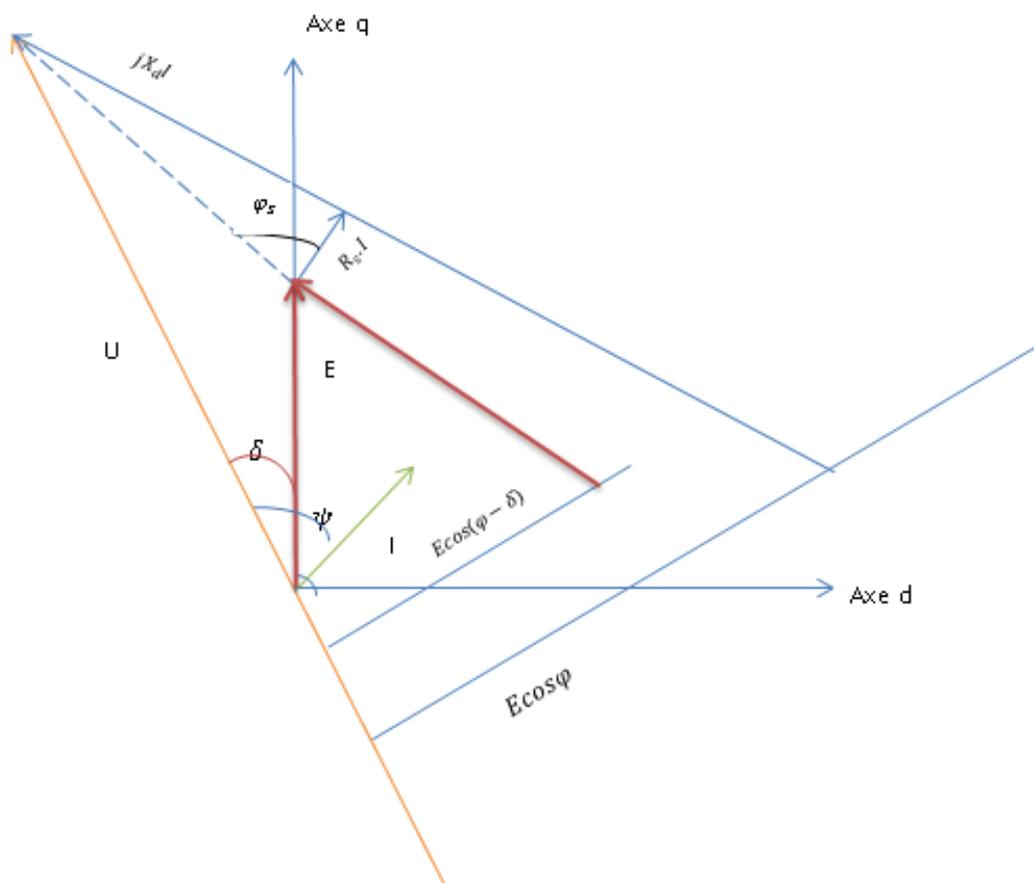


Figure-A-1-diagramme de tension d'un moteur synchrone à rotor cylindrique

L'angle entre E et \bar{U} correspond à l'angle de charge δ ; et l'angle $(\varphi - \delta)$ entre \bar{I} et E représente l'angle de déphasage interne. De la figure on tire la relation suivante :

$$U \cdot \cos\varphi = E \cdot \cos(\varphi - \delta) + R_s \cdot I \quad \text{A-22}$$

Le couple a pour expression:

$$C = q \frac{P_1}{\Omega} \quad \text{A-23}$$

En regroupant les relations (A-20), (A-22) et (A-23) on obtient l'expression du couple en fonction de E , I et de Ω .

$$C = q \frac{P_1}{\Omega} = \frac{q}{\Omega} \cdot E \cdot I \cdot \cos(\varphi - \delta) \quad \text{A-24}$$

$$\frac{C}{I} = \frac{q}{\Omega} E \cdot \cos(\varphi - \delta) \quad \text{A-25}$$

Le couple sur courant (relation A-25) est maximum si $\cos(\varphi - \delta) = 1$. D'où :

$$\delta_i = \varphi \pm 2.k.\pi$$

A-26

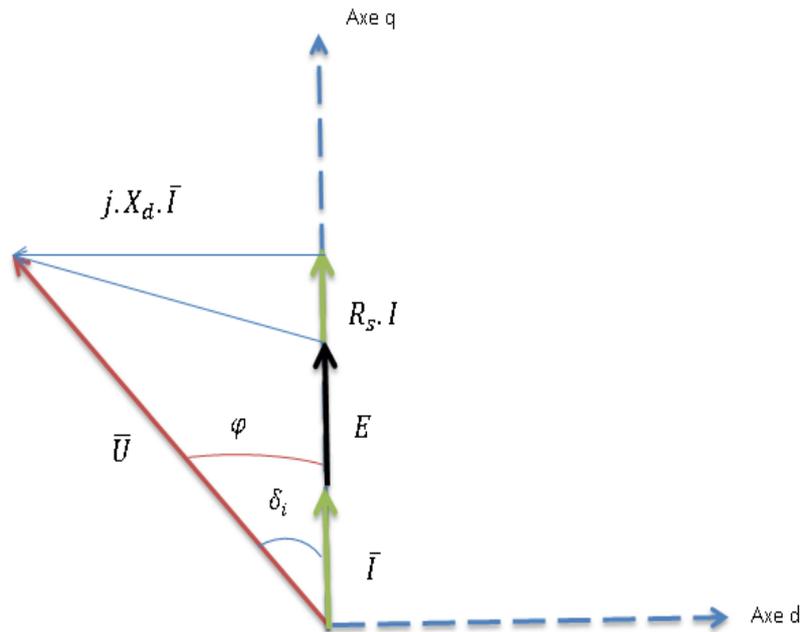


Figure-A-2-Diagramme de tension cas $\delta_i = \varphi$

Le rapport couple/courant est maximum si l'angle φ est égal à δ_i . La figure A-2 illustre cet état de fonctionnement. de cette dernière on tire les relations suivantes :

$$\begin{cases} \hat{U} \cdot \sin\delta_i = \omega L_d \cdot I \\ \hat{U} \cdot \cos\delta_i = E + R_s \cdot I \end{cases} \quad \text{A-27}$$

$$\bar{I} = \frac{\hat{U}}{\omega L_d} \cdot \sin\delta_i$$

$$\hat{E} = \hat{U} \cdot \cos\delta_i - \frac{R_s \cdot \hat{U}}{\omega L_d} \sin\delta_i$$

$$\delta_i = \arccos\left(\frac{E \cdot \omega \cdot L_d}{\hat{U} \cdot \sqrt{R_s^2 + \omega^2 \cdot L_d^2}}\right) + \text{Arctg}\left(\frac{-R_s}{\omega \cdot L_d}\right) \quad \text{A-28}$$

Avec:

$$\left| \frac{E \cdot \omega \cdot L_d}{\hat{U} \cdot \sqrt{R_s^2 + \omega^2 \cdot L_d^2}} \right| \leq 1 \quad \text{A-29}$$

Si $\delta_i = \varphi$, le courant \bar{I} et la tension \bar{E} sont en phase. Autrement dit les fondamentales des tensions magnétiques tournantes générées par l'enroulement statorique et les aimants du rotor en quadrature.

La relation (A-29) nous montre qu'il y a une limite physique. Pour une tension d'alimentation donnée U , la vitesse du moteur est telle que la relation (A-29) soit vérifiée.

Annexe- B-➤ **Classifications des designs des moteurs électriques**

La forme de classification des designs des moteurs la plus traditionnels est représentée dans la figure suivante. Cette classification montre les différents types de designs des moteurs électriques selon le type de courant utilisé.

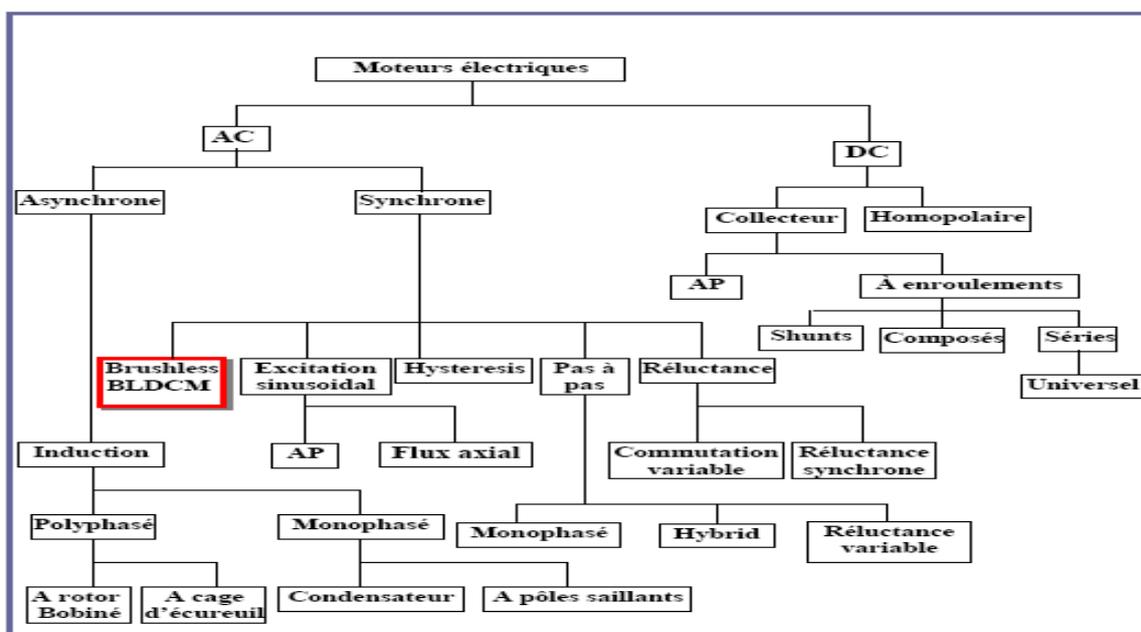
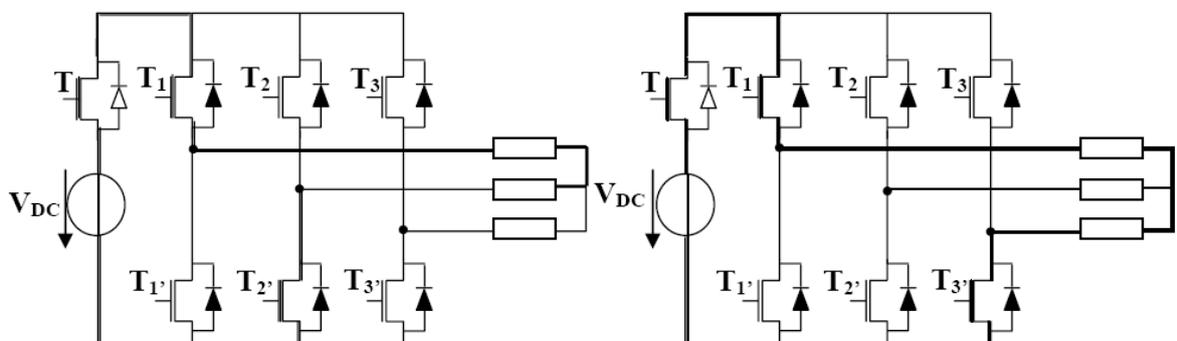


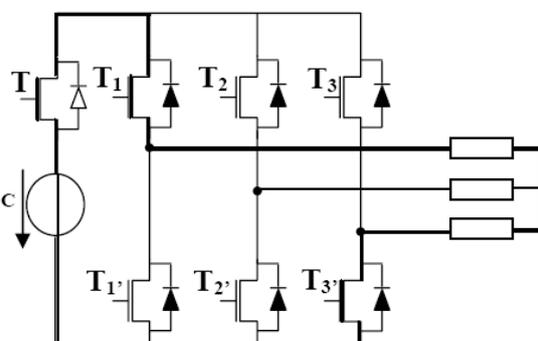
Figure-D-1- Classifications des designs des moteurs électriques

Annexe-C-

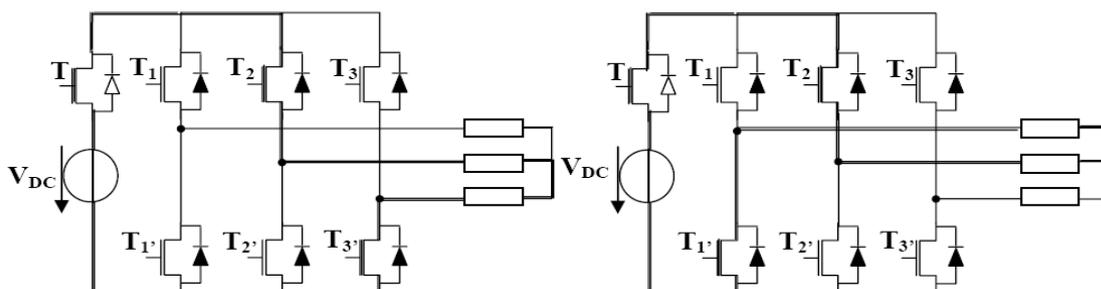
➤ Séquences de commutation



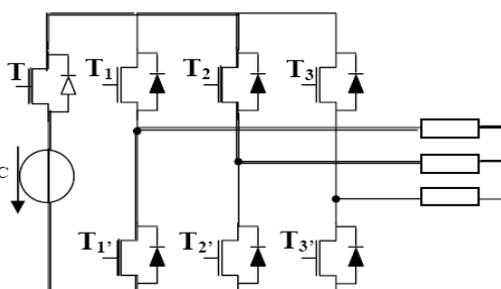
Séquence 1
 $T_1=1, T_2'=1$



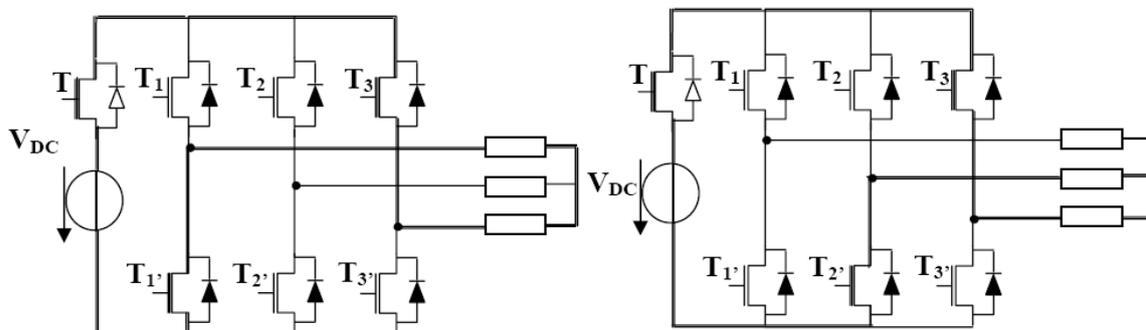
Séquence 2
 $T_1=1, T_3'=1$



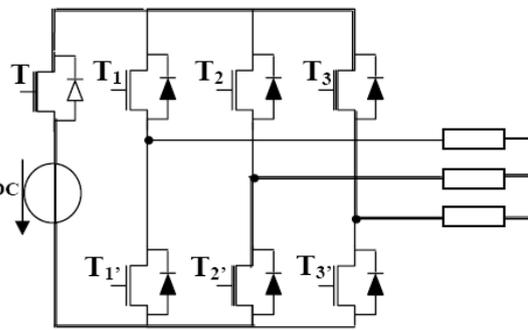
Séquence 3
 $T_2=1, T_3'=1$



Séquence 4
 $T_2=1, T_1'=1$



Séquence 5
 $T_3=1, T_3'=1$



Séquence 6
 $T_3=1, T_2'=1$

Figure-C-1-séquences de commutation des diodes ainsi celles des transistors

➤ **Tableau des coefficients de pertes fer pour différent types de tôles**

Qualité de tôle	% de S_i	Désignation	Pertes [W/Kg] pour 0.5 mm	
Tôles normales de dynamo	0.5 ÷ 1.4	V800 – 50HA	3.6	8.0
Tôles faibles alliées	1.2 ÷ 1.4	V700 – 50HA	3.0	7.0
Tôles moyennement alliées	2.2 ÷ 2.6	V530 – 50HA	2.3	5.3
Tôles fortement alliées	4.5	V400 – 50HA	1.7	4

➤ **Données du catalogue DBM150-4-1,5-2**

Type de moteur	Couple nominal (N·m)	Nombre paires poles	Nombre phases	Résistance de phases (Ω)	Constante électromagnétique de temps (ms)	Courant du court-circuit (A)	Couple du court-circuit (N·m)	Vitesse à vide (tr/min)	Résistance thermique (deg./W)	Момент d'inertie ($\text{kg}\cdot\text{m}^2$)	Poids (kg)
DBM150-4-1,5-2	4	8	3	0,05	1,2	340	47,3	1750	0,2	3e-3	3,0

➤ **Calcul des paramètres de base pour les deux moteurs :**

$$U_b = \sqrt{2}U_{ph} = \sqrt{2}I_{cc}R_s = \sqrt{2} * 340 * 0.05 = 24.041 \text{ V}$$

$$I_b = \frac{U_b}{R_s} = \frac{24.041}{0.05} = 480.83 \text{ A}$$

$$W_0 = 1750 \text{ tr/min} \quad \longrightarrow \quad \omega_0 = 183.26 \text{ rad/s}$$

$$W_b = pW_0 = 8 * 183.26 = 1466.07 \text{ rad/s}$$

$$\phi_0 = \frac{U_b}{W_b} = \frac{24.041}{1466.07} = 0.0164 \text{ wb}$$

$$C_b = \frac{3}{2} * p * \phi_0 * I_b$$

$$T_m = \frac{J * W_b^2}{C_b}$$

$$T_s = \frac{L_s * W_b}{R_s} = T_e * W_b$$

*Annexe- D-***I-Calcul des pertes****1-Pertes joules P_j**

$$P_j = 3 \cdot I_{eff}^2 \cdot R_s \quad \text{D-1}$$

2- Pertes fer dans les tôles**a/Pertes par hystérésis**

$$P_{fer-h} = C_h \cdot \left(\frac{f}{f_0}\right) \cdot \left(\frac{B}{B_0}\right)^2 \cdot m \quad \text{D-2}$$

b/ Pertes par courants de Foucault

$$P_{fer-f} = C_f \cdot \left(\frac{e_t}{e_{t0}}\right)^2 \cdot \left(\frac{f}{f_0}\right)^2 \cdot \left(\frac{B}{B_0}\right)^2 \cdot m \quad \text{D-3}$$

Les valeurs des coefficients C_h et C_f ne sont pas généralement pas mentionnées dans la documentation des fabricants; les pertes fer totales (somme des pertes par hystérésis et par courants de Foucault) d'un moteur, déterminées à partir des équations sont alors approchées par l'équation relative suivante:

$$P_{fer-f} = C_{fer-f} \cdot \left(\frac{f}{f_0}\right)^k \cdot \left(\frac{B}{B_0}\right)^2 \cdot m \quad \text{D-4}$$

Avec :

$$C_{fer-f} = 1.7$$

$$k = 1.5 \div 1.8$$

$$f = 400\text{Hz} \quad f_0 = 50\text{Hz}$$

$$B = 0.6\text{T} \quad B_0 = 1\text{T}$$

$$m = 0.8\text{kg}$$

P_n (kw)	Pertes Joules (W)	Pertes fer et hystérésis (W)	Σ des pertes (W)	Rendement%
5.8	1520.77	11.07	1531.84	73.58%

II- calcul de rendement ($\eta\%$) après minimisation des pertes

➤ Pour $i_d \neq 0$

$$\Sigma \text{ des pertes} = 800 \text{ (W)}$$

$$\eta\% = 86\%$$

➤ Pour $i_d = 0$

$$\eta\% = 80\%$$

➤ Pour $i_d = 0$ et $R_s = 0.075\Omega$

$$\eta\% = 78 \%$$