

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE  
SCIENTIFIQUE  
UNIVERSITE AKLI MOHAND OULHADJE-BOUIRA



Faculté des Sciences et des Sciences Appliquées  
Département : Génie Electrique

**Mémoire de fin d'étude**

Présenté par :

**ABELLA Momamed**  
**BOUKLILA Fares**

En vue de l'obtention du diplôme de **Master 02** en :

Filière : ELECTROMECHANIQUE  
Option : électromécanique

**Thème :**

**Modélisation de la machine synchrone linéaire à aimant permanent en vue  
de diagnostic des défauts statoriques**

**Devant le jury composé de :**

AMEZAINE	MCA	UAMOB	Président
YASSA	MCB	UAMOB	Encadreur
BENSAID	MAB	UAMOB	Examineur
AIT SAADI	MAA	UAMOB	Examineur

**Année Universitaire 2018/2019**

# *Remerciement*

*Toute notre gratitude, grâce et remerciement vont à dieu le tout puissant qui nous a donné la force, la patience, le courage et la volonté pour élaborer ce travail.*

*C'est avec une profonde reconnaissance et considération particulière que nous remercions notre promotrice Mme YASSA.N pour la sollicitude avec laquelle elle a suivi et guidé ce travail.*

*Nous remercions les membres de jury qui nous font l'honneur de présider et d'examiner ce modeste travail.*

*Toute notre gratitude va à tous les enseignants qui ont contribué à notre formation.*

# *Dédicace*

*Je dédie ce modeste travail.*

*A ma Mère.*

*A mon Père.*

*A mes frères et ma sœur.*

*A tout ma famille.*

*A tous mes amis chacun à son nom.*

ABELLA

## *Sommaire*

Liste figures.....	I
Introduction générale.....	1
<b><i>Chapitre 1 : Généralité sur les machines synchrones linéaires à aimante permanent</i></b>	
I.1. Introduction.....	3
I.2. Définition.....	3
I.3 Différence essentielles entre les moteurs linéaires et tournants.....	4
I.4 Topologies et classification des moteurs linéaires.....	4
I.4.1 Topologie des moteurs linéaires.....	4
I.4.2 Classification des moteurs linéaires.....	5
I.4.3 Principales architectures d'actionneurs linéaires.....	6
I.4.3.1 Actionneurs linéaires plans.....	6
I.4.3.2 Actionneurs linéaires cylindriques.....	8
I.5 Principe de fonctionnement.....	9
I.6 Géométries des machines linéaires.....	9
I.7 Particularités du moteur linéaire.....	11
I.7.1 Guidage.....	11
I.7.2 Entrefer.....	12
I.7.3 Effets d'extrémités.....	12
I.8 Différents types de moteurs linéaires.....	12
I.8.1 Moteur à inducteur simple.....	12
I.8.2 Moteur à inducteur simple sans circuit de retour.....	13
I.8.3 Moteur à induit en forme d'échelle.....	13
I.8.4 Moteur linéaire à induit composite.....	14
I.8.5 Moteur linéaire à induit massif.....	14
I.8.6 Moteur linéaire à aimants permanents.....	15
I.8.7 Moteurs pas à pas linéaires.....	16
I.8.7.1 Moteur pas à pas linéaire à réluctance variable.....	16
I.8.7.2 Moteur pas à pas linéaire polarisé.....	17
I.8.8 Actionneurs polyentrefers.....	18

I.8.8.1 Les actionneurs polyentrefers à bobinages globaux .....	19
I.9 Structure choisie et principe de fonctionnement.....	20
I.10 Développement des moteurs linéaires .....	21
I.11 Les Aimants Permanents.....	21
I.12 Domaines d'application des moteurs linéaires .....	23
I.12.1 Transports.....	24
I.12.1.1 Trains traditionnels avec roues .....	24
I.12.1.2 Trains à lévitation magnétique (Maglev).....	25
I.12.2 Divers équipements d'automobiles .....	26
I.12.3 Bâtiments et usines.....	27
I.15 Avantages et inconvénients des machines linéaires.....	29
I.16 Conclusion .....	30

***Chapitre II : Modélisation de la machine synchrone linéaire à aimant permanent en régime sain***

II.1 Introduction .....	31
II.2 Méthodes de Modélisation de la machine synchrone .....	31
II.2.1 Méthode des éléments finis.....	31
II.2.2 Méthode des circuits électriques magnétiquement couplés (CEMC).....	32
II.3 Analogie entre un moteur linéaire et un moteur rotatif .....	33
II.4 Modélisation du moteur linéaire synchrone à aimants permanents.....	34
II.4.1 Equation électriques en tension .....	34
II.4.2 Expressions des termes dus aux aimants permanents .....	35
II.4.3 Equations magnétiques .....	36
II.4.4 Expression de la force de poussée .....	37
II.4.5 équations électromagnétique.....	38
II.4.6 Equations mécaniques.....	38
II.4.7 Etablissement du modèle d'état .....	39
II.5 Résultats de simulation du model en régime sain.....	40
II.5.1 Essai à vide $C_r=0$ N.m .....	41
II.5.2 Essai en charge $C_r=10$ N.m .....	42
II.5.3 Interprétation.....	43
II.6 Conclusion .....	44

**Chapitre III : Modélisation de la MSLAP en présence de défaut de court-circuit entre sires**

III.1 Introduction .....	45
III.2 Notion de sûreté de fonctionnement.....	45
III.2.1 Maintenance et diagnostic .....	45
III.2.2 Fiabilité, disponibilité, maintenabilité et sécurité.....	46
III.2.3 Défaillance et panne .....	47
III.3 Défaillances dans les machines électriques(MSAP) .....	48
III.3.1 Défaillances statoriques .....	48
III.3.1.1 défauts de bobinage statorique.....	49
III.3.1.2 Court-circuit dans une phase.....	50
III.3.1.3 Circuit ouvert sur une phase .....	50
III.3.2 Défaillances des machines linéaires à aimants permanents.....	51
III. 3.3conséquences des défauts statoriques .....	51
III.5 Modélisation des courts-circuits statoriques dans les machines linéaires.....	53
III.5.1 Modèle de défaut du MLSAP et du GLSAP dans le repère <i>abc</i> .....	53
III.5.2 Modèle de défaut généralisé du MLSAP et du GLSAP dans le repère <i>abc</i> .....	56
III.6 Résultat de modélisation en mode de défaut .....	59
III.6.1 A vide $C_r = 0$ N.m .....	60
III.6.1 En charge $C_r = 10$ N.m.....	63
III.6.3 Interprétation des résultats .....	65
III.7 Conclusion.....	66
Conclusion générale .....	67
Résumé .....	III

# *Sommaire*

# *Liste des figures*

**Chapitre I**

Figure I.1. Machine électrique linéaire .....	3
Figure I.2. Topologie du moteur linéaire .....	3
Figure I.4. Classification des moteurs linéaires .....	5
Figure I.5. Formes de l'induit en U et tubulaire.....	6
Figure I.6. Structure à stator simple .....	7
Figure I.7. Structure à stator double .....	7
Figure I.8. Structure tubulaire à partie mobile interne .....	8
Figure I.9. Structure tubulaire a partie mobile externe .....	8
Figure I.10. Analogie moteur tournant / moteur linéaire .....	9
Figure I.11. Structure à inducteur solidaire du rail fixe .....	10
Figure I.12. Structure à inducteur solidaire du rail mobile .....	10
Figure I.13. Structure à induit fixe et inducteur mobile .....	11
Figure I.14. Moteur linéaire à inducteur simple.....	13
Figure I.15. Moteur linéaire à inducteur simple sans circuit magnétique de retour.....	13
Figure I.16. Moteur linéaire à induit en forme d'échelle .....	14
Figure I.17. Moteur linéaire à induit composite.....	14
Figure I.18. Moteur linéaire à induit magnétique massif .....	15
Figure I.19. Moteur linéaire à aimants permanents.....	15
Figure I.20. Moteur pas à pas linéaire à réluctance variable.....	16
Figure I.21. Moteur linéaire réluctant .....	17
Figure I.22. Distribution du flux dans un moteur linéaire réluctant polarisé .....	18
Figure I.23. Motifs élémentaires fondamentaux .....	20
Figure I.24. Schéma de principe d'un moteur linéaire aimants permanents .....	21
Figure I.25. Courbe de désaimantation .....	22
Figure I.26. Courbes de désaimantation des principaux types d'aimants .....	23
Figure I.27. Structure et montage du moteur linéaire sur un train .....	24
Figure I.28. Train à sustentation magnétique(Maglav). .....	25
Figure I.29. Système de Maglev.....	26
Figure I.30. (a) Suspension conventionnelle (b) Suspension électromagnétique .....	26
Figure I.31. Schéma de principe d'une soupape électromagnétique .....	27
Figure I.32. Ascenseur entraîné par un moteur linéaire synchrone à aimants .....	28
Figure I.33. Pont roulant automatique.....	28

**Chapitre II**

Figure II.1. Moteur tournant synchrone bipolaire à aimants permanents.....	34
Figure II.2. Moteur linéaire synchrone à aimants permanents .....	35
Figure II.3. Courant des phases .....	42
Figure II.4. Couple électromagnétique.....	43
Figure II.5. Vitesse linéaire .....	43

---

Figure II.6. Courants des phases .....	43
Figure II.7. Couple électromagnétique.....	44
Figure II.8. Vitesse linéaire .....	44

### **Chapitre III**

Figure III.1. Différents défauts statoriques.....	49
Figure III.2. Les courts-circuits dans les enroulements statoriques .....	50
Figure III.3. Exemple de dégâts dans une machine tournante provoqués .....	52
Figure III.4. Représentation de courts-circuits entre spires,.....	53
Figure III.5. Bobinage du MLSAP avec un court-circuit entre .....	54
Figure III.6. Courants des phases avec défaut de 10% de spires en cc .....	60
Figure III.7. Courants des phases avec défaut de 15% de spires en cc .....	60
Figure III.8. Courants des phases avec défaut de 20% de spires en cc .....	61
Figure III.9. Couple électromagnétique avec défaut .....	61
Figure III.10. Vitesse linéaire avec défaut de 10% 15% et 20% .....	62
Figure III.11. Courants des phases avec défaut de court-circuit .....	62
Figure III.12. Courants des phases avec défaut .....	63
Figure III.13. Courants des phases avec défaut de 20% .....	63
Figure III.14. Couple électromagnétique avec le défaut de 10% 15% et 20% .....	64
Figure III.15. Vitesse linéaire avec le défaut.....	64

# *Introduction générale*

## Introduction générale

Les moteurs linéaires, un type de technologie de mouvement à entraînement direct, prennent le concept de moteur rotatif à stator et rotor et le déroulent dans une configuration linéaire. Bien qu'il ne s'agisse pas d'une technologie nouvelle, les progrès réalisés au cours des dernières décennies - notamment une efficacité accrue, une densité de puissance accrue et des contrôles plus avancés - ont fait de ce type de disque le choix idéal pour les solutions de commande de mouvement de haute précision. La popularité et l'utilisation croissantes des applications nécessitant un contrôle de mouvement de précision ont également entraîné une réduction du coût de la technologie et ont fait des moteurs linéaires une option plus économique pour de nombreuses applications [1].

Le diagnostic de défauts des machines électriques a bénéficié d'un intérêt intense de recherche. La surveillance des machines électriques, pour le diagnostic et la prévision de pannes, a suscité de nombreux travaux ces dernières années, à cause de son influence considérable sur la continuité opérationnelle de nombreux processus industriels.

Au fur et à mesure du développement de la technologie, le nombre d'options et de configurations a également augmenté, chaque type de moteur linéaire présentant un ensemble de caractéristiques de performance complètement différent. Bien que cela ait élargi le nombre d'exigences pouvant être satisfaites par les moteurs linéaires, il peut également être plus difficile de spécifier le produit le mieux adapté.

Quels sont les principes de la modélisation de machine linéaire dans ses régimes ?

-régime sain

-régime en défaut

Dans le premier chapitre nous présentons la différence essentielles entre les moteurs linéaires et tournants puis les topologies et classification des moteurs linéaires et son principe de fonctionnement, nous allons également regarder les géométries des machines linéaires, particularités du moteur linéaire (guidage, entrefer, effets d'extrémités), les différents types de moteurs linéaires, structure choisie et principe de fonctionnement, le développement des moteurs linéaires et les aimants permanents finalement le domaines d'application des moteurs linéaires.

Le deuxième chapitre est consacré à la modélisation de la MSLAP. Puis présenté les Méthodes de Modélisation de la machine synchrone on s'intéresse à la méthode de circuits électriques magnétiquement couplés (CEMC). On a fait aussi l'analogie entre un moteur linéaire

et un moteur rotatif. Ce chapitre se termine par la simulation de la MSLAP en mode sain à vide et en charge et en fait l'interprétation des résultats obtenus.

Le troisième chapitre est dédié à la notion de sûreté de fonctionnement on a concentré aussi sur les défaillances dans les machines électriques, puis nous montrons la surveillance et diagnostic de la machine synchrone et préciser sur les défaillances des machines linéaires à aimants permanents enfin on à fait la modélisation des courts-circuits satiriques dans les machines linéaires et son résultat de modélisation en mode de défaut à vide et en charge.

# *Chapitre 01*

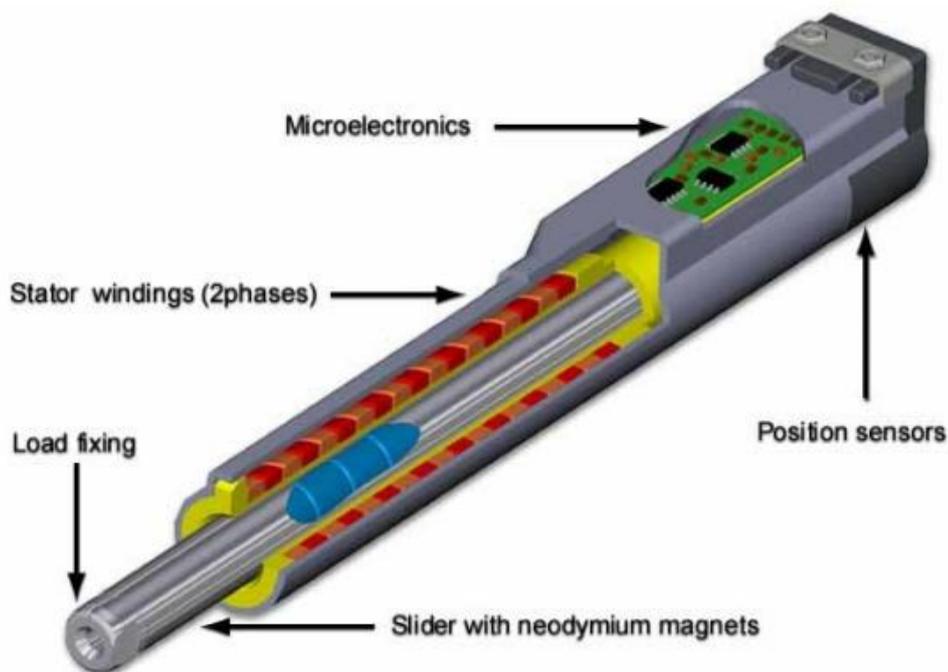
*Généralité sur les machines synchrones  
linéaires à aimante permanent*

## I.1. Introduction

Dans ce chapitre nous allons présenter d'une manière générale les différents types de machines électriques linéaires tout en montrant l'intérêt qu'elles ont apporté dans le domaine industriel. Les caractéristiques intéressantes de ces machines à savoir leurs géométries et leurs modes opératoires, font d'elles l'objet d'un champ d'investigation très vaste et novateur où les chercheurs œuvrent quotidiennement pour élargir leur domaine d'application tout en améliorant leurs performances.

## I.2. Définition

Les machines électriques linéaires sont des entraînements directs qui permettent de réaliser un mouvement linéaire directement sans organes de transmission mécanique en utilisant l'énergie électrique. Les forces électromagnétiques sont utilisées pour produire une force de poussée qui permet d'avoir un dispositif électrique à mouvement linéaire, par exemple de machine électrique linéaire (figure I.1).



**Figure I.1.** Machine électrique linéaire

Du fait que les machines électromagnétiques linéaires peuvent appliquer une force de poussée directement sur la charge, cela fait d'elles un centre d'intérêt des industries qui s'investissent dans le développement de ces machines et la diversification de ses domaines d'applications. Les dispositifs linéaires à conversion d'énergie électromagnétique offrent de nombreux avantages, telle que, l'absence de commande mécanique et du système de transmission qui permet d'avoir

de bonnes performances dynamiques et une fiabilité améliorée.

### I.3 Différence essentielles entre les moteurs linéaires et tournants

Le moteur linéaire diffère du moteur rotatif par les points fondamentaux suivants, [1] :

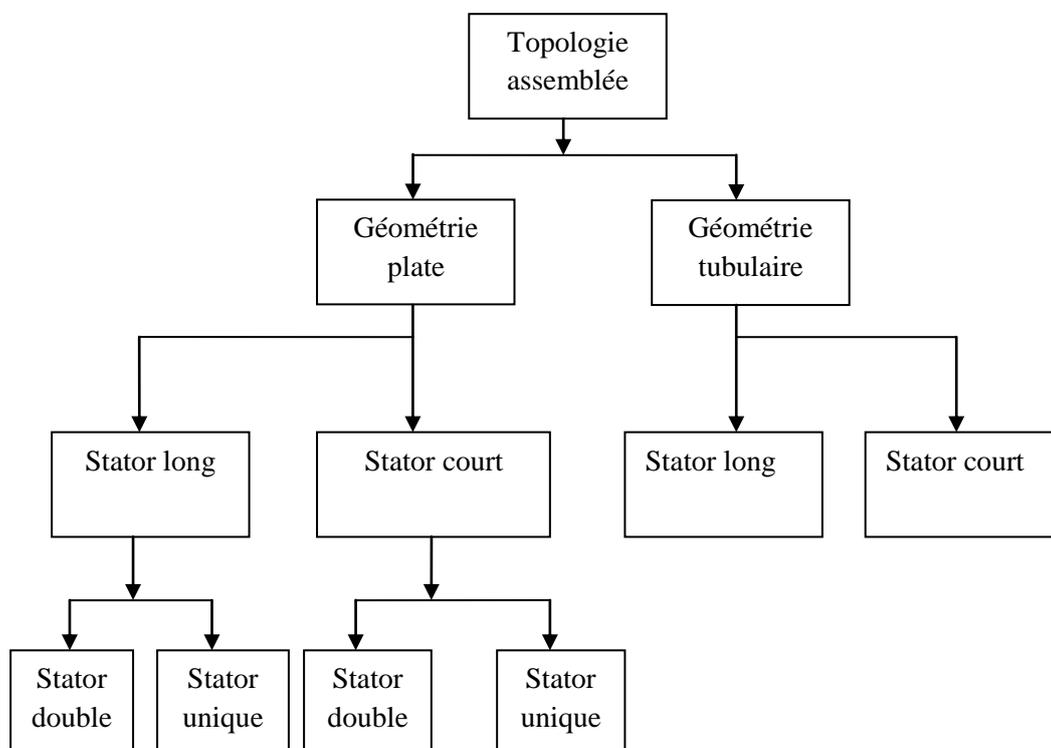
- circuit magnétique (inducteur) ouvert aux deux extrémités, ce qui donne en outre la possibilité d'y ménager soit un nombre pair, soit un nombre impair de pôles.
- induit constitué, par une masse conductrice, généralement homogène et isotrope, où des conducteurs isolés transportent les courants dans des directions imposées.
- entrefer important et occupé, dans sa majeure partie, par l'induit.

### I.4 Topologies et classification des moteurs linéaires

#### I.4.1 Topologie des moteurs linéaires

Les moteurs linéaires peuvent être soit synchrones ou asynchrone avec un flux transversal ou longitudinal, [2].

Ils sont caractérisés par plusieurs topologies stator court ou stator long, tubulaire ou non. Ces différentes variantes offrent une multitude de possibilités pour effectuer un mouvement linéaire, figure (I.2).

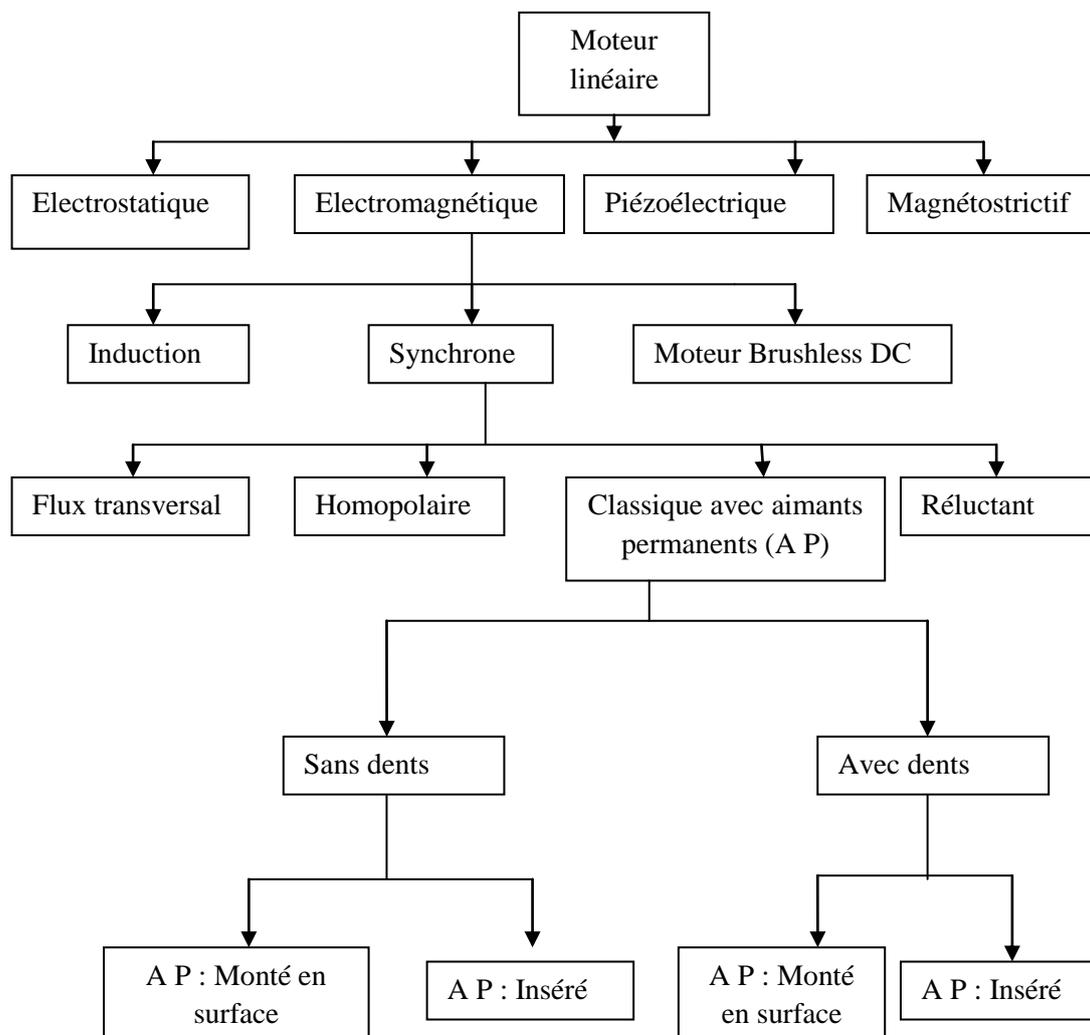


**Figure I.2.** Topologie du moteur linéaire

### I.4.2 Classification des moteurs linéaires

Il y a principalement quatre approches différentes pour produire un mouvement linéaire, [2] : (voir la figure I.4).

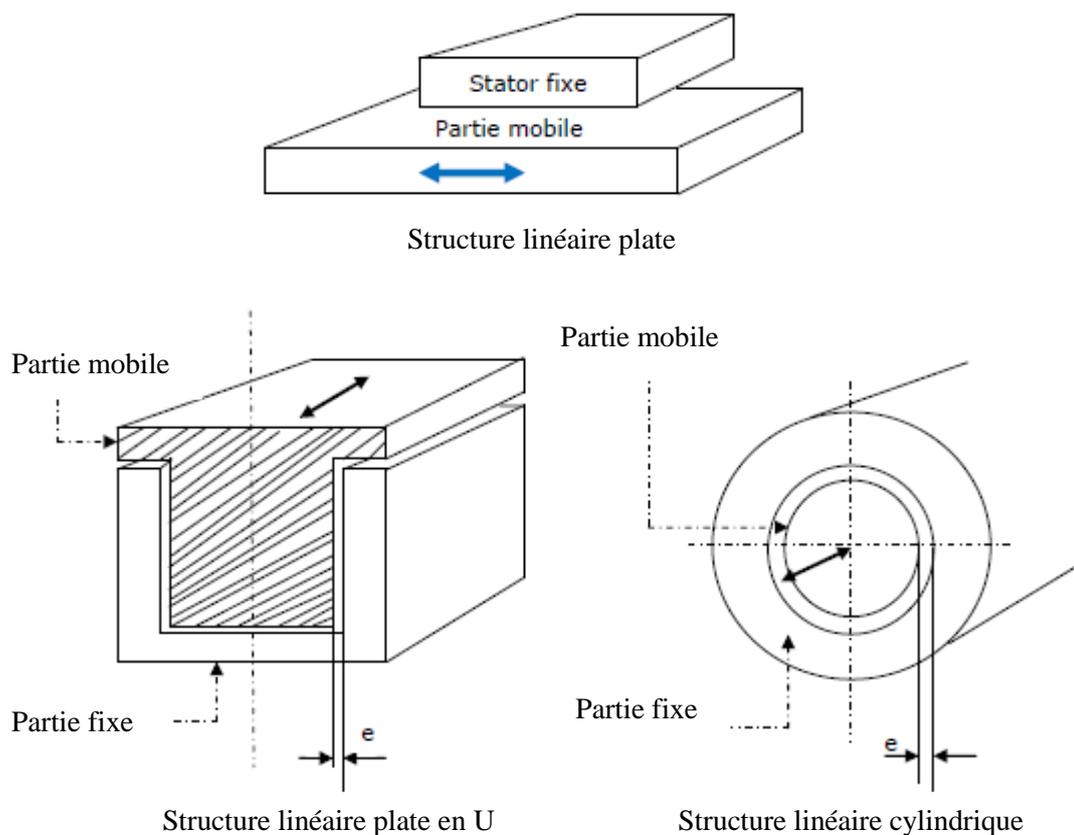
- La première solution est d'employer les propriétés électrostatiques.
- La deuxième solution par une manière électromagnétique qui est d'intérêt pour ce mémoire.
- Les troisième et quatrième solutions basées sur les frottements mécaniques utilisant les propriétés piézoélectriques ou magnétostrictives d'agir l'un sur l'autre avec un moteur.



**Figure I.3.** Classification des moteurs linéaires

### I.4.3 Principales architectures d'actionneurs linéaires

Contrairement au cas des machines rotatifs où le stator et le rotor sont généralement coaxiaux, elles sont constituées d'une partie mobile et d'un stator fixe dont les positions peuvent être inversées. Les machines linéaires peuvent se présenter sur trois formes de structures : figure (I.5), [3].



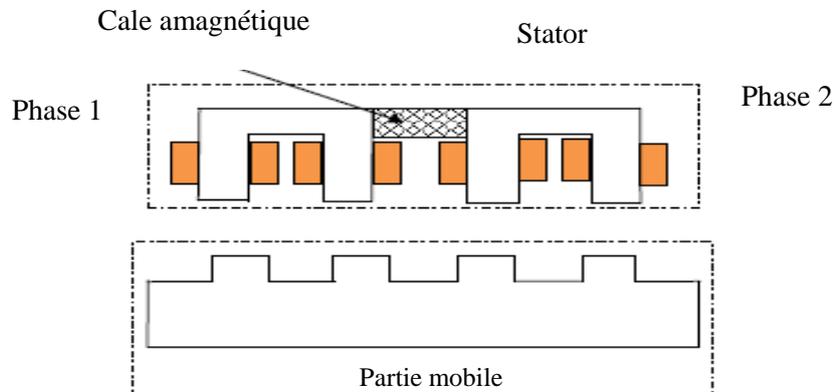
**Figure I.4.** Formes de l'induit en U et tubulaire

#### I.4.3.1 Actionneurs linéaires plans

Pour les structures plates, il est possible de réaliser des actionneurs à stator unique ou à stator double. Pour les structures cylindriques, il est possible d'envisager des actionneurs tubulaires à partie mobile interne ou externe.

##### a) Stator unique

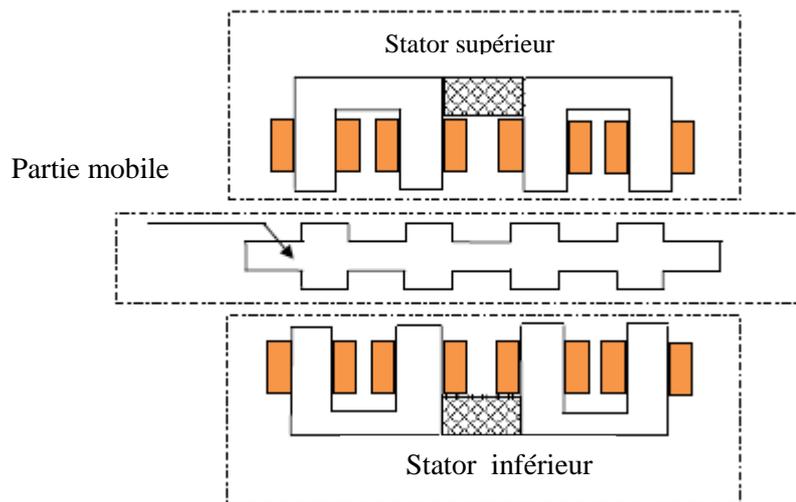
C'est une variante simple qui s'intègre aisément dans les applications courantes mais qui présente une force d'attraction importante entre stator et partie mobile, figure (I.6).



**Figure I.5.** Structure à stator simple

#### b) Stator double

La structure à stator double permet d'obtenir, d'une part des forces de poussées plus élevées que pour la structure à stator unique et d'autre part d'alléger la partie mobile, car si cette dernière est bien centrée, la résultante des forces d'attraction est alors nulle. Cette structure est particulièrement bien adaptée au cas où le stator est fixe, figure (I.7) [4].

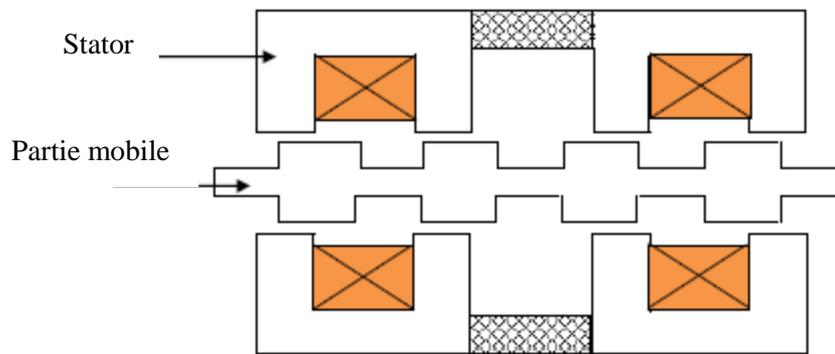


**Figure I.6.** Structure à stator double

### I.4.3.2 Actionneurs linéaires cylindriques

#### a) Structure tubulaire à partie mobile interne

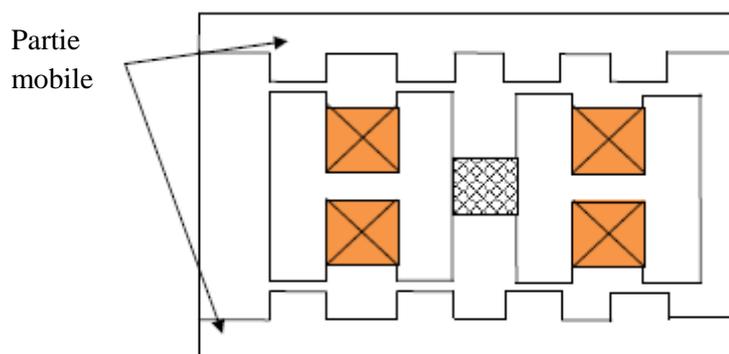
Cette variante permet une meilleure utilisation du volume disponible. Tout comme la structure à stator double, la résultante des forces d'attraction est théoriquement nulle à condition que la structure soit bien centrée, figure (I.8).



**Figure I.7.** Structure tubulaire à partie mobile interne

#### b) Structure tubulaire à partie mobile externe

La puissance volumique d'une structure à partie mobile externe est très comparable à celle d'une structure à partie mobile interne, figure (I.9). Cependant, la structure à partie mobile externe est plus délicate à ajuster.

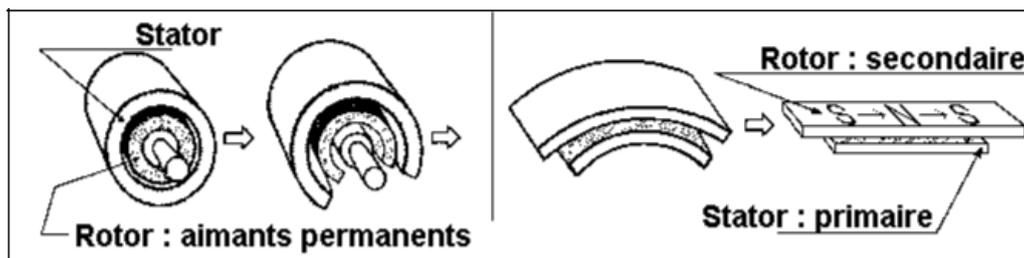


**Figure I.8.** Structure tubulaire à partie mobile externe

Pour les différentes structures de moteur linéaire, le mouvement de la partie mobile est soit du à un effet de reluctance variable pur, soit à la présence d'aimants permanents, ou alors à un effet combine.

### I.5 Principe de fonctionnement

Le moteur linéaire synchrone, contrairement au moteur tournant, est animé d'un mouvement de translation. Son principe de fonctionnement se rapproche de celui d'un moteur tournant classique, comme nous le montre la figure (I.10). En effet, on pourrait aplatir le stator sectoriel sans affecter la forme ou la vitesse du champ magnétique. Un stator plat produirait un champ magnétique qui se déplace en ligne droite, à une vitesse constante. On obtient le déplacement de la partie mobile appelée primaire par rapport à la partie fixe appelée secondaire.



**Figure I.9.** Analogie moteur tournant / moteur linéaire

En alimentant le bobinage triphasé par un système de courants triphasés équilibrés de fréquence  $f$ , on crée un champ glissant dans l'entrefer du moteur linéaire (M.L). L'interaction entre ce champ et le champ créé par les aimants permanents provoque une poussée linéaire (équivalente au couple du moteur tournant) qui est motrice. Le rotor se déplace alors dans la direction de la force à une vitesse proportionnelle à la fréquence d'alimentation. On démontre que le champ magnétique glissant se déplace à une vitesse linéaire donnée par la formule suivante [5] :

$$V_s = 2\tau_p \cdot f \quad (I.1)$$

Ou

$V_s$  : est la vitesse synchrone linéaire du champ magnétique [ $m \cdot s^{-1}$ ].

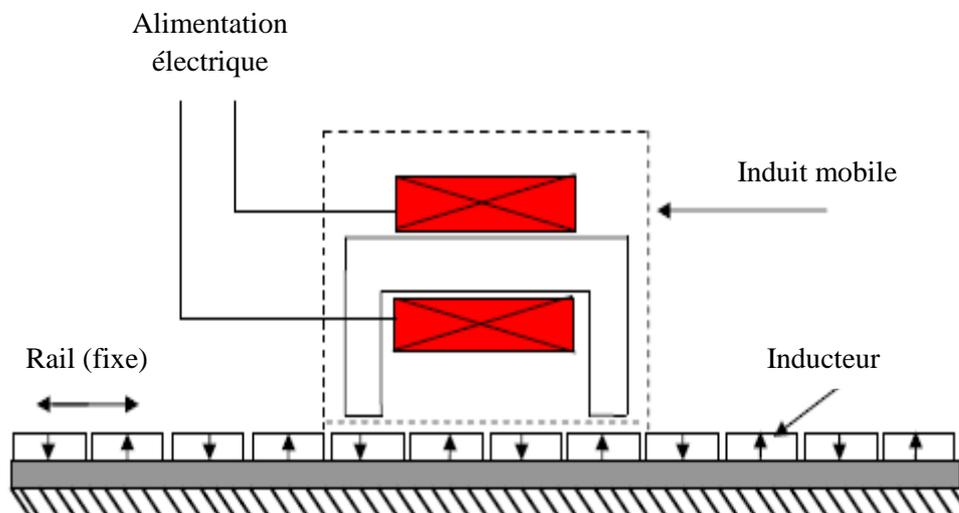
$\tau_p$  : est la longueur d'un pas polaire [m].

$f$  : est la fréquence de l'alimentation [Hz].

### I.6 Géométries des machines linéaires

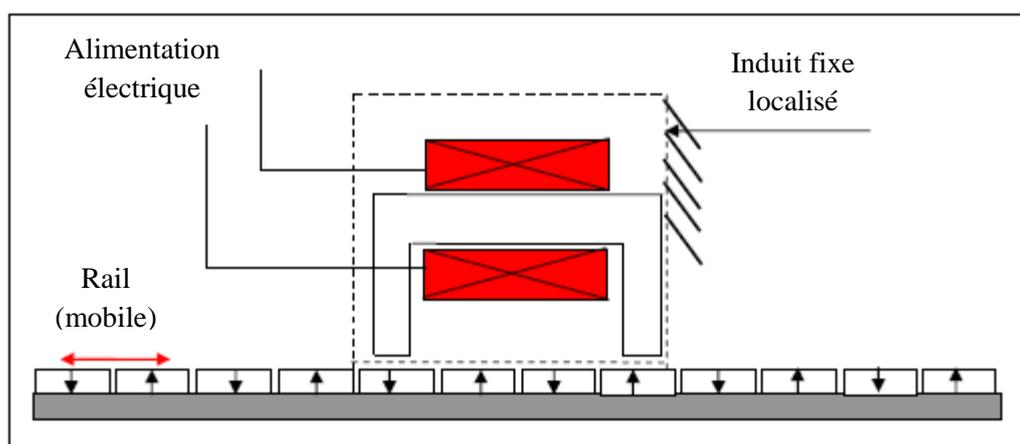
Sans aborder les principes de conversion électromécanique, trois familles d'architectures peuvent être distinguées, [3] :

- a. inducteur solidaire du rail, donc fixe, et induit mobile dont l'alimentation peut s'effectuer par un câble souple (mouvement limité) ou par transmission d'énergie sans contact, l'énergie peut être également embarquée, figure (I.11).



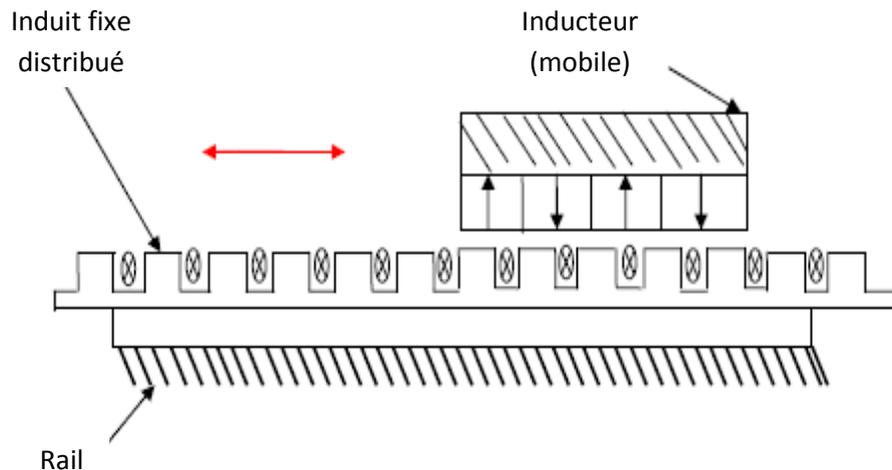
**Figure I.10.** Structure à inducteur solidaire du rail fixe

- b. inducteur solidaire du rail (ex. table de machine outil) mobile et induit fixe localisé (alimentation facilitée), figure (I.12).



**Figure I.11.** Structure à inducteur solidaire du rail mobile

- c. induit fixe, figure (I.13) et distribué sur la longueur du rail (voie active dans le cas des trains), la partie mobile supporte uniquement l'inducteur. Dans ce cas, l'énergie est amenée à la partie fixe ce qui évite les difficultés de transmission mais le système d'alimentation est complexe et coûteux.



**Figure I.12.** Structure à induit fixe et inducteur mobile

## I.7 Particularités du moteur linéaire

Suite à leur fonctionnement, le moteur linéaire présente des spécificités dues à la disposition de leur partie mobile par rapport à leur partie fixe, où s'introduisent des effets spéciaux, généralement parasites, et qui interviennent peu dans les machines rotatives. Notamment des systèmes de guidage particuliers, entraînant de nouvelles contraintes au niveau de l'entrefer magnétique. De plus, les moteurs linéaires présentent des effets d'extrémités provoqués par les discontinuités de leur structure géométrique. Ces différences technologiques par rapport aux moteurs rotatifs doivent être prises en compte au moment de la conception et de la réalisation pratique, [4].

### I.7.1 Guidage

Comme les autres moteurs électriques, les moteurs linéaires comportent deux parties agissant l'une sur l'autre sans contact, à travers des surfaces actives maintenues en vis à vis aussi proche que possible, par des dispositifs de centrage auxiliaires. Dans les moteurs rotatifs, les surfaces sont cylindriques et les dispositifs de centrage par des boîtes de roulements sont beaucoup plus simples et efficaces que le guidage sur une structure linéaire où les surfaces sont planes et les dispositifs de centrage sont le plus souvent extérieurs aux moteurs et confondus avec les moyens de guidage du mobile et la résultante des forces d'attraction peut être importante et difficile à maîtriser à cause de la distance entre les appuis. Toutefois, certaines structures permettent de s'affranchir de cette force d'attraction et de faciliter ainsi le guidage.

### I.7.2 Entrefer

Compte tenu du système de guidage entre les parties fixe et mobile d'un moteur linéaire, il est difficile de réaliser un entrefer aussi faible que dans une variante tournante. L'entrefer rapporté au pas de déplacement est par conséquent, plus élevé. Il en résulte une force par unité de surface plus faible.

### I.7.3 Effets d'extrémités

Le stator d'un moteur rotatif est fermé sur lui-même. Il assure donc la continuité des phénomènes électromagnétiques contrairement à tout moteur linéaire caractérisé par une discontinuité à ses extrémités. Cette discontinuité crée des différences de trajets pour les lignes de champs circulant dans le fer, ces effets d'extrémités sont classés en deux catégories :

a) **L'effet de longueur finie** : qui est dû principalement :

- à la variation de la perméabilité à l'entrée et à la sortie.
- aux flux parasite se fermant aux extrémités et sur les cotés.
- aux f.e.m à l'entrée et à la sortie due au courant d'induit, qui se ferme en dehors de la carcasse magnétique de la machine.
- aux f.e.m dues à la discontinuité de l'induction à l'entrée et à la sortie.

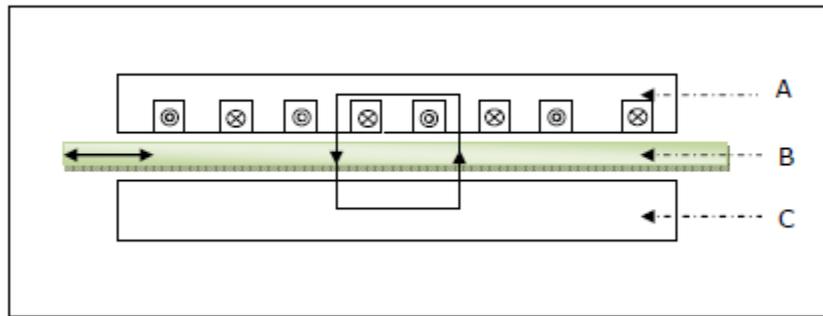
b) **L'effet de largeur finie** : ou effet de bord, dû à la fermeture des courants à l'intérieur de la partie active de l'induit.

## I.8 Différents types de moteurs linéaires

### I.8.1 Moteur à inducteur simple

Le principe de fonctionnement est celui du couplage magnétique :

Les bobines de l'inducteur traversées par le courant de l'alimentation créent un champ magnétique qui engendre dans l'induit des f.e.m, donc des courants. L'interaction des courants induits et du champ inducteur se traduit par une force de poussée. Ce type de moteur comporte un circuit magnétique de retour, figure(I.14). [6].



**Figure I.13.** Moteur linéaire à inducteur simple

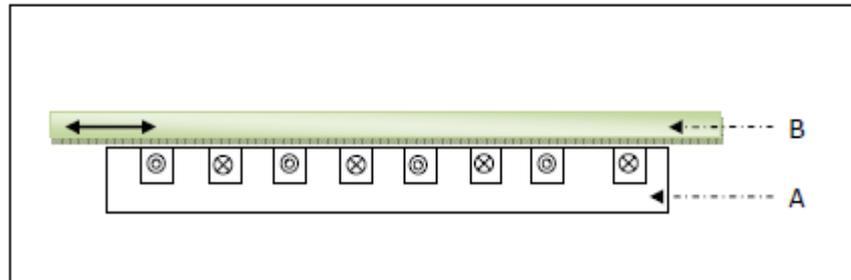
A : inducteur.

B : induit.

C : circuit magnétique de fermeture.

### I.8.2 Moteur à inducteur simple sans circuit de retour

Le même principe que le précédent, sauf que les lignes d'induction se ferment dans l'air, figure (I.15) :



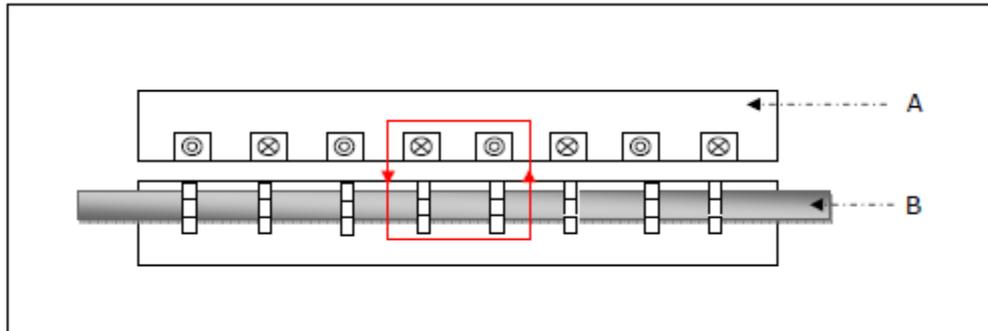
**Figure I.14.** Moteur linéaire à inducteur simple sans circuit magnétique de retour

A : inducteur.

B : induit.

### I.8.3 Moteur à induit en forme d'échelle

Dans lequel on dispose, dans les encoches de l'induit ferromagnétique, une échelle conductrice, dont les barreaux sont équivalents aux barres des moteurs à cage et les montants aux anneaux de court-circuit, figure (I.16).



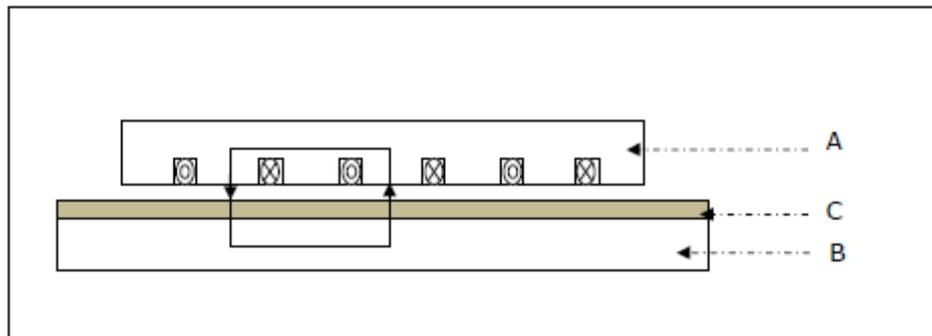
**Figure I.15.** Moteur linéaire à induit en forme d'échelle

A : inducteur.

B : induit ferromagnétique.

#### I.8.4 Moteur linéaire à induit composite

Le courant est induit dans une couche conductrice généralement en aluminium appliquée sur une plaque d'acier magnétique assurant le retour du flux, figure (I.17).



**Figure I.16.** Moteur linéaire à induit composite

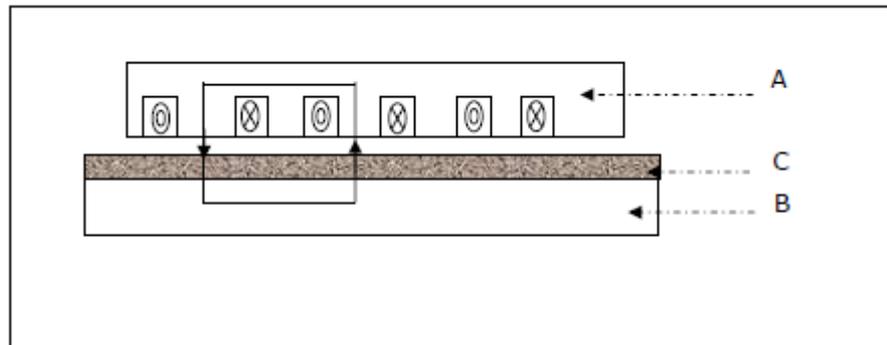
A : inducteur.

B : plaque d'acier magnétique.

C : couche conductrice.

#### I.8.5 Moteur linéaire à induit massif

L'inducteur peut être soit simple soit double.



**Figure I.17.** Moteur linéaire à induit magnétique massif

A : inducteur.

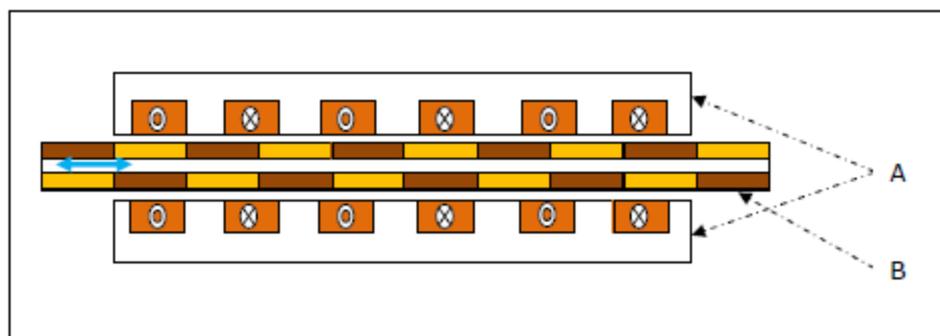
B : induit magnétique.

C : zone pelliculaire de circulation du courant.

### I.8.6 Moteur linéaire à aimants permanents

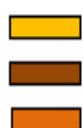
Le principe de fonctionnement du moteur linéaire à aimant permanent est assuré par l'action d'un champ électromagnétique de l'inducteur sur l'induit composé d'aimants permanents. Les enroulements sont bobinés sur les dents régulièrement réparties dans l'inducteur. Généralement, les aimants utilisés dans les moteurs linéaires synchrones à aimants permanents sont du type Néodyme-Fer Bore. [12].

Les moteurs linéaires à aimants permanents sont souvent alimentés en bipolaire ainsi les enroulements, sont mis en série pour former deux phases décalées de l'angle  $\pi/2$ . L'alimentation des deux phases par des courants positifs et négatifs provoque un mouvement linéaire appliqué sur l'induit.



A : inducteur

B : induit



Aimant permanent sens inverse

Aimant permanent sens direct.

Bobine inductrice.

**Figure I.18.** Moteur linéaire à aimants permanents

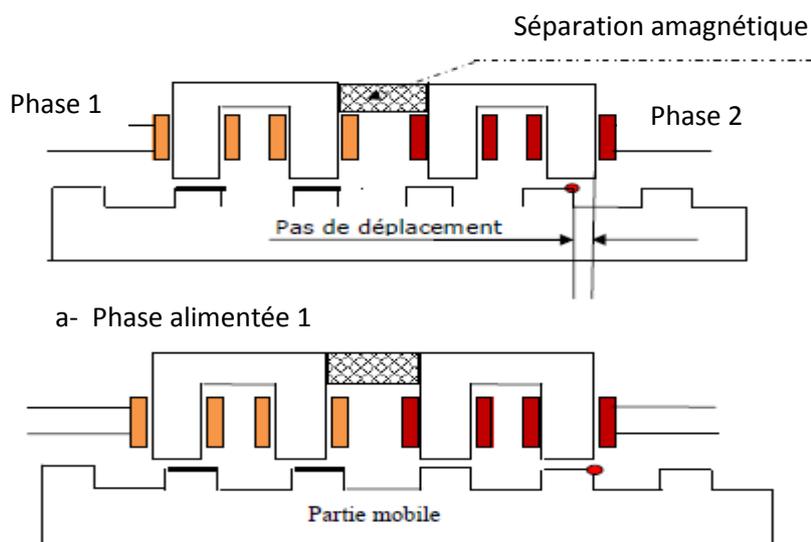
### I.8.7 Moteurs pas à pas linéaires

Le moteur pas à pas linéaire se compose d'un stator portant le bobinage et d'une partie mobile se déplaçant linéairement.

Cette partie mobile peut être réalisée à partir d'une pièce ferromagnétique dentée, dans ce cas la structure est dite à réluctance ou passive, ou alors la partie mobile est maniée d'aimants permanents et dans ce cas la structure est dite polarisée ou active, [4].

#### I.8.7.1 Moteur pas à pas linéaire à réluctance variable

Ce type de moteur est caractérisé par une structure dentée au niveau du stator et de la partie mobile. Le circuit magnétique est généralement assemblé à partir de tôles magnétiques de forte perméabilité. Toutefois, les machines destinées au positionnement ou à une translation lente, peuvent être réalisées avec des pièces massives. Les enroulements du circuit électriques sont généralement concentrés autour des plots du stator et donc faciles à réaliser. La figure (I.20) présente une structure linéaire à réluctance variable à deux modules stator. Chaque module comporte deux plots autour desquels sont enroulées les bobines. Chaque phase de la machine est formée par la mise en série des deux bobines d'un même module. Des séparations amagnétiques sont nécessaires entre les différents modules statoriques afin d'imposer un décalage. En effet, si les plots d'un module sont alignés avec les dents de la partie mobile, les plots des autres modules stator doivent être décalés pour pouvoir créer une force de déplacement. Chaque phase de la machine impose à la partie mobile une position d'équilibre correspond à l'alignement de ces dents avec les plots statoriques de la phase alimentée, [4].



**Figure I.19.** Moteur pas à pas linéaire à réluctance variable

### I.8.7.2 Moteur pas à pas linéaire polarisé

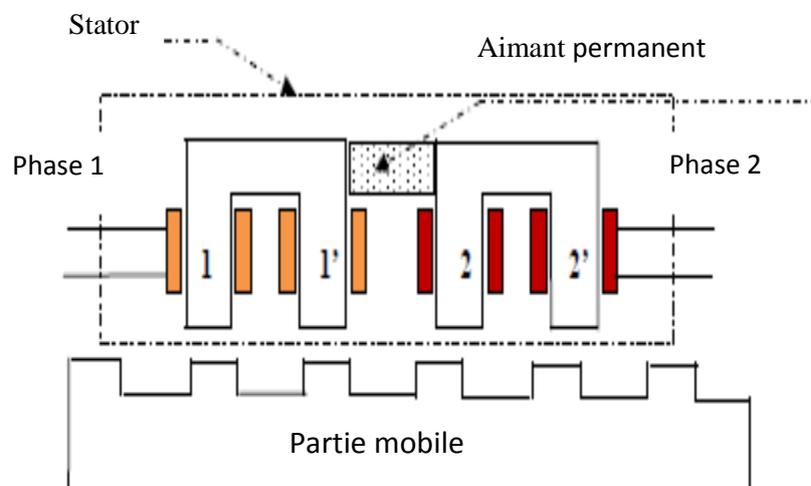
Deux types de moteurs :

#### a) Moteurs pas à pas à aimants permanents

Ce sont des moteurs dont la partie mobile est généralement lisse et formée d'une succession d'aimants permanents montés en surface.

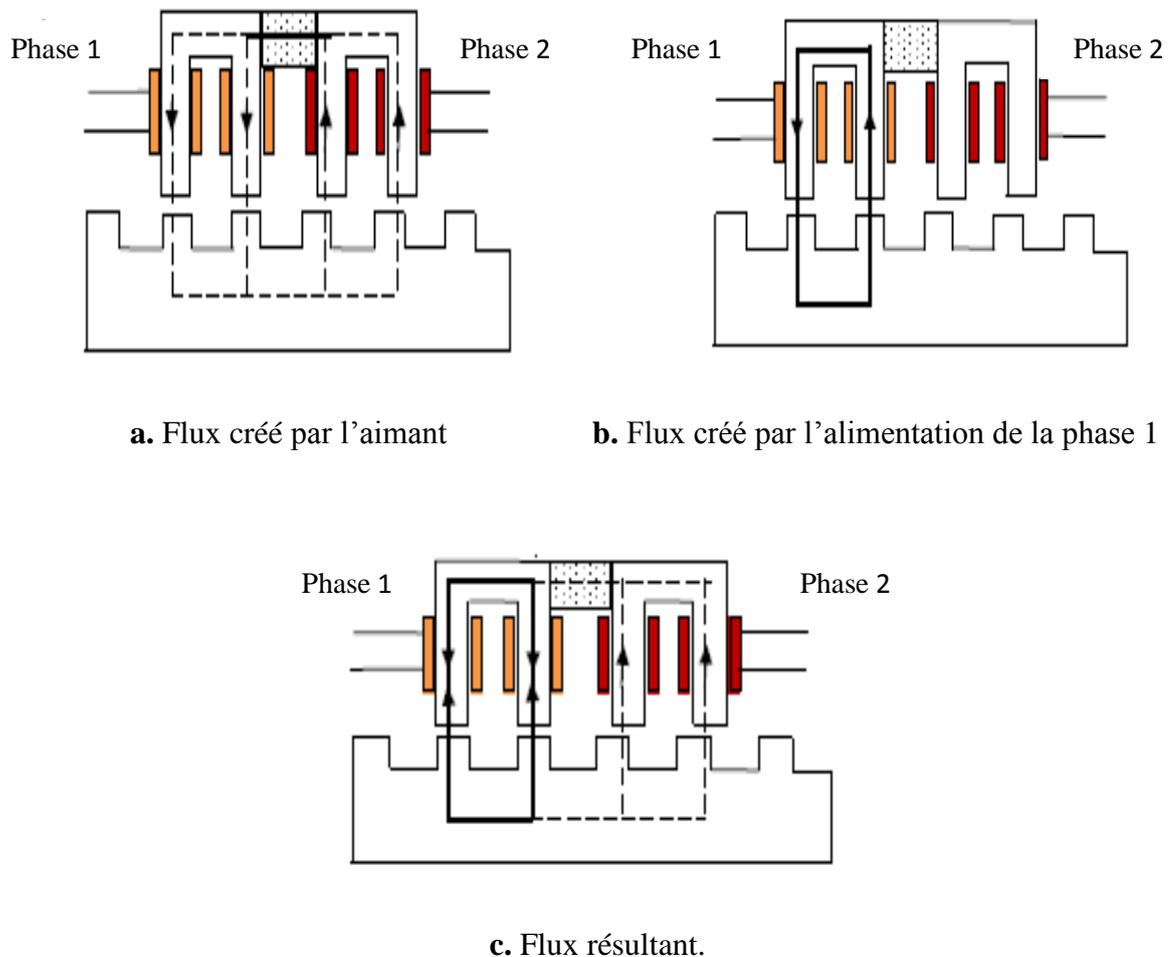
#### b) Moteurs linéaires hybrides

Le mouvement des moteurs hybrides résulte de la superposition de la force développée par l'effet réactif des dents et de la force créée par l'aimant. La contribution des amplitudes et des périodes géométriques de ces forces permet de réaliser des caractéristiques statiques très diversifiées. En effet l'aimant, placé dans la structure hybride, assure une certaine distribution des lignes de champs. L'alimentation des bobines produit un phénomène d'aiguillage des lignes de champs plus ou moins important suivant l'intensité du courant d'alimentation. En jouant sur l'orientation des lignes de champs, il est possible de maîtriser la variation de la force réactante. La figure (I.21) représente un moteur linéaire réactif polarisé bipolaire où l'aimant et les bobines sont placés sur le même support fixe, [4].



**Figure I.20.** Moteur linéaire réactif

Les deux paires de plots adjacents (1,1') et (2,2') de la structure de la figure (I.22) sont parcourus dans le même sens par le flux de l'aimant. Les quatre bobines forment deux phases constituées chacune par deux bobines montées en série. Si le sens d'enroulement des bobines est opposé, alors le flux créé par une phase circule conformément à la distribution de la figure (I.22.b). La superposition du flux créé par l'aimant à celui créé par la bobine de la phase 1 produit une nouvelle distribution des lignes de flux, donc de la force, figure (I.22.c)



**Figure I.21.** Distribution du flux dans un moteur linéaire réductant polarisé

Pour une structure où l'aimant est fixé sur la partie mobile, les flux développés par la réluctance variable et l'aimant obéissent aux mêmes conventions que dans le cas précédent.

### I.8.8 Actionneurs polyentrefers

Parmi les topologies électromagnétiques non conventionnelles, les actionneurs polyentrefers tiennent probablement la place la plus innovante. L'objectif est d'augmenter les performances (force ou couple) des actionneurs de grandes dimensions. Pour cela, l'idée de base est de remplir au mieux le volume disponible, afin d'augmenter ses performances volumiques. Un actionneur est alors constitué de plusieurs modules de base, plus ou moins indépendants, ayant chacun leur propre zone active d'entrefers. On augmente, de cette façon, la surface d'entrefers dans un volume donné les performances globales en effort augmentent de plusieurs modules de base, plus ou moins indépendants, ayant chacun leur propre zone active d'entrefers, [7] :

### **I.8.8.1 Les actionneurs polyentrefers à bobinages globaux**

L'idée est toujours d'augmenter les surfaces d'entrefers dans un volume donné, mais en exploitant les avantages d'un bobinage de puissance global, commun, pour une même phase, à toutes ces surfaces. Rappelons que cette architecture permet de découpler les échelles locales (correspondant à la génération du couple) et l'échelle globale liée au bobinage. Ceci permet d'engendrer des efforts par unité de volume importants supérieurs à ceux obtenus à partir d'une disposition « classique » à bobinage répartis. Et on distingue deux types :

#### **a) Les actionneurs polyentrefers à réluctance variable**

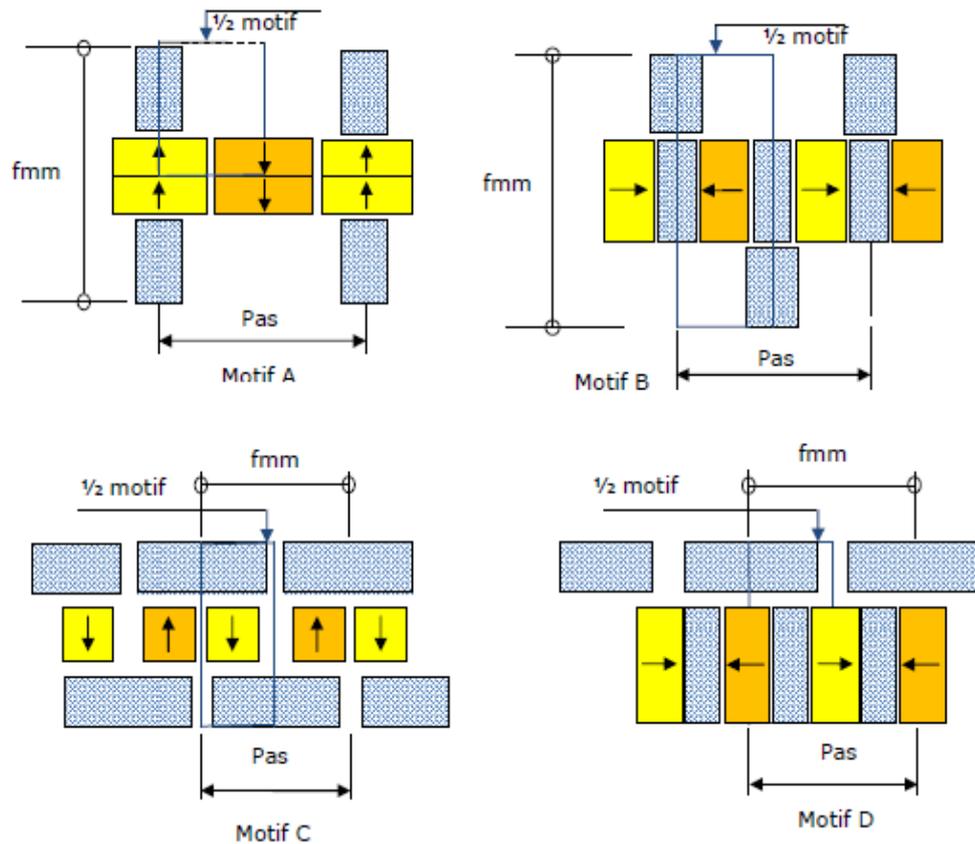
C'est le même principe de fonctionnement qui avait été présenté précédemment, il présente deux particularités :

- Il s'agit d'un actionneur à excitation bobinée homopolaire, basé sur les mêmes motifs réluctants.
- Le couplage est dentaire vernier (répartition du bobinage dans des encoches). Son couple massique est cependant resté faible (200Nm pour 100 kg de masse active).

#### **b) Les actionneurs à aimants permanents**

En ce qui concerne les actionneurs à aimants permanents, on peut établir suivant des considérations simples quatre motifs élémentaires donnés sur la figure (I.23). Ces quatre motifs de bases sont retrouvés dans différents actionneurs, la partie mobile peut être indifféremment la partie réluctante ou la partie aimantée.

Toutes ces réalisations poly-entrefers à bobinage global ont permis de mettre en évidence l'intérêt de la multiplication des surfaces d'entrefers dans une configuration à bobinage global ou centralisé. Néanmoins, leurs performances ont été souvent limitées par les difficultés mécaniques en particulier de guidage et de réalisation.

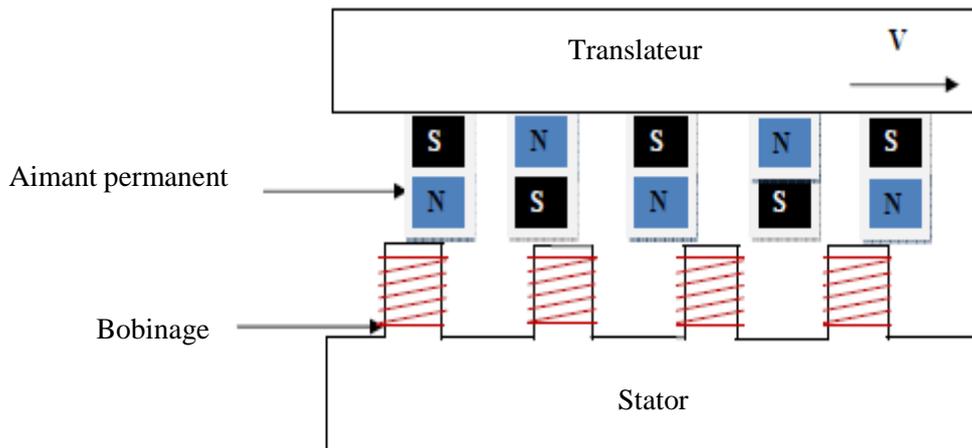


**Figure I.22.** Motifs élémentaires fondamentaux

### I.9 Structure choisie et principe de fonctionnement

Un moteur linéaire, utilisé comme convertisseur d'énergie électrique en énergie mécanique, leur fonctionnement se base sur les mêmes principes électromagnétiques qu'un moteur rotatif. Les principaux éléments, bobines et aimants, sont simplement arrangés différemment pour produire une force et non un couple. Il est essentiellement composé de deux parties, figure (I.24), [8]:

- un primaire, partie mobile, composée d'un bobinage et d'un circuit ferromagnétique, c'est le translateur (équivalent du rotor dans les moteurs rotatifs).
- un secondaire, partie fixe, composée d'une série d'aimants permanents déposés sur un socle en fer (équivalent du stator dans les moteurs rotatifs).



**Figure I.23** Schéma de principe d'un moteur linéaire aimants permanents

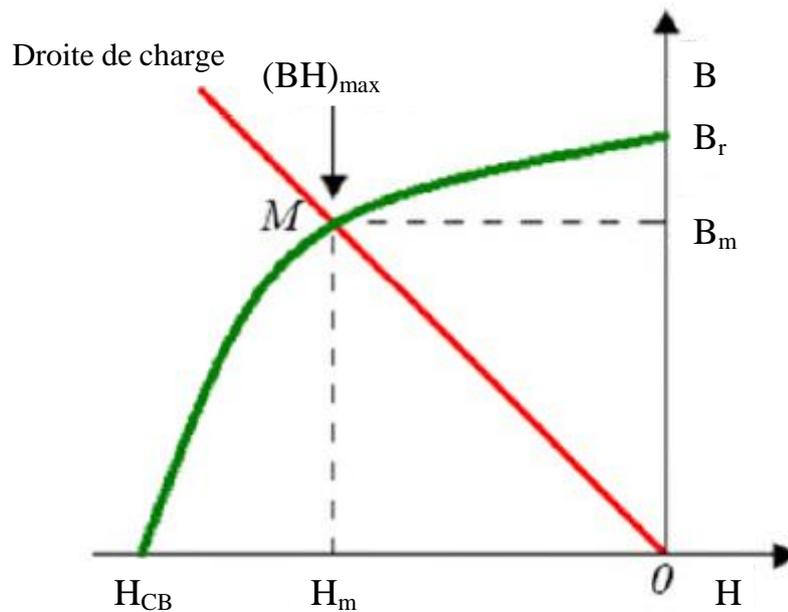
### I.10 Développement des moteurs linéaires

Un moteur linéaire a un prix initial élevé, essentiellement lié aux coûts des matériaux magnétiques. En effet, contrairement aux moteurs rotatifs, la partie active d'un moteur linéaire ne concerne à chaque instant qu'une zone réduite du moteur entier, en d'autres termes, si le moteur linéaire peut se déplacer sur 3 mètres de longueur, la partie fixe doit être bobinée ou équipée d'aimants sur les 3 mètres, alors que 20 cm peuvent suffire pour la partie mobile. Cela implique un coût plus élevé des matériaux pour les moteurs linéaires que pour les moteurs rotatifs. Les moteurs linéaires sont donc utilisés dans des applications où leurs performances dépassent les limites physiques des moteurs tournants.

### I.11 Les Aimants Permanents

Un aimant permanent est un matériau magnétique dur (ferromagnétique) qui a la particularité d'avoir une bonne résistance à la désaimantation, c'est-à-dire une aimantation rigide qui ne varie pas obligatoirement en présence d'un champ magnétique extérieur [9].

Le choix des aimants permanents est essentiel puisqu'ils interviennent pour beaucoup dans le couple massique de la machine électrique. Les aimants sont principalement caractérisés par leurs cycles d'hystérésis et plus particulièrement par la courbe de désaimantation du deuxième quadrant du plan  $B-H$  (Figure I.25).



**Figure I.24.** Courbe de désaimantation

Cette courbe est caractérisée par :

**L'induction rémanente  $B_r$**  : c'est-à-dire l'induction résiduelle en circuit fermé.

**Le champ coercitif  $H_{cj}$**  : c'est le champ démagnétisant annulant l'induction, plus sa valeur est élevée et plus l'aimant est stable.

**Le produit d'énergie volumique  $(B.H)_{max}$**  : le point  $(B.H)_{max}$  représente l'intersection entre la courbe de désaimantation et la droite de charge, les valeurs  $H_m$  et  $B_m$  du point de fonctionnement optimal  $M$  correspondent à  $(B.H)_{max}$ .

On peut classer les différents types d'aimants en fonction de ces paramètres : Les **AlNiCo** sont des alliages à base de Fer, d'Aluminium et de Nickel, avec des additions Cobalt, Cuivre ou de Titane. Ils peuvent être isotropes ou anisotropes. Pour les isotropes  $B_r \approx 0.7$  T,  $H_{cj}$  de 50 à 80 A/m et  $(B.H)_{max}$  de 12 à 18 kJ/m<sup>3</sup>. Le Titane augmente la trempabilité, le Niobium la coercivité.

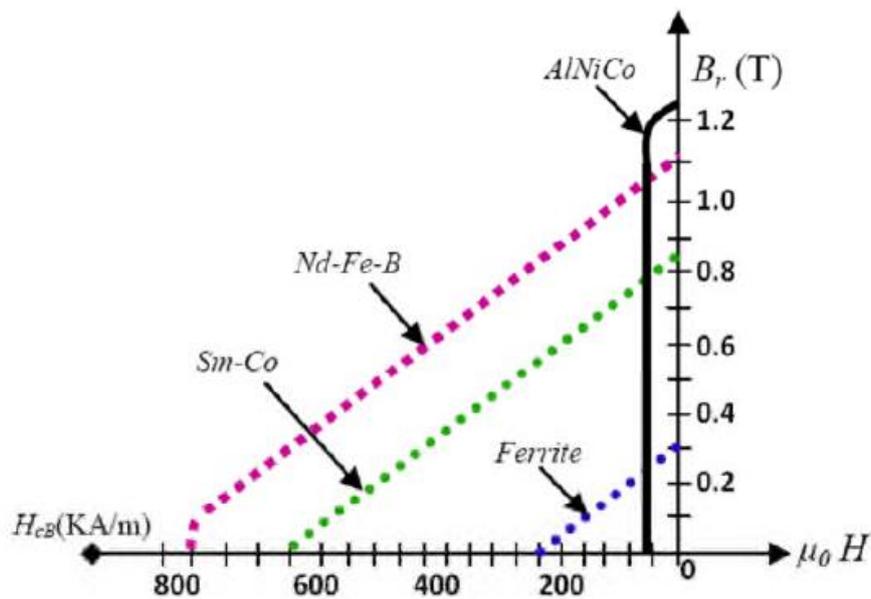
**Les ferrites** : sont des composés d'oxyde de fer, de baryum et de strontium. Ils sont obtenus par frittage et peuvent être isotropes ou anisotropes. Suivant la composition et le mode de fabrication, on obtient les propriétés suivantes :  $B_r$  de 0.2 à 0.4 T,  $H_{cj}$  de 140 à 300 A/m et  $(B.H)_{max}$  de 10 à 40 KJ/m<sup>3</sup>. Ces aimants possèdent des performances modestes mais se sont imposés dans de très nombreuses applications en raison de leur faible prix de revient et d'une rigidité magnétique élevée permettant de les utiliser dans les machines. En raison de la faible valeur d'aimantation rémanente, il faut cependant recourir à des structures complexes de machines, à concentration de flux, pour atteindre des couples massiques et volumiques élevés

**Les terres rares :** tels que les Samarium-Cobalt sont beaucoup plus performants et autorisent une température de fonctionnement élevée (jusqu'à 300°C), mais ils sont très coûteux en raison notamment de la présence du cobalt dans leur composition. De plus, le cobalt est interdit dans le domaine automobile pour des raisons de normes environnementales.

**Les Néodyme-Fer-Bore :** (Nd-Fe-B) ont des performances supérieures aux Samarium Cobalt et sont beaucoup moins coûteux mais leur tenue à la température est moins bonne (jusqu'à 160°C).

Il faut souligner que les aimants permanents utilisés dans les machines électriques présentent une très grande rigidité magnétique (associée à une perméabilité magnétique dynamique proche de la perméabilité de l'air :  $\mu_0$ ) qui garantit une grande résistance à la désaimantation nécessaire pour les fonctionnements démagnétisant dans les machines

La figure (I.26) donne les courbes de désaimantation des principaux types d'aimants [10].



**Figure I.25.** Courbes de désaimantation des principaux types d'aimants

### I.12 Domaines d'application des moteurs linéaires

Pour illustrer la diversité des besoins en entraînements directs, nous avons choisi une classification par domaine d'application. Dans chaque situation, nous nous efforçons de mettre en évidence les caractéristiques recherchées et les solutions actuelles. Nous évoquerons

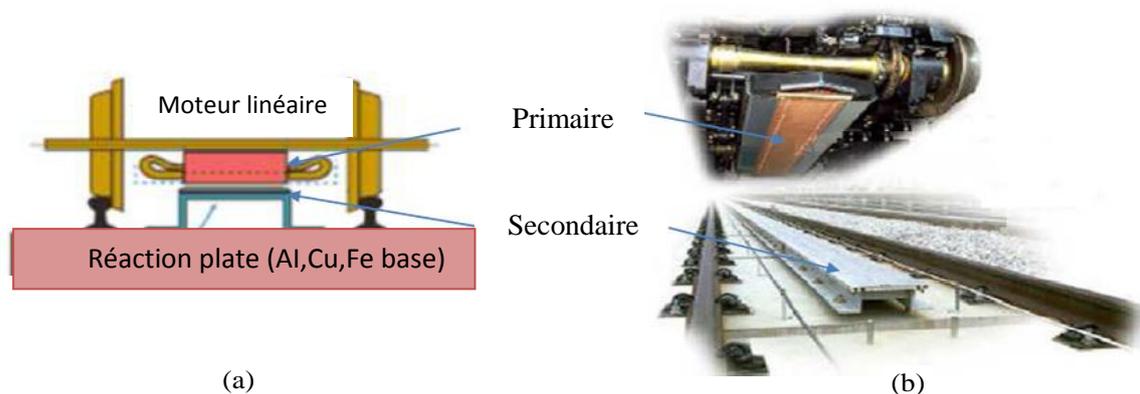
également des tentatives de réalisations d'entraînements directs et les raisons pour lesquelles elles ont échoué. [3]

### I.12.1 Transports

Il existe depuis longtemps des applications avec des moteurs linéaires dans le domaine ferroviaire. Les moteurs linéaires se sont développés grâce à leurs capacités à générer des systèmes de lévitation, mais aussi pour leurs capacités de traction. Les applications du moteur linéaire pour le ferroviaire peuvent être divisées principalement en deux catégories : les trains traditionnels avec des roues et les trains sans roues qui utilisent la technologie de la Lévitation Magnétique (Maglev).

#### I.12.1.1 Trains traditionnels avec roues

Ce type d'application utilise des roues et des rails traditionnels. Le train est propulsé par des forces magnétiques provenant de courants induits dans une bande conductrice située entre les rails. Aujourd'hui, les moteurs linéaires les plus utilisés en traction ferroviaire sont des moteurs plats à un seul primaire. La figure (1.27.a) présente une structure de traction à un seul primaire. C'est un moteur linéaire avec un primaire court. Le primaire est installé sur le train. Le secondaire est en aluminium avec une bande magnétique en fer pour le retour du champ magnétique. L'ensemble est installé au sol le long des rails. La figure (1.27.b) présente l'installation du moteur linéaire sur le train. Le secondaire au sol est souvent appelé troisième rail. Les roues servent simplement à soutenir le train. Elles ne propulsent pas le train ce qui résout le problème d'adhérence, [6].



**Figure I.26.** Structure et montage du moteur linéaire sur un train

### I.12.1.2 Trains à lévitation magnétique (Maglev)

Un train à sustentation magnétique utilise les forces magnétiques pour se déplacer. Il utilise le phénomène de sustentation électromagnétique et n'est donc pas en contact avec des rails, contrairement aux trains classiques. Ce procédé permet de supprimer la résistance au roulement et d'atteindre des vitesses plus élevées : le record est de 603 km/h obtenu en avril 2015, soit 28,2 km/h de plus que le record d'un train classique (574,8 km/h par une version modifiée du TGV en 2007).



**Figure I.27.** Train à sustentation magnétique (Maglav)

Le Maglev est un système de transport qui suspend, guide et propulse le train. Tandis qu'un train conventionnel est propulsé à l'aide du frottement entre les roues et les rails, le Maglev utilise la lévitation sur la voie de guidage, et se propulse grâce à un moteur linéaire. La figure (I.29) présente un système de Maglev. Il est composé de trois parties : le système de propulsion (moteur linéaire), le système de lévitation et le système de guidage.

A titre indicatif, on peut citer le projet Japonais. La figure (I.28) présente le Maglev japonais installé sur une voie active (l'induit du moteur linéaire est réparti tout le long de la voie, Les avantages de la sustentation magnétique résident dans l'absence d'usure par frottements, la réduction du bruit (particulièrement en zone urbaine et à vitesse modérée) et le confort.

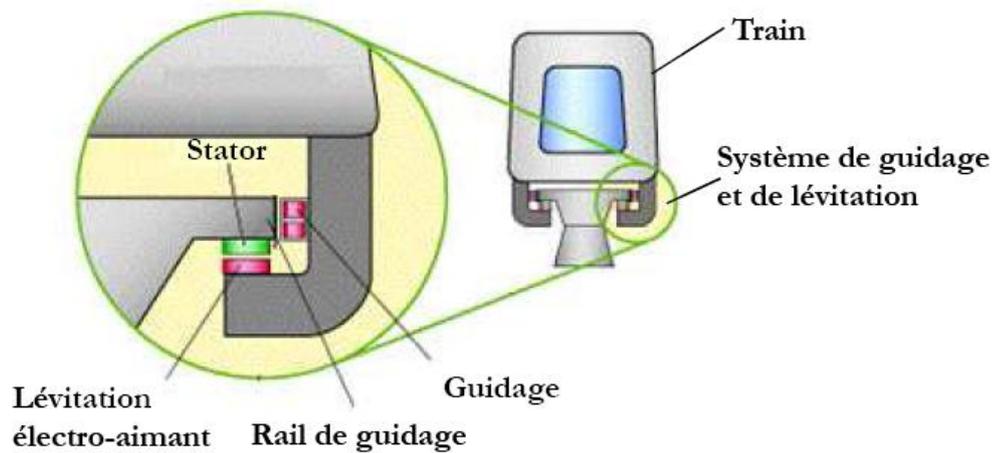


Figure I.28. Système de Maglev

### I.12.2 Divers équipements d'automobiles

De nombreuses recherches, avec quelques réalisations prototypes méritent d'être signalées, telles que, les suspensions et les soupapes électriques.

Pour les suspensions électriques, l'objectif visé est l'obtention d'un meilleur contrôle de la stabilité et du confort, voire une récupération de l'énergie en particulier sur chaussée déformée [12].

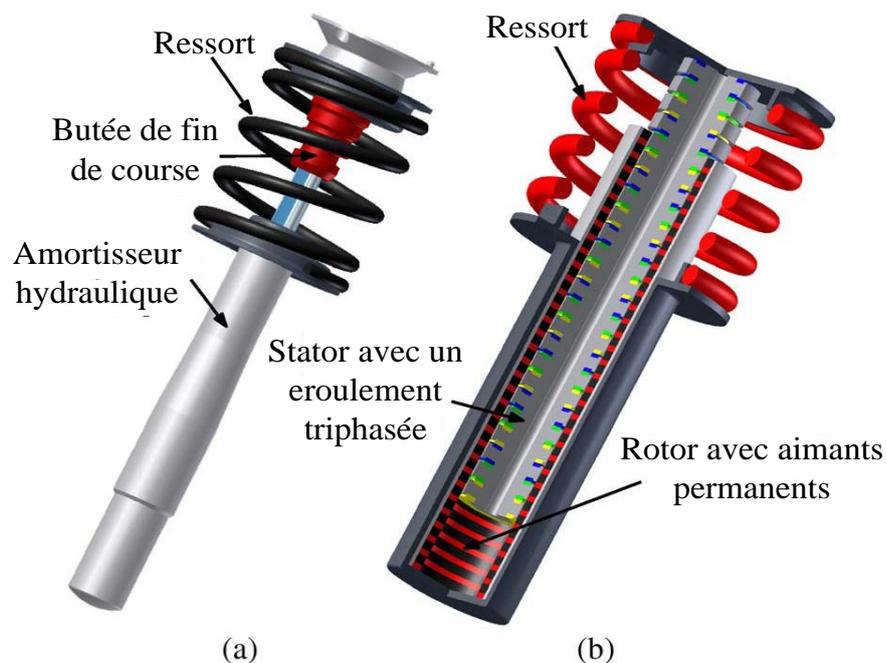
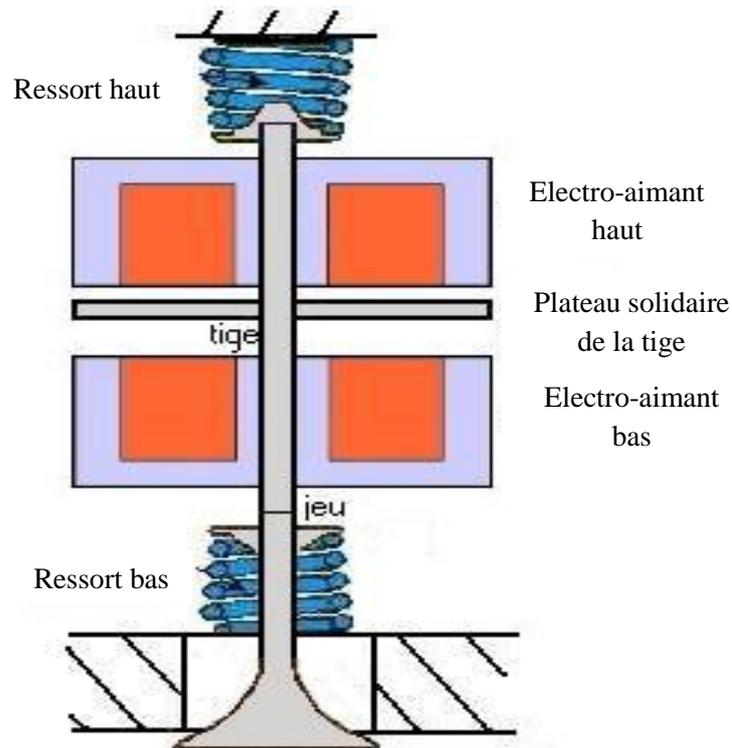


Figure I.29. (a) Suspension conventionnelle (b) Suspension électromagnétique

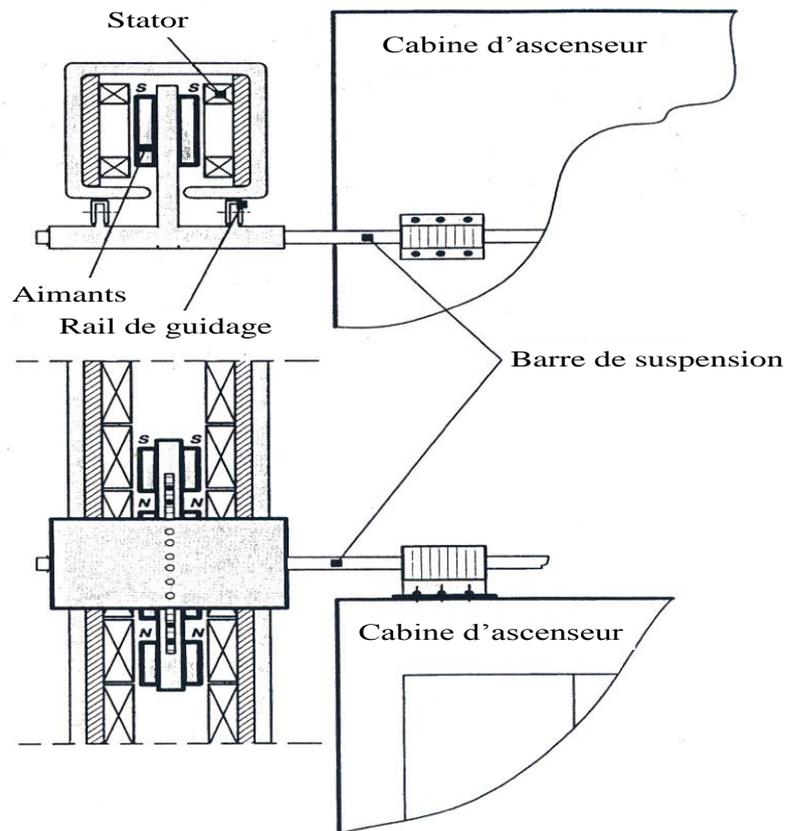
Pour les soupapes électriques, l'objectif visé est l'obtention d'une plus grande précision de contrôle que les soupapes à commande mécanique ainsi que la suppression des arbres à cames du moteur (moteur camless) [13].



**Figure I.30.** Schéma de principe d'une soupape électromagnétique

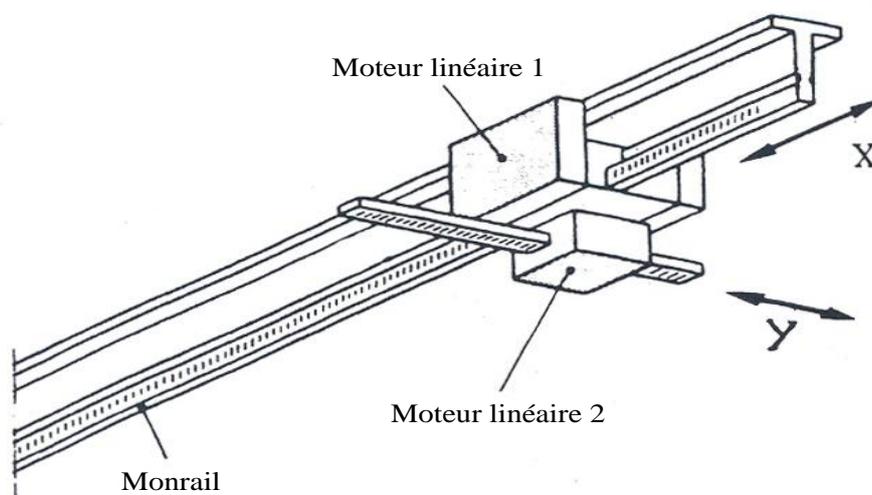
### I.12.3 Bâtiments et usines

Dans le domaine du bâtiment, l'application des machines électriques linéaires peut se trouver dans les ascenseurs des grands immeubles, la figure (I.32) présente un ascenseur entraîné par un moteur linéaire synchrone à aimants permanents (double stator).



**Figure I.31.** Ascenseur entraîné par un moteur linéaire synchrone à aimants

Pour des applications en manutention dans les usines ou les ateliers, la figure (I.33) présente un pont roulant automatique à deux degrés de liberté entraîné par deux machines linéaires suivant l'axe  $x$  et  $y$ , [14]



**Figure I.32.** Pont roulant automatique

### **I.15 Avantages et inconvénients des machines linéaires**

En se limitant à des critères principalement techniques, l'attrait pour l'entraînement linéaire direct s'explique aisément par les avantages apportés par la technologie. Ces derniers sont principalement les suivants :

- Grande dynamique de mouvement (vitesse maximale ou accélération)
- Grande précision ou résolution de positionnement
- Accroissement de la durée de vie, grande fiabilité
- Réduction du nombre de composants pour réaliser un axe motorisé
- Flexibilité et souplesse avec, entre autres, la possibilité de monter plusieurs parties mobiles indépendantes sur un seul axe.

#### **Techniquement toujours, les principaux inconvénients sont les suivants :**

- Le moteur linéaire, placé près de la charge, perturber le processus en cours par les échauffements produits par le moteur dans la zone de travail, le circuit magnétique du moteur peut attirer des particules magnétiques avec un risque d'accumulation locale problématique, un moteur placé dans un environnement agressif doit être protégé de manière adéquate.

Dans ces divers cas, un moteur rotatif combiné à une transmission mécanique peut être déporté plus facilement. La plupart du temps, ces problèmes sont néanmoins gérables avec un entraînement direct.

- Dans les cas où la charge à déplacer n'a qu'une faible composante inertielle (masse à accélérer), généralement dans les applications peu dynamiques, le recours à une démultiplication mécanique permet de réduire la taille du moteur. Ce gain de taille doit néanmoins être relativisé, l'axe direct étant construit avec un nombre de composants réduit.
- la capacité maximale de force d'un entraînement électromécanique linéaire direct est limitée par rapport à certaines technologies alternatives. Pour l'entraînement direct, obtenir des poussées supérieures à 10'000 N n'est pas usuel.

Les éléments suivants, plus subjectifs, doivent également être considérés :

- Dû à la relative jeunesse de la technologie, les équipes en charge du développement d'une nouvelle machine doivent faire face à des problèmes parfois inattendus. Le savoir-faire et l'héritage des constructeurs de machines ne sont pas toujours complètement valorisés.

- en cas d'évolution d'une machine industrielle, l'investissement lié au recours à une nouvelle technologie n'est justifié que si l'accroissement de performance / fiabilité est bénéfique à la commercialisation, en terme de retour sur investissement. Accroissement de performance ne rime donc pas forcément avec nécessité d'évolution. Le nombre de systèmes qui aurait techniquement avantage à avoir recours à des entraînements linéaires directs est substantiel. La démocratisation de la technologie linéaire directe est garante d'une forte évolution dans ces secteurs d'activités, [32].

## **I.16 Conclusion**

Aujourd'hui, les moteurs linéaires synchrones sont largement utilisés dans l'industrie, dans ce premier chapitre on a procédé à une description générale des moteurs linéaires, leurs principes de fonctionnement, leurs différents types, leurs topologies et classification ainsi que leurs domaines d'application.

Toutefois, de part la géométrie des moteurs linéaires utilisés, il existe des phénomènes secondaires qui ont une influence sur la génération de la force de poussée de ces actionneurs linéaires.

Les applications électrotechniques et électroniques à la construction électrique, générateurs, transformateurs, moteurs..., repose en majeure partie sur l'utilisation des propriétés des matériaux magnétiques et leurs intérêts pour la réalisation des aimants permanents dans le contexte de l'application qui nous concerne pour le choix d'un aimant permanent d'une machine synchrone à aimants, et permet de préserver les performances sans pour autant sacrifier le cout de réalisation de la machine.

# *Chapitre 02*

*Modélisation de la machine synchrone linéaire  
à aimant permanent en régime sain*

### II.1 Introduction

L'étude du comportement d'une machine électrique est une tâche difficile et nécessite avant tout, une bonne connaissance de son modèle dynamique afin de bien prédire, par voie de simulation, son comportement dans les différents modes de fonctionnement envisagés.

Dans ce chapitre, nous allons présenter la modélisation de la machine synchrone linéaire à aimants permanents, et on définit les équations électriques et mécaniques qui régissent le fonctionnement de la machine synchrone linéaire à aimant permanent (MLSAP).

### II.2 Méthodes de Modélisation de la machine synchrone

L'objectif de notre démarche est bien d'affiner le modèle en analysant avec précision les phénomènes électriques et magnétiques. Pour cela, il existe plusieurs méthodes :

#### II.2.1 Méthode des éléments finis

La méthode des éléments finis fait partie des outils de mathématiques appliquées. Il s'agit de mettre en place, à l'aide des principes hérités de la formulation variationnelle ou formulation faible, un algorithme discret mathématique permettant de rechercher une solution approchée d'une équation aux dérivées partielles (ou EDP) sur un domaine compact avec conditions aux bords et/ou dans l'intérieur du compact. On parle couramment de conditions de type Dirichlet (valeurs aux bords) ou Neumann (gradients aux bords) ou de Robin (relation gradient/valeurs sur le bord).

Il s'agit donc avant tout de la résolution approchée d'un problème, où grâce à la formulation variationnelle, les solutions du problème vérifient des conditions d'existence plus faibles que celles des solutions du problème de départ et où une discrétisation permet de trouver une solution approchée. Comme de nombreuses autres méthodes numériques, outre l'algorithme de résolution en soi, se posent les questions de qualité de la discrétisation :

- existence de solutions.
- unicité de la solution.
- Stabilité.
- Convergence.

Et bien sûr : mesure d'erreur entre une solution discrète et une solution unique du problème initial. [15]

### II.2.2 Méthode des circuits électriques magnétiquement couplés (CEMC)

Dans l'approche de modélisation par les équations des circuits électriques magnétiquement couplés (CEMC), les enroulements constituant le stator et/ou le rotor, sont représentés par un circuit électrique équivalent, formé par une inductance en série avec une résistance [16].

Les inductances propres et mutuelles entre le stator et le rotor de la machine prennent une place importante dans cette méthode de modélisation car elles contiennent la signature des différents phénomènes pouvant apparaître au sein de la machine synchrone. Ces inductances peuvent être calculées soit en utilisant les fonctions de bobinage, sachant que cela impose une connaissance précise de la forme du bobinage de la machine, soit en utilisant une décomposition en séries de Fourier de l'induction dans l'entrefer. Ce type de modélisation permet donc de prendre en compte les harmoniques d'espace. Les harmoniques de temps créés par un réseau d'alimentation triphasé ou par un convertisseur statique ont été incorporés dans la modélisation de l'alimentation de la machine synchrone [17].

Les hypothèses de cette approche sont : la linéarité du circuit magnétique (perméabilité relative du fer très grande), l'effet de peau est négligé, les barres rotoriques sont isolées les autres ce qui permet d'éliminer les courants entre-barres et leurs effets au sein même de la cage rotorique. De plus, les pertes fer de la machine, les effets capacitifs et les effets thermiques sont négligés.

### II.2.3 Méthode des réseaux de perméances

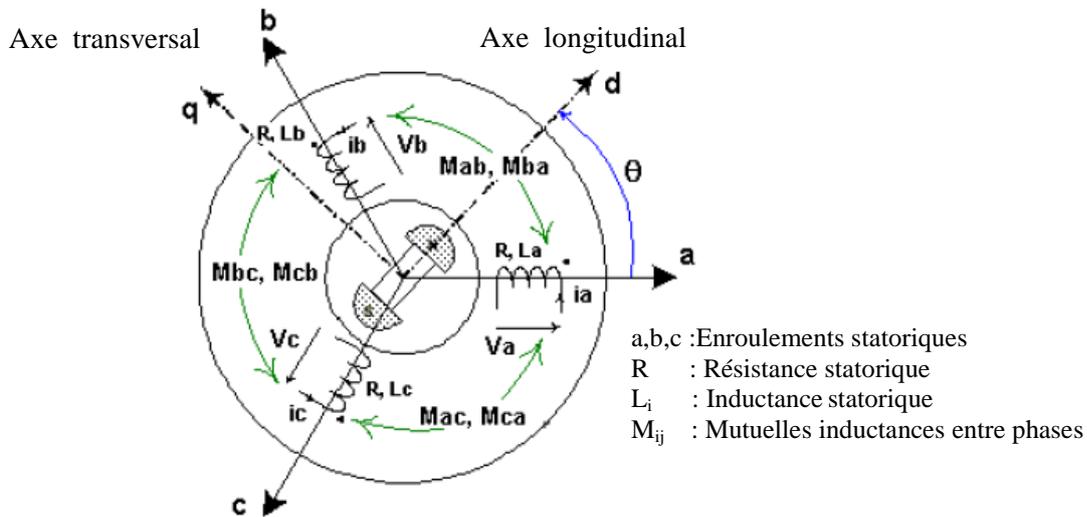
Le principe de la méthode des réseaux de perméances est la décomposition en tubes de flux élémentaires du circuit magnétique de la machine. Un circuit de perméances représentant la géométrie de la machine est réalisé, dont chaque perméance est calculée à partir d'un tube de flux. Ce circuit peut être assimilé à un circuit électrique habituel à la différence près que ce sont les flux et les différences de potentiels magnétiques qui entrent en jeu à la place des courants et des différences de potentiels électriques. Cette approche permet de prendre en compte les caractéristiques du fer utilisé pour la construction de la machine asynchrone. En effet, le calcul des différentes perméances ne peut se faire qu'en fixant une valeur précise pour la perméabilité relative du fer. Le mouvement de rotation de la machine est pris en compte par l'intermédiaire de perméances d'entrefer variables selon la position angulaire du rotor. [16]

C'est une représentation moins fine que les éléments finis, mais plus détaillée que la modélisation analytique. L'avantage de cette méthode est qu'elle permet une résolution numérique rapide. Son

inconvenient est que, si la para métrisation des perméances des armatures statoriques et rotoriques est facile, La détermination de certaines perméances peut nécessiter une étude et un développement particulier, l'utilisation de la méthode des éléments finis par exemple, ce qui est notamment le cas des perméances d'entrefer. [17]

**II.3 Analogie entre un moteur linéaire et un moteur rotatif**

Le modèle analytique du moteur linéaire peut être déduit par analogie avec celui d'un moteur synchrone à aimants permanents rotatif figure (II.1 et II.2), [18].



**Figure II.1.** Moteur tournant synchrone bipolaire à aimants permanents

Pour un moteur tournant, les bobines, décalées de l'angle électrique  $\frac{2\pi}{p.3}$  ont chacune une ouverture de  $\pi$  dans le repère tournant.

Pour un moteur linéaire, les bobines, décalées de  $\frac{2\tau_p}{3}$  ont chacune une ouverture  $\tau_p$  dans le repère cartésien.

Pour un moteur tournant, le rotor se déplace d'un angle électrique noté  $\theta_e$ , tandis que pour un moteur linéaire le primaire se déplace d'une distance " électrique " notée  $x$ .

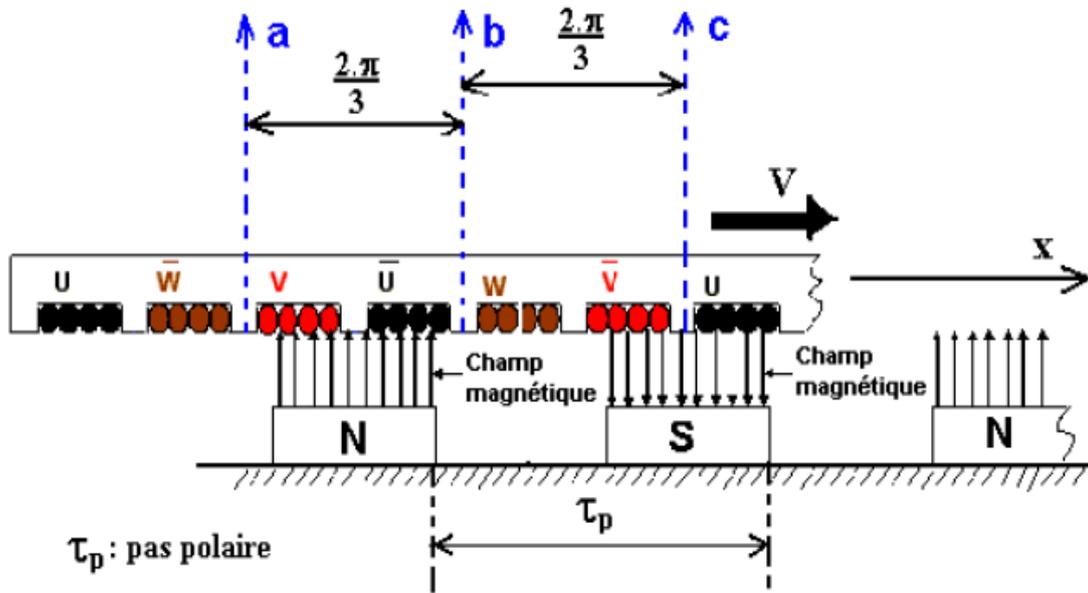


Figure II.2. Moteur linéaire synchrone à aimants permanents

L'analogie entre le moteur linéaire et le moteur tournant est donc réalisée par la transformation suivante :

- $\theta_e$  dans le repère tournant devient  $x$  pour le repère cartésien.
- $\pi$  dans le repère tournant devient  $\tau_p$  dans le repère cartésien.

## II.4 Modélisation du moteur linéaire synchrone à aimants permanents

### II.4.1 Equation électriques en tension

Les équations aux tensions de la MSLAP sont écrites comme suite

$$\begin{cases} V_a^s = R_a^s I_a^s + \frac{d\varphi_a^s}{dt} \\ V_b^s = R_b^s I_b^s + \frac{d\varphi_b^s}{dt} \\ V_c^s = R_c^s I_c^s + \frac{d\varphi_c^s}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

Sous forme condensée

$$\begin{bmatrix} V_{abc}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{abc}^s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{abc}^s \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{abc}^s \end{bmatrix}$$

(II.2)

Avec :

$$\begin{bmatrix} V_{abc}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_a^s & V_b^s & V_c^s \end{bmatrix}^T : \text{Vecteur des tensions des phases [V]}$$

$$\begin{bmatrix} I_{abc}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_a^s & I_b^s & I_c^s \end{bmatrix}^T : \text{Vecteur des courants des phases [A]}$$

$$\begin{bmatrix} R_{abc}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a^s & 0 & 0 \\ 0 & R_b^s & 0 \\ 0 & 0 & R_c^s \end{bmatrix} : \text{Matrice des résistances } [\Omega]$$

$$\begin{bmatrix} \varphi_{abc}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \varphi_a^s & \varphi_b^s & \varphi_c^s \end{bmatrix}^T : \text{Vecteur des flux totaux à travers les bobines statoriques [Wb]}$$

#### II.4.2 Expressions des termes dus aux aimants permanents

D'après l'étude [19], on peut exprimer les flux créés par les aimants sous la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} \varphi_a^m \\ \varphi_b^m \\ \varphi_c^m \end{bmatrix} = P \cdot \varphi_v \begin{bmatrix} \cos(kx) \\ \cos(kx - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(kx + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.3})$$

**Tel que**  $\varphi_v = n \cdot \frac{2 \cdot \tau_p \cdot B_f \cdot l_a}{\pi}$

Où n : nombre de spires de chaque phase.

$B_f$  : la valeur maximale du fondamental du champ créée par les aimants.

$l_a$  : la largeur des aimants.

$\tau_p$  : Pas polaire.

P : nombre de paires de pôles.

$$K = \frac{\pi}{\tau_p}$$

### II.4.3 Equations magnétiques

Le système d'équations régissant les flux qui circule dans les enroulements des trois phases du stator est sous la forme suivant :

$$\begin{cases} \varphi_a^s = L_{aa} \cdot I_a^s + M_{ab} \cdot I_b^s + M_{ac} \cdot I_c^s + \varphi_a^m(x) \\ \varphi_b^s = L_{bb} \cdot I_b^s + M_{ab} \cdot I_a^s + M_{bc} \cdot I_c^s + \varphi_b^m(x) \\ \varphi_c^s = L_{cc} \cdot I_c^s + M_{ac} \cdot I_a^s + M_{cb} \cdot I_b^s + \varphi_c^m(x) \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

$L_{aa}, L_{bb}, L_{cc}$  : Inductance propres.

$M_{ab}, M_{ac}, M_{ba}, M_{bc}, M_{ca}, M_{cb}$  : Inductances mutuelles.

$R_a^s, R_b^s, R_c^s$  : Résistance des enroulements du primaire.

$x$ : L'axe électrique direct du rotor et une phase du stator.

Sous forme condensée on aura

$$[\varphi_{abc}^s] = [L_{abc}^s] \cdot [I_{abc}^s] + [\varphi_{abc}^m(x)]$$

(II.5)

$[\varphi_{abc}^m] = [\varphi_a^m \quad \varphi_b^m \quad \varphi_c^m]^T$  : Vecteur des flux crée par les aimant permanent embrassant les enroulements du stator a, b et c.

$[L_s]$  : Matrice inductance au stator.

En remplaçant les expressions des flux (II.3) dans le système des tensions (II.2), on obtient :

$$\begin{aligned} [V_{abc}^s] &= [R_{abc}^s] \cdot [I_{abc}^s] + \frac{d[L_s]}{dt} \cdot [I_{abc}^s] + [L_s] \cdot \frac{d[I_{abc}^s]}{dt} + \frac{d[\varphi_{abc}^m(x)]}{dt} \\ [V_{abc}^s] &= [R_{abc}^s] \cdot [I_{abc}^s] + [L_s] \cdot \frac{d[I_{abc}^s]}{dt} + \frac{dx}{dt} \frac{d[\varphi_{abc}^m(x)]}{dx} \end{aligned} \quad (\text{II.6})$$

Tel que :  $\frac{dx}{dt} = v$

Donc :

$$\frac{dx}{dt} - v = 0 \quad (\text{II.7})$$

Et l'équation générale est :

$$V_s = R_s I_s + L_s \frac{dI_s}{dt} + v \frac{d\phi_s^m}{dt} \quad (\text{II.8})$$

Si on considère un déplacement  $dx$  suivant l'axe des tensions est la suivante :  $\vec{x}$  pendant un temps  $dt$ , l'équation des tensions est la suivante :

$$\begin{bmatrix} V_a^s \\ V_b^s \\ V_c^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a^s & 0 & 0 \\ 0 & R_b^s & 0 \\ 0 & 0 & R_c^s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_a^s \\ I_b^s \\ I_c^s \end{bmatrix} + v \cdot \frac{d}{dx} \begin{bmatrix} L_{aa} & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_{bb} & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_a^s \\ I_b^s \\ I_c^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{aa} & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_{bb} & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_a^s \\ I_b^s \\ I_c^s \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_a^m(x) \\ \phi_b^m(x) \\ \phi_c^m(x) \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

**Avec :**

$L_{ss} : [L_{aa} \quad L_{bb} \quad L_{cc}]$  : Inductances propres des phases statoriques.

$M_{ss} : [M_{ab} \quad , M_{ac} \quad , M_{ba} \quad , M_{bc} \quad , M_{ca} \quad , M_{cb}]$  : Inductances mutuelles entre les phases statorique.

La matrice inductance statorique peut être exprimée :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{ss} & M_{ss} & M_{ss} \\ M_{ss} & L_{ss} & M_{ss} \\ M_{ss} & M_{ss} & L_{ss} \end{bmatrix} \quad (\text{II.10})$$

#### II.4.4 Expression de la force de poussée

La puissance électromagnétique est déterminée par la relation suivant :

$$P_e = e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c \quad (\text{II.11})$$

Nous déduisons alors l'expression de la force de poussée :

$$F_e = \frac{P_e}{\omega} \quad (\text{II.12})$$

Elle peut alors être exprimée par la relation [19]:

$$F_e = -P \cdot 2i_a B_f n \left[ i_a \sin(kx) + i_b \sin\left(kx - \frac{2\pi}{3}\right) + i_c \sin\left(kx + \frac{2\pi}{3}\right) \right] \quad (\text{II.13})$$

Si on alimenté le moteur avec un system de courants de la forme suivante :

$$i_a = \hat{I} \cdot \cos(\omega t)$$

$$i_b = \hat{I} \cdot \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{II.14})$$

$$i_c = \hat{I} \cdot \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)$$

L'expression (II.9) devient :

$$F_e = -P \cdot i_a \cdot 3I n \sin(\omega t - kx) \quad (\text{II.15})$$

Cette force de poussée est alors constante si  $\omega \cdot t - p \cdot x = \text{cte}$  : c'est-à-dire a la vitesse de relation

$$\omega = k \cdot \frac{dx}{dt} \quad (\text{II.16})$$

#### II.4.5 équations électromagnétique

La connaissance de couple électromagnétique de la machine est essentielle pour l'étude de la machine [10]

$$C_{em} = P \cdot \left[ I_a \varphi_v \sin(kx) + I_b \varphi_v \sin\left(kx - \frac{2\pi}{3}\right) + I_c \varphi_v \sin\left(kx + \frac{2\pi}{3}\right) \right] \quad (\text{II.17})$$

#### II.4.6 Equations mécaniques

L'équation mécanique de la machine est donnée par :

$$J \frac{dv}{dt} = C_{em} - C_r - f v$$

Donc :

$$-C_r = J \frac{dv}{dt} - C_{em} + f v$$

(II.16)

Avec :

$C_{em}$  : Couple électromagnétique développé par le moteur [N /m].

$C_r$  : Couple résistant de la charge [N /m].

$f$  : Coefficient de frottement [Nm/rad/s].

$J$  : Moment d'inertie des masses tournantes [kg.m<sup>2</sup>].

$v$  : vitesse linéaire [m/s].

#### II.4.7 Etablissement du modèle d'état

Le système d'équation détaillé d'une MSLAP en régime sain forme par les équations de tension statorique [Vs], en utilisant aussi l'équation de couple électromagnétique et l'équation mécanique pour établir le modèle d'état. Donc nous obtenons :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \\ -C_r \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} & 0 & 0 \\ M_{ba} & L_b & M_{bc} & 0 & 0 \\ M_{ca} & M_{cb} & L_c & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & J & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ v \\ x \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 & 0 & \varphi_m \sin \theta \\ 0 & R_b & 0 & 0 & \varphi_m \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ 0 & 0 & R_c & 0 & \varphi_m \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -p\varphi_m \sin \theta & -p\varphi_m \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -p\varphi_m \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & f & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ v \\ x \end{bmatrix} \quad (II.18)$$

La représentation d'état de ce modèle est écrite sous la forme suivante

$$[U] = [A] \dot{[X]} + [B][X] \quad (II.19)$$

Donc :

$$\begin{bmatrix} \dot{X} \end{bmatrix} = [A]^{-1} ([U] - [B][X])$$

Ou :

$$[U] = [V_a \ V_b \ V_c \ -C_r \ 0]^T \text{ Le vecteur de commande.} \quad (\text{II.20})$$

$$[X] = [i_a \ i_b \ i_c \ v \ x]^T \text{ Le vecteur d'état.} \quad (\text{II.21})$$

$[A]$  : C'est la matrice de l'inductance générale de la machine.

$$[A] = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} & 0 & 0 \\ M_{ba} & L_b & M_{bc} & 0 & 0 \\ M_{ca} & M_{cb} & L_c & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & J & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.22})$$

$[B]$  : C'est la matrice de la résistance générale de la machine.

$$[B] = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 & 0 & \varphi_m \sin \theta \\ 0 & R_b & 0 & 0 & \varphi_m \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ 0 & 0 & R_c & 0 & \varphi_m \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -p\varphi_m \sin \theta & -p\varphi_m \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -p\varphi_m \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & f & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.23})$$

### II.5 Résultats de simulation du model en régime sain

Pour obtenir des résultats de simulation de la MSLAP, un programme utilisé sous l'environnement Matlab permet de voir le comportement de la machine en régime sain.

Le pas de calcul utilisé est  $5 \cdot 10^{-4}$ , on utilise la méthode de Rung-Kutta pour résolution le système différentielle.

# Chapitre II Modélisation de la machine synchrone linéaire à aimant permanent en régime sain

On a représentés ci-dessous Les résultats de simulation de la MSLAP à vide ( $C_r=0$  N.m) puis en charge ( $C_r=10$  N.m).

## II.5.1 Essai à vide $C_r=0$ N.m

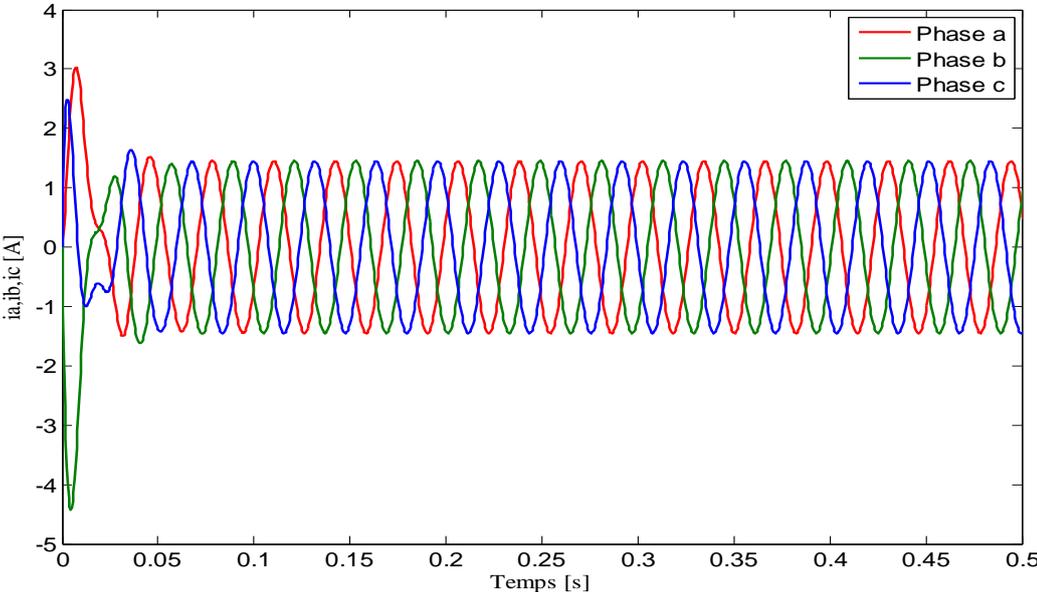


Figure II.3. Courant des phases

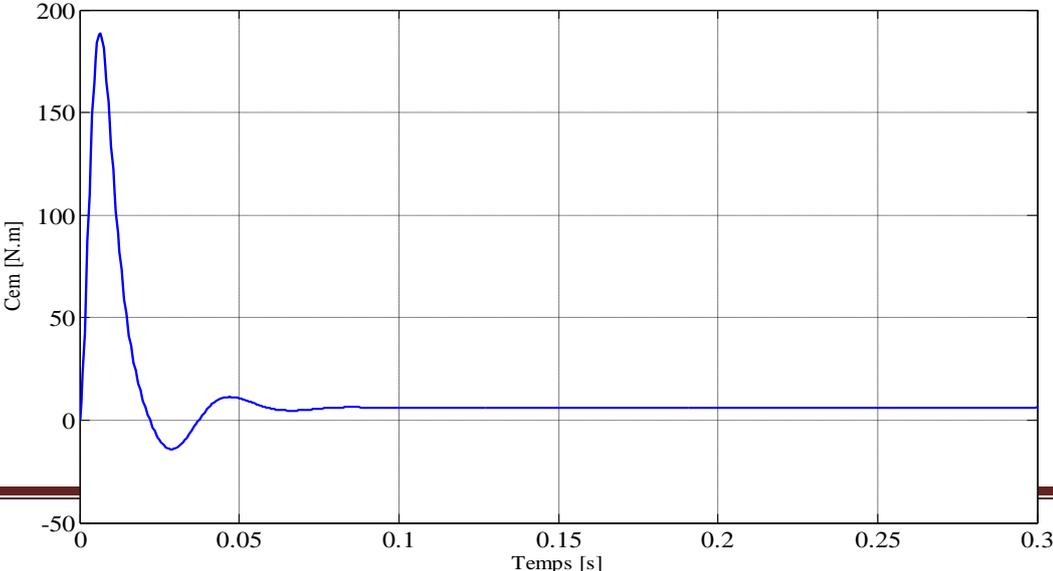


Figure II.4. Couple électromagnétique

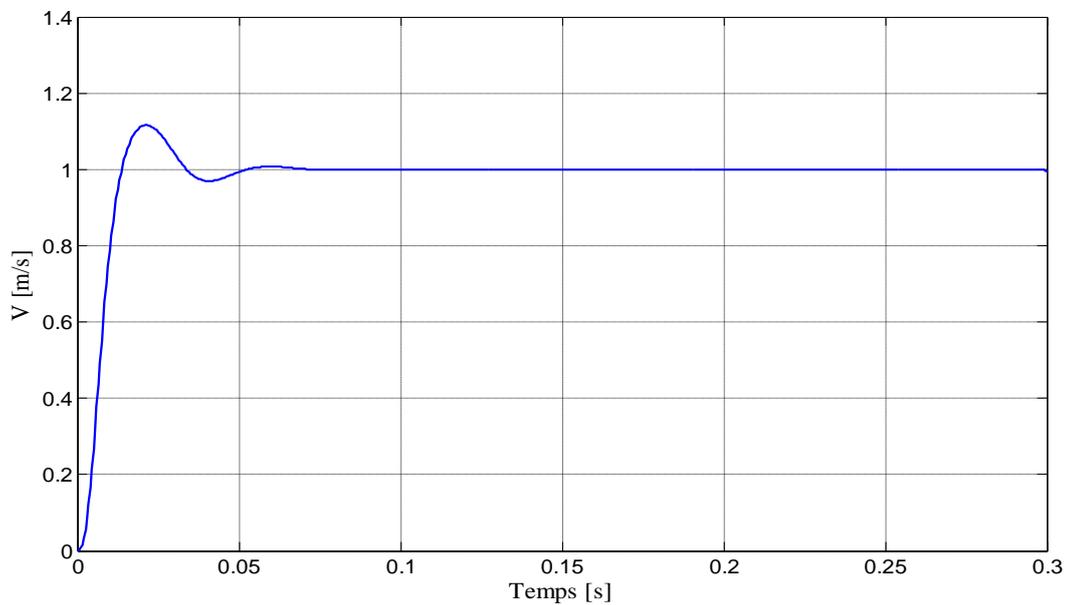


Figure II.5. Vitesse linéaire

### II.5.2 Essai en charge $C_r=10$ N.m

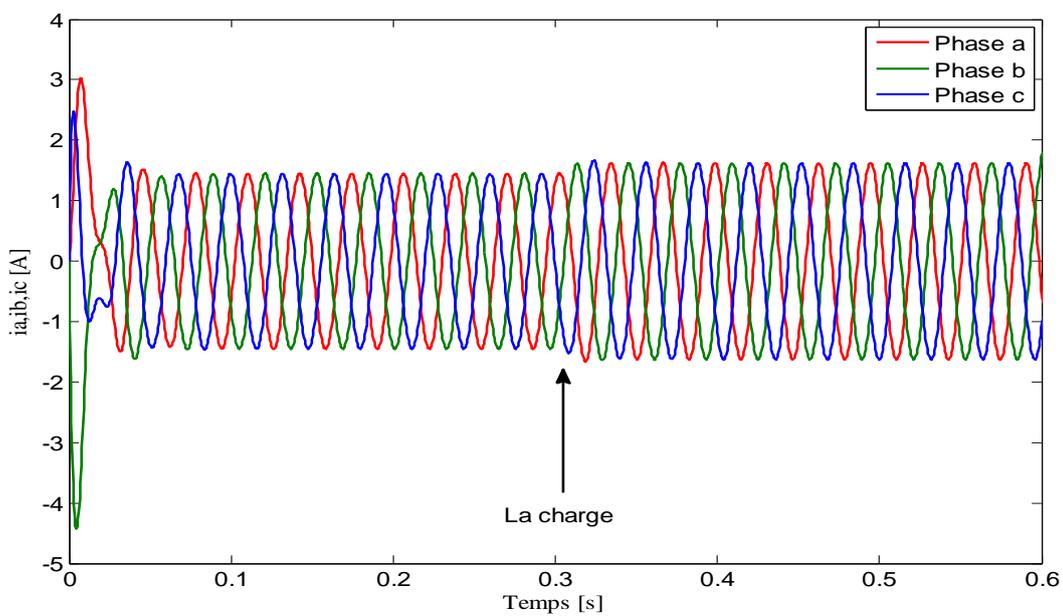


Figure II.6. Courants des phases

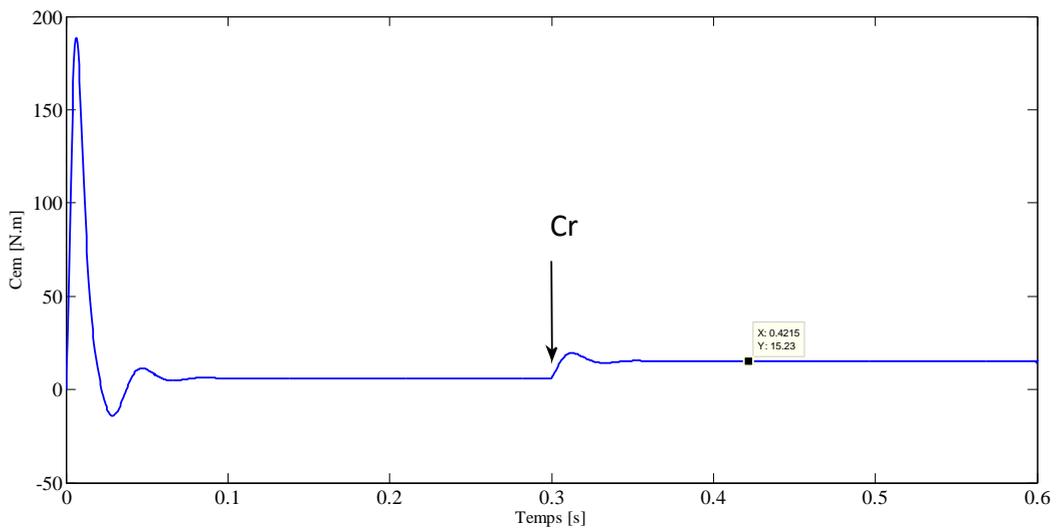


Figure II.7. Couple électromagnétique

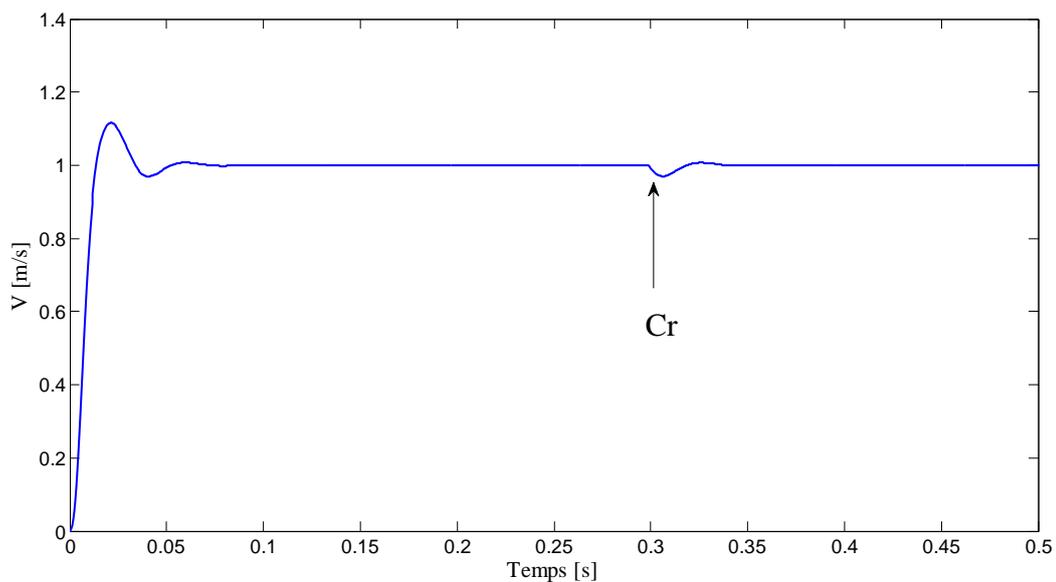


Figure II.8. Vitesse linéaire

### II.5.3 Interprétation

La simulation de la machine synchrone linéaire à aimants permanents alimentée par des tensions sinusoïdales, nous avons permis d'observer le comportement de celle-ci. Les courbes présentées sur (Figure (II.4) figure (II.5), figure (II.7) et figure (II.8)) détaillent respectivement l'évolution de couple électromagnétique et la vitesse linéaire à vide et en charge. Nous remarquons que la montée en vitesse linéaire au début du démarrage en régime transitoire dans la temps 0 s jusqu'à 0.1s, se stabilise à presque après 0.1s début de le régime permanent, et dans l'état de charge il déminé un peu et retourne à la position normale (1m /s).

## **Chapitre II Modélisation de la machine synchrone linéaire à aimant permanent en régime sain**

---

Le couple électromagnétique à vide, au démarrage, il atteint une valeur maximale et déminé jusqu'à une valeur minimale négative, après disparition du régime transitoire, le couple stabilise dans le régime permanant. Si en pose une charge le couple augmentée vers un régime permanant.

Les figures (II.3, II.6) représentent l'évolution des courants des trois phases de la machine à vide et en charge. Une fois la machine est chargée nous remarquons une augmentation de courant.

### **II.6 Conclusion**

Dans ce chapitre nous avons présenté le modèle de la machine synchrone linéaire à aimants permanents, ce modèle a été implémenté sous l'environnement Matlab. Le but est d'étudier le comportement de la MSLAP notamment l'influence de charge sur la machine donc pour obtenir de résultat de simulation on va utiliser la méthode de rang-kutta pour résolution le système différentielle dans la simulation de la MSLAP à vide et en charge.

# *Chapitre 03*

*Modélisation de la MSLAP en présence de défaut de court-circuit entre spires*

### III.1 Introduction

Dans ce chapitre, on va traiter la modélisation de la machine MSLAP en fonctionnement de défaut de court-circuit entre-spires. Nous établissons un modèle circuit électrique avec défaut entre spires dans le modèle considéré. Finalement, les modèles de la machine synchrone saine ou en présence d'un défaut électriques entre spires sont utilisés pour analyser l'impact de ce type de défaut en fonction de sa sévérité et rechercher des signatures pertinentes.

Parmi les actionneurs électriques linéaires, nous avons été amenés à étudier plus spécifiquement les défauts de court-circuit inter-spires affectant les machines linéaires à aimants permanents. Ces défauts, en plus d'être statistiquement les plus répandus, sont particulièrement critiques pour ce type de machine dans la mesure où l'excitation permanente induite par la présence des aimants entretient la « vie » du défaut tant que la machine est en mouvement avec des conséquences qui peuvent être graves.

### III.2 Notion de sûreté de fonctionnement

La sûreté de fonctionnement peut être définie par l'aptitude d'une entité à satisfaire une ou plusieurs fonctions requises dans des conditions données. Elle est scientifiquement caractérisable par l'étude statique et dynamique des systèmes du point de vue prévisionnel, opérationnel et expérimental, en tenant compte des aspects de probabilités et de conséquences liées aux défaillances. La démarche "sûreté de fonctionnement" s'appuie sur quelques notions de base, qui se sont précisées au cours de l'évolution de cette discipline, et qui continuent à s'affiner. La sûreté de fonctionnement possède, comme toute science, ses propres concepts terminologiques. Parcourir ce vocabulaire de base est donc une introduction nécessaire à cette discipline, [20].

#### III.2.1 Maintenance et diagnostic

La notion de maintenance revêt une importance particulière dans le contexte de la sûreté de fonctionnement. Elle englobe en effet les concepts liés à la surveillance et au diagnostic auxquels nous nous intéressons plus particulièrement. Nous donnons ci-après quelques définitions relatives à ce terme.

**Maintenance** : ensemble des activités destinées à maintenir ou à rétablir un bien dans un état ou dans des conditions données de sûreté de fonctionnement pour accomplir une fonction requise.

**Maintenance préventive** : maintenance ayant pour objet de réduire la probabilité de défaillance ou de dégradation d'un bien ou d'un service rendu. Les activités correspondantes sont

déclenchées selon un échéancier établi à partir d'un nombre prédéterminé d'unités d'usages, et/ou des critères prédéterminés significatifs de l'état de dégradation du bien ou du service.

**Maintenance corrective** : ensemble des activités réalisées après la défaillance d'un bien, ou la dégradation de sa fonction, pour lui permettre d'accomplir une fonction requise, au moins provisoirement. La maintenance corrective comprend en particulier la localisation de la défaillance et son diagnostic, la remise en état avec ou sans modification, le contrôle du bon fonctionnement.

**Maintenance curative** : activités de maintenance corrective ayant pour objet de rétablir un bien dans un état spécifié ou de lui permettre d'accomplir une fonction requise. Le résultat des activités réalisées doit présenter un caractère permanent. Ces activités peuvent être des réparations, des modifications ou des améliorations ayant pour objet de supprimer la ou les défaillances.

Il apparaît donc que si un composant d'une entité est jugé défaillant, sa réparation ou son remplacement doit être considéré comme de la maintenance corrective. Si celui-ci est jugé non défaillant mais dégradé, sa réparation ou son remplacement doit être considéré comme de la maintenance préventive. En fonction des problèmes constatés sur une entité, il est nécessaire de choisir le mode de maintenance adéquat. Cette décision est intimement liée aux informations fournies par les étapes de surveillance/détection et de diagnostic que nous précisons ci-dessous.

**Diagnostic** : action consistant à identifier la (ou les) cause(s) probable(s) de la (ou les) défaillance(s) ou de l'évolution d'un ou de plusieurs paramètres significatifs de dégradations à l'aide d'un raisonnement logique fondée sur un ensemble d'informations. Le diagnostic permet de confirmer, de compléter ou de modifier les hypothèses faites sur l'origine et la cause des défaillances, et de préciser les opérations de maintenance corrective nécessaires.

### III.2.2 Fiabilité, disponibilité, maintenabilité et sécurité

La surveillance et le diagnostic constituent des leviers majeurs pour améliorer la fiabilité, la maintenabilité, la disponibilité et la sécurité d'une entité. Définissons plus précisément ces différents concepts.

**Fiabilité** : Aptitude d'une entité à accomplir les fonctions requises dans des conditions données pendant une durée donnée. Elle est caractérisée par la probabilité pour que l'entité accomplissant ces fonctions à l'instant 0 puisse les accomplisse à l'instant t.

**Maintenabilité** : Aptitude d'une entité à être remise en état par une maintenance adaptée afin d'accomplir des fonctions requises dans des conditions données. Elle se caractérise par la probabilité d'être en état, à l'instant  $t$  d'accomplir ces fonctions sachant qu'elle était en panne à l'instant 0. La maintenabilité ne se différencie de la fiabilité que sur ce dernier point : elle caractérise la promptitude de reprise du service attendu après interruption. La maintenabilité : c'est la brièveté des pannes.

**Disponibilité** : Aptitude d'une entité à être en état d'accomplir les fonctions requises dans des conditions données. Elle se caractérise par la probabilité d'être en état, à l'instant  $t$  d'accomplir les fonctions requises.

**Sécurité** : Aptitude d'une entité à ne pas causer de dommages ou à ne pas faire apparaître dans des conditions données des événements critiques ou catastrophiques.

### III.2.3 Défaillance et panne

Enfin, pour finir ce parcours non exhaustif du vocabulaire lié à la sûreté de fonctionnement, nous proposons de définir avec précision les termes de défaillance et panne.

**Défaillance** : cessation de l'aptitude d'une entité à accomplir une fonction requise. Après défaillance d'une entité, cette entité est en état de panne. Une défaillance est un passage d'un état à un autre par opposition à une panne qui est un état.

- **Défaillance partielle** : défaillance à la suite de laquelle le bien ne peut accomplir qu'une partie des fonctions requises ou ne peut les accomplir qu'avec des performances limitées.
- **Défaillance complète** : défaillance qui entraîne l'inaptitude totale de l'entité à accomplir toutes les fonctions requises.

**Panne** : état d'une entité inapte à accomplir une fonction requise dans des conditions données d'utilisation.

**Panne complète** : panne résultant d'une défaillance complète.

Il est clair que dès l'apparition d'une défaillance, caractérisée par la cessation d'une entité à accomplir sa fonction, celle-ci est déclarée en panne. Par conséquent, une panne résulte toujours d'une défaillance.

### III.3 Défaillances dans les machines électriques(MSAP)

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 [21, 22, 23]

- 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.

### III.3.1 Défaillances statoriques

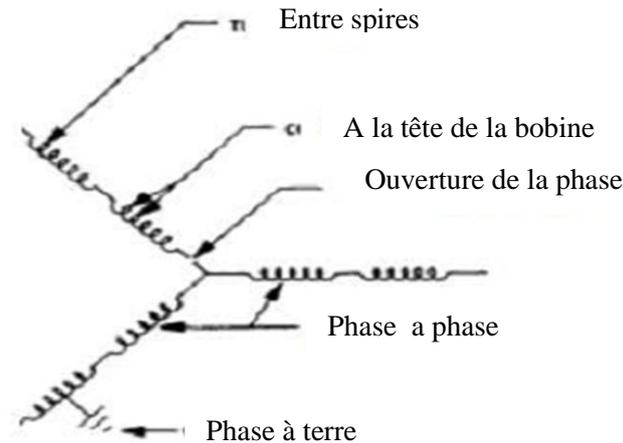
La principale source de défauts dans une machine électrique provient des bobinages. Les effets d'usure comme les frottements ou le vieillissement des matériaux ont un effet sur l'intégrité des fils et de leur isolant. Si cet isolant est trop endommagé, ces bobinages peuvent alors se mettre en court-circuit ou alors, lorsque le fil lui-même est endommagé, en circuit ouvert. Il peut y avoir différents types de défauts dont les conséquences sont différentes [24]. Ces différentes fautes sont données sur la (Figure III.1) [25].



**Figure III.1.** Différents défauts statoriques

### III.3.1.1 Les défauts de bobinage statorique

Ceux-ci peuvent être soit une ouverture, soit un court-circuit d'une ou de plusieurs phases du bobinage statorique. Dans le cas d'une spire court-circuitée, la machine peut continuer à fonctionner, mais si le courant de court-circuit est important il peut entraîner une surchauffe de l'enroulement statorique et ainsi amplifier le défaut en produisant des courts circuits entre deux phases ou entre une phase et le neutre de la machine. Il est donc très important de détecter un tel défaut très rapidement avant la destruction complète de la machine. Comme montre la (Figure III.2), dans les enroulements statoriques, il peut y avoir cinq cas de défauts à savoir : court-circuit entre spires, court-circuit à la tête de la bobine, ouverture de la phase, court-circuit phase à phase, court-circuit phase- terre [26].



**Figure III.2.** Les courts-circuits dans les enroulements statoriques

### III.3.1.2 Court-circuit dans une phase

Un court-circuit dans une phase est un des problèmes les plus difficiles à tolérer [24]. Dans ce cas, la littérature présente la phase concernée comme perdue. Sur une machine triphasée avec un onduleur à 3 bras, cela implique l'arrêt de la machine à cause des conséquences physiques sur le moteur en cas de maintien de l'alimentation. La conséquence la plus importante est l'apparition des courants de court-circuit, le principal problème étant l'échauffement important. L'importance des courants de défaut dépend directement du nombre de spires en court-circuit. Il faut aussi prendre en compte le fait que des spires en court-circuit engendrent un couple résistant dû aux courants induits par le flux d'excitation circulant et les mutuelles de la machine en fonctionnement. Ce couple résistant est une valeur à caractériser pour en prévoir les conséquences sur le fonctionnement suite à la panne de la machine. [25].

### III.3.1.3 Circuit ouvert sur une phase

Un circuit ouvert dans une phase a des conséquences moins graves qu'un court-circuit. L'ouverture d'une des phases ne fait pas circuler de courant de défaut et ne pose donc pas de problème d'échauffement pouvant détériorer le reste de la machine. De même, un circuit ouvert ne crée pas de couple résistant lorsqu'un champ variable est appliqué à la bobine. Le seul problème est donc la perte d'une phase et donc de production de couple.

Dans le cas d'un moteur triphasé alimenté par un onduleur à trois bras, la seule manière de pouvoir assurer un minimum de fonctionnement est de piloter les deux phases restantes, c'est-à-dire avec un fonctionnement équivalent à une machine à une phase. Le problème vient alors des ondulations de couple importantes et du fait de ne pas pouvoir assurer un service nécessitant

des changements de sens de rotation et des phases marche/arrêt fréquentes (passage par une vitesse nulle) [27, 22,24, 25].

### III.3.2 Défaillances des machines linéaires à aimants permanents

Le tableau (III.1) donne une classification des origines des principaux défauts pouvant affectés les machines linéaires à aimants permanents.

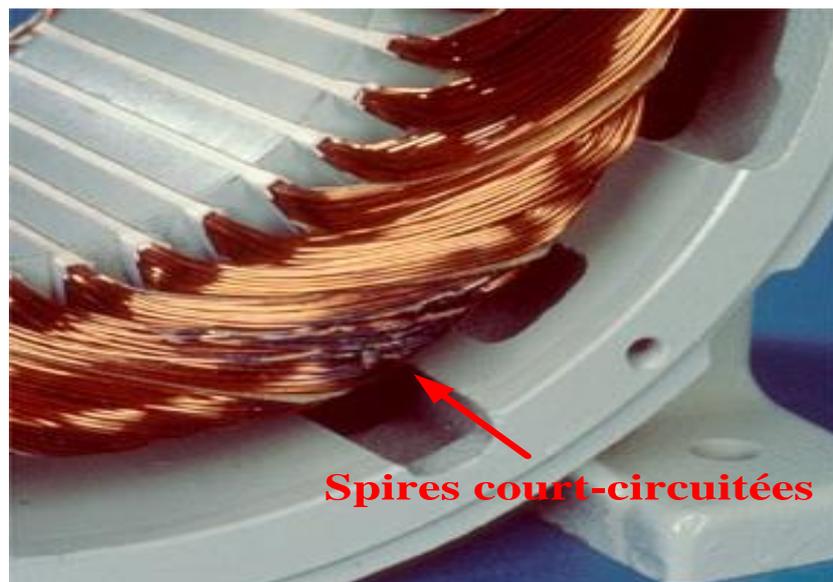
Origines de la défaillance	Principales causes de la défaillance
Electrique	Contamination des matériaux diélectriques, surtensions,.....
Thermique	Vieillessement thermique naturel, surcharge mécanique, mauvaise ventilation,...
Magnétique	Vieillessement magnétique des aimants, réaction magnétique d'induit, augmentation locale de la température,...
Mécanique	Défaillance du système de guidage, défaillance provenant de la charge entraînée,.....
Environnementale	Humidité, corrosion, contamination chimique,...

**Tableau III.1.** Classification des principaux défauts des machines linéaires à aimants permanents, [25].

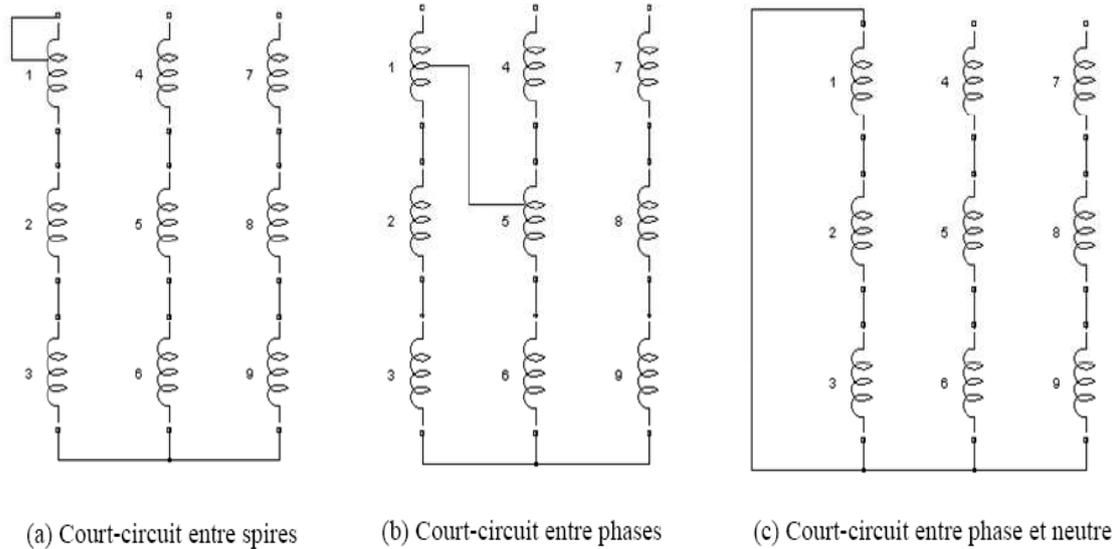
### III. 3.3conséquences des défauts statoriques

Les modes de défaillances associés au bobinage du stator sont les plus courants et ils impliquent majoritairement une modification topologique du circuit statorique de la machine considérée avec l'apparition de boucles de court-circuit. Elles peuvent apparaître à différents endroits selon la topologie du bobinage statorique. De manière générale, l'effet d'un court-circuit est de perturber la répartition spatiale du champ glissant. D'une part, cela conduit à des oscillations de la force électromagnétique, donc de la vitesse. Il en découle des vibrations mécaniques qui, si elles sont fortes, peuvent avoir des effets destructeurs pour les organes mécaniques environnant la machine. D'autre part, le courant circulant dans la boucle créée par le

court-circuit peut atteindre des valeurs élevées. Il en résulte rapidement une destruction en cascade, par effet thermique, du matériau isolant recouvrant les conducteurs appartenant à cette boucle. Les risques de dégagement de fumées ou même d'incendie sont alors importants (voir la figure III.3). Les courts-circuits statoriques commencent généralement par un court-circuit localisé entre plusieurs spires d'un même enroulement (court-circuit inter-spires), suite à la dégradation du matériau isolant recouvrant les conducteurs (figure III.4.a). Ce type de phénomène peut de plus dégénérer en courts-circuits généralisés, comme les courts-circuits entre phases (figure III.4.b) ou entre phase et neutre (figure III.4.c). Ces défauts sont généralement facilement détectables sachant qu'ils engendrent des courants de phases très importants. Les défauts de courts-circuits inter-spires, quant à eux, sont plus difficilement perceptibles à travers la seule observation directe des courants de ligne, ce qui augmente les difficultés liées à leur détection, [28].



**Figure III.3.** Exemple de dégâts dans une machine tournante provoqués par les défauts de courts-circuits statorique



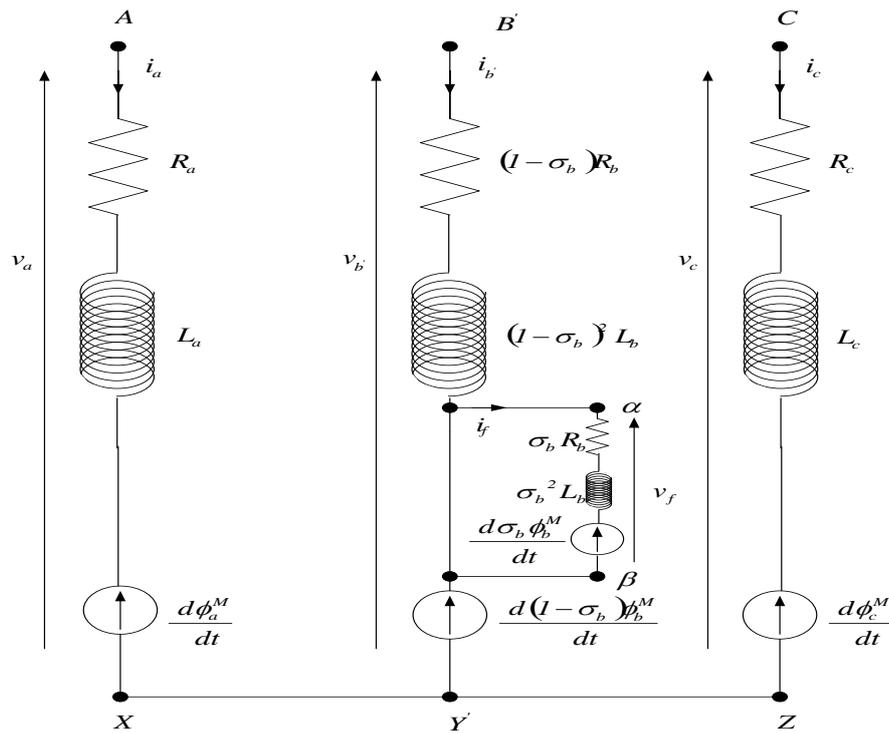
**Figure III.4.** Représentation de courts-circuits entre spires,  
entre phases et entre phase et neutre

### III.5 Modélisation des courts-circuits statoriques dans les machines linéaires

Dans le paragraphe suivant nous présenterons le modèle dynamique des machines linéaires synchrones à aimants permanents dans le repère  $abc$  avec la prise en compte du défaut de court-circuit entre spires dans les enroulements statoriques, puis nous terminerons par la présentation d'un modèle de défaut généralisé du MLSAP et du GLSAP.

#### III.5.1 Modèle de défaut du MLSAP et du GLSAP dans le repère $abc$

On suppose qu'un défaut de court-circuit entre spires se produit dans la phase (b) d'une machine linéaire à aimants permanents. La figure (4.b) montre le bobinage de la machine avec une branche supplémentaire ( $\alpha, \beta$ ). Ainsi, pour prendre en compte le défaut de court-circuit entre spires dans le modèle, le bobinage de la phase (b) est réparti en deux parties : une partie saine et une autre court-circuitée. La partie court-circuitée qui forme un circuit supplémentaire crée un champ magnétique stationnaire. Ce nouveau champ magnétique modifie le champ principal en ajoutant la quatrième branche magnétique dans le système. La même procédure sera appliquée si le défaut se produit dans d'autres phases.



**Figure III.5.** Bobinage du MLSAP avec un court-circuit entre spires dans la phase (b)

Pour représenter l'importance et l'emplacement du défaut, deux nouveaux paramètres sont introduits :

- Le paramètre ' $\sigma_b$ ' représente l'importance du défaut ; il est défini comme le rapport entre le nombre de spires court-circuit ' $n_{cc}$ ' et le nombre total de spires ' $n_s$ '.
- Le paramètre ' $x_f$ ' défini l'emplacement du défaut sur les phases, il peut prendre seulement trois valeurs  $(0, 2\pi/3N_p, 4\pi/3N_p)$  par rapport aux trois phases a, b et c respectivement , dans le cas d'un court-circuit dans la phase (b),  $x_f = 2\pi/3N_p$ .

En définissant les grandeurs électriques du nouveau circuit électrique avec l'indice 'f',

Le nouveau vecteur des tensions de la machine se reformule comme suit :

$$v_{ab'cf} = [v_a \ v_{b'} \ v_f \ v_c]^T \tag{III.1}$$

Où,  $v_f$  est la tension aux bornes de la bobine court-circuit. De même, le vecteur des courants devient :

$$i_{ab'cf} = [i_a \ i_{b'} \ i_f \ i_c]^T \quad (\text{III.2})$$

Où,  $i_f$  est le courant supplémentaire engendré par le court-circuit.

Le problème fondamental est de savoir comment calculer les nouveaux paramètres, c'est-à-dire : les nouvelles résistances et inductances. En cas de défaut les matrices de ces deux paramètres deviennent égales à (4x4). La propriété de proportionnalité peut être utilisée pour trouver les nouvelles résistances en se basant sur le paramètre ' $\sigma_b$ ' ; elles sont calculées comme suit :

$$R_{b'} = (1 - \sigma_b)R_b \quad R_f = \sigma_b R_b \quad \text{Avec} \quad \sigma_b = \frac{n_{cc}}{n_s} \quad (\text{III.3})$$

La matrice des résistances devient alors :

$$R = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_{b'} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_f & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \quad (\text{III.4})$$

La nouvelle matrice des inductances est maintenant composée des inductances propres et mutuelles entre les parties court-circuitées et les parties saines des enroulements statoriques. Ce problème de calcul des inductances est déjà traité par [29], [28] et [30]. Cette méthode offre un bon équilibre entre la simplicité de modèle et sa précision. La nouvelle matrice des inductances est alors exprimée par :

$$L = \begin{bmatrix} L_a & (1 - \sigma_b)M_{ab} & \sigma_b M_{ab} & M_{ac} \\ (1 - \sigma_b)M_{ba} & (1 - \sigma_b)^2 L_b & (1 - \sigma_b)\sigma_b L_b & (1 - \sigma_b)M_{bc} \\ \sigma_b M_{ba} & (1 - \sigma_b)\sigma_b L_b & \sigma_b^2 L_b & \sigma_b M_{bc} \\ M_{ca} & (1 - \sigma_b)M_{cb} & \sigma_b M_{cb} & L_c \end{bmatrix} \quad (\text{III.5})$$

Le flux des aimants du rotor traversant la phase en défaut peut également être divisée en deux parties qui sont proportionnelles à l'importance du défaut :

$$\phi_{ab'cf}^M = \begin{bmatrix} \phi_a^M(x) \\ \phi_b^M(x) \\ \phi_f^M(x) \\ \phi_c^M(x) \end{bmatrix} = \phi_m^M \begin{bmatrix} \cos(N_p \cdot x) \\ (1 - \sigma_b) \cos\left(N_p \cdot x - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sigma_b \cos(N_p \cdot (x - x_f)) \\ \cos\left(N_p \cdot x - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad \text{Avec : } x_f = 2\pi / 3N_p \quad (\text{III.6})$$

Le modèle que nous venons de présenter s'applique bien sur la machine linéaire fonctionnant en moteur et en générateur du fait que la topologie des matrices  $L$  et  $R$  ainsi que le vecteur  $\phi_{ab'cf}^M$  demeurent inchangés dans les deux modes de fonctionnement. L'affectation de la phase (b) par le défaut de court-circuit entre spires modifie la topologie des enroulements statoriques. Le modèle met en évidence le régime de court-circuit entre spires par le passage du bobinage statorique triphasé équilibré (régime sain) vers un bobinage triphasé déséquilibré doté d'une branche supplémentaire magnétiquement couplée avec les trois phases du stator.

### III.5.2 Modèle de défaut généralisé du MLSAP et du GLSAP dans le repère $abc$

Soit un MLSAP (ou un GLSAP) siège d'un court-circuit entre spires au niveau d'une de ses phases statoriques. Les trois paramètres  $\sigma_a$ ,  $\sigma_b$  et  $\sigma_c$  définissent les pourcentages des spires en court-circuit par rapport aux trois défauts respectifs. Le nouveau vecteur des tensions se reformule comme suit :

$$v_{abcf} = [v_a \ v_b \ v_c \ v_f]^T \quad (\text{III.7})$$

De même, le vecteur de courants devient :

$$i_{abcf} = [i_a \ i_b \ i_c \ i_f]^T \quad (\text{III.8})$$

La matrice des résistances généralisée est exprimée par :

$$R = \begin{bmatrix} (1 - \sigma_a)R_a & 0 & 0 & 0 \\ 0 & (1 - \sigma_b)R_b & 0 & 0 \\ 0 & 0 & (1 - \sigma_c)R_c & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_f \end{bmatrix} \quad (\text{III.9})$$

La valeur de la résistance  $R_f$  est donnée par :

$$R_f = \{\sigma_a \quad \sigma_b \quad \sigma_c\} \cdot \begin{Bmatrix} R_a \\ R_b \\ R_c \end{Bmatrix} \quad (\text{III.10})$$

La nouvelle matrice des inductances généralisée est exprimée par :

$$L = \begin{bmatrix} (1-\sigma_a)^2 L_a & (1-\sigma_a-\sigma_b)M_{ab} & (1-\sigma_a-\sigma_c)M_{ac} & D_1 \\ (1-\sigma_a-\sigma_b)M_{ba} & (1-\sigma_b)^2 L_b & (1-\sigma_b-\sigma_c)M_{bc} & D_2 \\ (1-\sigma_a-\sigma_c)M_{ca} & (1-\sigma_b-\sigma_c)M_{cb} & (1-\sigma_c)^2 L_c & D_3 \\ D_1 & D_2 & D_3 & D_f \end{bmatrix} \quad (\text{III.11})$$

Les éléments  $D_1$ ,  $D_2$  et  $D_3$  représentent les inductances mutuelles entre la bobine court-circuit et les trois phases du stator, ils sont définis de la manière suivante :

$$D_1 = \{(1-\sigma_a)\sigma_a \quad \sigma_b \quad \sigma_c\} \cdot \begin{Bmatrix} L_a \\ M_{ab} \\ M_{ac} \end{Bmatrix} \quad (\text{III.12})$$

$$D_2 = \{\sigma_a \quad (1-\sigma_b)\sigma_b \quad \sigma_c\} \cdot \begin{Bmatrix} M_{ba} \\ L_b \\ M_{bc} \end{Bmatrix} \quad (\text{III.13})$$

$$D_3 = \{\sigma_a \quad \sigma_b \quad (1-\sigma_c)\sigma_c\} \cdot \begin{Bmatrix} M_{ca} \\ M_{cb} \\ L_c \end{Bmatrix} \quad (\text{III.14})$$

L'élément  $D_f$  représente l'inductance propre de la bobine court-circuitée donné par :

$$D_f = \{\sigma_a^2 \quad \sigma_b^2 \quad \sigma_c^2\} \cdot \begin{Bmatrix} L_a \\ L_b \\ L_c \end{Bmatrix} \quad (\text{III.15})$$

Le vecteur du flux généralisé s'exprime également de la manière suivante:

$$\phi_{abcf}^M = \begin{bmatrix} \phi_a^M(x) \\ \phi_b^M(x) \\ \phi_c^M(x) \\ \phi_f^M(x) \end{bmatrix} = \phi_m^M \begin{bmatrix} (1-\sigma_a)\cos(N_p \cdot x) \\ (1-\sigma_b)\cos\left(N_p \cdot x - \frac{2\pi}{3}\right) \\ (1-\sigma_c)\cos\left(N_p \cdot x - \frac{4\pi}{3}\right) \\ (\sigma_a + \sigma_b + \sigma_c)\cos(N_p \cdot (x - x_f)) \end{bmatrix} \quad (\text{III.16})$$

➤ **Modèles d'états généralisés du MLSAP et du GLSAP**

Les deux modèles d'états donnés ci-dessous permettent de simuler le MLSAP et le GLSAP en régime sain et en présence de défaut de court-circuit entre spires dans les trois phases du stator avec la prise en considération des éventuels déséquilibres des phases créent par ce défaut.

➤ **Modèle d'état généralisé du MLSAP**

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \\ v_f \\ -T_d \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (1-\sigma_a)R_a & 0 & 0 & 0 & (1-\sigma_a)T_1 & 0 \\ 0 & (1-\sigma_b)R_b & 0 & 0 & (1-\sigma_b)T_2 & 0 \\ 0 & 0 & (1-\sigma_c)R_c & 0 & (1-\sigma_c)T_3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_f & (\sigma_a + \sigma_b + \sigma_c)T_f & 0 \\ -(1-\sigma_a)T_1 & -(1-\sigma_b)T_2 & -(1-\sigma_c)T_3 & 0 & f_v & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_f \\ v \\ x \end{bmatrix} +$$

$$\begin{bmatrix} (1-\sigma_a)^2 L_a & (1-\sigma_a - \sigma_b)M_{ab} & (1-\sigma_a - \sigma_c)M_{ac} & D_1 & 0 & 0 \\ (1-\sigma_a - \sigma_b)M_{ba} & (1-\sigma_b)^2 L_b & (1-\sigma_b - \sigma_c)M_{bc} & D_2 & 0 & 0 \\ (1-\sigma_a - \sigma_c)M_{ca} & (1-\sigma_b - \sigma_c)M_{cb} & (1-\sigma_c)^2 L_c & D_3 & 0 & 0 \\ D_1 & D_2 & D_3 & D_f & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & m & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_f \\ v \\ x \end{bmatrix} \quad (\text{III.17})$$

Les éléments  $T_1, T_2, T_3$  et  $T_f$  sont donnés comme suit :

$$T_1 = -\phi_m^M \cdot N_p \cdot \sin(N_p \cdot x) \quad (\text{III.18})$$

$$T_2 = -\phi_m^M \cdot N_p \cdot \sin\left(N_p \cdot x - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{III.19})$$

$$T_3 = -\phi_m^M \cdot N_p \cdot \sin\left(N_p \cdot x - \frac{4\pi}{3}\right) \quad (\text{III.20})$$

$$T_f = -\phi_m^M \cdot N_p \cdot \sin(N_p \cdot (x - x_f)) \quad (\text{III.21})$$

➤ **Modèle d'état généralisé du GLSAP**

$$\begin{bmatrix} (1-\sigma_a)e_a \\ (1-\sigma_b)e_b \\ (1-\sigma_c)e_c \\ v_f \\ T_p - T_d \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (1-\sigma_a)R_a + R_a^{\text{ch}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & (1-\sigma_b)R_b + R_b^{\text{ch}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & (1-\sigma_c)R_c + R_c^{\text{ch}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_f & (\sigma_a + \sigma_b + \sigma_c)T_f & 0 \\ (1-\sigma_a)T_1 & (1-\sigma_b)T_2 & (1-\sigma_c)T_3 & 0 & f_v & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_f \\ v \\ x \end{bmatrix} +$$

$$\begin{bmatrix} (1-\sigma_a)^2 L_a & (1-\sigma_a - \sigma_b)M_{ab} & (1-\sigma_a - \sigma_c)M_{ac} & D_1 & 0 & 0 \\ (1-\sigma_a - \sigma_b)M_{ba} & (1-\sigma_b)^2 L_b & (1-\sigma_b - \sigma_c)M_{bc} & D_2 & 0 & 0 \\ (1-\sigma_a - \sigma_c)M_{ca} & (1-\sigma_b - \sigma_c)M_{cb} & (1-\sigma_c)^2 L_c & D_3 & 0 & 0 \\ D_1 & D_2 & D_3 & D_f & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & m & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_f \\ v \\ x \end{bmatrix} \quad (\text{III.22})$$

L'intérêt du modèle généralisé que nous venons de présenter est la prise en compte de n'importe quel défaut de court-circuit entre spires dans les trois phases sans avoir recours aux modifications des matrices ainsi que la structure du modèle, toutefois, une condition nécessaire et suffisante est posée, par exemple, si la phase (c) est le siège d'un défaut de court-circuit entre spires alors :  $\sigma_c = \frac{n_{cc}}{n_s}$  et  $\sigma_a = \sigma_b = 0$ .

### III.6 Résultat de modélisation en mode de défaut

Résultat de simulation du modèle de la MSLAP avec défaut de court-circuit de 10%, 15% et 20% dans la phase B.

Les paramètres de la machine utilisée sont donnés dans le tableau ci-dessous

ÉLÉMENT	Valeur
Tension d'alimentation maximale	57.5 V
Fréquence de l'alimentation	31.25 Hz
Pas polaire	0.016
Résistance de l'enroulement	10.8 $\Omega$
Inductance principale	21.96*1e-3 mH
Inductance mutuelle	0.0119*1e-3 mH
Coefficient de frottement	0.0001
La vitesse	1 m/s

**Tableau III.1.** Paramètres de simulation

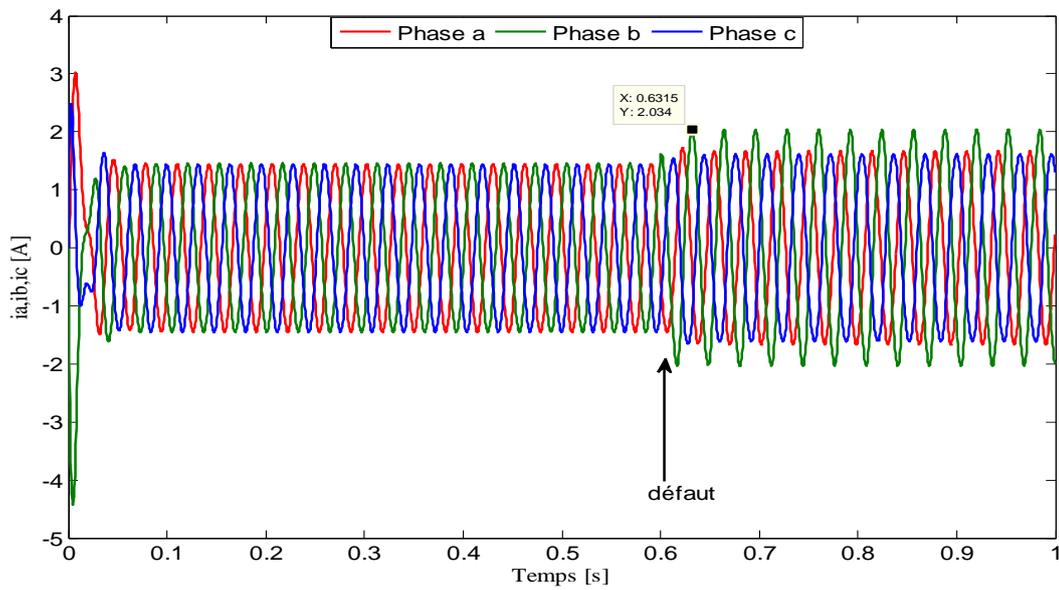
III.6.1 A vide  $Cr = 0$  N.m

Figure III.6. Courants des phases avec défaut de 10% de spires en cc

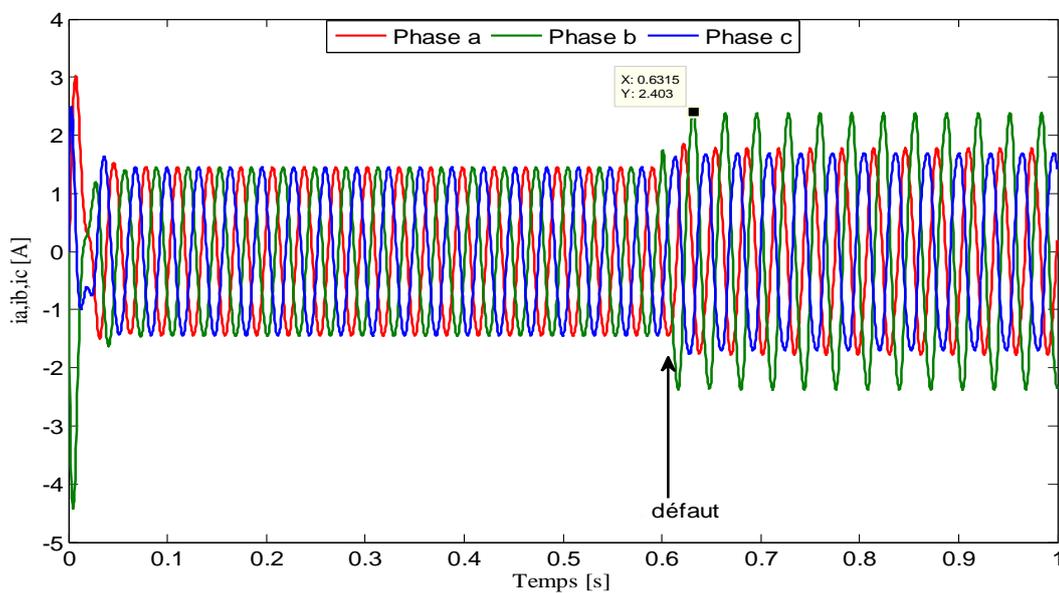
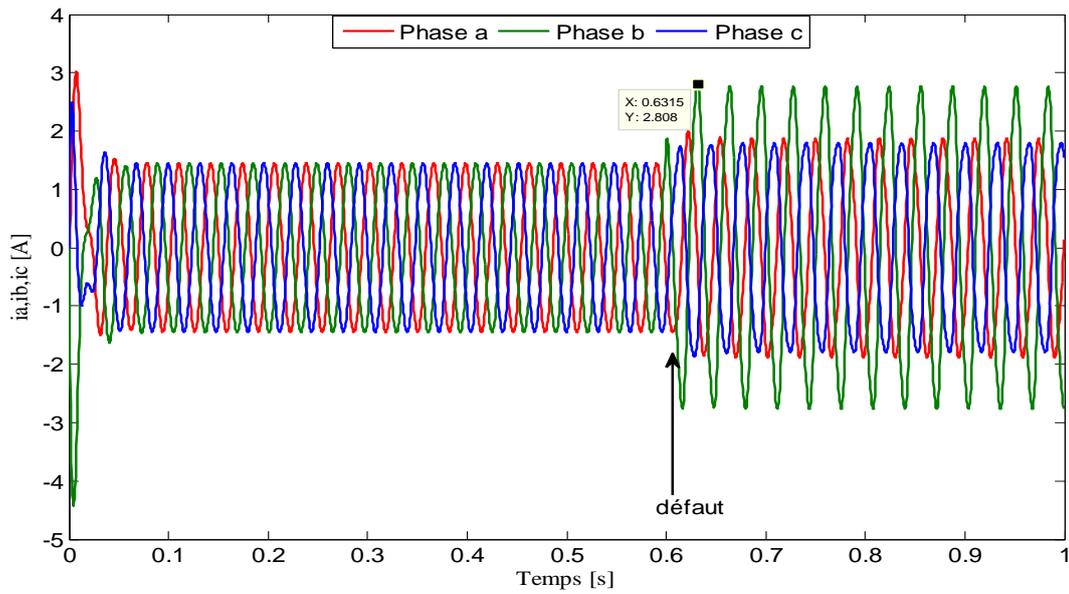
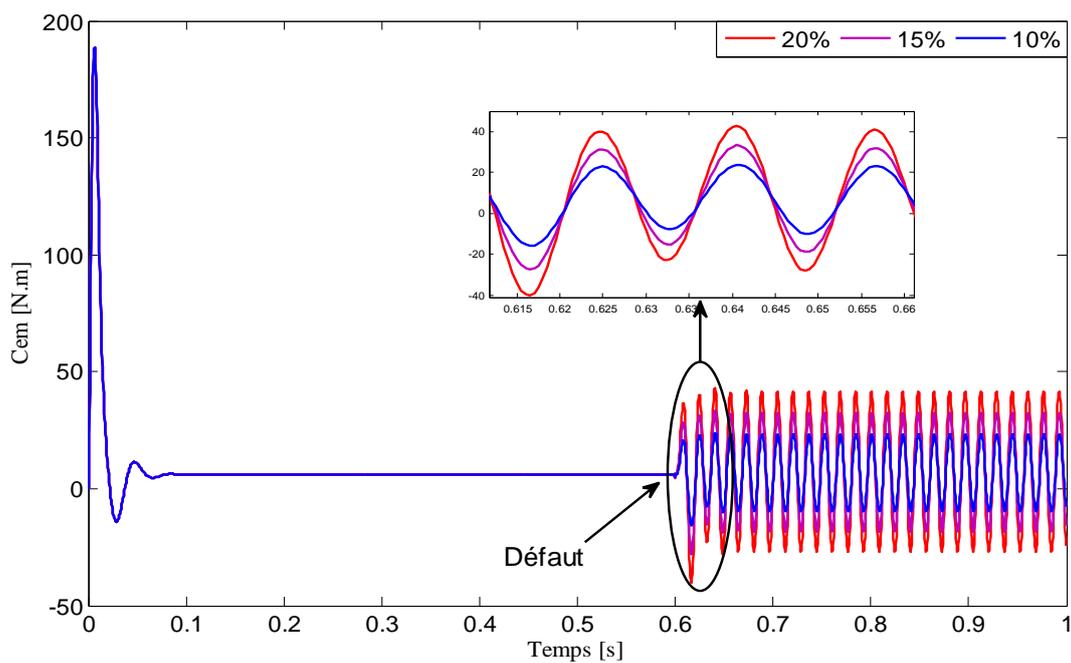


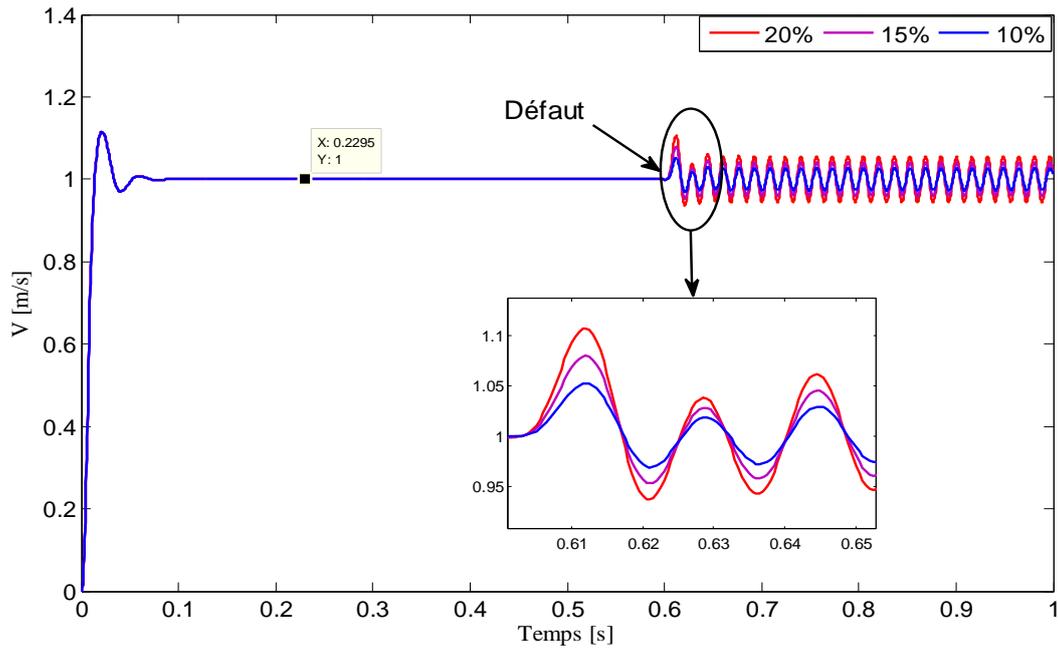
Figure III.7. Courants des phases avec défaut de 15% de spires en cc



**Figure III.8.** Courants des phases avec défaut de 20% de spires en cc

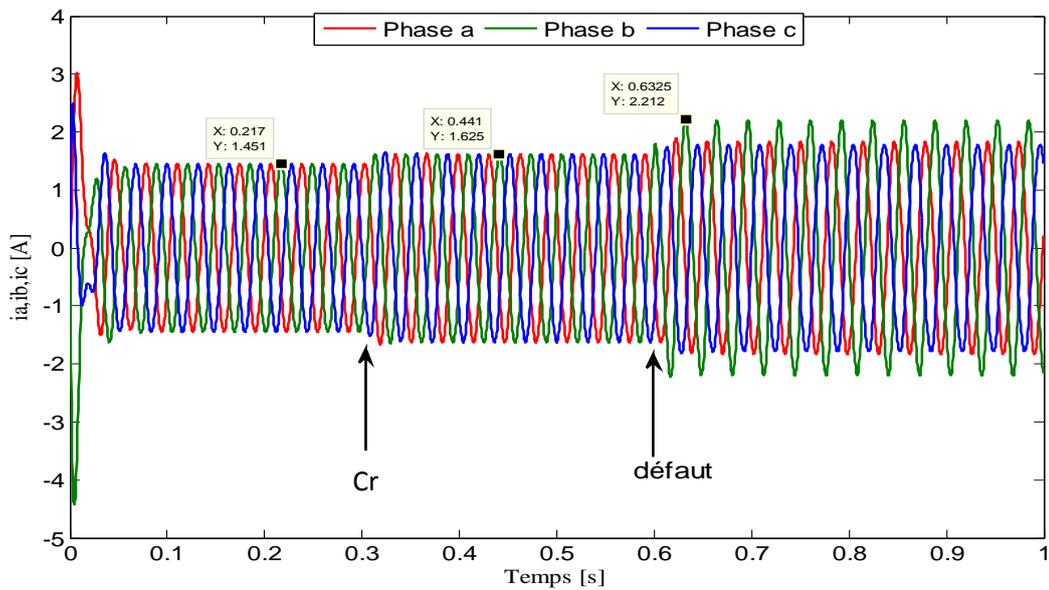


**Figure III.9.** Couple électromagnétique avec défaut de 10% 15% et 20% de spires en cc

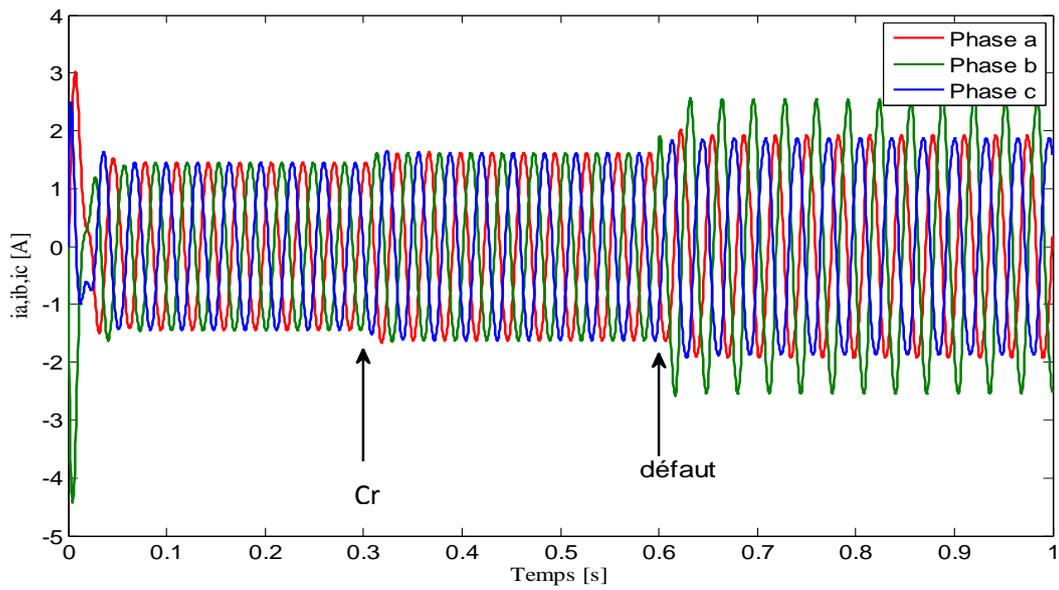


**Figure III.10.** Vitesse linéaire avec défaut de 10% 15% et 20% de spires en cc

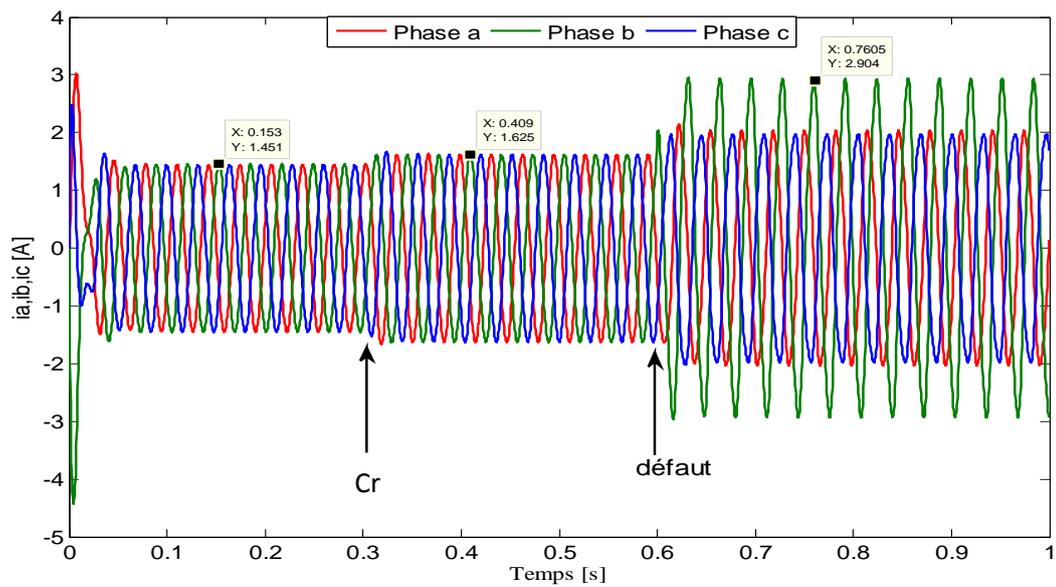
**III.6.1 En charge  $C_r = 10$  N.m**



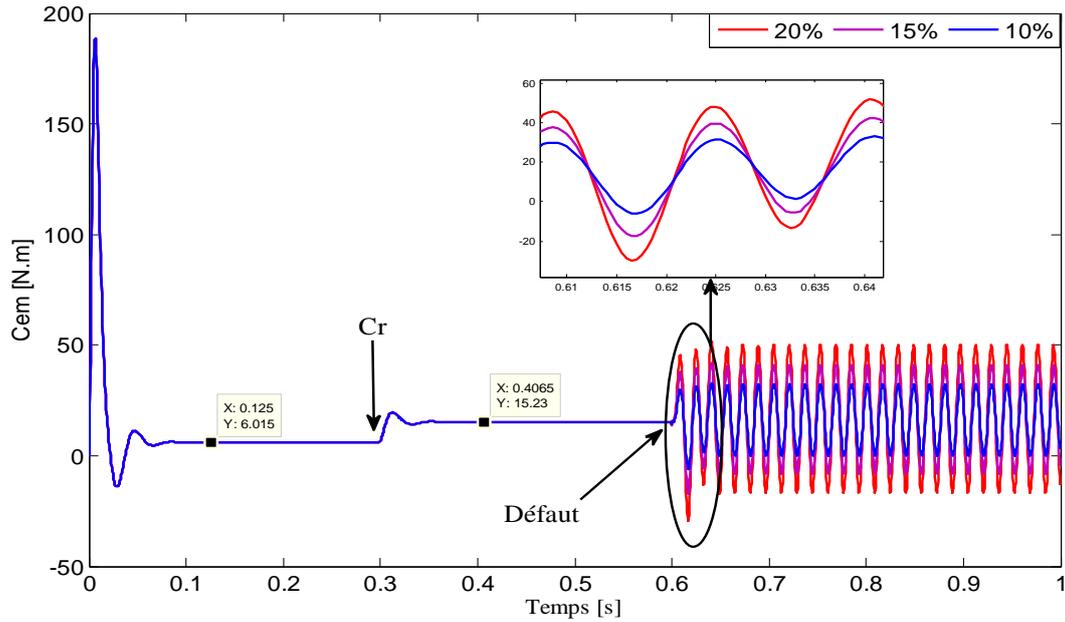
**Figure III.11.** Courants des phases avec défaut de court-circuit de 10% de spires en cc



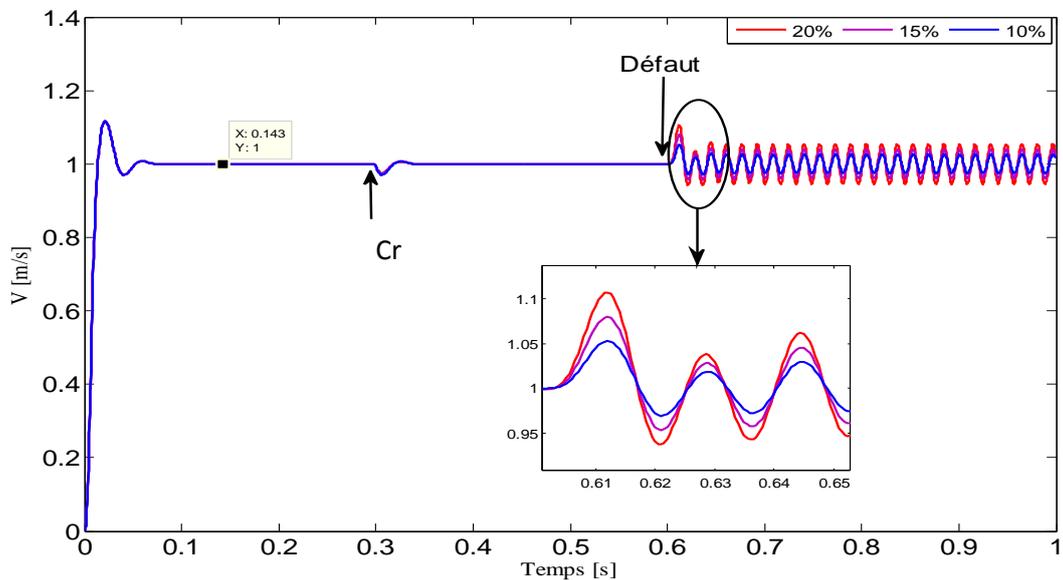
**Figure III.12.** Courants des phases avec défaut  
de 15% de spires en cc



**Figure III.13.** Courants des phases avec défaut de 20%  
de spires en cc



**Figure III.14.** Couple électromagnétique avec le défaut de 10% 15% et 20% de spires en cc



**Figure III.15.** Vitesse linéaire avec le défaut de 10% 15% et 20% de spires en cc

### III.6.3 Interprétation des résultats

Nous allons à présent l'étude de comportement de la machine en présence d'un défaut de court-circuit pour différents nombres de spires.

**Les figures (III.6 III.7, III.8)** montrent l'évolution du courant avec 10%,15% et 20% de défaut de court-circuit sur la phase B pour l'essai à vide. Nous constatons que la valeur de courant dans la phase B augmente à l'instant ( $t=0.6s$ ), plus que les courants d'autre phases sinusoïdaux,  $I_b = [2.03A (10\%), 2.4A (15\%), 2.8A (20\%)]$ . le courant croient brusquement et oscille avec des ondulations dans les trois phases ce qui est dû au couplage magnétique des trois phases saturées, ces ondulations croient en augmentant le nombre de spires en court-circuit.

**Les figures (III.9, III.10)** représentent l'évolution de couple électromagnétique et la vitesse linéaire respectivement lors de l'application de défaut de 10%, 15%, 20% de spires en court-circuit, nous remarquons que le couple et la vitesse augmentes et oscille avec des ondulations, Où le plus défaut de court-circuit enter spire plus grand des ondulations et oscille.

**Les figures (III.11 III.12 III.13)** montrent l'évolution des courants absorbés par l'enroulement statorique en charge. Lorsqu'on applique une charge en remarque que les trois phases est augmente la même valeur, mais lorsqu'on applique un défaut de 10%,15% et 20% sur la phase B l'amplitude du courant  $I_b$  augmente et les deux autres phases ( $I_a, I_c$ ) augmente mais pas comme celui de la phase B.

**La figure (III.15)** représente l'évolution de la vitesse pour une MSLAP en charge en présence d'un défaut entre spires. Nous remarquons que la vitesse est déminé rapide à l'instant de position de la charge et retourne ensuite à son vitesse initial (1m/s) et lors de l'application d'un défaut de 10%,15% et 20% nous remarquons que la vitesse moyenne oscille avec des ondulations avec une amplitude dans la phase B l'amplitude de ces oscillations augmente avec l'augmentation de défaut de court-circuit entre spires.

**La figure (III.14)** montre les formes d'onde des ondulations du couple dans les trois cas de défaut de court circuit (10%, 15% et 20%) sur la phase B. on a remarquons quand applique une charge le couple augmenter puis diminué un peu et stabilisée jusqu'un (15.23 N.m). Le déséquilibre des courants et la présence des défauts ont aussi une influence sur le couple fourni par la machine. A cause du déséquilibre des courants causé par le défaut.

### III.7 Conclusion

Ce chapitre, a été consacré à la présentation d'un état de l'art sur le diagnostic des défauts des machines synchrones linéaire à aimants permanents (MSLAP). En effet, nous avons débuté par une représentation générale de la MSAPL afin de montrer l'importance de ce type de machine ainsi que ses différents composants. Ensuite, nous avons présenté les différents types de défauts pouvant survenir dans cette machine. Ces défauts peuvent être d'origine électrique, mécanique ou magnétique. Un des défauts les plus rencontrés étant le court-circuit entre spires qui est souvent dû à la dégradation de l'isolant suite à un échauffement excessif ou un champ électrique fort. et les différentes méthodes de surveillance des défauts qui reposent souvent sur l'analyse de certaines grandeurs mesurables.

Nous avons ensuite présenté les modèles de la MSLAP et GSLAP pour l'étude de comportement de cette machine saine ou en présence de défauts entre-spires, afin de disposer d'un outil de simulation comportemental fin de la machine en présence de court-circuit dans le stator. L'étude de ce modèle nous a permis d'obtenir une expression théorique du courant dans la mauvaise partie de l'enroulement (courant de défaut). Ce modèle développé de la MSLAP et du GSLAP est utilisé à la recherche des signatures de défaut de court-circuit ainsi qu'à l'analyse de fonctionnement en présence de défaut.

Figure III.1. Différents défauts statoriques.....	49
Figure III.2. Les courts-circuits dans les enroulements statoriques .....	50
Figure III.3. Exemple de dégâts dans une machine tournante provoqués .....	52
Figure III.4. Représentation de courts-circuits entre spires,.....	53
Figure III.5. Bobinage du MLSAP avec un court-circuit entre .....	54
Figure III.6. Courants des phases avec défaut de 10% de spires en cc .....	60
Figure III.7. Courants des phases avec défaut de 15% de spires en cc .....	60
Figure III.8. Courants des phases avec défaut de 20% de spires en cc .....	61
Figure III.9. Couple électromagnétique avec défaut .....	61
Figure III.10. Vitesse linéaire avec défaut de 10% 15% et 20% .....	62
Figure III.11. Courants des phases avec défaut de court-circuit .....	62
Figure III.12. Courants des phases avec défaut .....	63
Figure III.13. Courants des phases avec défaut de 20% .....	63
Figure III.14. Couple électromagnétique avec le défaut de 10% 15% et 20% .....	64
Figure III.15. Vitesse linéaire avec le défaut.....	64
Figure III.1. Différents défauts statoriques.....	49
Figure III.2. Les courts-circuits dans les enroulements statoriques .....	50
Figure III.3. Exemple de dégâts dans une machine tournante provoqués .....	52
Figure III.4. Représentation de courts-circuits entre spires,.....	53
Figure III.5. Bobinage du MLSAP avec un court-circuit entre .....	54
Figure III.6. Courants des phases avec défaut de 10% de spires en cc .....	60
Figure III.7. Courants des phases avec défaut de 15% de spires en cc .....	60
Figure III.8. Courants des phases avec défaut de 20% de spires en cc .....	61
Figure III.9. Couple électromagnétique avec défaut .....	61
Figure III.10. Vitesse linéaire avec défaut de 10% 15% et 20% .....	62
Figure III.11. Courants des phases avec défaut de court-circuit .....	62
Figure III.12. Courants des phases avec défaut .....	63
Figure III.13. Courants des phases avec défaut de 20% .....	63
Figure III.14. Couple électromagnétique avec le défaut de 10% 15% et 20% .....	64
Figure III.15. Vitesse linéaire avec le défaut.....	64

## *Bibliographie*

- [1] Lilia El Amraoui, conception Electromécanique d'une gamme d'actionneurs linéaires tubulaires à reluctance variable, thèse de doctorat, université de Lille.2002.
- [2] E. Amzallag, N. Picolli, Electromagnétisme, Tome3, Edition Ediscienne, Paris, 1996.
- [3] A.ZEHDEN, New Improvement in Electric Traction Apparatus, U.S. Patent n° 88145, 04/06/1902.
- [4] B. Luc Quin ET O. Pironneau, introduction au calcul scientifique, collections mathématiques appliquées pour la maîtrise, Masson, Paris, 1996.
- [5] Denis Lemoine, "Commande en poussée d'une motrice linéaire synchrone application aux machines-outils à dynamique élevée", Mémoire C.N.A.M – centre régional associé de Lille - Mai 2002.
- [6] H.djemai A.Druoich. "Moteur Linéaire pour Train à Lévitiation Magnétique" mémoire, université abderrahmene mira-bejaia, année 2014 -2015.
- [7] J. F. Gieras, Linear Induction Drives, Oxford Science Publications, 1994.
- [8] H. Lee, K. Kim and J. Lee, Review of Maglev Train Technologies, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 42, No. 7, July 2006.
- [9] Hitachi Rail.com:[www.hitachirail.com/products/rv/linear/features/index\\_2.html](http://www.hitachirail.com/products/rv/linear/features/index_2.html).
- [10] W. Xu, J. Zhu, Y. Zhang, D. G. Dorrell and Y. Guo, Electromagnetic Optimal Design of a Linear Induction Motor in Linear Metro, IECON ,2010
- [11] [https://fr.wikipedia.org/wiki/Train\\_%C3%A0\\_sustentation\\_magn%C3%A9tique#Principaux\\_projets](https://fr.wikipedia.org/wiki/Train_%C3%A0_sustentation_magn%C3%A9tique#Principaux_projets).
- [12] L.Bart, Active Electromagnetic Suspension System for Improved Vehicle Dynamics, IEEE transactions on vehicular technology, vol.59, no.3, Mars 2010.
- [13] H.Ben Ahmed, Des procédés de conversion électro-magnéto-mécaniques non-conventionnels aux systèmes mécatroniques, Rapport de synthèse, Université Paris Sud XI, 2006.
- [14] J.Gieras, Z.Piech, Linear synchronous motors, Transportation and Automation Systems, CRC Press LLC, 2000.
- [15][https://fr.wikipedia.org/wiki/M%C3%A9thode\\_des\\_%C3%A9l%C3%A9ments\\_finis#Méthode\\_des\\_éléments\\_finis](https://fr.wikipedia.org/wiki/M%C3%A9thode_des_%C3%A9l%C3%A9ments_finis#Méthode_des_éléments_finis).

- [16] S.Bazine, ' implémentation d'un méta-modèle de machines asynchrones en défauts' thèse de doctorat, Université de Poitiers 2009.
- [17] G.Dedier, «Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence de défaillances» thèse de doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-1, 2004.
- [18] Rachid ASKOUR. 'Modélisation numérique d'un moteur linéaire synchrone à aimants permanents, 'mémoire, université de Lille Année 2001-2002.
- [19] Denis Lemoine, 'Commande en poussée d'une motrice linéaire synchrone application aux machines-outils à dynamique élevée', Mémoire C.N.A.M – centre régional associé de Lille - Mai 2002.
- [20] A. Villemeur, 'Sûreté de fonctionnement des systèmes industriels –Fiabilité –Facteurs humains – Informatisation', vol 67 de collection de la Direction des Etudes et Recherches d'Electricité de France, Eyrolles, 1988.
- [21] P. O'Donnell, "Report of large reliability survey of industrial and commercial installations, Part 1", IEEE Transaction on Industry Applications, Vol. IA, 21, N° 4, Aug. 1985, pp. 853 – 864.
- [22] BABAK Vaseghi "Contribution A L'étude Des Machines Electriques En Présence De Défaut Entre-Spires Modélisation – Réduction Du Courant De Défaut", Thèse Doctorat, Université Nancy 2009.
- [23] ZOUZOU. Sara " Détection des défauts statoriques dans la machine synchrone à aimants permanents par les techniques avancées" Mémoire de Magister, Université de Biskra 2015.
- [24] ANDRIAN Ceban «Méthode Globale De Diagnostic Des Machines Electriques», Thèse De L'université Lille De Nord De France 2012.
- [25] KAROUI Abdelmounaim, BRAHIMI Ammar, " Détection De Défaut Statorique Par Suivi Paramétrique D'un Moteur Synchrone A Aimants Permanents", MASTER ACADEMIQUE, UKM Ouargla, 09 juin 2014.
- [26] BOUCHAREB Ilhem, « Modélisation & Simulation de Défauts D'une Machine Synchrone à Réductance Variable», Mémoire de Magister, Université de Constantine, 2009.
- [27] BELBECHE Adel " Modélisation, Diagnostic et Commande d'une Machine Asynchrone avec Rupture d'une Phase ", PFE d'Ingénieur d'Etat en Electrotechnique, Université de Batna 2013
- [28] L.Liu, "Robust fault detection and diagnosis for permanent magnet synchronous motors", Thèse de doctorat, Université de l'état de Floride USA, 2006.

[29] J.A.FAROOQ 'Etude de problème inverse en électromagnétisme en vue de la localisation de défaut de désaimantation dans les actionneurs à aimants permanents',Thèse de doctorat, Université de technologies de Belfort, Montbéliard ,2008.

[30] B. Vaseghi, Contribution à l'étude des machines en présence de défaut entre paires - Modélisation - Réduction du courant de défaut, Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine, 2009.

[31] Boussag ESSADIQ Bouaziz SAID. "Détection de défauts de court-circuit entre spires statoriques d'une machine synchrone a aimants permanents (msap) " Mémoire Année 2018-2019

[32] E. Favre et al, "permanent magnets synchronous motors - a general approach for cogging torque suppression", IEEE trans. On Industry application, Vol. 29, n° 6, USA, 1993.

[33] A. Villemeur, "Sûreté de fonctionnement des systèmes industriels –Fiabilité –Facteurs humains – Informatisation", vol 67 de collection de la Direction desEtudes et Recherches d'Electricité de France, Eyrolles, 1988.

# *Conclusion Générale*

## Conclusion générale

Dans les chaînes de transmission de mouvement dans les machines à dynamique rapide, la machine linéaire est devenue un des éléments principaux. L'objectif de notre travail a donc consisté à étudier une machine linéaire synchrone à aimants permanents en utilisant une modélisation numérique basée sur la méthode de circuits électriques magnétiquement couplés (CEMC). Dans l'approche de modélisation par les équations, les enroulements constituant le stator et/ou le rotor, sont représentés par un circuit électrique équivalent, formé par une inductance en série avec une résistance.

Un bon diagnostic et une détection précoce de défauts permettent de minimiser le temps d'arrêt ainsi que le temps de maintenance du processus en question. Ils permettent aussi d'éviter Les conséquences nuisibles, parfois dévastatrices, des défauts ainsi que de réduire les pertes nacrères.

Une bonne procédure de détection doit prendre les mesures minimales nécessaires à partir du processus en question, ainsi que d'extraire un diagnostic donnant une indication claire des modes de défaillance, par l'analyse des données, dans un minimum de temps.

En ce qui concerne le défaut de court-circuit entre spires dans les MSLAP, un modèle dynamique a été développé. Sa caractéristique importante est qu'il met en équation la machine de façon décomposée : équations de la machine saine et celles qui apparaissent lors d'un défaut. Cette décomposition facilite la compréhension des effets induits dans les grandeurs électromagnétiques et mécaniques (courant, couple, vitesse), suite au défaut. Les résultats de simulation montrent qu'un court-circuit entre-spires produit des ondulations de fréquence dans le couple et la vitesse dans les courants statoriques. Ces résultats ont été validés après leur comparaison avec les résultats donnés par des simulations par la méthode des circuits électriques magnétiquement couplés.

Nous allons à présent l'étude de comportement de la machine en présence d'un défaut de court-circuit pour différents nombres de spires. D'après les résultats de simulation obtenus pour les deux modèles étudiés (sain et défaillant) on a remarquons que le courant est croient brusquement et oscille avec des ondulations dans les trois phases ce qui est dû au couplage magnétique des trois phases satiriques, ces ondulations croient en augmentant le nombre de spires en court-circuit, le couple et la vitesse augmentes et oscille avec des ondulations, Où le plus défaut de court-circuit enter spire plus grand des ondulations et oscille. Le déséquilibre des courants et la présence des défauts ont aussi une influence sur le couple fourni par la machine. A cause du déséquilibre des courants causé par le défaut. Et pour complété cette travaille on à utilise la méthode de détection des défauts de court-circuit.

# *Résumé*

## Résumé

Le développement des moteurs linéaires à aimant permanent s'est d'abord fait en relation avec des applications liées aux systèmes de transport. Actuellement, les moteurs linéaires à aimant permanent sont de plus en plus amenés à remplacer les systèmes composés d'un moteur rotatif et d'une transmission. L'utilisation d'entraînements directs augmente considérablement les performances du système puisque les limitations mécaniques sont supprimées. Les entraînements directs avec moteurs linéaires, bien que plus coûteux, sont caractérisés par une plus grande précision, une plus grande accélération et une plus grande vitesse.

Les moteurs linéaires peuvent être soit synchrones ou asynchrone avec un flux transversal ou longitudinal. Ils sont caractérisés par plusieurs constructions, stator court ou stator long, tubulaire ou non. Ces différentes variantes offrent une multitude de possibilités pour effectuer un mouvement linéaire.

Dans ce mémoire nous avons étudié la modèl de la machine linéaire synchrone à aimant permanent par la méthode des circuits électriques magnétiquement couplés (CEMC). dans le régime sain et on présence de défaut de court-circuit entre-spire.

## ملخص

تم تطوير المحرك المغناطيسي الدائم الخطي لأول مرة فيما يتعلق بالتطبيقات المتعلقة بأنظمة النقل. في الوقت الحالي، هناك حاجة متزايدة إلى المحركات الخطية المغناطيسية الدائمة لتحل محل الأنظمة التي تتكون من محرك دوار وناقل حركة. يزيد استخدام محركات الأقراص المباشرة بشكل ملحوظ من أداء النظام منذ إزالة القيود الميكانيكية. تتميز المحركات المباشرة المزودة بمحركات خطية، على الرغم من أنها أغلى ثمنًا، بمزيد من الدقة والتسارع والسرعة العالية.

يمكن أن تكون المحركات الخطية إما متزامنة أو غير متزامنة مع تدفق عرضي أو طولي. إنها تتميز بالعديد من المنشآت. جزء ثابت قصير أو طويل، أنبوبي أو لا. توفر هذه المتغيرات المختلفة على العديد من الاحتمالات لأداء حركة خطية.

درسنا في هذه الأطروحة نموذج الجهاز الخطي المتزامن للمغناطيس الدائم عن طريق الدوائر في النظام الصحي و الكهربية مغناطيسيا (CEMC) في وجود خطأ في دائرة قصيرة بين المنعطفات

## Abstract

The development of linear permanent magnet motors was first made in relation to applications related to transport systems. Currently, permanent magnet linear motors are increasingly required to replace systems composed of a rotary motor and a transmission. The use of direct drives significantly increases the performance of the system since mechanical limitations are removed. Direct drives with linear motors, although more expensive, are characterized by greater accuracy, acceleration and higher speed.

Linear motors can be either synchronous or asynchronous with a transverse or longitudinal flow. They are characterized by several constructions, short stator or long stator, tubular or not. These different variants offer a multitude of possibilities for performing a linear movement. In this thesis we have studied the model of the synchronous linear machine to permanent love by the method of magnetically coupled electric circuits (CEMC) in the healthy regime and there is presence of short circuit fault between-turn.