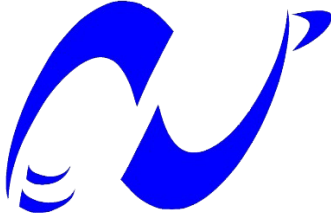


RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

ÉCOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
Ecole Nationale Polytechnique



Département d'ELECTROTECHNIQUE

Groupe de Recherche en Energie Electrique de Nancy

Mémoire de Projet de fin d'études

Pour l'obtention du diplôme d'Ingénieur d'État en Electrotechnique

Thème

**Modélisation et Commande de Machines Synchrones Hybrides
(Hybridation Réductance-Aimants permanents)**

Présenté par : **NADJAI Yasmine Ihcene**

Sous la direction de

Pr. Nouredine TAKORABET

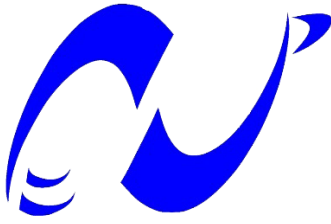
Soutenu le 12/10/2020 devant le jury :

Président :	M. Rachid IBTIOUEN	Professeur	ENP
Examineurs :	M. Redouane TAHMI	Professeur	ENP
	M. Omar TOUHAMI	Professeur	ENP
Promoteur :	M. Nouredine TAKORABET	Professeur	UL-ENSEM

ENP 2020

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

ÉCOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
Ecole Nationale Polytechnique



Département d'ELECTROTECHNIQUE

Groupe de Recherche en Energie Electrique de Nancy

Mémoire de Projet de fin d'études

Pour l'obtention du diplôme d'Ingénieur d'État en Electrotechnique

Thème

**Modélisation et Commande de Machines Synchrones Hybrides
(Hybridation Réductance-Aimants permanents)**

Présenté par : **NADJAI Yasmine Ihcene**

Sous la direction de

Pr.Noureddine TAKORABET

Soutenu le 12/10/2020 devant le jury :

Président :	M. Rachid IBTIOUEN	Professeur	ENP
Examineurs :	M. Redouane TAHMI	Professeur	ENP
	M. Omar TOUHAMI	Professeur	ENP
Promoteur :	M. Noureddine TAKORABET	Professeur	UL-ENSEM

الملخص:

يتناول هذا العمل النمذجة والتحكم في هيكليين مختلفين من الآلات التزامنية ألا وهما الآلة المغناطيسية الدائمة المترامنة والآلة التزامنية الممانعة المزودة بمغانط دائمة. في هذا النوع من الآلات، المعتمدة حاليا في محركات السيارات الكهربائية، ينتج العزم الكهرومغناطيسي من عزم الدوران المولد من التجاذب بين التيار والمغانطيس من ناحية ومن الممانعة من ناحية أخرى. من خلال الحساب الرقمي باستعمال العناصر المحدودة تمكنا من إبراز نسبة مشاركة كلا العزمين في الآلتين وحددنا خصائص كلا منهما من أجل أن نستطيع التحكم فيهما. اعتمادا على معدل تأثير المغناطيس المستعمل في كل آلة، سلطنا الضوء على الاستراتيجية الكلاسيكية المعتمدة للتحكم بكل منهما وتأثير تطبيق استراتيجية MTPA على تقليل ضياع الطاقة وتحسين الأداء. للتحقق من صحة النمذجة تم إجراء اختبارات تجريبية على نموذجين أوليين للآلتين

الكلمات الدالة: الآلة المغناطيسية الدائمة المترامنة، الآلة التزامنية الممانعة المزودة بمغانط دائمة، العناصر المحدودة، معدل تأثير المغناطيس، MTPA، النمذجة

Abstract:

This present work focuses mainly on the modeling and control of two different structures of synchronous hybrid machines, namely the insert permanent magnet synchronous machine and permanent magnet assisted synchronous reluctance machine. In this type of machines, used nowadays in electrical vehicles, the electromagnetic torque has two components; one called permanent magnet torque generated by the interaction between the rotor magnetic field and the stator's windings mmf (or current) while the other is reluctance torque. Using finite element analyses, we have shown the contribution of each torque in the two machines and determined their parameters in order to control them. Depending on the magnet excitation rate in every machine, we have described the classical strategy used in the control and highlighted the effect of using MTPA technique in reducing copper losses and improving the performances. Experimental tests were performed on two prototypes machines to confirm the simulation.

Key words: Insert Permanent Magnets Synchronous Machine, permanent magnet assisted synchronous reluctance machine, hybrid, magnet excitation rate, control, finite element, MTPA, simulation

Résumé :

Ce présent travail porte sur la modélisation et la commande de deux structures différentes de machines synchrone hybrides à savoir la machine synchrone à aimants permanents insérés et la machine synchro-réductante assistée par des aimants permanents. Dans ce type de machine, qu'on retrouve actuellement dans les véhicules électriques, le couple électromagnétique produit provient d'une part du couple créé par l'interaction courants-aimants et d'autre part de la réductance. Par un calcul numérique en éléments finis, nous avons souligné l'apport de chaque effet dans les deux machines étudiées toute en identifiant leurs paramètres en vue de leurs commandes. En fonction du taux d'excitation des aimants que présente chaque machine, nous avons mis en évidence la stratégie classique adoptée pour la commande et l'effet de l'application d'une stratégie MTPA sur la réduction des pertes Joule et l'amélioration des performances. Des essais expérimentaux sur les deux prototypes de machines ont été effectués dans le but de valider la simulation.

Mots clés : Machine synchrone à aimants permanents, éléments finis, Machine synchro-réductante assistée par des aimants permanents, hybride, taux d'excitation, commande, MTPA, simulation

Remerciements

Ce travail a été réalisé au niveau du Groupe de Recherche en Energie Electrique de Nancy (GREEN) et n'aurait pu être possible sans la contribution et le soutiens de nombreuses personnes auxquelles je souhaite exprimer ma profonde reconnaissance.

Je tiens à adresser mes sincères remerciements à mon encadreur Monsieur **Noureddine TAKORABET**, directeur du GREEN et professeur à l'Ecole Nationale Supérieure d'Electricité et de Mécanique-Université de Lorraine, pour sa patience, sa disponibilité et ses précieux conseils et orientations tout au long de ce projet.

Je remercie aussi **Peyman HAGHGOOEL**, doctorant au GREEN, pour le partage de ses connaissances et son aide durant ce travail en particulier dans la réalisation de la partie expérimentale.

Je voudrais exprimer mon immense gratitude à Monsieur le **Professeur Rachid IBTIOUEN**, pour m'avoir accordé l'opportunité d'effectuer mon stage de fin d'étude au GREEN. Je le remercie pour la confiance qu'il m'a témoignée, pour son soutien et pour l'honneur qu'il me fait en présider le Jury de ma soutenance.

Mes vifs remerciements vont également à Monsieur **Redouane TAHMI**, Professeur à l'ENP, pour l'intérêt qu'il a porté à mon travail en acceptant de l'examiner.

Je tiens à remercier Monsieur **Omar TOUHAMI**, Professeur à l'ENP, pour m'avoir fait l'honneur d'accepter de se joindre au jury d'examen.

Je désire également présenter mes chaleureux remerciements à l'ensemble des enseignants du département d'électrotechnique pour le savoir qu'ils m'ont transmis durant ces trois années de formation.

Un grand merci pour mes chers parents et mes chères sœurs qui m'ont toujours soutenu et poussé à donner le meilleur de moi-même.

Enfin, Je remercie ma meilleure amie **Ines SIAD** avec laquelle j'ai partagé mes années de lycée, de classe préparatoire et de spécialité. Ses encouragements, ses critiques et en particulier son soutien moral durant ce stage m'ont été d'une aide précieuse dans l'aboutissement de mon travail.

Sommaire :

Liste Des Tableaux

Liste Des Figures

Liste Des Abréviations

Liste Des Symboles

Introduction générale..... 13

Chapitre I. Etat de l'art sur l'association aimants-réductance dans les moteurs synchrones des véhicules électriques 15

I.1	Introduction	15
I.2	Le véhicule électrique.....	15
I.2.1	Architectures des véhicules électriques.....	15
I.2.1.1	Le véhicule tout électrique.....	15
I.2.1.2	Le véhicule hybride.....	16
I.2.2	Caractéristiques des moteurs de traction	17
I.2.3	Moteurs utilisés par des véhicules électriques	17
I.3	La Machine synchrone à aimants permanents	18
I.3.1	Types d'aimants permanents	18
I.3.1.1	Les aimants métalliques	18
I.3.1.2	Les ferrites ou céramique.....	19
I.3.1.3	Les aimants terres-rares	19
I.3.2	Les différentes structures du rotor.....	19
I.3.2.1	Aimants en surface.....	19
I.3.2.2	Aimants insérés.....	20
I.3.2.3	Aimants enterrés	20
I.3.2.4	Aimants à concentration de flux	21
I.4	Machine synchro-réductante	21
I.4.1	Principe de fonctionnement des moteurs synchro-réductants.....	21
I.4.1.1	Concept de réductance	21
I.4.1.2	Fonctionnement.....	22
I.4.2	Les différentes structures du rotor.....	22
I.4.2.1	Machine synchro-réductante à rotor massif.....	22
I.4.2.2	Machine synchro-réductante à rotor segmenté	23
I.4.2.3	Machine synchro-réductante avec un rotor à barrière de flux	23
I.4.2.4	Machine synchro-réductante avec un rotor axialement laminé	23
I.4.2.5	La Machine synchro-réductante assistée par des aimants permanents	24
I.5	Hybridation réductance-aimants dans les machines synchrones.....	25

I.5.1	Classification des machines synchrones hybrides.....	25
I.5.2	Taux d'excitation.....	26
I.5.3	Hybridation aimants-réductance dans les moteurs du véhicule électrique	26
I.6	Conclusion	27
Chapitre II.	Modélisation statique de machines synchrones hybrides	28
II.1	Introduction	28
II.2	Présentation des machines étudiées.....	28
II.2.1	Machine synchrone à aimants permanents insérés.....	28
II.2.2	Machine synchro-réductante assisté d'aimants permanents	29
II.3	Modèle externe	30
II.3.1	Modèle triphasé.....	30
II.3.2	Modèle biphasé	32
II.3.2.1	Transformation de Park.....	32
II.3.3	Modèle de la machine dans le repéré de Park	34
II.4	Modèle interne.....	36
II.4.1	Principe du calcul par éléments finis.....	36
II.4.2	Calcul de couples par éléments finis	37
II.4.2.1	Méthode de calcul du Couple d'interaction	38
II.4.2.2	Méthode de calcul du couple réductant en statique	41
II.4.2.3	Méthode de calcul du couple de détente	42
II.4.3	Identification des paramètres en vue de la commande.....	43
II.4.3.1	Référentiel de Park.....	43
II.4.3.2	Inductance d'axe directe et d'axe en quadrature.....	44
II.4.3.3	Flux produit par les aimants.....	47
II.5	Conclusion	48
Chapitre III.	Modélisation dynamique et commande de machines synchrones hybrides.....	49
III.1	Introduction.....	49
III.2	Machine à fort taux d'excitation : MSAP	49
III.2.1	Modèle de la MSAP	50
III.2.2	Modélisation de l'onduleur	51
III.2.2.1	Association Machine-Onduleur	52
III.2.2.2	La commande MLI_TS des interrupteurs	52
III.2.2.3	Modélisation du convertisseur DC/AC et de sa commande	53
III.2.3	Commande de la MSAP.....	55
III.2.3.1	Commande avec un courant direct nul.....	56
III.2.3.2	Stratégie de commande MTPA.....	64

III.2.3.3	Analyse et comparaison entre les deux stratégies de commande :	68
III.3	Machine à faible taux d'excitation : MSR-AP.....	70
III.3.1	Modèle MSR-AP.....	70
III.3.2	Commande de la MSR-AP.....	71
III.3.2.1	Stratégie de commande $I_d=I_q$	72
III.3.2.2	Stratégie de Commande MTPA.....	75
III.3.2.3	Analyse et comparaison entre les deux stratégies de commande	76
III.4	Machine à taux d'excitation moyen.....	77
III.4.1	Résultats de la simulation.....	78
III.5	Conclusion	79
Chapitre IV.	Partie expérimentale.....	80
IV.1	Introduction.....	80
IV.2	Présentation du banc d'essais.....	80
IV.2.1	Partie commande	81
IV.2.2	Partie puissance et mesure.....	82
IV.2.2.1	Autotransformateur triphasé	82
IV.2.2.2	Convertisseur statique	82
IV.2.3	Partie électromécanique du banc d'essais	84
IV.3	Essais expérimentaux.....	84
IV.3.1	Test effectué sur la MSAP	84
IV.3.1.1	Mode opératoire	84
IV.3.1.2	Analyse et comparaison des résultats	85
IV.3.2	Test effectué sur la MSR-AP	87
IV.3.2.1	Mode opératoire	87
IV.3.2.2	Analyse et comparaison des résultats (commande $I_d=I_q$)	87
IV.3.2.3	Analyse et comparaison des résultats (commande MTPA)	88
	Conclusion générale	91
	Références Bibliographiques.....	93

Liste Des Tableaux :

Tableau I-1 : Avantages et inconvénients de moteurs utilisés par le véhicule électrique	18
Tableau II-1 : Caractéristiques de la MSAP.....	29
Tableau II-2 : Matériaux de la MSAP	29
Tableau II-3 : Caractéristiques de la MSR-AP.....	30
Tableau II-4 : Matériaux utilisés dans la MSR-AP	30

Liste Des Figures :

Figure I-1 : Véhicule tout électrique	15
Figure I-2 : Architectures hybride série	16
Figure I-3 : Architecture hybride parallèle.....	16
Figure I-4 : Architecture hybride à dérivée de puissance.....	17
Figure I-5 : Caractéristique magnétique des différents aimants permanents	19
Figure I-6 : MSAP à aimants déposés en surface.....	19
Figure I-7 : Machine synchrone à aimants insérés	20
Figure I-8 : Machine synchrone à aimants enterrés	20
Figure I-9 : Machine à aimants à concentration de flux.....	21
Figure I-10 : Concept de réluctance	21
Figure I-11 : Types de machines synchro-réluctantes.....	22
Figure I-12 :Machine synchro-réluctante à rotor massif [24]	22
Figure I-13 Machine synchro-réluctante à rotor segmenté	23
Figure I-14 Rotor à barrières de flux [27]	23
Figure I-15 Rotor axialement laminé [26].....	24
Figure I-16 : Machine synchro-réluctante assistée par des aimants permanents[32].....	24
Figure I-17 : Classification des machines synchrones hybrides (aimants-réluctance) [33].....	25
Figure I-18 : Taux d'excitation	26
Figure II-1 : Structure de la MSAP étudiée.....	28
Figure II-2 : Caractéristique magnétique de l'acier dans la MSAP	29
Figure II-3 : Structure de la MSR-AP	29
Figure II-4 : Caractéristique magnétique de l'acier dans la MSR-AP	30
Figure II-5: Répartition des machines synchrone hybrides dans le repère triphasé.....	31
Figure II-6 : Représentation de la MSAP dans le repère de Park	34
Figure II-7 : Représentation de la MSR-AP dans le repère de Park	35
Figure II-8 : flux de phase	39
Figure II-9 : fem à vide et carte de champs de la MSAP	39
Figure II-10 : fem à vide et carte de champs de la MSR-AP	40
Figure II-11 : Allure du couple d'interaction	40
Figure II-12 : Evolution des inductances de la phase a en fonction de la position du rotor	41
Figure II-13 : Couple de réluctance en statique	42
Figure II-14 : Allure du couple de détente	43
Figure II-15 : Référentiel de Park dans la MSAP et MSR-AP.....	43
Figure II-16 : Cartes de champ pour le calcul d'inductance dans la MSAP	44
Figure II-17 : Cartes de champ pour le calcul d'inductance dans la MSR-AP	44
Figure II-18 : variation du flux en fonction du courant.....	45
Figure II-19 : inductance statique et inductance dynamique.....	46
Figure II-20 : Variation des inductances en fonction du courant statorique	46
Figure III-1 : Schéma de commande	49
Figure III-2 : Modèle Simulink de la MSAP.....	51
Figure III-3 : Association onduleur -MSAP.....	52
Figure III-4 : Schéma équivalent de l'association machine-convertisseur	53
Figure III-5 : Modèle Simulink de l'onduleur.....	54
Figure III-6 : Principe de la commande MLI triangulo-sinusoïdale	54
Figure III-7 : Fonctions logiques de connexion	55
Figure III-8 : Tension V_a	55
Figure III-9 : Principe de la commande vectorielle.....	56
Figure III-10 : principe de la commande avec courant direct nul ($I_{dref}=0$)	56

Figure III-11 : schéma global de la commande vectorielle avec $I_{dref} = 0$	57
Figure III-12 : Schéma en bloc du découplage de la MSAP	58
Figure III-13 : Schémas fonctionnels de la régulation des courants I_d et I_q	59
Figure III-14 : Schéma de régulation de vitesse en boucle fermée	61
Figure III-15 : pôles imposés	61
Figure III-16 : Schéma de simulation de la commande ($I_{dref}=0$) de la MSAP	62
Figure III-17 : Evolution de la vitesse rotorique en fonction du temps	62
Figure III-18 : Evolution des courants et du couple électromagnétique en fonction du temps	63
Figure III-19 : Couple électromagnétique en fonction de l'angle de charge	65
Figure III-20 : schéma global de la commande MTPA de la MSAP	67
Figure III-21 : Schéma de simulation de la commande MTPA de la MSAP.....	67
Figure III-22 : Résultats de la commande MTPA de la MSAP	68
Figure III-23 : couple électromagnétique (a) et courant statorique (b) en fonction du temps pour les deux stratégies de commande	69
Figure III-24 : Couple électromagnétique en fonction du courant.....	69
Figure III-25 : Modèle de la MSR-AP sous Simulink	71
Figure III-26 : Schéma en bloc du découplage de la MSR-AP	72
Figure III-27 : Schéma global de la commande $I_d=I_q$ pour la MSR-AP	73
Figure III-28 : Schéma de simulation de la commande $i_d=i_q$ de la MSR-AP	73
Figure III-29 : Couples (a) et vitesse de rotation (b) en fonction du temps	74
Figure III-30 : courant d'axe direct i_d et d'axe en quadrature i_q (a) et courants statorique (b) en fonction du temps	74
Figure III-31 : Résultats de la commande MTPA appliquée à la MSR-AP	75
Figure III-32 : couple électromagnétique (a) et courant statorique (b) en fonction du temps .	76
Figure III-33 : courant de l'axe direct (a) et courant d'axe en quadrature (b) en fonction du temps	76
Figure III-34 : Evolution du couple en fonction du courant pour la MSR-AP	77
Figure III-35 : Couple en fonction du courant pour une machine à taux d'excitation moyen .	78
Figure IV-1 : Schéma en bloc du banc d'essais	80
Figure IV-2 : Banc d'essais expérimental	81
Figure IV-3 : MicrolabBox dSPACE	81
Figure IV-4 : Autotransformateurs triphasé	82
Figure IV-5 : Onduleur de tension et mesures	83
Figure IV-6 : Connexion Onduleur-dSPACE	83
Figure IV-7 : Ensemble électromécanique	84
Figure IV-8 : Résultats de la commande MTPA de la MSAP (expérimentation).....	85
Figure IV-9 : Résultats de la commande MTPA de la MSAP (simulation).....	86
Figure IV-10 : Résultats de la commande $I_d=I_q$ de la MSR-AP (expérimentation).....	87
Figure IV-11 : Résultats de la commande $I_d=I_q$ de la MSR-AP (Simulation)	88
Figure IV-12 : Résultats de la commande MTPA de la MSR-AP (expérimentation).....	89
Figure IV-13 : Résultats de la commande MTPA de la MSR-AP (Simulation)	89

Liste Des Abréviations :

MCC : Machine à courant continu

MSAP : Machine Synchrone à aimants permanents

MSR : Machine synchro-réductante

MSR-AP : Machine synchro-réductante assistée par des aimants permanents.

MLI : Modulation à largeur d'impulsions

MTPA : Maximum Torque per Ampere

PI : Correcteur proportionnel intégral

Liste Des Symboles :

V_a : Tension de la phase a

V_b : Tension de la phase b

V_c : Tension de la phase c

i_a : Courant de la phase a

i_b : Courant de la phase b

i_c : Courant de la phase c

L_a : inductance propre de la phase a

L_b : inductance propre de la phase b

L_c : inductance propre de la phase c

M_{ab} : Mutuelle inductance entre la phase a et b

M_{ac} : Mutuelle inductance entre la phase a et c

M_{bc} : Mutuelle inductance entre la phase b et c

R_s : Résistance statorique

φ_f : flux crée par l'aimants

φ_{dq} : flux d – q

i_{dq} : courant d – q

V_{dq} : Tension d – q

p : Nombre de paires de pôles

L_d : inductance suivant l'axe direct

L_q : inductance suivant l'axe en quadrature

\vec{B} : Induction magnétique

\vec{H} : Champ magnétique

\vec{A} : Potentiel vecteur

W_m : Energie

\tilde{W}_m : Co – energie

μ_0 : Perméabilité relative du vide

C_{em}, Γ_{em} : Couple électromagnétique

C_{int}, Γ_{int} : Couple d'interaction

C_{rel}, Γ_{rel} : Couple de réluctance

C_r : couple de charge

ω_r : vitesse de rotation

Ω : vitesse mécanique du rotor

J : Moment d'inertie

f : Coefficient de frottement

S_i : fonctions logiques de connexion

m : indice de modulation

r : taux de modulation

f_p : fréquence de la porteuse

K_p : gain proportionnel

K_i : gain intégral

Introduction générale

La majorité des véhicules qui roulent actuellement sur nos routes sont des véhicules thermiques dont le fonctionnement nécessite un combustible (essence, diesel, etc.). Les gaz émis par ces véhicules se propagent dans l'air contribuant ainsi à la pollution atmosphérique. Avec l'accroissement des dangers qui menacent l'environnement et vu le grand impact écologique de ces véhicules, abandonner le moteur thermique au profit d'un moteur électrique représente actuellement une solution prometteuse dans le domaine du transport.

Réduire les émissions de gaz à effet de serre et améliorer la qualité de l'air en milieu urbain représentent la raison principale derrière le développement du véhicule électrique. Pour que la transformation d'énergie se fasse avec un rendement assez important, on retrouve dans la littérature plusieurs travaux sur l'optimisation des moteurs utilisés dans ces véhicules ainsi que sur les différentes stratégies adoptées pour leur commande [1][2].

Avec le progrès qu'a connu le domaine de l'électronique de puissance ainsi que le développement des lois de commande, l'intérêt porté à la motorisation électrique n'a pas cessé d'accroître. Ces moteurs doivent pouvoir offrir à la fois un rendement élevé, une large plage de variation de vitesse et un couple électromagnétique élevé pour un coût raisonnable [3][4].

Les moteurs synchrones hybrides qui associent aimants et réluctance dans leur structure peuvent représenter un choix idéal pour une application en traction électrique. En effet, dans ce type de moteur, le couple électromagnétique provient de la superposition du couple produit par l'interaction aimants-courants avec le couple produit par la saillance du moteur. Ceci permet donc d'améliorer les performances de ces machines (couple, rendement, facteurs de puissance)[5]

Dans ce contexte, nous nous intéressons par ce présent travail à la modélisation et à la commande de machines synchrones hybrides. Pour ce faire, on traitera principalement deux structures de machines complètement opposées. La première étant une machine à aimants insérés qui ne présente que peu de saillance et la deuxième étant une machine synchro-réductante assistée par des aimants permanents qui ne présente que peu d'aimants. Ayant pour objectif de déterminer l'effet de la stratégie MTPA sur la réduction des pertes Joule, nous allons présenter l'ensemble des résultats obtenus dans ce mémoire qui comprend les quatre chapitres suivants :

Dans le premier chapitre, nous présentons les différentes architectures des véhicules électriques qui existent actuellement sur le marché, le principe de leur fonctionnement ainsi que le type de moteurs qu'ils utilisent. Puisque notre étude traite particulièrement le cas des machines synchrones qui associent aimants et réluctance, on cite dans ce chapitre les différentes topologies de machines synchrones à aimants et de machines synchro-réductantes. Vers la fin de ce chapitre, nous présentons la notion que nous avons introduit pour la classification de ces machines hybrides. Suivant un taux d'excitation qu'on définira dans ce chapitre nous pourrons principalement parler de trois catégories de machines synchrones hybrides : des machines à fort taux d'excitation, des machines à faible taux d'excitation et des machines à taux d'excitation moyen.

Le deuxième chapitre traite la modélisation statique de machines synchrones hybrides. Nous commençons par présenter la géométrie de chacune des deux machines étudiées à savoir la MSAP et la MSR-AP. Nous établissons par la suite leur modèle externe ou leur modèle

mathématique dans le repère triphasé et dans le repère de Park. Nous présentons également dans ce chapitre le modèle interne où on mettra en évidence le principe du calcul numérique et la présentation du logiciel FEMM (Finite Element Method Magnetics). En utilisant ce logiciel, nous citons les méthodes adoptées pour le calcul des différents couples dans une machine synchrone hybride en illustrant les résultats obtenus suite à l'application de ces méthodes sur nos deux machines. Étant donné qu'on cherche à réaliser une commande à paramètres constants de la MSAP et la MSR-AP, nous décrirons à la fin de ce chapitre la démarche à suivre pour identifier les paramètres de chaque machine dans le repère de Park.

Le troisième chapitre, qui constitue une grande partie de notre travail, est consacré à la modélisation dynamique et la commande de machines synchrones hybrides plus particulièrement à la MSAP et à la MSR-AP. Nous allons donc avoir dans ce chapitre trois grands volets :

- Dans la première partie du chapitre nous traitons le cas de la MSAP. On donne le modèle de l'onduleur à commande MLI-ST utilisée pour son alimentation pour ensuite introduire les deux stratégies adoptées pour sa commande à savoir celle à courant direct nul ($I_d = 0$) qui va prendre en compte uniquement le couple produit par l'interaction aimants-courants et une commande MTPA qui permet de tenir compte du couple de saillance. Nous expliquons en détail chacune de ces techniques et nous simulons les résultats obtenus suite à leur implémentation sous le logiciel Simulink. On clôt cette première partie par une analyse de l'ensemble des résultats obtenus et par une comparaison entre ces deux stratégies.

- Pour ce qui est de la seconde partie, on s'intéresse à la MSR-AP qui présente suivant notre définition un faible taux d'excitation. Ayant une structure proche des machines synchro-réductante on décrit dans un premier temps une stratégie de commande classique qui consiste à imposer un courant direct égale au courant quadratique et on implémente par la suite la stratégie de commande MTPA. En suivant les différents résultats obtenus par la simulation des deux stratégies, on expose nos remarques et commentaires.

- Pour synthétiser notre étude, on se propose dans la dernière partie de ce chapitre de simuler les trois stratégies précédemment mentionnées ($I_d = 0$; $I_d = I_q$ et MTPA) sur une machine synchrone ayant un taux d'excitation moyen. Étant donné qu'on ne dispose pas de cette machine, le choix des paramètres va se faire en se basant sur les paramètres des deux machines précédentes. Nous déterminons, suite à la comparaison de ces trois stratégies, celle qui est la plus adaptée pour ce type de machine.

Le dernier chapitre est dédié à la partie expérimentale de notre projet. Nous présentons, en début de ce chapitre, les différents équipements qui constituent le banc d'essai. Nous citons par la suite les tests que nous avons effectués tout en exposant les relevés. Ces différents résultats seront comparés à ceux obtenus par simulation.

Nous clôturons notre mémoire par une conclusion générale qui souligne nos principales remarques et qui résume l'ensemble des résultats que nous avons obtenus dans notre travail.

Chapitre I. Etat de l'art sur l'association aimants-réductance dans les moteurs synchrones des véhicules électriques

I.1 Introduction

Suite à l'augmentation conséquente des problèmes environnementaux, l'intérêt porté à l'exploitation des sources d'énergies renouvelables ne cesse d'accroître [6]. Répondant aux enjeux climatiques actuels en réduisant considérablement les émissions des gaz à effet de serre, le véhicule électrique fait l'objet de plusieurs sujets de recherches qui visent à développer et améliorer les moteurs qu'il utilise [3].

Ces moteurs doivent pouvoir offrir à la fois un rendement élevé, une large plage de variation de vitesse et un couple électromagnétique élevé pour un coût raisonnable[3][4].

Dans ce chapitre nous citons, dans un premier temps, les différentes architectures des véhicules électriques ainsi que les types de machines utilisées dans leur motorisation. Nous présentons par la suite les différentes topologies des machines synchrones à aimants permanents et des machines synchro-réductantes. Enfin, on décrit le principe de l'hybridation aimants-réductance dans les machines synchrones et les avantages qu'elles présentent pour une application au véhicule électrique.

I.2 Le véhicule électrique

I.2.1 Architectures des véhicules électriques

Devenu de plus en plus répandu, le véhicule électrique existe sous différentes architectures qui dépendent du type de moteurs utilisés et leur disposition. On distingue :

I.2.1.1 Le véhicule tout électrique

Une source d'énergie électrique (batterie) alimente un moteur électrique qui assure la conversion de l'énergie électrique en énergie mécanique ce qui permet au véhicule de se mouvoir. Durant la phase de décélération l'énergie cinétique est récupérée permettant la recharger les batteries

Le fonctionnement d'un véhicule tout électrique peut être schématisé de la sorte :

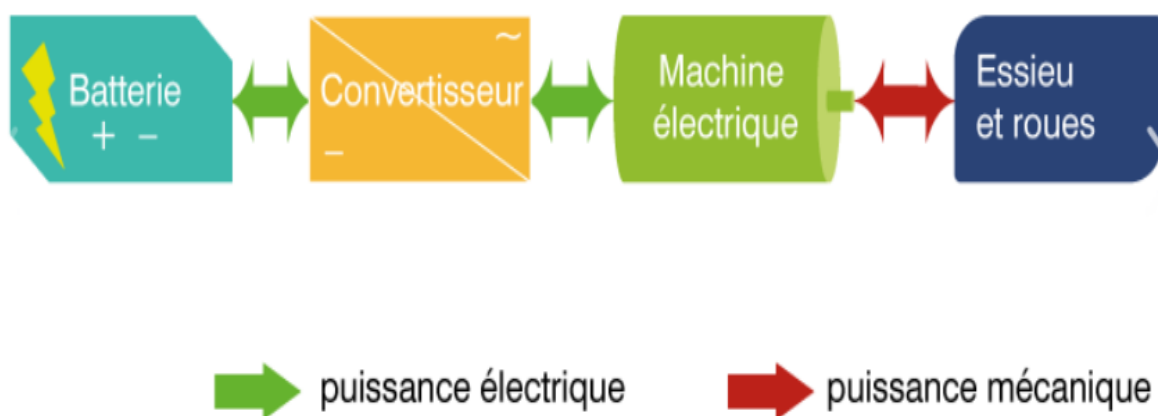


Figure I-1 : Véhicule tout électrique

I.2.1.2 Le véhicule hybride

Ce type de véhicule contient deux moteurs, un électrique et autre thermique classique (essence ou diesel). Suivant la disposition de ces moteurs, trois structures hybrides sont envisageables [7] :

– Hybride série

Dans cette structure, le moteur thermique, lié à un alternateur, assure la recharge des batteries et l'alimentation du moteur électrique. Le moteur électrique à son tour garanti la propulsion du véhicule. Ces multiples conversions d'énergie sont illustrées dans la figure ci-dessous :

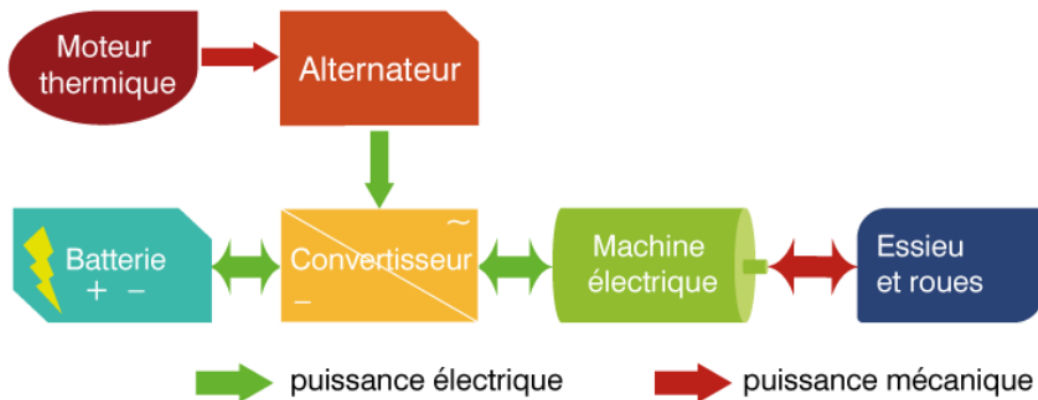


Figure I-2 : Architectures hybride série

– Hybride parallèle

Connectés parallèlement, le moteur thermique et le moteur électrique peuvent actionner la transmission mécanique de manière indépendante[8]. Ainsi, la propulsion du véhicule est assurée par le moteur thermique, le moteur électrique ou par l'association des deux. Le principe de cette hybridation est présenté par la figure suivante :

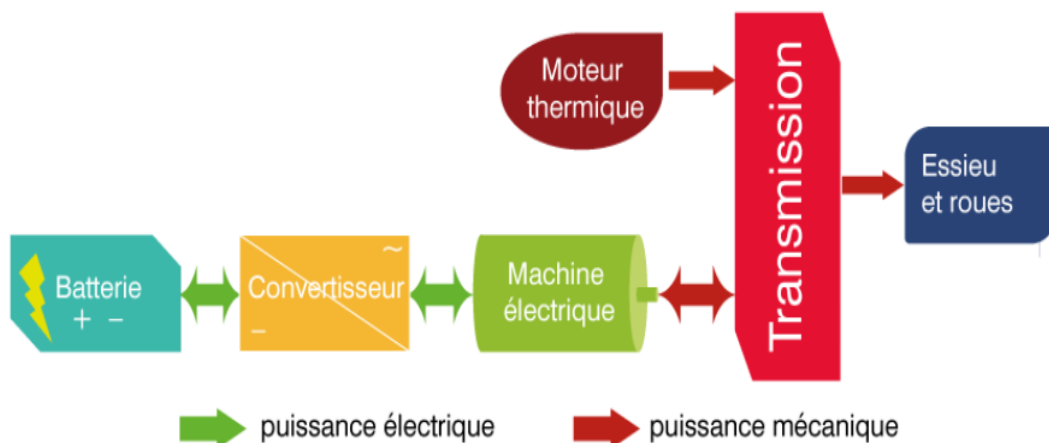


Figure I-3 : Architecture hybride parallèle

– **Hybride série /parallèle (mixte)**

Cette structure n'est autre qu'une combinaison des deux hybridations précédentes. Par le biais d'un train épicycloïdal, une partie de la puissance mécanique fournie par le moteur thermique actionne la transmission mécanique tandis que l'autre partie est utilisée par un alternateur afin d'assurer la recharge des batteries et l'alimentation du moteur électrique [8]. La Figure I-4 illustre ce principe

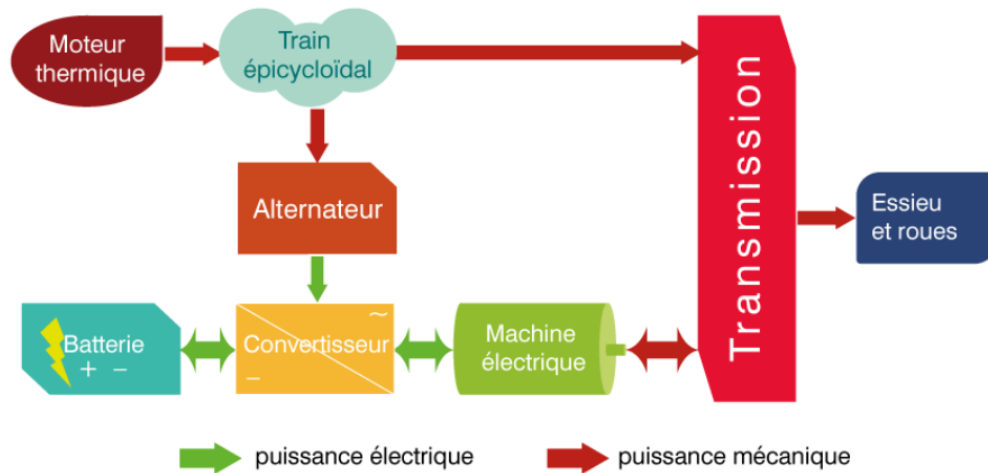


Figure I-4 : Architecture hybride à dérivée de puissance

I.2.2 Caractéristiques des moteurs de traction

En fonction des exigences des véhicules électriques et de leurs types, le nombre de moteurs électriques dont ils disposent peut varier (Toyota Prius utilise un seul moteur tandis que Acura NSX dispose de trois) [9].

Suivant les références[9]–[11], afin de pouvoir être utilisé comme moteur de traction, le moteur électrique doit pouvoir assurer :

- Un couple et une puissance élevés
- Une puissance importante et couple faible pour les hautes vitesses
- Une large plage de variation de vitesse
- Une réponse dynamique rapide
- Un rendement élevé
- Une robustesse et fiabilité
- Un coût raisonnable

I.2.3 Moteurs utilisés par des véhicules électriques

Les moteurs à courant continu sont les premiers moteurs à être utilisés dans le véhicule électrique [12], [13]. Avec le développement de l'électronique de puissance, l'utilisation de différents types de moteurs est devenue possible. Les références [4], [9], [14], [15] citent quelques types de moteurs de véhicules électriques ainsi que les avantages et inconvénients qu'ils présentent :

Types de moteurs	Avantages	Inconvénients
Moteur DC à balais	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Couple important pour de faibles vitesses 	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Structure encombrante ▪ Pertes générées par la connexion balais-collecteur ▪ Rendement faible
Moteur DC à aimant permanent sans balais BLDC	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Pas de pertes Joule au rotor ▪ Rendement élevé ▪ Meilleure dissipation de chaleur ▪ Bonne fiabilité ▪ Moins encombrant 	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Diminution du couple avec l'augmentation de la vitesse ▪ Coût élevé dû à la présence d'aimants permanents
Moteur synchrone à aimants permanents	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Large gamme de variation de vitesse ▪ Couple élevé pour des vitesses relativement faibles ▪ Efficace et fiable 	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Pertes Joule élevées ▪ Problème de tenue thermique des aimants
Moteur synchro-réductant	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Robuste ▪ Coût raisonnable ▪ Maintenance facile 	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Faible facteur de puissance ▪ Bruit due aux vibrations et ondulations du couple ▪ Complexité de la commande
Moteur asynchrone	<ul style="list-style-type: none"> ▪ coût raisonnable ▪ pas d'ondulation de couple 	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Faible couple de démarrage ▪ Contrôle difficile de la vitesse

Tableau I-1 : Avantages et inconvénients de moteurs utilisés par le véhicule électrique

I.3 La Machine synchrone à aimants permanents

La machine synchrone à aimants permanents est une machine dont l'excitation au rotor est assurée uniquement par ces derniers. En alimentant les enroulements statoriques par un courant alternatif, un champ tournant se crée dans l'entrefer. Le champ produit par les aimants s'aligne alors avec le champ tournant ce qui permet au rotor de tourner à la vitesse de synchronisme.

I.3.1 Types d'aimants permanents

Les aimants les plus utilisés dans les machines peuvent être classés en trois grandes familles à savoir :

I.3.1.1 Les aimants métalliques

On retrouve principalement les alliages ALNICO (alliage fer aluminium nickel et cobalt). Ces alliages durs et fragiles sont caractérisés par leurs faibles champs coercitifs ($H_c = 100 - 150 \text{ kA/m}$) et leurs inductions rémanentes relativement élevées ($B_r = 0.8 - 1.2 \text{ T}$) [16]–[18].

I.3.1.2 Les ferrites ou céramique

Ce sont des matériaux à base d'oxyde de fer ayant un champ coercitif supérieur à celui des ALNICO et une induction rémanente compris entre 0.3 – 0.4 T. Le coût de ces matériaux céramiques est relativement bas ce qui favorise leurs utilisations dans des machines électriques à faible puissance[18].

I.3.1.3 Les aimants terres-rares

Comme le samarium-cobalt (S_mCo) et le fer-néodyme-bore ($NdFeB$), les aimants terres-rares sont caractérisés par un large cycle d'hystérésis ainsi qu'une grande densité d'énergie. Avec un champ coercitif supérieur à celui des ferrites, ces matériaux sont considérés comme étant les aimants les plus performants et les plus adaptés pour les machines de moyenne puissance. Néanmoins, le prix exorbitant de ces aimants rend leur exploitation assez coûteuse et représente le principal inconvénient de cette catégorie[18]

Les courbes de désaimantation des principaux types d'aimants permanents sont représentées par la figure suivante :

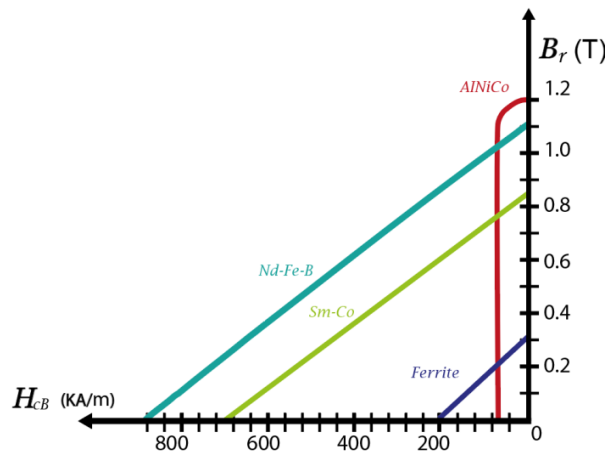


Figure I-5 : Caractéristique magnétique des différents aimants permanents[18]

I.3.2 Les différentes structures du rotor

En fonction de la disposition des aimants sur le rotor et le type d'aimantation (radiale, tangentielle ou mixte), on distingue différentes structures de machines synchrones à aimant :

I.3.2.1 Aimants en surface

Dans une telle structure, les aimants sont collés sur le pourtour du rotor comme indiqué dans la figure ci-dessous :

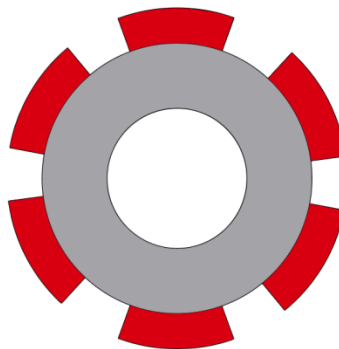


Figure I-6 : MSAP à aimants déposés en surface

Etant donné que la perméabilité relative de l'air est proche de celle de l'aimant ($\mu_r=1$), aucune variation de réductance n'est observée, la machine synchrone à aimants montés en surface est dite à pôles lisses. Pour maintenir les aimants et éviter tout risque d'éjection causé par la force centrifuge, ce type de machine utilise souvent des frettes ce qui détériore ses performances [19]

I.3.2.2 Aimants insérés

Tout comme la machine à aimants montés en surface, les aimants sont placés sur la surface du rotor à l'exception que dans cette structure le fer occupe l'espace existant entre les aimants comme le montre la figure (I-7). La présence du fer crée une saillance au niveau de la machine et donc une variation de réductance du rotor vu du stator [20]

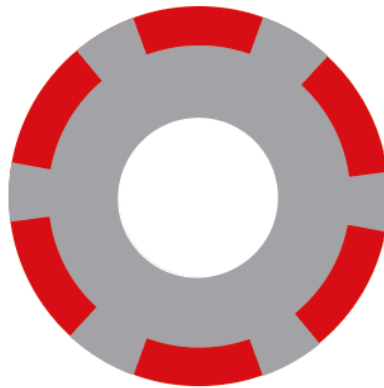


Figure I-7 : Machine synchrone à aimants insérés

I.3.2.3 Aimants enterrés

Dans cette topologie, les aimants sont intégrés dans le rotor ce qui les protège contre les forces centrifuges. Avec une aimantation radiale, une grande partie du flux créé par les aimants est confinée dans le rotor ce qui fait que l'induction dans l'entrefer est relativement faible [21] la structure du rotor d'une telle machine est illustrée par la figure suivante :

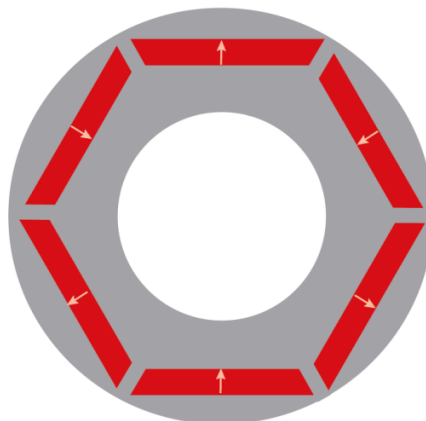


Figure I-8 : Machine synchrone à aimants enterrés

I.3.2.4 Aimants à concentration de flux

Afin d'améliorer l'induction dans l'entrefer, les aimants sont enterrés comme illustré dans la figure I-9 ci-dessous :

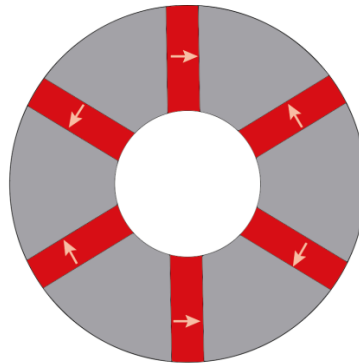


Figure I-9 : Machine à aimants à concentration de flux

En effet, imposer une aimantation tangentielle dans une telle structure permet de concentrer le flux ce qui rend l'induction dans l'entrefer supérieure à celle de l'aimant. Enterrer les aimants de la sorte assure également une bonne protection contre les désaimantations et les contraintes mécaniques [22]

I.4 Machine synchro-réductante

I.4.1 Principe de fonctionnement des moteurs synchro-réductants

I.4.1.1 Concept de réductance

Lorsqu'un objet magnétique anisotrope est soumis à un champ magnétique, les valeurs de la réductance suivant l'axe direct et l'axe en quadrature sont différentes. Cette variation de réductance donne naissance à un couple réductant qui essaiera de réduire la résistance magnétique de l'objet en alignant son axe direct avec le champ magnétique [23][24].

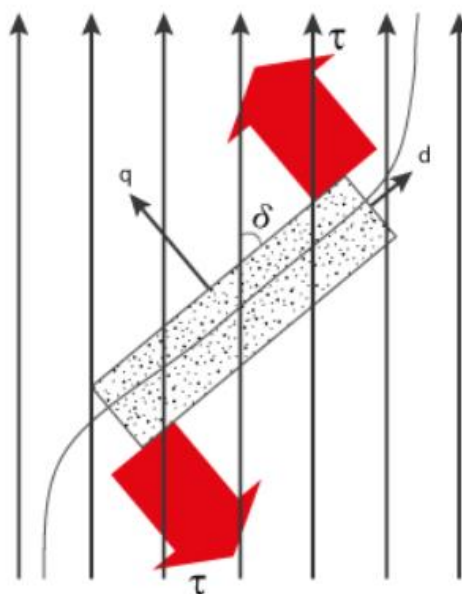


Figure I-10 : Concept de réductance

I.4.1.2 Fonctionnement

Du point de vue construction, les MSR sont constituées d'un stator identique à celui des machines synchrones classiques tandis que le rotor, dépourvu d'excitation, présente une saillance [25]. Alimentés par des courants alternatifs, les bobinages statoriques créent un champ magnétique tournant. Suivant le concept de réductance, le rotor tourne au synchronisme et s'accroche au champ tournant en se positionnant par rapport à la f.m.m tournante de manière à ce que la réductance traversée par le flux d'induction magnétique dans l'entrefer soit la plus petite que lui permet la charge qu'il entraîne[25][26].

I.4.2 Les différentes structures du rotor

D'après les références [25]–[27], la structure du rotor permet de classer les machines synchro-réductantes comme suit :

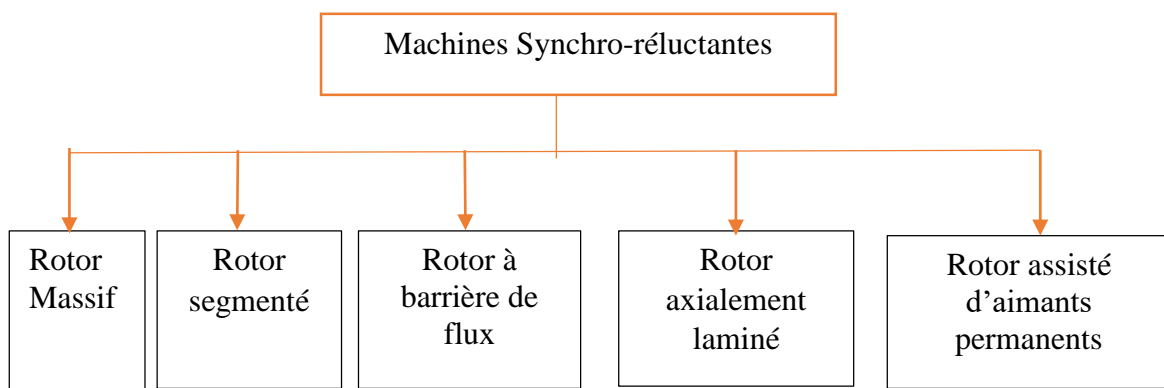


Figure I-11 : Types de machines synchro-réductantes

I.4.2.1 Machine synchro-réductante à rotor massif

Comme indiqué sur la figure I-12, le rotor d'une telle structure a une construction simple et robuste. Constitué d'un bloc de matériau ferromagnétique de forme cylindrique, il peut être découpé de sorte à créer une saillance, caréné par un matériau non magnétique ou présenter des trous [24][25].

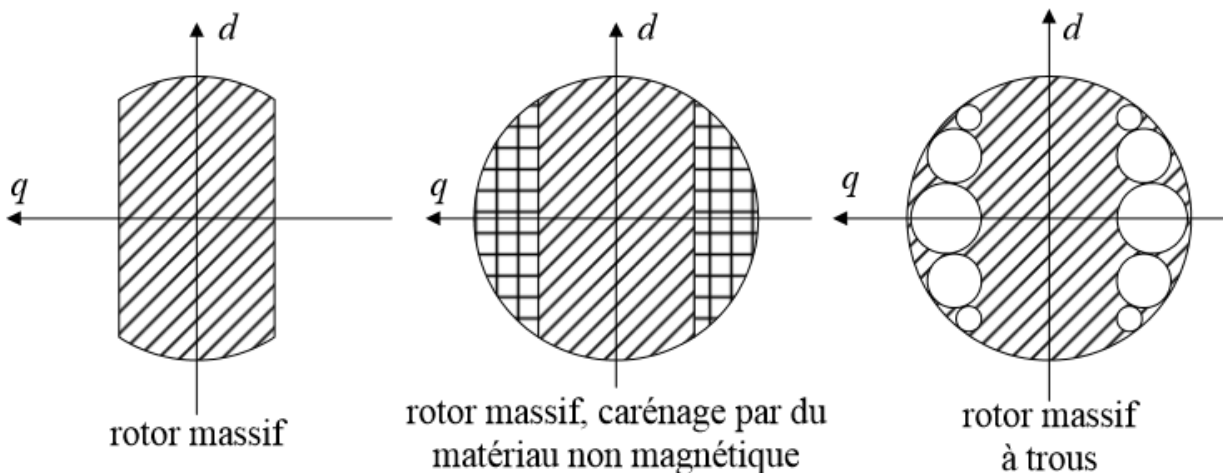


Figure I-12 :Machine synchro-réductante à rotor massif [24]

I.4.2.2 Machine synchro-réductante à rotor segmenté

Cette structure est formée par une segmentation de fer disposée sur une pièce amagnétique. La tenue mécanique du rotor est plus faible que celle d'un rotor massif néanmoins ses performances ainsi que son rapport de saillance (L_d/L_q) sont bien plus élevés [26][27].

Ci-dessous, une figure qui montre clairement à quoi ressemble un rotor segmenté

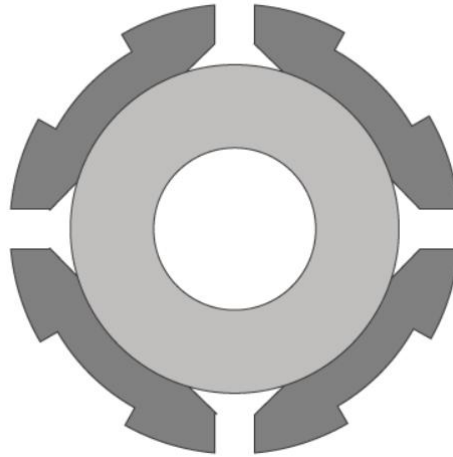


Figure I-13 Machine synchro-réductante à rotor segmenté

I.4.2.3 Machine synchro-réductante avec un rotor à barrière de flux

le rotor de cette structure présente des fentes ou des trous qu'on appelle barrière de flux [24]. L'objectif principal des barrières de flux est d'augmenter la réductance sur leur axe orthogonal afin d'empêcher le passage du flux. Ainsi, en modifiant uniquement les dimensions de barrières, le rapport de saillance s'améliore [27][25]. Le cas d'un rotor à barrière de flux est illustré par la figure I-14.

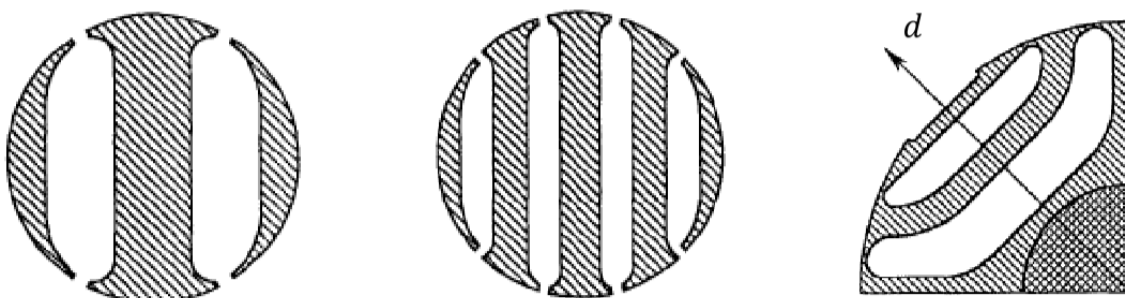


Figure I-14 Rotor à barrières de flux [27]

I.4.2.4 Machine synchro-réductante avec un rotor axialement laminé

L'empilement des tôles magnétiques et amagnétiques se fait axialement dans ce rotor figure I-15. Cette structure est généralement utilisée pour des machines synchro-réductantes à quatre pôles où les feuilles assemblées ont une forme hyperbolique [26]. En jouant uniquement sur l'épaisseur des tôles, La disposition axiale permet d'augmenter le rapport de saillance mais le grand inconvénient de cette structure réside dans le fait qu'elle possède une faible tenue mécanique pour des applications à haute vitesse[24]–[26].

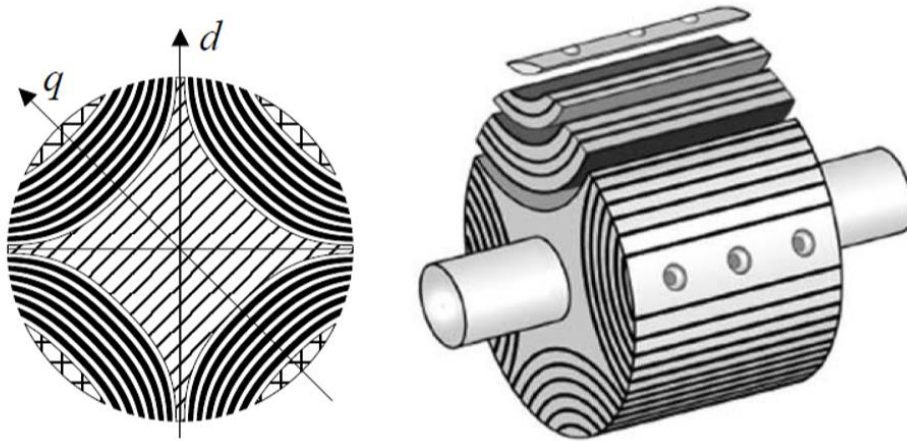


Figure I-15 Rotor axialement laminé [26]

I.4.2.5 La Machine synchro-réductante assistée par des aimants permanents

La machine synchro-réductante assistée par des aimants permanents (MSR-AP) n'est autre qu'une machine synchro-réductante ayant des aimants permanents insérés à l'intérieur de ses barrières de flux [28][29]. L'interaction du champ créé par les aimants permanents au niveau des barrières avec le champ tournant produit par les enroulements statoriques génère un nouveau couple qui vient s'ajouter au couple réductant [30]. Ceci permet d'augmenter la valeur du couple moyen résultant ce qui occasionne une augmentation de puissance et donc une amélioration du rendement et du facteur de puissance[24].

La tenue mécanique d'une telle structure est assurée par la présence de ponts amagnétiques radiaux et tangentiels au niveau de chaque barrière de flux[27][31]. Les principaux composants de cette machines sont indiqués sur la figure I-16.

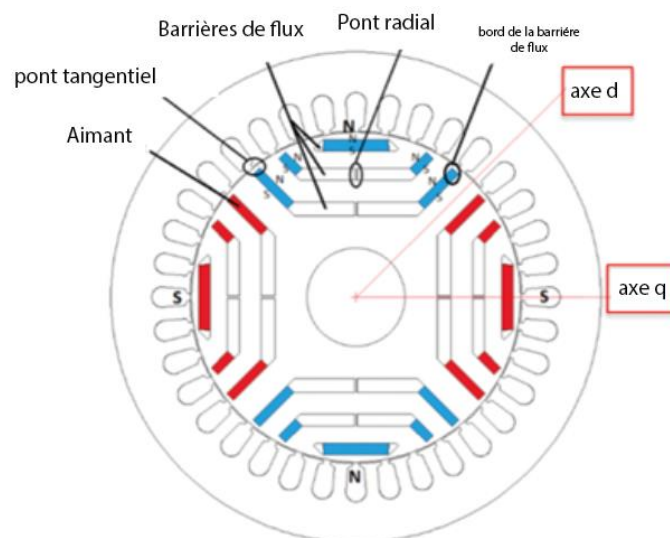


Figure I-16 : Machine synchro-réductante assistée par des aimants permanents[32]

I.5 Hybridation réductance-aimants dans les machines synchrones

Nous avons listé dans les paragraphes précédents deux grandes familles de machines synchrones à savoir les machines synchro-réductantes et les machines à aimants permanents. Dans ces deux structures, toute machine pouvant associer aimants et réductance à la fois est dite, dans le cadre de notre travail, machine synchrone «hybride».

I.5.1 Classification des machines synchrones hybrides

Afin de classer les différents types, il est important de choisir deux paramètres qui définissent respectivement les deux aspects aimants et réductance. On prend donc le flux produit par l'aimant comme paramètre pour indiquer le taux d'aimants présents dans la machine et le rapport de saillance pour représenter sa réductance.

En fonction des valeurs de ces deux paramètres, plusieurs combinaisons aimants-réductance sont possibles. On définit alors un plan (x,y) qui représente en son abscisse la valeur du flux produit par les aimants et en son ordonnée le rapport de saillance. La représentation de quelques topologies de machines dans ce plan est donnée par la figure I-17

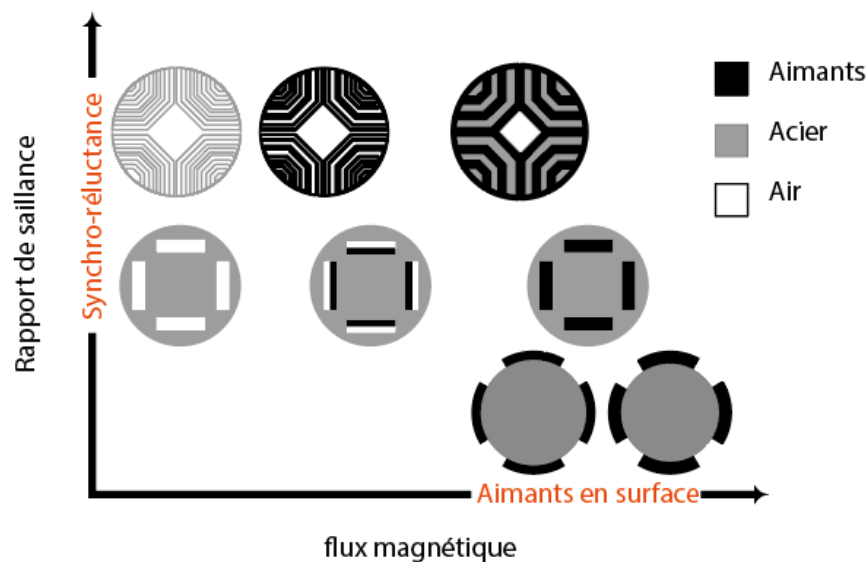


Figure I-17 : Classification des machines synchrones hybrides (aimants-réductance)[33]

Le couple électromagnétique d'une machine synchrone hybride résulte d'une part de la réductance et d'autre part de l'aimant (en dehors du couple de détente). Pour une machine à aimants permanents montés en surface le couple dit de saillance est inexistant ($L_d=L_q$) elle ne contient donc qu'un flux important d'aimants dans sa structure c'est pourquoi elle se positionne sur l'extrémité de l'axe x sur le plan de la figure I-17

A son opposé, la machine synchro-réductante qui ne dispose pas d'aimants mais dont la réductance est importante fournit un couple réductant uniquement, elle se trouve donc fixée sur l'axe y. Entre ces deux extrêmes il existe une infinité de machines qui regroupent les deux effets à la fois[33][34].

I.5.2 Taux d'excitation

En se basant sur la classification décrite précédemment et afin de différencier les structures de machines synchrones hybrides, on définit pour notre étude un terme qu'on nomme "taux d'excitation". Le taux d'excitation va alors représenter l'apport des aimants par rapport à la saillance dans une structure de machines synchrones hybrides.

Suivant ce taux, il est possible de classer les machines hybrides comme suit :

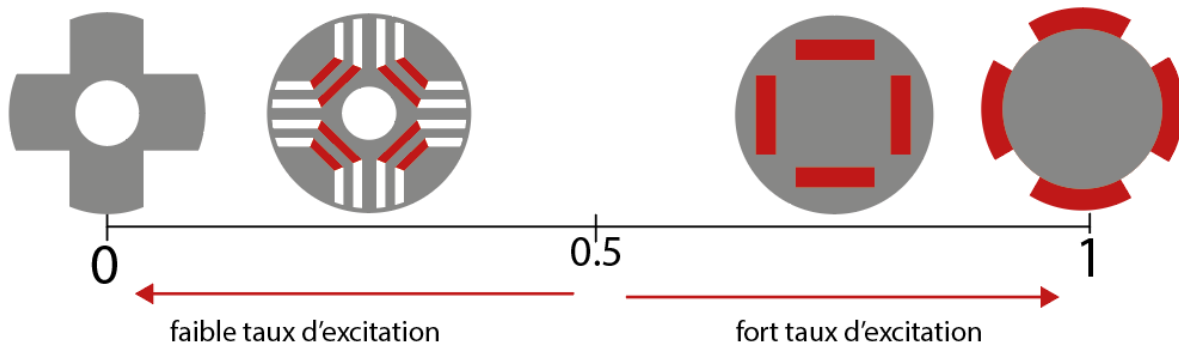


Figure I-18 : Taux d'excitation

D'après la figure I-18, on distingue principalement trois catégories de machines synchrones hybrides :

- Machines à fort taux d'excitation : ce sont des machines où l'effet des aimants prédomine. Le couple électromagnétique est principalement produit par l'interaction courants-aimants
- Machines à faible taux d'excitation : ce sont des machines qui possèdent un faible flux d'aimants mais une réductance importante. Le couple électromagnétique est donc fourni en majeure partie par le couple réductant.
- Machines à taux d'excitation moyen : ce sont des machines où la présence d'aimants et de la réductance est équivalente. Le couple électromagnétique résulte donc d'une contribution presque égale des deux effets.

I.5.3 Hybridation aimants-réductance dans les moteurs du véhicule électrique

Le principal avantage qu'offre un moteur synchrone qui associe aimants et réductance est sa capacité à fournir un couple électromagnétique élevé. De nos jours, la majorité des véhicules électriques qui se trouvent sur le marché utilisent des moteurs synchrones à aimants enterrés ou insérés en néodyme $NdFeB$ ou en samarium-cobalt $SrCo$. Ces moteurs sont connus pour leur forte puissance massique, leur couple important ainsi que leur fiabilité.

Néanmoins, le prix extrêmement élevé des aimants et la quantité requise ont poussé les chercheurs en machines électriques à réfléchir à une alternative qui permet de réduire le coût sans pour autant compromettre les performances [35]. Vu les nombreux avantages qu'offre le moteur synchro-réductant assisté d'aimant permanent, il représente ces dernières années le meilleur rapport performance-coût ce qui rend son application pour la motorisation des véhicules électriques intéressante et envisageable [6][1].

De nombreux chercheurs s'intéressent actuellement à améliorer les performances des différents moteurs synchrones hybrides et maximiser le couple moyen d'avantage.

Pour ce faire, Plusieurs méthodes et stratégies de commande sont en cours de développement pour permettre à ces moteurs de répondre aux exigences requises à la traction des véhicules électriques [36].

I.6 Conclusion

A travers ce chapitre, nous avons présenté dans un premier temps les différentes architectures de véhicules électriques existant actuellement ainsi que le type de moteurs électriques relatifs à leur fonctionnement. Nous avons ensuite présenté la machine à aimants permanents avec ses différentes structures rotoriques. Par la suite, nous avons expliqué le principe des machines synchro-réductant et détaillé les nombreuses topologies de leurs rotors.

L'hybridation aimants-réductance étant l'objet principal de ce mémoire, nous avons expliqué l'idée derrière cette association et les principales catégories de machines synchrones hybrides qui peuvent exister ainsi que leur structure.

Le couple total de ces machines comporte deux parties : un couple électromagnétique qui provient de l'interaction aimant-courants et un couple de réductance. Dans ce qui suit, on s'intéresse principalement à la modélisation et à la commande de deux structures de machines synchrones hybrides ayant respectivement un fort et un faible taux d'excitation.

Chapitre II. Modélisation statique de machines synchrones hybrides

II.1 Introduction

Chaque dispositif électromagnétique peut être modélisé de deux manières différentes. D'une part, le modèle externe représente le circuit équivalent de la machine. D'autre part, le modèle interne ou local, basé sur le calcul de la répartition du champ, permet de déterminer et identifier les paramètres du modèle circuit.

Dans ce chapitre, nous allons d'abord présenter les deux machines synchrones hybrides que nous avons choisies pour notre étude. Nous décrirons par la suite le modèle externe de ces machines dans le repère triphasé et dans le repère biphasé. Nous utiliserons le modèle interne et le logiciel FEMM pour mettre en évidence les méthodes adoptées lors du calcul du couple dans une structure hybride qui associe aimants et réluctance et nous présenterons la procédure que nous avons suivie pour l'identification des différents paramètres. Tout au long de ce chapitre, nous illustrerons les résultats obtenus suite à l'application de ces méthodes de calcul sur les deux machines qui font objet de notre travail.

II.2 Présentation des machines étudiées

Comme nous l'avons mentionné dans le premier chapitre, dans le cadre de notre travail, on désigne par machine synchrone hybride toute machine pouvant associer aimants et réluctance dans la structure de son rotor. Nous nous sommes principalement intéressés lors de notre étude aux deux machines suivantes :

- Une machine à fort taux d'excitation ou la présence des aimants prédomine, on prendra le cas d'une machine synchrone à aimants insérés.
- Une machine avec un faible taux d'excitation, on traitera alors le cas de la machine synchro-réductante assistée d'aimants permanents.

II.2.1 Machine synchrone à aimants permanents insérés

Cette machine dispose de 36 encoches au stator muni d'un bobinage simple couche. Sa partie tournante est constituée d'un rotor à aimants insérés avec pièces polaires. Ces pièces polaires sont en fer massif réalisés séparément. Elles sont segmentées et fixées au-dessus des aimants de sorte à créer des barrières de flux entre les pôles et forcer le flux des aimants à traverser l'entrefer. La structure globale de cette machine peut être illustrée par la figure suivante :

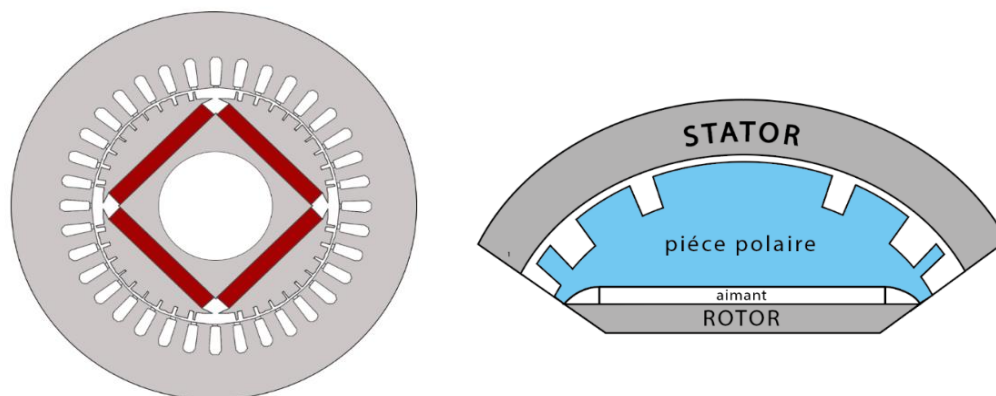


Figure II-1 : Structure de la MSAP étudiée

Les différentes caractéristiques de la machine ainsi que les matériaux utilisés sont résumés dans les tableaux II-1 et II-2 :

Puissance Nominale (W)	745
Vitesse Nominal (tr/min)	1500
Nombre de pair de pôles	2
Courant Nominal (A)	2.5
Nombre d'encoches statorique	36
Résistance statorique (Ω)	10.5
Longueur utile (cm)	51.4

Tableau II-1 : Caractéristiques de la MSAP

Rotor	XC10
Aimants	NdFeB
Stator	XC10
Conducteurs	Cuivre

Tableau II-2 : Matériaux de la MSAP

L'acier XC10 utilisé dans cette machine présente un certain niveau de saturation, sa caractéristique magnétique est donnée par la figure II-2 ci-dessous :

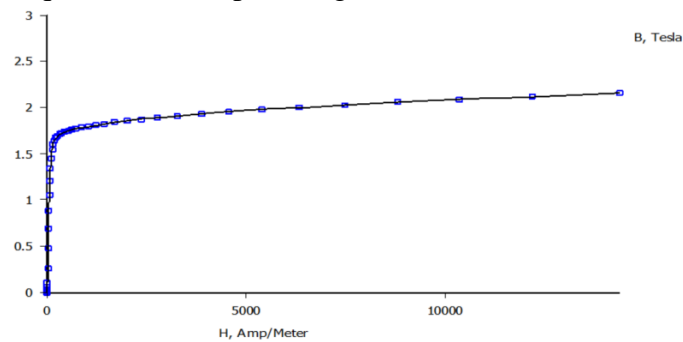


Figure II-2 : Caractéristique magnétique de l'acier dans la MSAP

II.2.2 Machine synchro-réductante assisté d'aimants permanents

Cette machine comprend 36 encoches au stator, chaque encoche regroupe deux bobines. Le rotor présente trois barrières de flux de forme trapézoïdale ou des aimants sont disposés comme illustré dans la figure suivante :

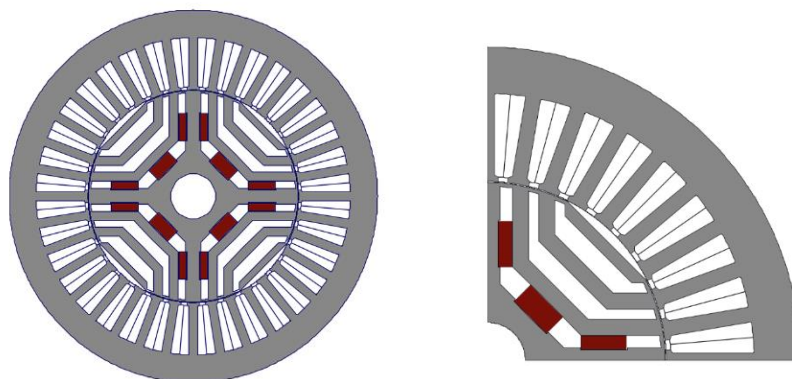


Figure II-3 : Structure de la MSR-AP

Les différentes caractéristiques de machines ainsi que les matériaux utilisés sont donnés par les deux tableaux suivants :

Puissance Nominale (W)	1000
Vitesse Nominal (tr/min)	1500
Nombre de pair de pôles	2
Courant Nominal (A)	5.5
Nombre d'encoches statorique	36
Résistance statorique (Ω)	3.2
Longueur utile (cm)	80

Tableau II-3 : Caractéristiques de la MSR-AP

Rotor	50HSGK
Aimants	Ferrite
Stator	50HSGK
Conducteurs	22 AWG

Tableau II-4 : Matériaux utilisés dans la MSR-AP

L'acier utilisé dans cette machine présente la courbe de saturation suivante :

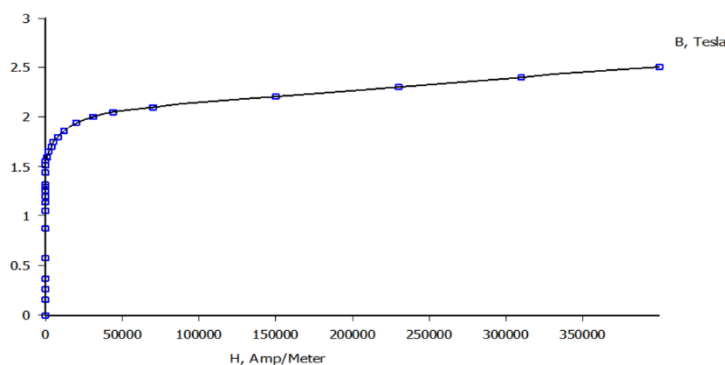


Figure II-4 : Caractéristique magnétique de l'acier dans la MSR-AP

II.3 Modèle externe

Le modèle externe d'une machine est un modèle qui traduit son schéma équivalent. Les deux machines considérées dans notre étude disposent chacune d'un stator et d'un rotor de constitution symétrique avec p paires de pôles. Les enroulements statoriques dans les deux machines sont connectés en étoile à neutre isolé

Avant d'établir le modèle mathématique qui permet l'étude du comportement de ces machines, il se voit important d'imposer quelques hypothèses [37] [38][39] :

- Le circuit magnétique de la machine n'est pas saturé
- L'effet d'amortissement au rotor est négligé
- Les phénomènes d'hystérésis et les courants de Foucault sont négligés.
- Les couplages capacitifs entre les enroulements sont négligés.

II.3.1 Modèle triphasé

D'une manière générale, la représentation d'une machine synchrone à hybridation aimants-réductance dans le repère triphasé est illustrée par la figure II-5.

Dans ce modèle, les enroulements statoriques sont représentés sur trois axes (a, b, c) décalés entre eux de 120° alors que l'excitation au niveau du rotor est modélisée par un seul axe indiquant la direction de l'alimentation [40][41].

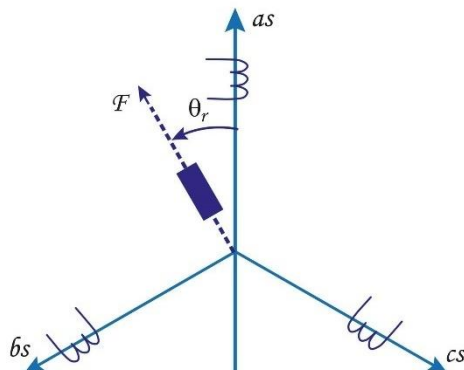


Figure II-5: Répartition des machines synchrones hybrides dans le repère triphasé

En se basant sur la répartition illustrée par la figure II-5, on peut tirer les équations électriques régissant le fonctionnement de ces machines dans le repère (a, b, c) lié au stator en notation matricielle.

→ **Expression des tensions :**

$$[V_{abc}] = [R_s] \cdot [i_{abc}] + \frac{d[\varphi_{abc}]}{dt} \quad (\text{II-1})$$

→ **Expression des flux :**

$$[\varphi_{abc}] = [L_s] \cdot [i_{abc}] + [\varphi_f] \quad (\text{II-2})$$

On note :

$$[V_{abc}] = [V_a V_b V_c]^t \quad : \text{Vecteur tensions statorique}$$

$$[i_{abc}] = [i_a i_b i_c]^t \quad : \text{Vecteur courants statorique}$$

$$[\varphi_{abc}] = [\varphi_a \varphi_b \varphi_c]^t \quad : \text{Vecteur flux statorique}$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad : \text{Matrice résistance du stator}$$

$$[\varphi_f] = \varphi_f \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad : \text{Vecteur flux engendré par les aimants}$$

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_b & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_c \end{bmatrix} \quad : \text{Matrice inductance du stator}$$

La matrice inductance du stator regroupe à la fois des inductances propres et mutuelles qui dépendent de la position du rotor, leurs expressions peuvent se mettre sous la forme suivante [40]:

$$\begin{cases} L_a = L_{s0} + L_{sv} \cos(2\theta) \\ L_b = L_{s0} + L_{sv} \cos\left(2\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)\right) \\ L_c = L_{s0} + L_{sv} \cos\left(2\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right)\right) \end{cases} \quad (\text{II-3})$$

$$\begin{cases} M_{ab} = M_{s0} + L_{sv} \cos\left(2\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right)\right) \\ M_{bc} = M_{s0} + L_{sv} \cos(2\theta) \\ M_{ca} = M_{s0} + L_{sv} \cos\left(2\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)\right) \end{cases} \quad (\text{II-4})$$

→ Le couple électromagnétique

Dans une machine synchrone qui associe réductance et aimants, le couple électromagnétique sur l'arbre représente la somme de trois couples élémentaires à savoir :

- Le couple d'interaction entre les courants et les aimants
- Le couple de réductance
- Le couple de détente

L'expression du couple électromagnétique est donc donnée par :

$$C_{em} = p [i_s]^T \left[\frac{1}{2} \frac{d[L_s]}{d\theta} [i_s] + \frac{d[\varphi_f]}{d\theta} \right] + C_{cog}(\theta) \quad (\text{II-5})$$

On traitera plus en détail la méthode de calcul de chaque couple dans les parties à venir. Dans cette partie, on s'intéresse uniquement à l'expression du couple électromagnétique dans le modèle triphasé. Puisque le couple de détente est un couple à valeur moyenne nulle, l'expression du couple électromagnétique devient :

$$C_{em} = p [i_s]^T \left[\frac{1}{2} \frac{d[L_s]}{d\theta} [i_s] + \frac{d[\varphi_f]}{d\theta} \right] \quad (\text{II-6})$$

II.3.2 Modèle biphasé

II.3.2.1 Transformation de Park

La transformation de Park vise à simplifier le modèle de la machine et supprimer la non-linéarité des équations différentielles. En effet, en substituant les enroulements immobiles du repère (a, b, c) par des enroulements dans un repère (dq) tournant, les variables réelles (tension, courant et flux) sont transformées en variables fictives ce qui facilite leur étude en particulier leur commande [42][43].

→ **Passage du triphasé vers biphasé**

Le passage du repère triphasé (a, b, c) vers le repère biphasé (dq) est assuré par la relation suivante [40][38]:

$$[X_{dqo}] = P(\theta) \cdot [X_{abc}] \quad (\text{II-7})$$

Où X représente les grandeurs de la machines (tensions, courant et flux) et $P(\theta)$ est la matrice de transformation définit comme suit :

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin\theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \quad (\text{II-8})$$

→ **Passage du biphasé vers triphasé**

Inversement, le passage d'un système biphasé (dq) vers un système triphasé se traduit par :

$$[X_{abc}] = P(\theta)^{-1} \cdot [X_{dqo}] \quad (\text{II-9})$$

Où $P^{-1}(\theta)$ représente la matrice inverse de Park suivante :

$$P^{-1}(\theta) = P^t(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos\theta & -\sin\theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \quad (\text{II-10})$$

L'angle θ présent dans les expressions désigne l'angle entre l'axe de la phase a du stator et l'axe directe d tel que :

$$\theta = \int \omega(t) dt \quad (\text{II-11})$$

Avec ω la vitesse de rotation du référentiel choisi qui peut être :

- Un référentiel lié au stator : le repère (dq) étant fixé au stator dans ce référentiel, l'axe direct et l'axe de la phase a du stator coïncident ce qui fait que $\omega = 0$
- Un référentiel lié au rotor : En fixant le repéré biphasé au rotor, la vitesse de rotation du référentiel devient celle du rotor ($\omega = \omega_r$)
- Un référentiel lié au champ tournant : Dans ce cas, le référentiel tourne à la même vitesse que le champ tournant crée par l'enroulement statorique.

Etant donné qu'on traite le cas de machines synchrones, on optera pour un référentiel lié au rotor dans notre étude.

II.3.3 Modèle de la machine dans le repéré de Park

En appliquant la transformation décrite précédemment aux équations du modèle triphasé, on obtient les expressions des tensions et du couple électromagnétique dans le repère de Park lié au rotor comme indiquées ci-dessous

- Equations des tensions :

$$\begin{cases} V_d = R_s i_d + \frac{d\varphi_d}{dt} - p\omega_r \varphi_q \\ V_q = R_s i_q + \frac{d\varphi_q}{dt} + p\omega_r \varphi_d \end{cases} \quad (\text{II-12})$$

- Couple électromagnétique :

$$C_{em} = p (\varphi_d i_q - \varphi_q i_d) \quad (\text{II-13})$$

Les expressions des flux d'axe direct et en quadrature dépendent de la manière dont on a choisi de positionner les aimants dans la structure de la machine. Ainsi, les aimants peuvent se mettre soit sur l'axe direct soit sur l'axe en quadrature. Pour nos deux machines, nous avons :

Cas MSAP :

Pour la machine synchrone à aimants, l'aimantation est orientée suivant l'axe direct. Ainsi, dans le repère de Park cette machine est représentée comme suit :

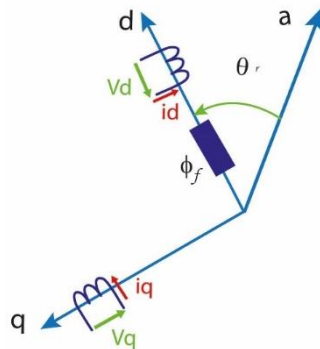


Figure II-6 : Représentation de la MSAP dans le repère de Park

Les expressions du flux suivant l'axe direct et l'axe en quadrature sont :

$$\begin{cases} \varphi_d = L_d i_d + \varphi_f \\ \varphi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (\text{II-14})$$

Les inductances L_d et L_q sont respectivement les inductances direct et en quadrature de la machine tandis que φ_f représente le flux des aimants à travers le circuit équivalent direct.

En remplaçant les flux directe et en quadrature de l'équation générale des tensions (équation II-12) et de l'expression générale du couple par leur expression donnée en (II-14) on obtient :

- Equations électriques de la MSAP :

$$\begin{cases} V_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - p\omega_r L_q i_q \\ V_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + p\omega_r L_d i_d + p\omega_r \varphi_f \end{cases} \quad (\text{II-15})$$

– Couple électromagnétique :

$$C_{em} = p(\varphi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) \quad (\text{II-16})$$

Cas MSR-AP :

Dans le cas d'une machine synchro-réductrice assistée par des aimants, la disposition des aimants peut avoir différentes configurations. Le flux des aimants peut être suivant l'axe d (de faible réluctance) ou alors à l'opposé c'est-à-dire suivant l'axe q. En ce qui concerne cette machine. Son modèle dans le repère dq est donné par la figure suivante :

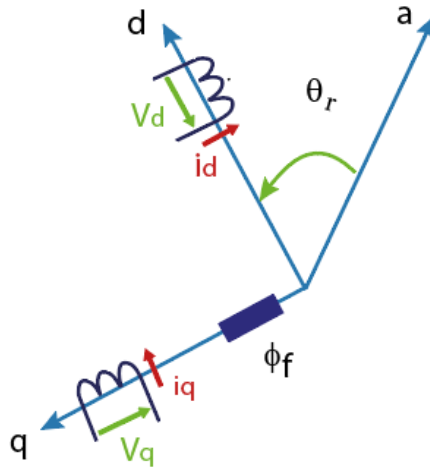


Figure II-7 : Représentation de la MSR-AP dans le repère de Park

Les équations des flux directe et en quadrature se résument à :

$$\begin{cases} \varphi_d = L_d i_d \\ \varphi_q = L_q i_q - \varphi_f \end{cases} \quad (\text{II-17})$$

En utilisant ces expressions de flux, les équations électriques suivant les deux axes de la machine peuvent être exprimées comme suit :

$$\begin{cases} V_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - p\omega_r i_q + p\omega_r \varphi_f \\ V_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + p\omega_r L_d i_d \end{cases} \quad (\text{II-18})$$

Le couple électromagnétique développé par la machine dans ce cas devient :

$$C_{em} = p(\varphi_f i_d + (L_d - L_q) i_d i_q) \quad (\text{II-19})$$

II.4 Modèle interne

La modélisation interne ou locale se base principalement sur la résolution des équations de diffusion du champ électromagnétique. Cette modélisation peut être mise en œuvre par les méthodes suivantes :

Méthodes analytiques

Les méthodes analytiques reposent sur la résolution formelle des équations de Maxwell en régime linéaire. Appliquées pour des géométries relativement simples, ces méthodes permettent de traduire le fonctionnement des dispositifs électromagnétiques et d'obtenir une approche globale de leurs performances.

L'utilisation des méthodes analytiques implique le recours à des simplifications et des hypothèses qui négligent certains comportements physiques. Ceci permet donc de réduire considérablement le temps de calcul et en contrepartie augmenter l'erreur ce qui pénalise la précision. Ainsi, les résultats obtenus par ces méthodes sont toujours approchés[24], [44], [45]

Méthodes numériques

Il existe plusieurs méthodes numériques pour la modélisation des dispositifs électromagnétiques. Ces méthodes utilisent des algorithmes mathématiques qui permettent de résoudre les différentes équations qui régissent le fonctionnement du système.

En effet, en tenant compte de la géométrie, de la caractérisation des matériaux et des conditions aux limites du problème, les méthodes numériques permettent d'offrir une représentation plus précise des performances des machines[44][11]. Pour bien décrire les géométries complexes des machines étudiées lors de ce projet, nous allons nous intéresser particulièrement à la méthode des éléments finis pour la détermination des différentes grandeurs externes.

II.4.1 Principe du calcul par éléments finis

Cette méthode consiste à subdiviser la structure de la machine en petites surfaces élémentaires de dimensions finies (maillage) puis définir l'équation à résoudre au niveau de chaque élément. En rassemblant les différentes expressions locales et en appliquant les conditions aux limites du problème, il devient possible de résoudre le système d'équations et ainsi de connaître l'état magnétique de la structure au complet.

La méthode des éléments finis nécessite un temps de calcul d'autant plus important que le maillage de la structure est fin. Il existe plusieurs logiciels de modélisation qui se base sur ce principe. Nous avons utilisé le logiciel **FEMM** pour effectuer les différents calculs dans ce mémoire.

II.4.1.1.1 Présentation de l'outil de calcul utilisé : FEMM

Le logiciel FEMM (Finite Element Method Magnetics) est une suite de programmes modulaires utilisés pour résoudre les problèmes magnétostatiques et électrostatiques en 2D. Il comporte essentiellement les trois parties suivantes [46]–[48]:

- **Préprocesseur** : C'est un programme de CAO dans lequel il est possible de :
 - Définir la nature du problème à résoudre
 - Dessiner la géométrie du dispositif
 - Introduire les caractéristiques et les propriétés des différents matériaux et régions
 - Déterminer les conditions aux limites et les courbes de saturation

- **Processeur /solver** : En prenant en compte les données présentes dans le préprocesseur, le processeur permet d'effectuer des itérations pour résoudre les équations sur chaque élément du maillage jusqu'à atteindre la précision voulue.
- **Post-processeur** : C'est un programme qui permet d'afficher et d'exploiter les résultats obtenus par le processeur. Il permet également de visualiser et de récupérer les grandeurs désirées (flux, couple, énergie, co-énergie...) sous forme de fichiers numériques.

II.4.2 Calcul de couples par éléments finis

Le calcul du couple électromagnétique d'une machine s'effectue en utilisant une des méthodes suivantes :

- **Tenseur de contrainte de Maxwell** : pour un problème dimensionnel, le couple est défini comme étant l'intégrale curviligne de la densité de flux magnétique tangentielle et radiale le long d'un contour fermé dans l'entrefer [49]. Son expression est donnée par l'équation suivante :

$$\Gamma_{em} = \frac{L_u}{\mu_0} \oint_C r \cdot B_t \cdot B_r \cdot dC \quad (II-20)$$

On note par L_u la longueur utile de la machine, r le rayon du contour d'intégration.

- **Tenseur de contrainte de Maxwell pondéré** : Cette méthode consiste à moyenner le couple après l'avoir calculé sur l'ensemble des contours d'intégration possible[49].
- **Principe des travaux virtuels** : cette technique repose sur l'utilisation du principe des travaux virtuels. Suivant ce principe, le couple n'est autre que la dérivée de la co-énergie par rapport à la position angulaire du rotor à courant constant (équation II-21) [49].

$$\Gamma_{em} = - \frac{dW_m}{d\theta} = + \frac{d\tilde{W}_m}{d\theta} \Big|_{i=cst} \quad (II-21)$$

Comme nous l'avons déjà mentionné, dans une structure de machine synchrone hybride qui associe aimants et réluctance, le couple électromagnétique résulte de la superposition de trois couples : un couple d'interaction, un couple de réluctance et un autre de détente.

En se basant sur l'expression du couple électromagnétique précédemment établi (modèle externe équation (II-5)), on se propose de déterminer la méthodologie de calcul de chacun de ces couples sous le logiciel FEMM. On illustrera les différents résultats obtenus suite à l'application de ces méthodes sur les deux machines étudiées (MSAP et MSR-AP) en considérant les matériaux parfaitement linéaires.

II.4.2.1 Méthode de calcul du Couple d'interaction

Le couple d'interaction est un couple créé par l'interaction entre les courants de l'induit et les aimants de l'inducteur. Il est donné par l'expression suivante :

$$\Gamma_{\text{int}}(\theta) = [i_s]^T \left[\frac{d[\varphi_f]}{d\theta} \right] \quad (\text{II-22})$$

Cette expression peut également se mettre sous la forme :

$$\Gamma_{\text{int}}(\theta) = \frac{1}{\Omega} \sum_{k=1}^{N_{\text{phase}}} E_k(\theta) \cdot i_k(\theta) \quad (\text{II-23})$$

Où E_k et i_k représente respectivement la fem à vide et le courant dans une phase.

Ainsi, la méthodologie de calcul du couple d'interaction consiste à déterminer dans un premier temps la force électromotrice à vide en fonction de la position. Une fois obtenue, on considère une alimentation sinusoïdale en courant qui soit en phase avec la fem. Le produit de ces deux grandeurs permet d'obtenir la variation du couple d'interaction en fonction de la position du rotor

II.4.2.1.1 Calcul de la fem en fonction de la position

Pour effectuer le calcul de la fem à vide, on considère que les enroulements statoriques ne sont pas alimentés et que le champ magnétique dans la machine est uniquement produit par la présence d'aimants.

Le calcul de la fem passe d'abord par un calcul de flux. Par définition le flux est donné par

$$\varphi = \iint \vec{B} ds \quad (\text{II-24})$$

L'équation II-24 peut également s'écrire sous la forme :

$$\varphi = \iint \text{rot} \vec{A} ds = \oint \vec{A} \cdot d\vec{l} \quad (\text{II-25})$$

Par une approche simplificatrice, le flux dans une encoche statorique suit l'expression suivante :

$$\varphi_i = \frac{L_u}{S_i} \iint A ds \quad (\text{II-26})$$

Où S_i représente la surface de l'encoche et L_u la longueur utile de la machine

Le bobinage au niveau du stator est réparti sur l'ensemble des encoches. Les flux créés au niveau de chaque phase sont ainsi liées au flux d'encoche par une matrice de connexion comme suit :

$$\begin{bmatrix} \Psi_a \\ \Psi_b \\ \Psi_c \end{bmatrix} = N_s \cdot [C] \cdot \begin{bmatrix} \varphi_1 \\ \vdots \\ \varphi_{N_e} \end{bmatrix} \quad (\text{II-27})$$

Où $[C]$ est la matrice de connexion qui décrit le bobinage, N_s le nombre de spires et N_e le nombre d'encoches.

En utilisant FEMM pour le calcul du flux au niveau de chaque encoche et en suivant les différentes étapes nous avons relevé les formes des flux de phases pour la MSAP et la MSR-AP comme indiqué par la figure II-8 :

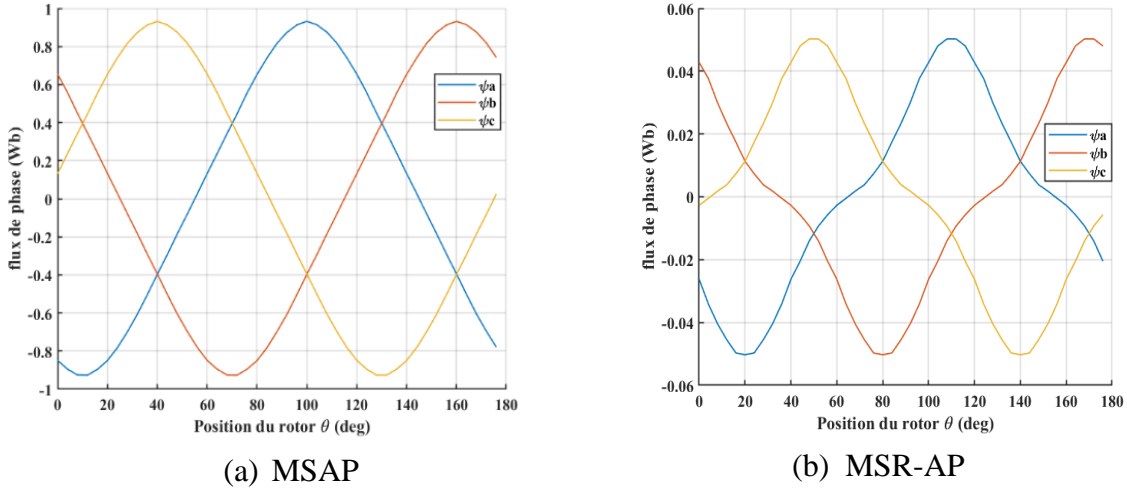


Figure II-8 : flux de phase

Ayant la valeur du flux en chaque phase, il est possible de déterminer la fem. En effet, suivant la définition de base on a :

$$\begin{bmatrix} E_a \\ E_b \\ E_c \end{bmatrix} = \frac{\partial}{\partial t} \begin{bmatrix} \Psi_a \\ \Psi_b \\ \Psi_c \end{bmatrix} = \frac{\partial}{\partial \theta} \begin{bmatrix} \Psi_a \\ \Psi_b \\ \Psi_c \end{bmatrix} \cdot \frac{\partial \theta}{\partial t} \quad (\text{II-28})$$

Ainsi, pour une vitesse constante, on détermine la fem par une simple dérivation du flux de phase par rapport à la position du rotor.

L'allure de la fem au niveau de chaque phase ainsi que le tracé des lignes de champ à vide pour les deux machines étudiées sont donnés par les deux figures II-9 et II-10

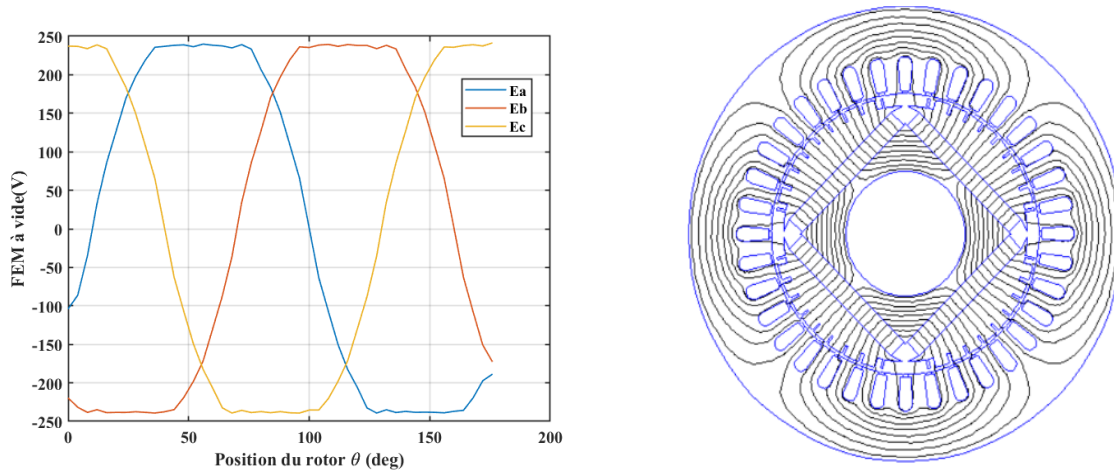


Figure II-9 : fem à vide et carte de champs de la MSAP

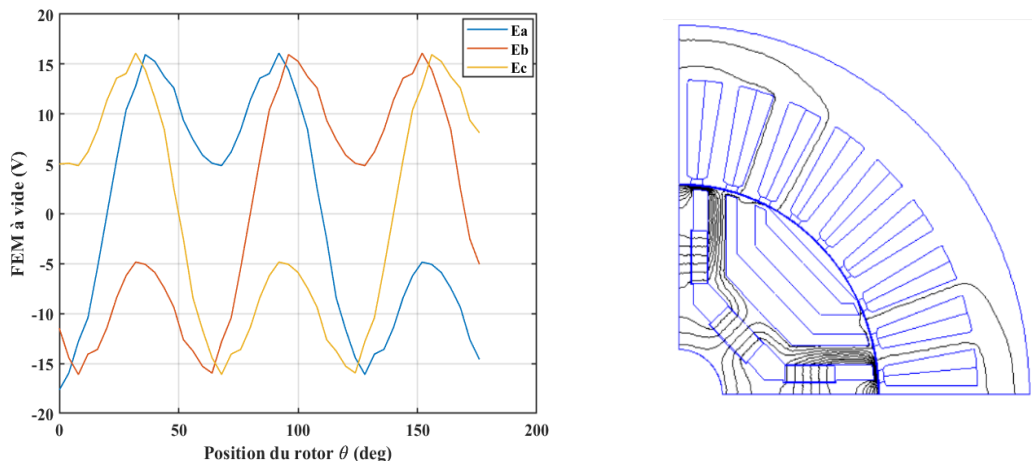


Figure II-10 : fem à vide et carte de champs de la MSR-AP

D’après les résultats obtenus pour les deux machines illustrées précédemment, on constate que la forme de la fem à vide produite par la MSAP a une forme plus proche d’une sinusoïde comparée à la MSR-AP de même pour les flux. Ceci est lié au fait que la MSR-AP présente une structure de rotor un peu plus complexe que la MSAP.

En ce qui concerne la distribution du champ, on constate que pour la MSR-AP la plupart des lignes de champs se court-circuitent au niveau du rotor et que la fem produite est relativement faible comparée à la MSAP ou la fem est importante. A vide, la fem résulte uniquement du flux créé par les aimants, ceci prouve donc que l’apport des aimants est plus important dans la MSAP.

II.4.2.1.2 Allure du couple d’interaction

Pour obtenir l’allure du couple d’interaction, on définit un courant sinusoïdal qui soit en phase avec la fem. En effectuant un simple calcul du produit courant-fem on obtient les valeurs du couple en fonction de la position du rotor. La figure II-11 représente les résultats suite à la mise en œuvre de ce calcul sur la MSAP et MSR-AP :

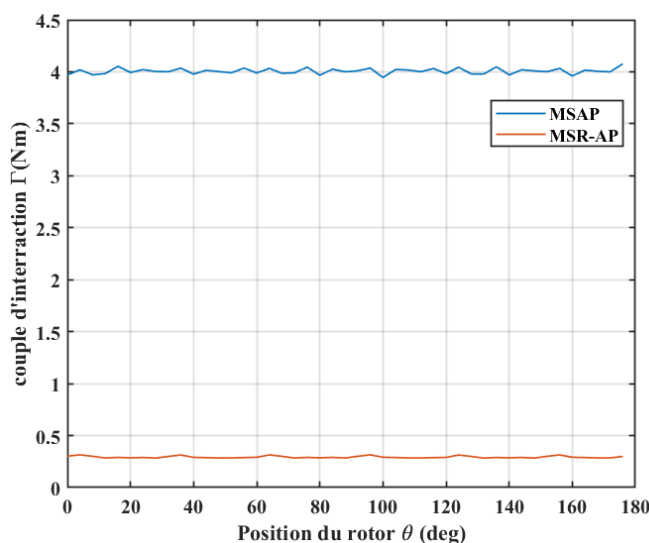


Figure II-11 : Allure du couple d’interaction

En imposant une même amplitude de courant pour les deux machines, on constate que la MSAP produit un couple d’interaction bien plus important que la MSR-AP.

En effet, contrairement à la machine à aimants où le flux produit par les aimants se doit d'être importants, les aimants dans une machine synchro-réductante sont très faibles et ne peuvent produire que peu de flux d'où un faible couple d'interaction.

II.4.2.2 Méthode de calcul du couple réductant en statique

Pour un modèle linéaire, le couple qui est dû à la saillance du rotor peut être exprimé par la relation suivante :

$$\Gamma_{rel} = \frac{1}{2} [i_s]^T \frac{d[L_s]}{d\theta} [i_s] \quad (II-29)$$

On se propose dans cette partie de déterminer l'allure du couple réductant en statique, qui par définition est le couple appliqué sur le rotor lorsque les courants de phases sont maintenus constants. Afin d'obtenir l'allure de ce couple, il est important de mettre en évidence la méthode adoptée pour le calcul de la matrice inductance.

II.4.2.2.1 Matrice inductance

Lorsqu'on néglige la saturation, l'inductance $L_s(\theta)$ est supposée constante et ne dépendre que de la position du rotor. Suivant une procédure très simple qui repose sur calcul de champ magnétique en utilisant la méthode des éléments finis, il est possible de déterminer les valeurs des inductances propres et mutuelles qui constituent la matrice inductance. La démarche consiste à désactiver d'abord l'effet des aimants en fixant leur champ coercitif à zéro. On impose par la suite un courant constant proche de sa valeur nominale dans une seule phase et on calcule le flux produit en chaque phase.

En alimentant uniquement la phase a, il est possible d'identifier l'inductance propre L_a de cette phase ainsi que les mutuelles inductances, en suivant les relations décrites par (II-30) :

$$L_a = \frac{\Psi_a}{I_a} \Big|_{I_{b,c}=0} \quad M_{ab} = \frac{\Psi_b}{I_a} \Big|_{I_{b,c}=0} \quad M_{ac} = \frac{\Psi_c}{I_a} \Big|_{I_{b,c}=0} \quad (II-30)$$

En effectuant un jeu de permutation, on obtient la totalité des éléments qui constituent la matrice inductance [50].

Sur la figure II-12 nous illustrons l'évolution de l'inductance propre et mutuelle dans la phase a en fonction de la position du rotor sur une période électrique pour les deux moteurs étudiés.

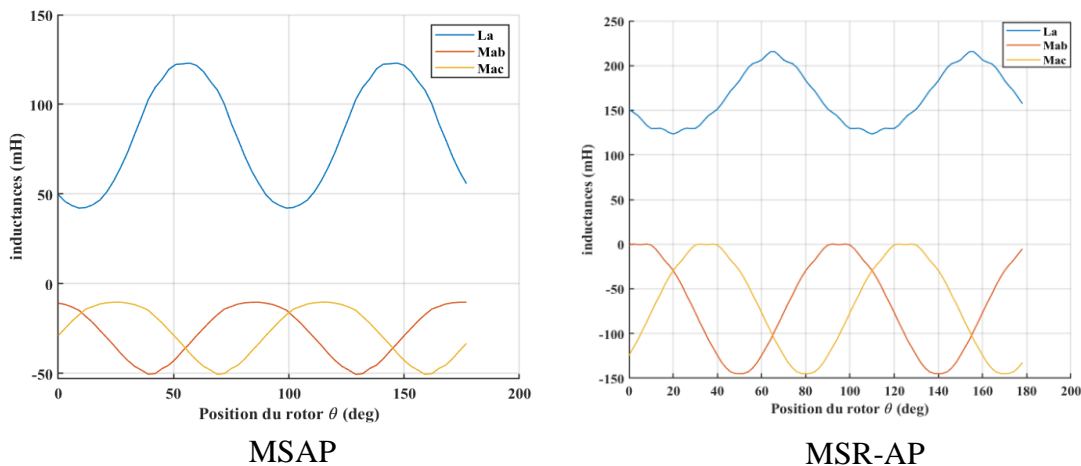


Figure II-12 : Evolution des inductances de la phase a en fonction de la position du rotor

Les inductances propres et mutuelles dans la phase « a » de la machine synchrone à aimants sont relativement faibles par rapport à ceux de la machine synchro-réductante assistée par des aimants. Un tel résultat est assez évident vu la construction que présente chacune de ces machines.

II.4.2.2.2 Allure du couple total

En alimentant une seule phase par un courant constant, l'expression du couple statique produit par la réductance devient :

$$\Gamma_{rel} = \frac{1}{2} i_k^2 \frac{dL_k(\theta)}{d\theta} \quad (II-31)$$

Où k représente la phase qui est alimentée. En utilisant le principe de circularité des phases a, b et c, on peut tracer les couples statiques de chacune de ces phases. A partir de ces trois couples statiques et en choisissant bien les instants de commutation, on retrouve le couple statique total. L'application de ce concept sur nos deux machines nous a permis d'obtenir les formes suivantes :

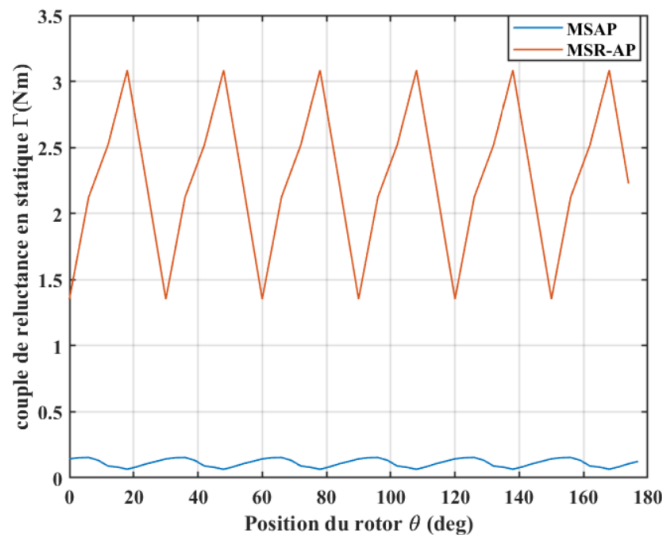


Figure II-13 : Couple de réductance en statique

On remarque que le couple statique développé dans le cas de la MSR-AP prend une forme qui oscille autour d'une valeur moyenne de 2.26 Nm tandis que la MSAP fournit un couple dont la valeur moyenne est 0.11 Nm. Ainsi, le couple de réductance en statique produit par la MSR-AP est bien plus important que celui de la MSAP. Ceci nous permet donc de dire, qu'effectivement l'effet de la réductance est plus présent dans la MSR-AP.

II.4.2.3 Méthode de calcul du couple de détente

Le couple de détente est un couple qui est dû à l'interaction entre les aimants et les dents du stator. Pour calculer ce couple, on ne considère aucun courant d'alimentation dans les enroulements statoriques. En prenant en compte uniquement l'effet des aimants et en appliquant une des méthodes précédemment citées (Tenseur de contrainte de Maxwell, Tenseur de contrainte de Maxwell pondéré, Principe des travaux virtuels), il est possible de retrouver son allure. La mise en œuvre du calcul numérique sur les deux machines (MSR-AP et MSAP) permet d'obtenir les courbes de la figure II-14 :

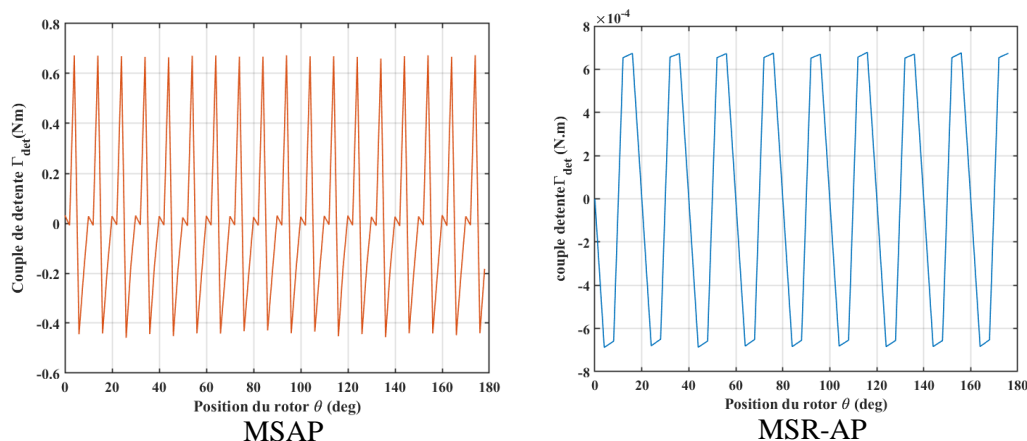


Figure II-14 : Allure du couple de détente

On constate d'après la figure II-14 que le couple de détente dans les deux machines prend des valeurs relativement faibles. Ce couple a une allure oscillatoire à valeur moyenne nulle.

Pour la MSR-AP, on remarque que le couple de détente prend des valeurs très faibles voire quasiment nuls. En effet, comme nous l'avons déjà mentionnée, la plupart des lignes de champ créées par les aimants se court-circuitent au niveau du rotor ce qui a pour effet de réduire l'interaction dent-aimants.

Suite à l'analyse des différents résultats obtenus dans les deux machines, on peut dire que dans le cadre de notre travail la MSAP représente bien le cas d'une machine synchrone à fort taux d'excitation puisque l'apport des aimants prédomine dans sa structure. A son opposée, la machine synchro-réductante assistée par des aimants est considérée comme une machine à faible taux d'excitation du moment que l'apport des aimants par rapport à la réductance est relativement faible.

II.4.3 Identification des paramètres en vue de la commande

L'objectif principal de notre étude est de réaliser la commande de machines synchrones hybrides en prenant comme exemple la MSAP et la MSR-AP. Ainsi, il se voit important d'identifier leurs paramètres dans le repère de Park. En effet, le modèle externe de la machine en biphasée fait intervenir des inductances suivant les deux axes polaire et inter-polaire qu'il faudra déterminer pour décrire le comportement de la machine. Dans cette partie du mémoire on présentera les techniques mises en œuvre pour déterminer ces inductances aussi bien en régime linéaire qu'en saturé.

II.4.3.1 Référentiel de Park

Dans les deux structures de machines, l'axe polaire (d) et l'axe inter-polaire (q) sont définis comme suit :

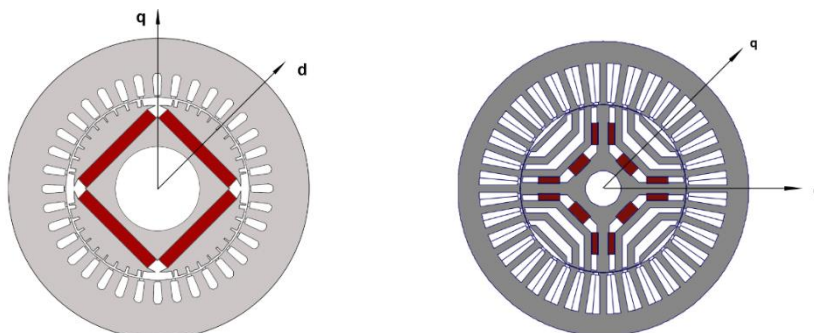


Figure II-15 : Référentiel de Park dans la MSAP et MSR-AP

Comme mentionné précédemment, le passage d'un repère triphasé vers le repère biphasé est assuré par la matrice de Park. Sachant que les éléments de cette matrice dépendent uniquement de l'angle formé entre l'axe de la phase a et l'axe d, il suffit donc de trouver sa valeur pour pouvoir effectuer la transformation. Pour ce faire, la méthode à adopter consiste à déterminer en premier lieu l'axe de la phase a en alimentation uniquement cette phase et en s'assurant d'avoir désactivé l'effet des aimants. Par la suite on détermine la position de l'axe d de la machine par rapport à une même référence. En effectuant la différence entre la position des deux axes on obtient l'angle de la matrice de Park.

II.4.3.2 Inductance d'axe directe et d'axe en quadrature

En régime linéaire

Les valeurs des inductances directe et quadratique sont supposées constantes. Pour identifier ces valeurs, on met la totalité du courant suivant l'axe sur lequel on souhaite déterminer l'inductance (courant suivant l'axe d pour l'inductance directe et courant sur l'axe q pour l'inductance quadratique). L'amplitude du courant est prise proche de sa valeur nominale, les cartes de champs obtenus suite à cette procédure sont illustrées par la figure ci-dessous :

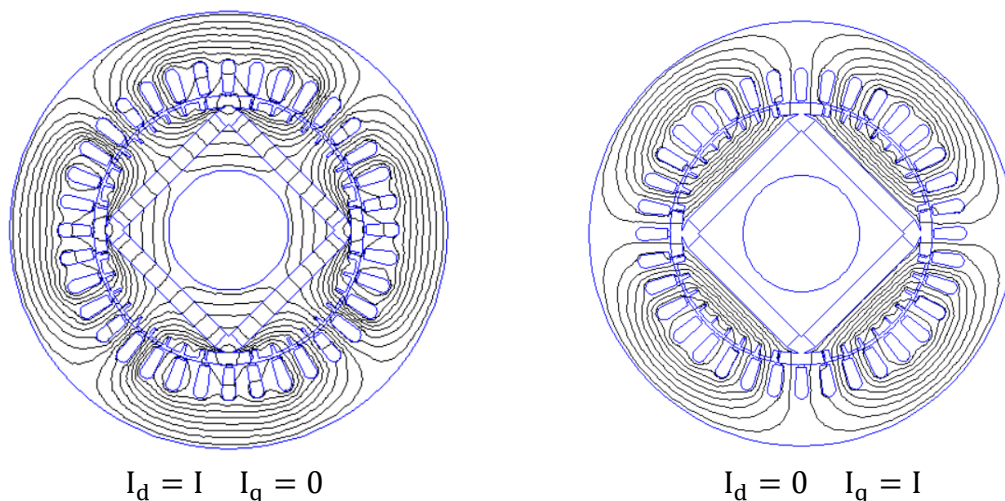


Figure II-16 : Cartes de champ pour le calcul d'inductance dans la MSAP

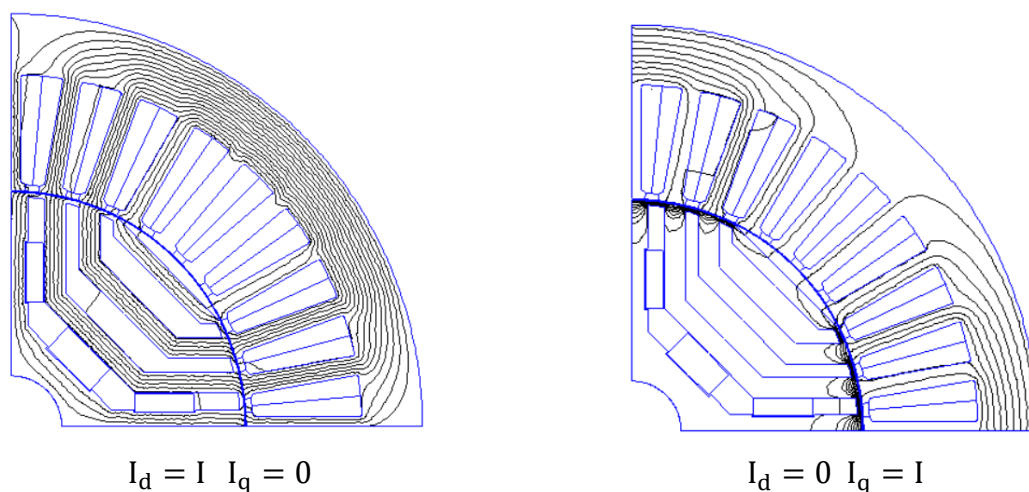


Figure II-17 : Cartes de champ pour le calcul d'inductance dans la MSR-AP

En utilisant la matrice de Park, on retrouve les courants en triphasé. Ces courants sont injectés dans les enroulements statoriques et après un calcul de flux en triphasé et en biphasé, on retrouve les valeurs des inductances suivant les deux axes par :

$$L_d = \frac{\Psi_d}{I_d} \quad L_q = \frac{\Psi_q}{I_q} \quad (\text{II-32})$$

Il est à noter que le calcul du flux se fait comme décrit précédemment en utilisant le logiciel FEMM. Les valeurs de l'inductance obtenues suite à cette identification pour les deux machines sont :

MSAP: $L_d = 68.8\text{mH}$ $L_q = 146.3\text{mH}$

MSR-AP: $L_d = 336.33\text{mH}$ $L_q = 57.27\text{mH}$

En régime non linéaire

Nous avons déterminé précédemment les valeurs des inductances directe et en quadrature des deux machines en régime linéaire. Etant donné que ces deux machines présentent un certain degré de saturation vu leurs caractéristiques magnétiques (figures II-2 et II-4), on se propose dans cette partie d'évaluer l'effet de la saturation sur les inductances.

En négligeant l'effet des aimants ainsi que la dépendance des flux de la position du rotor, les allures des flux directes et quadratiques pour chaque machine sont représentées ci-dessous :

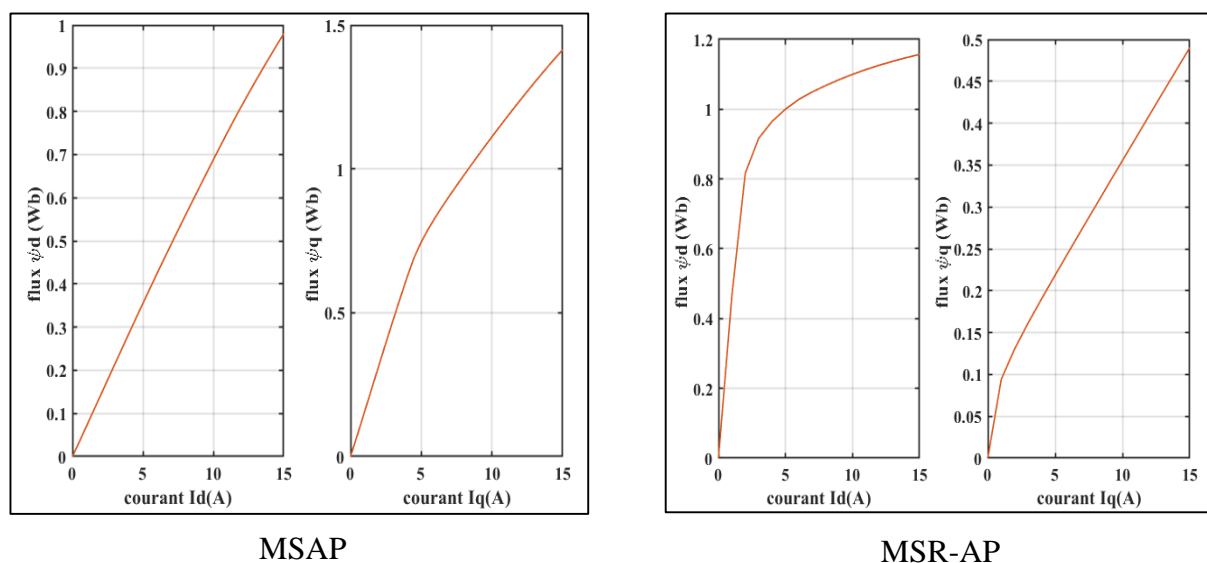


Figure II-18 : variation du flux en fonction du courant

A partir des courbes obtenues, on voit bien que les caractéristiques des flux ne sont plus linéaires et donc les valeurs des inductances ne sont plus constantes. En effet, en régime saturé, on peut distinguer deux types d'inductances : Une inductance statique aussi appelée inductance apparente et une inductance dynamique ou incrémentale définies comme suit [51][46] :

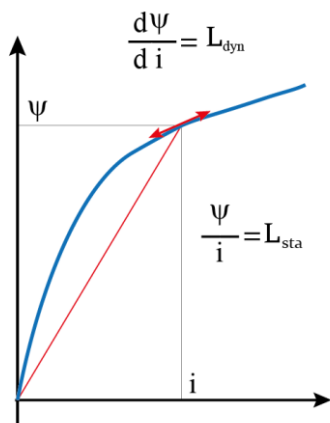


Figure II-19 : inductance statique et inductance dynamique

A partir des flux déterminés précédemment, il est possible de trouver les valeurs des inductances statiques et dynamiques suivant chaque axe en appliquant les relations suivantes :

$$L_{dstat} = \left. \frac{\Psi_d(I_d) - \Psi_d(0)}{I_d} \right|_{I_q = cst} \quad L_{ddyn} = \left. \frac{\Psi_d(I_d + \Delta I_d) - \Psi_d(I_d)}{\Delta I_d} \right|_{I_q = cst} \quad (II-33)$$

$$L_{qstat} = \left. \frac{\Psi_q(I_q) - \Psi_q(0)}{I_q} \right|_{I_d = cst} \quad L_{qdyn} = \left. \frac{\Psi_q(I_q + \Delta I_q) - \Psi_q(I_q)}{\Delta I_q} \right|_{I_d = cst} \quad (II-34)$$

Les valeurs de ces inductances dépendent du courant [52]–[54], on se propose de tracer en fonction du courant statorique l'évolution des inductances statique et dynamique suivant chaque axe pour les deux machines. Les courbes obtenues sont illustrées par la figure suivante :

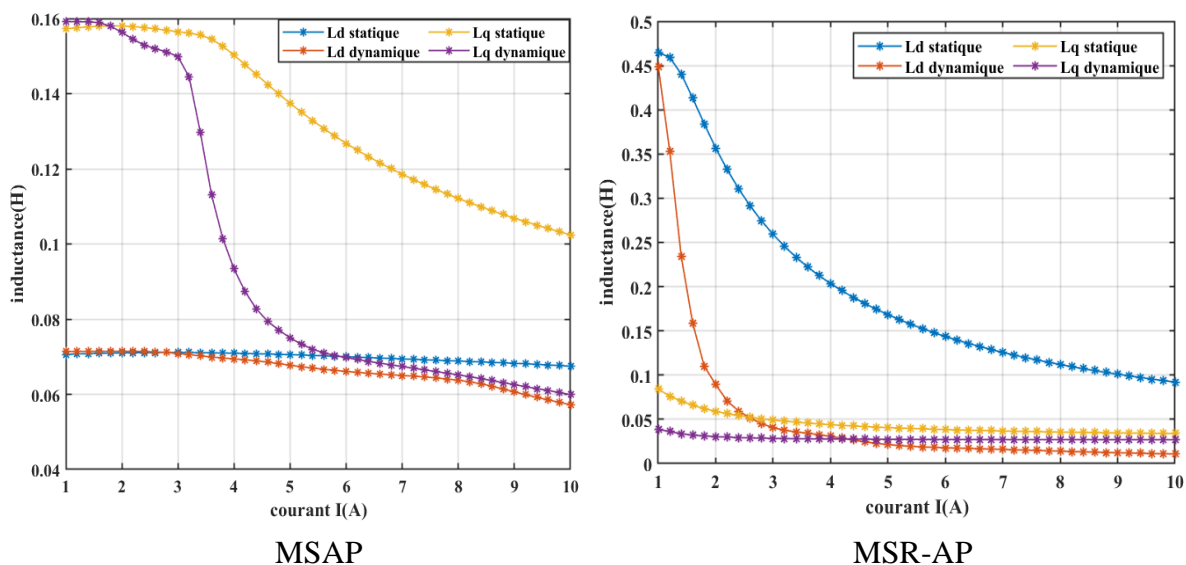


Figure II-20 : Variation des inductances en fonction du courant statorique

En faisant varier la valeur maximale du courant statorique, on constate que pour les deux machines, les inductances dynamiques diminuent plus fortement que les inductances statiques. Ces valeurs d'inductances dynamiques tendent vers des valeurs finies plus on approche de la saturation.

Dans le cas de la MSAP, lorsque le courant est faible, les inductances statiques coïncident avec les inductances dynamiques et prennent des valeurs proches de celles déterminées en régime linéaire sur les deux axes. Ceci s'explique par le fait que pour ces valeurs de courant, la saturation du fer n'a pas encore été atteinte, chose qu'on peut constater sur la figure II-20.

A mesure qu'on augmente le courant, on remarque une légère différence entre les inductances statiques et dynamique lorsqu'on est sur l'axe direct alors qu'une forte différence est observée suivant l'axe quadratique. En effet, la structure de notre MSAP fait que la saturation de l'acier suivant l'axe q soit plus importante et donc l'inductance de cet axe est la plus affectée par la saturation.

Le contraire est obtenu dans le cas de la MSR-AP où on peut clairement voir sur la figure II-20 que le flux suivant l'axe direct sature plus rapidement. Ainsi, la saturation dans ce cas affecte grandement l'inductance directe et moins l'inductance transverse.

II.4.3.3 Flux produit par les aimants

Afin de déterminer la valeur du flux créé par les aimants, il suffit de considérer uniquement la présence des aimants dans la machine et ne fixer aucun courant pour l'alimentation du stator. En effectuant le calcul numérique sur nos deux machines, on constate que dans le cas d'une machine à aimant, le flux d'aimant est orienté suivant l'axe direct et il correspond au flux $\Psi_d(0)$ Tandis que pour la MSR-AP le flux des aimants représentent le flux $\Psi_q(0)$. Ainsi, on obtient :

$$\text{MSAP} : \Psi_f = 1.09 \text{ wb}$$

$$\text{MSR-AP} : \Psi_f = 0.231 \text{ wb}$$

II.5 Conclusion

Au cours de ce chapitre, nous avons présenté les topologies des deux machines concernées par notre étude qui sont la machine synchrone à aimants insérés et la machine synchro-réductante assistée par des aimants. Nous avons établi le modèle externe où nous avons décrit les équations régissant le fonctionnement de chaque machine qu'on utilisera dans le chapitre suivant.

En exploitant le modèle interne et à travers le calcul des différents couples mis en œuvre à l'aide du logiciel FEMM, nous avons pu vérifier qu'effectivement, dans le cadre de notre étude, la machine à aimants insérés représente bien un exemple de machine à fort taux d'excitation et que la machine synchro-réductante, à son opposée, correspond à une machine ayant un faible taux d'excitation.

L'objectif principal de ce chapitre étant d'identifier les paramètres des deux machines, nous avons décrit la procédure de détermination du repère de Park ainsi que la méthode de calcul suivie pour retrouver les valeurs des inductances suivant les deux axes. Nous avons également souligné l'effet de la saturation sur les valeurs des inductances directe et transverse pour les deux machines. Après avoir tracé la variation des flux et des inductances en fonction des courants, nous avons conclu que la saturation de l'acier est plus importante dans l'axe en quadrature lorsqu'il s'agit de la MSAP tandis qu'elle est plus importante dans l'axe direct dans MSR-AP.

On note que pour la suite de notre étude et pour réaliser un modèle de commande simple, nous avons choisi de négliger l'effet de la saturation et de travailler en linéaire avec des paramètres constants.

Chapitre III. Modélisation dynamique et commande de machines synchrones hybrides

III.1 Introduction

Après avoir identifié dans le chapitre précédent les différents paramètres de nos deux machines (la machine synchrone à aimants insère et la machine synchro-réductante assistée d'aimants), on s'intéresse par ce présent chapitre à leurs commandes. Pour établir un processus de commande il est important de déterminer préalablement le modèle de la machine et de son convertisseur. Le schéma global qui décrit le processus de commande est illustré par la figure suivante [55]

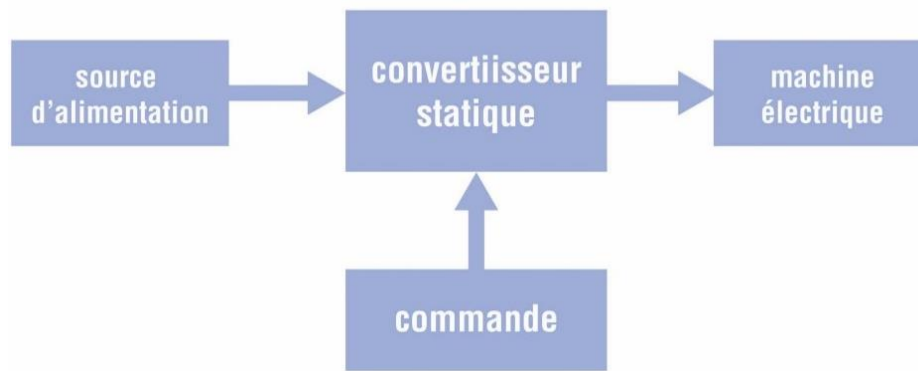


Figure III-1 : schéma de commande

Ayant pour objectif de déterminer la stratégie de commande qui permet de minimiser les pertes Joule à couple constant dans une structure de machine hybride, le but de ce chapitre est de mettre en évidence, suivant le taux d'excitation, la technique de contrôle la plus adaptée. On traitera le cas des trois catégories de machines citée dans le chapitre I à savoir :

- Une machine à fort taux d'excitation
- Une machine à faible taux d'excitation
- Une machine à taux d'excitation moyen

On prend le cas de la machine à aimant comme exemple de machine qui présente un fort taux d'excitation et la machine synchro-réductante assistée d'aimants pour la représentation des machines à faible taux d'excitation.

III.2 Machine à fort taux d'excitation : MSAP

Comme nous l'avons mentionnée dans le chapitre précédent, la MSAP présente un fort taux d'excitation étant donné que la présence des aimants prédomine dans sa structure. Dans cette partie, nous allons définir le modèle dynamique de la machine ainsi que les deux stratégies que nous avons appliqué pour sa commande.

III.2.1 Modèle de la MSAP

En reprenant les équations du modèle externe de la machine établit dans le chapitre II, les équations qui régissent le fonctionnement de la MSAP dans le repère de Park sont :

- Equations électriques :

$$\begin{cases} V_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - p\omega_r L_q i_q \\ V_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + p\omega_r L_d i_d + p\omega_r \varphi_f \end{cases} \quad (\text{III-1})$$

- Equation du couple électromagnétique :

$$C_{em} = p \left(\varphi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q \right) \quad (\text{III-2})$$

- Equation mécanique :

La conversion de l'énergie électrique en énergie mécanique dans les machines électriques se traduit par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f\Omega \quad (\text{III-3})$$

Avec :

- Ω : la vitesse mécanique du rotor ($rad. s^{-1}$)
- J : moment d'inertie de toutes les parties tournantes ($kg. m^2$)
- C_{em} : le couple électromagnétique ($N. m$)
- C_r : le couple de charge ($N. m$)
- f : le coefficient de frottement visqueux ($N.m.s/rad$)

Ayant ces différentes équations, il est possible de déterminer la représentation d'état de la machine. L'équation III-1 peut se mettre sous forme suivante :

$$\begin{cases} L_d \frac{di_d}{dt} = V_d - R_s i_d + p\omega_r L_q i_q \\ L_q \frac{di_q}{dt} = V_q - R_s i_q - p\omega_r L_d i_d - p\omega_r \varphi_f \end{cases} \quad (\text{III-4})$$

En notation matricielle l'équation précédente devient :

$$\begin{pmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \frac{p\omega_r L_q}{L_d} \\ -\frac{p\omega_r L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & -\frac{p\omega_r}{L_q} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_d \\ V_q \\ \varphi_f \end{pmatrix} \quad (\text{III-5})$$

Ainsi, on obtient l'équation d'état suivante :

$$\begin{pmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \end{pmatrix} = A \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + B \begin{pmatrix} V_d \\ V_q \\ \varphi_f \end{pmatrix} \quad (\text{III-6})$$

Ou :

- $A = A_1 + p\omega_r A_2$ tq : $A_1 = \begin{pmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_q} \end{pmatrix}$ et $A_2 = \begin{pmatrix} 0 & \frac{L_q}{L_d} \\ -\frac{L_d}{L_q} & 0 \end{pmatrix}$
- $B = B_1 + p\omega_r B_2$ tq : $B_1 = \begin{pmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & 0 \end{pmatrix}$ et $B_2 = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_q} \end{pmatrix}$

En utilisant la représentation d'état et l'ensemble des équations précédentes, on établit le modèle Simulink de la MSAP à aimants insérés illustrés par la figure III-2 Ci-dessous :

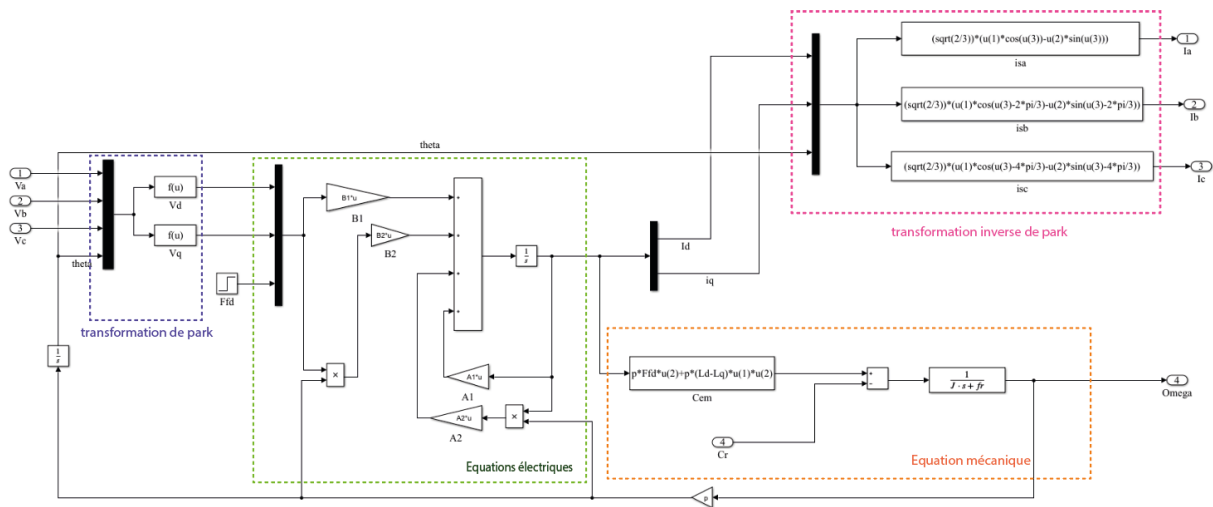


Figure III-2 : modèle Simulink de la MSAP

III.2.2 Modélisation de l'onduleur

L'onduleur est un convertisseur statique qui permet, à partir d'une source d'alimentation continue de générer des signaux alternatifs. Suivant la nature de la source DC on distingue plusieurs types d'onduleurs [56][57] :

- Onduleur de tension (CSV) : Avec une source de tension continue comme entrée, il permet d'alimenter un récepteur de courant.
- Onduleur de courant (CSI) : Avec une source de courant continu comme entrée, il assure l'alimentation d'un récepteur de tension

Le type d'onduleur peut également dépendre du nombre de phases (monophasé, triphasé,...) ainsi que du nombre de niveau (onduleurs multiniveaux 2,3,..). Dans notre cas, on utilisera un onduleur de tension triphasé à deux niveaux.

III.2.2.1 Association Machine-Onduleur

La figure suivante présente un schéma d'alimentation de la machine avec un onduleur de tension à deux niveaux :

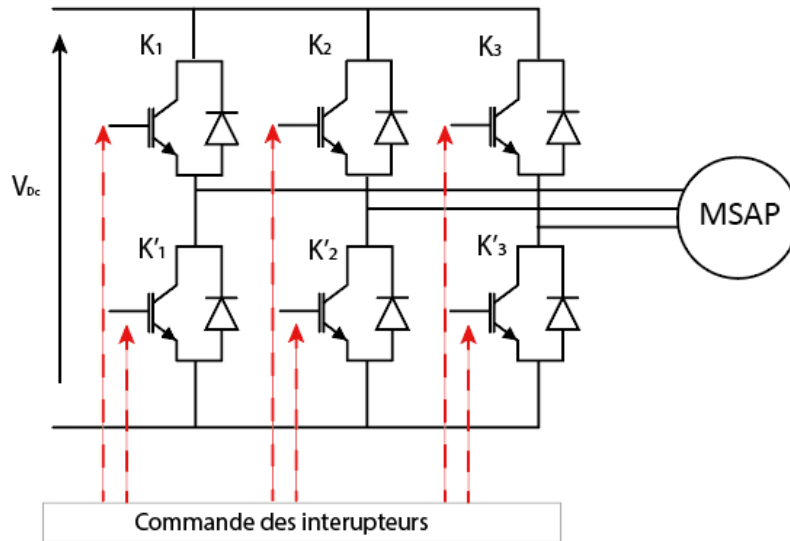


Figure III-3 : Association onduleur -MSAP

Cet onduleur de tension est alimenté par une source continue d'amplitude V_{Dc} (batterie), il est constitué de six transistors avec six diodes de récupération. Afin de faciliter la modélisation, on considère que ces éléments sont idéaux, ainsi ils peuvent être assimilés à des interrupteurs dont la résistance est nulle à l'état passant et infinie pour l'état bloqué ou la commutation se fait de manière instantanée.

III.2.2.2 La commande MLI_TS des interrupteurs

En fonction des caractéristiques électromagnétiques désirées, l'onduleur permet de produire des tensions alternatives variables en amplitude et en fréquence. Il existe plusieurs techniques de commande des interrupteurs (commande pleine onde, commande par hystérésis, commande MLI, ect...). Dans ce travail, on optera pour une commande MLI (modulation à largeur d'impulsion) triangulo-sinusoidale. Cette technique consiste à comparer une tension de référence sinusoidale notée modulante à un signal triangulaire appelé porteuse de fréquence f_p bien plus élevé que la fréquence du signal de référence [56][58]. Ainsi, la commande des interrupteurs (instant de fermeture et de blocage) est définie suivant les instants d'intersection des deux signaux :

- Si la modulante est supérieure à la porteuse $\rightarrow K_i$ on et K'_i off
- Si la modulante est inférieure à la porteuse $\rightarrow K'_i$ on et K_i off

Il est à noter également que la MLI triangulo-sinusoidale est caractérisée par les deux paramètres suivant :

- L'indice de modulation noté m : il représente le rapport entre la fréquence de la porteuse et la fréquence de la modulante ($m = \frac{f_p}{f}$)
- Le taux de modulation noté r : aussi appelé coefficient de réglage, il définit le rapport entre l'amplitude de la référence et celle de la porteuse ($r = \frac{A}{A_p}$)

III.2.2.3 Modélisation du convertisseur DC/AC et de sa commande

Si on considère que les enroulements statoriques sont connectés en étoile à neutre et que les interrupteurs sont idéaux, le schéma équivalent de la figure III-3 peut se mettre sous la forme suivante :

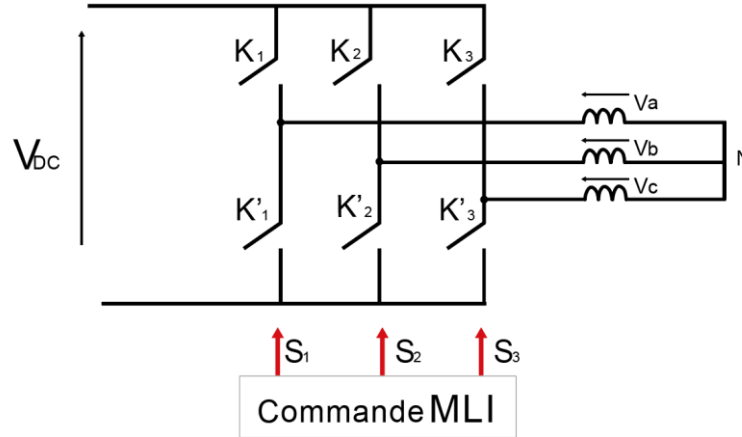


Figure III-4 : Schéma équivalent de l'association machine-convertisseur

Pour assurer la commande de l'ensemble des interrupteurs, il est important de respecter les différentes règles de causalité. Sachant que les deux interrupteurs présents au niveau de chaque bras constituent une cellule de commutation, la commande dans chaque cellule doit se faire de façon complémentaire : lorsque l'interrupteur K_i est fermé, l'interrupteur K'_i est ouvert et inversement [55].

On définit alors les fonctions logiques de connexion par S_i ($i=1,2$ et 3) tel que :

$$S_i = \begin{cases} 1 & \text{si } K_i \text{ est fermé et } K'_i \text{ est ouvert} \\ 0 & \text{si } K_i \text{ est ouvert et } K'_i \text{ est fermé} \end{cases} \quad (\text{III-7})$$

A la sortie de l'onduleur, les tensions composées sont exprimées comme suit :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{Dc}(S_1 - S_2) \\ U_{bc} = V_{Dc}(S_2 - S_3) \\ U_{ca} = V_{Dc}(S_3 - S_1) \end{cases} \quad (\text{III-8})$$

Les relations qui lient les tensions simples aux tensions entre phases sont données par :

$$\begin{cases} V_a = \frac{U_{ab} - U_{ca}}{3} \\ V_b = \frac{U_{bc} - U_{ab}}{3} \\ V_c = \frac{U_{ca} - U_{bc}}{3} \end{cases} \quad (\text{III-9})$$

Ainsi, on obtient la relation entre les tensions simples et les fonctions logiques de connexion délivrées par la commande MLI de l'onduleur :

$$\begin{cases} V_a = \frac{V_{Dc}}{3} (2S_1 - S_2 - S_3) \\ V_b = \frac{V_{Dc}}{3} (2S_2 - S_1 - S_3) \\ V_c = \frac{V_{Dc}}{3} (2S_3 - S_1 - S_2) \end{cases} \quad (III-10)$$

Le système d'équations (III-10) peut se mettre sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{V_{Dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} = [M] \cdot \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (III-11)$$

Ou M représente la matrice de connexion.

Le courant à l'entrée de l'onduleur peut être exprimé comme suit :

$$I_s = S_1 \cdot I_a + S_2 \cdot I_b + S_3 \cdot I_c \quad (III-12)$$

A partir de l'équation (III-11), on peut établir le schéma suivant sous Simulink :

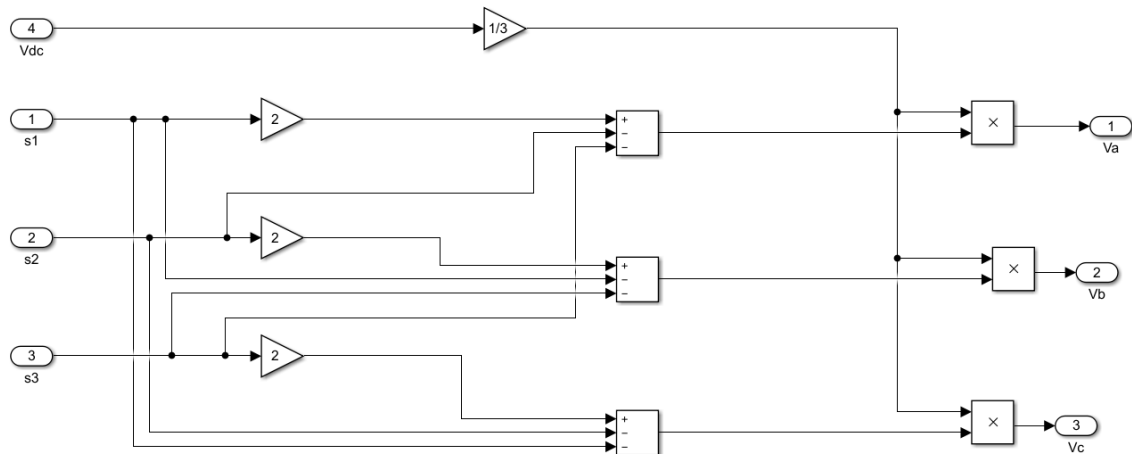


Figure III-5 : modèle Simulink de l'onduleur

Pour illustrer le fonctionnement de l'onduleur à commande MLI-ST, nous avons pris l'exemple d'un système de tension triphasé de fréquence 50 Hz qu'on compare avec le signal de la porteuse pour un taux de modulation de $r = 0.8$ et un indice de modulation $m = 21$, l'allure des courbes obtenue est donnée par la figure ci-dessous :

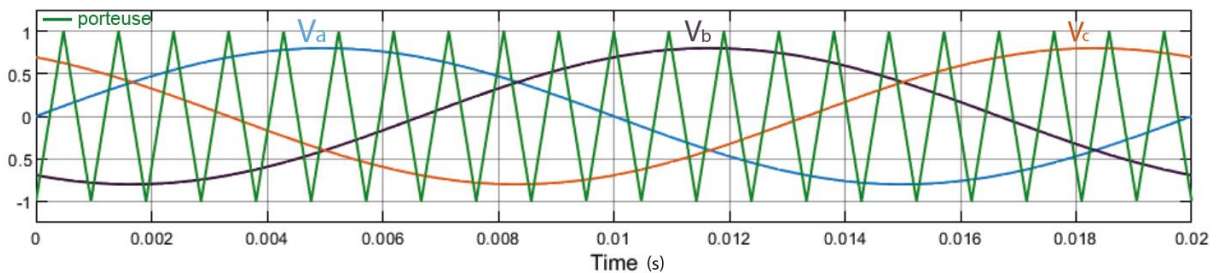


Figure III-6 : Principe de la commande MLI triangulo-sinusoidale

La comparaison entre les tensions de la modulante et la porteuse permet de déterminer le signal de chaque fonction logique (S_1, S_2 et S_3)

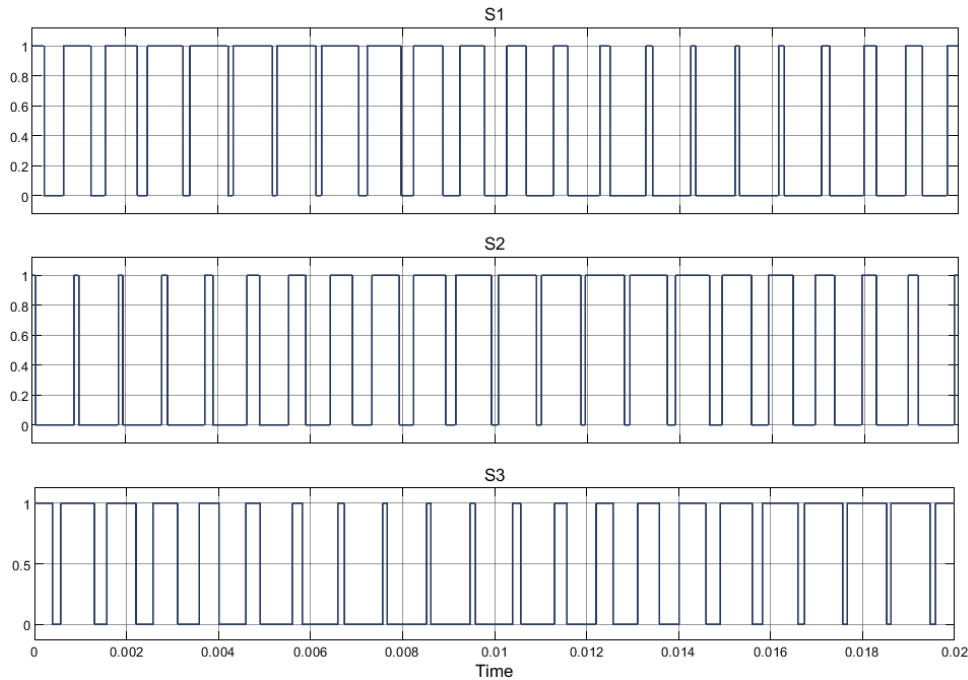


Figure III-7 : Fonctions logiques de connexion

A partir des signaux de commandes obtenus (figure III-7) et la formule (III-11), il est possible de déterminer la tension V_a à la sortie de l'onduleur :

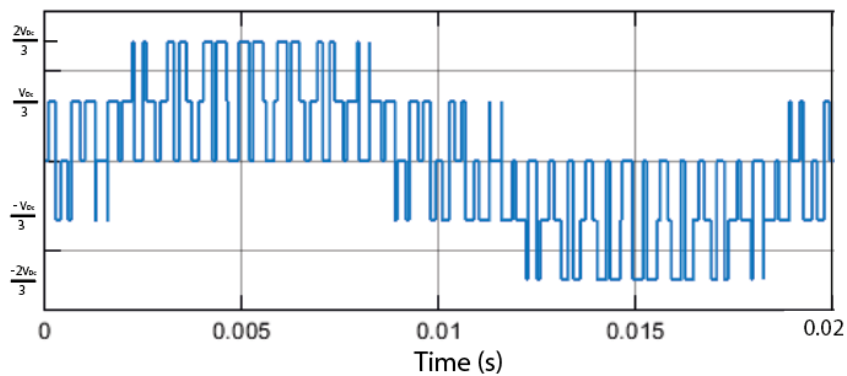


Figure III-8 : Tension V_a

III.2.3 Commande de la MSAP

Le modèle multivariable de la machine synchrone à aimants permanents rend le contrôle de la vitesse et donc du couple sujet à la commande simultanée de plusieurs variables. Pour pallier ce problème et obtenir les performances désirées, il suffit d'assimiler le comportement électromécanique de cette machine à celui d'une machine à courant continu par l'application de ce qu'on appelle commande vectorielle. Cette méthode se base sur la décomposition du courant statorique en deux termes : direct et quadratique. Une partie du courant va permettre donc de contrôler le flux de la machine tandis que l'autre assure le contrôle du couple ce qui nous ramène à un modèle équivalent à celui de la MCC[59] .

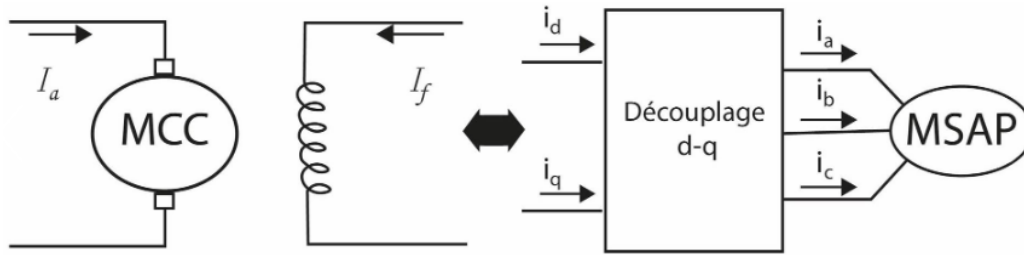


Figure III-9 : Principe de la commande vectorielle

L'un des objectifs de la commande vectorielle est de contrôler le couple électromagnétique de la machine de manière optimale, en se basant sur l'expression du couple déterminé précédemment (équation III-2), on voit bien qu'il dépend des deux variables I_d et I_q .

Il existe plusieurs stratégies de commande qui permettent de contrôler ces deux grandeurs, suivant un critère bien précis, la relation qui lie les deux grandeurs est déterminée ce qui assure leur contrôle [60]–[62]. Dans notre cas, le but principal est de déterminer la stratégie de commande la plus adaptée pour minimiser les pertes Joule pour un couple donné.

La machine qui fait objet de notre étude est une machine à aimants qui présente une saillance ($L_d \neq L_q$). Le couple d'une telle machine étant principalement produit par les aimants présents au niveau du rotor, on traitera pour sa commande les deux stratégies suivantes :

- Commande avec $I_{dref} = 0$
- Commande MTPA

III.2.3.1 Commande avec un courant direct nul

La commande à courant direct nul permet de maximiser le couple lorsqu'elle est appliquée sur des machines à pôle lisse ($L_d = L_q$) ou le couple réactif est inexistant. On se propose donc dans un premier temps d'utiliser cette même stratégie pour la commande de la MSAP et de négliger la contribution de la réactance dans la valeur finale du couple électromagnétique.

III.2.3.1.1 Principe de la commande $I_{dref}=0$

La réalisation d'une telle commande consiste à maintenir le flux de la réaction d'induit en quadrature avec le flux rotorique en annulant la valeur du courant suivant l'axe direct comme indiqué sur la figure suivante :

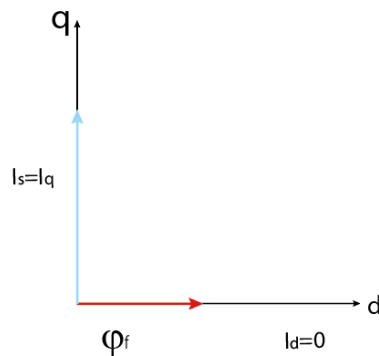


Figure III-10 : principe de la commande avec courant direct nul ($I_{dref}=0$)

En effet, lorsqu'on impose un courant direct de référence égal à zéro ($i_{dref} = 0$) le couple créé par la réactance s'annule ($(L_d - L_q)i_q i_d = 0$).

Ainsi, l'expression du couple électromagnétique développé par la machine devient :

$$C_{em} = p\phi_f i_q \quad (III-13)$$

La valeur du flux créé par les aimants étant constante, le contrôle du couple est assuré uniquement par la composante I_q [62]–[64].

Le schéma global de cette stratégie est illustré par la figure (III-11), il est principalement constitué de deux boucles une externe qui permet de réguler la vitesse et une interne qui sert à réguler les courants

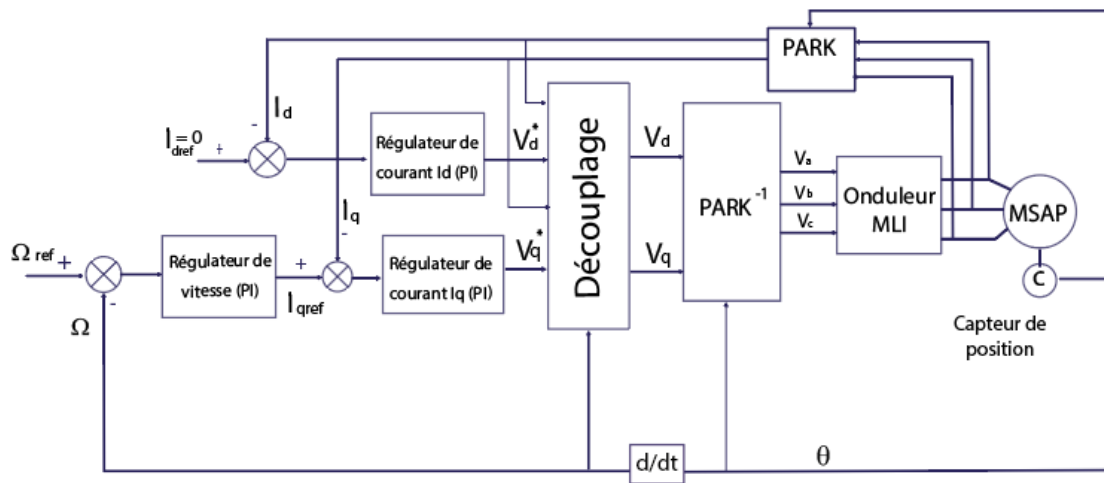


Figure III-11 : schéma global de la commande vectorielle avec $I_{dref} = 0$

La vitesse est régulée par la boucle externe du bloc et présente à la sortie de son régulateur la valeur du couple électromagnétique de référence et donc du courant I_q de référence. L'erreur qui existe entre la valeur référence et la valeur réelle du courant I_q est appliquée à l'entrée d'un régulateur de type PI.

La valeur référence du courant I_d , fixé à 0, est comparée à sa valeur réelle avant d'être appliquée à l'entrée du régulateur de courant I_d . Les deux régulateurs de courants génèrent des tensions V_d et V_q qui sont introduites dans un bloc de découplage afin d'obtenir les réelles tensions de références. Par une transformation inverse de Park, les tensions référence V_a, V_b, V_c utilisées pour la commande MLI de l'onduleur sont déterminées.

Ayant défini précédemment le modèle de la MSAP ainsi que celui de l'onduleur et sa commande, on s'intéresse à présent au découplage de la machine et au dimensionnement des différents régulateurs pour pouvoir réaliser la commande.

III.2.3.1.2 Découplage par compensation

Le modèle déterminé auparavant dans le référentiel de Park montre que la MSAP à aimants insérés décrit un système multi variables, non linéaire, fortement couplé. Les courants sont donc liés entre eux par la relation III-14 suivante :

$$\begin{cases} V_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - p\omega_r L_q i_q \\ V_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + p\omega_r L_d i_d + p\omega_r \varphi_f \end{cases} \quad (\text{III-14})$$

Le couplage qui existe entre le courant direct et le courant en quadrature rend le contrôle de l'un sensible à la variation de l'autre. Pour pouvoir réaliser une commande monovariable il se voit donc important d'éliminer ce couplage et de faire en sorte que les tensions ne soient fonction que des courants d'axe qui leur correspond, on définit alors les termes de découplage [65]

$$\begin{cases} E_d = -p\omega_r L_q i_q \\ E_q = +p\omega_r L_d i_d + p\omega_r \varphi_f \end{cases} \quad (\text{III-15})$$

On détermine ainsi les nouvelles tensions V_d^* et V_q^* :

$$\begin{cases} V_d^* = V_d - E_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} \\ V_q^* = V_q - E_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} \end{cases} \quad (\text{III-16})$$

A partir de l'équation (III-16) on retrouve l'expression du courant I_d et I_q :

$$\begin{cases} I_d = \frac{V_d^*}{R_s + sL_d} \\ I_q = \frac{V_q^*}{R_s + sL_q} \end{cases} \quad (\text{III-17})$$

Le schéma de découplage de la machine est donc défini comme suit :

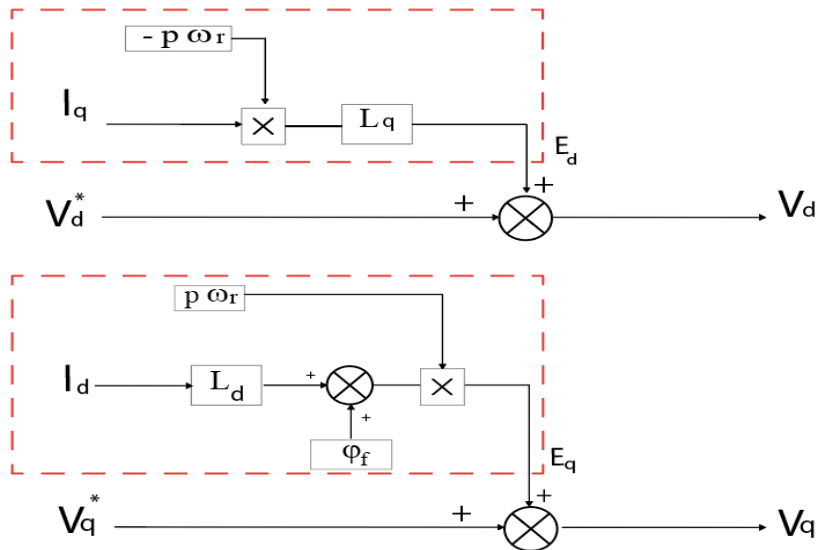


Figure III-12 : Schéma en bloc du découplage de la MSAP

III.2.3.1.3 Dimensionnement des régulateurs

Pour maintenir une grandeur de sortie égale à sa grandeur de référence on utilise souvent des régulateurs qui appliquent sur cet écart une action proportionnelle, intégrale ou dérivée.

Pour notre étude, on s'est contenté d'un régulateur classique de type PI qui regroupe à la fois l'action proportionnelle pour assurer le réglage de la rapidité du système et l'action intégrale pour réduire l'erreur statique [66][67].

- **Régulateurs de courant :**

Le découplage de la machine permet de Contrôler les deux composantes du courant indépendamment comme le montre l'équation III-17. Ainsi on a les deux boucles distinctes qu'on peut illustrer par la figure suivante :

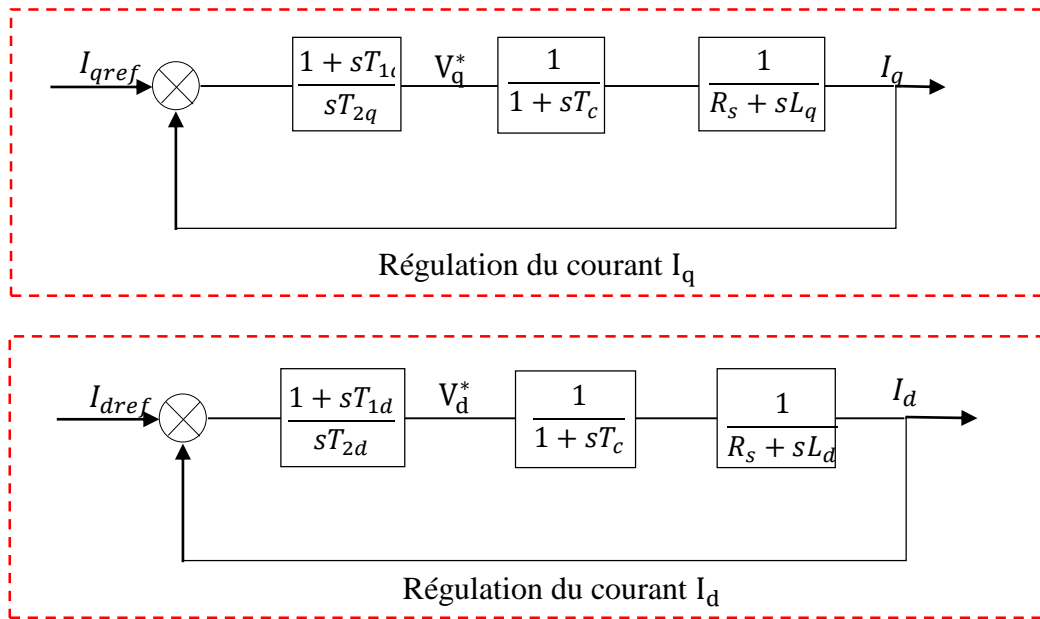


Figure III-13 : Schémas fonctionnels de la régulation des courants I_d et I_q

L'onduleur provoque un retard qui peut s'exprimer par la fonction de transfert suivante :

$$\frac{1}{1 + sT_c} \quad (\text{III-18})$$

Les formules des régulateurs PI utilisés pour l'asservissement des composantes I_d et I_q du courant sont :

$$\begin{cases} K_{pq} + \frac{K_{iq}}{s} = \frac{1 + sT_{1q}}{sT_{2q}} \\ K_{pd} + \frac{K_{id}}{s} = \frac{1 + sT_{1d}}{sT_{2d}} \end{cases} \quad (\text{III-19})$$

A partir de III-19 et par identification, il est possible de retrouver les expressions données par III-20 :

$$\begin{cases} T_{1q} = \frac{K_{pq}}{K_{iq}} \\ T_{2q} = \frac{1}{K_{iq}} \\ T_{1d} = \frac{K_{pd}}{K_{id}} \\ T_{2d} = \frac{1}{K_{id}} \end{cases} \quad (\text{III-20})$$

Les fonctions de transfert des deux composantes I_q et I_d sont respectivement :

$$F_{iqo}(s) = \frac{1 + sT_{1q}}{R_s s T_{2q} (1 + sT_c) (1 + s\tau_{eq})} \quad (\text{III-21})$$

$$F_{ido}(s) = \frac{1 + sT_{1d}}{R_s s T_{2d} (1 + sT_c) (1 + s\tau_{ed})} \quad (\text{III-22})$$

- $\tau_{eq} = \frac{L_q}{R_s}$ Constante de temps électrique suivant l'axe quadratique de la machine
- $\tau_e = \frac{L_d}{R_s}$ Constante de temps électrique suivant l'axe directe de la machine

La compensation du pôle dominant pour chaque fonction de transfert donne :

$$T_{1q} = \tau_{eq} \rightarrow F_{iqo}(s) = \frac{1}{R_s s T_{2q} (1 + sT_c)} \quad (\text{III-23})$$

$$T_{1d} = \tau_e \rightarrow F_{ido}(s) = \frac{1}{R_s s T_{2d} (1 + sT_c)} \quad (\text{III-24})$$

En appliquant le critère d'ajustement optimal aux fonctions de transfert (III- 35) et (III-36) on obtient :

$$R_s T_{2q} = 2T_c \quad (\text{III-25})$$

$$R_s T_{2d} = 2T_c \quad (\text{III-26})$$

L'utilisation des relations décrites par (III-20), (III-25) et (III-26), permet de retrouver les expressions des différents paramètres :

$$\begin{cases} K_{pq} = \frac{L_q}{2T_c} = L_q f_c \\ K_{iq} = \frac{R_s}{2T_c} = R_s f_c \end{cases} \quad (\text{III-27})$$

$$\begin{cases} K_{pd} = \frac{L_d}{2T_c} = L_d f_c \\ K_{id} = \frac{R_s}{2T_c} = R_s f_c \end{cases} \quad (\text{III-28})$$

Régulateur de vitesse :

En prenant en compte la boucle interne qui permet de réguler le courant, le schéma structurel du contrôle de la vitesse en boucle fermée sera comme suit [68]:

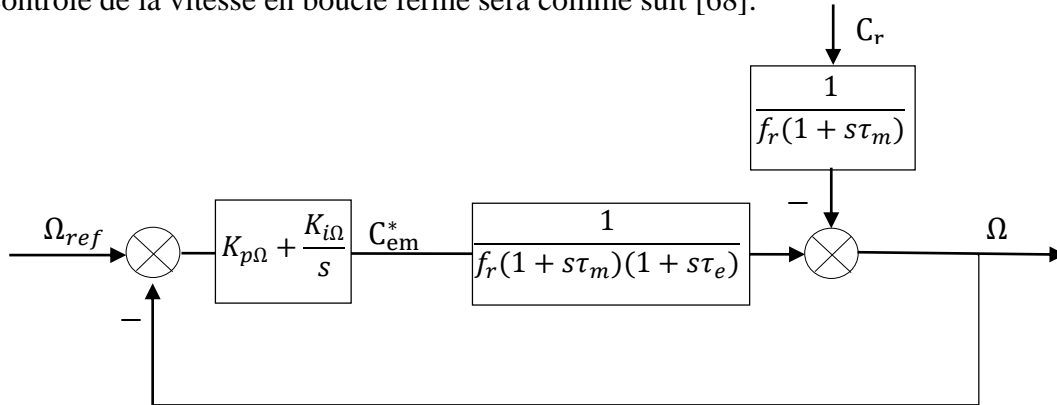


Figure III-14 : Schéma de régulation de vitesse en boucle fermée

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$F_{\Omega}(s) = \frac{K_{p\Omega}s + K_{i\Omega}}{J\tau_e s^3 + (J + f_r\tau_e)s^2 + (K_{p\Omega} + f_r)s + K_{i\Omega}} = \frac{T(s)}{P(s)} \quad (\text{III-29})$$

La constante de temps électrique étant négligeable devant la constante de temps mécanique, l'expression du polynôme caractéristique peut se mettre sous la forme :

$$P(s) = Js^2 + (K_{p\Omega} + f_r)s + K_{i\Omega} \quad (\text{III-30})$$

Afin d'obtenir un comportement stable, bien amorti du système, on utilise la méthode des pôles imposés pour déterminer les paramètres du régulateur [69]. Ces deux pôles sont choisis comme suit :

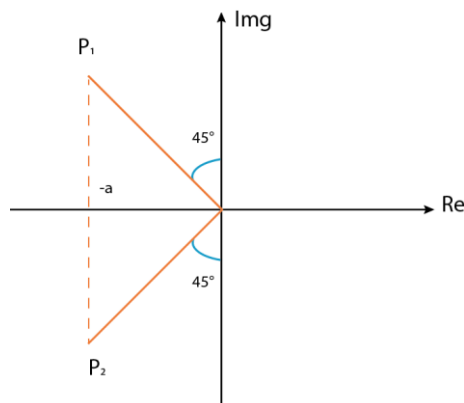


Figure III-15 : pôles imposés

Ainsi en imposant les deux pôles $P_1 = -a(1 - j)$ et $P_2 = -a(1 + j)$ comme solution de l'équation caractéristique, on obtient :

$$P(s) = (s - P_1)(s - P_2) = s^2 - (P_1 + P_2)s + P_1P_2 \quad (\text{III-31})$$

Par identification avec l'équation III-30, on trouve :

$$\begin{cases} (P_1 + P_2) = -\frac{(K_{p\Omega} + f_r)}{J} \\ P_1 P_2 = K_{i\Omega} \end{cases} \quad \text{(III-32)}$$

D'où :

$$\begin{cases} K_{p\Omega} = 2Ja - f_r \\ K_{i\Omega} = 2Ja^2 \end{cases} \quad \text{(III-33)}$$

III.2.3.1.4 Résultats de la Simulation sous Matlab/Simulink

Ayant précédemment dimensionné les différents régulateurs et établi le modèle de la machine et de l'onduleur, on simule l'ensemble sous Simulink comme suit :

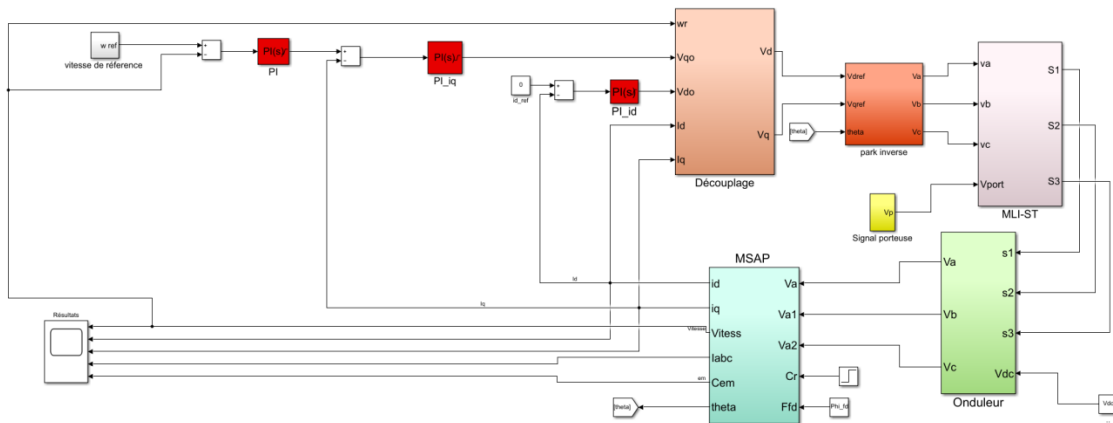


Figure III-16 : Schéma de simulation de la commande ($I_{dref}=0$) de la MSAP

Nous avons choisi de réaliser un test qui soit similaire au fonctionnement d'un véhicule. En fixant le temps de simulation à 4s, nous procéderons dans un premier temps à un démarrage à vide pour une consigne de vitesse de 300tr/min. Nous chargerons à $t=0.5$ s la machine avec un couple résistif de 7 Nm pour ensuite appliquer une accélération à $t=2$ s et une décélération à $t=3$ s. L'ensemble des résultats obtenus est illustré par les figure III-17 et III-18 ci-dessous :

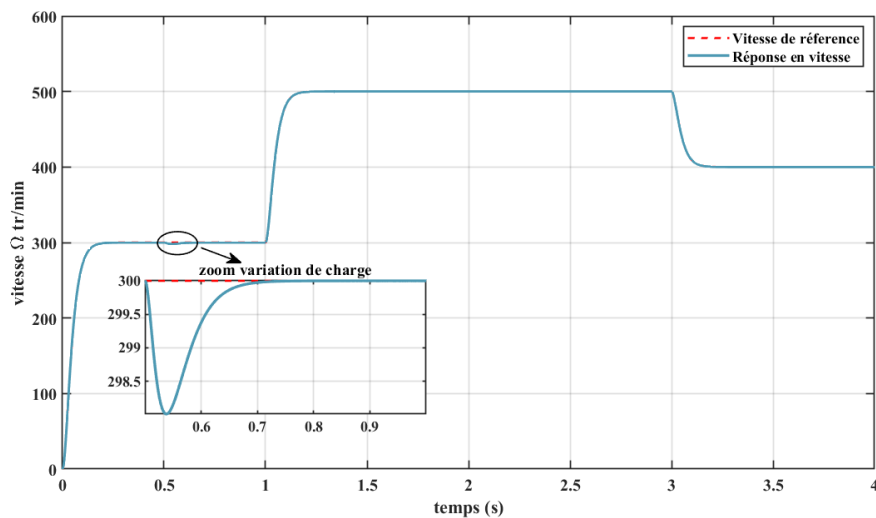


Figure III-17 : Evolution de la vitesse rotorique en fonction du temps

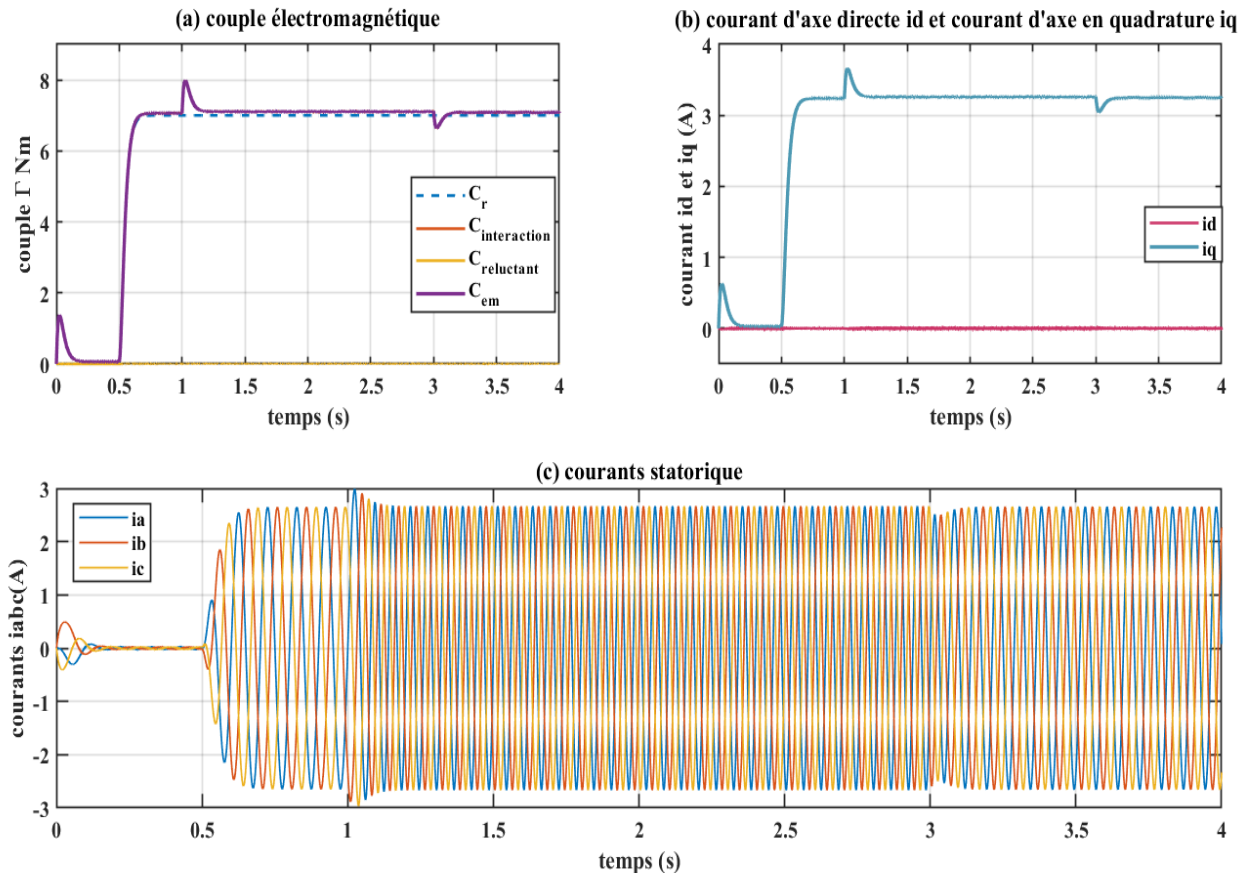


Figure III-18 : Evolution des courants et du couple électromagnétique en fonction du temps

D'après la figure III-17, on constate que la vitesse suit en tout point la valeur de la référence qu'on lui impose. En effet, lors du démarrage à vide la vitesse augmente progressivement jusqu'à atteindre 300tr/min. A l'instant où l'on applique le couple de charge ($t=0.5$ s), la vitesse diminue légèrement avant de retrouver sa valeur de référence à nouveau. Ce rejet de perturbation est principalement assuré par le régulateur de vitesse. On constate également une bonne réponse durant les phases d'accélération et de décélération ce qui nous permet de valider les performances des régulateurs.

Pour le couple électromagnétique, illustré par la figure III-18-a, on remarque qu'il présente un pic lors du démarrage à vide, et ce, afin de vaincre l'inertie du moteur, ce couple diminue ensuite pour prendre des valeurs faibles liées à la présence de la force de frottement. En imposant un couple de charge de 7 Nm, on constate que le couple électromagnétique développé par la machine prend une valeur qui correspond au couple résistant et au couple additionnel résultant du frottement. En phase d'accélération, la vitesse augmente progressivement ce qui a pour effet d'augmenter la valeur du couple électromagnétique tandis que lors de la décélération, le sens de la variation de la vitesse s'inverse, c'est pourquoi on note une diminution du couple électromagnétique durant cette phase. Dès que la vitesse se stabilise et devient constante, le couple électromagnétique retrouve sa valeur initiale qui n'est autre que la somme du couple de charge et du couple de frottement. On souligne également le fait que le couple électromagnétique produit par cette stratégie de commande correspond entièrement au couple d'interaction puisqu'on remarque que les deux courbes se superposent. Le couple réluctant n'étant pas exploité, il maintient une valeur nulle.

Sur la figure III-18-b qui représente les courants suivant les deux axes directe et quadratique, On voit bien que le courant I_d oscille autour de la valeur 0 imposée par sa consigne tandis que le courant I_q prend une allure semblable au couple électromagnétique. En effet, en maintenant le courant id nul le couple électromagnétique n'est fonction que du courant I_q ce qui explique ce résultat. Pour ce qui est des courants statoriques dans chaque phase, illustrés par la figure III-18-c, on remarque qu'ils ont une forme sinusoïdale dont la fréquence est proportionnelle à la vitesse de rotation de la machine durant chaque partie du fonctionnement. On note également que la présence d'oscillations dans les courbes des courants I_d et I_q ainsi que dans le couple provient essentiellement de l'utilisation d'un onduleur à commande MLI.

III.2.3.2 Stratégie de commande MTPA

Pour une machine à aimants qui présente une réluctance ($L_d \neq L_q$), l'utilisation d'une commande vectorielle à courant direct nul ($i_{dref} = 0$) ne permet pas d'exploiter le couple que fournis cette saillance. Ainsi, le couple électromagnétique produit va dépendre uniquement du couple créé par les aimants ce qui aura comme effet d'augmenter les pertes joules et donc réduire le rendement [70], [71]. Pour atteindre de meilleures performances, on propose dans ce qui suit d'adopter une stratégie de commande à couple maximal par ampère (MTPA) ou on tiendra compte du couple réluctant de la machine.

III.2.3.2.1 Principe de la commande MTPA

La commande MTPA (maximum torque per ampère) est une méthode de contrôle qui consiste à trouver la meilleure combinaison de courant I_d et I_q qui permet de maximiser le rapport couple-courant [72], [73]. Pour mieux décrire ce principe, on se propose de tracer l'évolution du couple électromagnétique en fonction de l'angle de charge pour différentes valeurs de courant. En prenant l'expression du couple électromagnétique de la machine déterminée par l'expression (III-2) on a :

$$C_{em} = p(\varphi_f i_q + (L_d - L_q) i_q i_d)$$

On voit bien que le couple électromagnétique dépend des deux courants I_d et I_q . Ces deux grandeurs peuvent s'écrire en fonction du courant max I_{max} et de l'angle de charge θ_e de la manière suivante [72] :

$$\begin{cases} I_d = -I_{max} \sin \theta_e \\ I_q = I_{max} \cos \theta_e \end{cases} \quad (III-34)$$

En remplaçant ces courants par leurs expressions dans l'équation (III-2) on obtient :

$$C_{em} = p I_{max} \left(\varphi_f \cos(\theta_e) + \frac{1}{2} (L_q - L_d) I_{max} \sin(2\theta_e) \right) \quad (III-35)$$

L'utilisation des paramètres de la machine déterminés dans le chapitre II, permet de réaliser, à partir de l'expression du couple électromagnétique, le tracer de la figure (III-19)

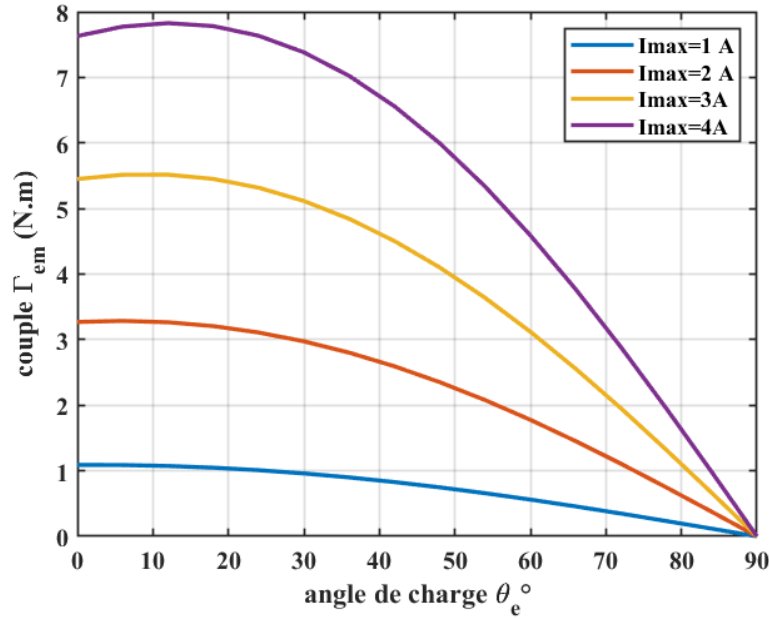


Figure III-19 : Couple électromagnétique en fonction de l'angle de charge

Comme nous pouvons le constater sur la figure (III-19), en maintenant l'amplitude du courant fixe, le couple électromagnétique atteint sa valeur maximale pour un angle de charge bien précis. Sachant que les courants direct et en quadrature dépendent à la fois de l'amplitude I_{smax} et de l'angle de charge (Equation III-35), on a donc bien une combinaison (i_d , i_q) qui permet de maximiser le couple lorsque le courant est constant [71][74].

III.2.3.2.2 Expression du courant optimal

Avant de réaliser cette commande on doit d'abord déterminer la relation qui permet d'avoir un rapport couple-courant maximale. En utilisant l'expression du couple (III-2) et sachant que le courant maximal est obtenu par l'expression (III-36) :

$$I_s = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \quad (III-36)$$

On retrouve la formule du rapport :

$$\frac{C_{em}}{I_s} = \frac{p(\varphi_f i_q + (L_d - L_q)i_q i_d)}{\sqrt{i_d^2 + i_q^2}} \quad (III-37)$$

En maintenant le courant constant, le maximum du rapport est obtenu lorsque le système d'équations (III-38) est vérifié [75] :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial A}{\partial i_d} = 0 \\ \frac{\partial A}{\partial i_q} = 0 \\ \text{avec } A = \frac{C_{em}}{I_s} \end{array} \right. \quad (III-38)$$

Le développement des équations (III- 37) et (III-38) donne :

$$\begin{cases} (L_d - L_q) \frac{i_q}{i_d} = \frac{1}{i_d^2 + i_q^2} (\varphi_f i_q + (L_d - L_q) i_q i_d) \\ \frac{\varphi_f}{i_q} + (L_d - L_q) \frac{i_d}{i_q} = \frac{1}{i_d^2 + i_q^2} (\varphi_f i_q + (L_d - L_q) i_q i_d) \end{cases} \quad (\text{III-39})$$

A partir de (III- 39) on retrouve :

$$(L_d - L_q) \frac{i_q}{i_d} = \frac{\varphi_f}{i_q} + (L_d - L_q) \frac{i_d}{i_q} \quad (\text{III-40})$$

En simplifiant (III-40), on aboutit à une équation du second ordre défini comme suit :

$$(L_d - L_q) i_d^2 + \varphi_f i_d - (L_d - L_q) i_q^2 = 0 \quad (\text{III-41})$$

Deux solutions sont donc possible :

$$\begin{cases} i_{d1} = \frac{-\varphi_f - \sqrt{\varphi_f^2 + 4(L_d - L_q)^2 i_q^2}}{2(L_d - L_q)} \\ i_{d2} = \frac{-\varphi_f + \sqrt{\varphi_f^2 + 4(L_d - L_q)^2 i_q^2}}{2(L_d - L_q)} \end{cases} \quad (\text{III-42})$$

La machine étudiée présente une saillance inverse ($L_q > L_d$), on choisira donc un courant id négatif pour que le couple réductant soit positif, d'où :

$$i_{d_{opt}} = \frac{-\varphi_f + \sqrt{\varphi_f^2 + 4(L_d - L_q)^2 i_q^2}}{2(L_d - L_q)} \quad (\text{III-43})$$

III.2.3.2.3 Implémentation de la commande MTPA

Dans la littérature, on retrouve plusieurs méthodes pour le choix des courants I_d et I_q de référence lors de l'implémentation d'une commande MTPA [70][76][77][74]. Dans notre étude, nous avons suivi une méthode simple pour la détermination de ces deux grandeurs de référence. En utilisant l'équation du couple électromagnétique, il est possible de retrouver le courant suivant l'axe q par la relation suivante :

$$i_q^* = \frac{C_{em}^*}{p(\varphi_f + (L_d - L_q) i_d)} \quad (\text{III-44})$$

Ou C_{em}^* représente le couple de référence donné par le régulateur de vitesse et i_d représente la valeur mesurée du courant id [62][78]. Ayant la valeur I_q^* , le courant de référence suivant l'axe direct peut être obtenu à partir de l'équation III-45 tel que :

$$i_d^* = \frac{-\phi_f}{2(L_d - L_q)} + \sqrt{\frac{\phi_f^2}{4(L_d - L_q)^2} + i_q^{*2}} \quad (\text{III-45})$$

En se basant sur les deux équations mentionnées (III-44 et II-45) on implémente la commande MTPA. Le schéma en bloc cette commande est illustrée par la figure III-20 ci-dessous :

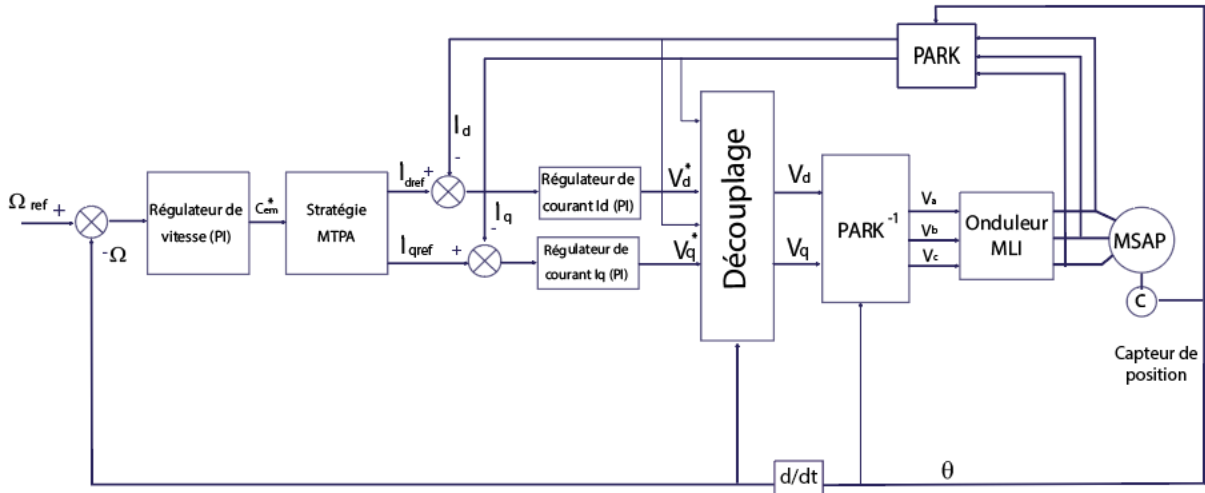


Figure III-20 : schéma global de la commande MTPA de la MSAP

III.2.3.2.4 Résultats Simulation

Pour simuler cette commande, nous avons repris le schéma de simulation établi précédemment en prenant soin de modifier la stratégie de commande. Nous avons donc ajouté un bloc MTPA qui va permettre de générer les courants de référence comme indiqué sur la figure III-21.

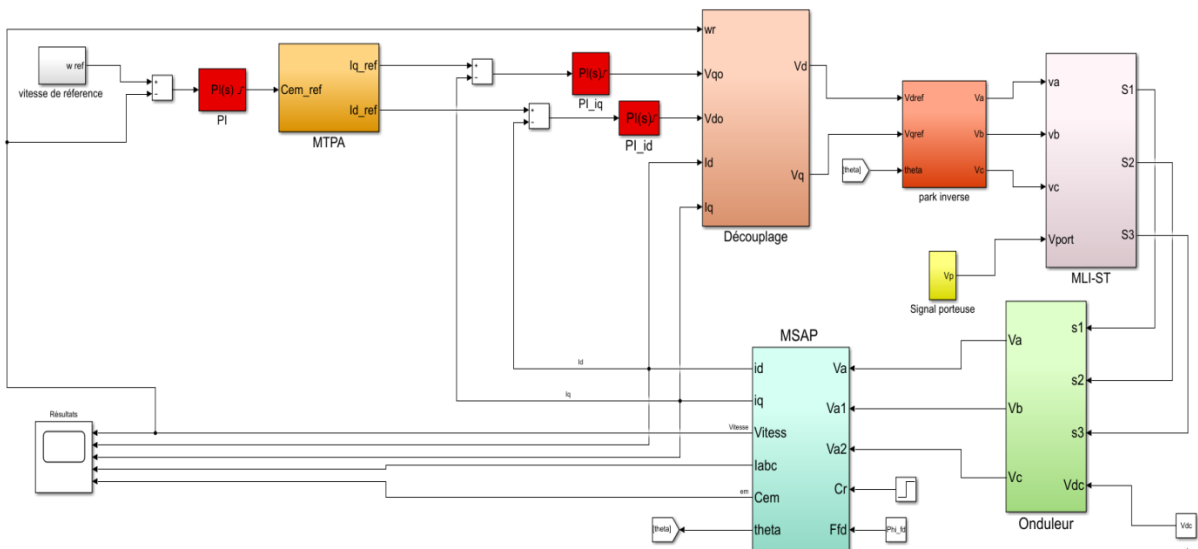


Figure III-21 : Schéma de simulation de la commande MTPA de la MSAP

En appliquant les mêmes consignes de vitesse et de couple que ceux décrit précédemment pour la commande $i_d=0$ nous avons obtenues les résultats suivants :

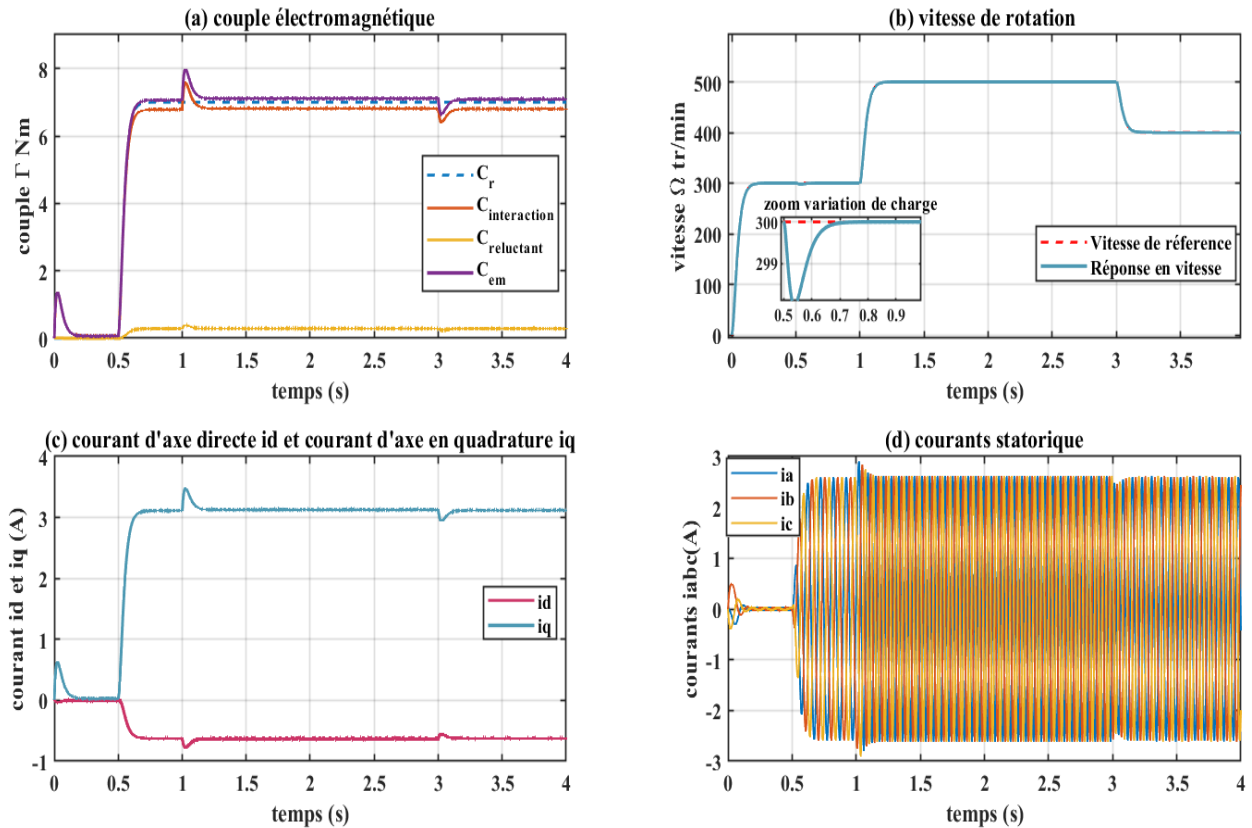


Figure III-22 : Résultats de la commande MTPA de la MSAP

L'analyse des différents résultats illustrés par la figure III-22, montre que la vitesse de rotation suit parfaitement sa vitesse de référence et ne présente aucun dépassement. Dès qu'on applique un couple de charge, on constate que le rejet de la perturbation est assez rapide.

En ce qui concerne le couple électromagnétique développé par la machine, on remarque qu'il résulte de la superposition des deux couples, le couple d'interaction et le couple de réluctance. En effet, comme nous pouvons le voir sur la figure III-22-c, le courant suivant l'axe direct prend une valeur négative dans cette commande, ainsi il contribue à la génération du couple de réluctance qui, par définition, dépend à la fois des inductances L_d et L_q , du courant I_q et du courant I_d .

III.2.3.3 Analyse et comparaison entre les deux stratégies de commande

Comme nous l'avons constaté précédemment, la commande MTPA permet d'exploiter la saillance de la machine en imposant le courant suivant les deux axes, direct et en quadrature. Ainsi, en comparant les courants i_d et i_q obtenues par la commande $i_d=0$ (figure III-18-b) à ceux obtenues par la commande MTPA (figure III-22-c), on peut clairement voir qu'effectivement dans la stratégie de commande à $i_d=0$ le courant direct oscille autour des valeurs nulles tandis qu'il prend une valeur négative dans le cas de la commande MTPA. Le courant i_q , quant à lui, voit sa valeur diminuer.

Pour ce qui est du courant statorique et du couple électromagnétique, les résultats des deux stratégies de commande paraissent identiques. Pour effectuer la comparaison, nous avons donc tracé sur un même graphe les courbes qui correspondent à chaque stratégie (id=0 et MTPA) :

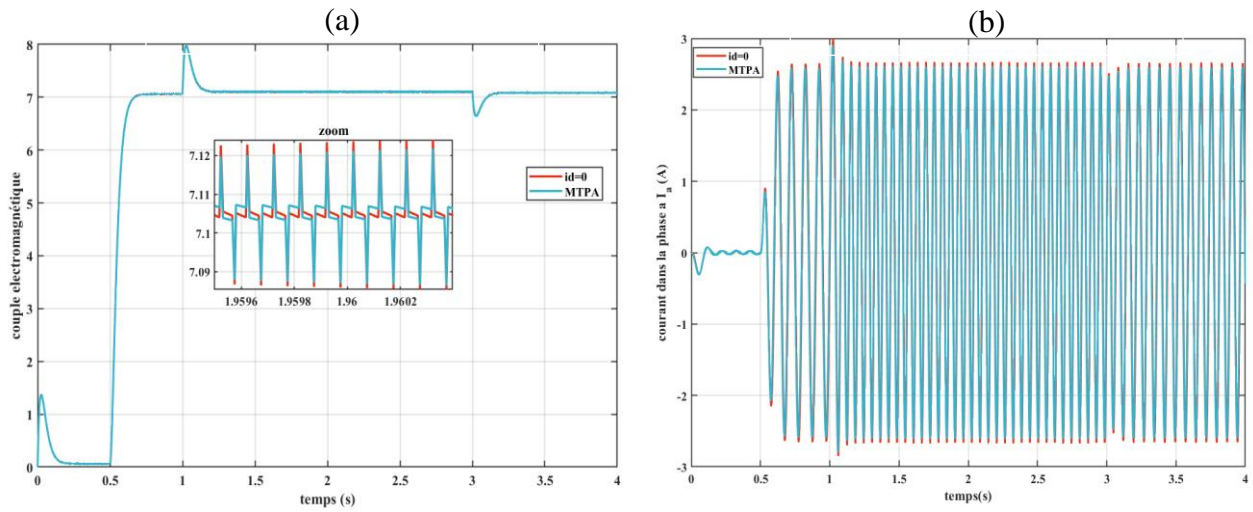


Figure III-23 : couple électromagnétique (a) et courant statorique (b) en fonction du temps pour les deux stratégies de commande

A partir de la figure III-23-a, on remarque que les courbes de couple obtenues se superposent et qu'aucune différence n'est visible à cette échelle. En augmentant la précision et par de multiples zooms, on constate que le taux d'ondulation du couple dans le cas de la commande id=0 est légèrement plus grand que pour la MTPA. Pour ce qui est du courant statorique, on constate que sa valeur maximale est faiblement réduite.

Pour mieux visualiser la différence entre la commande id=0 et la MTPA, nous avons tracé l'évolution du couple électromagnétique développé par la machine en fonction du courant statorique pour chaque stratégie. Le graphe obtenu est illustré par la figure III-24 :

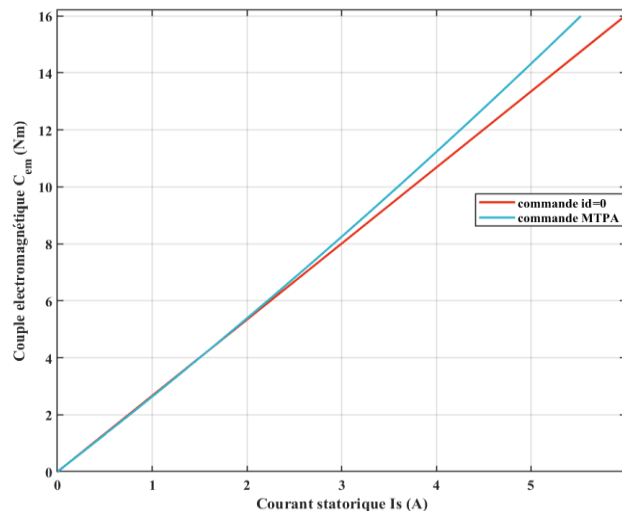


Figure III-24 : Couple électromagnétique en fonction du courant

A travers les courbes obtenues, on remarque que pour de faibles valeurs de couple, le courant statorique dans les deux stratégies est le même. A mesure que le couple augmente et pour une valeur fixe de ce dernier, on constate que le courant statorique dans le cas d'une commande MTPA est plus faible que dans le cas d'une commande à courant direct nul.

On constate également que la différence entre les courants des deux stratégies dépend du couple électromagnétique. En effet, pour un couple de 7 N.m l'écart entre les deux stratégies est minimal puisqu'on constate que le courant statorique est faiblement réduit (différences de 0.06 A entre les deux stratégies). Plus le couple augmente plus l'écart entre les deux stratégies se creuse.

Ainsi, pour un faible couple, la commande MTPA et la commande à courant direct nul donnent des résultats assez proches. Néanmoins, lorsque le couple est important, l'application de la commande MTPA permet d'affaiblir davantage le courant statorique ce qui revient à réduire les pertes Joule.

III.3 Machine à faible taux d'excitation : MSR-AP

Après avoir réalisé la commande d'une machine à fort taux d'excitation, nous avons orienté notre travail vers notre seconde machine qui, contrairement à la première, présente un faible taux d'excitation. Nous avons donc traité le cas de la machine synchro-réductante assistée par des aimants dont nous avons identifié les paramètres et démontré dans le chapitre II que l'apport des aimants dans sa structure est faible.

III.3.1 Modèle MSR-AP

A partir du modèle externe de la machines établi dans le chapitre II, les équations de la MSR-AP dans le repère de Park sont :

- Equations électriques :

$$\begin{cases} V_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - p\omega_r L_q i_q + p\omega_r \varphi_f \\ V_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + p\omega_r L_d i_d \end{cases} \quad (\text{III-46})$$

- Equation du Couple électromagnétique :

$$C_{em} = p \left(\varphi_f i_d + (L_d - L_q) i_q i_d \right) \quad (\text{III-47})$$

- Equation mécanique :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f\Omega \quad (\text{III-48})$$

En réarrangeant les équations électriques, il est possible de retrouver la forme d'état suivante :

$$\begin{pmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \frac{p\omega_r L_q}{L_d} \\ -\frac{p\omega_r L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & \frac{-p\omega_r}{L_d} \\ 0 & \frac{1}{L_q} & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_d \\ V_q \\ \varphi_f \end{pmatrix} \quad (\text{III-49})$$

Dans le cas de la MSR-AP, les matrices A et B de la forme d'état deviennent :

- $A = A_1 + p\omega_r A_2$ tq : $A_1 = \begin{pmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_q} \end{pmatrix}$ et $A_2 = \begin{pmatrix} 0 & \frac{L_q}{L_d} \\ -\frac{L_d}{L_q} & 0 \end{pmatrix}$
- $B = B_1 + p\omega_r B_2$ tq : $B_1 = \begin{pmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & 0 \end{pmatrix}$ et $B_2 = \begin{pmatrix} 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$

A partir de la représentation d'état du système, on modélise la MSR-AP sous Simulink comme suit :

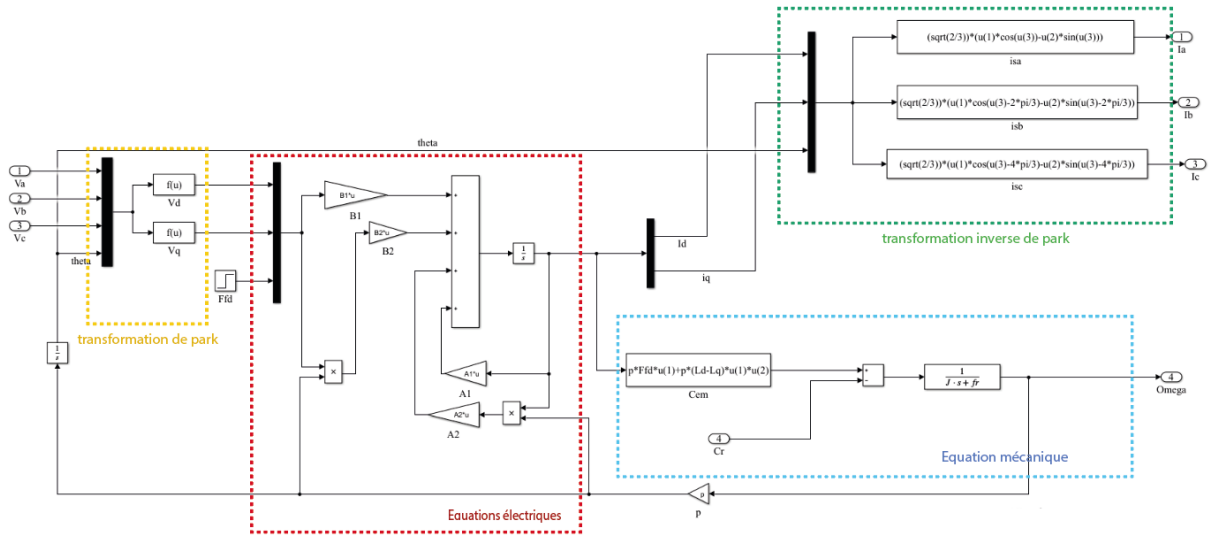


Figure III-25 : Modèle de la MSR-AP sous Simulink

III.3.2 Commande de la MSR-AP

Contrairement à l'état classique, dans le modèle de PARK de la MSR-AP les aimants sont disposés dans l'axe q de la machine. C'est pourquoi, pour mettre en œuvre sa commande, il est nécessaire d'effectuer des changements au niveau du bloc de découplage. En effet, les termes utilisés pour découpler le modèle de cette machine ne sont pas les mêmes que ceux déterminés précédemment pour le cas de la MSAP. En reprenant les équations qui régissent le fonctionnement de la MSR-AP dans le repère de Park on a :

$$\begin{cases} V_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - p\omega_r L_q i_q + p\omega_r \phi_f \\ V_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + p\omega_r L_d i_d \end{cases} \quad (\text{III-50})$$

Les termes de découplage dans ce cas sont définis comme suit :

$$\begin{cases} E_d = -p\omega_r L_q i_q + p\omega_r \phi_f \\ E_q = +p\omega_r L_d i_d \end{cases} \quad (\text{III-51})$$

Ayant les nouvelles expressions de ces deux termes, les tensions V_d^* et V_q^* ainsi que les courants sont déterminés en appliquant les équations (III-16) et (III-17) mentionnées précédemment.

Ainsi, le schéma du découplage de la MSR-AP est :

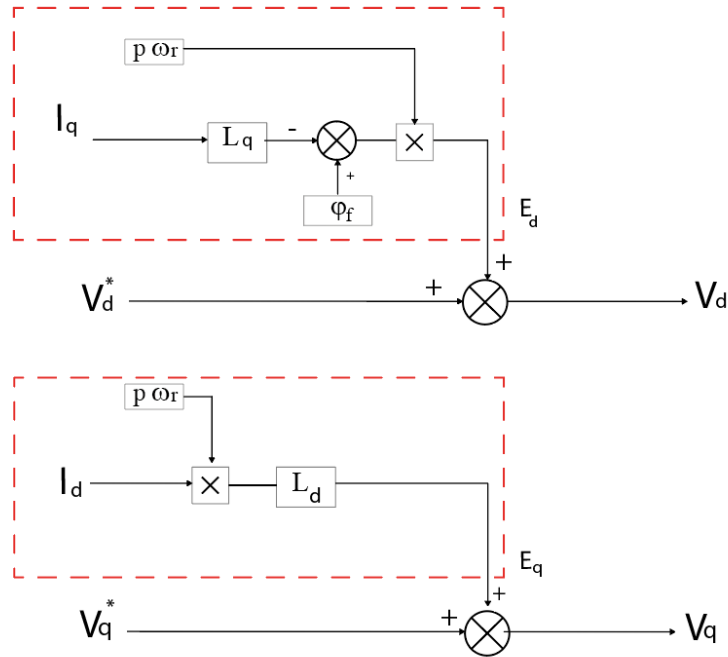


Figure III-26 : Schéma en bloc du découplage de la MSR-AP

La MSR-AP est une machine dont le couple est principalement dû à la réluctance, on mettra en œuvre pour sa commande les deux stratégies suivantes :

- Commande avec $I_d = I_q$
- Commande MTPA

III.3.2.1 Stratégie de commande $I_d=I_q$:

Dans des machines synchro-réductantes l'aimant est inexistant, le couple électromagnétique est donc entièrement produit par la réluctance. Il existe plusieurs stratégies de commande pour ce type de machine qui peuvent être envisagés en fonction de l'objectif souhaité. Maximiser le couple étant souvent le but désiré, la technique dite classique la plus adoptée consiste à partager le courant statorique de manière équitable entre les deux axes et donc d'imposer un courant de référence suivant l'axe direct qui soit égale au courant suivant l'axe en quadrature ($I_d=I_q$).

Dans le cas de cette machine, le flux créé par les aimants est relativement faible. On se propose donc de lui appliquer la stratégie de commande classique des MSR. On choisit dans un premier temps de mettre le même courant sur les deux axes de la machine.

En reprenant l'expression (III- 47) du couple électromagnétique produit par la machine et en mettant $I_d= I_q$, on aboutit à l'équation suivante :

$$C_{em} = p \left(\varphi_f i_d + (L_d - L_q) i_d^2 \right) \quad (III-52)$$

C'est une équation du second ordre dont la solution est :

$$i_d = i_q = \frac{-\varphi_f \pm \sqrt{\varphi_f^2 + 4 \frac{C_{em}}{p} (L_d - L_q)}}{2(L_d - L_q)} \quad \text{(III-53)}$$

Ainsi, à partir de la consigne du couple de référence il est possible d'obtenir les valeurs de références des courants I_d et I_q . La figure III-27 illustre le schéma en bloc de cette stratégie :

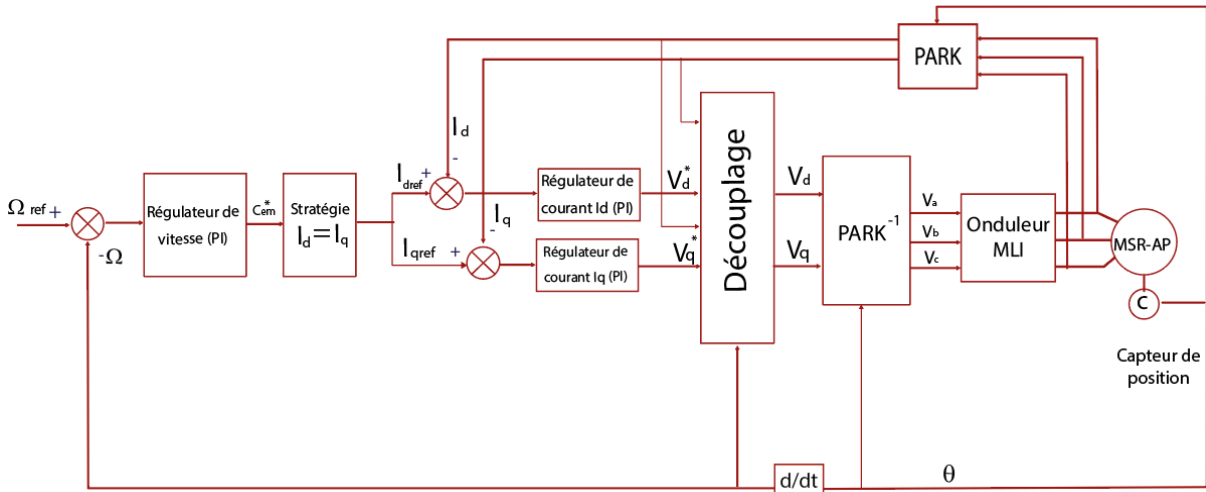


Figure III-27 : Schéma global de la commande $I_d=I_q$ pour la MSR-AP

III.3.2.1.1 Résultat de simulation :

Sous Simulink, le schéma en bloc de la commande $i_d=i_q$ appliquée à la MSR-AP est donné par la figure suivante :

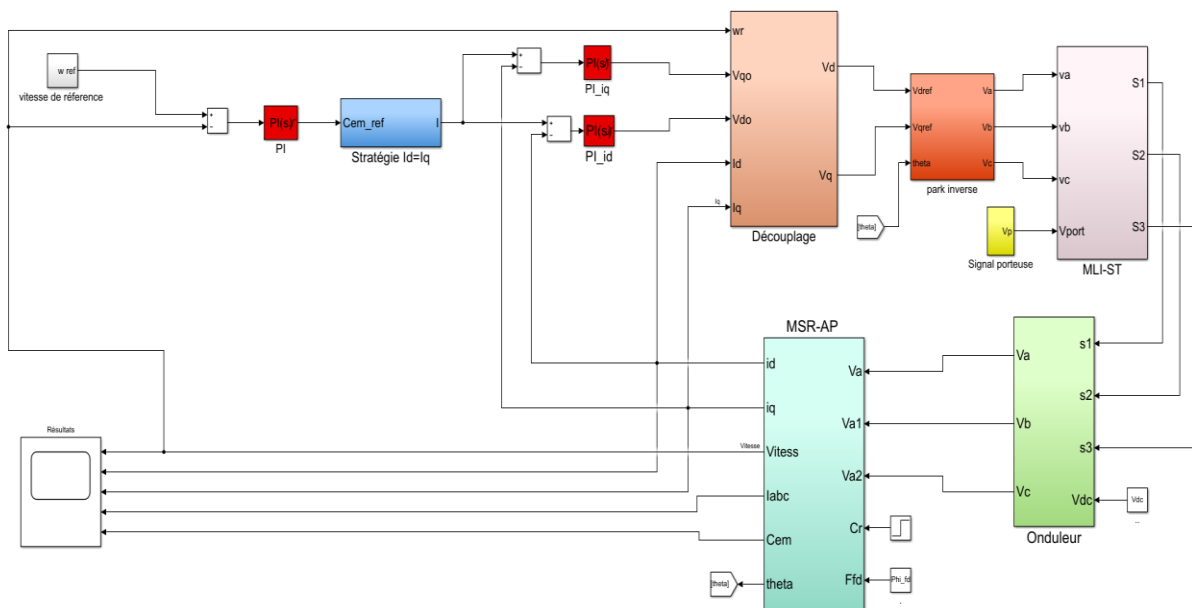


Figure III-28 : Schéma de simulation de la commande $i_d=i_q$ de la MSR-AP

Nous avons choisi de garder la même application en effectuant sur la MSR-AP des tests similaires à ceux réalisés sur la MSAP. Les résultats obtenus sont décrits ci-dessous :

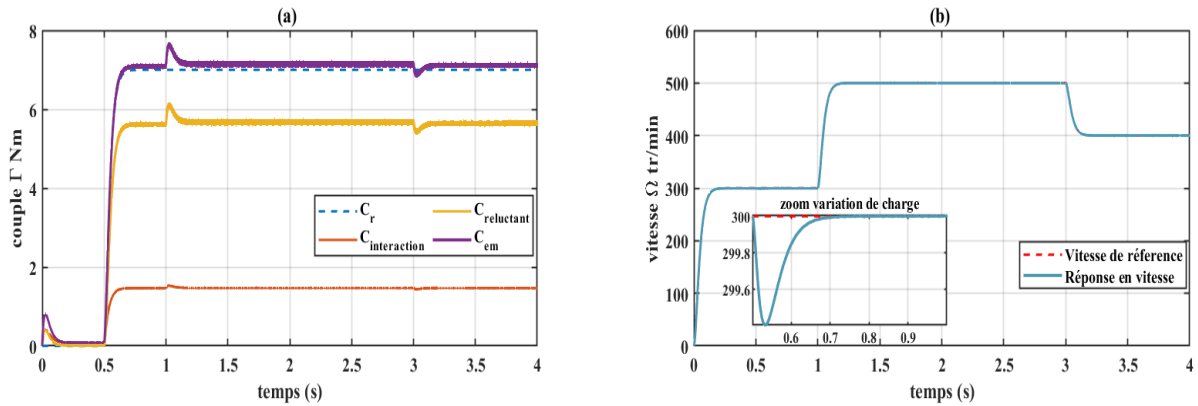


Figure III-29 : Couples (a) et vitesse de rotation (b) en fonction du temps

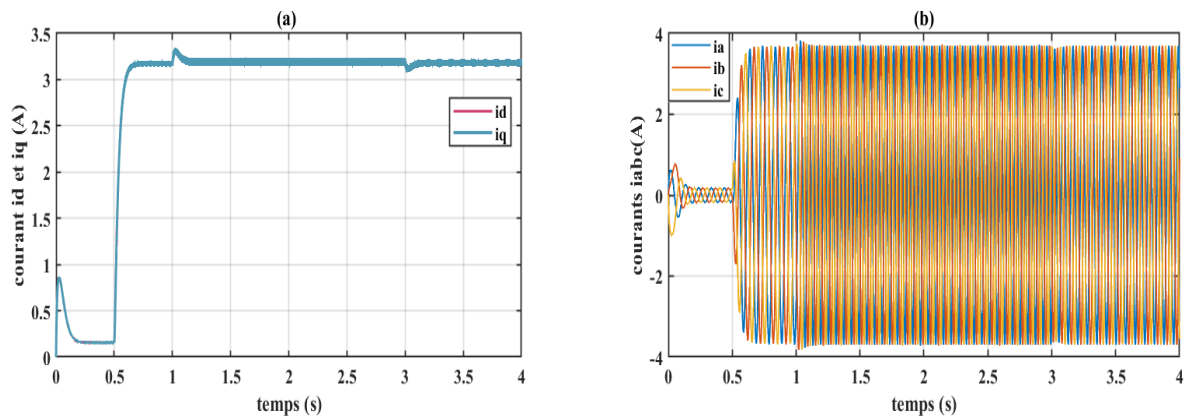


Figure III-30 : courant d'axe direct i_d et d'axe en quadrature i_q (a) et courants statorique (b) en fonction du temps

D'après la figure III-29-a on constate que le couple électromagnétique développé par la MSR-AP suit bien la référence qui lui est imposée. On voit clairement que pour cette machine c'est le couple créé par la réductance qui l'emporte sur le couple d'interaction puisqu'il représente une grande partie du couple électromagnétique. En effet, dans une MSR-AP, le flux produit par les aimants est relativement faible ce qui explique sa légère contribution à la génération du couple total.

L'allure de la vitesse de rotation représentée par la figure III-29-b suit bien la consigne introduite en tout point sans aucun dépassement et le rejet de la perturbation est assez rapide. Dans la figure III-30-a qui illustre l'évolution des courants d'axe direct et d'axe en quadrature en fonction du temps, on remarque bien que les deux courbes se superposent étant donné que cette stratégie consiste à maintenir une même valeur pour les deux courants. Ces derniers présentent une allure similaire au couple électromagnétique puisqu'ils participent tous les deux à sa génération. Pour ce qui est du courant statorique décrit par la figure III-30-b, on constate qu'il présente une forme sinusoïdale avec une fréquence qui dépend de la vitesse de référence introduite.

III.3.2.2 Stratégie de Commande MTPA

Comme nous l'avons mentionnée pour la MSAP, cette stratégie de commande vise à maximiser le rapport couple-courant. Nous avons donc choisi de l'appliquer à la MSR-AP en utilisant des courants de références I_d et I_q de manière plus optimale. Partant de l'expression III-47 du couple électromagnétique développée par la MSR-AP et en suivant le même acheminement décrit précédemment, on retrouve :

$$i_{q_{opt}} = \frac{-\varphi_f + \sqrt{\varphi_f^2 + 4(L_d - L_q)^2 i_d^2}}{2(L_d - L_q)}$$

Puisqu'on cherche à maximiser le couple et que dans notre machine la valeur de L_d est bien plus supérieure à L_q , on prendra la valeur positive de $i_{q_{opt}}$. On souligne également le fait que par rapport au modèle de la MSAP, les expressions des courants suivant l'axe direct et suivant l'axe en quadrature s'inversent dans le modèle de cette machine. Ainsi, on reprendra pour l'implémentation de la commande MTPA les mêmes équations établies dans la partie précédente en prenant soin de remplacer le courant I_d par I_q et inversement pour chaque étape.

III.3.2.2.1 Résultats de la simulation

Pour le schéma de simulation, nous avons repris le même schéma réalisé pour la commande MTPA de la MSAP en apportant les modifications nécessaires (Changement des équations au niveau du bloc MTPA, modèle de la machine et du bloc de découplage). En gardant les mêmes consignes de couple et de vitesse, nous avons obtenu les résultats suivants :

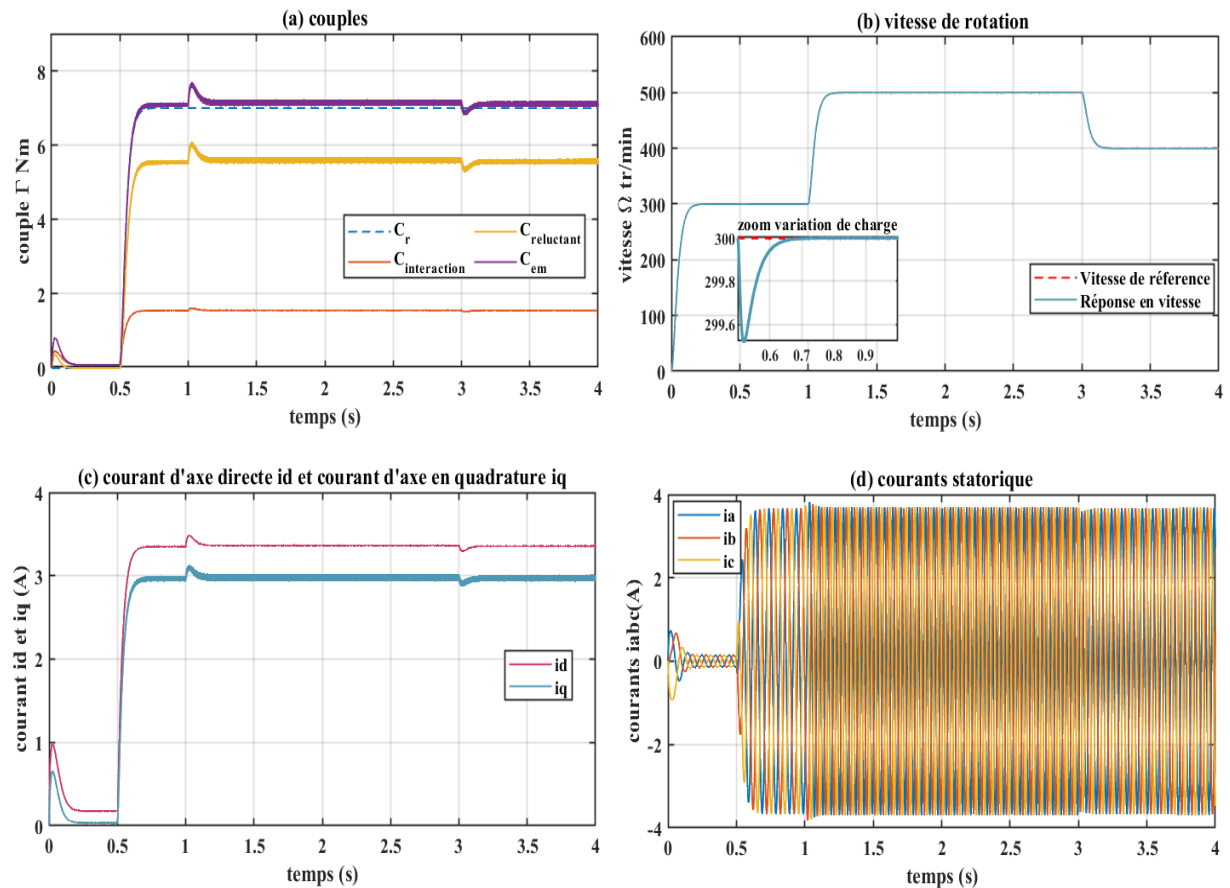


Figure III-31 : Résultats de la commande MTPA appliquée à la MSR-AP

A partir des résultats illustrés par la figure III-31, on remarque que la vitesse de rotation de la machine correspond bien à la consigne de vitesse introduite avec une légère diminution causée par la variation de charge qui est vite réglée. Pour ce qui est du couple électromagnétique, il prend une valeur qui correspond au couple de charge et couple additionnel produit par le frottement en régime permanent. On constate également que les courants suivant l'axe direct et l'axe en quadrature dans le cas d'une commande MTPA ont des valeurs relativement proches et présentent une forme identique.

III.3.2.3 Analyse et comparaison entre les deux stratégies de commande

En analysant chaque méthode de commande à part, nous n'avons pas pu constater une grande différence entre les deux stratégies de commande en termes de performance. C'est pourquoi nous avons retracé sur un même graphe l'ensemble des résultats de la commande $I_d=I_q$ avec ceux de la commande MTPA comme suit :

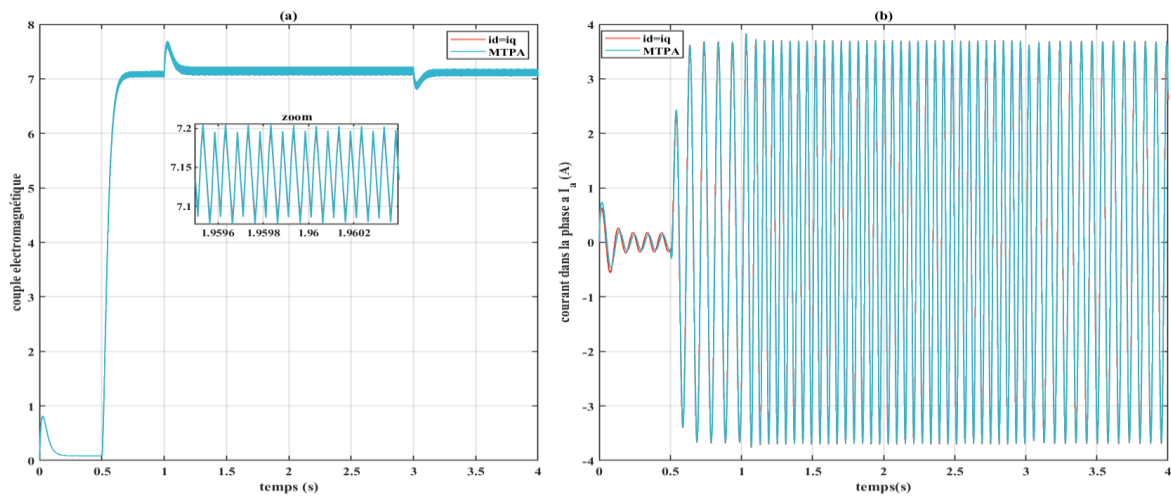


Figure III-32 : couple électromagnétique (a) et courant statorique (b) en fonction du temps

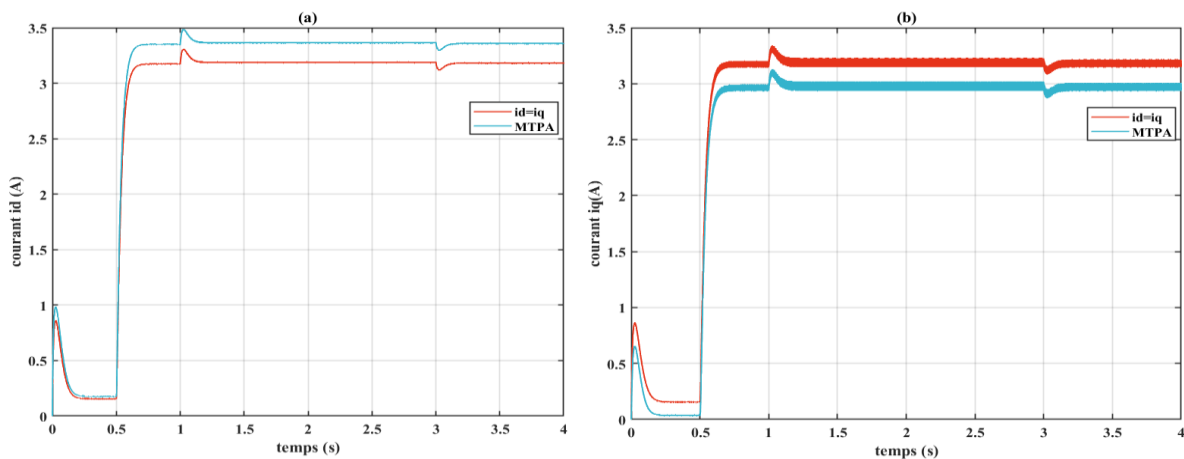


Figure III-33 : courant de l'axe direct (a) et courant d'axe en quadrature (b) en fonction du temps

Sur la figure III-32-a, on remarque que les deux stratégies développent un même couple de sortie. En augmentant l'échelle, aucune différence par rapport au taux d'ondulation ni au dépassement n'est constatée.

Pour ce même couple, on remarque que le courant statorique (figure III-32-b) dans le cas d'une commande MTPA est à peine plus faible que le courant dans le cas d'une commande à $i_d=i_q$. En effet, comme nous pouvons l'observer sur la figure III-33, l'application d'une commande MTPA permet de retrouver la combinaison optimale des courants i_d et i_q . Néanmoins, on constate que ces valeurs optimales restent relativement proches des résultats retrouvés dans le cas d'une commande à $i_d=i_q$.

Le tracé de l'évolution du couple électromagnétique en fonction du courant statorique des deux stratégies de commande nous a permis d'obtenir la figure suivante :

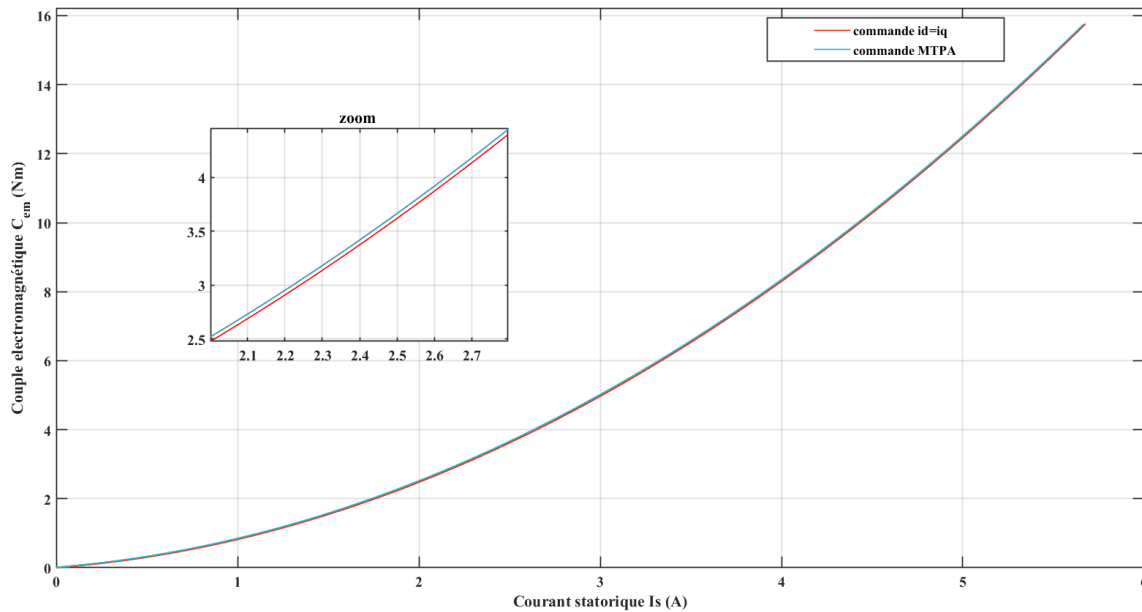


Figure III-34 : Evolution du couple en fonction du courant pour la MSR-AP

On voit bien que pour une MSR-AP, les deux stratégies de commande adoptées présentent une caractéristique couple-courant statorique similaire. Ainsi, pour un même couple, on remarque que la valeur du courant n'est pas vraiment réduite et que l'écart entre les deux courbes est très faible. De même, pour une valeur fixe du courant, le couple dans le cas de la MTPA prend des valeurs très proches de la commande à $i_d=i_q$. En effet, le flux introduit par les aimants dans ce type de machine n'étant pas important, l'application d'une commande classique au MSR avec $i_d=i_q$ permet d'obtenir un couple qui avoisine le couple maximal.

III.4 Machine à taux d'excitation moyen

Nous avons, jusqu'à présent, effectué la commande de deux catégories de machines : une à fort taux d'excitation et une autre à faible taux d'excitation. Nous avons constaté que l'application d'une commande MTPA sur une machine qui présente un fort taux d'excitation permet de réduire les pertes joules lorsque le couple devient important tandis que son effet est à peine observé dans le cas d'une machine où l'apport des aimants est négligeable.

Pour la dernière partie de notre travail, nous avons voulu exploiter les différentes stratégies mises en œuvre ($i_d=0$, $i_d=i_q$ et MTPA) dans le cas où une machine présente une excitation moyenne.

Etant donné qu'on ne dispose pas de cette machine dans le laboratoire et que sa conception n'a pas encore été faite, nous avons effectué une simple simulation pour prédire son comportement. Ainsi, en se basant sur les paramètres des deux machines étudiées à savoir la MSR-AP et la MSAP, nous avons choisi les paramètres de cette nouvelle machine de sorte à avoir un apport équivalent des deux effets, d'où :

$$L_d = 336 \text{ mH} \quad L_q = 140 \text{ mH} \quad \varphi_f = 0.85 \text{ wb}$$

Nous avons pris pour la modélisation de cette machine le cas le plus classique en mettant les aimants suivant l'axe d, ce qui nous a conduit à un modèle semblable à la MSAP.

III.4.1 Résultats de la simulation

En suivant les mêmes démarches précédemment décrites, nous avons implémenté sous Simulink les différentes stratégies de commandes à cette machine. Ayant pour objectif d'analyser l'efficacité de ces techniques en termes de pertes Joule, nous avons tracé l'évolution du couple électromagnétique en fonction du courant statorique. La figure III-35 représente le résultat obtenu :

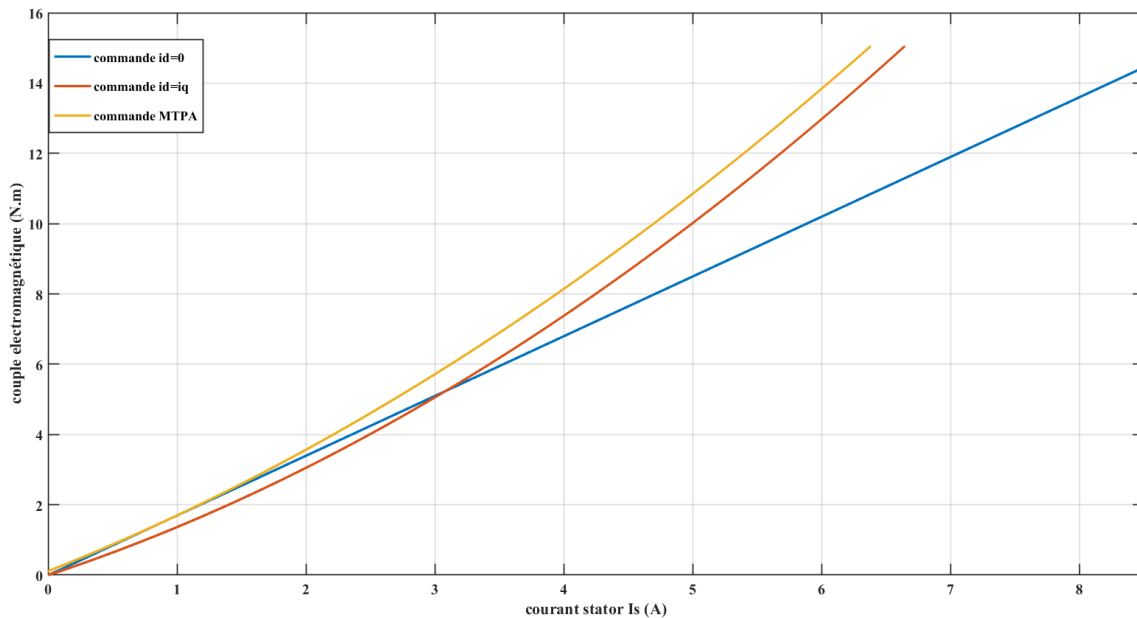


Figure III-35 : Couple en fonction du courant pour une machine à taux d'excitation moyen

D'après cette figure, on remarque bien que, pour un couple assez élevé, le courant statorique nécessaire lorsqu'on applique une commande à courant direct nul est vraiment important comparé aux deux autres stratégies. En effet, négliger la saillance dans une machine ou les deux effets (flux aimants et réluctance) sont comparables en termes de production de couple, fait que la totalité du couple électromagnétique est produit par l'interaction aimants-courants. Ceci réduit donc les performances de la machine et augmente les pertes Joule. On constate également, qu'il ne suffit pas juste d'exploiter le couple de réluctance pour atteindre de meilleure performance puisqu'on voit bien que la commande à id=iq permet de réduire le courant néanmoins, il est possible de le réduire davantage en utilisant la commande MTPA. Ainsi, pour ce type de machine, il est clair que la commande MTPA permet de retrouver la combinaison optimale des courants directe et en quadrature afin d'exploiter au mieux le couple de réluctance et réduire considérablement les pertes Joule.

III.5 Conclusion

Dans ce chapitre qui représente la partie essentielle de notre travail, nous nous sommes intéressés à la modélisation dynamique et à la commande de machines synchrones hybrides, plus précisément à la commande de nos deux machines qui présentent respectivement un fort et un faible taux d'excitation.

Ayant pour objectif de réaliser une commande en vitesse qui permet de minimiser les pertes Joule et donc d'améliorer les performances des machines synchrones hybrides, nous avons présenté les stratégies de commande que nous avons appliquées pour les trois catégories de machines.

La MSAP étudiée étant un bon exemple de machine qui présente un fort taux d'excitation, nous avons établi dans un premier temps son modèle Simulink ainsi que le modèle de l'onduleur de tension qui assure son alimentation. Le couple dans ce type de machine étant essentiellement produit par l'interaction courants-aimants, nous avons donc réalisé dans un premier temps la commande vectorielle à courant direct nul ($i_d=0$) et nous avons présenté les différents résultats obtenus. Pour exploiter la saillance de la machine qui a été écarté par la commande $i_d=0$ et vue l'objectif qu'on s'était fixée, nous avons présenté une autre stratégie de commande qui est la MTPA (maximum torque per ampere). En appliquant cette stratégie à notre MSAP, nous avons constaté que pour de faibles valeurs de couple, le courant statorique dans la commande MTPA est analogue à celui retrouvé par la commande $i_d=0$ tandis que pour de grandes valeurs l'écart devient conséquent et on voit bien que la MTPA permet de réduire le courant statorique et donc réduire les pertes Joule. Ainsi, on peut en conclure que pour une machine qui présente un assez fort taux d'excitation, l'effet de la commande MTPA sur la réduction des pertes Joule est observé plus le couple est important.

Par la suite, nous avons dirigé notre étude vers la MSR-AP qui, dans notre cas, est une machine dont l'apport des aimants est négligeable d'où son appellation de machine à faible taux d'excitation. Nous avons utilisé, dans un premier temps, une stratégie classique à la commande des MSR en mettant $i_d=i_q$ avant d'implémenter la commande MTPA. Nous avons remarqué en analysant les résultats des deux techniques que pour cette machine l'application de la MTPA n'a pas un grand effet sur les pertes Joule puisqu'on arrive à peine à voir la différence. Ainsi, commander la machine à faible taux d'excitation comme une machine synchro-réductante ne dégrade en aucun cas ses performances.

Après avoir traité les deux cas extrêmes, nous avons voulu souligner l'intérêt de la commande MTPA lorsqu'on dispose d'une excitation moyenne. En appliquant les trois stratégies de commande nous avons remarqué que la MTPA permet d'exploiter les deux couples (couple interaction et couple de réluctance) en réduisant considérablement les pertes Joule. Ainsi, pour une machine où les deux effets sont comparables, la stratégie MTPA est la plus adaptée puisqu'elle permet de retrouver la combinaison de courant (i_d, i_q) optimale qui permet d'obtenir de meilleurs performances.

Chapitre IV. Partie expérimentale

IV.1 Introduction

Dans le chapitre précédent, nous avons utilisé le logiciel Matlab /Simulink pour établir la commande de nos deux machines. Ces simulations reposent en grande partie sur des hypothèses simplificatrices déterminées au cours de la modélisation ou lors de la commande, ils ne reflètent pas réellement tous les phénomènes physiques. Pour vérifier l'efficacité et la validité de la simulation, on effectue souvent des essais pratiques qui permettent de mettre en évidence les contraintes négligées lors de l'étude théorique.

Dans ce chapitre nous allons commencer par décrire la structure globale de notre banc expérimental ainsi que les éléments qui le constituent. Par la suite nous allons présenter les résultats expérimentaux de la commande obtenus pour les deux machines qui font objet de notre étude à savoir : la machine synchrone à aimants permanent et la machine synchro-réductante assistée d'aimants.

IV.2 Présentation du banc d'essais

La structure globale de la commande en pratique est composée de plusieurs parties qu'on peut schématiser par la figure suivante :

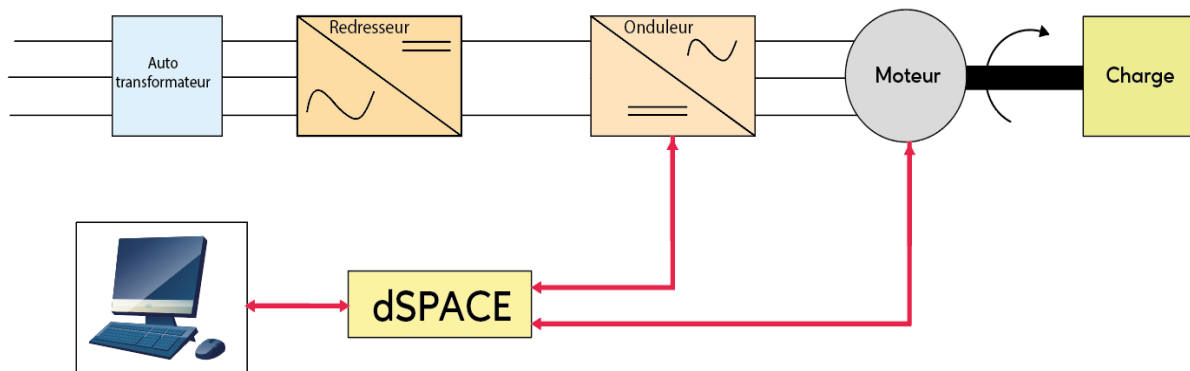


Figure IV-1 : Schéma en bloc du banc d'essais

D'une manière générale, on dispose en pratique d'un autotransformateur qui permet de régler la tension fournie par le réseau à la valeur souhaitée. Cette tension alternative passe par un redresseur ce qui permet d'obtenir une tension continue qui viendra alimenter l'onduleur. L'implémentation d'un code développé sous Matlab-simulink dans un système dSPACE permet de générer la commande MLI des bras de l'onduleur et d'exécuter la commande de la machine en temps réel pour une consigne de vitesse donnée. Les valeurs analogiques des mesures obtenues lors de cette commande sont traduites en valeurs numériques ce qui permet de les visualiser sur PC.

L'étude expérimentale a été effectuée au niveau du GREEN (Groupe de recherche en énergie électrique de Nancy). La figure IV-2 représente le banc d'essais :

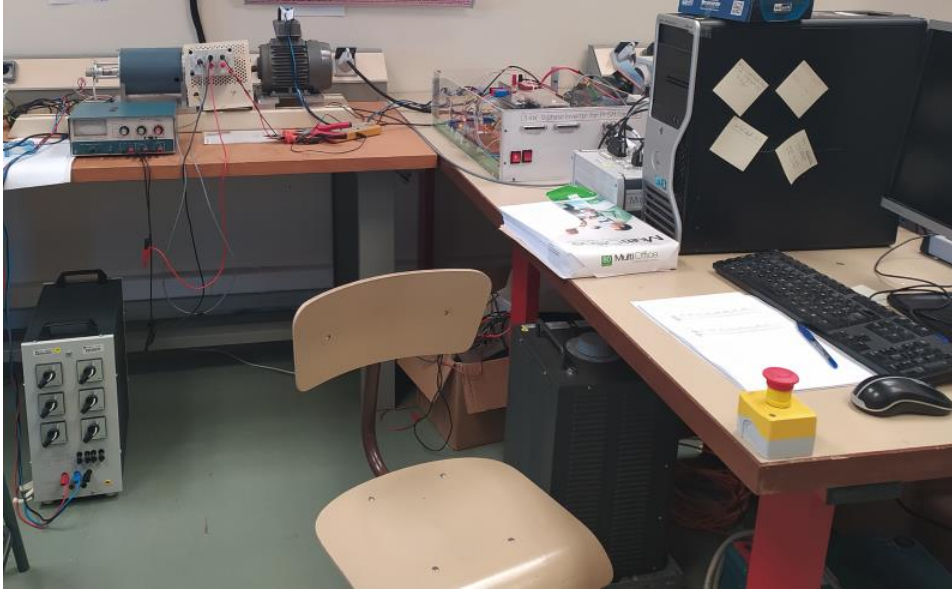


Figure IV-2 : Banc d'essais expérimental

Pour mieux comprendre la manière dont ce fait la commande en pratique, on présente dans ce qui suit les parties principales de ce banc d'essais.

IV.2.1 Partie commande

Le contrôle numérique en temps réel est principalement assuré par le système de développement MicrolabBox dSPACE illustré par la figure VI-3. Ce système permet l'acquisition des différentes mesures, l'implémentation des algorithmes et la transmission des signaux de commande. En effet, on y retrouve un ensemble de convertisseurs analogiques/numériques ou numériques/analogiques, des entrées-sorties numériques et tout ce qui est nécessaire au développement et à la mise en œuvre de la commande.

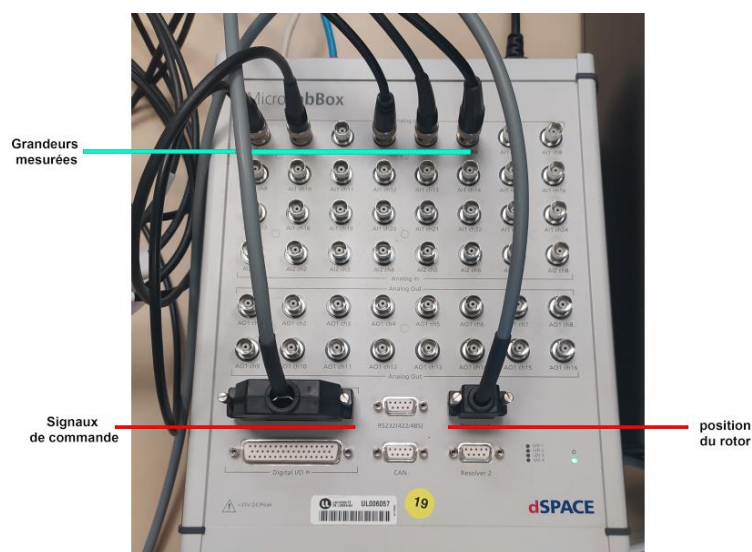


Figure IV-3 : MicrolabBox dSPACE

La communication entre le modèle Simulink établi sur PC et la dspace se fait par la librairie RTI (Real Time Interface). Suite à cette connexion, les algorithmes du langage graphique (sous simulink) sont convertis en langage C et implémenter dans la MicrolabBox à l'aide de l'outil RTW (Real Time Workshop). Dès que le programme de commande se charge, il devient possible de l'exécuter en temps réel.

Pour visualiser les différentes variables du système à commander, on utilise le logiciel contrôle desk. Ce logiciel offre également la possibilité de modifier en ligne les paramètres des blocs de contrôle comme les consignes de référence et les valeurs des gains des régulateurs.

IV.2.2 Partie puissance et mesure

Dans cette partie on retrouve essentiellement :

IV.2.2.1 Autotransformateur triphasé

Cette source de tension triphasée permet de faire varier la valeur efficace de la tension de 0 à 450V. En fixant sa valeur, on assure ainsi le réglage de la tension continue à l'entrée de l'onduleur. La figure (VI-4) représente l'autotransformateur utilisé en pratique.



Figure IV-4 : Autotransformateurs triphasé

IV.2.2.2 Convertisseur statique

L'onduleur utilisé est un onduleur de tension à trois bras, constitué d'un module IGBT 7MBR15SA-120 avec une diode mise en antiparallèle. On trouve également à côté de l'onduleur :

- Un redresseur
- Capteur de tension du bus DC
- Capteurs de courant des phases
- Une carte d'amplification des signaux mesurée

L'ensemble de ces équipements est représenté par la figure suivante :

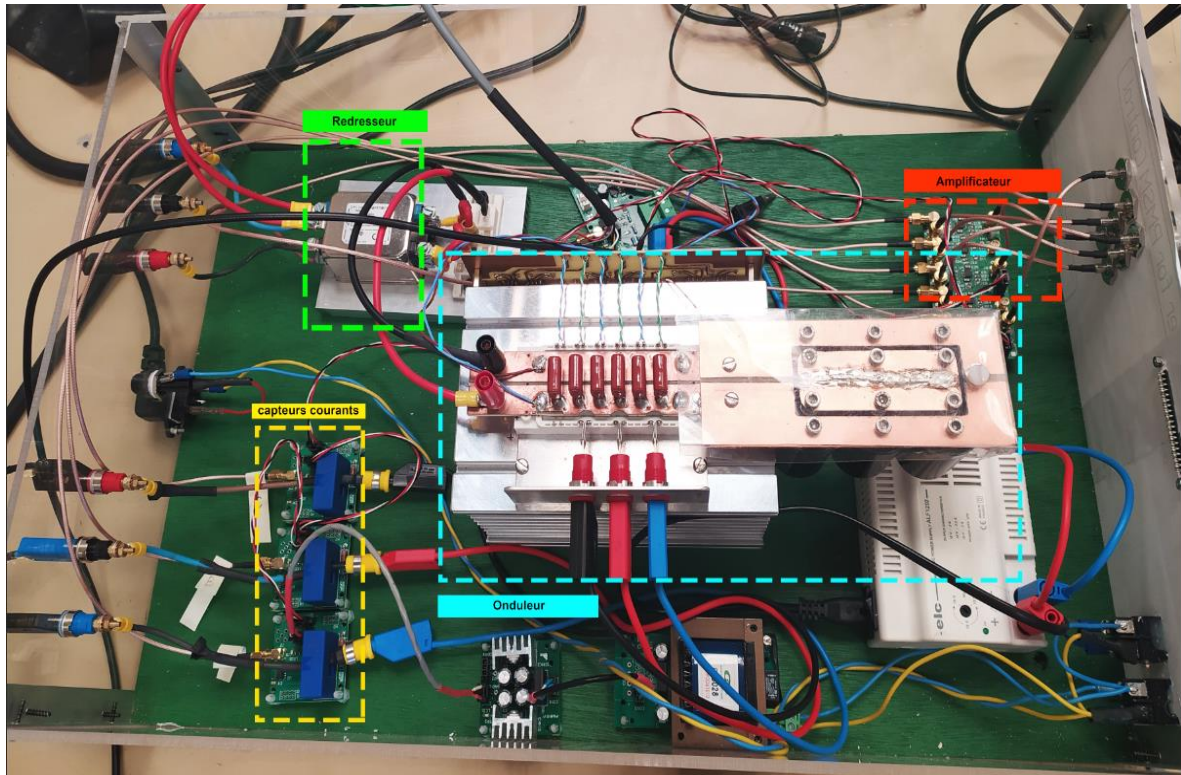


Figure IV-5 : Onduleur de tension et mesures

Les signaux de commandes qui proviennent de la MicrolabBox dSPACE sont injectés dans un onduleur dont l'alimentation est assurée par l'association d'un autotransformateur à un redresseur. A la sortie de cet onduleur, on dispose de trois capteurs de courant qui vont permettre de mesurer le courant au niveau de chaque phase. Les différentes grandeurs mesurées (courants de phases, tension d'alimentation et couple) sont introduites dans une carte d'amplification avant d'être envoyés vers la MicrolabBox dSPACE.

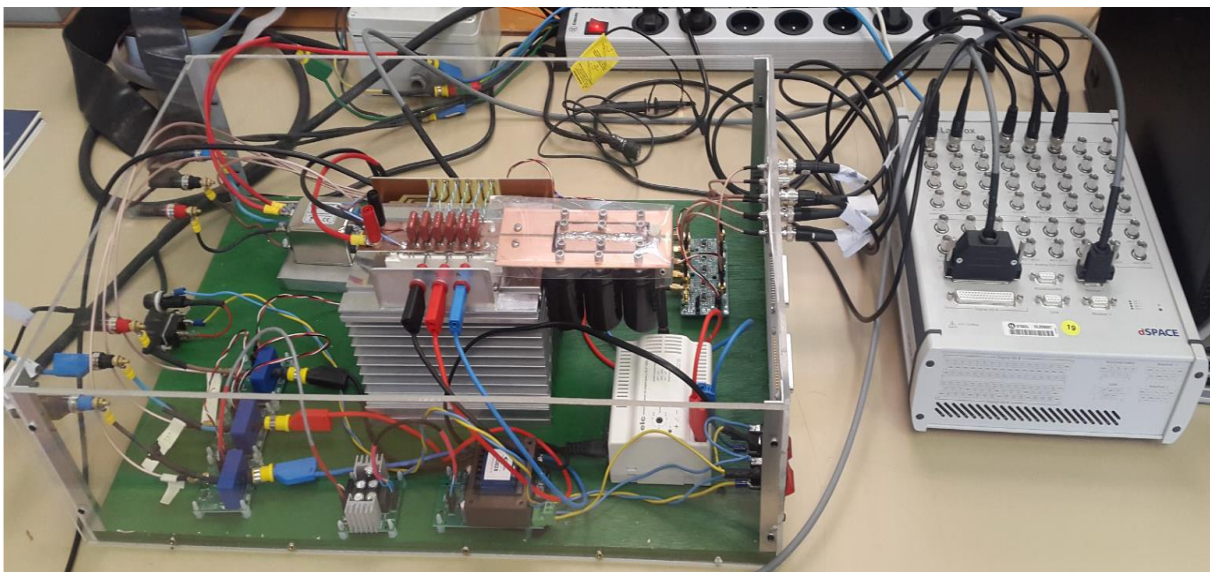


Figure IV-6 : Connexion Onduleur-dSPACE

IV.2.3 Partie électromécanique du banc d'essais

Illustré par la figure (VI-7), l'ensemble électromécanique est principalement composé de deux machines montées sur un même banc et une charge purement résistive. Les deux machines sont respectivement la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) et la machine synchro-réductante assistée par des aimants (MSR-AP). On dispose également d'un couple-mètre qui permet de mesurer le couple fourni par le moteur et d'un capteur de position pour indiquer sa vitesse.

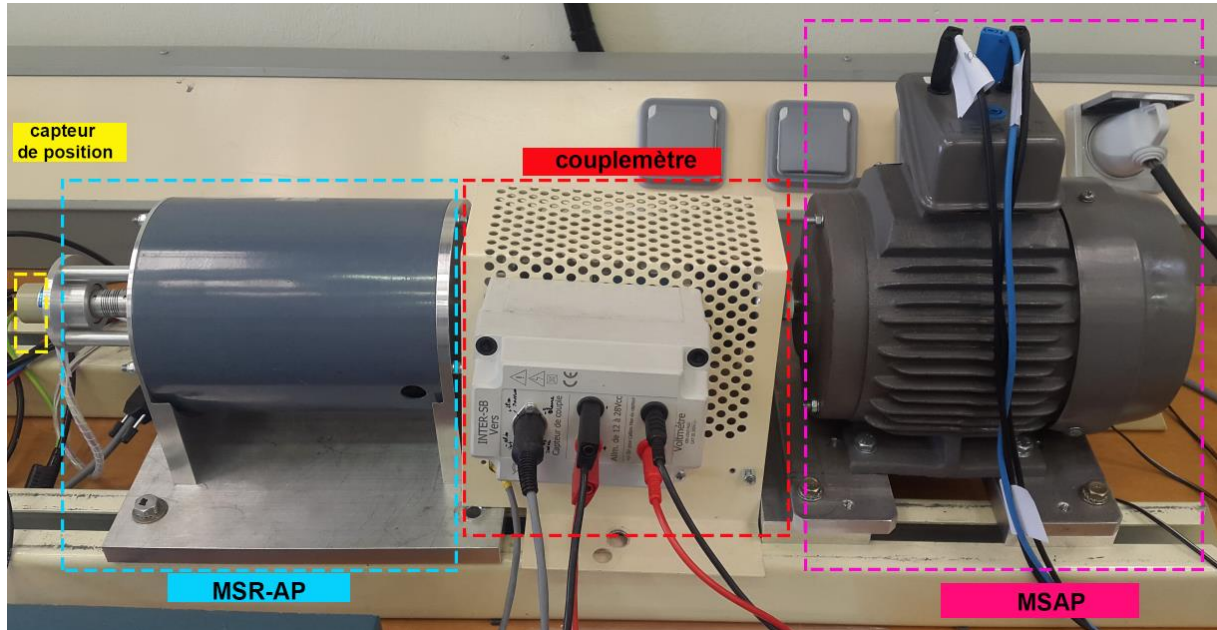


Figure IV-7 : Ensemble électromécanique

IV.3 Essais expérimentaux

Afin de vérifier la validité de la simulation, nous avons effectué les tests suivant :

- Commande MTPA de la MSAP
- Commande classique ($I_d=I_q$) de la MSR-AP
- Commande MTPA de la MSR-AP

IV.3.1 Test effectué sur la MSAP

IV.3.1.1 Mode opératoire

Pour effectuer cet essai et obtenir les résultats pratiques nous avons procédé comme suit :

- Réaliser le montage de l'ensemble électromécanique décrit par la figure IV-7 de sorte que la MSAP entraîne l'ensemble MSR-AP + charge.
- implémenter sous Simulink le programme relatif à la commande MTPA de la machine synchrone à aimants.
- Fixer la tension à 330 V à l'entrée de l'onduleur
- Imposer à la machine un couple résistant de 2.5 N.m et une vitesse de références de 500 tr/min
- Sauvegarder les résultats trouvés en format (.mat).
- Visualiser l'ensemble en utilisant le logiciel MATLAB

IV.3.1.2 Analyse et comparaison des résultats

La figure VI montre l'ensemble des résultats obtenus sur le banc d'essais au GREEN :

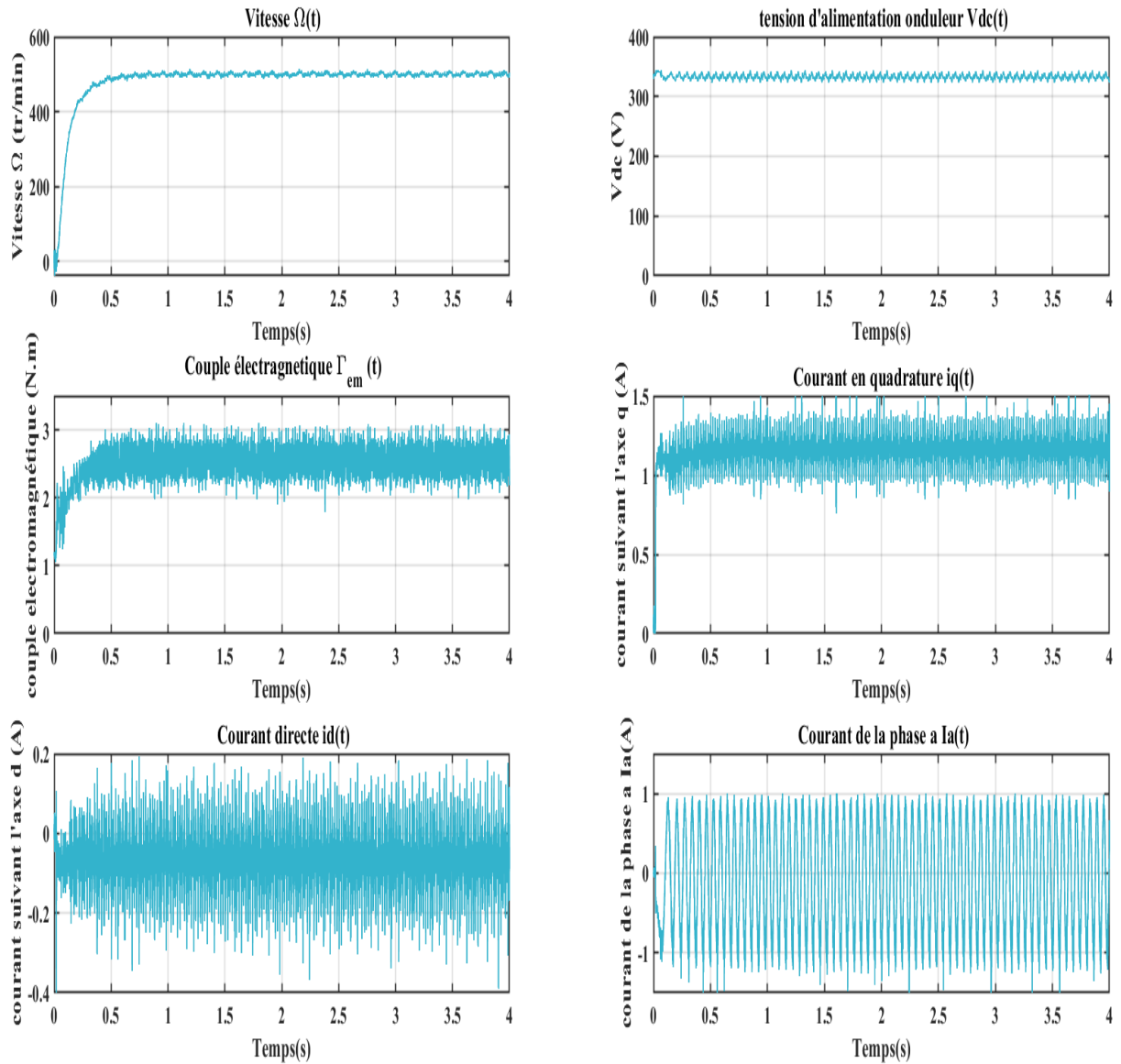


Figure IV-8 : Résultats de la commande MTPA de la MSAP (expérimentation)

On effectue la simulation décrite dans le chapitre précédent en prenant cette fois les mêmes valeurs de références que ceux pris lors de l'essai pratique. Les courbes obtenues sont illustrées par la figure IV-9 :

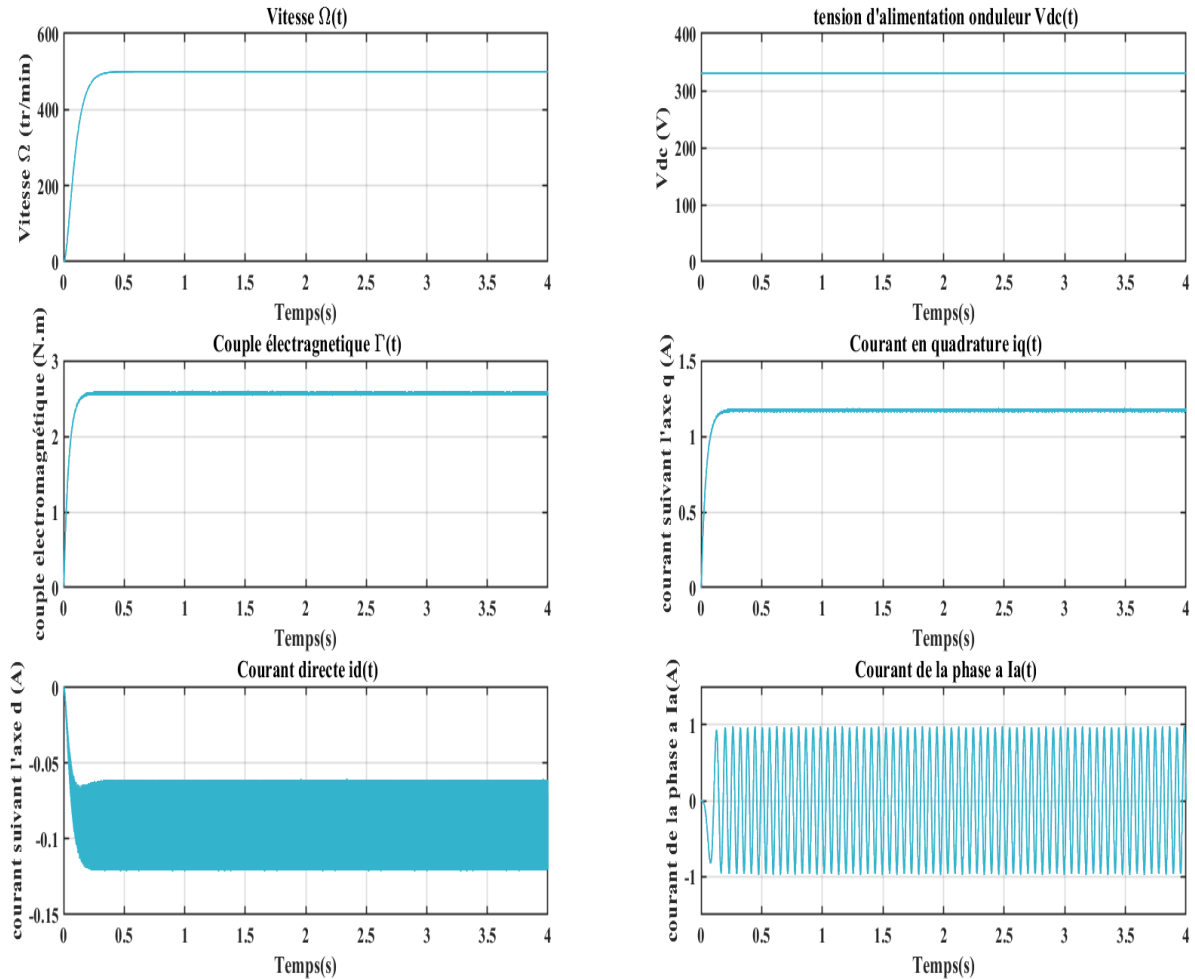


Figure IV-9 : Résultats de la commande MTPA de la MSAP (simulation)

En comparant les résultats obtenus par expérimentation (figure VI-8) à ceux trouvés par simulation (figure VI-9), on remarque qu'ils sont assez proches bien que les ondulations sont plus présentes dans les courbes pratiques.

On constate que la vitesse et la tension d'alimentation de l'onduleur en pratique oscillent autour de leurs valeurs imposées qui sont respectivement 500tr/min et 330V alors qu'ils suivent directement ces valeurs de références en simulation.

Le couple électromagnétique développé par la machine prend une valeur moyenne de 2.52N.m en pratique et 2.54 Nm en simulations ce qui correspond à la valeur près du couple résistant introduit par la charge. On remarque aussi que les courants direct et en quadrature oscillent respectivement autour de -0.06 A et de 1.15A en pratique tandis qu'ils ont une valeur de -0.08A et 1.17 A en simulation. On note également que la courbe expérimentale du courants statorique présente une amplitude et une fréquence relativement proche de la courbe issue de la simulation avec une amplitude de 0.96 A et une fréquence de 16.67Hz.

Ainsi, entre les deux résultats, on relève un faible écart ce qui représente un résultat assez satisfaisant.

IV.3.2 Test effectué sur la MSR-AP

IV.3.2.1 Mode opératoire

Afin de réaliser les essais sur la MSR-AP, nous avons modifié le montage précédent de manière à avoir la MSR-AP qui entraîne l'ensemble MSAP-charge.

Dans un premier temps nous avons implémenté sous Simulink la commande classique ($I_d=I_q$) et nous avons suivi les mêmes étapes décrites précédemment à l'exception que pour cet essai nous avons pris un couple résistant de **3.7 N.m** et une tension continue de valeur **320 V**. Après avoir relevé les résultats de cette commande, on a réduit le couple de charge à **2.5 N.m** pour réaliser la commande MTPA.

IV.3.2.2 Analyse et comparaison des résultats (commande $I_d=I_q$)

Les résultats obtenus en pratique sont donnés par la figure suivante :

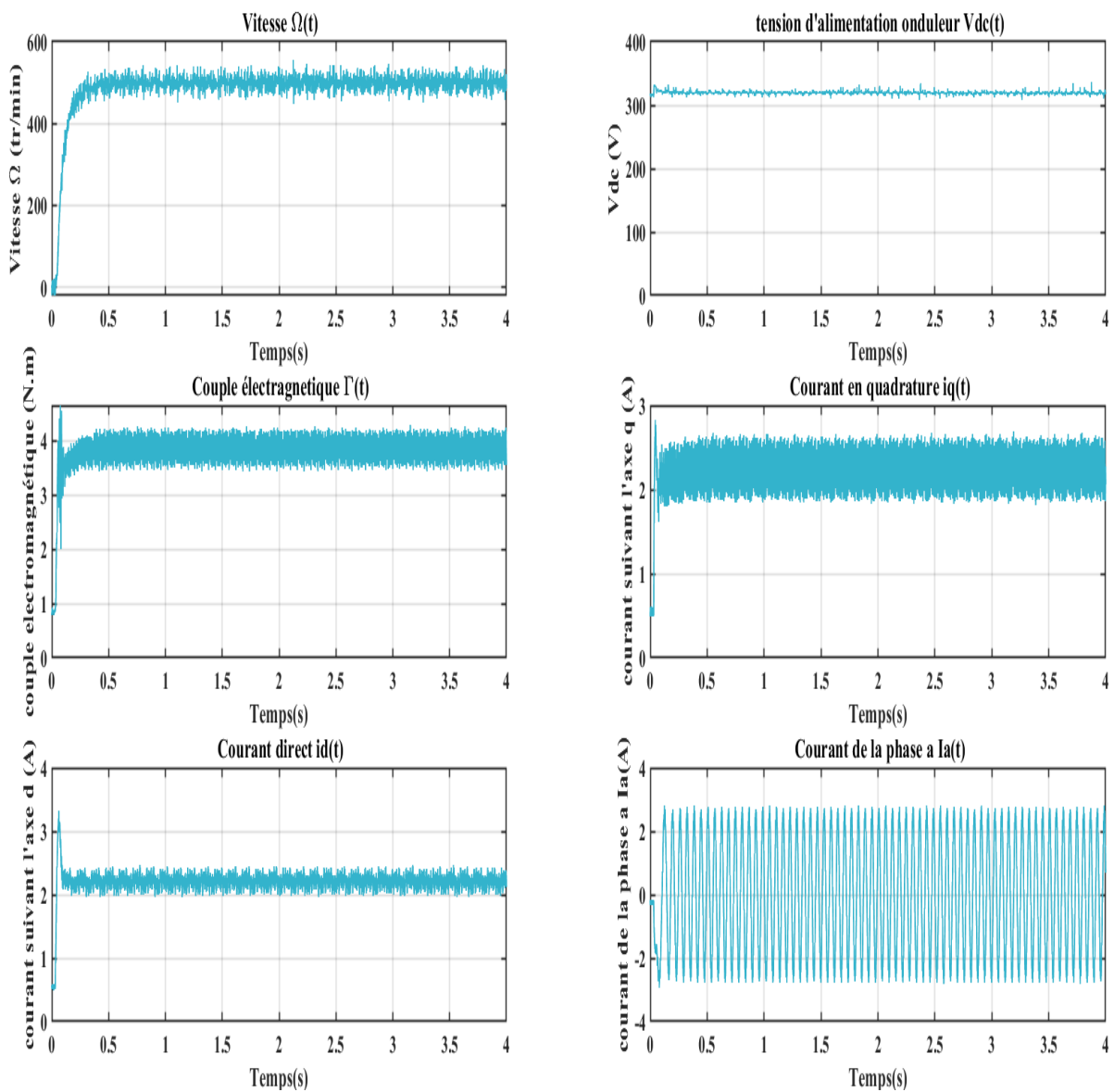


Figure IV-10 :Résultats de la commande $I_d=I_q$ de la MSR-AP (expérimentation)

Pour les mêmes valeurs de références, l'implémentation de cette commande sous Simulink donne les courbes décrites par la figure IV-11 suivante :

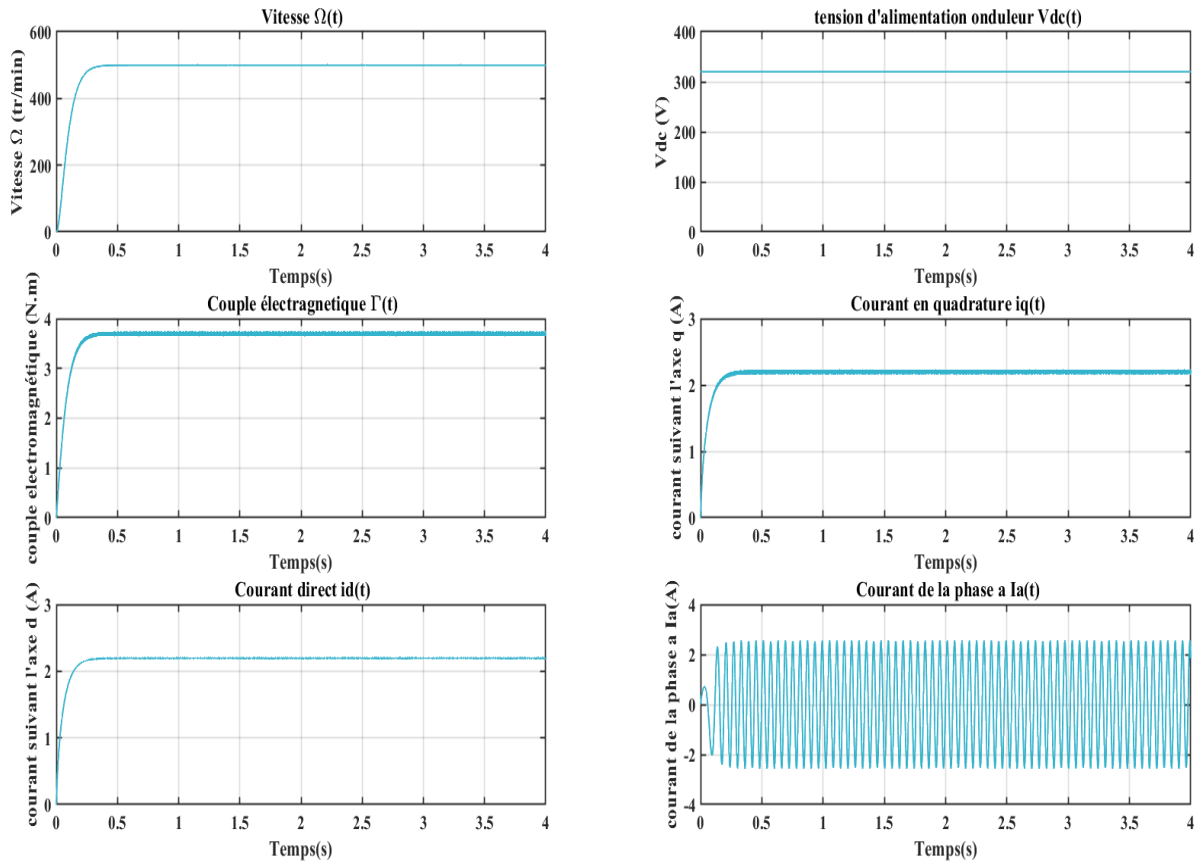


Figure IV-11 : Résultats de la commande $I_d=I_q$ de la MSR-AP (Simulation)

D'après les courbes illustrées sur les deux figures IV-10 et VI-11, on constate que les résultats de la simulation de la commande $I_d=I_q$ sont confirmés par l'expérimentation.

En effet, pour un démarrage en charge à 500 tr/min, on voit bien que le couple électromagnétique prend une valeur moyenne proche de 3.7 Nm aussi bien en expérimentation qu'en simulation.

En ce qui concerne les courants directs et en quadrature, on constate qu'ils présentent en pratique un petit pic au début pour ensuite osciller autour d'une valeur moyenne de 2.2 A. En simulation, cette valeur vaut 2.16A d'où un écart de 0.04 A.

On note également une légère différence d'amplitude du courant statorique entre la simulation et la pratique. On en conclut donc que le travail théorique effectué permet d'obtenir une bonne approximation des vrais résultats pour cette application.

IV.3.2.3 Analyse et comparaison des résultats (commande MTPA)

Les résultats pratiques et simulés retrouvés suite à l'application de cette technique de commande sont illustrés par les deux figures

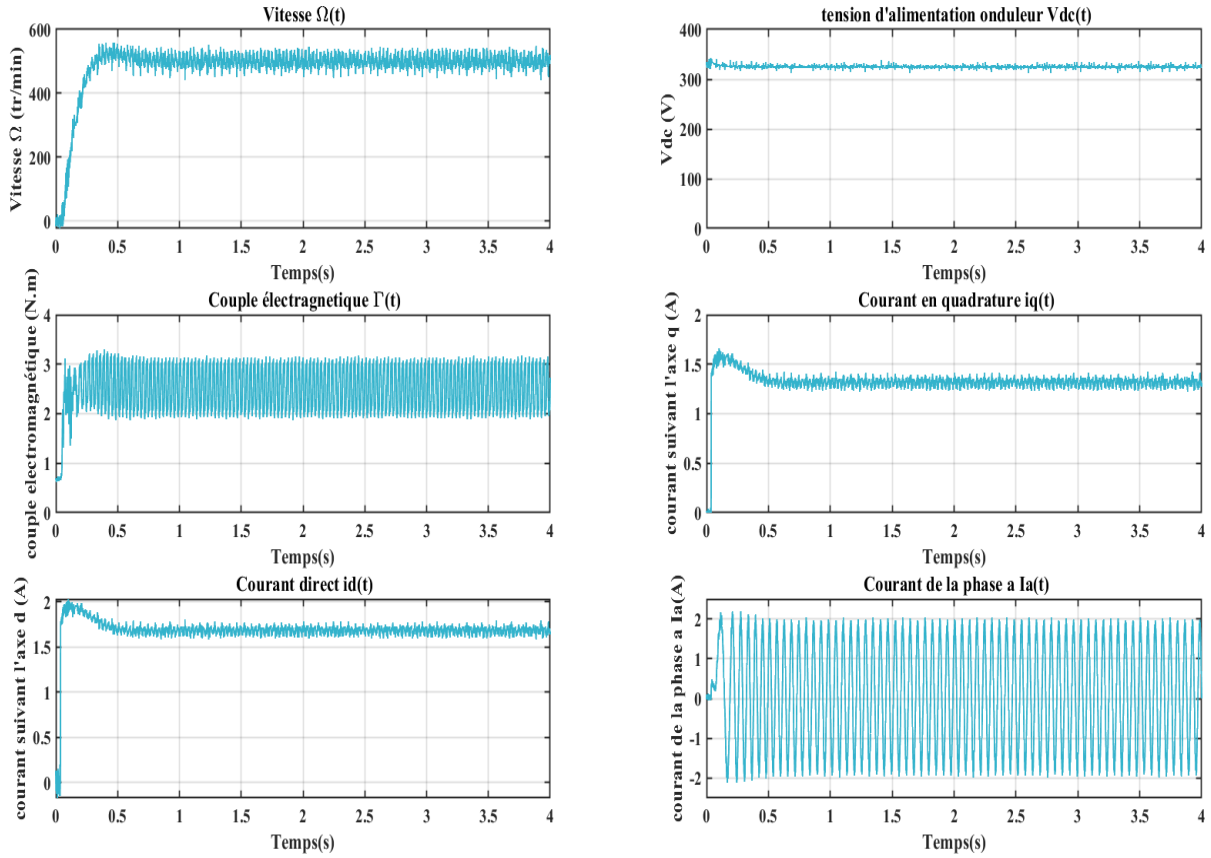


Figure IV-12 : Résultats de la commande MTPA de la MSR-AP (expérimentation)

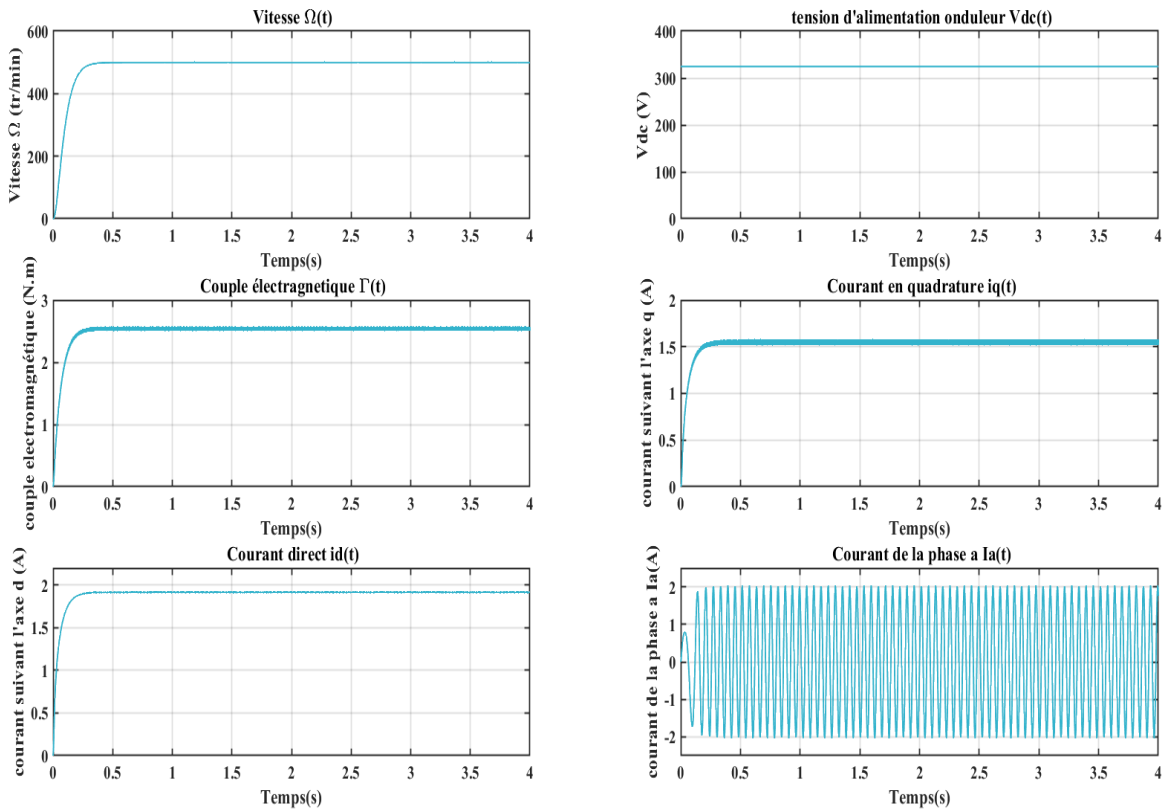


Figure IV-13 : Résultats de la commande MTPA de la MSR-AP (Simulation)

A partir des deux figures, on peut clairement remarquer que la courbe de vitesse présente un faible dépassement avant d'osciller autour de sa valeur de référence en expérimentation. Pour cette même consigne de vitesse, et pour une même valeur du couple résistant on constate que le couple électromagnétique développé par la machine prend une valeur moyenne de 2.52 Nm en pratique et 2.54 Nm en simulation.

Avec une différence de 0.2 A entre la valeur réelle et la valeur simulée des courants i_d et i_q , la valeur du courant statorique entre simulation et pratique reste acceptable. Ainsi, du moment que nos résultats théoriques se rapprochent des résultats relevés à partir du banc d'essais, on peut valider la simulation que nous avons effectuée.

Conclusion :

Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés à la réalisation pratique des deux stratégies que nous avons établies en théorie pour la commande de la MSAP et de la MSR-AP.

Après avoir présenté les équipements qui constituent le banc d'essais situé au GREEN, nous avons listé les différents essais réalisés et exposé les résultats obtenus pour chaque machine.

Sur ce banc d'essais, nous avons réalisé un simple démarrage en charge avec un couple résistant relativement faible. En comparant nos résultats pratiques aux résultats théoriques, nous avons relevé une légère différence entre les deux. Cette différence peut être due aux valeurs des paramètres qui modélisent la machine ou encore au fait d'avoir négligé quelques pertes lors de la simulation telle que les pertes fer ou encore les pertes par commutation au niveau de l'onduleur et du redresseur. Néanmoins, avec un écart assez faible, on peut en conclure que le travail théorique a permis d'obtenir des résultats assez satisfaisants pour cette application.

Il est à noter que, durant ces essais pratiques, la commande $i_d = 0$ de la MSAP n'a pas été réalisée, donc, nous n'avons pas pu vérifier la validité de ses résultats. Aussi, n'ayant pas introduit une même charge lors de l'implémentation des deux stratégies de commandes ($i_d = i_q$ et MTPA) de la MSR-AP, il n'était pas possible de comparer entre ces deux stratégies en termes de pertes Joule.

Conclusion générale

Dans ce travail nous nous sommes intéressés aux machines synchrones qui associent aimants et réluctance dans leurs structures. En fonction de la contribution d'un effet par rapport à l'autre dans la création du couple électromagnétique, nous avons défini un terme que nous avons nommé "taux d'excitation". Notre étude c'est portée plus précisément sur deux structures de machines synchrones hybrides : la première étant une machine synchrone à aimants permanents insérés et la seconde étant une machine synchro-réductante assistée par des aimants permanents.

Après avoir présenté la géométrie de chaque machine, nous avons déterminé leurs modèles dans le repère Park. En utilisant le logiciel FEMM nous avons montré que la MSAP est une machine qui présente un fort taux d'excitation puisque le couple électromagnétique est en majeure partie produit par l'interaction aimants-courants. A son opposé, la MSR-AP représente dans le cadre de ce travail une machine à faible taux d'excitation du moment que le couple résulte principalement de la réluctance. Afin de réaliser une commande en vitesse de ces deux structures de machine, nous avons décrit la méthodologie suivie pour la détermination de leurs paramètres, plus précisément les inductances d'axe direct et d'axe en quadrature. Nous avons également souligné l'effet de la saturation sur ces paramètres et déduit que leurs valeurs dépendent grandement de l'état magnétique de la machine.

En fonction de la structure hybride de ces machines ou ce que nous avons appelé "taux d'excitation", nous avons voulu déterminer la stratégie de commande qui leur est adaptée et qui permet d'exploiter au mieux cette hybridation afin de réduire les pertes Joule.

Pour la MSAP qui présente un fort taux d'excitation, nous avons appliqué, dans un premier temps, une stratégie de commande qui consiste à imposer un courant direct nul. La réponse du système était rapide et suivait bien la consigne introduite. Cependant, en utilisant cette méthode nous avons négligé le couple additionnel apporté par la saillance. Pour tenir compte de ce dernier, nous avons établi une commande MTPA (Maximum Torque per Ampere). Cette technique de commande consiste à retrouver la combinaison de courant (i_d , i_q) optimale qui permet de maximiser le couple. En comparant ces deux stratégies, nous avons constaté que pour un même couple développé, le fait d'exploiter le couple créé par la réluctance permet de réduire le courant statorique. Néanmoins, nous avons remarqué que pour ce type de machine la réduction du courant est assez faible et on ne peut la constater que lorsque le couple devient important.

Pour la MSR-AP qui présente un faible taux d'excitation, nous avons constaté que l'application de la commande MTPA donne des résultats très proches de la commande classique $I_d = I_q$, qui dans le cas d'une machine synchro-réductante, permet de maximiser le couple. Ainsi, le fait de commander une machine ou l'apport de la saillance est très important comme on commande une machine synchro-réductante ne change pas ses performances de façon significative.

En simulant le cas d'une machine où les aimants et la réluctance sont comparables en terme de production du couple électromagnétique, l'application de la commande MTPA représente le choix le plus adapté. Cette stratégie de commande permet d'utiliser moins de courant ce qui a pour effet de bien réduire les pertes Joule et donc d'améliorer le rendement.

Il est important de noter que les stratégies de commande implémentées dans notre travail sont basées sur des modèles de machines sous l'hypothèse d'un effet de saturation négligeable.

Expérimentalement, nous avons vérifié que pour un simple essai en charge, les résultats obtenus par simulation sont acceptables. Cependant, la validité des différentes stratégies de commande mises en œuvre sous Simulink ne peut être généralisée. En effet, nous avons constaté que les inductances suivant les axes direct et en quadrature des machines traitées dépendent fortement de l'état magnétique de la machine. Ayant déterminé uniquement le modèle à paramètres constants on ne peut se prononcer sur la précision des résultats pour une application similaire à celle décrite dans le chapitre III.

Pour une meilleure représentation de l'état réel de fonctionnement, il aurait été plus judicieux d'opter, en simulation, pour un modèle à paramètres variables qui tient compte de la saturation.

Références Bibliographiques

- [1] Y. Wang, N. Bianchi, S. Bolognani, and L. Alberti, Synchronous motors for traction applications, in International conference of electrical and electronic technologies for automotive, 2017.
- [2] P. Brandstetter and T. Krecek, Speed and current control of permanent magnet synchronous motor drive using IMC controllers, in Advances in Electrical and Computer Engineering, 2012, vol. 12, pp. 3–10.
- [3] H. Wu, D. Depernet, and V. Lanfranchi, A Survey of Synchronous Reluctance Machine used in Electric Vehicle, in International Conference on Renewable Energy, 2016.
- [4] J. Y. Yong, V. K. Ramachandramurthy, K. M. Tan, and N. Mithulananthan, A review on the state-of-the-art technologies of electric vehicle, its impacts and prospects, in Renewable and Sustainable Energy Reviews, 2015, vol. 49, pp. 365–385.
- [5] P. Niazi, H. A. Toliyat, and A. Goodarzi, Robust maximum torque per ampere (MTPA) control of PM-assisted SynRM for traction applications, IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 56, no. 4 I, pp. 1538–1545, 2007.
- [6] K. Rajashekara, Present Status and Future Trends in Electric Vehicle Propulsion Technologies, IEEE Journal of emerging and selected topics in power electronics, vol. 1, no. 1, pp. 3–10, 2013.
- [7] K. HOUACINE, Commande neuro-floue d'une Machine Asynchrone dans Une chaîne de propulsion d'un véhicule électrique, Thèse de doctorat. Université Mouloud Mammeri de Tizi-ouzou, 2006.
- [8] Hybride intégral, rechargeable ou hybride modéré: vous vous y retrouvez?[Online]. Available: <https://www.autoscout24.ch/fr/c/d/information/entrainementhybride?a=1959>. [Accessed: 02-Feb-2020].
- [9] F. Un-Noor, S. Padmanaban, L. Mihet-Popa, M. N. Mollah, and E. Hossain, A comprehensive study of key electric vehicle (EV) components, technologies, challenges, impacts, and future direction of development, Energies, vol. 10, no. 8, pp. 1–82, 2017.
- [10] M. Villani, High Performance Electrical Motors for Automotive Applications-Status and Future of Motors with Low Cost Permanent Magnets, 2020.
- [11] S. S. Maroufian and P. Pillay, Design and Analysis of a Novel PM-Assisted Synchronous Reluctance Machine Topology with AlNiCo Magnets, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 55, no. 5, IEEE, pp. 4733–4742, 2019.
- [12] C. P. Jose and S. Meikandasivam, A Review on the Trends and Developments in Hybrid Electric Vehicles, pp. 211–229, 2017.
- [13] Les moteurs. [Online]. Available: http://www.avefrance.org/Site/Article/?article_id=5881&from_espace_adherent=0. [Accessed: 31-Jan-2020].
- [14] Different Types of Motors in Electric Vehicles Electric cars and bikes.[Online]. Available: <https://www.electriccarsandbikes.com/different-types-of-motors-in-electric-vehicles/>. [Accessed: 02-Feb-2020].
- [15] T. Tokuda, S. Masayuki, and S. Morimoto, Influence of Rotor Structure on Performance of Permanent Magnet Assisted Synchronous Reluctance Motor, 2016.
- [16] J. F. Gieras, Permanent Magnet Motor Technology Design and Applications. 2010.

- [17] L. Le CHEVALLIER and J. Le BRETON, Aimants permanents, Technique de l'ingénieur D2 102. .
- [18] G. LACROUX, Les aimants permanents, 1989.
- [19] T. Sebastian and G. R. Sli-n, Modelling of permanent magnet synchronous motors, vol. M, no. 5, pp. 1069–1071, 1986.
- [20] B. Qu, Q. Yang, Y. Li, M. A. Sotelo, S. Ma, and Z. Li, A Novel Surface Inset Permanent Magnet Synchronous Motor for Electric Vehicles.
- [21] A. Kronberg, Design and Simulation of Field Oriented Control and Direct Torque Control for a Permanent Magnet Synchronous Motor with Positive Saliency, 2012.
- [22] M. OUNNADI, Elaboration d'un modèle d'étude en régime dynamique d'une machine à aimants permanents, Mémoire de magister. Université Mouloud Mammeri de tizi-ouzou, 2011.
- [23] D. Y. Babitsky, D. M. Toporkov, and N. A. Banskchikov, Synchronous reluctance motor for electric mine locomotive, in IOP Conference Series: Earth and Environmental Science, 2018, vol. 194, no. 5.
- [24] G. B. Mariani, Machine synchrone à réluctance Modèles équivalents à réseau de réluctances pour la simulation et l'optimisation, p. 153, 2016.
- [25] T. Raminosoa, Optimisation des performances des machines synchro-réductantes par réseaux de perméances, Thèse de doctorat. Institut National Polytechnique de Lorraine, 2006.
- [26] S. TAHI, Dimensionnement et Optimisation de Machines Synchro-Réductantes, Mémoire de Magister. Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, 2015.
- [27] D. P. Rodriguez, Modélisation et optimisation des machines synchro-réductantes à aimants permanents et de leur électronique, Thèse de doctorat, CentraleSupélec, 2016.
- [28] S. Morimoto, M. Sanada, and Y. Takeda, Performance of PM-assisted synchronous reluctance motor for high-efficiency and wide constant-power operation, IEEE Transactions on Industry Applications, 2001.
- [29] X. Chen, J. Wang, P. Lazari, and L. Chen, Permanent Magnet Assisted Synchronous Reluctance Machine with fractional-slot winding configurations, in Proceedings of the 2013 IEEE International Electric Machines and Drives Conference, 2013, no. 266084, pp. 374–381.
- [30] B. D. Varaticeanu, P. Minciunescu, and S. Matei, Design of Permanent Magnet Assisted Synchronous Reluctance Motor for light urban electric vehicle, in 2014 International Symposium on Fundamentals of Electrical Engineering, ISFEE 2014, 2014.
- [31] D. Prieto, P. Dessante, J. Vannier, and X. Jannot, Modélisation analytique d'un moteur synchro-réductant assisté d'aimants permanents, Symposium de génie Électrique 2014, Cachan, France.
- [32] A. O. Dulanto, Design of a Synchronous Reluctance Motor Assisted with Permanent Magnets for Pump Applications, Mémoire Magister. School of Electrical Engineering Department, Sweden, 2015.
- [33] W. L. Soong, Field-weakening performance of brushless synchronous AC motor drives, vol. 141, no. 6, 1994.

- [34] G. Pellegrino, *The Rediscovery of Synchronous Reluctance and Ferrite Permanent Magnet Motors*. 2016.
- [35] M. Paradkar and J. Boecker, Design of a high performance ferrite magnet-assisted synchronous reluctance motor for an electric vehicle, in *IECON Proceedings (Industrial Electronics Conference)*, 2012, no. 1, pp. 4099–4103.
- [36] E. Carraro, M. Morandin, and N. Bianchi, Traction PMASR motor optimization according to a given driving cycle, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 52, no. 1, Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., pp. 209–216, 01-Jan-2016.
- [37] Chaithongsuk Sisuda, *Optimisation de structures de machine à aimants permanents basée sur l'analyse spectrale de l'inductance d'entrefer en vue de l'entraînement à vitesse variable dans les systèmes embarqués*, Thèse de doctorat. Institut National Polytechnique de Lorraine, 2011.
- [38] J. Cuenot, *Architectures d'alimentation et de commande des actionneurs haute-vitesse connectés aux réseaux avioniques à tension variable*, Thèse de doctorat. Ecole Doctorale IAEM Lorraine, 2018.
- [39] A. Mukhtar, *Control of Permanent Magnet Machine*, in *High Performance AC Drives Modelling Analysis and Control*, 2010, pp. 100–110.
- [40] T. REKIOUA, *Contribution à la modélisation et à la commande vectorielle des machines synchrones à aimants permanents*, Thèse de doctorat. Institut National Polytechnique de Lorraine, 1991.
- [41] G.-O. CIMUCA, *Système inertiel de stockage d'énergie associé à des générateurs éoliens*, Thèse de doctorat. Ecole Nationale Supérieure d'arts et métiers, 2005.
- [42] A. Kaddouri, *Étude d'Une Commande Non-Linéaire Adaptative d'Une Machine Synchrone À Aimants Permanents*, Thèse de doctorat. Université Laval, Québec, 2000.
- [43] S. N. Vukosavic, *Electrical machines*. Springer, 2013.
- [44] K. Boughrara, *Cours Modélisation internes des machines électriques*, Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, 2019.
- [45] B. Nedjar, *Modélisation basée sur la méthode des réseaux de perméances en vue de l'optimisation de machines synchrones à simple et à double excitation*, Thèse de doctorat. École normale supérieure de Cachan, 2012.
- [46] N. Bianchi, *Electrical machine analysis using finite elements*. CRC press, 2005.
- [47] H. Serhoud, *Contribution à l'étude de la machine synchrone à réluctance variable*, Mémoire de Magister. Université de Batna, 2009.
- [48] I. Bouchareb, *Modélisation & Simulation de Défauts D'une Machine Synchrone à Réluctance Variable*, Mémoire Magister. Université de Constantine, 2009.
- [49] L. Chang, A. R. Eastham, and G. E. Dawson, *Permanent Magnet Synchronous Motor: Finite element torque calculations*, *IEEE*, pp. 69–73, 1989.
- [50] N. Takorabet, *Éléments de calcul d'actionneurs électriques*. ENSEM, 2020.
- [51] S. Tanpo, K. Ohishi, S. Makishima, and K. Uezono, "Online identification and tuning method of static & dynamic inductance of IPMSM for fine position sensorless control," in *Proceedings of the IEEE International Conference on Industrial Technology*, 2014, pp. 126–131.

- [52] A. Pouramin, R. Dutta, M. F. Rahman, J. E. Fletcher, and D. Xiao, A preliminary study of the effect of saturation and cross-magnetization on the inductances of a fractional-slot concentrated-wound interior PM synchronous machine, in Proceedings of the International Conference on Power Electronics and Drive Systems, 2015, vol. 2015-Augus, no. June, pp. 828–833.
- [53] P. H. Truong, D. Flieller, N. K. Nguyen, N. Bao Anh, and N. D. Hung, “Inductance Identification of Synchronous Reluctance Motors Using Capacitor Discharge Method,” Proceedings - 2019 International Symposium on Electrical and Electronics Engineering, ISEE 2019, IEEE, pp. 257–260, 2019.
- [54] A. Ganji, P. Guillaume, R. Pintelon, and P. Lataire, Induction motor dynamic and static inductance identification using a broadband excitation technique, IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 13, no. 1, pp. 15–20, 1998.
- [55] MO.Mahmoudi, Cours Commande des machines électriques, Ecole Nationale Polytechnique d’Alger, 2019.
- [56] B. M. Wilamowski and J. D. Irwin, Power electronics and motor drives. CRC Press, 2016.
- [57] S. Nonaka and K. Shinohara, Pulse-Width-Modulated Voltage-Source Inverters, in Power Electronic Converters, J. Kassakian and D. Naunin, Eds. Springer-, 1984, pp. 121–182.
- [58] B. K. Boss, Power Electronics and Motor Drives Advances and Trends. Academic Press, 2006.
- [59] S. Filizadeh, Electric Machines and Drives. CRC press, 2013.
- [60] S. Afsharnia, Contrôle vectoriel des machines synchrones à aimants permanents : identification des paramètres et minimisation des ondulations de couple, Thèse de doctorat. Institut National Polytechnique de Lorraine, 1995.
- [61] R. Krishnan, Electric Motor Drives_Modeling, Analysis, and Control. Prentice Hall, 2001.
- [62] I. Press and G. W. Arnold, Control of Synchronous Motor Drives, in High-power converters and AC drives, 2nd ed., IEEE Press, 2017, pp. 353–390.
- [63] M. Stulrajter, V. Hrabovcová, and M. Franko, Permanent magnets synchronous motor control theory, Journal of Electrical Engineering, vol. 58, no. 2, pp. 79–84, 2007.
- [64] MO.Mahmoudi, Commande vectorielle de la machine synchrone à rotor bobiné, Ecole Nationale Polytechnique d’Alger, 2019.
- [65] S. RAFA, Etude comparative entre la commande vectorielle et la Commande Directe de Couple d ’ une Machine Synchrone à Aimants Permanents, Mémoire de Magister Université des Sciences et de la Technologie Houari Boumediene Faculté, 2008.
- [66] C. LARBI, Commande hybride (classique et intelligente) d ’ une MRV, Thèse de doctorat. Université des Sciences et de la Tachnologie d’Oran, 2010.
- [67] F. BENCHABANE, Commande en position et en vitesse par mode de glissement d ’ un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattring Thèse de doctorat. Université Mohammed Khider de Biskra, 2005.
- [68] MO.Mahmoudi, Commande vectorielle de la machine synchrone à pôles saillants, Ecole Nationale Polytechnique, 2019.

- [69] H.Bühler, *Conception de systèmes automatiques*, Presses polytechniques. Romandes, Lausanne, 1989.”
- [70] K. Li and Y. Wang, Maximum Torque per Ampere (MTPA) Control for IPMSM Drives Using Signal Injection and an MTPA Control Law, *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 15, no. 10, 2019.
- [71] A. Najjar-Khodabakhsh and J. Soltani, MTPA control of mechanical sensorless IPMSM based on adaptive nonlinear control, *ISA Transactions*, vol. 61, Elsevier, 2016.
- [72] K. H. Nam, *PMSM Control Methods*, in *AC Motor Control and Electric Vehicle Applications*, 2nd ed., CRC press, 2017.
- [73] V. Erginer and M. H. Sarul, High performance and reliable torque control of permanent magnet synchronous motors in electric vehicle applications, *IEEE*, no. 7, pp. 41–46, 2013.
- [74] M. L. SEPULCHRE, *Pour l’optimisation de la commande des machines synchrones à aimants permanents en régime de haute vitesse pour véhicule électrique*,Thèse de doctorat. Institut National Polytechnique de Toulouse, 2017.
- [75] X. yan Huang, J. cheng Zhang, and C. ming Sun, A combined simulation of high speed train permanent magnet traction system using dynamic reluctance mesh model and Simulink, *Journal of Zhejiang University: Science A (Applied Physics & Engineering)*, vol. 16, no. 8, pp. 607–615, 2015.
- [76] Z. Chen, Maximum Torque Per Ampere and Flux-weakening Control for PMSM Based on Curve Fitting, *IEEE*, vol. 4, no. 3, pp. 3–7, 2010.
- [77] P. Niazi, H. A. Toliyat, and A. Goodarzi, Robust maximum torque per ampere (MTPA) control of PM-assisted SynRM for traction applications, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 56, no. 4 I. pp. 1538–1545, 2007.
- [78] J. P. Louis, *Control of Non-conventional Synchronous Motors*. ISTE, 2013.