

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

UNIVERSITÉ MOULOUD MAMMERRI DE TIZI-OUZOU



FACULTÉ DE GÉNIE ÉLECTRIQUE ET D'INFORMATIQUE
DÉPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

Mémoire de Fin d'Études de MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et Technologies
Filière : Électrotechnique
Spécialité : **Machines Electriques**

Présenté par

hassene MANSOUR
mehdi CHIBANE

Thème

Modélisation et diagnostic des défauts électriques dans les machines électriques synchrones à aimants permanents (MSAP)

Mémoire soutenu publiquement le Dimanche 23/06/2024 devant le jury composé de :

M Aghiles ARDJAL

Maitre de Conférences Classe A, UMMTO, Président

M M'hemed RACHEK

Professeur, UMMTO, Encadrant

M Rabah KHALDI

Maitre Assistance Classe A, UMMTO, Examineur

Remerciements

En premier lieu, nous remercions le BON DIEU Tout Puissant de nous avoir facilité le chemin et qui nous a donnés durant toutes ces années la santé, le courage et la foi en nous même pour arriver à ce jour.

Nous tenons à exprimer nos vifs remerciements à notre promoteur le Pr M.RACHEK pour sa disponibilité, ses précieux conseils et sa bienveillance qu'il n'a cessé de prodiguer à notre égard.

Que les membres du jury trouvent ici l'expression de respect pour nous avoir fait l'honneur d'examiner ce modeste travail.

Nous remercions enfin, tous ceux qui ont contribués de près ou de loin de manière significative à l'élaboration de ce projet de fin d'étude.

Dédicaces

À mes chères parents, que dieu les protèges

À mes chères sœurs et cher frère

À ma chère femme et chers fils Racim et Anes

À toutes ma famille et mes amis

À mes beaux parents et beaux frères

Mehdi

Dédicaces

À la mémoire de mon père

À ma mère, que dieu la protège

À mes chers frères et mes chères sœurs

À ma chère femme et chers fils Adam et Zilas

À toutes la famille Mansour

À mes beaux parents et beaux frères

*À tous mes collègues et amis, particulièrement Moh
et Walid*

Hassene

Sommaire

Introduction générale.....	1
Chapitre I	Technologies des machines synchrones à aimants permanents
I.1 Introduction.....	3
I.2 Présentation de la machine synchrone à aimant permanent.....	3
I.3 La structure de la machine synchrone à aimants permanents.....	3
I.3.1 Le Stator.....	4
I.3.2 Le rotor.....	5
I.3.3 Emplacement du rotor.....	6
I.4 Différentes structures de la MSAP.....	6
I.4.1 Les machines à rotor intérieur.....	6
I.4.2 Les machines à rotor extérieur.....	6
I.4.3 Sens du flux dans la machine.....	7
I.4.3.1 les machines à flux radial.....	7
I.4.3.2 les machines à flux axial.....	7
I.4.3.3 les machines à flux transverse.....	8
I.4.4 Le bobinage.....	8
I.5 Position des aimants dans la MSAP.....	9
I.5.1 Structures à aimants déposés en surface.....	10
I.5.2 Structures à aimants encastrés.....	10
I.5.3 Structures à aimants enterrés.....	10
I.6 Principe de fonctionnement de la MSAP.....	11
I.7 Applications des machines synchrones à aimants permanents.....	12

I.8 Avantages et inconvénients de la MSAP.....	14
I.9 Les aimants permanents.....	14
I.9.1 Caractéristiques générales des aimants permanents.....	14
I.9.2 Les différents matériaux d'aimant permanent.....	15
I.10 Les défaillances dans les machines électriques et leur diagnostic	17
I.10.1 Définition de la défaillance.....	17
I.10.2 Importance du diagnostic.....	18
I.10.3 Présentation statistique sur les défauts des machines électriques.....	18
I.10.4 Défauts internes et externes dans la MSAP.....	19
I.10.4.1 Défauts d'isolement dans un enroulement.....	20
I.10.4.2 Court-circuit inter spires.....	21
I.10.4.3 Court-circuit entre phases.....	21
I.10.4.4 Circuit ouvert sur une phase.....	21
I.10.5 Défauts des conducteurs massifs dans les machines à cage.....	23
I.11 Défauts magnétiques (aimants et circuit magnétique).....	23
I.12 Les Défauts mécanique.....	24
I.12.1 Défauts d'excentricité.....	24
I.12.2 Défaillances des roulements.....	25
I.13 Grandeur de caractérisation des défauts dans les machines électrique.....	26
I.14 Approches de modélisation des défaillances des machines électrique.....	27
I.15 Conclusion.....	27
<u>Chapitre II</u> <u>Modélisation de la (MSAP) en régime sain par la méthode des (CEMC)</u>	
II.1 Introduction.....	28
II.2 Modélisation de la (MSAP) en régime sain par la méthode des (CEMC).....	28

II.2.1 Hypothèse de modélisation.....	28
II.2.2 Equations électriques.....	29
II.2.3 Equations magnétiques.....	30
II.2.4 Assemblage des équations électriques et magnétiques.....	31
II.2.5 Expression du couple électromagnétique.....	32
II.2.6. Equations mécaniques.....	35
II.2.7. Modèle d'état générale de la (MSAP) en régime sain.....	36
II.3. Conclusion.....	37
<u>Chapitre III Modélisation de la (MSAP) en régime de défaut par la méthode des (CEMC)</u>	
III.1 Introduction.....	38
III.2 Défaut externes.....	38
III.2.1 Défauts électriques externes.....	38
III.2.2 Défauts mécaniques externes.....	40
III.3 Défaut internes.....	40
III.3.1 Modélisation de la (MSAP) en régime de défaut de court-circuit inter spires par la méthode des (CEMC).....	40
III.3.2 Equations électriques.....	41
III.3.3 Equations magnétiques.....	42
III.3.4 Assemblage des équations électriques et magnétiques.....	44
III.3.5 Expression du couple électromagnétique.....	45
III.3.6 Equations mécaniques.....	46
III.3.7 Modèle d'état générale de la (MSAP) en défaut de court-circuit inter spires.....	47
III.3 Conclusion.....	48

IV.1 Introduction.....	49
IV.2 Présentation de la machine.....	49
IV.3 Simulation de la (MSAP) à pôle lisse et à pôle saillant en mode sain.....	49
IV.3.1 Interprétation des résultats du fonctionnement en mode sain.....	52
IV.4 Simulation de la (MSAP) à pôle lisse et à pôle saillant avec différent défauts.....	52
IV.4.1 Défauts externes.....	52
IV.4.1.1 Interprétation des résultats du fonctionnement en mode de défaut externes.....	55
IV.4.2 Défauts internes.....	56
IV.4.2.1 Interprétation des résultats du fonctionnement en mode défaut interne.....	61
IV.5 Analyse spectrale.....	61
IV.5.1interprétation de l'analyse spectrale.....	63
IV.6 comparaison entre la (MSAP) à pole saillant et à pole lisse.....	64
IV.7 Conclusion.....	64
Conclusion général.....	65

Liste des abréviations et symboles

MSAP	Machine Synchrone à Aimant Permanent
CEMC	Circuit Electrique Magnétiquement Couplés
Sm-Co	Samarium
Nd-Fe-B	Néodyme Fer Bore
Be	L'induction dans l'entrefer
Ba	L'induction des aimants
Br	L'induction rémanente
Hc	Le champ coercitif
B.H	Le produit d'énergie
MFE	Méthode par éléments finis
R_a	La résistance de la phase (A) [Ω]
R_b	La résistance de la phase (B) [Ω]
R_c	La résistance de la phase (C) [Ω]
$[R_s]$	La matrice des résistances statoriques [Ω]
L_{aa}	Inductances propres de la phase (A) [H]
L_{bb}	Inductances propres de la phase (B) [H]
L_{cc}	Inductances propres de la phase (C) [H]
L_m	Inductance de magnétisation [H]. L_m
L_{ls}	Inductance de fuite d'un enroulement du stator [H].
L_{ms}	Inductance de magnétisation des enroulements statoriques [H].
M_{ab}	Inductances mutuelles entre la phase (A) et la phase (B) [H].

M_{ac}	Inductances mutuelles entre la phase (A) et la phase (C) [H].
M_{bc}	Inductances mutuelles entre la phase (B) et la phase (C) [H].
$[V_{abc}(t)]$	Vecteur des tensions des phases statoriques [V]
$[i_{abc}(t)]$	Vecteur des courants des phases statoriques [A]
$[\Phi_{abc}^{AP}(\theta)]$	Le vecteur des flux de l'aimant permanent embrassant les enroulements du stator
$[\Phi_{abc}(t)]$	Le vecteur des flux totaux à travers les bobines statorique [Wb]
θ	Angle électrique entre l'axe direct du rotor et une phase du stator
$[L_s(\theta)]$	La matrice de l'inductance statorique propre
$\omega_r(t)$	Vitesse de rotation [rd/s].
$P_{abs}(t)$	Puissance absorbé statorique
$P_{js}(t)$	Pertes joule statorique
$P_{em}(t)$	Puissance électromagnétique
W_{em}	Énergie électromagnétique
W_{mag}	Énergie magnétique
W_{mec}	Énergie mécanique
C_{em}	Le couple électromagnétique [Nm].
C_r	Le couple résistant de charge [Nm].
C_f	Couple de frotte ment [Nm].
f_v	Coefficient de frottement [Nm/rad/s].
J	Moment d'inertie des masses tournantes [Kg. m ²].
n_p	Nombre de paires de pôles.
R_s^f	Résistances de défaut
L_{ff}	Inductances de défaut
σ	Le taux de spires en court-circuit

Liste des figures

- Figure I.1** Exemple d'une structure de la MSAP
- Figure I.2** Circuit magnétique et enroulement du stator
- Figure I.3** Structure d'un rotor à aimants permanents
- Figure I.4** Moteur synchrone à aimants permanent à rotor intérieur
- Figure I.5** Moteur synchrone à aimants permanent à rotor extérieur
- Figure I.6** Topologie de machine:(a) à flux radial, (b) à flux axial, (c) à flux transverse
- Figure I.7** (a) Bobinage réparti, (b) Bobinage concentré
- Figure I.8** Structure à aimants déposés en surface (rotor interne)
- Figure I.9** Structure à aimants encastrés
- Figure I.10** Structure à aimants enterrés
- Figure I.11** Architecture simplifiée d'une machine synchrone autopilotée
- Figure I.12** Applications des machines synchrones à aimants permanents
- Figure I.13** Cycle d'hystérésis et courbe de désaimantation
- Figure I.14** Courbe de désaimantation des principaux types d'aimants
- Figure I.15** Évolution du pourcentage des défauts pendant une décennie
- Figure I.16** Représentation des différents compartiments des défauts internes et externes de la (MSAP)
- Figure I.17** Représentation des différents défauts statorique possible
- Figure I.18** Dégâts des défauts statorique
- Figure I.19** (a) Rupture d'anneaux de court -circuit, (b) cassure de barres rotoriques
- Figure I.20** Evolution de l'aimantation rémanente avec la température
- Figure I.21** Excentricité statique, dynamique et mixte
- Figure I.22** Structure d'un roulement à billes
- Figure II.1** Représentation schématique de la (MSAP)
- Figure III.1** Représentation schématique de la (MSAP) en défaut de court-circuit inter spire

- Figure IV.1.a** Les courants de la (MSAP) à pôles lisses
- Figure IV.1.b** Courant de la (MSAP) à pôles saillants
- Figure IV.2.a** Vitesse de la (MSAP) à pôles lisses
- Figure IV.2.b** Vitesse de la (MSAP) à pôles saillants
- Figure IV.3.a** Le couple de la (MSAP) à pôles lisses
- Figure IV.3.b** Couple de la (MSAP) à pôles saillants
- Figure IV.4.a** Courants statorique avec les différents défauts appliqués à la (MSAP) à pôles lisses
- Figure IV.4.b** Courants statorique avec les différents défauts appliqués à la (MSAP) à pôles saillants
- Figure IV.5.a** Vitesse avec les différents défauts externe appliqués à la (MSAP) à pôles lisses
- Figure IV.5.b** Vitesse avec les différents défauts externe appliqués à la (MSAP) à pôles saillants
- Figure IV.6.a** Couple électromagnétique avec les différents défauts externe appliqués à la (MSAP) à pôles lisses
- Figure IV.6.b** Couple électromagnétique avec les différents défauts externe appliqués à la (MSAP) à pôles saillants
- Figure IV.7.a** Courant du neutre avec les différents défauts externe appliqués à la (MSAP) à pôles lisses
- Figure IV.7.b** Courant du neutre avec les différents défauts externe appliqués à la (MSAP) à pôles saillants
- Figure IV.8.a** Courants statorique avec les différents taux de cc appliqués à la phase B (MSAP) à pôles lisses
- Figure IV.8.b** Courants statorique avec les différents taux de cc appliqués à la phase B (MSAP) à pôles saillants
- Figure IV.9.a** Vitesse de la (MSAP) à pôles lisses avec les différents taux de court-circuit
- Figure IV.9.b** Vitesse de la (MSAP) à pôles saillants avec les différents taux de court-circuit

- Figure IV.10.a** Couple de la (MSAP) à pôles lisses avec les différents taux de court-circuit
- Figure IV.10.b** Couple de la (MSAP) à pôles saillants avec les différents taux de court-circuit
- Figure IV.11.a** Le courant de CC (MSAP) à pôles lisses avec les différents taux de court-circuit
- Figure IV.11.b** Le courant de CC (MSAP) à pôles lisses avec les différents taux de court-circuit
- Figure IV.12.a** Le courant de neutre (MSAP) à pôles lisses avec les différents taux de court-circuit
- Figure IV.12.b** Le courant de neutre (MSAP) à pôles lisses avec les différents taux de court-circuit
- Figure IV.13** Le spectre du courant de la phase (A) à vide en régime sain
- Figure IV.14** Le spectre du courant de la phase (A) en charge en régime sain
- Figure IV.15** Le spectre du courant de la phase (A) avec défaut de déphasage de la phase (A)
- Figure IV.16** Le spectre du courant de la phase (B) de la (MSAP) à pôles lisses
- Figure IV.17** Le spectre du courant de la phase (B) de la (MSAP) à pôles saillants

Introduction générale

Les machines électriques ont été créés au 19^{ème} siècle. Depuis, divers types de machines ont été conçues et améliorées selon l'évolution de la technologie au fil des années. Grâce au développement de l'électronique de puissance, les performances des machines électriques se sont grandement améliorées. De plus, la découverte des aimants permanents a permis de concevoir des machines électriques plus compactes [13].

Aujourd'hui, les machines électriques à aimants permanents sont réputées pour leurs bonnes performances et leur compacité. Ceci en fait des candidates à fort potentiel pour les applications embarquées ou pour des processus à haut rendement énergétique. Depuis les années 90, les aimants permanents à base de terres rares sont les plus utilisés dans les applications industrielles.

Généralement, les méthodes de diagnostic nécessitent la connaissance de l'état sain de la machine quelle que soit la grandeur physique exploitée. La détection d'un défaut est alors basée sur la comparaison de la signature d'un état donné avec celle de l'état supposé sain, en considérant un indicateur issu d'une mesure que l'on sait sensible à un défaut particulier. La difficulté de cette démarche est que, souvent, les indicateurs sensibles existent déjà pour la machine saine (cas de raies d'un spectre). C'est alors leur variation, souvent leur augmentation, qui est susceptible de donner des informations sur la présence d'un défaut. D'autre part, la charge de la machine peut constituer pour le diagnostic un facteur perturbant, car elle induit plusieurs états sains [8].

Le diagnostic des défaillances des machines s'est largement développé dans le monde industriel car la volonté d'obtenir une chaîne de production de plus en plus sûre devient indispensable pour contribuer à obtenir un meilleur gain de productivité. Les chaînes de production doivent être dotées des systèmes de protections fiables car une quelconque défaillance, même la plus anodine, peut mener à un dommage matériel ou corporel inévitable sans oublier la perte de production et le coût non négligeable de réparation. Le diagnostic est devenu une discipline incontournable dans le domaine de la sûreté de fonctionnement. Il existe plusieurs procédures de diagnostic, le choix d'une approche est lié à la complexité et à la connaissance que l'on souhaite acquérir sur le système [5].

Ce mémoire comporte quatre chapitres, dont **le premier chapitre** sont présentées d'une part les généralités sur la machine à aimants permanents, les éléments de sa construction et un aperçu général sur les types d'aimants permanents ainsi que les propriétés des matériaux ferromagnétiques. D'autre part, nous citons les défaillances rencontrées et leurs conséquences sur le fonctionnement de la (MSAP), ainsi que les méthodes de diagnostic de ces défauts. Des avantages et des inconvénients de la (MSAP) et ses domaines d'applications, sont présentés.

Le deuxième chapitre, est consacré à la modélisation de la (MSAP) par la méthode des Circuits Electriques Magnétiquement Couplés (CEMC) dans le repère naturel (a, b, c) en régime sain. Le model d'état obtenu permettra d'observer et d'analyser l'évolution des grandeurs électriques, magnétiques et mécaniques caractérisant les performances dynamique de cette machine, aussi bien dans le fonctionnement à vide et en charge.

Le troisième chapitre, présente la modélisation de la (MSAP) en présence de défaut externes et internes dans le repère naturel (a, b, c). L'établissement du modèle d'état de diagnostic suffisamment précis sur la base de la méthode de Circuits Electriques Magnétiquement Couplés (CEMC), permettra d'étudier le comportement de la (MSAP), par les défauts externes (phase bruitée, trois phases bruitées, couple bruité, déphasage et déséquilibre) et internes (court-circuit inter-spire).

Le dernier chapitre, est consacré à la présentation des résultats de simulation issus de la résolution des modèles d'états de la (MSAP) saine et en défauts internes et externes implémentés sous environnement Matlab. Les expériences réalisées pour la validation des modèles ont portées sur la (MSAP) à pôles lisses et à pôles saillants en régime sain et en régime de défaut externe et interne. Une investigation des résultats de l'expérimentation informatique (simulation) permettra de connaître leur comportement et leurs sensibilités vis-à-vis des défauts.

Nous terminons par une conclusion générale et des perspectives.

Chapitre I

Technologies des (MSAP)

I.1 Introduction

Au cours des dernières années, les machines à aimants permanents sont devenues de plus en plus répandues dans une large gamme d'applications grâce au progrès accru dans les domaines de l'électronique de puissance et les matériaux magnétiques à base de terres rares, comme les Sm-Co et Nd-Fe-B. En effet, les nouveaux aimants permanents ont permis d'améliorer la performance dynamique, le rendement et le facteur de puissance de ces machines par rapport aux machines traditionnelles. Les chaînes éoliennes, les véhicules électriques et l'aéronautique sont des domaines dans lesquels les machines à aimants permanents sont largement employées actuellement. Toutefois, les exigences liées à la sûreté de fonctionnement de ce type de machines prennent une large part dans les contraintes de leur mise en disposition [1].

Ainsi, l'intégration des modules de surveillance et de diagnostic dans de telles applications est un point essentiel afin d'alerter les utilisateurs et même les concepteurs en cas d'un dysfonctionnement, dès son apparition, dans le but de garantir la sécurité et l'intégrité du système.

Dans ce chapitre nous présenterons la machine synchrone à aimants permanents et les caractéristiques des aimants permanents utilisés dans leur construction ainsi que le principe de fonctionnement en premier lieu. La suite du chapitre sera consacrée aux différents défauts pouvant affecter les (MSAP).

I.2 Présentation de la machine synchrone à aimants permanents

La **M**achine **S**ynchrone à **A**imant **P**ermanent (MSAP) est un convertisseur électromécanique réversible, suivant la transformation de l'énergie électrique en énergie mécanique (fonctionnement en moteur) et de l'énergie mécanique en énergie électrique (fonctionnement générateur). L'appellation "synchrone" est donc dérivée du fait que la vitesse de rotation du rotor (l'arbre) est synchronisée avec la fréquence du courant alternatif dans le stator. Elle ne varie ni avec la charge ni avec la tension d'alimentation.

Une (MSAP) se compose d'un stator fixe formé d'un circuit magnétique muni d'encoches dans lesquelles logent un bobinage alimenté en tension triphasé et produit un champ magnétique tournant à la fréquence d'alimentation dans un entrefer séparant ce dernier d'un rotor où son champ magnétique est constant produit par des aimants permanents.[8]

I.3 La structure de la machine synchrone à aimants permanents

La structure principale d'une (MSAP) comprend deux parties, le stator fixe et le rotor mobile à aimant permanent qui sont séparés par un entrefer telle que représentée dans sa forme générale par la figure(I.1).

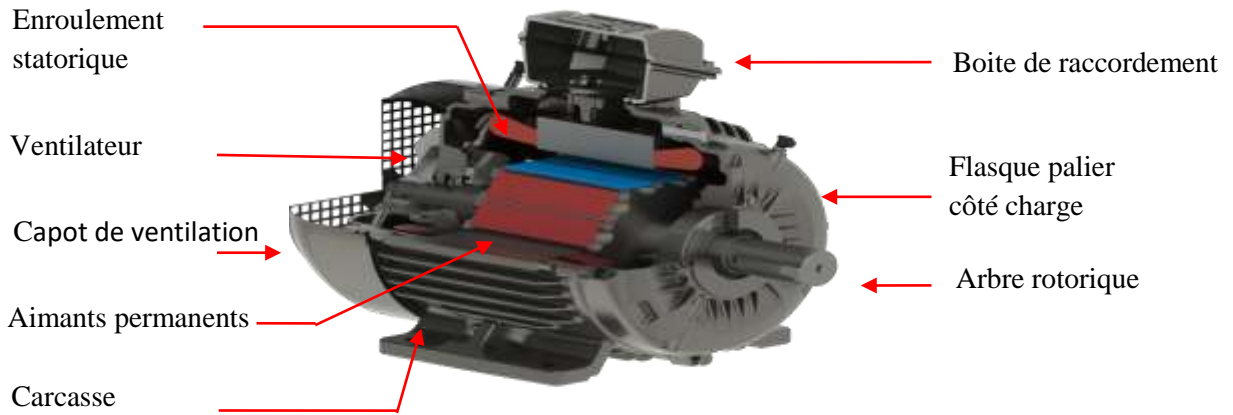


Figure I.1 Exemple d’une structure de la MSAP [7]

I.3.1 Le Stator

Le stator de la machine est construit par un empilage des tôles en fer doux pour aboutir un noyau qui canalise le champ magnétique.

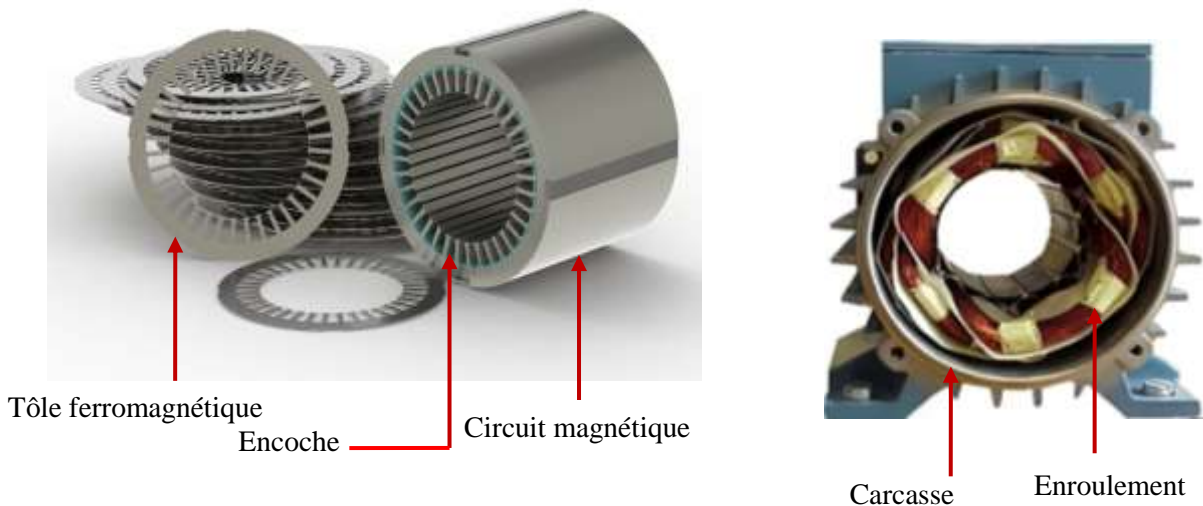


Figure I.2 : Circuit magnétique et enroulement du stator

Ce feuilletage dans le plan de la direction du champ permet de réduire les pertes par courant de Foucault. Percé d’encoches le noyau est destiné à recevoir un bobinage triphasé reparti sur sa périphérie pour donner naissance à un champ magnétique tournant lorsque les trois phases sont alimentées par un système de tensions sinusoïdales.

Mais ces encoches percées dans le noyau font que l’induction résultante soit en forme d’escalier périodique, c’est pour cela que les constructeurs en vue de minimiser les harmoniques d’espace adoptent plusieurs schémas de bobinages qui se déclinent par le bobinage imbriqué, ondulé et concentrique.

De plus ces derniers influencent les caractéristiques technologiques (thermique, électrique et économique) de la machine,

Les machines à basse tension sont habituellement bobinées en utilisant du fil cylindrique émaillé. Chaque conducteur servant à constituer les spires, est plus souvent formé de plusieurs brins, en parallèle. Comme on ne peut pas se fier suffisamment à l'isolation apportée par l'émail, qui peut avoir été altérée par les opérations d'enroulement et d'insertion dans les encoches ou présence intrinsèquement des faiblesses localisées, on doit isoler entre elles les bobines de phases différents et par rapport à la masse.

I.3.2 Le rotor

Le rotor est la partie mobile de la machine (Fig I.3), il est séparé par un entrefer du stator. Couplé mécaniquement à l'extérieur, il est destiné à créer ou recevoir (dans le cas générateur) un couple mécanique capable de fournir un mouvement de rotation. On distingue deux catégories de rotor : le rotor à pôles lisses et le rotor à pôles saillant.

- Rotor à pôles lisses : il se caractérise par un entrefer constant dans toutes les directions c'est-à-dire que la perméance de l'entrefer est constante.

Rotor à pôles saillants : dans lequel l'entrefer est variable. Dans ce cas la perméance vue du stator dans l'entrefer change d'un point à un autre dans toutes les directions. [6]

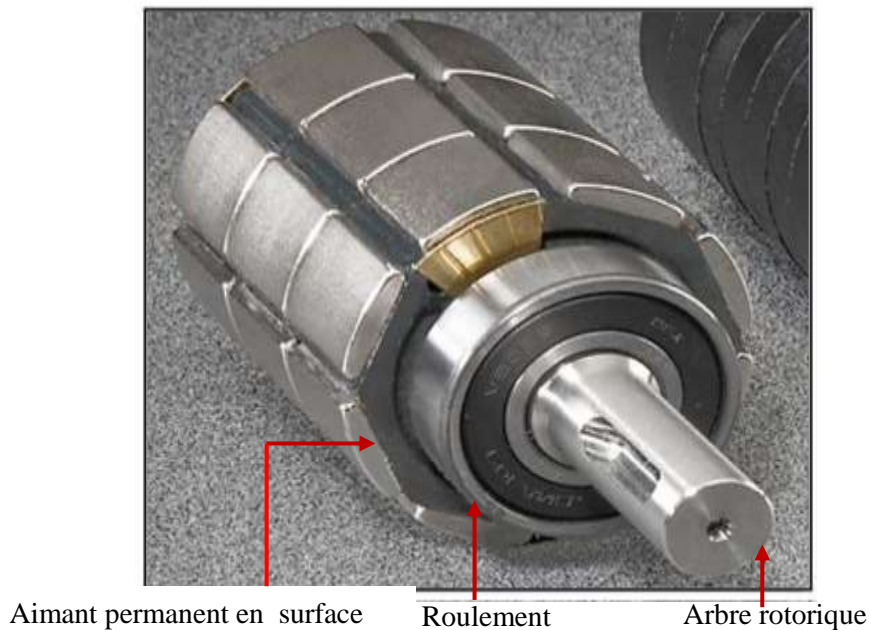


Figure I.3 : Structure d'un rotor à aimants permanents [6]

I.3.3 Emplacement du rotor

On discernera ici deux technologies de rotor : les rotors intérieurs et les rotors extérieurs, les machines à rotors intérieurs sont des machines les plus classiques avec le rotor qui est confiné dans le stator illustré par la figure (I.4). La figure (I.5) représente les machines à rotor extérieur qui sont des machines avec leur rotor se retrouvant à la périphérie de la machine. Ces machines sont couramment employées en moteur dans le domaine de la traction électrique. Ils sont encore appelés des « moteurs roues » [5] [7] [9]

I.4 Différentes structures de la (MSAP)

On rencontre différentes topologies de machines synchrones à aimants. Plusieurs critères permettent de les distinguer :

I.4.1 Les machines à rotor intérieur

Les machines synchrones à aimant permanent à rotor internes sont faciles à réaliser. Et possèdent une bonne évacuation des pertes statorique, car le stator se trouve en périphérie (Fig I.4). Généralement il ya peu de pertes au rotor du fait de l'utilisation d'aimants permanents.

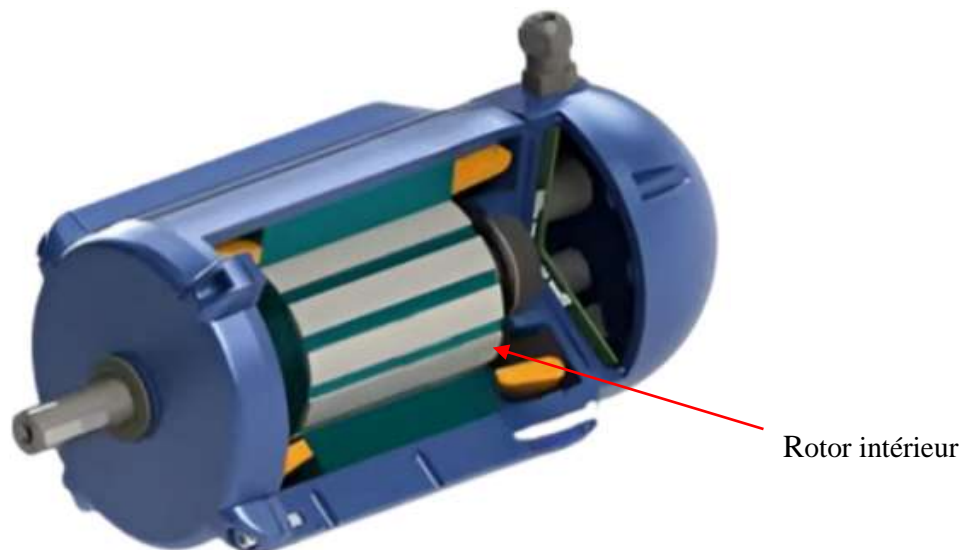


Figure I.4 : Moteur synchrone à aimants permanent à rotor intérieur [7]

I.4.2 Les machines à rotor extérieur

Les machines synchrones à aimants permanents à rotor extérieur présente une bonne tenue mécanique des aimants permanents en surface soumis à la force centrifuge. De plus, les échanges convectifs avec l'air ambiant sont accrus du fait de leur longueur réduite soumis aux problèmes d'échauffement du

rotor à aimant permanent qui provoque leur désaimantation. La réalisation et l'insertion dans un système sont plus complexes, notamment dû au montage en porte-à-faux qui entraîne un risque de déséquilibre du champ magnétique ainsi que son comportement dynamique (Fig I.5).

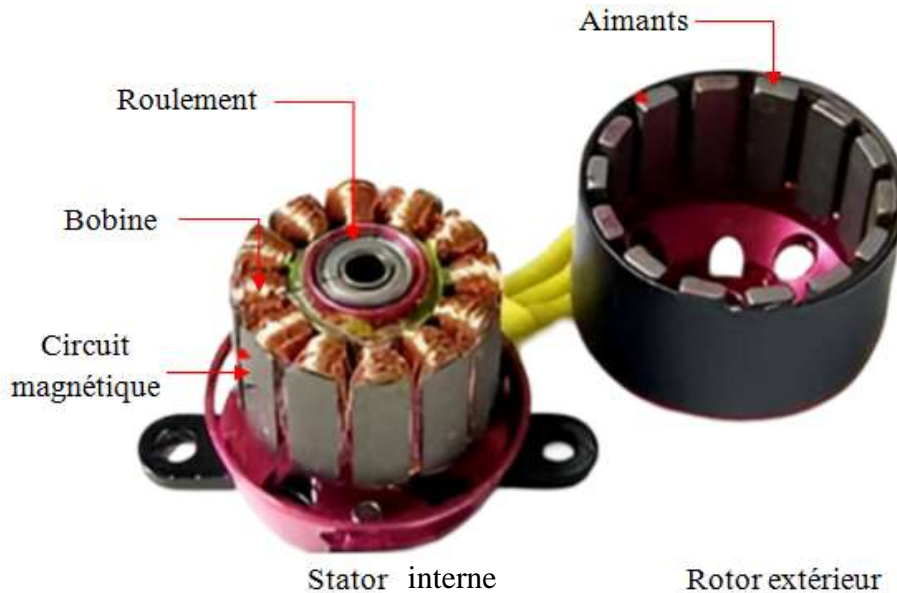


Figure I.5 : Moteur synchrone à aimants permanents à rotor extérieur [10].

I.4.3 Sens du flux dans la machine

Les machines synchrones à aimants permanents peuvent se distinguer en plusieurs catégories, classées selon la direction du flux.

I.4.3.1 Les machines à flux radial

Le trajet du flux se fait dans un plan perpendiculaire à l'axe de rotation (Fig I.6.a).

I.4.3.2 Les machines à flux axial

Le profil unique en forme de disque du rotor et du stator des machines à flux axial permet de produire des conceptions diverses et interchangeable. Les machines à flux axial peuvent être conçues en tant qu'entrefer simple ou multiple avec armature encochée, pôles saillants ou même totalement sans fer.

Les petites machines à flux axial sont fréquemment conçues comme machines à pôles saillants avec aimants (Fig I.6.b) [5].

Une attention particulière doit être donnée à la conception de la liaison mécanique du rotor-axe car c'est habituellement la cause des échecs des machines de type à disque [3].

I.4.3.3 Les machines à flux transverse

Le trajet du flux se fait de manière transverse, c'est-à-dire que le trajet se fait à la fois de façon perpendiculaire et parallèle à l'axe de rotation de la machine (Fig I.6.c).

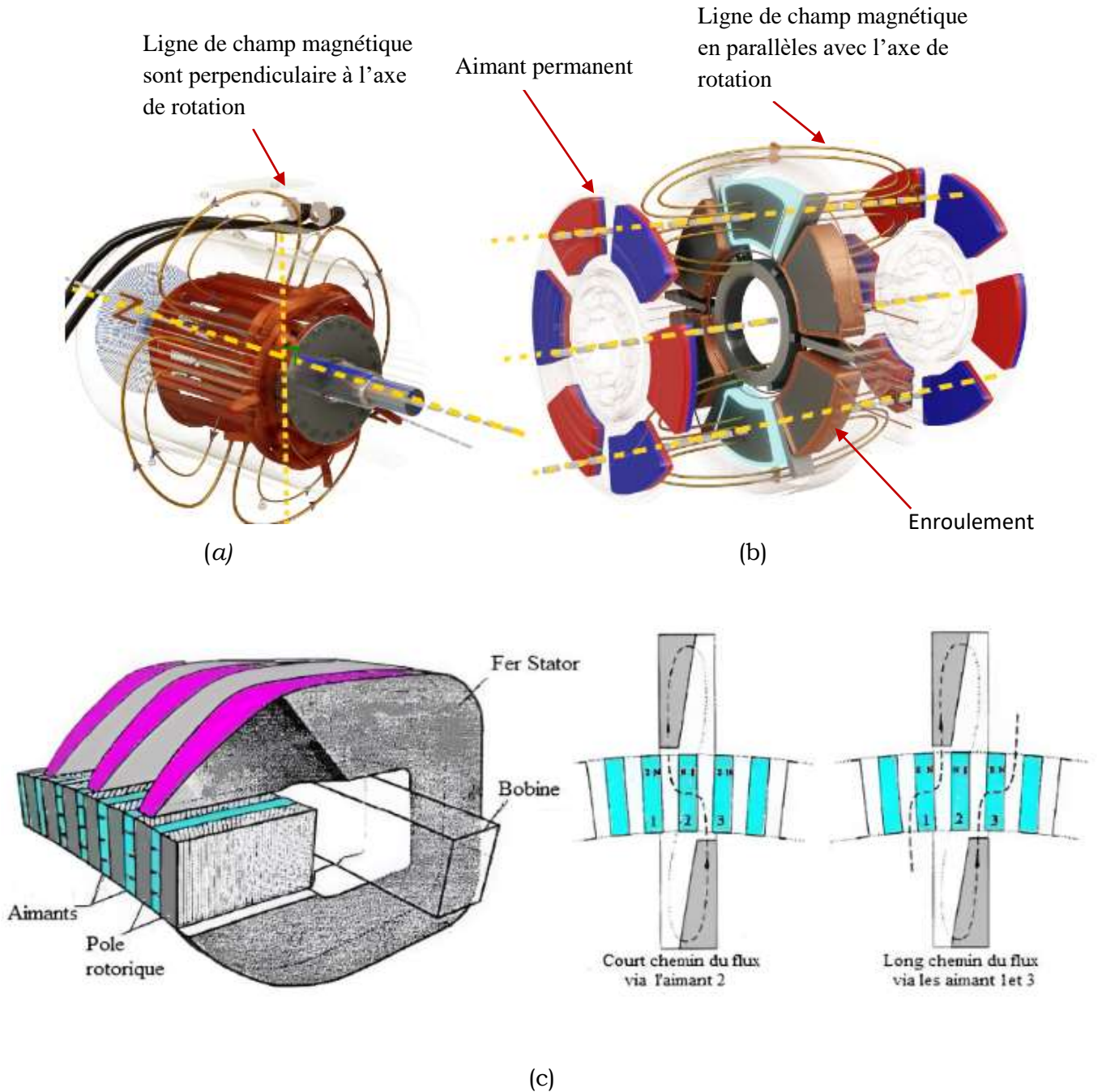


Figure I.6 : Topologie de machine:(a) à flux radial, (b) à flux axial, (c) à flux transverse [1] [6]

I.4.4 Le bobinage

Il existe deux grandes familles de bobinage, le bobinage reparti et le bobinage concentré comme la montre les figures (I.7.a et b) ci-dessous.



Figure I.7 : (a) Bobinage réparti, (b) Bobinage concentré [6]

Le bobinage réparti (encore appelé distribué) représenté par la figure (I.7.a) est la technique de bobinage la plus utilisée dans l'industrie. Sa particularité première est qu'elle permet une répartition quasi-sinusoïdale du bobinage dans la machine et par conséquent du champ dans l'entrefer. De ce fait, la capacité du bobinage statorique à récupérer le flux rotorique est très élevée (pertes magnétiques faibles). La machine est alors capable de développer plus de couple. L'inconvénient majeur est l'important volume de cuivre nécessaire à sa mise en place, causé par les têtes de bobine [6].

Le bobinage concentré est une ancienne technique de bobinage qui regagne de l'intérêt à cause des avancées majeures réalisées en électronique de puissance voir figure (I.7 .b). Ses avantages majeurs sont sa facilité de réalisation, la diminution du volume de cuivre utilisé et ses coefficients de bobinage qui sont plus élevés [6].

I.5 Emplacement des aimants dans la (MSAP)

I.5.1 Structures à aimants déposés en surface

Elles sont appelées machines à inducteur lisse en raison de leurs aimants disposés au niveau de l'entrefer sur un noyau ferromagnétique lisse représenté par la figure (I.8). L'induction (B_e) dans l'entrefer est celle des aimants (B_a). Leur aimantation peut être radiale, tangentielle ou combinée.

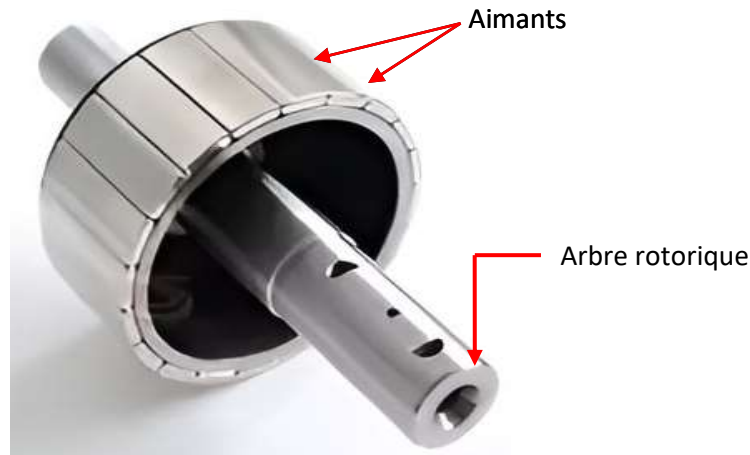


Figure I.8 : Structure à aimants déposés en surface (rotor interne) [1]

I.5.2 Structures à aimants encastrés

Des aimants de taille simple sont insérés à la surface du rotor, ce qui leur permet d'avoir une bonne tenue mécanique illustrer par la figure (I.9). L'espace entre les aimants est couvert par des dents rotoriques créant une saillance qui produit un couple de réluctance aussi important que le couple d'interaction dû aux aimants permanents. [7]



Figure I.9 : Structure à aimants encastrés [7]

I.5.3 Structures à aimants enterrés

La structure des inducteurs de ce type de machine est à géométrie complexe. Les aimants sont enterrés à l'intérieur du rotor figure (I.10). La robustesse mécanique de ce type de rotor permet d'atteindre de très grandes vitesses pour des puissances importantes. Deux configurations du rotor peuvent être distinguées, l'une est à concentration de flux et l'autre à structure classique.

L'avantage de ces deux configurations réside dans la possibilité de concentrer le flux produit par ces aimants, permettant ainsi d'assurer des niveaux d'inductions élevées dans l'entrefer. De plus, les aimants enterrés sont bien protégés contre la démagnétisation [9].



Figure I.10 Structure à aimants enterrés [7]

I.6 Principe de fonctionnement de la MSAP

La (MSAP) est un système électromécanique, dont le fonctionnement est basé sur le principe de rotation du champ magnétique au stator en synchronisme avec le rotor. Le champ tournant de l'induit au stator est créé par les courants quasi-sinusoïdaux parcourant ses enroulements et générés par la source d'alimentation en tension ou en courant. L'inducteur au rotor est la partie mobile de la machine, liée à son axe de rotation et sur lequel sont disposés les aimants permanents générant son excitation permanente. La force d'attraction créée entre ces deux champs donne naissance au couple électromagnétique qui, quant à lui, permet la rotation du rotor [6].

Toutefois, si la rotation du champ statorique s'effectue indépendamment de la position instantanée du rotor, comme c'est le cas de la machine synchrone classique, il y aura un risque de décrochement du rotor dans le cas d'un entraînement à vitesse variable. Par conséquent, et afin d'éviter ce risque et de stabiliser le comportement de la machine, la commutation des onduleurs doit s'effectuer en synchronisme avec la position du rotor, au moyen d'un capteur de position (capteur à effet HALL). Dans ce cas, on parle de machines synchrones autopilotées, dont l'architecture simplifiée est présentée dans la figure (I.11) [1] [5]

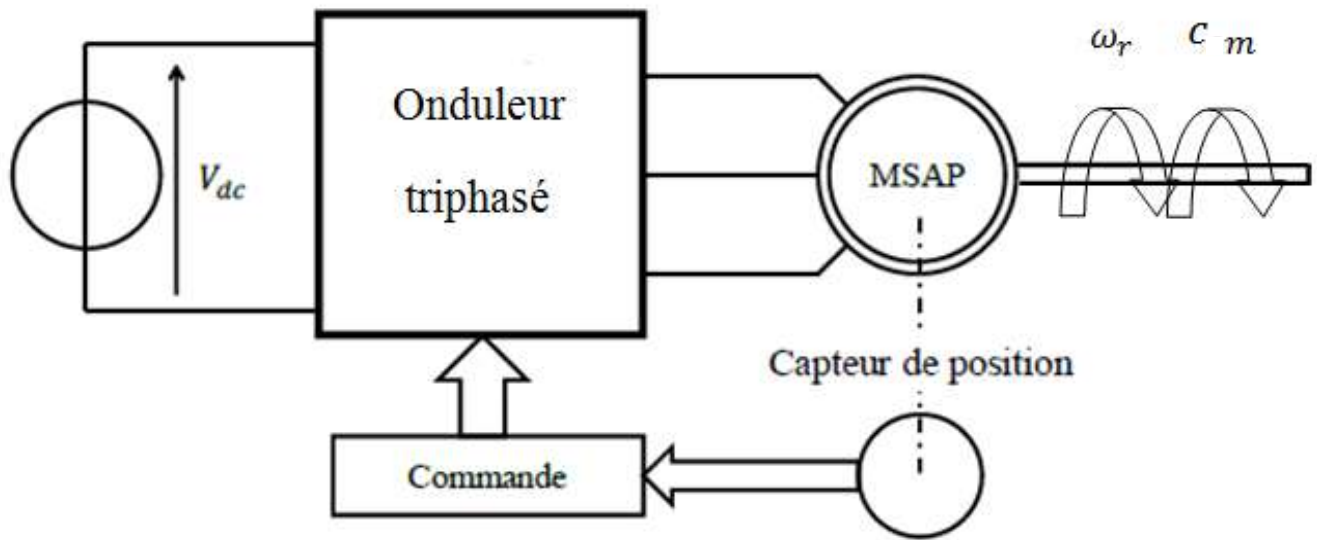


Figure I.11. Architecture simplifiée d'une machine synchrone autopilotée

I.7 Applications des machines synchrones à aimants permanents

Ces machines ont trouvées de vastes champs d'applications dans plusieurs domaines (équipement domestique, vélo électriques figure (I.12.a) et voiture électrique figure (I.12.b), aérospatial, machines-outils, servomoteurs, équipement médical, propulsion des navires figure (I.12.c) et transport ferroviaire figure (I.12.d). Celles-ci sont utilisées pour des puissances allant de la gamme des microwatts à celle des mégawatts.

Il est utilisé pour les entraînements qui nécessitent une vitesse de rotation constante, tels que les grands ventilateurs, les compresseurs et les pompes centrifuges par ailleurs grâce au développement de l'électronique de puissance, l'association machine à aimants convertisseur de puissance a trouvé de nombreuses applications dans les domaines très divers tels que la robotique, la technologie de l'espace et dans d'autres applications plus particulières (domestique,...). [7] [5]



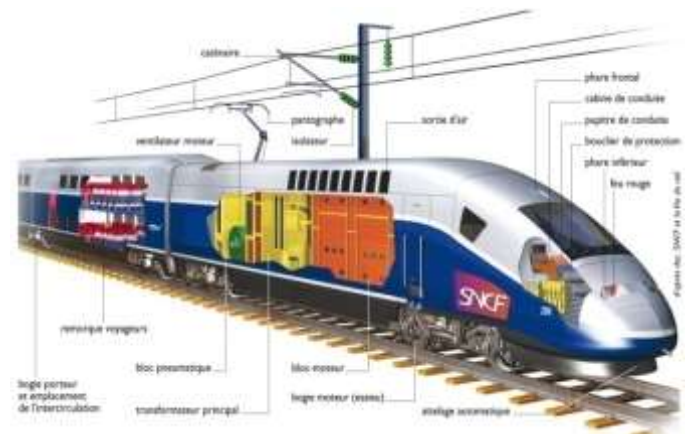
(a) Vélo électrique



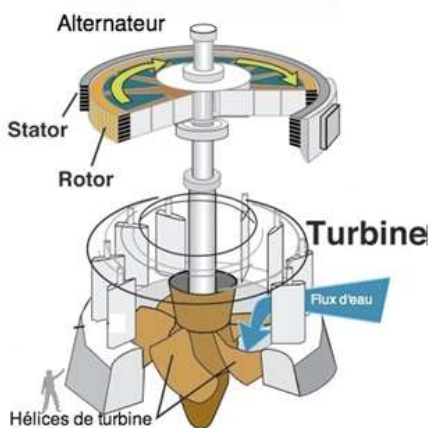
(b) voiture électrique



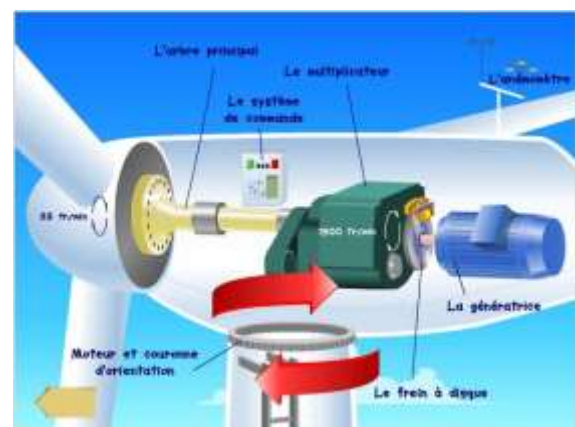
(c) Propulsion navale



(d) Traction ferroviaire



(e) Energie hydrolienne



(f) Energie éolienne

Figure I.12 : Applications des machines synchrones à aimants permanents [7]

I.8 Avantages et inconvénients de la (MSAP)

Aujourd'hui, avec les progrès réalisés par l'industrie des aimants permanents, les (MSAP) qui sont des machines Brushless sont de plus en plus utilisés dans tous les domaines et occupent une place concurrentielle devant les autres machines. Mais comme toute machine elles ont aussi leurs inconvénients ou leurs faiblesses. On cite principalement :

Avantages

- Puissance massique importante.
- Absence de contacts glissants.
- Pas de pertes résistives au rotor.
- Un bon comportement aux accélérations et aux freinages.
- Fonctionnement en survitesse.
- Aucune source externe pour le fonctionnement en génératrice.
- Robustesse et facilite de maintenance.
- Facteur de puissance et rendement élevé.

Inconvénients

- Cout élevé des aimants.
- Risque de désaimantation par l'échauffement, les vibrations, vieillissement et par la réaction de l'induit.
- Difficulté de défluxage et complexité de son électronique de commande ;
- Impossibilité de manipuler l'excitation.

I.9 Les aimants permanents

I.9.1 Caractéristiques générales des aimants permanents

Les matériaux utilisés pour leurs propriétés magnétiques se classent en fonction de la largeur de leur cycle d'hystérésis (Figure I.13) et forment deux grandes familles. La première est celle des matériaux magnétiques durs (à large cycle), appelés communément « aimants permanents » car leur aimantation ne varie pas sous l'effet d'un champ magnétique extérieur [4]. La seconde est celle des matériaux magnétiques dits « doux » qui ne manifestent de propriétés magnétiques qu'en présence d'une excitation externe [1].

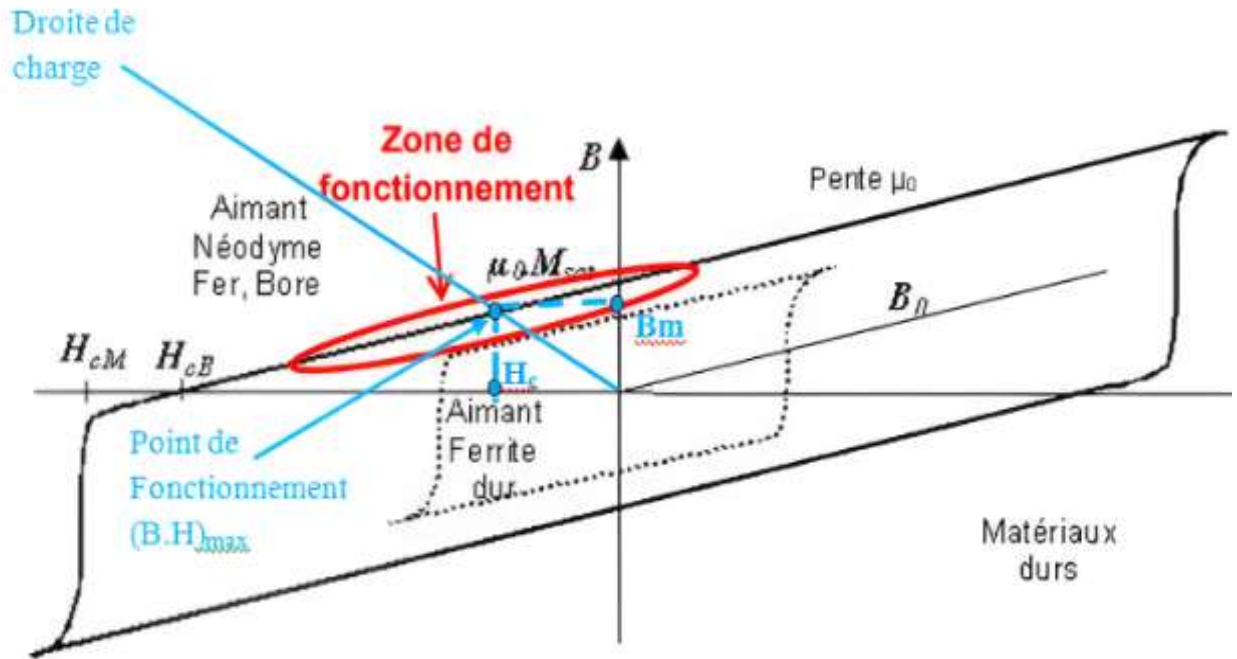


Figure I.13: cycle d'hystérésis et courbe de désaimantation [11]

L'état de fonctionnement d'un aimant se situe dans le deuxième quadrant de son cycle d'hystérésis (voir figure I.13).

Les aimants permanents sont caractérisés par plusieurs paramètres qui sont déterminants pour les applications industrielles. Ces paramètres sont: L'induction résiduelle (ou rémanente) (B_r), qui indique la puissance potentielle de l'aimant et détermine la section normale nécessaire au passage de flux utile pour le maintien du flux d'entrefer. Le champ coercitif (H_c), représentant le champ magnétisant capable d'annuler l'induction résiduelle et, dont la valeur est d'autant plus élevée que l'aimant est plus stable. [7] [10]

Le produit d'énergie (B.H) : Est La valeur énergétique de l'aimant par unité de volume. En plus des propriétés magnétiques, il est indispensable de connaître les propriétés mécaniques, physico-chimiques et le point de Curie (température au-delà de laquelle l'aimant perd ses propriétés magnétiques).

I.9.2 Les différents matériaux d'aimant permanent

Il existe une grande variété de matériaux, pour aimants permanents, dont les propriétés et les applications sont diverses. Dans le cas des machines tournantes, on distingue trois types [4]:

Les Alnico: aimants permanents réalisés à partir d'un alliage Aluminium-Nickel-Cobalt. Caractérisés par une induction rémanente élevée et un champ coercitif faible ils sont donc de caractéristiques

énergétiques médiocres. En effet, de par leur composition métallique ils sont le siège de pertes fer, et le procédé de fabrication induit une direction privilégiée de l'aimantation, qui est celle de la plus grande longueur. Actuellement, en raison de leur basse qualité, ils ne sont presque plus utilisés.

Les Ferrites: aimants permanents, formés de matériaux de la famille des céramiques et donc électriquement non-conducteurs et quasiment ferromagnétiques. Ils sont caractérisés par une faible induction rémanente (B_r) mais ont un champ coercitif (H_c) élevé. Ils sont surtout intéressants pour leur bon rapport densité d'énergie – prix.

Les alliages métaux – terres rares:

Il existe deux types d'aimants permanents à terres rares :

- A base de Samarium $SmCO_5$, $SmCO_{17}$
- A base de Néodyme $NdFeB$ (Néodyme Fer Bore)

Ils sont, actuellement, les plus performants des aimants permanents utilisés dans la construction des machines synchrones, caractérisés par leur induction rémanente (B_r) et un champ coercitif (H_c) élevés. A taille égale, la densité d'énergie emmagasinée dans l'aimant est trois fois plus grande que celle des Alnico et six fois plus que celle des ferrites, réduisant ainsi de façon considérable le volume du rotor, ce qui permet donc d'augmenter le couple massique de la machine et de réduire son inertie. Leur prix est cependant élevé.

La nature des aimants utilisés dépendra fortement de l'application auquel il est destiné. Pour une machine à faible puissance et à faible coût, le choix est orienté plutôt sur des aimants de type « ferrite ». Par contre, pour une machine de forte puissance (les applications à haute température), ce sont plutôt les aimants de type $NdFeB$ ou $SmCo$ qui sont sélectionnés [5]. Quelques propriétés magnétiques des différents types d'aimants sont données dans le tableau (I.1) ci-dessous.

Type d'aimants	Densité d'énergie $(BH)_{max}$ (KJ /m ²)	Induction rémanente B_r (T) à 25°C	Champ coercitif $-H_c$ (KA/m)	Température T_{max} (°C)
NdFeB	200-380	1.2-1.5	900-2000	140-220
Sm C ₀₅	140-200	1	2000	280
Sm ₂ Co ₁₇	180-240	1.05	2000	350-550
Alnico	50-85	1.1-1.3	130	550
Ferrites strontium	27-35	0.3-04	250	250
Ferrites baryum	08-30	0.2-04	170	100-240

Tableau I.1 : Exemples de propriétés magnétiques des aimants [4].

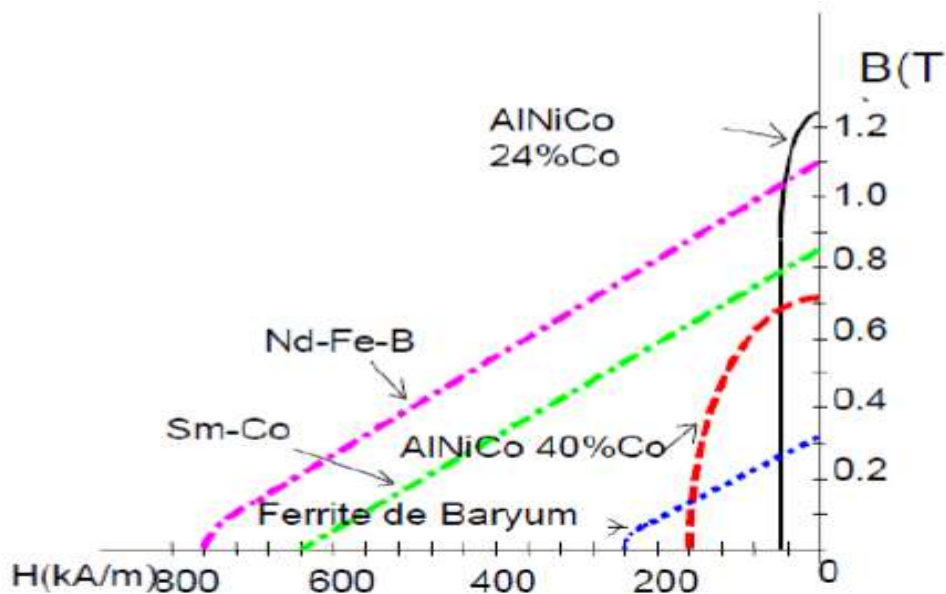


Figure I.14 Courbe de désaimantation des principaux types d'aimants [8]

I.10 Les défaillances dans les machines électriques et leur diagnostic

I.10.1 Définition de la défaillance

On désigne par défaillance dans les machines électriques tout incident donnant lieu à un comportement anormal de la machine et qui peut à court ou long terme provoquer son endommagement.

Les défaillances peuvent être d'origines diverses, électriques, mécaniques ou bien encore magnétiques. Leurs causes sont multiples et peuvent être classées en trois groupes:

- les générateurs de pannes ou initiateurs de défauts: surchauffe du moteur, défaut électrique (court-circuit), survoltage d'alimentation, problème d'isolation électrique, usure des éléments mécaniques (roulements à billes), rupture de fixations,
- les amplificateurs de défauts: surcharge fréquente, vibrations mécaniques, environnement humide, échauffement permanent, mauvais graissage, vieillissement,
- les vices de fabrication et les erreurs humaines: défauts de fabrication, composants défectueux, protections inadaptées, mauvais dimensionnement de la machine,

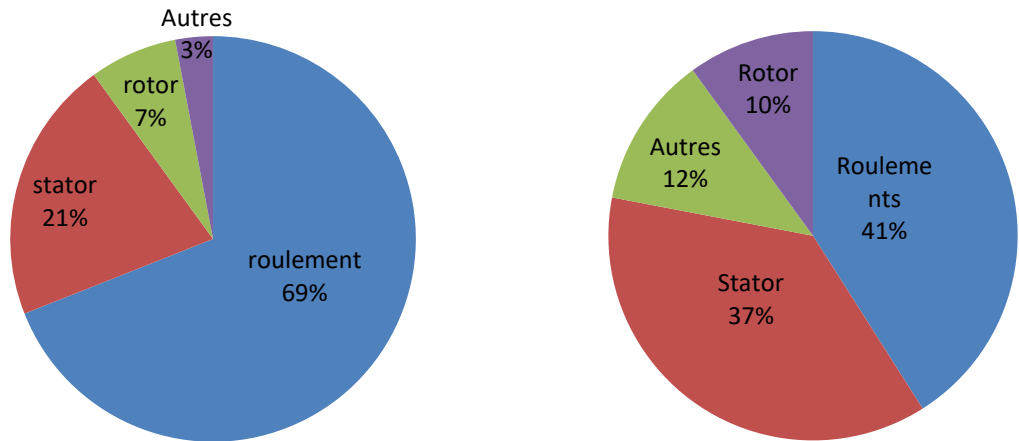
I.10.2 Importance du diagnostic

La surveillance et le diagnostic des défaillances des machines électriques est un domaine qui a pris une place importante depuis que les exigences de fiabilité, de sûreté, de disponibilité, de continuité de service, sont devenues de nos jours des contraintes et des qualités incontournables dans les systèmes industriels, une quelconque défaillance, même la plus anodine, peut mener à un dommage matériel, ou corporel inévitable sans oublier la perte de production. C'est pour éviter ces problèmes que la recherche emploie des méthodes de diagnostic depuis plusieurs d'années ayant pour principal objectif de prévenir les utilisateurs d'un risque possible pouvant apparaître en un point particulier du système. Généralement les méthodes de diagnostic nécessitent la connaissance de l'état sain de la machine quelle que soit la grandeur physique exploitée.

I.10.3 Présentation statistique sur les défauts des machines électriques

Plusieurs études statistiques ont été effectuées, à partir des années 80 jusqu'à présent, sur les défauts dans les machines électriques de moyenne et grande puissance. Cependant, il est toujours difficile de donner une répartition exacte des défaillances dans les différentes parties de la machine, parce qu'elle dépend de plusieurs facteurs tels que le type de la machine, le type d'alimentation, l'environnement d'application et autres.

L'étude effectuée sur les machines asynchrones de grande puissance (de 100 KW à 1 MW) par Thorsen en 1999 donne les résultats qui sont représentés dans la (figure I.15.a). Une autre étude statistique récente, effectuée par Bonnett en 2008, sur des machines asynchrones de grande puissance travaillant dans l'industrie pétrochimique. Le résultat de cette enquête, présenté dans la (figure I-12-b), montre que 69% de défauts se situent dans les roulements, 21% au stator, 7% au rotor et 3% aux accouplements d'arbre. [12]



(a) statistiques de Thorsen en 1999

(b) statistique de Bonnet en 2008

Figure I.15 : Évolution du pourcentage des défauts pendant une décennie [15]

I.10.4 Défauts internes et externes dans la (MSAP)

Les machines synchrones à aimants permanents sont largement utilisées dans diverses applications industrielles en raison de leurs performances élevées et de leur efficacité. Cependant, comme toute autre machine électrique, elles sont susceptibles de présenter différents défauts internes ou externes tel que localisés sur la figure (I.16) et qui peuvent compromettre leur fonctionnement et leur durabilité.

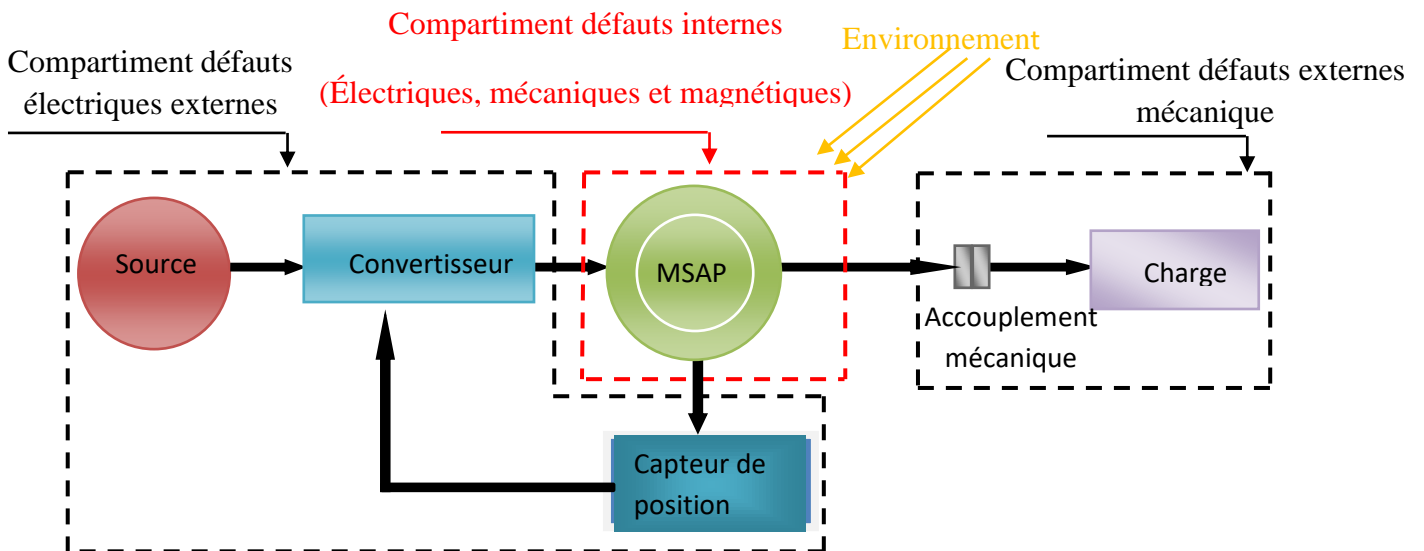


Figure I.16 Représentation des différents compartiments des défauts internes et externes de la MSAP

- **Compartiment des défauts électriques externes**, concernant toutes les perturbations qui peut affectait la qualité de l'alimentation (réseau), exemple : une tension bruitée, déphasée, déséquilibrée ou manque phase, défaillance dans le convertisseur ainsi que dans le capteur de position.

- **Compartiment des défauts internes (électriques, mécanique, magnétiques)**, la machine est sujet de différents défauts de court-circuit qui sont représentés par la figure (I.17), des défauts de désaimantation partielle ou totale des aimants ainsi défaut d'excentricité du rotor.
- **Compartiment des défauts externes mécaniques**, dans son milieu de fonctionnement la machine est exposée aux défauts mécaniques externes comme défaut d'accouplement, couple bruité ou une charge variable.

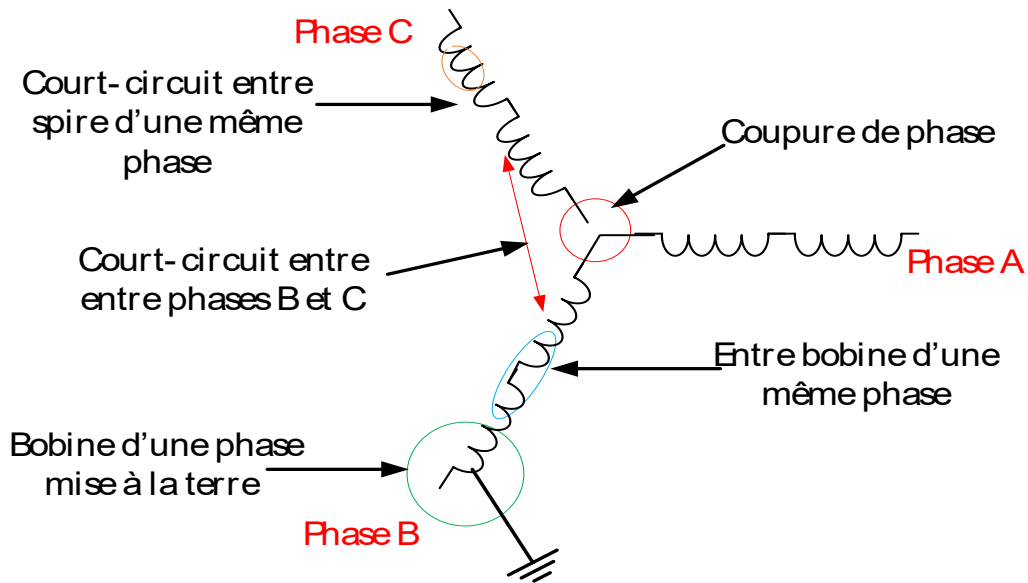


Figure I.17 Représentation des différents défauts statorique possible

I.10.4.1 Défauts d'isolement dans un enroulement

Le vieillissement thermique naturel affectant les propriétés physiques du matériau isolant recouvrant les conducteurs est inévitable et sensible aux facteurs de défaillances. Le phénomène de surcharge thermique peut être cité parmi ceux-ci. En cas de variation subite au niveau de l'amplitude de la tension d'alimentation ou d'un déséquilibre, les courants absorbés sont plus élevés et les conducteurs seront soumis à une augmentation de température. Les mêmes sont entraînés par l'entraînement d'une charge mécanique trop importante. Un cycle thermique peut aussi résulter d'un grand nombre de démarrages successifs de la machine. En effet, quand le démarrage est brusque l'amplitude des courants absorbés est généralement plus élevée que lors du régime nominal et produisant un cycle thermique des conducteurs. Suite à la rétraction répétée du matériau isolant, ce dernier finit par se fritter. Ce qui donne naissance à un point chaud qui détériore localement le matériau isolant [14].

I.10.4.2 Court-circuit inter spires

Un court-circuit inter spires de la même phase est un défaut assez fréquent qui a pour origine un ou plusieurs défauts d'isolant dans l'enroulement concerné. Il entraîne une augmentation des courants statorique dans la phase affectée, une légère variation de l'amplitude sur les autres phases, modifie le facteur de puissance et amplifie les courants dans le circuit rotorique dans le cas des machines asynchrones. Ceci a pour conséquence une augmentation de la température au niveau du bobinage et, de ce fait, une dégradation accélérée des isolants, pouvant provoquer ainsi, un défaut en chaîne (apparition d'un 2ème court-circuit). Par contre, le couple électromagnétique délivré par la machine reste sensible à une augmentation des oscillations des courants de phases engendré par le défaut [5].

I.10.4.3 Court-circuit entre phases

Ce type de défaillance peut arriver en tout point du bobinage. Cependant les répercussions ne seront pas les mêmes selon la localisation. Cette caractéristique rend difficile une analyse de l'incidence de ce défaut sur le système. L'apparition d'un court-circuit proche de l'alimentation entre phases, induirait des courants très élevés qui conduiraient à la fusion des conducteurs d'alimentation et/ou à la disjonction par les protections. D'autre part, un court-circuit proche du neutre entre deux phases a de moins graves conséquences; il engendre un déséquilibre des courants de phases avec un risque moindre de la fusion des conducteurs.

Les courants statorique sont totalement déséquilibrés et ce déséquilibre dépend de la localisation du défaut. Dans le cas des machines asynchrones, les courants dans les barres ainsi que dans les anneaux sont augmentés lors de l'apparition de ce type de défaut. La détection de ce type de défaut peut reposer sur le déséquilibre des courants de phases [6]. La figure (I.18) représente les dégâts provoqués par les défauts statorique.

I.10.4.4. Circuit ouvert sur une phase

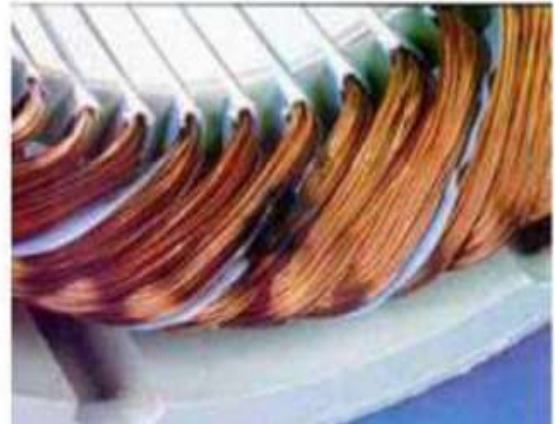
Notons qu'un circuit ouvert n'est pas aussi grave qu'un court-circuit sur une phase. En cas d'ouverture d'une phase il n'y a pas de circulation de courant de défaut donc ne pose pas de problème d'échauffement pouvant être à l'origine de détériorer le reste de la machine. En même temps il n'y a pas de couple résistant lorsqu'un véritable champ variable est appliqué à la bobine. Dans ce cas le problème auquel est confronté la machine est la perte de la phase et donc de production de couple.

Pour un moteur triphasé alimenté par un onduleur à trois bras de tension, l'unique manière pour pouvoir assurer un minimum de fonctionnement est de piloter les deux phases qui restent, c'est-à-dire un fonctionnement équivalent à une machine biphasée. Le problème vient alors des ondulations de

couple importantes et du fait de ne pas être capable d'assurer un service qui nécessite des changements de sens de rotation et des phases marche/arrêt fréquentes (passage par une vitesse nulle) [14]



(a) ouverture d'une phase



(b) court-circuit entre phases



(c) déséquilibre d'alimentation



(d) Damage dû à la surcharge



(e) Masse dans l'encoche



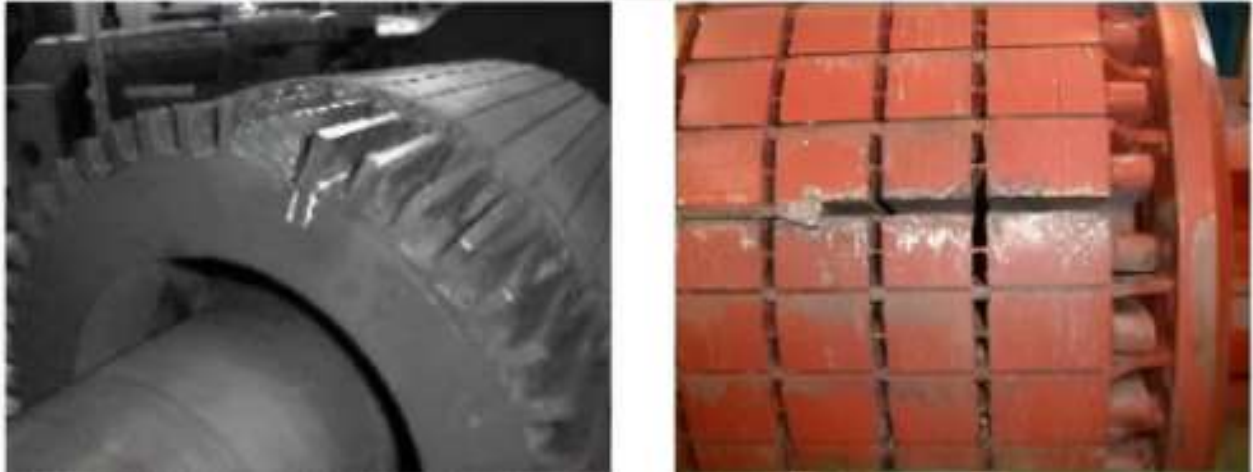
(f) dégradation causé par une surtension

Figure I.18 : Dégâts des défauts statorique [5].

I.10.5 Défauts des conducteurs massifs dans les machines à cage

Pour un rotor à cage les défauts se résument à la rupture de barres ou à la rupture d'anneaux de court-circuit (figure (I.19.a), figure (I.19.b)).

Ces ruptures de barres ou de portions d'anneau peuvent être dues, par exemple, à une surcharge mécanique (démarrages fréquents, . . .), à un échauffement local excessif ou encore à un défaut de fabrication (bulles d'air ou mauvaises soudures) [8].



(a)

(b)

Figure I.19 : (a) Rupture d'anneaux de court -circuit, (b) Cassure de barres rotoriques [8].

I.11 Défauts magnétiques (aimants et circuit magnétique)

La (MSAP) contient un rotor équipé d'aimants permanents qui sont soit sur la surface du rotor ou intégrés. La présence des aimants dans le rotor produit un flux rotorique constant. Toutefois, ce flux peut varier sous l'influence de nombreux facteurs tels que la réaction d'induit et la température figure (I.20). Lorsque les enroulements statorique sont alimentés avec une tension, le champ créé s'oppose au champ produit par les aimants. Dans des conditions normales le point de fonctionnement des aimants est situé dans le deuxième quadrant, mais ce point de fonctionnement peut évoluer.

Les défauts de fabrication dans un circuit magnétique, comme la présence d'impuretés, des fissures ou des désalignements, peuvent sérieusement affecter les performances des machines électriques. Les impuretés peuvent altérer les propriétés magnétiques du matériau, augmentant les pertes d'énergie. Les fissures et autres imperfections peuvent perturber le flux magnétique, rendant le circuit moins efficace.

Les désalignements dans l'assemblage peuvent créer des points chauds et des zones de saturation, réduisant la performance globale.

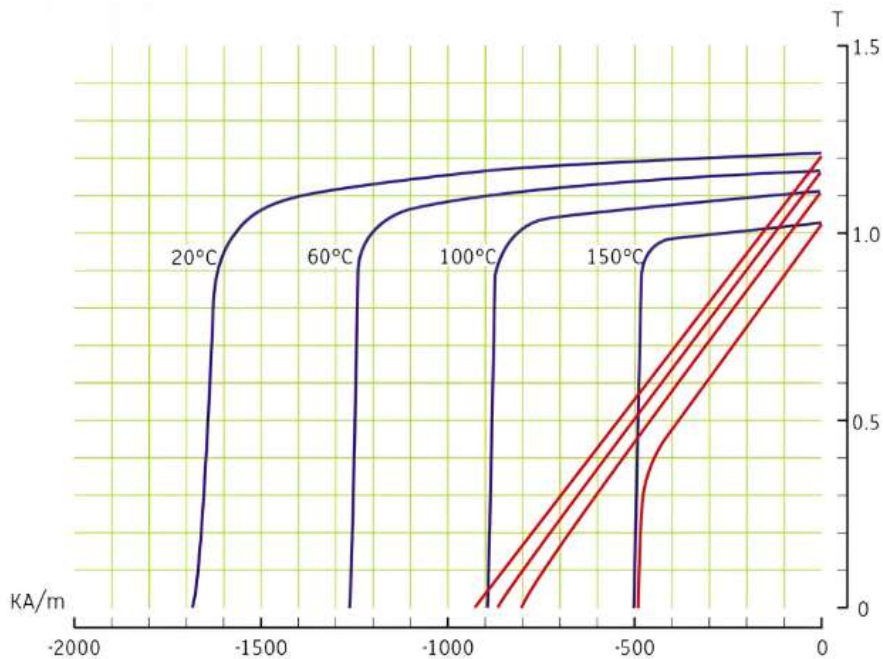


Figure 1.20: Evolution de l'aimantation rémanente avec la température. [6]

I.12 Les Défauts mécanique

I.12.1 Défauts d'excentricité

On parle d'excentricité dans une machine lorsqu'on est en face d'une non uniformité de l'entrefer. Ce défaut peut survenir suite à la flexion de l'arbre, un mauvais positionnement du rotor par rapport au stator, l'usure des roulements, un déplacement du noyau statorique...etc.

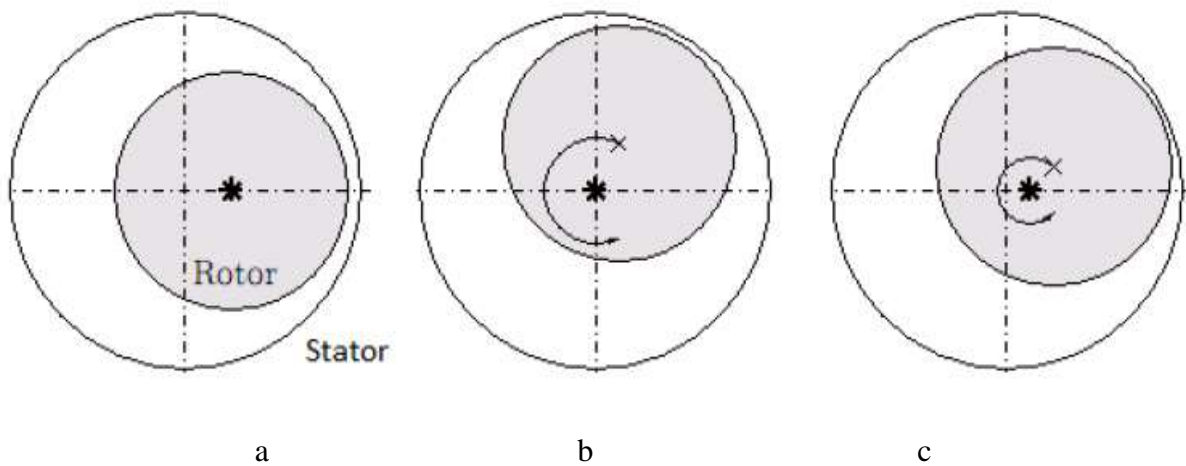
On distingue deux principaux types d'excentricité qui peuvent apparaître dans les machines tournantes; l'excentricité statique et l'excentricité dynamique. La figure (I.21.a) représente l'excentricité statique de la machine, qui est dû à un mauvais positionnement du rotor ou du stator durant la phase de construction. Si l'assemblage arbre-rotor est suffisamment rigide, le niveau d'excentricité statique ne change pas.

Une excentricité dynamique illustrée par La figure (I.21.b) est due à une déformation ou un désalignement du rotor ou à un desserrage de barres rotoriques. Dans le cas de l'excentricité dynamique, le centre du rotor n'est pas confondu avec son centre de rotation. Et par conséquent, la position de l'entrefer minimale change avec la position du rotor. Ce qui fait que l'excentricité dynamique dépend du temps et de l'espace, alors que l'excentricité statique dépend seulement de

l'espace. L'excentricité dynamique peut être provoquée par la flexion de l'arbre comme dans la figure (I.21.c), l'usure des roulements, les défauts d'alignement entre le rotor et la charge, la résonance mécanique à la vitesse critique,.....etc.

En réalité les excentricités statiques et dynamiques ont tendance à coexister. Même à l'état sain, la machine présente toujours un certain degré d'excentricité statique résiduelle dû aux inévitables erreurs de fabrication [5].

Lorsque cette excentricité s'accroît, la résultante des forces magnétiques radiales déséquilibrées (connue aussi sous le nom de traction magnétique déséquilibrée) peut causer un frottement entre le stator et le rotor, celui-ci à des conséquences néfastes sur le circuit magnétique et l'enroulement du stator et du rotor [4].



(a) Excentricité statique

(b) Excentricité dynamique

(c) Excentricité mixte

Figure I.21: Excentricité statique, dynamique et mixte [05].

I.12.2 Défaillances des roulements

Les roulements à billes présentés dans la Fig (I.22) jouent un rôle d'interface mécanique entre le stator et le rotor. En outre, ils représentent l'élément de maintien de l'axe de la machine permettant d'assurer une bonne rotation du rotor. Il est généralement lié à l'usure des roulements suivant l'emplacement géométrique du défaut, nous pouvons distinguer les types de défauts suivants:

- Défaut de bague extérieure,
- Défaut de bague intérieure,
- Défaut de billes.

La présence d'un roulement défectueux peut amener au blocage du rotor [8].



Figure I.22 Structure d'un roulement à billes [8]

I.13 Grandeurs de caractérisation des défauts dans les machines électrique

La surveillance des machine électrique est basé exclusivement sur les grandeurs mesurable pouvons contenir tous les symptômes spécifiques associes aux différents défauts .ces grandeurs sont :

- Les courants statorique
- La vitesse de rotation
- Le couple mécanique
- Flux magnétique de dispersion
- Les vibrations mécaniques

L'équipement nécessaire pour l'acquisition des signaux pour certaines grandeurs reste couteux, en plus de l'effort de traitement et de l'identification de défaut qui est conduite dans :

- Le domaine temporel
- Le domaine fréquentiel
- Le domaine temps-fréquence

I.14 Approches de modélisation des défaillances des machines électrique

Les approches de modélisation des défaillances des machines électriques se divisent principalement en méthodes internes et externes.

La méthode interne se concentre sur l'analyse des paramètres et des composants internes de la machine, tels que les circuits magnétiques, les enroulements, et les isolations. Elle utilise des techniques comme la méthode par éléments finis (MFE) plus les équations électromagnétiques pour simuler les conditions de fonctionnement et identifier les points de défaillance potentiels en raison d'une défaillance.

La méthode externe se base sur la surveillance des signes extérieurs de défaillance, comme les vibrations, le bruit, la température, et les grandeurs mesurables comme les courants statorique, la vitesse, le couple.

I.15 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présentés d'une manière générale les éléments constituant la machine synchrone à aimant permanents et ses différentes topologies. Puis nous avons montré que les principaux organes constituant la (MSAP) peuvent présenter des défaillances qui induisent des perturbations sur son fonctionnement, ses défauts peuvent être électriques, mécaniques ou magnétiques et pour la plupart d'entre eux, engendre l'arrêt intempestif de la machine.

Les machines électriques sont très présentes dans de nombreux processus, d'où la nécessité qu'elles soient bien conçue pour résister aux différentes contraintes subissent pendant leurs fonctionnement (perturbations côté alimentation et côté charge).

Le prochain chapitre sera consacré à la modélisation de la (MSAP) à pôles lisses et à pôles saillants en régime sain.

Chapitre II

Modélisation de la (MSAP) en régime sain

II.1.Introduction

La méthode utilisée pour modéliser le comportement de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) repose sur les Circuits Électriques Magnétiquement Couplés (CEMC). Cette méthode consiste à représenter les bobinages du stator de la machine dans le repère naturel (a, b, c) par des circuits électriques, comprenant des résistances ainsi que des inductances propres et mutuelles. Elle intègre les couplages magnétiques (flux magnétique) et prend en compte l'équation mécanique en calculant préalablement le couple électromagnétique. Bien que cette méthode soit couramment utilisée pour la modélisation des machines asynchrones (MAS), son application aux (MSAP) [10] permet d'obtenir un bon compromis entre la précision des phénomènes physiques observés et le temps de calcul requis.

II.2.Modélisation de la (MSAP) en régime sain par la méthode des (CEMC)

II.2.1. Hypothèses de modélisation

Les (MSAP) sont des machines sans balais avec des enroulements statoriques distribués sinusoïdalement. Le flux d'excitation des (MSAP) est produit par le rotor à aimant permanent. La figure (II.1) est utilisée pour développer le modèle électrique de la (MSAP). Les hypothèses suivantes sont faites dans le développement de ce modèle. [8]

- Le circuit magnétique n'est pas saturé, condition nécessaire pour considérer les flux comme fonction linéaire des courants ;
- Le circuit magnétique est parfaitement feuilleté, ce qui permet de considérer que seuls les conducteurs sont parcourus par les courants (on néglige les pertes par courants de Foucault)
- La variation de la résistance de l'enroulement en fonction de la température est négligeable, on prendra la valeur de celle-ci au régime de fonctionnement en charge nominale quand la température est stable ;
- L'effet de peau sur les conducteurs est négligeable, ce qui permet de considérer que la densité du courant est répartie uniformément sur la section des conducteurs ;
- Distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices dans l'entrefer, cela revient à considérer la variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statorique en fonction de l'angle de leurs axes magnétiques ;
- Le couplage capacitif entre les enroulements est négligeable. [7]

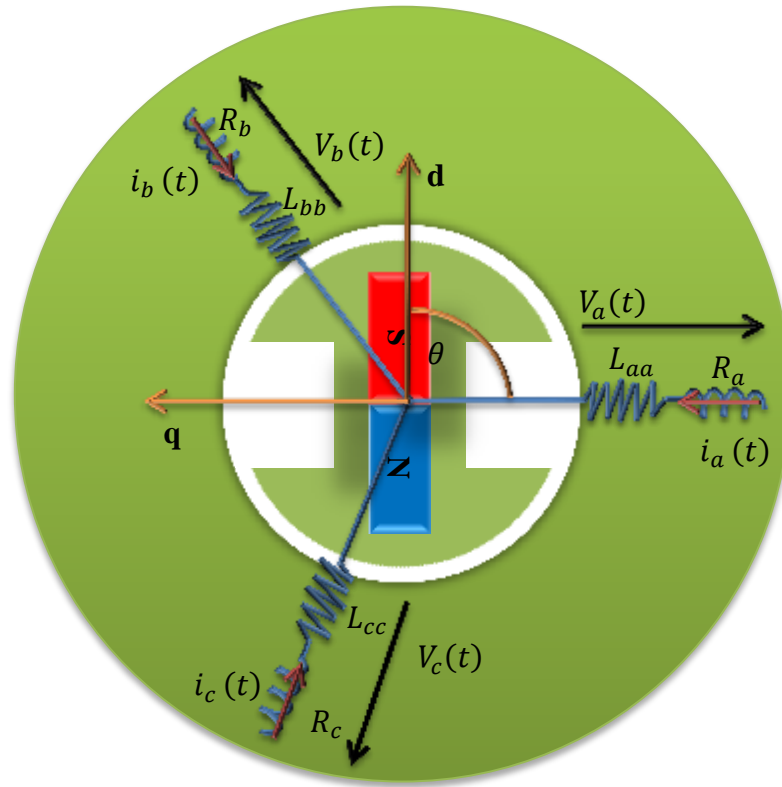


Figure II.1 : Représentation schématique de la (MSAP)

II.2.2. Equations électriques

Les équations générales d'une (MSAP) aux enroulements statorique sont données par

$$\begin{cases} V_a(t) = R_a i_a(t) + \frac{d\phi_a(t)}{dt} \\ V_b(t) = R_b i_b(t) + \frac{d\phi_b(t)}{dt} \\ V_c(t) = R_c i_c(t) + \frac{d\phi_c(t)}{dt} \end{cases} \quad (II.1)$$

Sous forme matricielle, les équations aux tensions deviennent

$$\begin{bmatrix} V_a(t) \\ V_b(t) \\ V_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_a(t) \\ \phi_b(t) \\ \phi_c(t) \end{bmatrix} \quad (II.2)$$

L'équation électrique sous forme condensée

$$[V_{abc}(t)] = [R_{abc}][i_{abc}(t)] + \frac{d[\phi_{abc}(t)]}{dt} \quad (II.3)$$

$[V_{abc}(t)] = [V_a \ V_b \ V_c]^{tr}$: Vecteur des tensions des phases [V]

$[i_{abc}(t)] = [i_a \ i_b \ i_c]^{tr}$: Vecteur des courants des phases [A]

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} : \text{La matrice des résistances statoriques} [\Omega]$$

$[\Phi_{abc}(t)] = [\Phi_a \ \Phi_b \ \Phi_c]^{tr}$: Le vecteur des flux totaux à travers les bobines statorique [Wb].

II.2.3. Equations magnétiques

Selon le théorème d'Ampère, tout circuit parcouru par un courant $i(t)$ crée un champ magnétique à travers la section qu'il entoure. Dans une (MSAP), les interactions magnétiques entre enroulements agissant sur une bobine font intervenir les inductances propres et mutuelles ainsi que le flux mutuel avec l'aimant permanent. En vertu de l'hypothèse de non-saturation et de feuilletage du circuit magnétique, les flux sont proportionnellement liés aux courants, et les inductances propres et mutuelles ne dépendent que du déplacement angulaire. [6]

$$\begin{cases} \Phi_a(t) = L_{aa}(\theta)i_a(t) + M_{ab}(\theta)i_b(t) + M_{ac}(\theta)i_c(t) + \Phi_a^{AP}(\theta) \\ \Phi_b(t) = M_{ba}(\theta)i_a(t) + L_{bb}(\theta)i_b(t) + M_{bc}(\theta)i_c(t) + \Phi_b^{AP}(\theta) \\ \Phi_c(t) = +M_{ca}(\theta)i_a(t) + M_{cb}(\theta)i_b(t) + L_{cc}(\theta)i_c(t) + \Phi_c^{AP}(\theta) \end{cases} \quad (II.4)$$

θ : Angle électrique entre l'axe direct du rotor et une phase du stator.

L_{aa}, L_{bb}, L_{cc} : Inductances propres des phases statoriques [H].

$M_{ab}; M_{ac}, M_{ba}, M_{bc}, M_{ca}, M_{cb}$: Inductances mutuelles entre les phases statoriques [H].

Les équations magnétiques (II.4) s'écrivent

$$[\Phi_{abc}(t)] = [L_s(\theta)][i_{abc}(t)] + [\Phi_{abc}^{AP}(\theta)] \quad (II.5)$$

$[\Phi_{abc}^{AP}(\theta)] = [\Phi_a^{AP} \ \Phi_b^{AP} \ \Phi_c^{AP}]^{tr}$: Est le vecteur des flux de l'aimant permanent embrassant les enroulements du stator a, b et c.

$$[\Phi_{abc}^{AP}(\theta)] = \Phi_{max}^{AP} \cdot \begin{bmatrix} \sin(\theta) \\ \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (II.6)$$

$[L_s(\theta)]$: La matrice de l'inductance statorique propre est définie comme suit :

$$[L_s(\theta)] = \begin{bmatrix} L_{aa}(\theta) & M_{ab}(\theta) & M_{ac}(\theta) \\ M_{ba}(\theta) & L_{bb}(\theta) & M_{bc}(\theta) \\ M_{ca}(\theta) & M_{cb}(\theta) & L_{cc}(\theta) \end{bmatrix} \quad (II.7)$$

La matrice inductance statorique (II.7) des trois enroulements pour la (MSAP) généralisée est

$$[L_s(\theta)] = \begin{bmatrix} L_m + L_{ls} - L_{ms} \cos(2\theta) & \left(-\frac{L_m}{2}\right) - L_{ms} \cos\left(2\theta - \frac{\pi}{3}\right) & \left(-\frac{L_m}{2}\right) - L_{ms} \cos\left(2\theta + \frac{\pi}{3}\right) \\ \left(-\frac{L_m}{2}\right) - L_{ms} \cos\left(2\theta - \frac{\pi}{3}\right) & L_m + L_{ls} - L_{ms} \cos\left(2\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \left(-\frac{L_m}{2}\right) - L_{ms} \cos(2\theta + \pi) \\ \left(-\frac{L_m}{2}\right) - L_{ms} \cos\left(2\theta + \frac{\pi}{3}\right) & \left(-\frac{L_m}{2}\right) - L_{ms} \cos(2\theta + \pi) & L_m + L_{ls} - L_{ms} \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

$$[L_s(\theta)] = [L_{saillant}(\theta)] + [L_{lisse}] \quad (\text{II.9})$$

$$[L_{saillant}(\theta)] = \begin{bmatrix} -L_{ms} \cos(2\theta) & -L_{ms} \cos\left(2\theta - \frac{\pi}{3}\right) & -L_{ms} \cos\left(2\theta + \frac{\pi}{3}\right) \\ -L_{ms} \cos\left(2\theta - \frac{\pi}{3}\right) & -L_{ms} \cos\left(2\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -L_{ms} \cos(2\theta + \pi) \\ -L_{ms} \cos\left(2\theta + \frac{\pi}{3}\right) & -L_{ms} \cos(2\theta + \pi) & -L_{ms} \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{II.10})$$

$$[L_{lisse}] = \begin{bmatrix} L_m + L_{ls} & -\frac{L_m}{2} & -\frac{L_m}{2} \\ -\frac{L_m}{2} & L_{ls} + L_m & -\frac{L_m}{2} \\ -\frac{L_m}{2} & -\frac{L_m}{2} & L_m + L_{ls} \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

L_m : Inductance de magnétisation [H].

L_{ls} : Inductance de fuite d'un enroulement du stator [H].

L_{ms} : Inductance de magnétisation des enroulements statoriques [H].

En examinant les systèmes d'équations (II.3) on remarque que la tension de phase se compose de deux parties : une partie résistive représentant les chutes de tension aux bornes de la résistance, et une partie magnétique résultant de l'évolution du flux lié au stator. Ce modèle s'applique aussi bien aux (MSAP) dont les enroulements de phase sont symétriques qu'à celles avec des enroulements non symétriques. Pour les machines à aimants permanents, le flux magnétique $[\phi_{abc}(t)]$ dans l'équation (II.4) est générée par deux source différentes : le flux crée par les bobines statoriques et celui provenant des aimants situés sur le rotor.

II.2.4. Assemblage des équations électriques et magnétiques

En remplaçant les expressions des flux (II.5) dans le système des tensions (II.3) On obtient

$$[V_{abc}(t)] = [R_s][i_{abc}(t)] + \frac{d}{dt} [[L_s(\theta)] [i_{abc}(t)] + [\phi_{abc}^{AP}(\theta)]] \quad (\text{II.12})$$

$$[V_{abc}(t)] = [R_s][i_{abc}(t)] + \frac{d[L_s(\theta)]}{dt} [i_{abc}(t)] + [L_s(\theta)] \frac{d[i_{abc}(t)]}{dt} + \frac{d[\phi_{abc}^{AP}(\theta)]}{dt} \quad (\text{II.13})$$

$$\text{On pose } \omega_r(t) = \frac{d\theta}{dt} : \text{Vitesse de rotation [rd/s].} \quad (\text{II.14})$$

$$[V_{abc}(t)] = \left([R_s] + \frac{d[L_s(\theta)]}{dt} \frac{d\theta}{d\theta} \right) [i_{abc}(t)] + [L_s(\theta)] \frac{d}{dt} [i_{abc}(t)] + \frac{d[\phi_{abc}^{AP}(\theta)]}{dt} \frac{d\theta}{d\theta} \quad (II.15)$$

$$[V_{abc}(t)] = \left([R_s] + \frac{d[L_s(\theta)]}{d\theta} \omega_r(t) \right) [i_{abc}(t)] + [L_s(\theta)] \frac{d[i_{abc}(t)]}{dt} + \frac{d[\phi_{abc}^{AP}(\theta)]}{d\theta} \omega_r(t) \quad (II.16)$$

$$[V_{abc}(t)] = \begin{bmatrix} [R_s] + \omega_r(t) \frac{d[L_s(\theta)]}{d\theta} & \frac{d[\phi_{abc}^{AP}(\theta)]}{d\theta} & [0] \\ [0] & [0] & [0] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [i_{abc}(t)] \\ \omega_r(t) \\ \theta_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} [L_s(\theta)] & [0] & [0] \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} [i_{abc}(t)] \\ \omega_r(t) \\ \theta_r \end{bmatrix} \quad (II.17)$$

II.2.5 Expression du couple électromagnétique

Le fonctionnement de la machine électrique en mode moteur c'est-à-dire que l'énergie électrique absorbée transformée en énergie mécanique (mouvement rotatif).

$$P_{abs}(t) = V_a(t)i_a(t) + V_b(t)i_b(t) + V_c(t)i_c(t) \quad (II.18)$$

On remplaçant les tensions $V_a(t)$, $V_b(t)$, $V_c(t)$ par leurs expression on aura

$$P_{abs}(t) = \left(R_a i_a(t) + \frac{d\phi_a(t)}{dt} \right) i_a(t) + \left(R_b i_b(t) + \frac{d\phi_b(t)}{dt} \right) i_b(t) + \left(R_c i_c(t) + \frac{d\phi_c(t)}{dt} \right) i_c(t) \quad (II.19)$$

$$P_{abs}(t) = \underbrace{R_a (i_a(t))^2 + R_b (i_b(t))^2 + R_c (i_c(t))^2}_{P_{js}(t)} + \underbrace{i_a(t) \left(\frac{d\phi_a(t)}{dt} \right) + i_b(t) \left(\frac{d\phi_b(t)}{dt} \right) + i_c(t) \left(\frac{d\phi_c(t)}{dt} \right)}_{P_{em}(t)} \quad (II.20)$$

$$P_{abs}(t) = P_{js}(t) + P_{em}(t) \quad (II.21)$$

$P_{abs}(t)$: Puissance absorbé statorique

$P_{js}(t)$: Pertes joule statorique

$P_{em}(t)$: Puissance électromagnétique

$$P_{em}(t) = i_a(t) \left(\frac{d\phi_a(t)}{dt} \right) + i_b(t) \left(\frac{d\phi_b(t)}{dt} \right) + i_c(t) \left(\frac{d\phi_c(t)}{dt} \right) \quad (II.22)$$

Sous forme condensée

$$[P_{em}(t)] = [i_{abc}(t)] \frac{d}{dt} [\phi_{abc}(t)] \quad (II.23)$$

On remplace l'équation (II.5) dans l'équation (II.23) on obtient

$$[P_{em}(t)] = [i_{abc}(t)] \frac{d}{dt} \left[[L_s(\theta)] [i_{abc}(t)] + [\phi_{abc}^{AP}(\theta)] \right] \quad (II.24)$$

$$[P_{em}(t)] = [i_{abc}(t)] \frac{d}{dt} \left[[L_s(\theta)] [i_{abc}(t)] \right] + [i_{abc}(t)] \frac{d}{dt} [\phi_{abc}^{AP}(\theta)] \quad (II.25)$$

$$[P_{em}(t)] = [i_{abc}(t)][L_s(\theta)] \frac{d[i_{abc}(t)]}{dt} + [i_{abc}(t)]^2 \frac{d[L_s(\theta)]}{dt} + [i_{abc}(t)] \frac{d[\phi_{abc}^{AP}(\theta)]}{dt} \quad (II.26)$$

$$\text{On sait que : } \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} [L_s(\theta)] [i_{abc}(t)]^2 \right) = [i_{abc}(t)] [L_s(\theta)] \frac{d[i_{abc}(t)]}{dt} + \frac{1}{2} [i_{abc}(t)]^2 \frac{d[L_s(\theta)]}{dt} \quad (II.27)$$

$$\text{Donc : } [i_{abc}(t)] [L_s(\theta)] \frac{d[i_{abc}(t)]}{dt} = \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} [L_s(\theta)] [i_{abc}(t)]^2 \right) - \frac{1}{2} [i_{abc}(t)]^2 \frac{d[L_s(\theta)]}{dt} \quad (II.28)$$

On remplace l'équation (II.28) dans l'équation (II.26) on obtient

$$[P_{em}(t)] = \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} [L_s(\theta)] [i_{abc}(t)]^2 \right) - \frac{1}{2} [i_{abc}(t)]^2 \frac{d[L_s(\theta)]}{dt} + [i_{abc}(t)]^2 \frac{d[L_s(\theta)]}{dt} + [i_{abc}(t)] \frac{d[\phi_{abc}^{AP}(\theta)]}{dt} \quad (II.29)$$

$$[P_{em}(t)] = \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} [L_s(\theta)] [i_{abc}(t)]^2 \right) + \frac{1}{2} [i_{abc}(t)]^2 \frac{d[L_s(\theta)]}{dt} + [i_{abc}(t)] \frac{d[\phi_{abc}^{AP}(\theta)]}{dt} \quad (II.30)$$

$$[P_{em}(t)] = \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} [L_s(\theta)] [i_{abc}(t)]^2 \right) + \frac{1}{2} [i_{abc}(t)]^2 \frac{d[L_s(\theta)]}{dt} \frac{d\theta}{d\theta} + [i_{abc}(t)] \frac{d[\phi_{abc}^{AP}(\theta)]}{dt} \frac{d\theta}{d\theta} \quad (II.31)$$

$$[P_{em}(t)] = \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} [L_s(\theta)] [i_{abc}(t)]^2 \right) + \frac{1}{2} [i_{abc}(t)]^2 \frac{d[L_s(\theta)]}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} + [i_{abc}(t)] \frac{d[\phi_{abc}^{AP}(\theta)]}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} \quad (II.32)$$

$$dW_{em} = P_{em}(t)dt = \underbrace{d \left(\frac{1}{2} [L_s(\theta)] [i_{abc}(t)]^2 \right)}_{dW_{mag}} + \underbrace{\left(\frac{1}{2} [i_{abc}(t)]^2 \frac{d[L_s(\theta)]}{d\theta} + [i_{abc}(t)] \frac{d[\phi_{abc}^{AP}(\theta)]}{d\theta} \right) d\theta}_{dW_{mec}} \quad (II.33)$$

W_{em} : Énergie électromagnétique

W_{mag} : Énergie magnétique

W_{mec} : Énergie mécanique

L'expression du couple électromagnétique exercé sur le rotor ayant (n_p) paires de pôles est obtenue à partir de la variation de l'énergie électromagnétique emmagasinée dans l'entrefer, c'est à dire en dérivant cette énergie par rapport à la position θ .

$$dW_{em} = C_{em} \cdot d\theta \Rightarrow C_{em} = \frac{1}{2} [i_{abc}(t)]^{tr} \frac{d[L_s(\theta)]}{d\theta} [i_{abc}(t)] + [i_{abc}(t)] \frac{d[\phi_{abc}^{AP}(\theta)]}{d\theta} \quad (II.34)$$

$\frac{1}{2} [i_{abc}(t)]^{tr} \frac{d[L_s(\theta)]}{d\theta} [i_{abc}(t)]$: Couple dû à la saillance

$[i_{abc}(t)] \frac{d[\phi_{abc}^{AP}(\theta)]}{d\theta}$: Couple dû à l'aimant permanent ($[C_m]$)

C_{em} : Le couple électromagnétique [Nm].

La variation de l'inductance statorique par rapport à (θ) est

$$\frac{d[L_s(\theta)]}{d\theta} = 2 \cdot \begin{bmatrix} L_{ms}\sin(2\theta) & L_{ms}\sin(2\theta - \frac{\pi}{3}) & L_{ms}\sin(2\theta + \frac{\pi}{3}) \\ L_{ms}\sin(2\theta - \frac{\pi}{3}) & L_{ms}\sin(2\theta + \frac{2\pi}{3}) & L_{ms}\sin(2\theta + \pi) \\ L_{ms}\sin(2\theta + \frac{\pi}{3}) & L_{ms}\sin(2\theta + \pi) & L_{ms}\sin(2\theta - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (II.35)$$

La variation des flux de l'aimant permanent par rapport à (θ) est

$$\frac{d[\phi_{abc}^{AP}(\theta)]}{d\theta} = \phi_{max}^{AP} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (II.36)$$

En remplaçant la matrice d'inductance, les vecteurs courants et les flux de l'aimant on obtient la forme matricielle du couple électromagnétique

$$[C_{em}] = n_p \left\{ \begin{bmatrix} i_a & i_b & i_c \end{bmatrix}^{tr} \begin{bmatrix} L_{ms} \sin(2\theta) & L_{ms} \sin(2\theta - \frac{\pi}{3}) & L_{ms} \sin(2\theta + \frac{\pi}{3}) \\ L_{ms} \sin(2\theta - \frac{\pi}{3}) & L_{ms} \sin(2\theta + \frac{2\pi}{3}) & L_{ms} \sin(2\theta + \pi) \\ L_{ms} \sin(2\theta + \frac{\pi}{3}) & L_{ms} \sin(2\theta + \pi) & L_{ms} \sin(2\theta - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_a & i_b & i_c \end{bmatrix}^{tr} \phi_{max}^{AP} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \right\} \quad (II.37)$$

L'équation (II.37) peut être transformée sous cette forme :

$$[C_{em}] = n_p ([C_s]^{tr} [i_{abc}] + [C_m]) \quad (II.38)$$

Avec :

$$[C_s]^{tr} = \frac{1}{2} [i_{abc}(t)]^{tr} \frac{d[L_s(\theta)]}{d\theta} \quad (II.39)$$

$$[C_m] = \phi_{max}^{AP} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (II.40)$$

II.2.6 Equations mécaniques

La loi fondamentale de la dynamique (seconde lois de Newton) appliquée à la partie mobile

(Rotor) de la machine est représentée par l'équation (II.41)

$$J \frac{d\omega_r(t)}{dt} = n_p (C_{em} - C_r - C_f) \quad (II.41)$$

$$[C_{em}] - C_r = \frac{J}{n_p} \frac{d\omega_r(t)}{dt} + C_f \quad (II.42)$$

Avec :

C_r : Le couple résistant de charge [Nm].

$C_f = f_v \omega_r(t)$: Couple de frotte ment [Nm].

f_v : Coefficient de frottement [Nm/rad/s].

J : Moment d'inertie des masses tournantes [Kg. m²].

n_p : Nombre de paires de pôles.

En remplaçant l'expression électromagnétique (II.34) dans l'équation mécanique (II.42), on obtient :

$$\frac{1}{2} [i_{abc}(t)]^{tr} \frac{d[L_s(\theta)]}{d\theta} [i_{abc}(t)] + [i_{abc}(t)] \frac{d[\phi_{abc}^{AP}(\theta)]}{d\theta} - C_r = \frac{J}{n_p} \frac{d\omega_r(t)}{dt} + f_v \omega_r(t) \quad (II.43)$$

$$-\underbrace{\frac{1}{2} [i_{abc}(t)]^{tr} \frac{d[L_{saillant}(\theta)]}{d\theta} [i_{abc}(t)]}_{[C_s]^{tr}} + \frac{J}{n_p} \frac{d\omega_r(t)}{dt} + f_v \omega_r = \underbrace{[i_{abc}(t)] \frac{d[\phi_{abc}^{AP}(\theta)]}{d\theta}}_{[C_m]} - C_r \quad (II.44)$$

Sous forme matricielle :

$$[[C_m] - C_r] = [-[C_s]^{tr} \quad f_v \quad 0] \begin{bmatrix} [i_{abc}(t)] \\ \omega_r \\ \theta_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \frac{J}{n_p} & 0 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} [i_{abc}(t)] \\ \omega_r \\ \theta_r \end{bmatrix} \quad (II.45)$$

II.2.7. Modèle d'état générale de la (MSAP) en régime sain

Le système matriciel qui englobe les équations électriques et magnétiques est

$$\underbrace{\begin{pmatrix} [V_{abc}(t)] \\ [C_m] - C_r \\ 0 \end{pmatrix}}_{[U]} = \underbrace{\begin{pmatrix} [R_s] + \left(\omega_r \frac{d}{d\theta} [L_{saillant}(\theta)]\right) & \frac{d}{d\theta} [\Phi_{abc}^{AP}(\theta)] & 0 \\ -[C_s]^{tr} & f_v & 0 \\ 0 & -1 & 0 \end{pmatrix}}_{[B]} \cdot \underbrace{\begin{pmatrix} [i_{abc}(t)] \\ \omega_r \\ \theta \end{pmatrix}}_{\{X\}} + \underbrace{\begin{pmatrix} [L_{lisse} + L_{saillant}(\theta)] & 0 & 0 \\ 0 & \frac{J}{n_p} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}}_{[A]} \cdot \underbrace{\frac{d}{dt} \cdot \begin{pmatrix} [i_{abc}(t)] \\ \omega_r \\ \theta \end{pmatrix}}_{\{\dot{X}\}} \quad (II.46)$$

$$[U] = [B] * \{X\} + [A] * \{\dot{X}\} \Rightarrow \{\dot{X}\} = ([U] - [B] * \{X\}) * [A]^{-1} \quad (II.47)$$

$$\{\dot{X}\} = [A]^{-1} * [U] - [A]^{-1} * [B] * \{X\} \quad (II.48)$$

On remplace (II.46) dans (II.48) on aura :

$$\frac{d}{dt} \cdot \begin{pmatrix} [i_{abc}(t)] \\ \omega_r \\ \theta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} [L_s(\theta)] & 0 & 0 \\ 0 & \frac{J}{n_p} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} [V_{abc}(t)] \\ [C_m] - C_r \\ 0 \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} [L_s(\theta)] & 0 & 0 \\ 0 & \frac{J}{n_p} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} [R_s] + \left(\omega_r \frac{d}{d\theta} [L_{saillant}(\theta)]\right) & \frac{d}{d\theta} [\Phi_{abc}^{AP}(\theta)] & 0 \\ -[C_s]^{tr} & f_v & 0 \\ 0 & -1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} [i_{abc}(t)] \\ \omega_r \\ \theta \end{pmatrix} \quad (II.49)$$

Dans la (MSAP) à pôle lisse (l'inductance statorique est indépendante de la position θ), le modèle d'état précédent devient :

$$\frac{d}{dt} \cdot \begin{pmatrix} [i_{abc}(t)] \\ \omega_r \\ \theta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} [L_{lisse}] & 0 & 0 \\ 0 & \frac{J}{n_p} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} [V_{abc}(t)] \\ [C_m] - C_r \\ 0 \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} [L_{lisse}] & 0 & 0 \\ 0 & \frac{J}{n_p} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} [R_s] & \frac{d}{d\theta} [\Phi_{abc}^{AP}(\theta)] & 0 \\ -[C_s]^{tr} & f_v & 0 \\ 0 & -1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} [i_{abc}(t)] \\ \omega_r \\ \theta \end{pmatrix} \quad (II.50)$$

Le couple électromagnétique devient aussi :

$$[C_{em}] = [i_a \quad i_b \quad i_c]^{tr} \phi_{max}^{AP} \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (II.51)$$

II.3 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons utilisé la méthode des circuits électriques magnétiquement couplés pour modéliser la machine synchrone à aimants permanents dans le repère naturel (a, b, c). Cette approche appliquée aux machines électriques offre un moyen réaliste et robuste de prédire l'évolution des caractéristiques comportementales au fil du temps.

Les équations électriques (relatives aux tensions), mécaniques (vitesse de rotation, position angulaire et couple développé par la machine) et magnétiques (flux des aimants) sont assemblées dans un système matriciel sous forme de représentation d'état. Cette représentation est intégrée dans l'environnement **Matlab** et résolue à l'aide de l'algorithme de Runge-Kutta.

Chapitre III

Modélisation de la (MSAP) en régime de défaut

III.1.Introduction

L'objectif de ce chapitre est d'approfondir l'analyse du comportement de la (MSAP) en présence de divers types de défauts, qu'ils soient externes ou internes. Les défauts externes peuvent survenir au niveau de l'alimentation, se manifestant par des anomalies telles qu'une tension bruitée, un déphasage, ou une absence de phase, ainsi qu'au niveau de la charge, où des perturbations comme un couple résistant bruité peuvent se produire. Ces anomalies externes peuvent provoquer des défauts internes dans la machine, de nature électrique, mécanique ou magnétique. Parmi les défauts électriques, on trouve les court-circuits inter-spores, inter-phases, entre phase et neutre, ainsi qu'entre phase et masse.

Les défauts mécaniques comprennent l'usure des roulements, tandis que les défauts magnétiques peuvent se manifester par une désaimantation partielle ou totale des aimants du rotor. L'absence de diagnostic rapide et précis de ces défauts peut mener à un arrêt immédiat de la machine ou à une dégradation progressive menant à une défaillance à long terme. Pour la détection et le diagnostic de ces défauts, nous utiliserons des modèles de la machine basés sur les équations électriques, magnétiques et mécaniques, développés en régime sain et en présence de défauts, en appliquant la méthode des (CEMC) dans le repère naturel (a, b, c). Nous étudierons le comportement des courants statoriques, du couple électromagnétique et de la vitesse de rotation, afin d'exploiter ces informations pour des analyses approfondies dans le chapitre suivant.

III.2.Défaut externes

La (MSAP) est exposée à divers défauts externes. Le modèle de la (MSAP) en présence de ces défauts reste le même que celui employé en régime sain dans le (chapitre II). En d'autres termes, même si la machine subit des perturbations externes telles que des variations de tension, des déséquilibres de déphasage, ou des perturbations par ajout d'harmoniques, les paramètres internes de la machine comme la résistance (R_s) et l'inductance (L_s) du stator demeurent inchangées. Ainsi, le modèle mathématique décrivant le comportement de la machine ne nécessite pas de traitements supplémentaires.

III.2.1.Défauts électriques externes

Les défauts électriques externes représentent des perturbations qui peuvent prendre différentes formes, illustrées dans le tableau (III.1). Bien que ces défauts puissent perturber temporairement le fonctionnement de la (MSAP), mais s'ils persistent, ils peuvent éventuellement induire des défauts internes, tels que des surchauffes ou des déséquilibres mécaniques.

$\begin{cases} V_a(t) = V_{max} \sin(\omega t) + \text{bruit} \\ V_b(t) = V_{max} \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_c(t) = V_{max} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases}$		
<p>Défaut d'alimentation avec une seule phase perturbée</p>		
$\begin{cases} V_a(t) = V_{max} \sin(\omega t) + \text{bruit} \\ V_b(t) = V_{max} \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) + \text{bruit} \\ V_c(t) = V_{max} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \text{bruit} \end{cases}$		
<p>Défaut d'alimentation avec trois phases perturbées</p>		
$\begin{cases} V_a(t) = V_{max} \sin(\omega t) + \Delta V \\ V_b(t) = V_{max} \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_c(t) = V_{max} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases}$		
<p>Défaut d'alimentation déséquilibré</p>		
$\begin{cases} V_a(t) = V_{max} \sin(\omega t) + \Delta\phi \\ V_b(t) = V_{max} \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_c(t) = V_{max} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases}$		
<p>Défaut de déphasage d'une alimentation triphasée</p>		

Tableau III.1 : Différents défauts d'alimentation

III.2.2. Défauts mécaniques externes

Les défauts mécaniques externes, comme un couple bruité causé par des vibrations ou des charges irrégulières et un mauvais accouplement, qui se produit lorsqu'il y a un mauvais alignement entre la machine et la charge, peuvent sérieusement affecter la (MSAP), entraîner une usure rapide des pièces et réduire la précision de la machine. Les vibrations peuvent également causer des bruits indésirables et diminuer la stabilité. Le mauvais accouplement, peut générer des forces excessives sur les arbres de transmission, provoquant des déformations ou des ruptures. Cela peut également causer des pertes d'efficacité, des bruits inhabituels et une usure accrue des roulements.

III.3. Défaut internes

La modélisation de la (MSAP) avec des défauts internes requiert une approche approfondie pour intégrer des paramètres supplémentaires (résistances de défaut (R_s^f), inductances de défaut (L_s^f) régissant le modèle d'état du régime sain. Ces modifications influencent la dynamique de la machine, impactant les courants (i_{abc}) et les perturbations du couple électromagnétique (C_{em}). L'intégration de ces paramètres dans les équations différentielles du modèle d'état permet de simuler le comportement de la (MSAP) en condition de défaut.

Les défauts internes dans une (MSAP) peuvent résulter de diverses causes, telles que des défaillances mécaniques ou électriques. Parmi les défauts les plus courants, on trouve les court-circuits entre enroulements, les fissures ou les cassures des aimants permanents, ainsi que les défaillances des roulements. Ces défauts nuisent au fonctionnement de la (MSAP) en entraînant des perturbations dans le champ magnétique ou en provoquant des vibrations excessives.

III.3.1. Modélisation de la (MSAP) en régime de défaut de court-circuit inter spires par la méthode des (CEMC)

La figure (III.1) représente la (MSAP) en défaut de court-circuit inter spires sur l'enroulement de la phase (b). Les détériorations de l'isolation entre les spires d'enroulement (b). Engendrent un passage d'un courant (i_f) entre ces spires ce qui diminue la valeur de la résistance (R_b) et l'inductance (L_b) de cet enroulement de plus il crée une maille supplémentaire caractérisée par une résistance (R_f) et une inductance (L_{ff}) parasite.

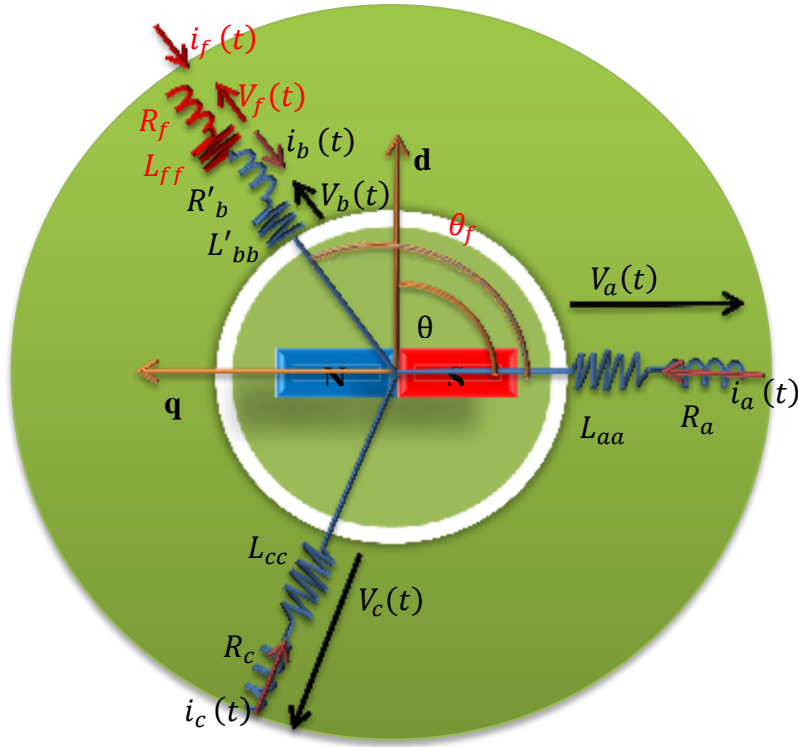


Figure III.1 : Représentation schématique de la (MSAP) en défaut de court-circuit inter spires

III.3.2. Equations électriques

Les équations générales d'une (MSAP) aux enroulements statorique avec un défaut de court-circuit sur l'enroulement (b) sont données par les equations electriques

$$\begin{cases} V_a(t) = R_a i_a(t) + \frac{d\phi_a(t)}{dt} \\ V_b(t) = R'_b i_b(t) + \frac{d\phi_b(t)}{dt} \\ V_c(t) = R_c i_c(t) + \frac{d\phi_c(t)}{dt} \\ V_f(t) = R_f i_f(t) + \frac{d\phi_f(t)}{dt} = 0 \end{cases} \quad (III.1)$$

$$\begin{bmatrix} V_a(t) \\ V_b(t) \\ V_c(t) \\ V_f(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R'_b & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_c & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \\ i_f(t) \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_a(t) \\ \phi_b(t) \\ \phi_c(t) \\ \phi_f(t) \end{bmatrix} \quad (III.2)$$

La propriété de proportionnalité peut être utilisé pour trouver les nouvelles résistances en se basant sur le paramètre 'σ' qui représente le taux de spires en court-circuit ($\sigma = \frac{\text{nombre de spires court-circuitées}}{\text{nombre de spires totales}}$).

L'enroulement (b) en défaut présentera une résistance des spires en court-circuit ($R_f = \sigma R_b$) et une autre résistance des spires restantes saines $R'_b = (1 - \sigma) R_b$.

La forme matricielle des équations électriques (III.1) peut se mettre sous la forme condensée suivante

$$[V_{abc f}(t)] = [V_a \ V_b \ V_c \ V_f]^{tr} = [R_s^f][i_{abc f}(t)] + \frac{d[\phi_{abc f}(t)]}{dt} \quad (III.3)$$

$[V_a \ V_b \ V_c \ V_f]^{tr}$: Vecteur des tensions des trois phases et la bobine court-circuitée [V].

$[i_{abc f}(t)] = [i_a \ i_b \ i_c \ i_f]^{tr}$: Vecteur des courants des trois phases et le courant circulant dans la bobine court-circuitée (i_f) [A].

$$[R_s^f] = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 & 0 \\ 0 & (1 - \sigma)R_b & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_c & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \sigma R_b \end{bmatrix} : \text{La matrice des résistances statoriques en régime de défaut } [\Omega]$$

$[\phi_{abc f}(t)] = [\phi_a \ \phi_b \ \phi_c \ \phi_f]^{tr}$: Le vecteur des flux à travers les bobines en régime de défaut [Wb].

$\phi_f(t)$: Le flux circulant dans la bobine court-circuitée de la phase (b) [Wb].

III.3.3. Equations magnétiques

$$\begin{cases} \phi_a = L_{aa}(\theta)i_a + M'_{ab}(\theta)i_b + M_{ac}(\theta)i_c + M_{af}(\theta)i_f + \phi_a^{AP}(\theta) \\ \phi_b = M'_{ba}(\theta)i_a + L'_{bb}(\theta)i_b + M'_{bc}(\theta)i_c + M'_{bf}(\theta)i_f + \phi_b^{AP}(\theta) \\ \phi_c = M_{ca}(\theta)i_a + M'_{cb}(\theta)i_b + L_{cc}(\theta)i_c + M_{cf}(\theta)i_f + \phi_c^{AP}(\theta) \\ \phi_f = M_{fa}(\theta)i_a + M'_{fb}(\theta)i_b + M_{fc}(\theta)i_c + L_{ff}(\theta)i_f + \phi_f^{AP}(\theta) \end{cases} \quad (III.4)$$

Les spires en court-circuit entraînent des changements des paramètres de l'enroulement de la phase (b) : inductances propres et mutuelles.

$$M'_{ab}(\theta) = M'_{ba}(\theta) = (1 - \sigma)M_{ab}(\theta)$$

$$L'_{bb}(\theta) = (1 - \sigma)^2 L_{bb}(\theta)$$

$$M'_{cb}(\theta) = M'_{bc}(\theta) = (1 - \sigma)M_{cb}(\theta)$$

$$M'_{fb}(\theta) = M'_{bf}(\theta) = \sigma(1 - \sigma)M_{bf}(\theta)$$

Les spires en court-circuit sont modélisées par une inductance propre L_{ff} .

$$L_{ff}(\theta) = \sigma^2 L_{bb}(\theta)$$

Les flux magnétiques de l'aimant permanent à travers les spires saines et en court-circuits sont modélisés par :

$$\phi_b^{AP}(\theta) = (1 - \sigma)\phi_b^{AP}(\theta)$$

$$\phi_f^{AP}(\theta) = \sigma\phi_b^{AP}(\theta)$$

Les équations magnétiques (III.4) Sous la forme condensée

$$[\Phi_{abcf}(t)] = [L_s^f(\theta)] [i_{abcf}(t)] + [\Phi_{abcf}^{AP}(\theta)] \quad (III.5)$$

$[\Phi_{abcf}^{AP}(\theta)] = [\Phi_a^{AP} \ \Phi_b^{AP} \ \Phi_c^{AP} \ \Phi_f^{AP}]^{tr}$: Est le vecteur des flux de l'aimant permanent embrassant les

Enroulements du stator a, b et c en régime de défaut.

$$[\Phi_{abcf}^{AP}(\theta)] = \Phi_{max}^{AP} \cdot \begin{bmatrix} \sin(\theta - \theta_f) \\ (1 - \sigma)\sin(\theta + \frac{2\pi}{3} - \theta_f) \\ \sin(\theta - \frac{2\pi}{3} - \theta_f) \\ \sigma\sin(\theta + \frac{2\pi}{3} - \theta_f) \end{bmatrix} \quad (III.6)$$

$[L_s^f(\theta)]$: La matrice inductance statorique en régime de défaut est définie comme suit :

$$[L_s^f(\theta)] = \begin{bmatrix} L_{aa}(\theta) & (1 - \sigma)M_{ab}(\theta) & M_{ac}(\theta) & \sigma M_{af}(\theta) \\ (1 - \sigma)M_{ba}(\theta) & (1 - \sigma)L_{bb}(\theta) & (1 - \sigma)M_{bc}(\theta) & \sigma(1 - \sigma)M_{bf}(\theta) \\ M_{ca}(\theta) & (1 - \sigma)M_{cb}(\theta) & L_{cc}(\theta) & \sigma M_{cf}(\theta) \\ \sigma M_{af}(\theta) & \sigma(1 - \sigma)M_{bf}(\theta) & \sigma M_{cf}(\theta) & \sigma L_{ff}(\theta) \end{bmatrix} \quad (III.7)$$

La matrice inductance statorique en régime de défaut généralisée est :

$$[L_s^f(\theta)] = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_m - L_{ms} \cos(2\theta - \theta_f) & (1 - \sigma) \left(\frac{1}{2} L_m - L_{ms} \cos\left(2\theta - \frac{\pi}{3} - \theta_f\right) \right) \\ (1 - \sigma) \left(\frac{1}{2} L_m - L_{ms} \cos\left(2\theta - \frac{\pi}{3} - \theta_f\right) \right) & (1 - \sigma)^2 L_{ls} + L_m - L_{ms} \cos\left(2\theta + \frac{2\pi}{3} - \theta_f\right) \\ \frac{1}{2} L_m - L_{ms} \cos\left(2\theta + \frac{\pi}{3} - \theta_f\right) & (1 - \sigma) \frac{1}{2} L_m - L_{ms} \cos(2\theta + \pi - \theta_f) \\ \sigma \left(\frac{1}{2} L_m - L_{ms} \cos(2\theta - \theta_f) \right) & \sigma(1 - \sigma) L_{ls} + L_m - L_{ms} \cos\left(2\theta + \frac{2\pi}{3} - \theta_f\right) \\ \frac{1}{2} L_m - L_{ms} \cos\left(2\theta + \frac{\pi}{3} - \theta_f\right) & \sigma \left(\frac{1}{2} L_m - L_{ms} \cos(2\theta - \theta_f) \right) \\ (1 - \sigma) \left(\frac{1}{2} L_m - L_{ms} \cos(2\theta + \pi - \theta_f) \right) & \sigma(1 - \sigma) \left(L_{ls} + L_m - L_{ms} \cos\left(2\theta + \frac{2\pi}{3} - \theta_f\right) \right) \\ L_{ls} + L_m - L_{ms} \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3} - \theta_f\right) & \sigma \left(\frac{1}{2} L_m - L_{ms} \cos\left(2\theta - \frac{\pi}{3} - \theta_f\right) \right) \\ \sigma \left(\frac{1}{2} L_m - L_{ms} \cos\left(2\theta - \frac{\pi}{3} - \theta_f\right) \right) & \sigma^2 (L_{ls} + L_m - L_{ms} \cos(2\theta_f)) \end{bmatrix} \quad (III.8)$$

$$[L_s^f(\theta)] = [L_{lisse}^f] + [L_{saillant}^f(\theta)]$$

$$[L_{saillant}^f(\theta)] = \begin{bmatrix} L_{ms} \cos(2\theta - \theta_f) & (1 - \sigma) \left(-L_{ms} \cos\left(2\theta - \frac{\pi}{3} - \theta_f\right) \right) \\ (1 - \sigma) \left(-L_{ms} \cos\left(2\theta - \frac{\pi}{3} - \theta_f\right) \right) & (1 - \sigma)^2 \left(-L_{ms} \cos\left(2\theta + \frac{2\pi}{3} - \theta_f\right) \right) \\ -L_{ms} \cos\left(2\theta + \frac{\pi}{3} - \theta_f\right) & (1 - \sigma) \left(-L_{ms} \cos(2\theta + \pi - \theta_f) \right) \\ \sigma \left(-L_{ms} \cos(2\theta - \theta_f) \right) & \sigma(1 - \sigma) \left(-L_{ms} \cos\left(2\theta + \frac{2\pi}{3} - \theta_f\right) \right) \\ -L_{ms} \cos\left(2\theta + \frac{\pi}{3} - \theta_f\right) & \sigma \left(-L_{ms} \cos(2\theta - \theta_f) \right) \\ (1 - \sigma) \left(-L_{ms} \cos(2\theta + \pi - \theta_f) \right) & \sigma(1 - \sigma) \left(-L_{ms} \cos\left(2\theta + \frac{2\pi}{3} - \theta_f\right) \right) \\ -L_{ms} \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3} - \theta_f\right) & \sigma \left(-L_{ms} \cos\left(2\theta - \frac{\pi}{3} - \theta_f\right) \right) \\ \sigma \left(-L_{ms} \cos\left(2\theta - \frac{\pi}{3} - \theta_f\right) \right) & \sigma^2 \left(-L_{ms} \cos(2\theta_f) \right) \end{bmatrix} \quad (III.9)$$

$$[L_{lisse}^f] = \begin{bmatrix} L_m + L_{ls} & (1 - \sigma) \left(-\frac{L_m}{2} \right) & -\frac{L_m}{2} & \sigma \left(-\frac{L_m}{2} \right) \\ (1 - \sigma) \left(-\frac{L_m}{2} \right) & (1 - \sigma)^2 (L_{ls} + L_m) & (1 - \sigma) \left(-\frac{L_m}{2} \right) & \sigma(1 - \sigma) (L_{ls} + L_m) \\ -\frac{L_m}{2} & (1 - \sigma) \left(-\frac{L_m}{2} \right) & L_m + L_{ls} & \sigma \left(-\frac{L_m}{2} \right) \\ \sigma \left(-\frac{L_m}{2} \right) & \sigma(1 - \sigma) (L_{ls} + L_m) & \sigma \left(-\frac{L_m}{2} \right) & \sigma^2 (L_{ls} + L_m) \end{bmatrix} \quad (III.10)$$

III.3.4. Assemblage des équations électriques et magnétiques

En remplaçant les expressions des flux (III.5) dans le système des tensions (III.3). On obtient :

$$[V_{abcf}(t)] = [R_s^f][i_{abcf}(t)] + \frac{d}{dt} \left[[L_s^f(\theta)][i_{abcf}(t)] + [\phi_{abc}^{AP}(\theta)] \right] \quad (III.11)$$

$$[V_{abcf}(t)] = [R_s^f][i_{abcf}(t)] + \frac{d[L_s^f(\theta)]}{dt} [i_{abcf}(t)] + [L_s^f(\theta)] \frac{d[i_{abcf}(t)]}{dt} + \frac{d[\phi_{abcf}^{AP}(\theta)]}{dt} \quad (III.12)$$

$$[V_{abcf}(t)] = \left([R_s^f] + \frac{d\theta}{d\theta} \frac{d[L_s^f(\theta)]}{dt} \right) [i_{abcf}(t)] + [L_s^f(\theta)] \frac{d[i_{abcf}(t)]}{dt} + \frac{d\theta}{d\theta} \frac{d[\phi_{abcf}^{AP}(\theta)]}{dt} \quad (III.13)$$

$$[V_{abcf}(t)] = \left([R_s^f] + \frac{d[L_s^f(\theta)]}{d\theta} \omega_r(t) \right) [i_{abcf}(t)] + [L_s^f(\theta)] \frac{d[i_{abcf}(t)]}{dt} + \frac{d[\phi_{abcf}^{AP}(\theta)]}{d\theta} \omega_r(t) \quad (III.14)$$

$$[V_{abcf}(t)] = \left(\left([R_s^f] + \omega_r(t) \frac{d[L_{lisse}^f(\theta)] + d[L_{saillant}^f(\theta)]}{d\theta} \right) \begin{bmatrix} \frac{d[\phi_{abcf}^{AP}(\theta)]}{d\theta} \\ [0] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [0] \\ \omega_r(t) \\ \theta_r \end{bmatrix} \right) + \left(\left([L_{lisse}^f(\theta)] + [L_{saillant}^f(\theta)] \right) \begin{bmatrix} [0] \\ [0] \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} [i_{abcf}(t)] \\ \omega_r(t) \\ \theta_r \end{bmatrix} \right) \quad (III.15)$$

III.3.5 Expression du couple électromagnétique

L'expression du couple électromagnétique dans les conditions du défaut de court-circuit inter-spire est obtenue à partir de la variation de l'énergie électromagnétique dans ses conditions

$$dW_{em}^f = d \left(\frac{1}{2} [L_s^f(\theta)] [i_{abcf}(t)]^2 \right) + \left(\frac{1}{2} [i_{abcf}(t)]^2 \frac{d[L_s^f(\theta)]}{d\theta} + [i_{abcf}(t)] \frac{d[\phi_{abcf}^{AP}(\theta)]}{d\theta} \right) d\theta \quad (III.16)$$

$$dW_{em}^f = C_{em}^f \cdot d\theta \Rightarrow C_{em}^f = \frac{1}{2} [i_{abcf}(t)]^{tr} \frac{d[L_s^f(\theta)]}{d\theta} [i_{abcf}(t)] + [i_{abcf}(t)] \frac{d[\phi_{abcf}^{AP}(\theta)]}{d\theta} \quad (III.17)$$

La variation de l'inductance en défaut statorique par rapport à (θ) est exprimée par la matrice $\frac{d[L_s^f(\theta)]}{d\theta}$

$$\frac{d[L_s^f(\theta)]}{d\theta} = 2 \cdot \begin{bmatrix} L_{ms} \sin(2\theta - \theta_f) & (1 - \sigma) L_{ms} \sin(2\theta - \frac{\pi}{3} - \theta_f) \\ (1 - \sigma) L_{ms} \sin(2\theta - \frac{\pi}{3} - \theta_f) & (1 - \sigma)^2 L_{ms} \sin(2\theta + \frac{2\pi}{3} - \theta_f) \\ L_{ms} \sin(2\theta + \frac{\pi}{3} - \theta_f) & (1 - \sigma) L_{ms} \sin(2\theta + \pi - \theta_f) \\ \sigma L_{ms} \sin(2\theta - \theta_f) & (1 - \sigma) \sigma L_{ms} \sin(2\theta + \frac{2\pi}{3} - \theta_f) \\ L_{ms} \sin(2\theta + \frac{\pi}{3} - \theta_f) & \sigma L_{ms} \sin(2\theta - \theta_f) \\ (1 - \sigma) L_{ms} \sin(2\theta + \pi - \theta_f) & \sigma(1 - \sigma) L_{ms} \sin(2\theta + \frac{2\pi}{3} - \theta_f) \\ L_{ms} \sin(2\theta - \frac{2\pi}{3} - \theta_f) & \sigma L_{ms} \sin(2\theta + \pi - \theta_f) \\ \sigma L_{ms} \sin(2\theta + \pi - \theta_f) & \sigma^2 L_{ms} \sin(2\theta) \end{bmatrix} \quad (III.18)$$

$$\frac{d[\phi_{abcd_f}^{Ap}(\theta)]}{d\theta} = \phi_{max}^{Ap} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta - \theta d_f) \\ (1 - \sigma) \cos(\theta + \frac{2\pi}{3} - \theta d_f) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3} - \theta d_f) \\ \sigma \cos(\theta d_f) \end{bmatrix} \quad (III.19)$$

En remplaçant la matrice d'inductance, les vecteurs courants et les flux des aimants on obtient la forme matricielle du couple électromagnétique en régime de défaut

$$\left[C_{em}^f \right] = \left\{ \begin{array}{l} \left[i_a \quad i_b \quad i_c \quad i_f \right] \left[\begin{array}{cc} L_{ms} \sin(2\theta - \theta_f) & (1 - \sigma)L_{ms} \sin\left(2\theta - \frac{\pi}{3} - \theta_f\right) \\ (1 - \sigma)L_{ms} \sin\left(2\theta - \frac{\pi}{3} - \theta_f\right) & (1 - \sigma)L_{ms} \sin\left(2\theta + \frac{2\pi}{3} - \theta_f\right) \\ L_{ms} \sin\left(2\theta + \frac{\pi}{3} - \theta_f\right) & (1 - \sigma)L_{ms} \sin(2\theta + \pi - \theta_f) \\ \sigma L_{ms} \sin(2\theta - \theta_f) & (1 - \sigma)\sigma L_{ms} \sin\left(2\theta + \frac{2\pi}{3} - \theta_f\right) \end{array} \right] \\ L_{ms} \sin\left(2\theta + \frac{\pi}{3} - \theta_f\right) & \sigma L_{ms} \sin(2\theta - \theta_f) \\ (1 - \sigma)L_{ms} \sin(2\theta + \pi - \theta_f) & \sigma(1 - \sigma)L_{ms} \sin\left(2\theta + \frac{2\pi}{3} - \theta_f\right) \\ L_{ms} \sin\left(2\theta - \frac{2\pi}{3} - \theta_f\right) & \sigma L_{ms} \sin(2\theta + \pi - \theta_f) \\ \sigma L_{ms} \sin(2\theta + \pi - \theta_f) & \sigma^2 L_{ms} \sin(2\theta) \end{array} \right\} \left[\begin{array}{c} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_f \end{array} \right] + \left\{ \begin{array}{l} \varnothing_{max}^{Ap} \left[\begin{array}{c} \cos(\theta - \theta_f) \\ (1 - \sigma) \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3} - \theta_f\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3} - \theta_f\right) \\ \sigma \cos(\theta_f) \end{array} \right] \left[\begin{array}{c} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_f \end{array} \right] \end{array} \right\} \quad (III.20)$$

L'équation (III.20) peut être transformée sous cette forme

$$\left[C_{em}^f \right] = \left[C_s^f \right]^{tr} \left[i_{abcf} \right] + \left[C_m^f \right] \quad (III.21)$$

$$\left[C_s^f \right]^{tr} = \frac{1}{2} \left[i_{abcf}(t) \right]^{tr} \frac{d[L_s^f(\theta)]}{d\theta} \quad (III.22)$$

$$\left[C_m^f \right] = \varnothing_{max}^{AP} \cdot \left[\begin{array}{c} \cos(\theta - \theta_f) \\ (1 - \sigma) \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3} - \theta_f\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3} - \theta_f\right) \\ \sigma \cos(\theta_f) \end{array} \right] \left[\begin{array}{c} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_f \end{array} \right] \quad (III.23)$$

III.3.6. Equations mécaniques

L'équation mécanique (II.41) en régime sain garde la même forme en présence de défauts.

En remplaçant l'expression électromagnétique (III.21) dans l'équation mécanique (II.42), on obtient :

$$\left[C_s^f \right]^{tr} \left[i_{abcf} \right] + \left[C_m^f \right] - C_r = \frac{J}{n_p} \frac{d\omega_r(t)}{dt} + f_v \omega_r(t) \quad (III.24)$$

$$-\left[C_s^f \right]^{tr} \left[i_{abcf} \right] + \frac{J}{n_p} \frac{d\omega_r}{dt} + f_v \omega_r(t) = \left[C_m^f \right] - C_r \quad (III.25)$$

III.3.7. Modèle d'état générale de la (MSAP) en défaut de court-circuit inter spires

En associant l'équation électrique à l'équation mécanique on aura le système suivant

$$\begin{pmatrix} [V_{abc f}(t)] \\ [C_m^f] - C_r \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} [R_s^f] + \left(\omega_r(t) \frac{d}{d\theta} [L_{saillant}^f(\theta)] \right) & \frac{d}{d\theta} [\Phi_{abc f}^{AP}(\theta)] & 0 \\ -[C_s^f]^{tr} & f_v & 0 \\ 0 & -1 & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} [i_{abc f}(t)] \\ \omega_r(t) \\ \theta \end{pmatrix} \\ + \begin{pmatrix} [L_s^f(\theta)] & 0 & 0 \\ 0 & \frac{J}{n_p} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \cdot \begin{pmatrix} [i_{abc f}(t)] \\ \omega_r(t) \\ \theta \end{pmatrix} \quad (\text{III. 26})$$

$$\frac{d}{dt} \cdot \begin{pmatrix} [i_{abc f}(t)] \\ \omega_r(t) \\ \theta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} [L_s^f(\theta)] & 0 & 0 \\ 0 & \frac{J}{n_p} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} [V_{abc f}(t)] \\ [C_m^f] - C_r \\ 0 \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} [L_s^f(\theta)] & 0 & 0 \\ 0 & \frac{J}{n_p} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}^{-1} \\ \begin{pmatrix} [R_s^f] + \left(\omega_r(t) \frac{d}{d\theta} [L_{saillant}^f(\theta)] \right) & \frac{d}{d\theta} [\Phi_{abc f}^{AP}(\theta)] & 0 \\ -[C_s^f]^{tr} & f_v & 0 \\ 0 & -1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} [i_{abc f}(t)] \\ \omega_r(t) \\ \theta \end{pmatrix} \quad (\text{III. 27})$$

La (MSAP) à pôle lisse l'inductance statorique est indépendante de la position(θ), le model d'état précédent devient

$$\frac{d}{dt} \cdot \begin{pmatrix} [i_{abc f}(t)] \\ \omega_r(t) \\ \theta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} [L_{lisse}^f] & 0 & 0 \\ 0 & \frac{J}{n_p} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} [V_{abc f}(t)] \\ [C_m^f] - C_r \\ 0 \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} [L_{lisse}^f(\theta)] & 0 & 0 \\ 0 & \frac{J}{n_p} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}^{-1} \\ \begin{pmatrix} [R_s^f] & \frac{d}{d\theta} [\Phi_{abc f}^{AP}(\theta)] & 0 \\ -[C_s^f]^{tr} & f_v & 0 \\ 0 & -1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} [i_{abc f}(t)] \\ \omega_r(t) \\ \theta \end{pmatrix} \quad (\text{III. 28})$$

Le couple électromagnétique devient aussi

$$[C_{em}^f] = [C_m^f] = \Phi_{max}^{AP} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \theta_f) \\ (1 - \sigma)\cos(\theta + \frac{2\pi}{3} - \theta_f) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3} - \theta_f) \\ \sigma\cos(\theta_f) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_f \end{bmatrix} \quad (III.29)$$

III.3.Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté deux approches de modélisation de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) à pole lisse et à pole saillant, par la méthode des circuits électriques magnétiquement couplés (CEMC). La première approche consiste à introduire l'application d'un défaut externe, soit côté alimentation, soit côté charge, tandis que la seconde approche consiste à appliquer un défaut interne dans la machine. Dans les deux cas, nous avons reproduit le modèle des circuits électriques magnétiquement couplés de la machine saine et introduit le défaut modélisé en fonction de son emplacement et de sa sévérité.

Ces deux approches nous permettent ainsi de disposer de deux plates-formes d'expérimentation informatique, permettant de reproduire le comportement de la machine en régime défaillant sans avoir recours à une mise en œuvre expérimentale coûteuse et parfois complexe. En effet, une expérimentation physique pourrait s'avérer dangereuse pour l'actionneur si les courants ne sont pas parfaitement maîtrisés. Dans le chapitre suivant, nous présenterons les résultats de simulation de la (MSAP) en exploitant les modèles proposés préalablement, lesquels sont implémentés sous environnement Matlab.

:

Chapitre IV

Applications et validations

IV.1 Introduction

Dans le domaine industriel, les machines électriques, en particulier les machines synchrones à aimants permanents (MSAP), sont exposées à divers défauts et perturbations d'origine externe ou interne. Ces anomalies peuvent provenir de l'alimentation, de la charge ou de l'intérieur même de la machine.

Dans ce chapitre, nous allons exploiter les résultats obtenus de la simulation effectuée sur le logiciel MATLAB après implémentation du système d'équations différentielles constituant le modèle d'état de la (MSAP) en régime sain et en défaut, pour les deux cas, machine à pôles lisses et à pôles saillants.

Ensuite analyser le comportement de la (MSAP) à ces différents défauts appliqués, ces derniers sont définis dans le chapitre (III). L'exploitation des différentes figures obtenues concernant les paramètres électriques, magnétique et mécanique nous aide à faire une analyse pertinente.

IV.2 Présentation de la machine

Les paramètres de la (MSAP) utilisés sont donnés ci-dessous :

Puissance nominale 335W

Tension maximale 33V

Fréquence 50Hz

Résistance statorique 1.5Ω

Inductance statorique 0.0032H

Inductance mutuelle 0.0013H

Nombre de pôles 6

Vitesse 1000tr /mn

VI.1 Table de Paramètres de simulation

IV.3 Simulation de la (MSAP) à pôles lisses et à pôles saillants en mode sain

Les figures (IV.1.a, IV.1.b, IV.2.a, IV.2.b, IV.3.a, IV.3.b) représentent l'évolution des grandeurs temporelles telles que les courants (i_a, i_b, i_c), le couple (C_{em}) et la vitesse de rotation (ω_r) pour les deux types de machine (à pôles lisses et à pôles saillants) en absence de défaillance à vide et en charge.

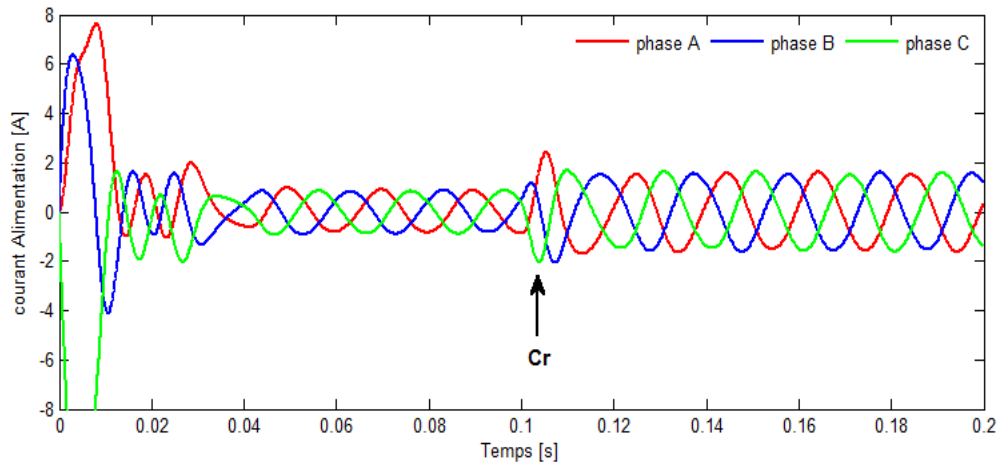


Figure IV.1.a: Courants de la (MSAP) à pôles lisses

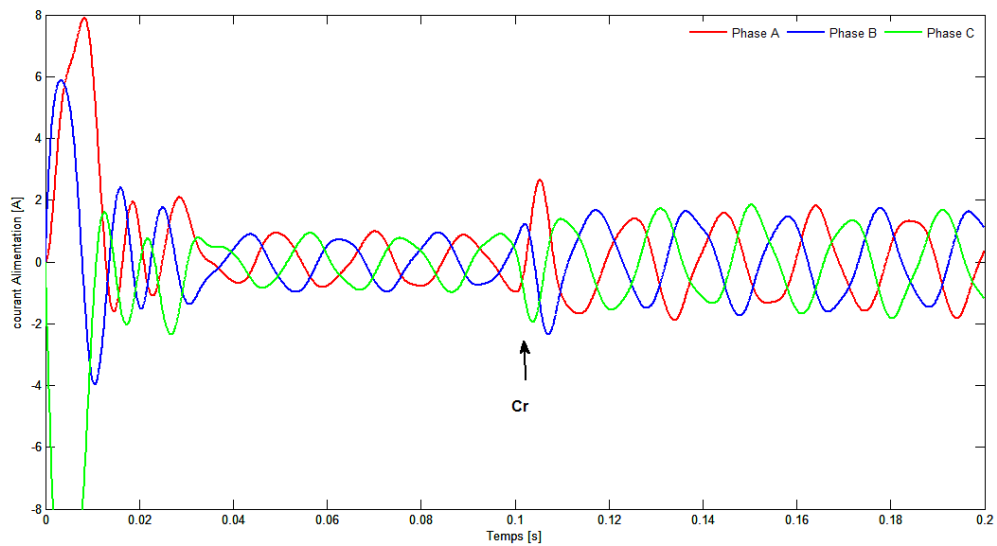


Figure IV.1.b : Courant de la (MSAP) à pôles saillants

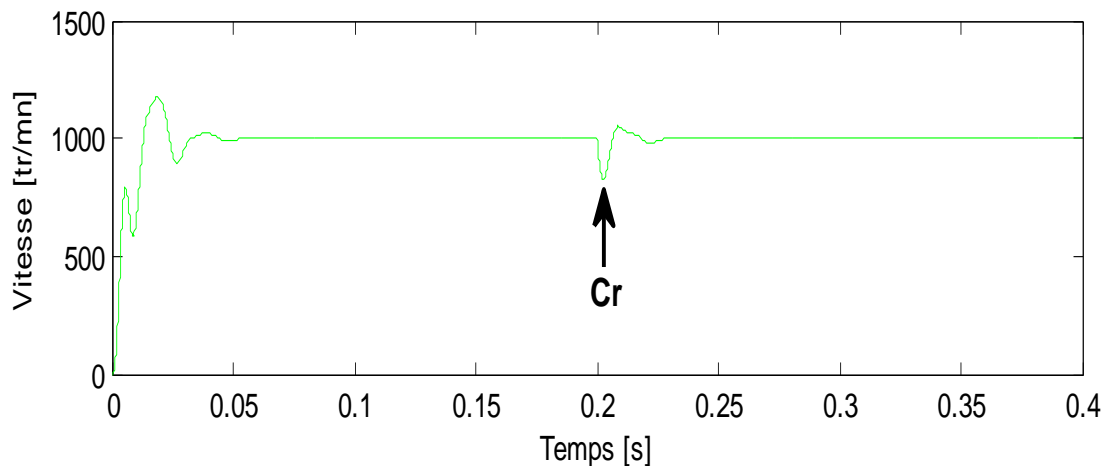


Figure IV.2.a: Vitesse de la (MSAP) à pôles lisses

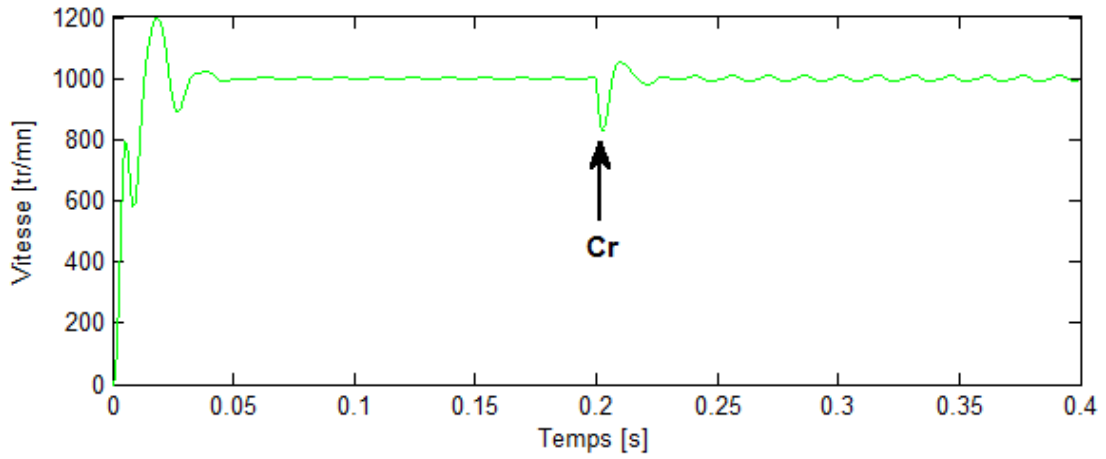


Figure IV.2.b: Vitesse de la (MSAP) à pôles saillants

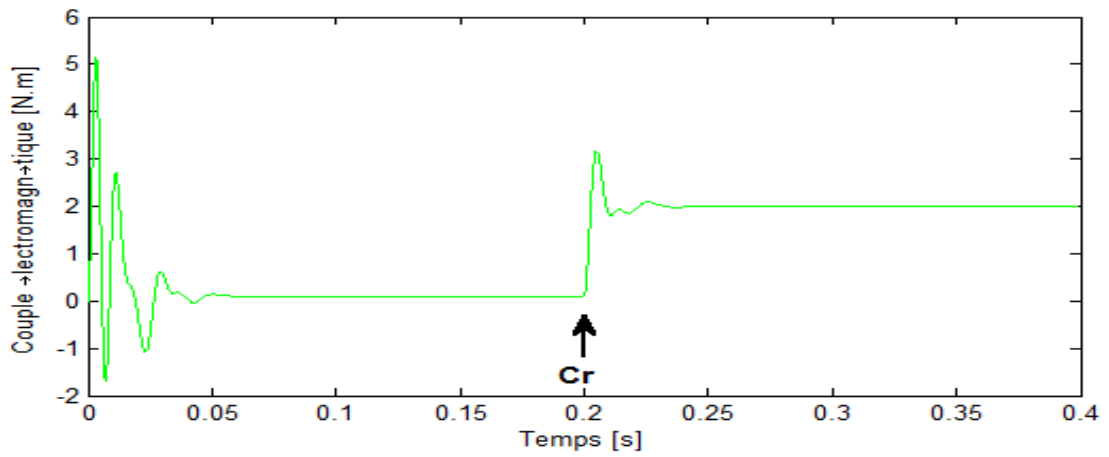


Figure IV.3.a: Couple de la (MSAP) à pôles lisses

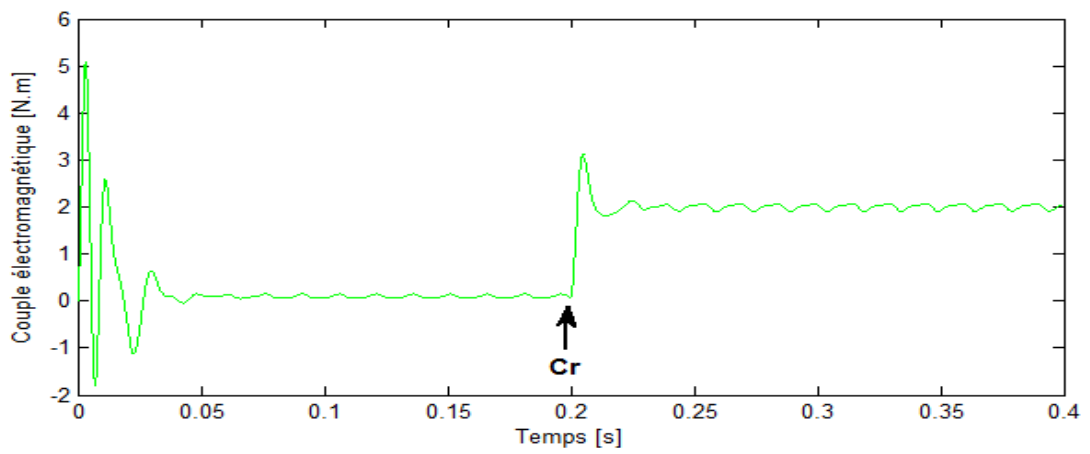


Figure IV.3.b: Couple de la (MSAP) à pôles saillants

IV.3.1 Interprétation des résultats du fonctionnement en mode sain

Conditions de fonctionnement à vide et en charge

La phase initiale de démarrage à vide est marquée par une série de phénomènes dynamiques significatifs. Tout d'abord, une brusque application de tension entraîne une réaction rapide dans les enroulements statorique, induisant une augmentation notable des courants (i_a, i_b, i_c). Simultanément, la vitesse de rotation (ω_r) du rotor commence à s'élever de manière linéaire, tandis que le couple électromagnétique (C_{em}) atteint son maximum (un pic), avant de se stabiliser. L'évolution de couple (C_{em}) est nécessaire pour vaincre l'inertie (J) du rotor et initier le mouvement. Cette phase initiale est caractérisée par un régime transitoire où les grandeurs électriques et mécaniques évoluent rapidement jusqu'à atteindre un état d'équilibre dynamique. Les courants (i_a, i_b, i_c) diminuent progressivement jusqu'à des valeurs nominales, tandis que la vitesse (ω_r) de rotation du rotor atteint sa valeur nominale de 1000 tr/min le fait que la machine a 3 paires de pôles. Le couple électromagnétique (C_{em}), s'équilibre à un niveau faible, équivalent au couple de frottement (C_f), indiquant un fonctionnement stable.

La phase de fonctionnement en charge est marquée par l'augmentation des amplitudes des courants (i_a, i_b, i_c), absorbés d'allures sinusoïdale, qui sont suffisant pour développer un couple électromagnétique (C_{em}) équivalent au couple résistant (C_r) appliqué, permettant ainsi à la machine de maintenir sa vitesse de synchronisation (ω_s) et son fonctionnement stable.

IV.4 Simulation de la (MSAP) à pôles lisses et à pôles saillants avec différents défauts

IV.4.1 Défauts externes

Pour simuler les défauts externes, nous considérons que la machine est initialement en régime sain. Nous utiliserons MATLAB pour introduire ces différents défauts et observer la réaction de la (MSAP), comme représentées dans les figures (IV.4.a, IV.4.b, IV.5.a, IV.5.b, IV.6.a, IV.6.b).

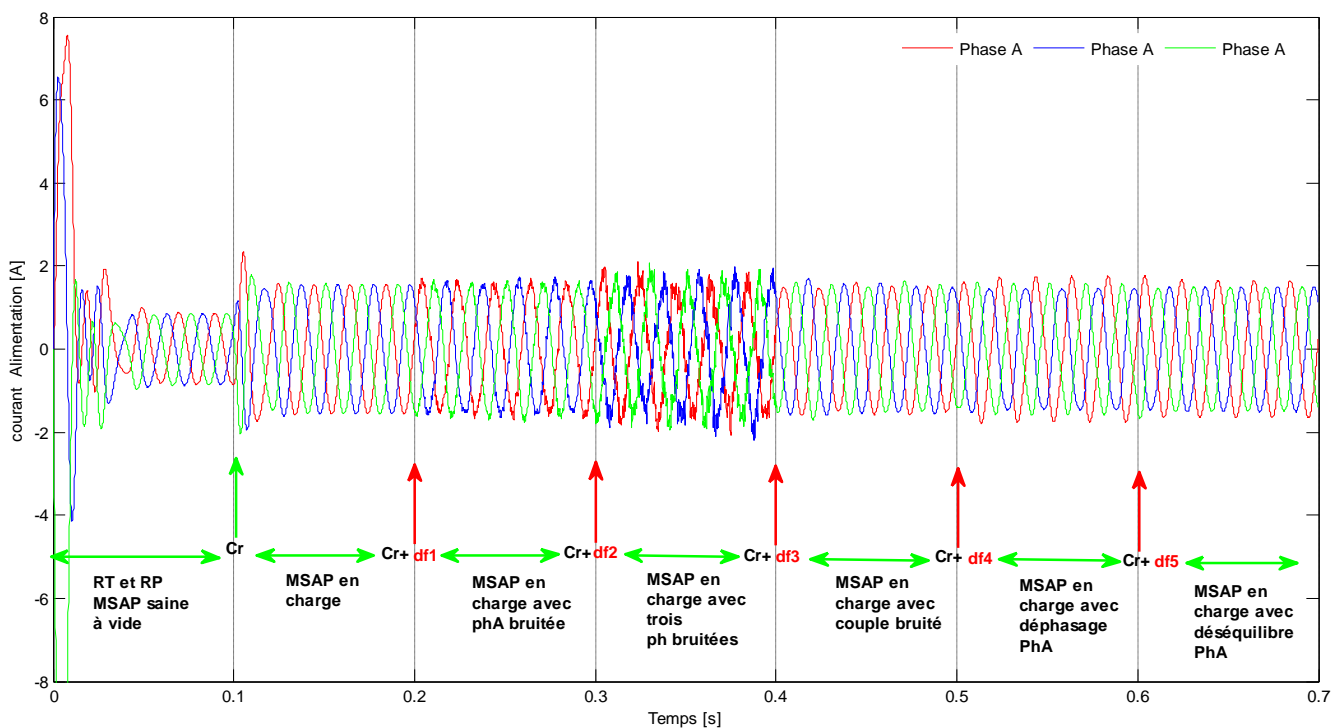


Figure IV.4.a : Courants statorique avec les différents défauts appliqués à la (MSAP) à pôles lisses

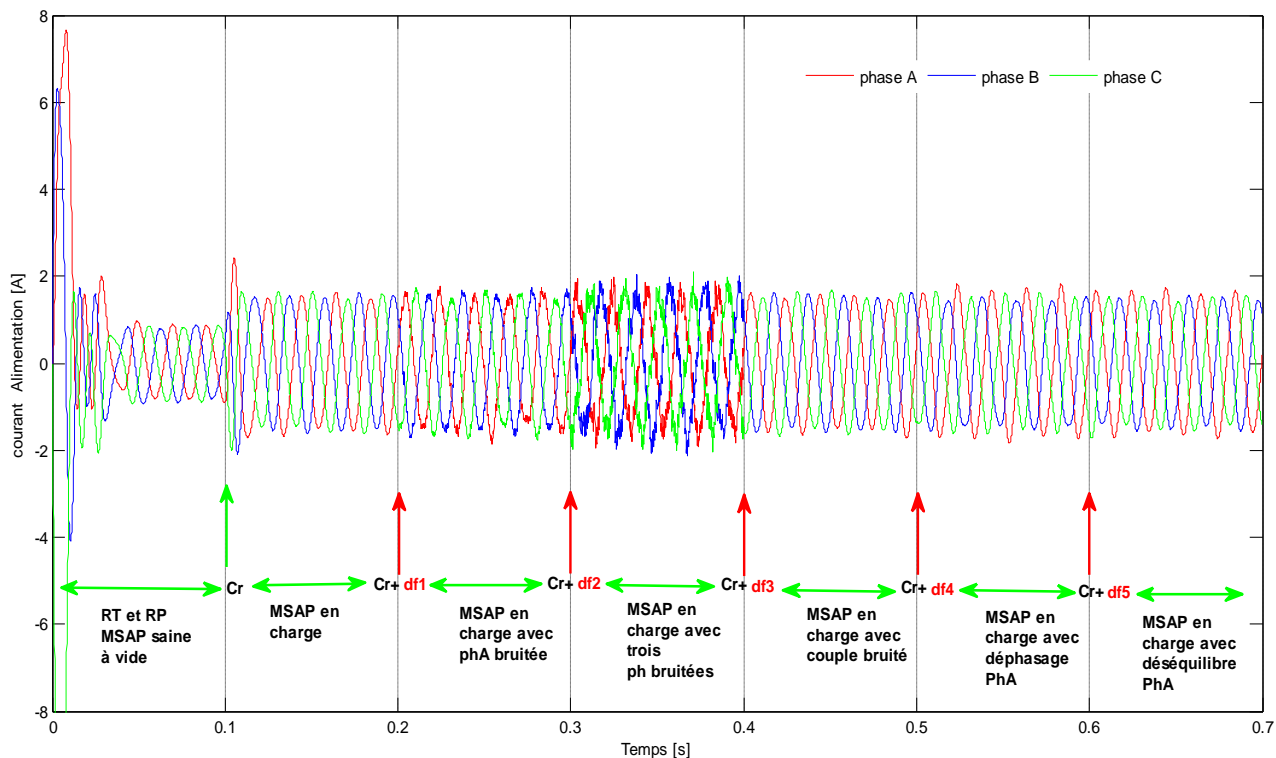


Figure IV.4.b: Courants statorique avec les différents défauts appliqués à la (MSAP) à pôles saillants

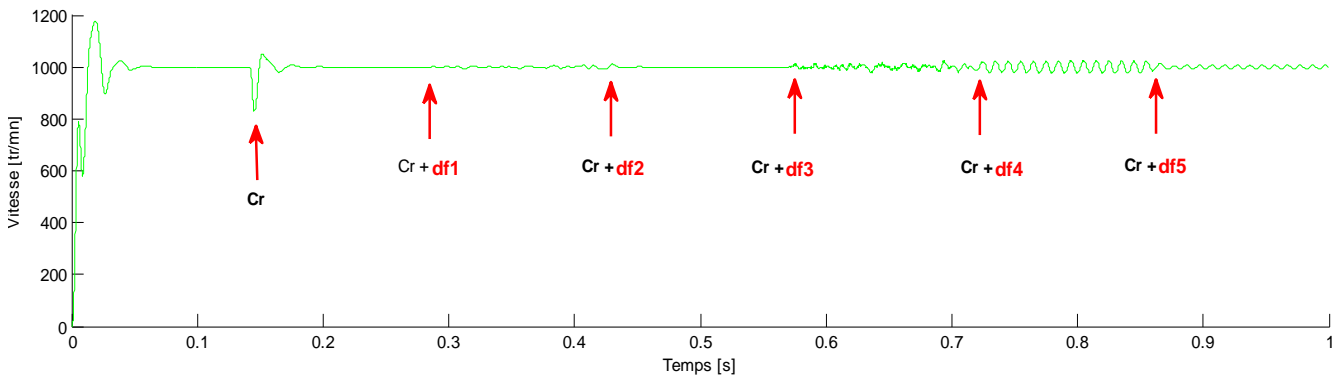


Figure IV.5.a : Vitesse avec les différents défauts externe appliqués à la (MSAP) à pôles lisses

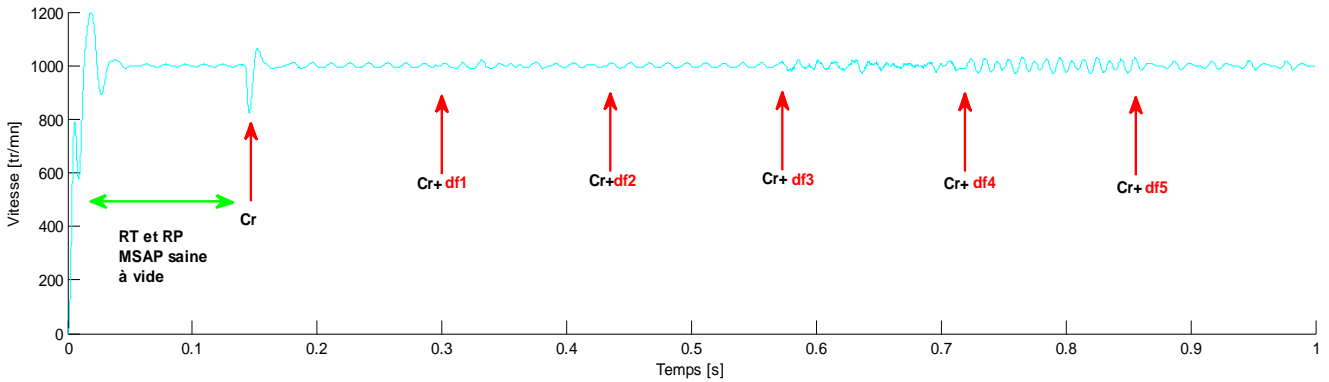


Figure IV.5.b : Vitesse avec les différents défauts externe appliqués à la (MSAP) à pôles saillant

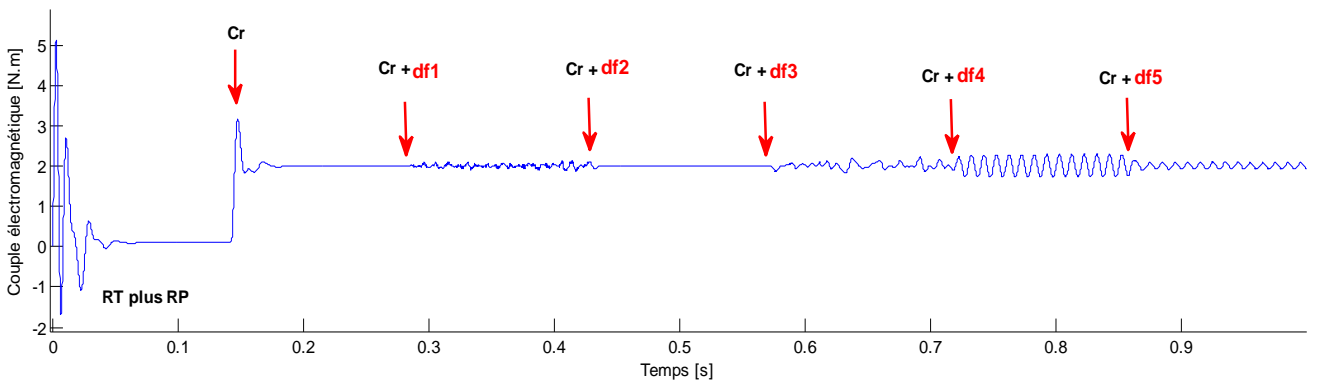


Figure IV.6.a : Couple électromagnétique avec les différents défauts externe appliqués à la (MSAP) à pôles lisses

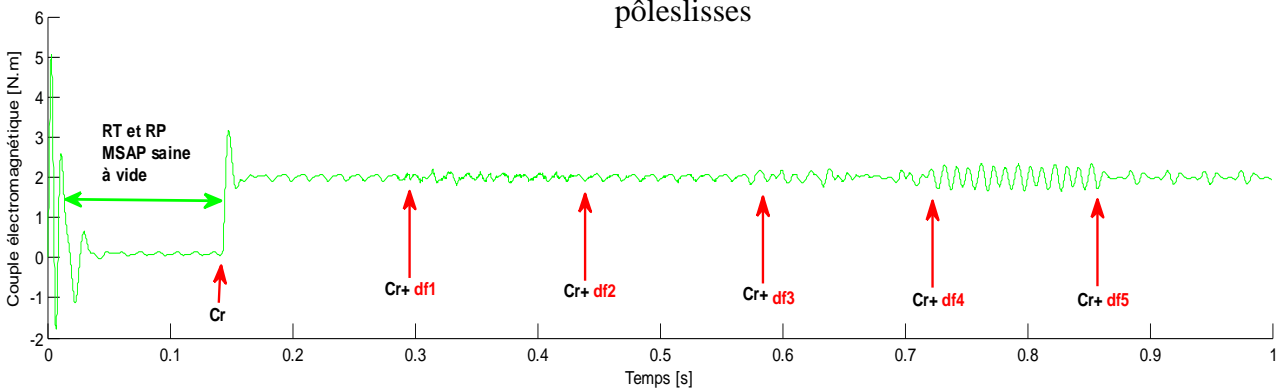


Figure IV.6.b : Couple électromagnétique avec les différents défauts externe appliqués à la (MSAP) à pôles saillants

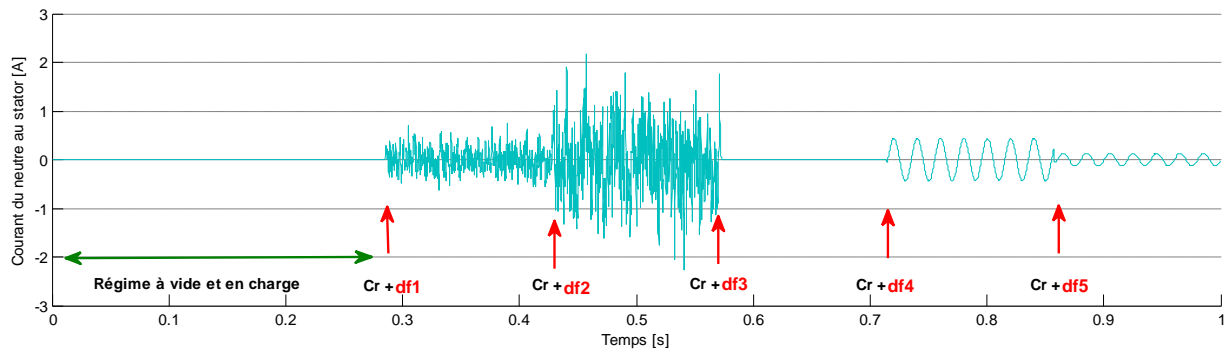


Figure IV.7.a : Courant du neutre avec les différents défauts externe appliqués à la (MSAP) à pôles lisses

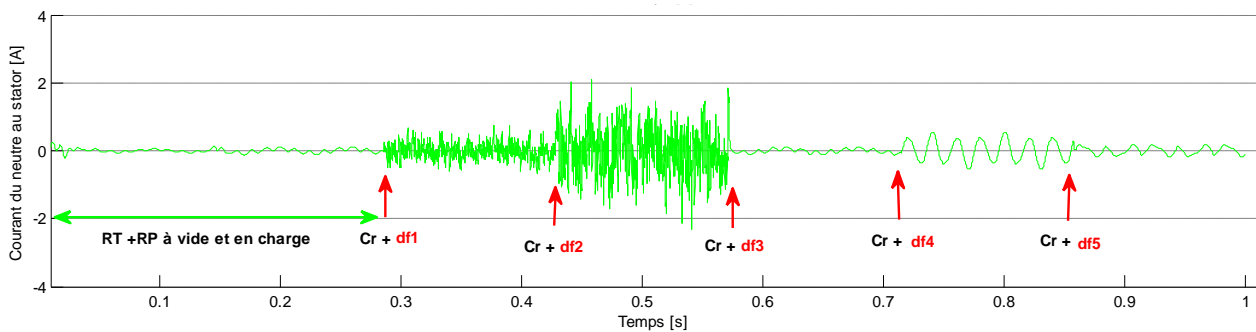


Figure IV.7.b : Courant du neutre avec les différents défauts externe appliqués à la (MSAP) à pôles saillants

IV.4.1.1 Interprétation des résultats du fonctionnement en mode de défaut externes

Défaut d'une phase bruitée (df1), lorsqu'une (MSAP) est soumise à un défaut d'une phase bruitée, cela introduit des harmoniques indésirables dans les courants du stator. Ils provoquent une distorsion dans les formes d'onde sinusoïdales, entraînant une perturbation du champ magnétique, causant des oscillations et des vibrations anormales.

Défaut de trois phases bruitées (df2), se caractérise par un comportement similaire au défaut d'une phase bruitée, mais avec une augmentation notable de l'intensité et de l'amplitude des distorsions. Cette aggravation causée par une intensification de la perturbation (les trois phases), entraînant des variations encore plus marquées dans les amplitudes des courants. Contrairement au défaut de bruit d'une phase les comportements des grandeurs mécaniques restent inchangés.

Défaut Couple bruité(df3),un couple bruité introduit des variations rapides et imprévisibles dans les courants statorique provoquant des pertes par effet joule supplémentaire accompagnées. Les variations du couple se traduisent par des fluctuations de vitesse. Le moteur peut accélérer et décélérer de manière non uniforme,ce qui affecte la régularité de son fonctionnement et perturber les applications nécessitant une vitesse constante.

Défaut de déphasage (df4),une tension déphasée entraîne un déséquilibre dans les courants des trois phases du moteur, provoquant des variations asymétriques dans les champs magnétiques du stator. Ce qui entraîne des oscillations du rotor et des vibrations mécaniques accrues, rendant la machine difficile à commander et acoustique.

Défaut dedéséquilibre(df5),une tension déséquilibrée entraîne des courants asymétriques dans les enroulements du stator. Ce déséquilibre se traduit par des variations irrégulières des champs magnétiques générés. Ce qui peut provoquer des oscillations dans les paramètres mécaniques, responsable des vibrations mécaniques et une instabilité du moteur.

IV.4.2 Défauts internes

Parmi les défaillances internes possibles dans les machines synchrones à pôles lisses et saillants, nous nous focaliserons sur les défauts de court-circuit inter spires causées par la dégradation de l'isolation des conducteurs des enroulements .Comme nous l'avons déjà évoqué, ces défauts sont souvent précurseurs de défaillances plus graves s'ils restent non détectés. De plus, ces défauts présentent la particularité d'être auto-entretenus par les aimants du rotor qui impliquent la présence permanente d'une excitation .de ce fait, isoler la machine de son alimentation ne suffit pas à garantir sa mise en sécurité, puisque ces défauts ne peuvent pas être maîtrisés tant que la machine est en rotation. Cela peut conduire à des situations critiques pour la machine.

Pour simuler les défauts internes, tels qu'un court-circuit inter-spires, nous devons modifier les paramètres internes de la machine dans notre modèle d'état, telles que les inductances et les résistances statorique, nous pouvons analyser les variations dans les réponses temporelles des paramètres électriques et mécanique de la machine, comme illustré par les figures (IV.8.a, IV.8.b, IV.9.a, IV.9.b, IV.10.a, IV.10.b, IV.11.a, IV.11.b, IV.12.a, IV.12.b)

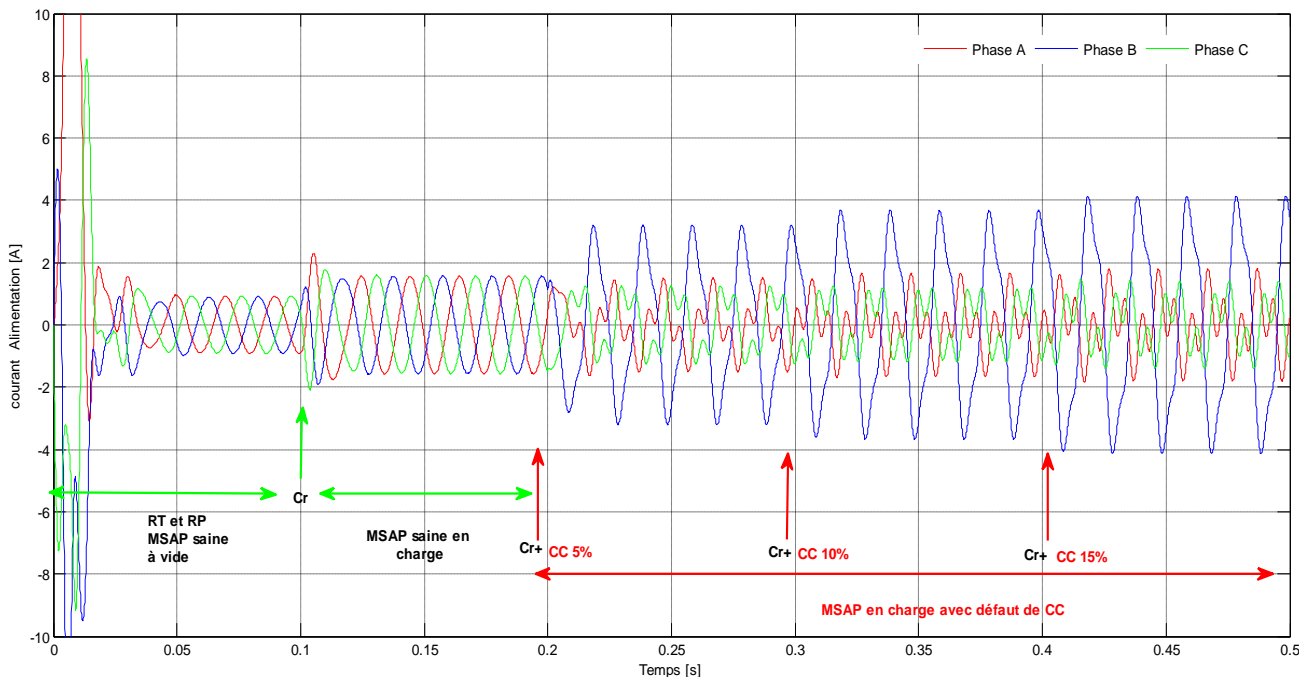


Figure IV.8.a : Courants statorique avec les différents taux de cc appliqués à la phase B (MSAP) à pôles lisses

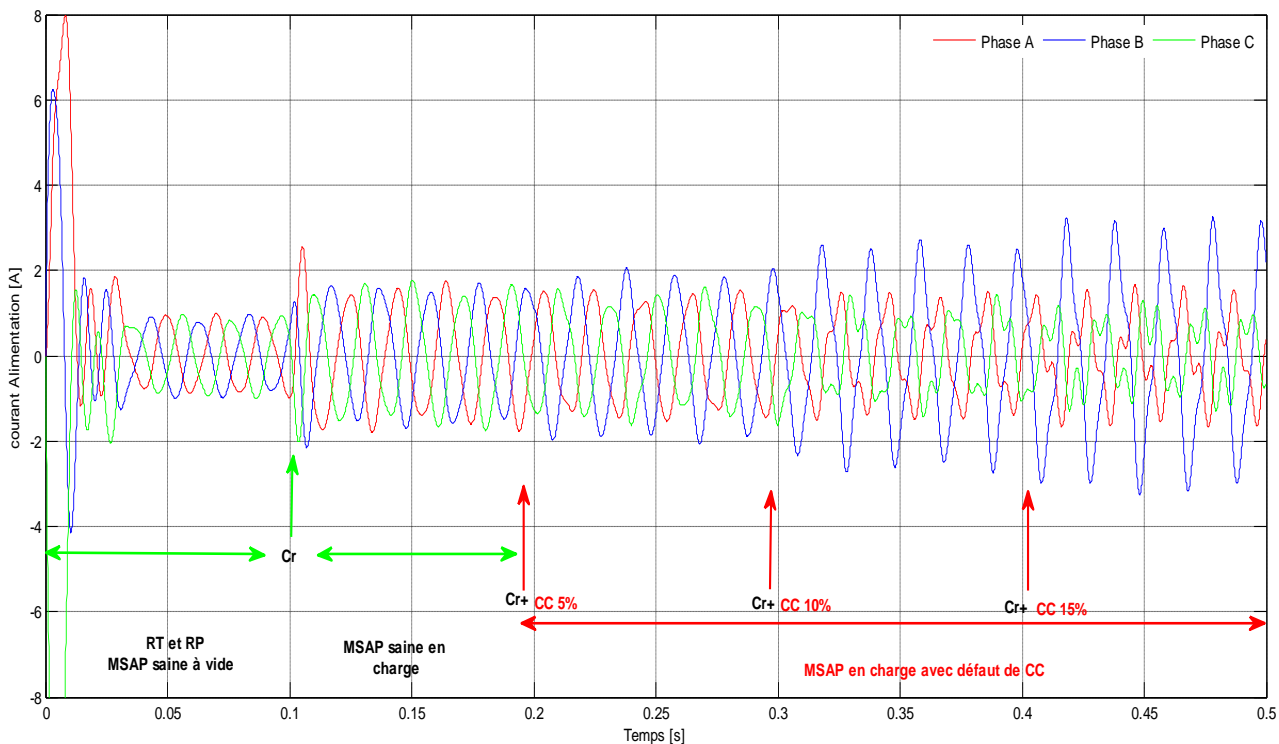


Figure IV.8.a : Courants statorique avec les différents taux de cc appliqués à la phase B (MSAP) à pôles saillants

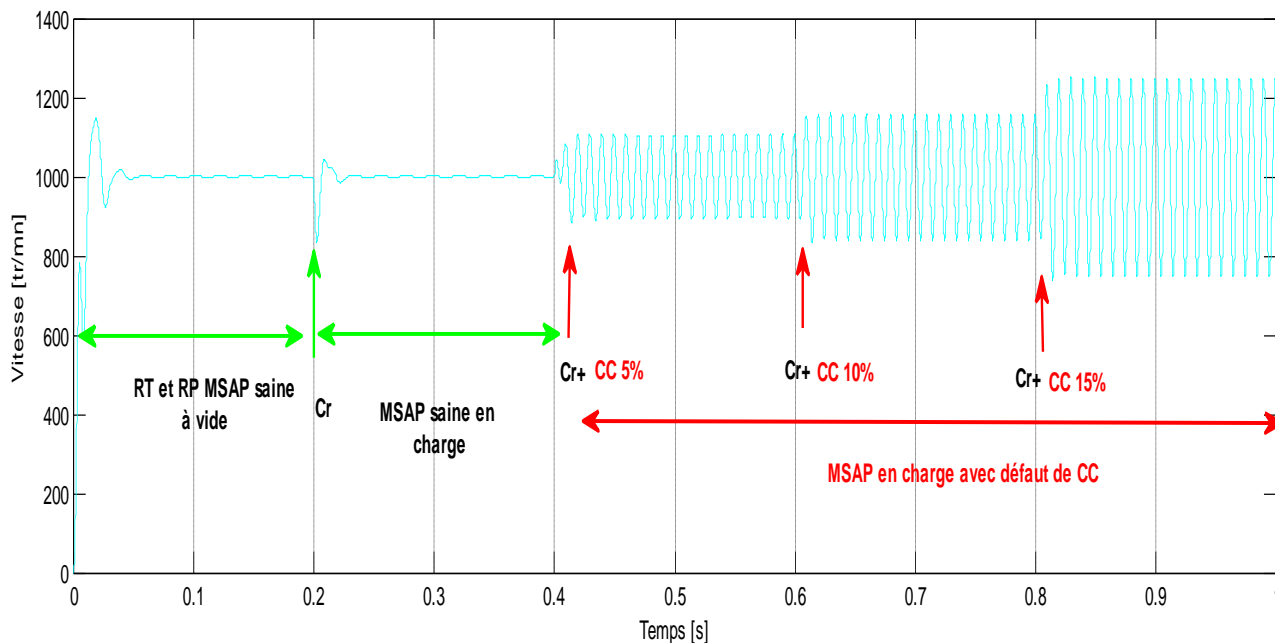


Figure IV.9.a : Vitesse de la (MSAP) à pôles lisses avec les différents taux de court-circuit

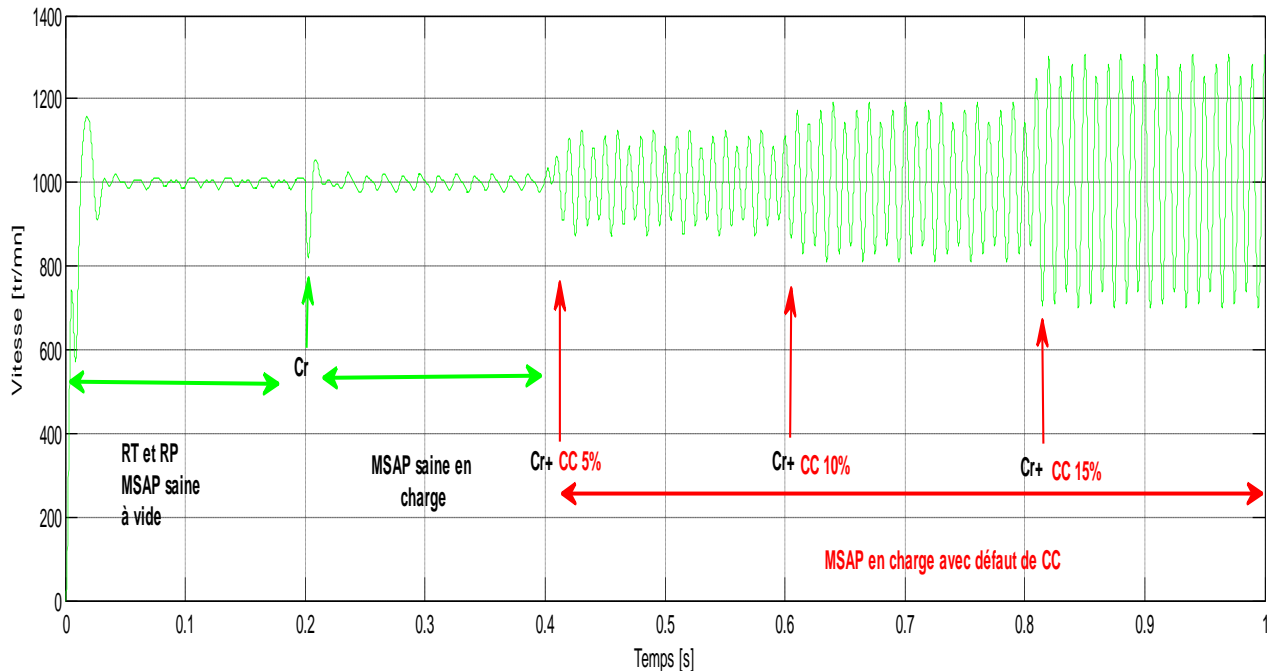


Figure IV.9.b : Vitesse de la (MSAP) à pôles saillants avec les différents taux de court-circuit

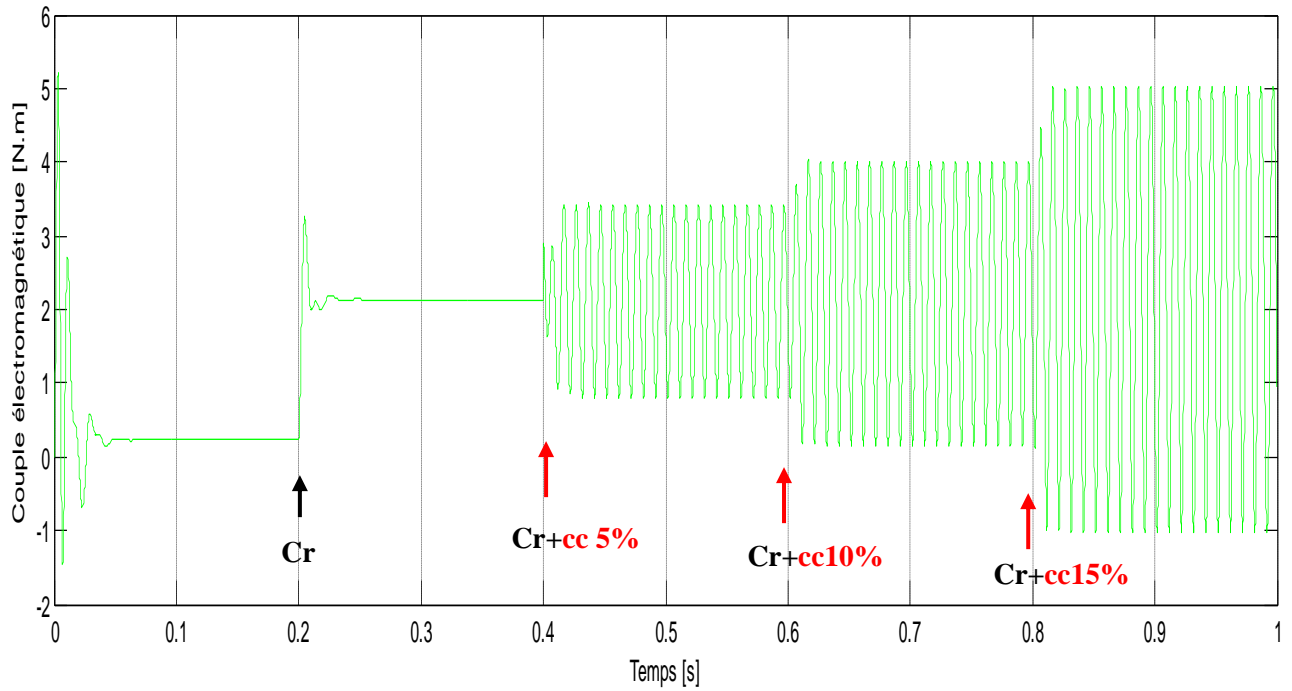


Figure IV.10.a : Couple de la (MSAP) à pôles lisses avec les différents taux de court-circuit

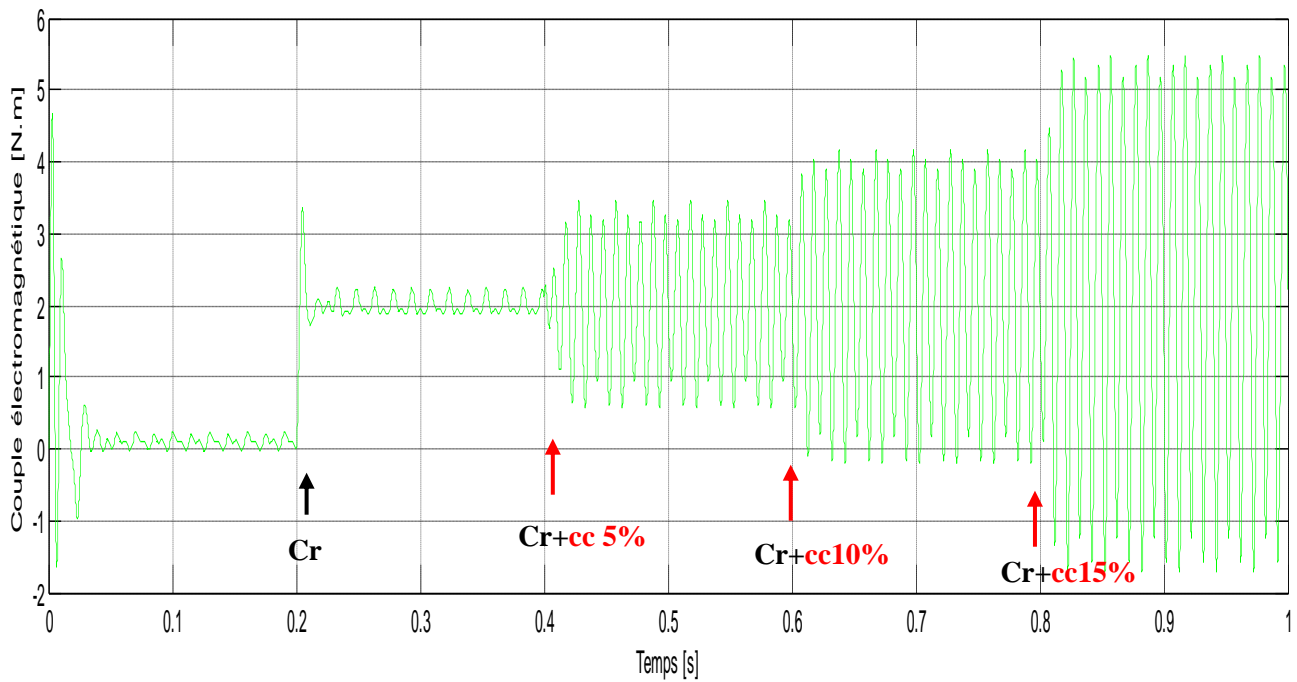


Figure IV.10.a : Couple de la (MSAP) à pôles saillants avec les différents taux de court-circuit

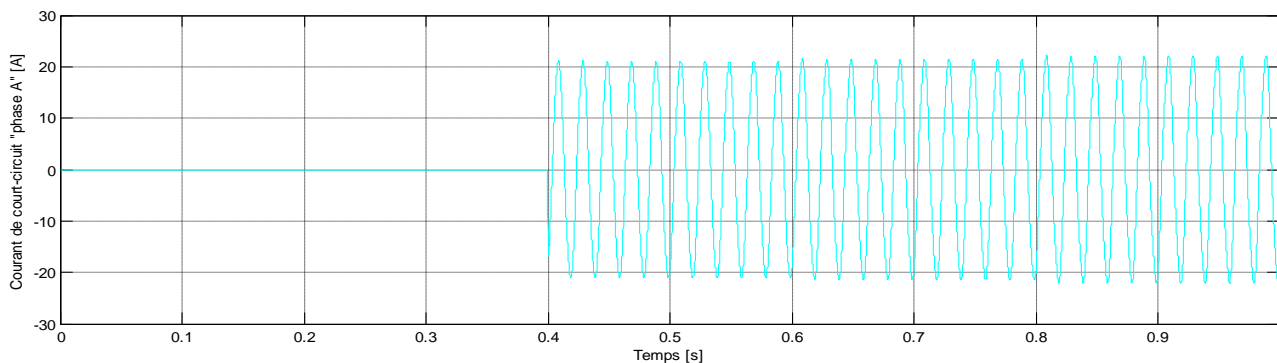


Figure IV.11.a : Le courant de CC (MSAP) à pôles lisses avec les différents taux de court-circuit

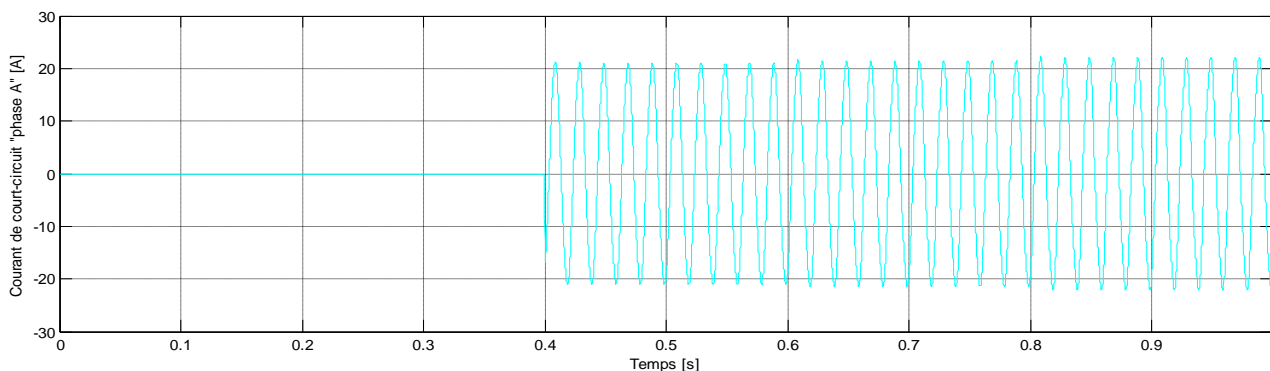


Figure IV.11.b : Le courant de CC (MSAP) à pôlessaillants avec les différents taux de court-circuit

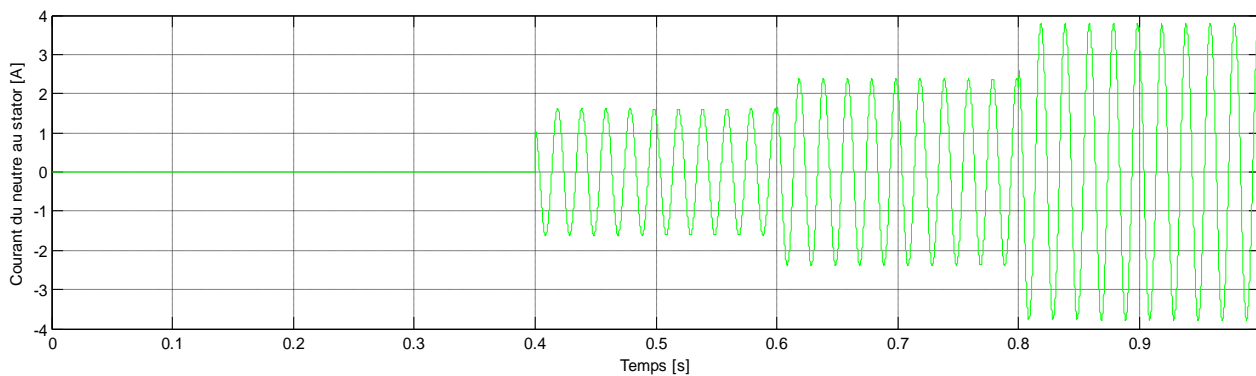


Figure IV.12.a : Le courant de neutre (MSAP) à pôles lisses avec les différents taux de court-circuit

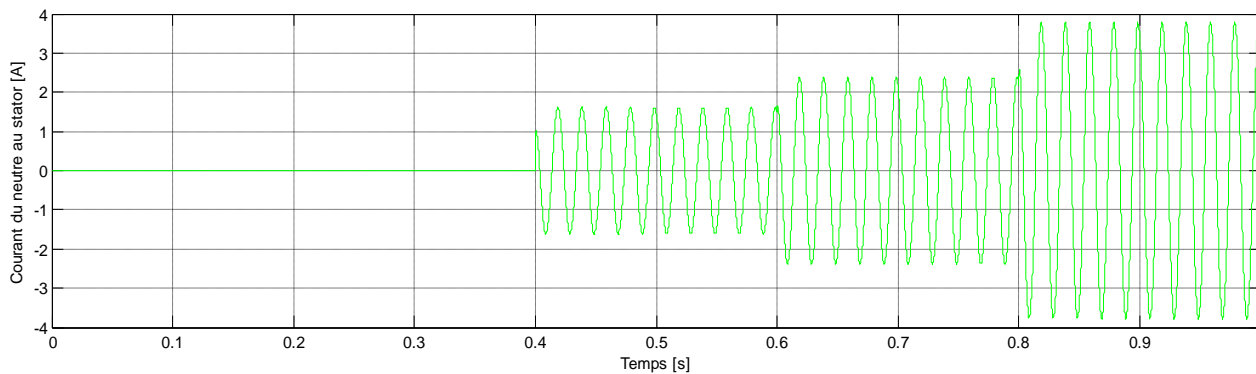


Figure IV.12.b : Le courant de neutre (MSAP) à pôles saillants avec les différents taux de court-circuit

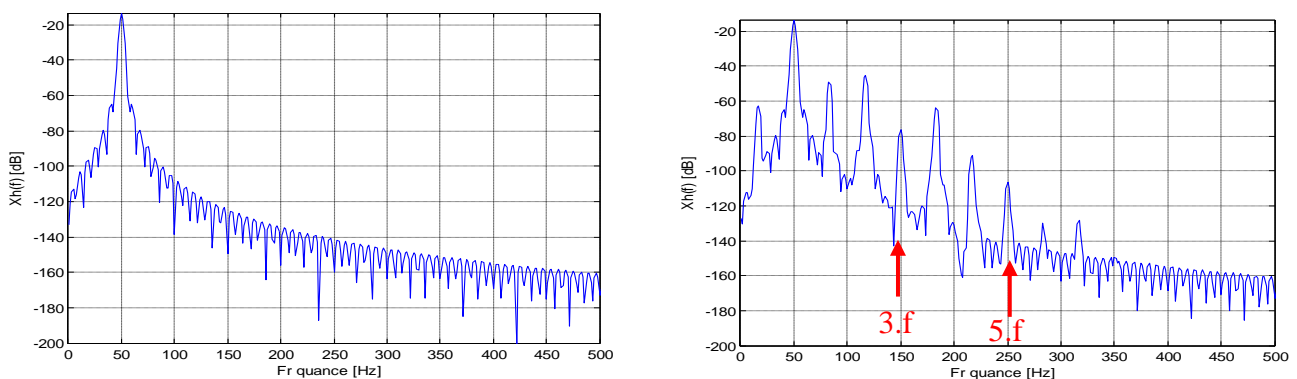
IV.4.2.1 Interprétation des résultats du fonctionnement en mode défaut

Le défaut de court-circuit inter-spores se manifeste par une augmentation notable de l'amplitude et un déséquilibre des courants statorique. Cette augmentation est due à la diminution de la résistance de l'enroulement affecté. Le courant dans cet enroulement court-circuité est supérieur à celui des enroulements des phases (A) et (C), ce qui s'explique par la permutation circulaire directe des courants statorique. Cette élévation des courants induit des vibrations mécaniques significatives, notamment au niveau du couple électromagnétique et de la vitesse de rotation, perturbant ainsi la répartition du champ magnétique tournant. L'ampleur des signatures vibratoires (ondulations) est proportionnelle à l'importance du taux de spores en court-circuit (σ).

IV.5 Analyse spectrale

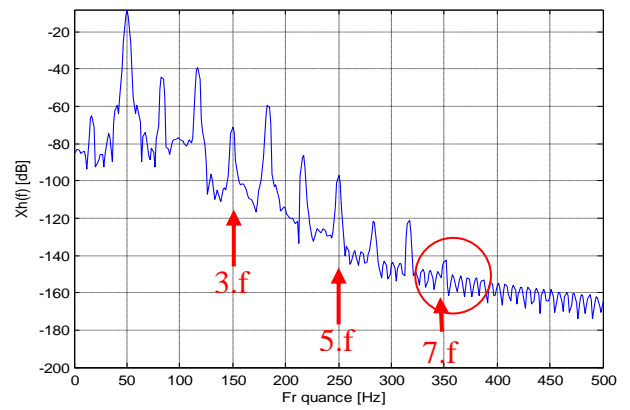
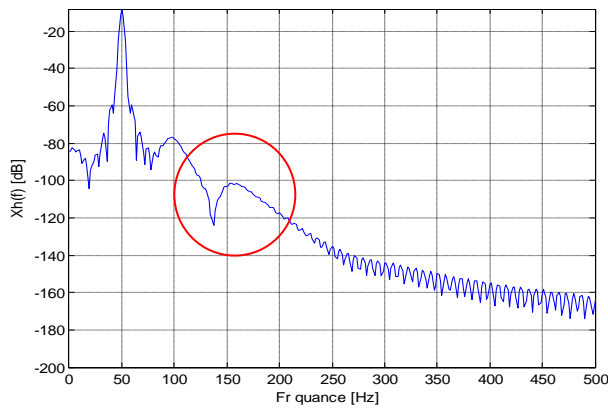
L'analyse spectrale constitue un élément clé du traitement du signal. Elle a pour objectif d'améliorer la connaissance d'un signal en s'intéressant au domaine fréquentiel. Elle repose sur des outils mathématiques tels que la transformée de Fourier, qui convertit un signal temporel en un spectre fréquentiel. Cette analyse permet de caractériser de manière précise les composantes fréquentielles et d'identifier les signatures associées à chaque condition de fonctionnement, lesquelles pourraient ne pas être visible dans le domaine temporel.

Nous avons effectué l'analyse spectrale du courant de la phase A pour les essais en défauts externes, représentés dans les figures (IV.15 .a, IV.15.b), ainsi que l'analyse spectrale du courant de la phase B pour le défaut de court-circuit inter-spores, illustré dans les figures (IV.16,IV.17). L'objectif est d'évaluer leur degré de sévérité en les confrontant avec les résultats obtenus en régime sain, présentés dans les figures (IV.13,IV.14).



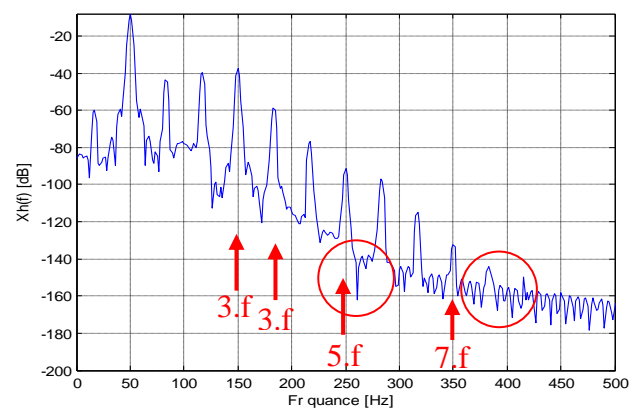
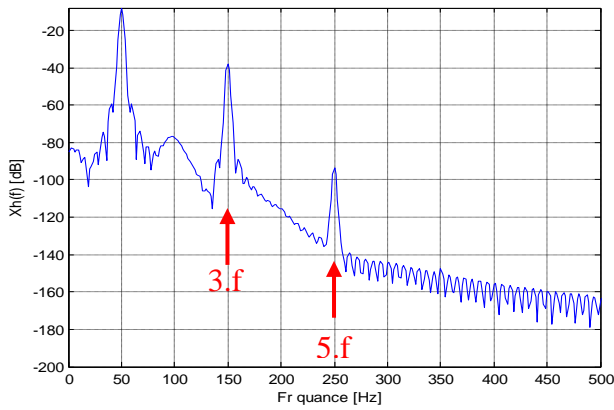
(a) à pôles lisses (b) à pôles saillants

Figure IV.13 : Le spectre du courant de la phase (A) à vide en régime sain



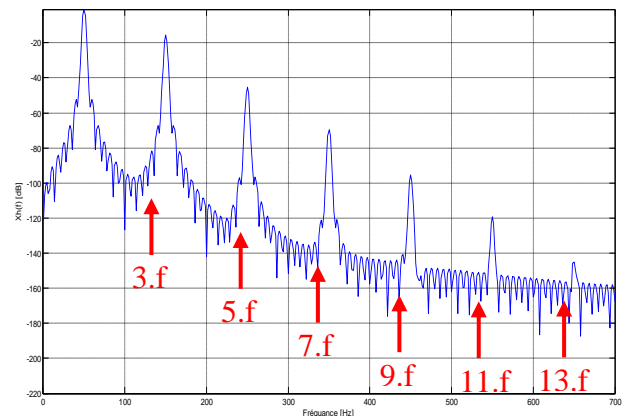
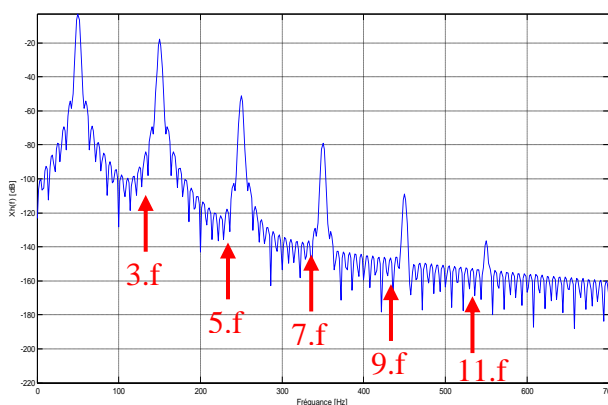
(a) à pôles lisses (b) à pôles saillants

Figure IV.14 : Le spectre du courant de la phase (A) en charge en régime sain



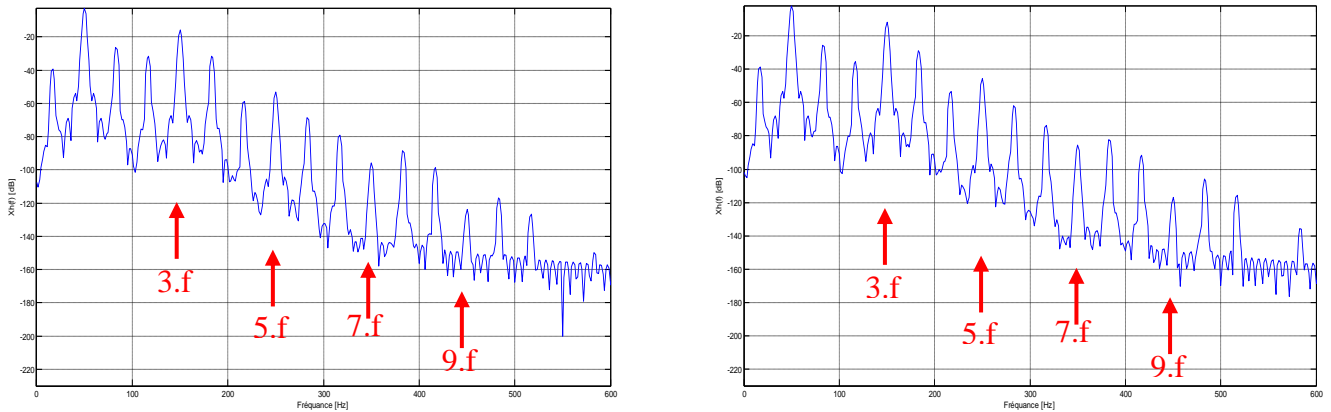
(a) à pôles lisses (b) à pôles saillants

Figure IV.15 : Le spectre du courant de la phase (A) avec défaut de déphasage de la phase (A)



(a) Courant de cc pour 5% (b) Courant de cc pour 10%

Figure IV.16 : Le spectre du courant de la phase (B) de la (MSAP) à pôle lisse



(a) Courant de cc pour 5%

(b) Courant de cc pour 10%

Figure IV.17 : Lespectre du courant de la phase (B) de la (MSAP) à pôle saillant

IV.5.1 Interprétation de l'analyse spectrale

L'essai à vide de la (MSAP) à pôle lisse à l'état sain, est marqué par l'absence de raie latérale autour de la fondamentale, contrairement à la (MSAP) à pôles saillants il y a apparition d'autre harmonique d'ordre 3 et 5 autour de la fondamentale causé par l'effet de la saillance. Dans l'essai en charge le spectre de la (MSAP) à pôles lisses à enregistrer un changement avec apparition d'un pic négatif (-120 db) ce qui explique la sensibilité de la (MSAP) à pôles lisses au changement, cette variation peut être la signature du couple résistant appliqué. En revanche le spectre de la (MSAP) à pôle saillant à garder sa forme mais avec une augmentation modérée en amplitude.

L'essai avec défaut externe (déphasage de la phase A), est marqué par l'apparition des nouvelles composantes de fréquence visible dans les spectres au voisinage du fondamentale d'ordre impair dans la (MSAP) à pôles lisses, contrairement au spectre de la (MSAP) à pôles saillants, il ya uniquement une variation en amplitude. Ce qui confirme sa robustesse face aux défauts.

L'essai avec défaut interne, on observe de nouvelles composantes de fréquence visibles avec des amplitudes différentes dans les spectres au voisinage de la fondamentale dans les deux types de machines, à pôles lisses il y a eu l'apparition de l'harmonique (11.f), par contre à pôles saillants il n'est pas présent, durant le défaut de court-circuit inter-spores dans la phase (B). Ces amplitudes augmentent avec le nombre de spores en court-circuit. On constate que les nouvelles harmoniques sont plus significatives dans la machine à pôles lisses que dans la machine à pôles saillants, indiquant une plus grande sensibilité de la machine à pôles lisses aux défauts de court-circuit inter-spores. La variation de la forme des spectres définit la signature de chaque défaut appliqué.

IV.6 Comparaison entre la (MSAP) à pôles saillants et à pôles lisses

A partir des résultats obtenus de la simulation en mode sain et en défaut, on distingue clairement les différences de comportement entre la (MSAP) à pôles lisses et à pôles saillants.

Le fonctionnement en régime sain à vide et en charge de la machine synchrone à pôles saillants illustré dans les figures (IV.1.b, IV.2.b, IV.3.b), caractérisé par des fluctuations des courants statorique et des ondulations dans les grandeurs mécaniques telles que le couple et la vitesse. Cette instabilité, par rapport à la machine synchrone à pôles lisses illustrer dans la figure (IV.1.a, IV.2.a, IV.3.a), est principalement due à la variation du champ magnétique créé par la géométrie des pôles saillants. En revanche, dans la machine synchrone à pôles lisses, le rotor cylindrique permet une distribution homogène du champ magnétique, résultant en une réactance synchrone plus constante et une stabilité accrue des paramètres électromécaniques.

Contrairement aux résultats obtenus en régime de défaut dans les figures (IV.8.a, IV.8.b, IV.9.a, IV.9.b, IV.10.a, IV.10.b, IV.11.b, IV.12.a, et IV.12.b) montrent que, la (MSAP) à pôle saillant présente un comportement supérieur par rapport à la (MSAP) à pôle lisse. Cette performance améliorée est due à la variation de l'inductance en fonction de la position du rotor, qui engendre un couple additionnel lié à la saillance. Cette variation permet une modulation plus efficace du flux magnétique, améliorant ainsi la réponse dynamique de la machine et sa capacité à gérer les perturbations. La (MSAP) à pôle saillant montre également une meilleure stabilité en présence de déséquilibres ou de défauts, grâce à la meilleure interaction entre le flux magnétique et les enroulements statorique.

IV.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les résultats de simulation de la (MSAP) à pôles lisses et à pôles saillants sous les différentes conditions. L'analyse de ces résultats a permis de comprendre les phénomènes physiques mis en jeu lors de l'apparition des déséquilibres causés par les défauts internes et externes appliqués. Ainsi que les résultats de l'analyse spectrale a mis en évidence de manière plus précise l'influence des différents défauts sur le comportement des paramètres électriques et mécaniques de la machine, ce qui peut être leurs signature. De plus, cette analyse nous a aidés à assimiler les différences entre les machines à pôles lisses et à pôles saillants dans le contexte du diagnostic.

Conclusion générale

La machine synchrone à aimant permanent est largement valorisée dans divers domaines en raison de son efficacité et de sa fiabilité. Dans l'industrie, le diagnostic des défauts électriques dans ces machines est essentiel pour assurer leur sécurité et leur longévité. Des techniques avancées de surveillance et d'analyse permettent de détecter précocement les anomalies. Ces méthodes minimisent les risques de pannes, optimisent les performances opérationnelles et garantissent une maintenance préventive efficace, réduisant ainsi les coûts d'exploitation.

Les investigations décrites dans ce mémoire ont abordé la modélisation des (MSAP) en régime sain et en défauts dans le repère naturel (a, b, c) en s'appuyant sur la méthode des circuits électriques magnétiquement couplés (CEMC). Elles ont également traité du diagnostic des défauts électriques, en analysant leur impact sur le comportement des (MSAP) et en identifiant les signatures permettant de remonter à la cause de la défaillance.

L'approche de modélisation par (CEMC) en régime sain et en défaut internes et externes, repose sur une modélisation semi-analytique des couplages électromagnétiques au sein de la (MSAP) en se basant sur la topologie géométrique et constitutive de la machine, démontrée dans les chapitres (II) et (III). L'assemblage des équations électriques, magnétiques et mécaniques dans le repère naturel (a,b,c) conduit au modèle d'état uniforme, ainsi on obtient un système d'équations différentielles dont la résolution numérique est faite aisément en utilisant la méthode à pas unique de Runge-Kutta d'ordre 4.

Par ailleurs, la modélisation de la (MSAP) à pôles saillants est plus complexe que celle de la MSAP à pôles lisses. Cette complexité est due à la variation du champ magnétique créée par la géométrie des pôles saillants, contrairement à la (MSAP) à pôles lisses qui présente une distribution homogène du champ magnétique dans l'entrefer.

Les différents types de défauts externes (alimentation déséquilibrer en amplitude ou en phase, alimentation bruitée et couple bruité) appliqués à la machine peuvent être modélisés en utilisant le modèle de la (MSAP) en régime sain. En revanche, pour les défauts internes tels que le court-circuit inter-spores, il est nécessaire d'introduire les paramètres supplémentaires (la résistance et l'inductance de défaut), qui modifient le modèle d'état utilisé en régime sain.

Pour effectuer le diagnostic de la (MSAP), nous analysons l'évolution temporelle des grandeurs électriques et mécaniques obtenu de la simulation de la machine en régime sain et en défauts effectuée sur le logiciel MATLAB, après implémentation du système des équations différentielles constituant le modèle d'état. Le diagnostic d'un défaut dans la (MSAP) est basé sur la

comparaison de la signature d'un état donné avec celle de l'état sain. Les résultats obtenus sont comparés à ceux d'autres travaux [8] [7] [15] montrant une très bonne concordance qualitative.

L'approche basée sur l'analyse fréquentielle des courants statoriques utilisée, donne actuellement de nombreux résultats significatifs. Elle permet d'identifier la signature associée à chaque condition de fonctionnement, lesquelles pourrait ne pas être visible dans le domaine temporel. L'indice de défauts sera défini par une comparaison de l'amplitude des composants signataires du défaut avec le seuil de référence calculé lorsque la machine est saine.

Les machines synchrones à pôles saillants (MSAP) se distinguent par leur capacité à produire un couple élevé, une régulation de tension efficace et une meilleure réponse en cas de défauts internes et externes, grâce à leur conception saillante et à la variation de leur inductance en fonction de la position du rotor. Comparées aux (MSAP) à pôles lisses, les (MSAP) a pôles saillant offrent des performances supérieures en termes de stabilité, de fiabilité et de réduction des vibrations mécaniques.

La compréhension des caractéristiques et des avantages de chaque type de machine permet de choisir celle qui convient le mieux à chaque application spécifique, en fonction des exigences de performance, de fiabilité et de coût.

Enfin ce travail de recherche nous a permis de modéliser, de détecter les différents défauts de la machine synchrone à aimants permanents à travers la méthode d'analyse temporelle et spectrale des grandeurs de la machine telles que les courants statoriques, la vitesse de rotation ainsi que le couple électromagnétique.

En conclusion, ce travail pourrait donner lieu à des études complémentaires tels que

- Approfondir l'étude des défauts internes et externes dans la machine, en utilisant d'autres méthodes d'analyses
- Effets d'harmoniques dus à l'alimentation par onduleur sur la (MSAP)

Bibliographie

- [1] **Kawthar Alameh**, « Contribution au diagnostic et à l'analyse de défauts d'une machine synchrone à aimants permanents », thèse de doctorat, Normandie Université, 2017.
- [2] **ACHEGHANE Nassima § HASSAD Mouloud** « Modélisation et simulation d'une machine synchrone à aimant permanent » diplôme de Master Académique en Electrotechnique, Université de TIZI OUZOU. 2017
- [3] **BENDIB Mohamed El Hadi** « Conception d'une Machine à Aimant Permanent à Flux Axial » Mémoire Magister, Université EL-HADJ LAKHDAR DE BATNA, 2011.
- [4] **BARDADI BENDAHA Mansour**, « Identification des paramètres d'une machine Synchrone à aimant permanent en vue d'une intégration dans des simulateurs en temps réel » diplôme de Master Académique en Electrotechnique de Université d'Oran. 2015
- [5] **S. ZOOUZOU**, « Détection des défauts statoriques dans la machine synchrone à aimants permanents par les techniques avancées », Mémoire Magister, Université Mohamed Khider Biskra, 2015.
- [6] **J. A. Farooq**, « Etude du problème inverse en électromagnétisme en vue de la localisation des défauts de désaimantation dans les actionneurs à aimants permanents », Université de Technologie de Belfort-Monbéliard, 2008.
- [7] **LAMARI M'hamed** , « Modélisation et détection de défauts de court-circuit statorique dans une machine synchrone à aimants » diplôme de Master Académique en Electrotechnique, Université de TIZI OUZOU. 2018
- [8] **YASSA NACERA** « Détection des défauts dans les systèmes de conversion d'énergie polyphasés » thèse de doctorat, l'Université de TIZI OUZOU. 2018
- [9] **Salhi Madjid** « Diagnostic du défaut du court-circuit dans la machine synchrone à aimants permanents » diplôme de Master Académique en Electrotechnique, Université de TIZI OUZOU. 2014
- [10] **Slimani Salah** « Modélisation des MSAPs par la méthode des circuits électriques magnétiquement couplés en vue du diagnostic de court-circuit inter-spines et de désaimantation » diplôme de Master Académique en Electrotechnique de Université TIZI OUZOU. 2014
- [11] **Alix Bernot** « Modélisation et optimisation d'une machine électrique homopolaire en poudre de fer. » thèse de doctorat, école doctorale Stits. 2015

- [12] **Brice Aubert** « Détection des courts-circuits inter-spires dans les Générateurs Synchrones à Aimants Permanents : Méthodes basées modèles et filtre de Kalman étendu Application à un canal de génération électrique en aéronautique » université de Toulouse .2014
- [13] **Rafik OUERDANE** « Commande des Machine Synchrone à Aimants Permanents à saillance inverse » diplôme de Master en Electrotechnique à l'école nationale polytechnique.
- [14] **Macamo Bernardo Amizado, Maiga Djibril** «Diagnostic des défauts statorique d'un moteur Synchrone à aimant permanant », diplôme de Master Académique en Electrotechnique de Université Saad Dahlab De Blida. 2017
- [15] **Kais RAHAL § REZKI MOHAMED** «Détection des défauts de court-circuit statorique dans la machine synchrone à aimants permanents. », diplôme de Master Académique en Electrotechnique de Université de Bouira. 2018
- [16] **Amor Khlaief** « Contribution à la commande vectorielle sans capteur mécanique des machines synchrones à aimants permanents (MSAP) » Aix-Marseille Université, 2012
- [17] **LI LIU** « Robust fault detection and diagnosis for permanent magnet synchronous motors », A Dissertation submitted to the Department of Mechanical Engineering in partial fulfillment of the requirements for the degree of Doctor of Philosophy, 2006
- [18] **MAKARA KHOV**, « Surveillance et diagnostic des machines synchrones à aimants permanents : Détection des courts –circuits par suivi paramétrique », thèse de doctorat Université de Toulouse, 2009
- [19] **B.Boukais**, « Contribution a la modélisation des systèmes couples machines convertisseurs: application aux machines a aimants permanents (bdcm-pmsm) », Thèse de doctorat, UMMTO, 2012.
- [20] **Sonia MOUZAOU** « Etude d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents en Présence de Défauts de Courts-Circuits et de Désaimantations par la Méthode des Eléments Finis » diplôme de Master Académique en Electrotechnique, Université de TIZI OUZOU. 2015
- [21] **Hussein Dogan**, Méthodologie de Conception des Machines Synchrones à Aimants Permanents - Application au Véhicule Electrique avec Chargeur Rapide Embarqué, thèse de doctorat, Université de Grenoble, 2013.

Résumé

Ce travail s'inscrit dans le cadre de la modélisation des Machines Synchrones à Aimants Permanents à pôles saillants/lisses dédiée à la surveillance et le diagnostic des défauts internes et externes. Les défauts internes sont de type court-circuit inter-spores d'une même phase, et les défauts externes sont soit coté sources et concernent une alimentation bruitée ou déséquilibrée, soit coté charge et concerne un couple de charge irrégulier. Le modèle de diagnostic de la (MSAP) dans le repère naturel (a,b,c) est obtenu à partir de la mise en équations s'appuyant sur la méthode des Circuits Electriques Magnétiquement Couplés (CEMC) auquel sont ajoutées les équations mécaniques à travers le couple électromagnétique. L'analyse temporelle et spectrale des différents résultats et signatures des défauts obtenus par de simulations/expérimentations informatiques à partir de la résolution des modèles d'état implémentés sous environnement Matlab, nous a permis d'une part de connaître les différentes signatures des défauts considérés et d'autres part de comprendre les phénomènes physiques particulièrement ceux liées à la saillance des pôles, mis en jeu lors de l'application des défauts internes et externes. Outre l'exploitation temporelle des signatures temporelles, l'analyse spectrale (FFT : Fast Fourier Transform) a mis en évidence de manière plus précise l'influence des différents défauts sur le comportement des paramètres électriques et mécaniques de la machine et plus particulièrement les défauts de court-circuit inter spores de l'enroulement.

Mots clé : *Modélisation et diagnostic, Court-circuits inter-spores, Tensions sources bruitées, Machine synchrone à aimants permanent (MSAP), Circuits Electrique Magnétiquement Couplés (CEMC), Analyse Spectrale.*

Abstract

This work is part of the modeling of Permanent Magnet Synchronous Machines with salient/smooth poles dedicated to the monitoring and diagnosis of internal and external faults. The internal faults are of the inter-turn short circuit type of the same phase, and the external faults are either on the source side and concern a noisy or unbalanced power supply, or on the load side and concern an irregular load torque. The diagnostic model of the (MSAP) in the natural reference frame (a,b,c) is obtained from the equations based on the method of Magnetically Coupled Electric Circuits (CEMC) to which are added the mechanical equations to through the electromagnetic couple. The temporal and spectral analysis of the different results and signatures of the defects obtained by computer simulations/experiments from the resolution of the state models implemented in the Matlab environment, allowed us on the one hand to know the different signatures of the defects considered. and on the other hand to understand the physical phenomena, particularly those linked to the salience of the poles, brought into play during the application of internal and external defects. In addition to the temporal exploitation of temporal signatures, spectral analysis (FFT: Fast Fourier Transform) highlighted more precisely the influence of different defects on the behavior of the electrical and mechanical parameters of the machine and more particularly the defects inter-turn short circuit of the winding.

Keywords: *Diagnosis modeling, inter-turn short circuits, noisy voltage source, Permanent Magnet Synchronous Machines (PMSM), Magnetically Coupled Electrical Circuits (MCEC), Spectral analysis.*