

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT  
SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE MOULOUD MAMMERI DE TIZI-OUZOU FACULTE DE GENIE ELECTRIQUE ET  
D'INFORMATIQUE DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE



## MEMOIRE DE MAGISTER

EN ELECTROTECHNIQUE  
OPTION : Machines Electriques

**Présenté par :**

Yacine MESSAOUDI

## THEME

---

**Contribution à la modélisation multi-physique  
des générateurs électriques linéaires.**

---

Soutenu le 30 Septembre 2012 devant le Jury composé de :

M. Salah HADDAD	Professeur	Université Mouloud Mammeri	Président
M. M'hemed RACHEK	M.C.A	Université Mouloud Mammeri	Rapporteur
M. Nacerddine BENAMROUCHE	Professeur	Université Mouloud Mammeri	Examineur
M. Tahar OTMANE-CHERIF	M.C.A	Université Mouloud Mammeri	Examineur

# **REMERCIEMENTS**

*Je tiens à remercier Monsieur M'hemed RACHEK, Maître de Conférence à l'université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, pour l'intérêt qu'il a porté au travail effectué en acceptant d'être rapporteur de ce mémoire , Ainsi pour m'avoir accordé sa confiance. Je tiens à lui témoigner ma profonde gratitude pour l'aide précieuse qu'il m'a apportée durant ce travail, pour ces conseils avisés, ces nombreuses remarques et suggestions qui ont pu faire avancer le travail et surtout ses grandes qualités humaines.*

*Je remercie vivement Monsieur Salah HADDAD, Professeur à l'université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou pour ses précieux conseils et d'avoir accepté de présider le jury.*

*Je tiens également à remercier Monsieur Nacereddine BENAMROUCHE, Professeur à l'université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou d'avoir accepté d'examiner ce mémoire.*

*J'adresse également mes remerciements à Monsieur Tahar OTMANE CHERIF, Maître de Conférences à l'université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou de m'avoir fait l'honneur de participer au jury.*

*Je suis également extrêmement reconnaissant envers Mademoiselle Nacera YASSA, Magistère à l'université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou pour ses conseils et son aide.*

*Il me sera impossible, enfin, de ne pas saluer ma famille, mes amis et ma fiancée pour le soutien et les encouragements qu'ils n'ont cessé de me prodiguer durant ce travail.*

**Yacine MESSAOUDI**

# Table des matières

<b>Liste des symboles .....</b>	<b>1</b>
<b>Introduction générale.....</b>	<b>3</b>
<b>Chapitre 1 : Etat de l'art sur les machines électriques linéaires</b>	
1. Introduction.....	6
2. Historique.....	6
3. Structures et topologies des machines électriques linéaires .....	8
4. Architectures et géométries des machines linéaires à aimants permanents.....	13
5. Aimants permanents .....	15
5.1 Définition d'un aimant permanent .....	15
5.2 Différents types d'aimants .....	15
5.3 Performances magnétique des aimants.....	15
6. Domaines d'application des machines électriques linéaires .....	16
6.1 Transports .....	17
6.1.1 Trains traditionnels avec roues.....	17
6.1.2 Trains à lévitation magnétique (Maglev).....	19
6.2 Divers équipements d'automobiles .....	20
6.3 Bâtiments et usines .....	21
6.4 Production d'énergie électrique .....	22
6.4.1 Houlogénérateurs.....	22
6.4.2 Cogénérateurs.....	24
7. Conclusion .....	26
<b>Chapitre 2 : Modèle de la machine linéaire synchrone à aimants permanents en régime dynamique</b>	
1. Introduction.....	28
2. Phénomènes physiques caractérisant les MLSAP.....	29
2.1 Effets d'encoches (cogging) .....	29
2.2 Effets d'extrémités .....	31
2.2.1 Asymétrie de la disposition des têtes de bobines .....	32
2.2.2 Forces d'extrémités et forces de détentes .....	34
2.3 Variation de la réluctance (disposition des aimants).....	35
2.4 Ondulation de la force (force magnétomotrice non sinusoïdale).....	37
2.5 Saturation du circuit magnétique.....	38
2.6 Frottements entre les parties mobiles et fixes .....	39
3. Modèle de la machine linéaire synchrone à aimants permanents .....	39
3.1 Modèle du MLSAP dans le repère <i>abc</i> .....	40
3.2 Modèle du GLSAP dans le repère <i>abc</i> .....	44
4. Conclusion .....	47

## **Chapitre 3 : Modélisation du défaut de court-circuit dans le bobinage statorique des machines linéaires**

1. Introduction.....	49
2. Notion de sûreté de fonctionnement.....	49
2.1 Maintenance, surveillance et diagnostic.....	50
2.2 Défaillance et panne.....	51
3. Principales étapes de conception d'un dispositif de sûreté de fonctionnement.....	52
4. Défaillances des machines linéaires à aimants permanents.....	53
5. Etat de l'art de surveillance des défauts au stator des machines électriques.....	55
5.1 Approche signal.....	56
5.2 Approche modèle.....	57
5.2.1 Approche à base d'observateurs.....	58
5.2.2 Approche par estimation paramétrique.....	58
6. Modélisation des courts-circuits statoriques dans les machines linéaires.....	59
6.1 Modèle de défaut du MLSAP et du GLSAP dans le repère <i>abc</i> .....	59
6.2 Modèle de défaut généralisé du MLSAP et du GLSAP dans le repère <i>abc</i> .....	61
7. Conclusion.....	64

## **Chapitre 4 : Exploitation des modèles du MLSAP et du GLSAP**

1. Introduction.....	66
2. Exploitation des modèles du MLSAP.....	66
2.1 Simulation du MLSAP en régime dynamique.....	66
2.2 Simulation du MLSAP en régime de défaut de court-circuit entre spires.....	70
2.3 Simulation du MLSAP en régime de désaimantation.....	72
3. Exploitation des modèles du GLSAP.....	74
3.1 Simulation du GLSAP en régime dynamique.....	74
3.1.1 Entraînement direct par une force constante.....	75
3.1.2 Entraînement direct par une force sinusoïdale.....	78
3.1.3 Entraînement direct par une force aléatoire.....	82
3.2 Simulation du GLSAP en régime de déséquilibre de la charge.....	86
3.2.1 Cas où la force d'entraînement est constante.....	86
3.2.2 Cas où la force d'entraînement est sinusoïdale.....	90
3.3 Simulation du GLSAP en régime de défaut de court-circuit entre spires.....	94
3.3.1 Cas où la force d'entraînement est constante.....	95
3.3.2 Cas où la force d'entraînement est sinusoïdale.....	99
3.4 Simulation du GLSAP en régime de désaimantation.....	103
4. Conclusion.....	106

<b>Conclusion générale.....</b>	<b>107</b>
---------------------------------	------------

<b>Annexe 1.....</b>	<b>109</b>
----------------------	------------

<b>Annexe 2.....</b>	<b>110</b>
----------------------	------------

<b>Bibliographie.....</b>	<b>111</b>
---------------------------	------------

# Liste des symboles

## Chapitre 1:

$B$	Induction magnétique
$B_r$	Induction magnétique rémanente
$M$	Aimantation
$H$	Champ magnétique
$H_{cJ}$	Champ coercitif de l'aimantation
$H_{cB}$	Champ coercitif de l'induction
$BH$	Produit d'énergie volumique

## Chapitre 2:

$L_a, L_b, L_c$	Inductances propre des enroulements statoriques du MLSAP/GLSAP
$M_{ab}, M_{ba}$	Inductances mutuelles entre les enroulements (a) et (b) du MLSAP/GLSAP
$M_{ac}, M_{ca}$	Inductances mutuelles entre les enroulements (a) et (c) du MLSAP/GLSAP
$M_{bc}, M_{cb}$	Inductances mutuelles entre les enroulements (b) et (c) du MLSAP/GLSAP
$R_a, R_b, R_c$	Résistances des enroulements statoriques du MLSAP/GLSAP
$R_a^{ch}, R_b^{ch}, R_c^{ch}$	Résistances de charge du GLSAP
$v_a, v_b, v_c$	Tensions d'alimentation du MLSAP/GLSAP
$e_a, e_b, e_c$	Forces électromotrices du MLSAP/GLSAP
$i_a, i_b, i_c$	Courants de phases statoriques du MLSAP/GLSAP
$f_m^M$	Valeur maximale du flux d'excitation des aimants par phase
$f_a^M, f_b^M, f_c^M$	Flux d'excitation des aimants de phases statoriques
$f_a, f_b, f_c$	Flux dans les bobines des phases statoriques
$F_{mmaA}$	Force magnétomotrice de la phase A
$f$	Fréquence des tensions d'alimentation
$f_v$	Frottement visqueux
$m$	Masse de la partie mobile du MLSAP/GLSAP
$T_{em}$	Force électromagnétique
$T_d$	Force de détente
$T_p$	Force de poussée
$t_p$	Pas polaire, distance entre deux pôles magnétiques consécutifs
$N_p$	Constante de position électrique $N_p = p / t_p$
$x$	Déplacement linéaire
$v$	Vitesse linéaire
$W$	Vitesse angulaire mécanique du rotor pour un moteur tournant
$w$	Vitesse angulaire électrique
$m$	Perméabilité absolue
$m_0$	Perméabilité du vide

$m_r$	Perméabilité relative
$p$	Nombre de paire de pôles
$W_{em}$	Energie électromagnétique

### Chapitre 3:

$L_a, L_b, L_c$	Inductances propre des enroulements statoriques du MLSAP/GLSAP
$M_{ab}, M_{ba}$	Inductances mutuelles entre les enroulements (a) et (b) du MLSAP/GLSAP
$M_{ac}, M_{ca}$	Inductances mutuelles entre les enroulements (a) et (c) du MLSAP/GLSAP
$M_{bc}, M_{cb}$	Inductances mutuelles entre les enroulements (b) et (c) du MLSAP/GLSAP
$D_1, D_2, D_3$	Inductances de couplage entre la bobine court-circuitée ( $a, b$ ) et les phases
$D_f$	Inductances propre de la bobine court-circuitée ( $a, b$ )
$R_a, R_b, R_c$	Résistances des enroulements statoriques du MLSAP/GLSAP
$R_a^{ch}, R_b^{ch}, R_c^{ch}$	Résistances de charge du GLSAP
$R_f$	Résistance de la bobine court-circuitée ( $a, b$ )
$v_a, v_b, v_c$	Tensions d'alimentation du MLSAP/GLSAP
$v_f$	Tensions aux bornes de la bobine court-circuitée ( $a, b$ )
$i_a, i_b, i_c$	Courants de phases statoriques du MLSAP/GLSAP
$i_f$	Courant circulant dans la bobine court-circuitée ( $a, b$ )
$f_m^M$	Valeur maximale du flux d'excitation des aimants par phase
$f_a^M, f_b^M, f_c^M$	Flux d'excitation des aimants de phases statoriques
$f_f^M$	Flux d'excitation des aimants dans la bobine court-circuitée
$N_p$	Constante de position électrique
$x$	Déplacement linéaire
$x_f$	Emplacement du défaut
$(a, b)$	Bobine court-circuitée
$s_a, s_b, s_c$	Proportion du défaut de court-circuit entre spires
$n_{cc}$	Nombre de spires en court-circuit
$n_s$	Nombre de spires d'une phase

### Chapitre 4:

$i_{cc}$	Courant circulant dans la bobine court-circuitée ( $a, b$ )
$R_a^{ch}, R_b^{ch}, R_c^{ch}$	Résistances de charge du GLSAP
$\hat{F}_m$	Force mécanique maximale
$F_m$	Force mécanique
$T_m$	Période mécanique
$f_m$	Fréquence mécanique
$W_m$	Pulsation mécanique

# Introduction générale

## Contexte et positionnement du mémoire

L'électricité, forme propre de l'énergie par excellence, est aujourd'hui produite majoritairement grâce à la combustion des carburants fossiles ou de la fission nucléaire qui sont des ressources épuisables. Elles contribuent ainsi abondamment à la production de déchets nuisibles pour l'environnement. Les ressources énergétiques renouvelables sont pourtant considérables et parfaitement capables, à long terme, de satisfaire la majeure partie de nos besoins. Mais outre l'hydroélectricité, technologie parfaitement mature, les solutions de conversion des ressources renouvelables, tels que, le soleil (solaire thermodynamique et photovoltaïque), le vent (éoliennes), la houle (houlogénérateurs) et la biomasse (génération et cogénération), sont encore en phase de décollage industriel et ne représentent qu'une faible part dans le bilan global. Après de nombreux soubresauts, les contraintes environnementales, le rapprochement de l'échéance d'épuisement des ressources fossiles et fissiles ainsi que les soucis d'indépendance énergétique conduisent à un décollage significatif des filières de production d'électricité d'origine renouvelable, qualifiées de nouvelles. Dans ce contexte énergétique le générateur électrique linéaire ouvre un champ d'investigation très prometteur et joue un rôle important dans le développement des systèmes de production d'électricité d'origine renouvelable tels que, les houlogénérateurs et les cogénérateurs (l'Archimède Wave Swing, le cogénérateur à moteurs Sterling,...).

Pour l'étude des générateurs électriques linéaires associés aux systèmes destinés à la récupération de l'énergie disponible dans la nature, l'aspect multi-physique y est présent à travers les différentes problématiques qui peuvent être classées selon :

- La nature des « entrées-sorties » caractérisées par des excitations « multi-entrées » et des charges « multi-sorties ».
- L'interaction du système avec le milieu externe (Compatibilité électromagnétique, température environnante, humidité, corrosion,...).
- Les phénomènes électriques, magnétiques, mécaniques et thermiques qui sont liés intimement au système auxquels on associe les propriétés des différents composants.

Sachant que les machines linéaires à aimants permanents sont fortement implantées dans le domaine industriel notamment leur intégration dans les systèmes de production d'électricité et le fait que le désagrément causé par leurs défaillances est très important, ces

facteurs, justifient l'importance du développement des techniques de diagnostic dans le cadre de la sûreté de fonctionnement permettant ainsi, d'éviter les dommages corporels ou matériels et par la suite d'augmenter la durée de vie de ces machines.

Pour traiter les phénomènes multi-physique des générateurs électriques linéaires plusieurs approches de modélisation sont envisageables, cependant, l'approche basée sur les Circuits Electriques Magnétiquement Couplés (CEMC) s'avère très appropriée pour ce genre d'étude où le modèle sera appelé à représenter la machine couplée à divers systèmes d'entrainements (multi-entrées) et à divers charges (multi-sorties) en fonctionnement sain et en présences de défauts. L'implémentation sous environnement MATLAB des équations électriques, magnétiques et mécaniques sous forme d'un modèle d'état, nous offre la possibilité d'exploiter les différents résultats des simulations numériques.

Ce mémoire est organisé de la façon suivante :

Le premier chapitre, présente un bref historique de la technologie des machines linéaires. Les différentes familles d'actionneurs linéaires pour les systèmes à entraînement direct sont ensuite présentées ainsi que leurs domaines d'applications qui sont basés généralement sur les aspects inventifs et imaginatifs des systèmes industriels.

Le deuxième chapitre, présente sommairement les phénomènes caractérisant les machines linéaires synchrones à aimants permanents, ainsi qu'une stratégie de modélisation dans le repère  $abc$  qui permet de prévoir le comportement et les performances dynamique de ces machines, notamment les générateurs linéaires.

Le troisième chapitre, présente un état de l'art sur la surveillance/détection des machines électriques ainsi qu'une modélisation avancée des machines linéaires à aimants permanents dans le repère  $abc$  en présence de défaut de court-circuit entre spires (phénomène multi-physique interne) dans le fonctionnement moteur et générateur.

Le quatrième et dernier chapitre, présente les résultats fournis par les modèles numériques des machines linéaires synchrones à aimants permanents implémentés sous environnement MATLAB ainsi que l'interprétation des différents phénomènes physique mis en jeux lors du fonctionnement de ces machines tels que, les régimes transitoires, le couplage électromécanique...etc.

# Chapitre 1

## Etat de l'art sur les machines électriques linéaires

### Sommaire

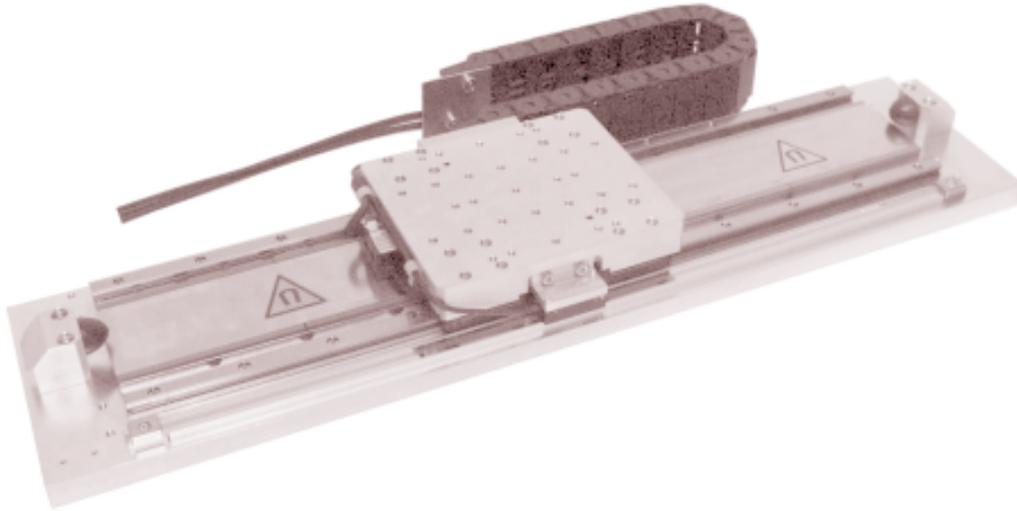
---

1. Introduction.....	6
2. Historique.....	6
3. Structures et topologies des machines électriques linéaires .....	8
4. Architectures et géométries des machines linéaires à aimants permanents.....	13
5. Aimants permanents .....	15
5.1 Définition d'un aimant permanent .....	15
5.2 Différents types d'aimants .....	15
5.3 Performances magnétique des aimants.....	15
6. Domaines d'application des machines électriques linéaires.....	16
6.1 Transports .....	17
6.1.1 Trains traditionnels avec roues.....	17
6.1.2 Trains à lévitation magnétique (Maglev).....	19
6.2 Divers équipements d'automobiles .....	20
6.3 Bâtiments et usines .....	21
6.4 Production d'énergie électrique .....	22
6.4.1 Houlogénérateurs.....	22
6.4.2 Cogénérateurs.....	24
7. Conclusion .....	26

---

## 1. Introduction

Les machines électriques linéaires sont des entraînements directs qui permettent de réaliser un mouvement linéaire directement sans organes de transmission mécaniques 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 (figure 1.1).

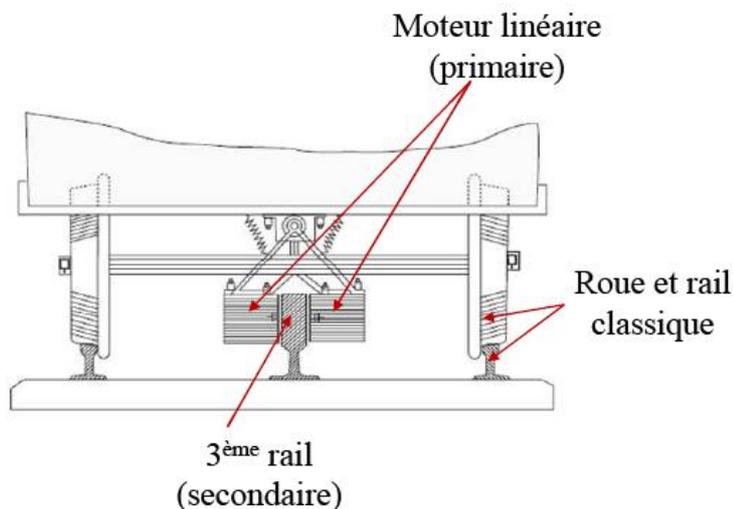


*Figure 1.1 : Machine électrique linéaire*

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.

## 2. Historique

La figure (1.2) présente le premier brevet d'application industrielle portant sur des moteurs linéaires, bien qu'il contienne peu d'informations sur la technologie du moteur linéaire, il présente le choix des moteurs linéaires asynchrones pour propulser des trains de passagers.



**Figure 1.2 :** 1<sup>er</sup> brevet de moteur linéaire [Gong11]

A titre indicatif, en France, il y eut une tentative de transport par moteur linéaire asynchrone à partir de 1969 avec l'aérotrain suburbain S44 (Figure 1.3). Il était sustenté et guidé par des coussins d'air horizontaux et verticaux de la société Bertin, et glissait sur une voie en béton ayant la forme d'un T inversé. Il comprenait un moteur linéaire à induction pour la propulsion, construit par la société Le Moteur Linéaire (LML) du groupe Merlin Gerin.

Celui-ci fut difficile à mettre au point, de plus, il chauffait énormément. La captation du courant électrique d'alimentation se faisait par des navettes frottant sur des rails disposés le long de la voie. Ces navettes étaient fixées à l'appareil au niveau de deux orifices dans la partie basse de l'appareil.



**Figure 1.3 :** Photo de l'aérotrain suburbain S44 [Remy07]

Le S44 était en fait un prototype expérimental dont la version commerciale aurait dû servir pour les liaisons Orly-Roissy et La Défense-Cergy (Régions de France). L'expérimentation du système de propulsion par moteur électrique linéaire s'est étalée de

décembre 1969 à début 1972, et a permis au S44 d'atteindre une vitesse de 170 km/h sur sa voie d'essais de 3 km. La société Le Moteur Linéaire (LML) a été ensuite relayée en 1973 par Jeumont-Schneider. L'exploitation commerciale devait être assurée par des éléments de 2 véhicules circulant à 60 s d'intervalle, les 23 km du trajet étant effectués en 10 min. Le protocole a été ratifié en mai 1974. Cependant, en juillet 1974, les pouvoirs publics sont revenus sur leur décision, et ont mis fin aux essais à base de moteurs linéaires en France au profit du Train à Grande Vitesse (TGV).

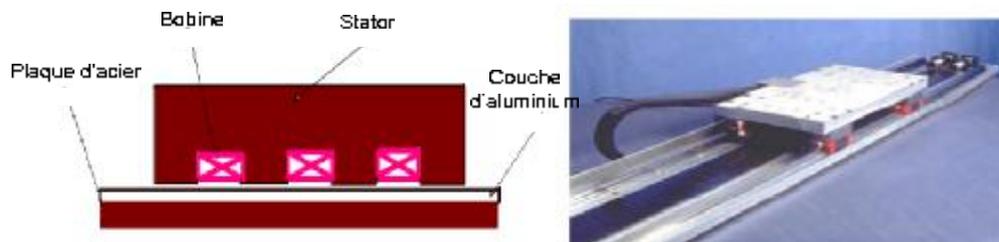
Le développement industriel des machines linéaires dans d'autres domaines que le transport n'a pris son essor qu'à la fin des années 1980 et connaît aujourd'hui une croissance annuelle de 20%. Le marché de la machine linéaire représente, en 2004, 113M€ pour l'Europe et 95M€ pour les USA [Remy07]. C'est un secteur en plein développement, qui s'étend actuellement à de nouveaux domaines d'applications. Toutefois, il n'existe pas de marché de masse pour les machines linéaires. Ce marché est uniquement porté par l'aspect inventif et imaginaire des applications.

### **3. Structures et topologies des machines électriques linéaires**

La machine électrique linéaire est un type particulier de son homologue rotative. Cette nouvelle configuration est en principe envisageable pour tous les types de machines rotatives, il est donc possible de concevoir des prototypes linéaires synchrones, asynchrones, à courants continus, pas à pas et oscillatoires, avec une réversibilité en exploitation et en mouvement, c'est-à-dire à induit fixe, inducteur mobile et vice versa.

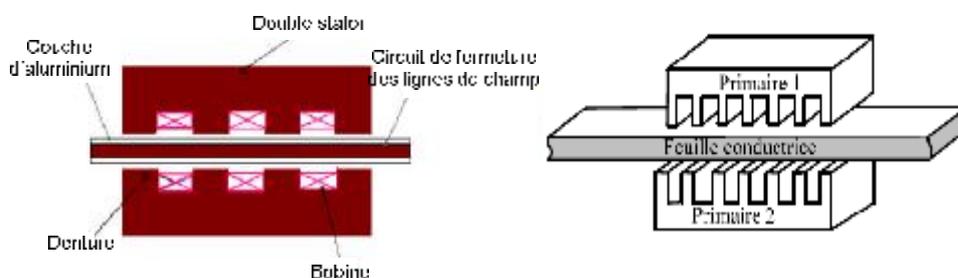
Vu les caractères spécifiques de leurs mouvements en translation les machines linéaires constituent par elles-mêmes un entraînement direct, remplaçant ainsi les systèmes conventionnels complexes associés aux machines rotatives assurant un mouvement rectiligne. Pour les principaux types de ces machines on peut citer :

- La machine linéaire à inducteur simple (stator unique) : Cette variante est la plus courante, car elle s'intègre plus facilement dans la plupart des applications, elle présente une force d'attraction importante entre l'inducteur et l'induit.



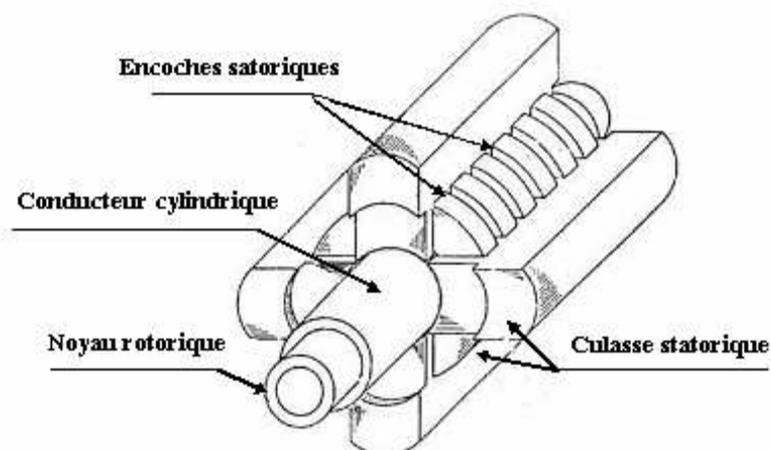
*Figure 1.4 : Machine linéaire simple induction (stator unique)*

- La machine linéaire à inducteur double (double stator) : Cette structure permet d'obtenir des poussées spécifiques plus élevées. Dans la mesure où l'induit est centré, la résultante des forces d'attraction est nulle.



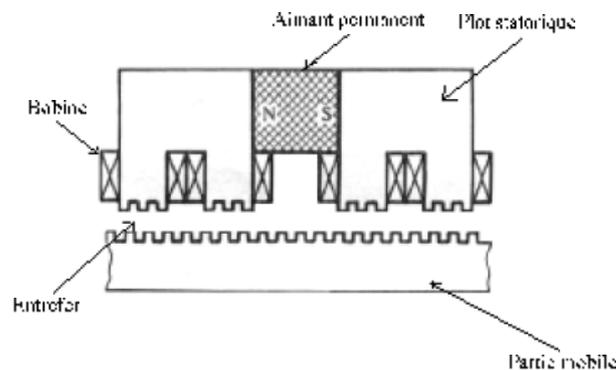
*Figure 1.5 : Machine linéaire double induction (double stator)*

- La machine linéaire tubulaire : C'est une solution qui permet une meilleure utilisation du volume disponible et du cuivre. Pour une structure bien centrée, la résultante des forces d'attraction est nulle.



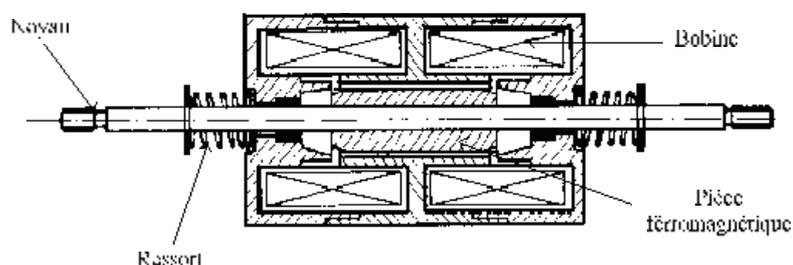
*Figure 1.6 : Machine linéaire tubulaire*

- La machine linéaire pas à pas : Cette machine assure une conversion d'information. Sa particularité est d'assurer un mouvement mécanique incrémental continu [Hedjazi07]. La machine pas à pas doit être de caractère synchrone afin de satisfaire les impératifs d'une conversion d'informations fiables. En d'autres termes, à toute impulsion d'alimentation doit correspondre une avance élémentaire (translation) constante, dite pas. Un nombre déterminé d'impulsions entraîne un nombre correspondant de pas. De plus, la succession d'impulsions à une fréquence déterminée permet d'imposer une vitesse de translation pratiquement constante. C'est le contrôle de ces deux fonctions position et vitesse, qui permet d'assurer une conversion d'information.



**Figure 1.7 :** Machine linéaire pas à pas [Hedjazi07]

Sachant que les machines électriques linéaires recouvrent une très grande variété de systèmes, nous terminerons par donner quelques figures représentant d'autres types de machines linéaires un peu plus spéciales que celles citées ci-dessus telles que, la machine linéaire oscillatoire, la machine linéaire à flux transversal, la machine linéaire hybride vernier et en fin la machine linéaire multi-tiges.



**Figure 1.8 :** Machine linéaire oscillante avec ressorts d'équilibre [Hedjazi07]

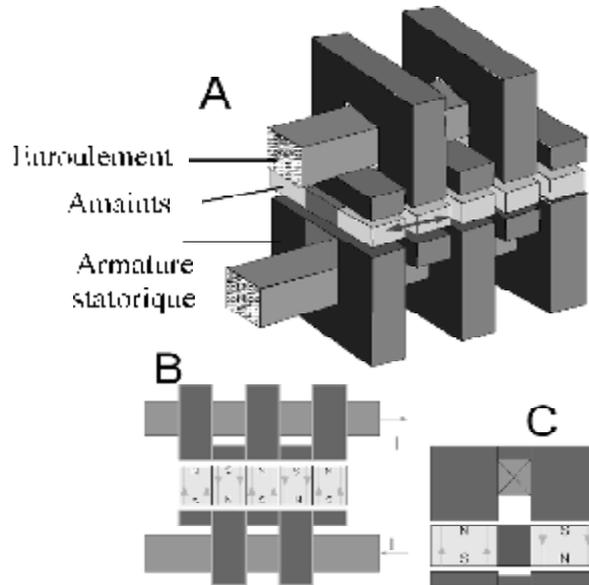


Figure 1.9 : Machine linéaire à flux transversal [Baker03]

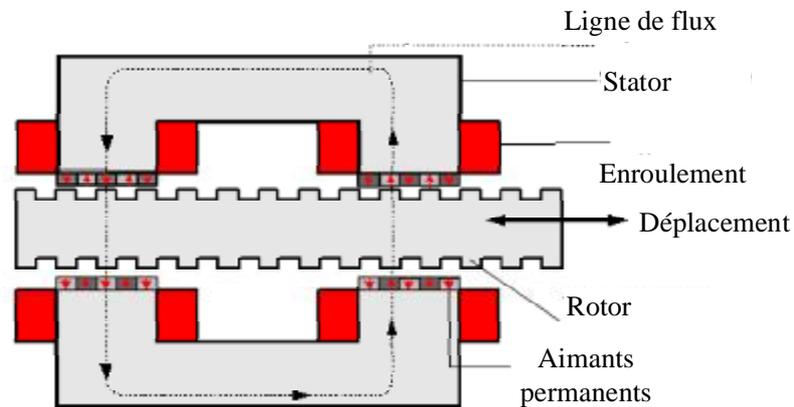


Figure 1.10 : Machine linéaire hybride vernier [Baker03]

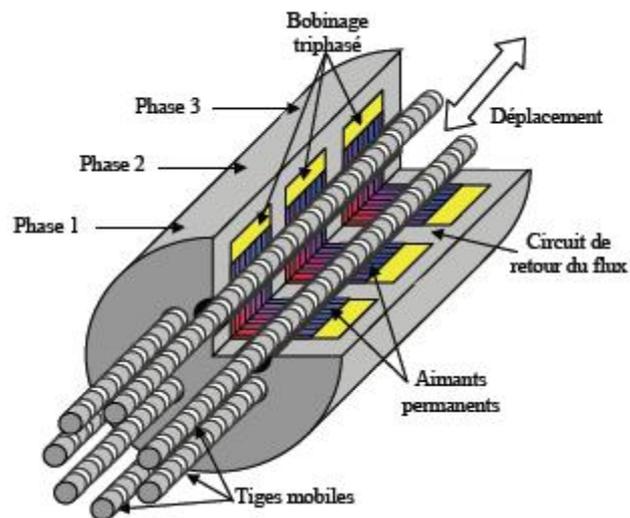


Figure 1.11 : Machine linéaire multi-tiges [Benahmed06]

Généralement, les machines linéaires peuvent être classées suivant leurs géométries (figure 1.12).

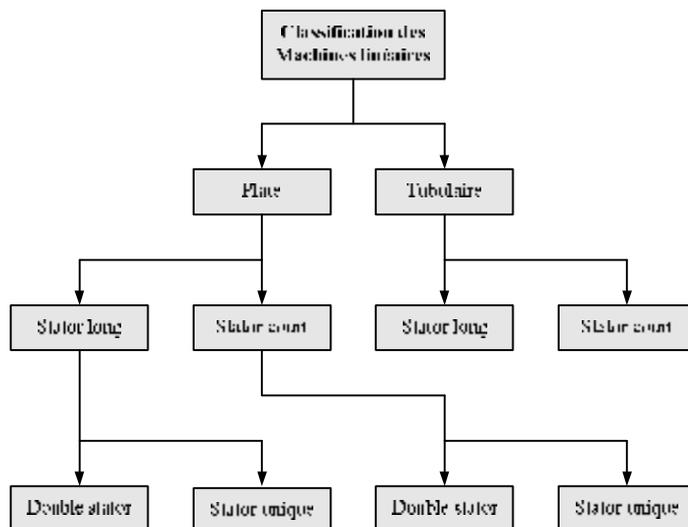


Figure 1.12 : Classification des machines linéaires selon leur géométrie [Chevailler06]

Il existe un autre classement relatif au principe de fonctionnement du moteur (topologies). Celui-ci est présenté par la figure (1.13).

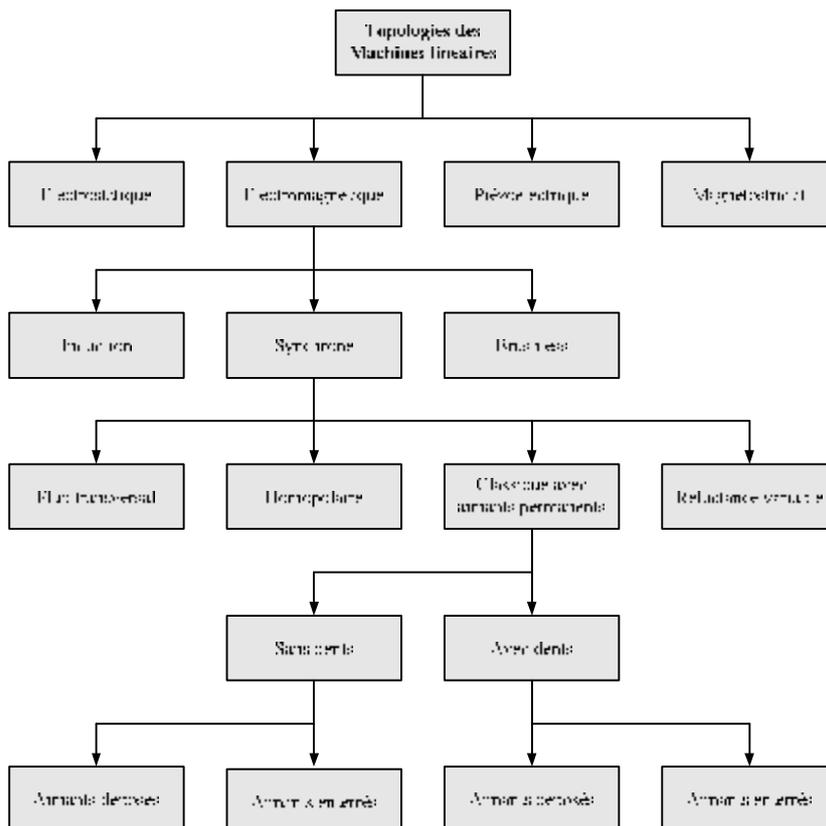


Figure 1.13 : Topologies des machines linéaires [Chevailler06]

Il n'est pas dans notre objectif de détailler toutes les structures des différentes familles des machines linéaires. Par contre, la bibliographie française et anglo-saxonne comporte de nombreux articles qui justifient de l'intérêt de ces machines et qui présentent ces différentes familles, ainsi que de bons ouvrages dédiés à l'étude des machines linéaires et à leurs applications industrielles.

#### 4. Architectures et géométries des machines linéaires à aimants permanents

La machine étudiée dans ce mémoire est une machine linéaire synchrone à aimants permanents à géométrie plate et à stator unique. Sans aborder les principes de conversion électromécanique, trois familles d'architectures de ces machines peuvent être distinguées:

- Inducteur solidaire du rail, donc fixe (figure 1.14.a) et induit mobile dont l'alimentation peut s'effectuer par un câble souple (le mouvement est limité) ou par transmission d'énergie sans contact, l'énergie peut être également embarquée ;
- Inducteur solidaire du rail mobile et induit fixe localisé (l'alimentation est facilitée), figure (1.14.b) ;
- Induit fixe (figure 1.14.c) 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.

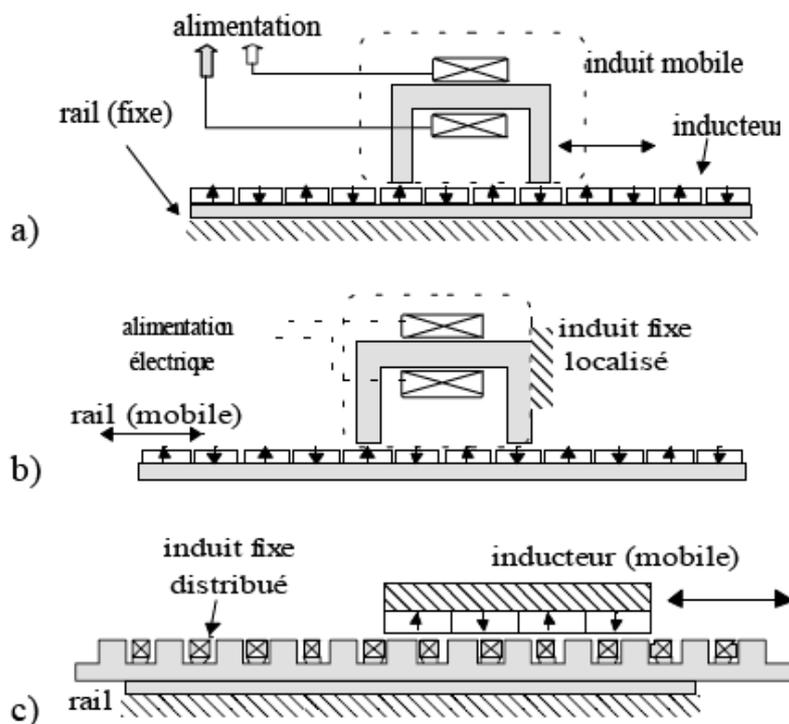
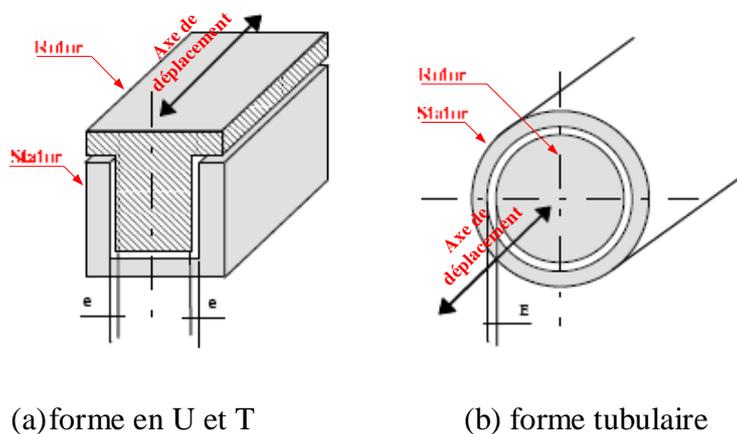


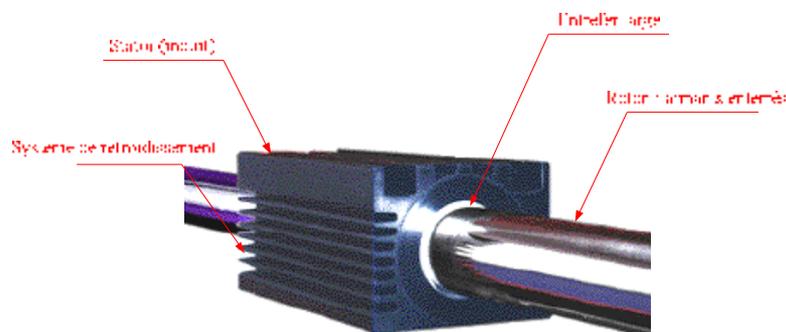
Figure 1.14 : Principales architectures des machines linéaires à aimants permanents

Le rail (partie fixe, éventuellement de grande longueur) peut être « entouré » par la partie mobile ou également « entourant ». Si la surface active d'entrefer est plane et unique, les efforts normaux (non productifs du mouvement attendu) sont loin d'être négligeables et créent des contraintes très fortes sur les guidages. Lorsque cela est possible, on essaie de réduire ces efforts en adoptant des structures symétriques, par exemple, avec des stators en forme de U (figure 1.15.a) ou encore tubulaires (figure 1.15.b). Les efforts normaux ont alors une résultante nulle si le centrage est parfait (comme dans les machines tournantes cylindriques), mais l'équilibre obtenu est instable et il subsiste toujours un effort résiduel de décentrement. Il est donc nécessaire de réaliser un guidage mécanique très précis. Généralement, celui-ci est déporté et lié à la charge entraînée. Ce guidage devra avoir un coefficient de frottement aussi faible que possible, surtout dans les applications où la masse embarquée est grande.



**Figure 1.15 :** Géométries minimisant les efforts normaux parasites

La figure (1.16) montre un exemple d'actionneur linéaire direct industriel à aimants NdFeB (série avec deux diamètres de barreau central :  $f$  25 et 38 mm, les poussées atteignent 1300 N, les vitesses 11 m/s et les accélérations 200 m/s<sup>2</sup>). L'architecture est de type (figure 1.14.a) et la géométrie de type (figure 1.15.b).



**Figure 1.16 :** Moteur linéaire à aimants tubulaires [Benahmed05]

## 5. Aimants permanents

### 5.1 Définition d'un aimant permanent

On appelle aimants permanents les corps qui ont la propriété de conserver une très grande aimantation rémanente. Parmi les fonctions d'un aimant permanent nous avons la création du champ magnétique extérieur, cela implique que l'aimant possède des pôles qui sont des régions dans lesquelles sa polarisation présente une composante normale à la surface.

### 5.2 Différents types d'aimants

- **Les Alnico** : Ces aimants sont des alliages à base d'aluminium, nickel, cobalt et fer, aux propriétés magnétiques modestes et du coût élevé du cobalt. Grâce à une excellente stabilité thermique, ils conservent quelques rares applications, dans le domaine des hautes températures et des appareils de mesures.
- **Les ferrites durs** : Ce sont des matériaux céramiques très stables, à très faible coût, aux propriétés magnétiques modestes. Bien que relativement anciens, ils sont toujours l'objet de nombreuses recherches et demeurent les aimants les plus utilisés aujourd'hui.
- **Les samarium-cobalt** : Ils présentent des performances magnétiques très supérieures aux deux familles précédentes, mais leur coût constitue un inconvénient majeur. Relativement stables en température et résistants à la corrosion, ces aimants conservent d'importantes applications dans les domaines où les conditions d'utilisations difficiles (notamment les hautes températures) sont prépondérantes par rapport au coût.
- **Les néodyme-fer-bore** : Ils présentent les meilleures performances magnétiques du marché. Très sensibles à la corrosion, ils sont protégés par des revêtements de surface et ne peuvent être utilisés à haute température.

### 5.3 Performances magnétiques des aimants

Les performances magnétiques des aimants permanents sont déterminées à partir de leur courbe d'aimantation  $M = f(H)$  ou en induction  $B = f(H)$ ,  $H$  représentant le champ magnétique effectif dans l'aimant. Ces performances sont plus particulièrement caractérisées sur le deuxième quadrant du cycle, qui correspond à la courbe de désaimantation. Alors on obtient :

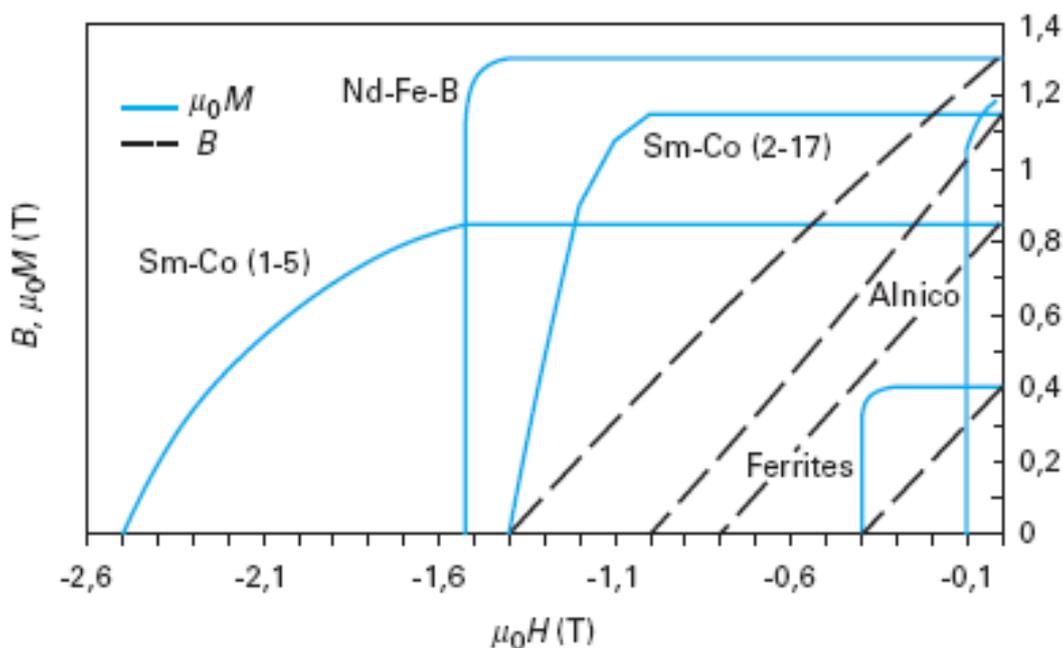
- L'induction rémanente  $B_r$  (induction magnétique en champ nul).
- Le champ coercitif de l'aimantation  $H_{cJ}$  (champ annulant l'aimantation  $M$ ).
- Le champ coercitif de l'induction  $H_{cB}$  (champ démagnétisant annulant l'induction  $B$ ).
- Le produit d'énergie volumique  $BH$  dont on tire  $(BH)_{\max}$ .

Le tableau (1.1) présente les valeurs des principales grandeurs magnétiques pour les quatre familles d'aimants. Elles comportent, pour certaines grandeurs, des domaines de variations qui caractérisent les différentes nuances disponibles chez les fabricants.

Famille	Température de Curie (°C)	Température maximale d'utilisation (°C)	$(BH)_{\max}$ (kJ/m <sup>3</sup> )	$H_{cJ}$ (kA/m)	$B_r$ (T)	Coefficient de température de $H_{cJ}$ (en 10 <sup>-2</sup> K <sup>-1</sup> )	Coefficient de température de $B_r$ (en 10 <sup>-2</sup> K <sup>-1</sup> )
Alnico	740 à 860	450 à 650	36,8 à 43,8	64 à 103	1,1 à 1,3	+ 0,03 à - 0,07	- 0,02
Ferrites (Sr)	450 à 460	250	25,5 à 40,6	200 à 400	0,38 à 0,46	+ 0,3 à + 0,5	- 0,18 à - 0,20
Sm-Co 1-5	700 à 750	250	135,3 à 151,2	980 à 1 600	0,82 à 0,87	- 0,15 à - 0,30	- 0,045 à - 0,050
Sm-Co 2-17	800 à 850	450 à 650	159,1 à 254,6	490 à 790	0,92 à 1,16	- 0,16 à - 0,30	- 0,030 à - 0,035
Nd-Fe-B	310 à 330	80 à 180	199,0 à 310,3	880 à 1 990	1,0 à 1,3	- 0,55 à - 0,65	- 0,11 à - 0,13

**Tableau 1.1 :** Valeurs numériques des principales grandeurs magnétiques des grandes familles d'aimants à température ambiante [Lechevallier]

Sur la figure (1.17) sont représentées les courbes de désaimantation, en aimantation et en induction pour les quatre familles d'aimants.



**Figure 1.17 :** Courbes de désaimantation de différents types d'aimants [Lechevallier]

## 6. Domaines d'application des machines électriques linéaires

Pour illustrer l'intérêt que présentent les machines électriques linéaires et 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.

### 6.1 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).

#### 6.1.1 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 (1.18.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 (1.18.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.

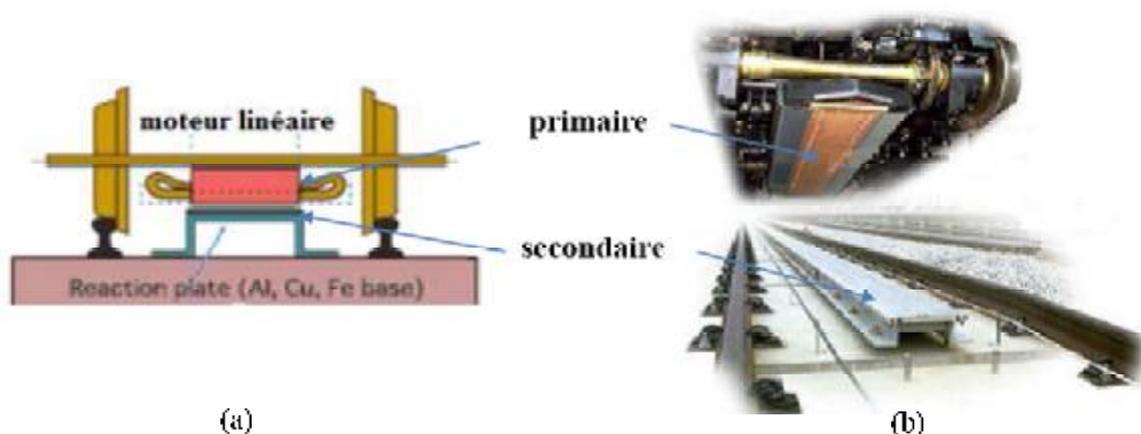


Figure 1.18 : Structure et montage du moteur linéaire sur un train [Gong11]

Le tableau (1.2) présente quelques implantations utilisant des moteurs linéaires pour la traction. Actuellement d'autres lignes de transport urbain sont en construction.

Constructeur	Ligne	Ville	Mise en service
Bombardier ART	Airport express	Beijing	2008
	AirTrain JFK	New York	2003
	Detroit People Mover	Detroit	1987
	Kelana Jaya Line	Kuala Lumpur	1998
	Scarborough TR	Toronto	1985
	SkyTrain	Vancouver	1985
Kawasaki Heavy Industry	Lintrain	Saitama	1988
	Nagahori Tsunumi ryokuchi Line	Osaka	1990
	Toei Ōedo Line	Tokyo	2000
	Kaigan Line	Kobe	2001
	Nanakuma Line	Fukuoka	2005
	Imazatosuji Line	Osaka	2006
	Green Line	Yokohama	2008
Line 4 of Guangzhou Metro	Guangzhou	2005	
Line 5 of Guangzhou Metro	Guangzhou	2009	

*Tableau 1.2 : Applications des moteurs linéaires sur des rails [Gong11]*

Deux exemples du tableau (1.2) sont présentés. La figure (1.19) montre le métro de Beijing. Il a été ouvert en juillet 2008. Le parcours est de 28 km et dispose de 4 stations. La figure (1.20) montre un exemple de SkyTrain de Vancouver datant de 2002.



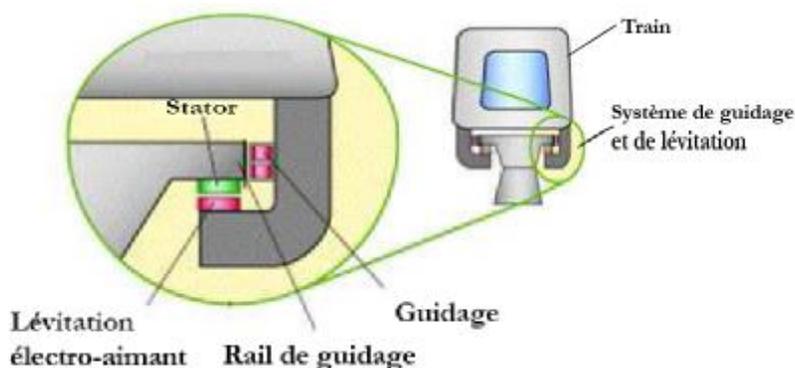
*Figure 1.19 : Ligne de l'aéroport de Beijing*



*Figure 1.20 : SkyTrain de Vancouver*

### 6.1.2 Trains à lévitation magnétique (Maglev)

Avec l'augmentation de la population et de l'extension des zones d'activités humaines, les moyens de transport traditionnels ne satisfont plus les besoins. Des moyens de transport en commun innovant sont nécessaires. Le train utilisant le système de lévitation magnétique (Maglev) est un très bon candidat.



*Figure 1.21 : Système de Maglev*

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 (1.21) 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 (1.22) présente le Maglev japonais installé sur une voie active (l'induit du moteur linéaire est réparti tout le long de la voie, architecture type figure 1.14.c). 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.

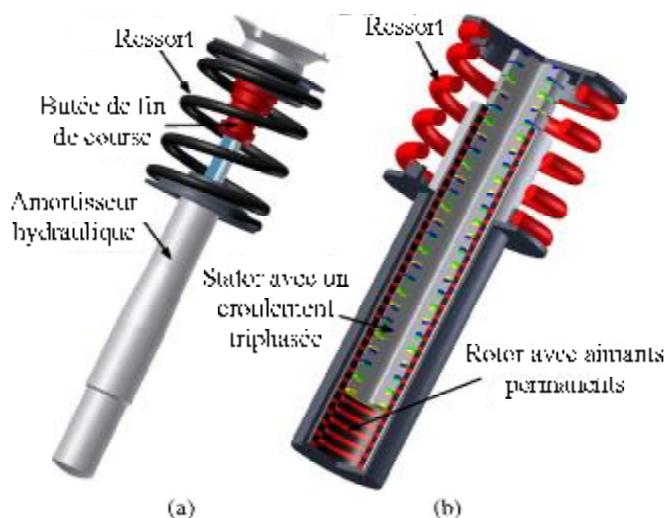


*Figure 1.22 : Maglev japonais MLX01 à voie active, prévision de vitesse commerciale 500 km/h [Multon99]*

## 6.2 Divers équipements d'automobiles

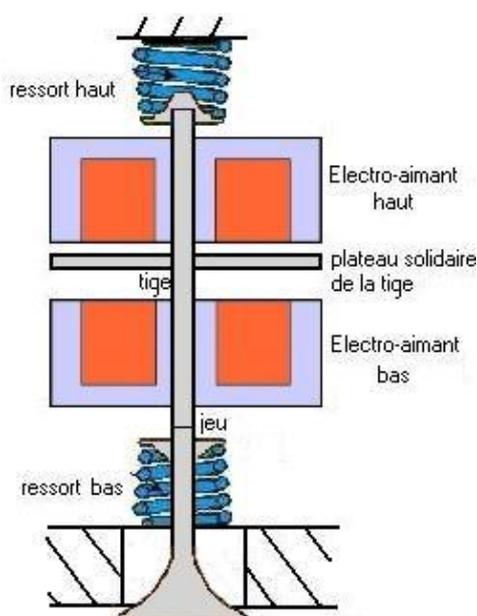
De nombreuses recherches, avec quelques réalisations prototypes méritent d'être signalées, telles que, les suspensions et les soupapes électriques.

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 [Bart10].



**Figure 1.23 :** (a) Suspension conventionnelle. (b) Suspension électromagnétique [Bart10]

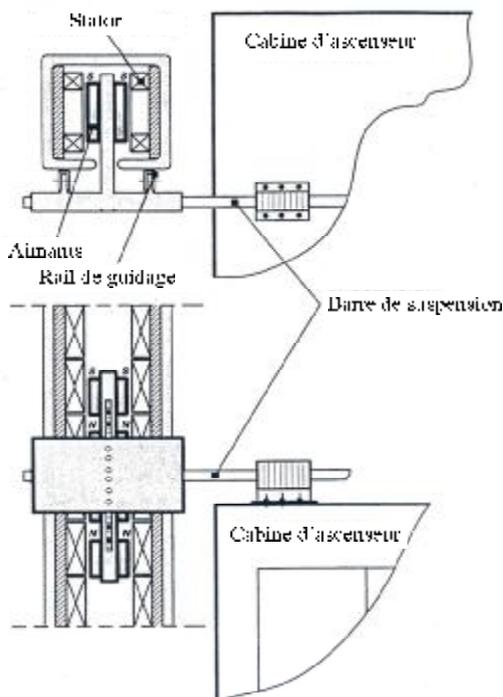
Pour les soupapes électriques, l'objectif visé est l'obtention d'une plus grande précision de contrôle que les soupapes à commande mécanique ainsi que la suppression des arbres à cames du moteur (moteur camless) [Benahmed06].



**Figure 1.24 :** Schéma de principe d'une soupape électromagnétique [Benahmed06]

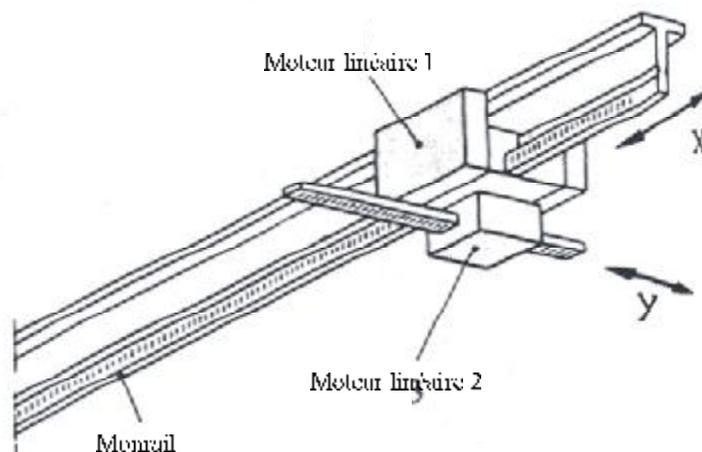
### 6.3 Bâtiments et usines

Dans le domaine du bâtiment, l'application des machines électriques linéaires peut se trouver dans les ascenseurs des grands immeubles, la figure (1.25) présente un ascenseur entraîné par un moteur linéaire synchrone à aimants permanents (double stator).



*Figure 1.25 : Ascenseur entraîné par un moteur linéaire synchrone à aimants (double stator) [Jacek00]*

Pour des applications en maintenance dans les usines ou les ateliers, la figure (1.26) présente un pont roulant automatique à deux degrés de liberté entraîné par deux machines linéaires suivant l'axe x et y.



*Figure 1.26 : Pont roulant automatique [Jacek00]*

## 6.4 Production d'énergie électrique

### 6.4.1 Houlogénérateurs

De nombreux travaux présentent les systèmes de récupération d'énergie des vagues qui sont en phases de développement [Arexis10], [Aubrey09], [Baker03], [Kimoulakis10], [Ruellan07] et [Thorburn06]. Parmi ces systèmes, on cite l'AWS (Archimede Wave Swing) qui exploite le mouvement de pilonnement (vertical) d'une bouée immergée. Une unité de production est constituée d'un flotteur cylindrique qui coulisse sous l'effet de la houle autour d'un autre fixé sur le fond de la mer. Le mouvement créé actionne un générateur électrique linéaire en entraînement direct. La version pilote, testée en 2004, au large du Portugal [Ruellan07], était dimensionnée pour une puissance crête de 2MW et une puissance nominale de 1MW.

Le générateur linéaire est une machine à aimants permanents déposés en surface. Le système n'ayant qu'un seul degré de liberté, la modélisation hydrodynamique et mécanique du système se ramène à une équation différentielle du second ordre. Le terme de rappel (proportionnel à la position) est dû au fait que le flotteur agit comme un piston. Lors de son mouvement il comprime et détend de l'air dans une chambre étanche mais aussi de l'azote dans des pistons. La pression de l'azote dans ces pistons est ajustable et ce terme de rappel peut donc être réglé afin d'ajuster la fréquence de résonance du système aux différentes fréquences d'excitation rencontrées. Cela permet de récupérer le maximum d'énergie sur une plage de périodes de houle assez élevée (entre 5 et 15s). L'effet de résonance permet d'atteindre des amplitudes de mouvement jusqu'à sept fois plus grande que l'amplitude de la variation de hauteur de la surface de la mer.

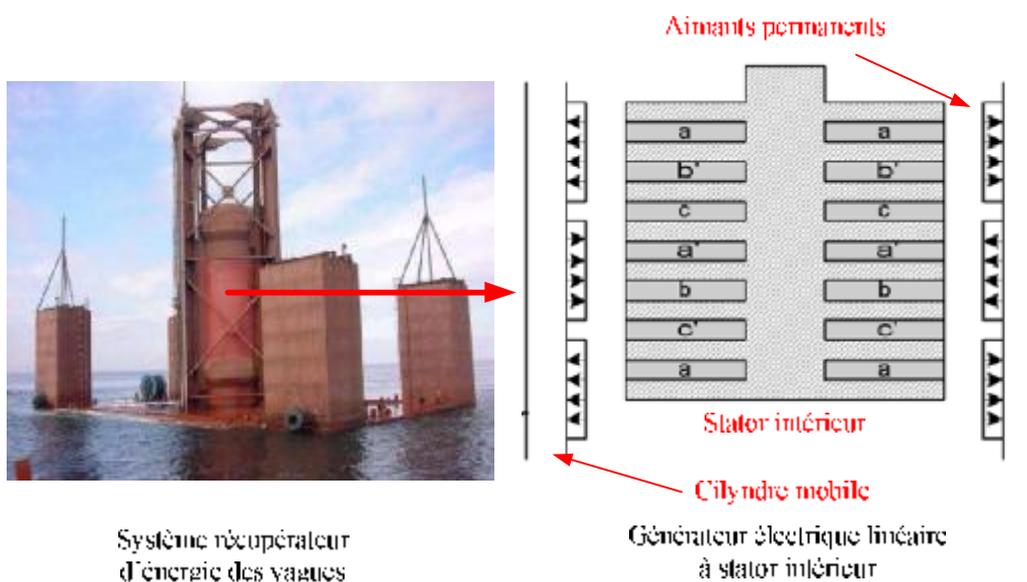


Figure 1.27 : AWS [Baker03]

L'énergie annuelle récupérée annoncée est de 1.64 GWh sur le site pilote portugais, soit 1640 heures à puissance nominale. Sur la version pilote et pour des raisons de coût, la partie mobile du générateur linéaire est plus longue de seulement trois mètres que la partie fixe. Cela grève évidemment les capacités du système sur les mouvements de forte amplitude. Pour éviter d'avoir des mouvements d'amplitude trop importante, le système est prévu avec des butées mécaniques. Le système possède des amortisseurs hydrauliques eux aussi prévus pour limiter les mouvements. Cela évite au générateur linéaire de devoir fournir des forces trop importantes pour avoir des mouvements raisonnables, mais l'énergie récupérée est en contre partie plus faible.

L'appareillage du système Achimede wave swing (AWS) est très simple et ne nécessite pas de technologie très avancée, en effet la seule difficulté vient de la taille et des proportions inhabituelles que doivent prendre les différents composants du système AWS. Le système se compose d'un cylindre hermétique en acier, fixé à un guide vertical lui-même accroché au fond marin. Le cylindre se compose d'un cylindre mobile supérieur ou flotteur compris entre 10 et 20m de diamètre, et d'un cylindre fixe inférieur. A l'intérieure du flotteur on trouve un système de générateur linéaire composé d'une bobine solidaire du cylindre fixe et d'une colonne d'aimants de polarités inverses solidaire du cylindre mobile [Arexix09].

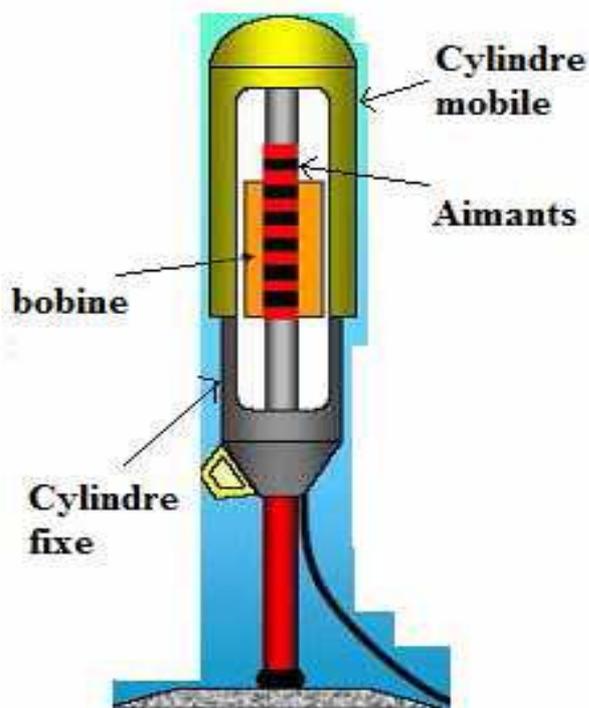


Figure 1.28: Système AWS [Arexix09]

### 6.4.2 Cogénérateurs

Pour un tel système, [Ruellan11] et [Benahmed06] présentent un micro-cogénérateur destiné à alimenter en énergie électrique et thermique une habitation individuelle. Il est constitué de deux moteurs d'entraînement de type Stirling (figure 1.29) associés à un générateur électrique linéaire à induction (figure 1.31). Pour des raisons d'encombrement, mais aussi, de manière à pouvoir encapsuler l'ensemble dans une enceinte close sans joint, le choix d'une intégration du moteur d'entraînement et du générateur a été fait. Le tout est donc composé d'une chaîne thermo-mécanique couplée à une chaîne électromécanique.

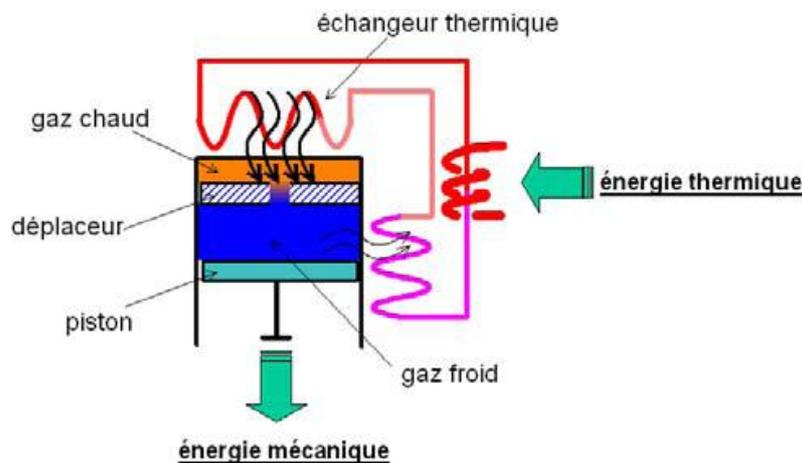


Figure 1.29 : Schéma de principe d'un moteur Stirling [Benahmed06]

L'énergie électrique produite est injectée, via un double convertisseur AC/DC/AC, dans un réseau domestique 230 V / 50 Hz (figure 1.30). Les deux moteurs Stirling travaillent en opposition de phase. Les pistons de chacun des moteurs sont liés rigidement. De ce fait ils sont considérés comme un unique piston qui est également le mover du générateur. L'ensemble constitue le moteur Stirling à « piston libre double effet».

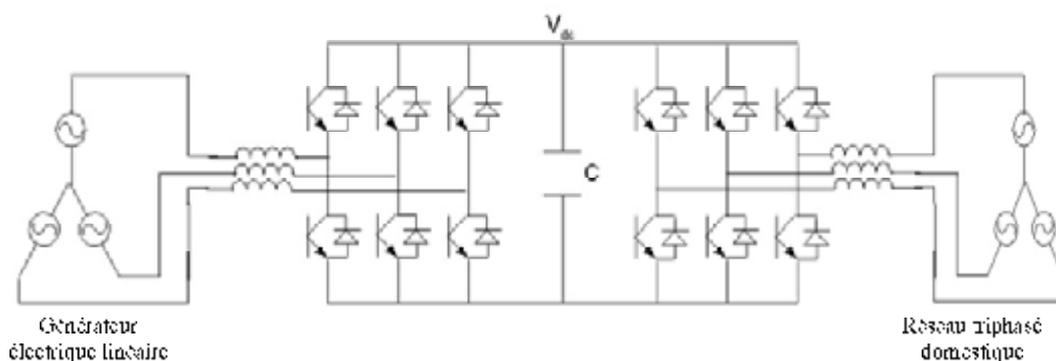
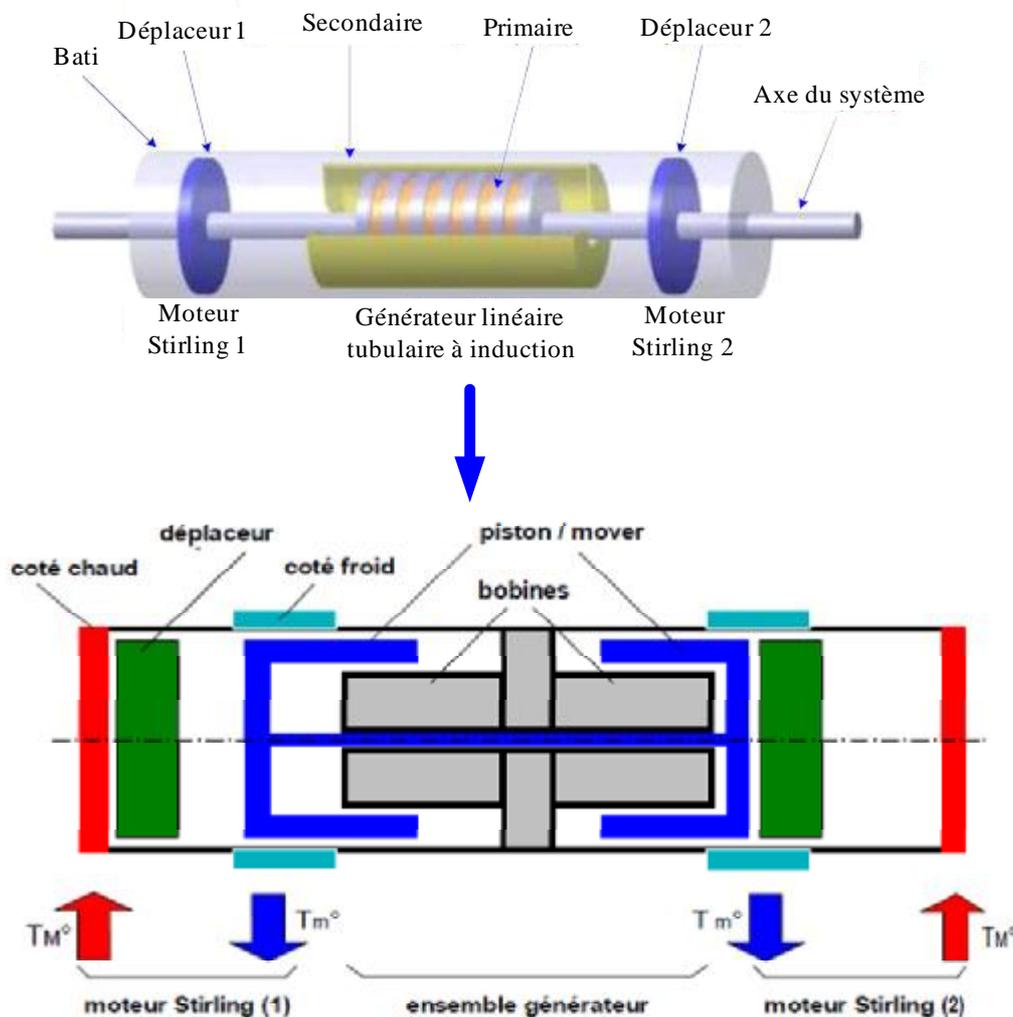


Figure 1.30 : Schéma de principe d'un convertisseur AC/DC/AC [Baker03]



**Figure 1.31 :** Schémas du moteur Stirling et de son générateur électromagnétique linéaire à induction  
[Ruellan11]

Le piston commun, ou mover, est entraîné dans un mouvement alternatif selon son axe. Sa course (amplitude et fréquence) dépend de la température de la chambre chaude, de celle de la chambre froide et de la force électromagnétique que la chaîne électrique oppose au moteur. Cette force d'opposition est récupérative de forme et d'amplitude optimisée adaptée au bon fonctionnement de la chaîne thermo-mécanique notamment concernant sa stabilité.

Comme nous l'avons déjà précisé, deux moteurs thermiques travaillent en opposition de phase. C'est-à-dire que le temps de détente d'un moteur coïncide au temps de compression de l'autre moteur ou d'une autre manière l'un constitue le "ressort de rappel" de l'autre. Par contre, un tel moteur Stirling n'est pas naturellement stable. Cette stabilité devra être assurée par le contrôle/commande de la machine à induction qui est globalement génératrice sur un cycle mais peut fonctionner à certains instants en moteur.

## 7. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté 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.

Dans le chapitre suivant nous allons présenter un modèle de la machine linéaire synchrone à aimants permanents, permettant ainsi, la prédiction de ses performances dynamiques dans les différents régimes (transitoire et permanent), différents modes opératoires (moteur et générateur) et sous diverses conditions de fonctionnement (multi-excitations).

## Chapitre 2

### Modèle de la machine linéaire synchrone à aimants permanents en régime dynamique

#### Sommaire

---

1. Introduction.....	28
2. Phénomènes physiques caractérisant les MLSAP.....	29
2.1 Effets d'encoches (cogging) .....	29
2.2 Effets d'extrémités .....	31
2.2.1 Asymétrie de la disposition des têtes de bobines .....	32
2.2.2 Forces d'extrémités et forces de détentés .....	34
2.3 Variation de la réluctance (disposition des aimants).....	35
2.4 Ondulation de la force (force magnétomotrice non sinusoïdale) .....	37
2.5 Saturation du circuit magnétique.....	38
2.6 Frottements entre les parties mobiles et fixes .....	39
3. Modèle de la machine linéaire synchrone à aimants permanents .....	39
3.1 Modèle du MLSAP dans le repère <i>abc</i> .....	40
3.2 Modèle du GLSAP dans le repère <i>abc</i> .....	44
4. Conclusion .....	47

---

## 1. Introduction

La modélisation et la simulation de la machine linéaire dans le cadre de la prédiction de ses performances dynamiques (régime transitoire et permanent) ou de son diagnostic est d'une très grande importance. Cependant les objectifs d'un modèle de simulation sont différents, ce qui a motivé les chercheurs à mettre au point des modèles basés généralement sur les approches de calcul suivantes :

- Méthode par les équations des Circuits Electriques Magnétiquement Couplés (CEMC).
- Méthode par les réseaux de réductance (MRR).
- Méthode numérique par les éléments finis (MEF).

Ces trois méthodes sont largement détaillées dans la littérature scientifique, et présentent des degrés de complexité différents.

La méthode des (CEMC) permet d'exprimer les principes physiques mis en jeu lors de la conversion électromécanique, sous forme de relations analytiques liant les tensions, les courants et les flux à travers les résistances et les inductances. Bien que les résultats obtenus sont généralement acceptables, ils présentent des insuffisances à cause des hypothèses simplificatrices restrictives telles que, la linéarité des matériaux, configurations géométriques simples, l'absence de saturation magnétique et d'effet de peau. Dans les applications qui ne nécessitent pas une très grande précision, la méthode des (CEMC) est avantageuse en termes de sa simplicité de mise en œuvre basée principalement sur les lois fondamentales de la physique, d'une part et d'une autre part, de sa souplesse lors de son implémentation dans les logiciels de calcul numérique.

Dans l'approche numérique la méthode des éléments finis est utilisée pour la résolution des équations du champ électromagnétique incluant les propriétés réelles des matériaux et les configurations géométriques complexes. La discrétisation ou le maillage fin du domaine d'étude permet d'augmenter la précision des résultats. Néanmoins la (MEF) présente un inconvénient relatif aux ressources informatiques (temps et espace mémoire important).

La méthode des réseaux de réductances (MRR) basée sur les schémas équivalents magnétiques présente un niveau de complexité intermédiaire entre les deux méthodes (CEMC)-(MEF). Elle offre l'avantage de décrire plus finement les grandeurs du système à l'aide d'une représentation graphique de la géométrie de la machine, en incluant les phénomènes de saturation locale (générés par les aimants sur les dents du primaire). Cependant, la représentation très complexe des échanges d'énergie dans la zone d'entrefer reste un frein majeur à son utilisation.

Le modèle proposé dans ce chapitre, s'inscrit dans le cadre de la modélisation de la machine linéaire synchrone à aimants permanents en adoptant l'approche de type (CEMC). Son objectif est la prédiction des performances dynamiques en régime transitoire et permanent du moteur linéaire synchrone à aimants permanents (MLSAP) et du générateur linéaire synchrone à aimants permanents (GLSAP).

## 2. Phénomènes physiques caractérisant les MLSAP

Pour élaborer un modèle fin du MLSAP, le chercheur se doit de bien connaître tous les phénomènes électriques, magnétiques et mécaniques qui interviennent dans la machine linéaire. Ainsi, nous allons présenter les phénomènes qui caractérisent les MLSAP et qui peuvent intervenir dans le cadre d'une modélisation avancée des machines linéaires :

- Effets d'encoches (Cogging).
- Effets d'extrémités (Forces de détente).
- Variation de la réluctance (Disposition des aimants).
- Ondulation de force (Force magnétomotrice non sinusoïdale).
- Saturation du circuit magnétique.
- Frottements entre les parties mobiles et fixes.

La prise en compte de tous ces phénomènes est très intéressante lors de la modélisation des MLSAP. Certains phénomènes indésirables peuvent être compensés par des solutions technologiques. Toutefois, il peut être intéressant d'utiliser les effets de certains phénomènes pour améliorer le modèle du moteur.

### 2.1 Effets d'encoches (Cogging)

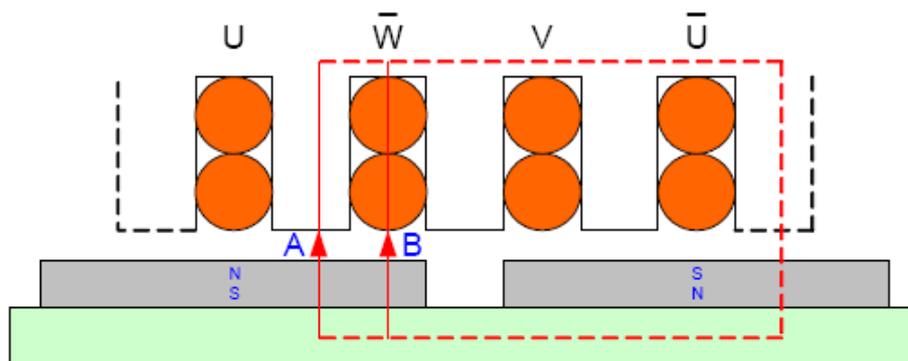
Tout comme celles des moteurs tournants, les encoches du primaire du MLSAP, étant constituées de matériaux ferromagnétiques, subissent l'attraction des aimants. Ainsi, il en résulte une force normale et une force tangentielle. Cette force tangentielle aux encoches vient donc s'ajouter à la force de poussée du moteur et donc doit être considérée comme une force perturbatrice. Ce phénomène est appelé cogging et représente un des phénomènes qui compose la force de détente. Dans la littérature scientifique, les forces de cogging et les forces d'extrémités sont regroupées sous le nom de forces de détente :

$$\text{Forces de détente} = \text{Force de cogging} + \text{Forces d'extrémités} \quad (2.1)$$

Cette force d'encoche prend source dans la variation de réluctance du primaire. En effet, cette force n'existe que par la variation de la perméabilité  $m = m_r \cdot m_0$  (figure 2.1).

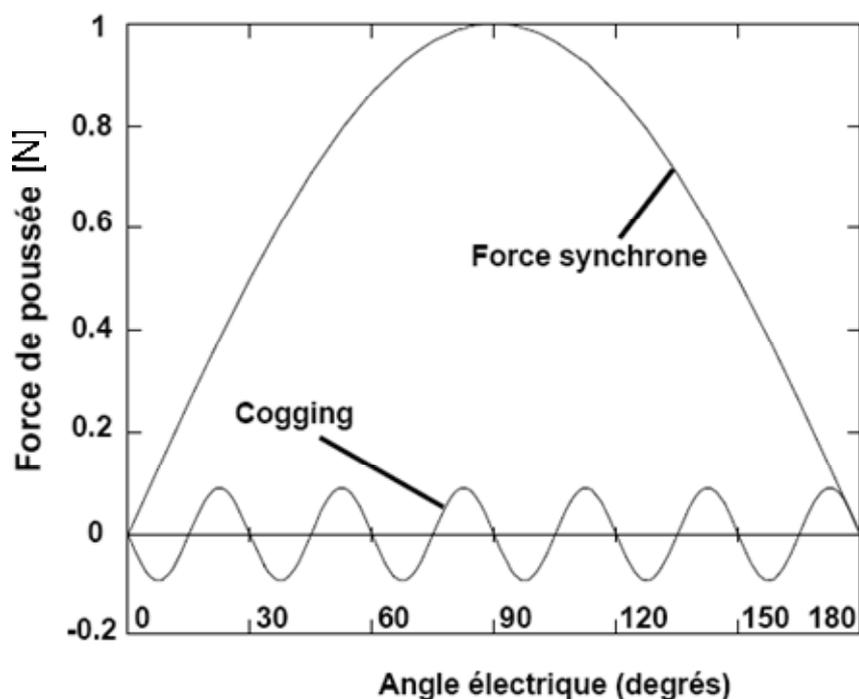
Avec  $m_r \gg 1$  dans un matériau ferromagnétique.

Alors que  $m_r \approx 1$  dans l'air et dans le cuivre.



*Figure 2.1 : Variation de la perméabilité au passage d'une encoche*

Le flux d'un aimant circulant dans un circuit de réluctance non constante génère une force dont la fréquence dépend directement de la distance entre deux encoches. Cette force est sinusoïdale (au premier harmonique) et elle vient s'ajouter à la force dite "synchrone" générée par le bobinage triphasé, (figure 2.2).

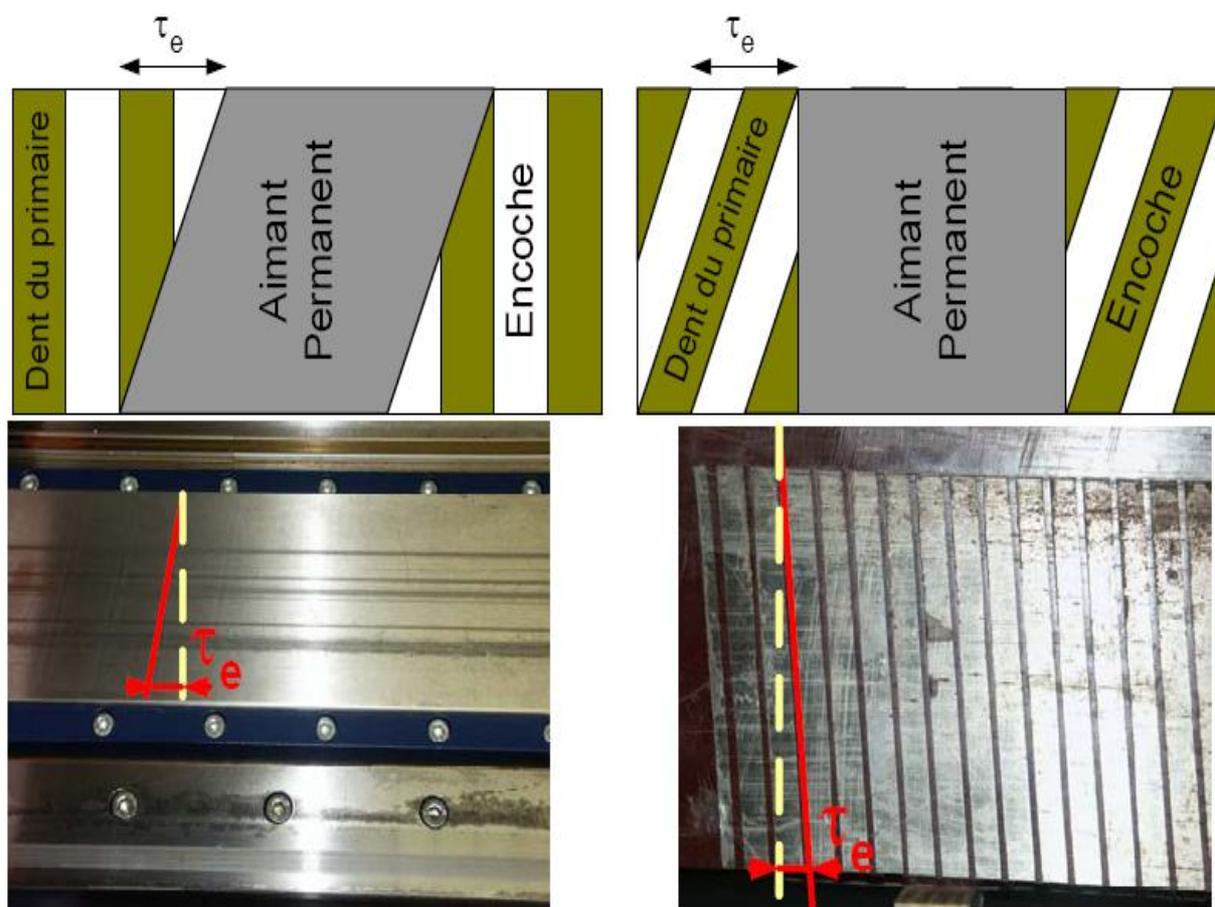


*Figure 2.2 : Force de poussée d'un MLSAP*

Sachant que l'on trouve des dentures et des encoches par pas polaire  $t_p$ , cela nous donne une force sinusoïdale due au cogging de fréquence plus grande que celle de la force synchrone. Une solution évidente est d'obtenir une réductance du primaire visible par l'aimant qui soit la plus constante possible. Ainsi on trouve deux solutions technologiques (figure 2.3) :

- Les aimants sont inclinés d'un pas d'encoches, les encoches restent droites.
- Les encoches sont inclinées d'un pas d'encoches, les aimants restent droits.

Dans les deux cas, l'inclinaison correspond à un pas d'encoche.



*Figure 2.3 : Inclinaison des aimants, ou des encoches*

Il faut donc tenir compte de ce phénomène pour la modélisation dans le cas où il n'y aurait pas d'inclinaison ni des aimants, ni des encoches.

## 2.2 Effets d'extrémités

Les effets d'extrémités regroupent les deux grands phénomènes suivants:

- Les effets liés à la longueur finie du primaire qui génèrent des forces d'extrémités.
- L'influence du bobinage des têtes de bobines qui crée une asymétrie des couplages entre les différentes inductances qui composent le primaire.

### 2.2.1 Asymétrie de la disposition des têtes de bobines

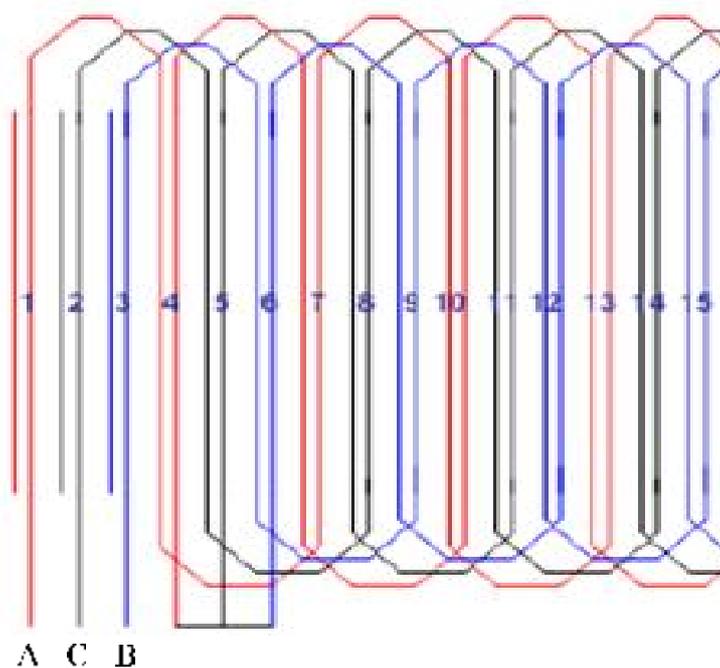
Dans le cadre de l'étude du primaire de MLSAP, un problème auquel est confronté l'utilisateur est l'absence d'information sur le type de bobinage qui compose le primaire. En effet, il est difficile d'établir un modèle cohérent du primaire du MLSAP si l'on ne connaît pas la répartition des têtes des bobines.

De plus, il apparaît de façon évidente que ce phénomène ne peut pas être négligé car la surface que représentent les têtes de bobines équivaut à plus de 20% de la surface utile des bobines. Ainsi, les flux circulant dans ces têtes de bobines modifient l'équilibre entre les différentes mutuelles qui existent dans le primaire.

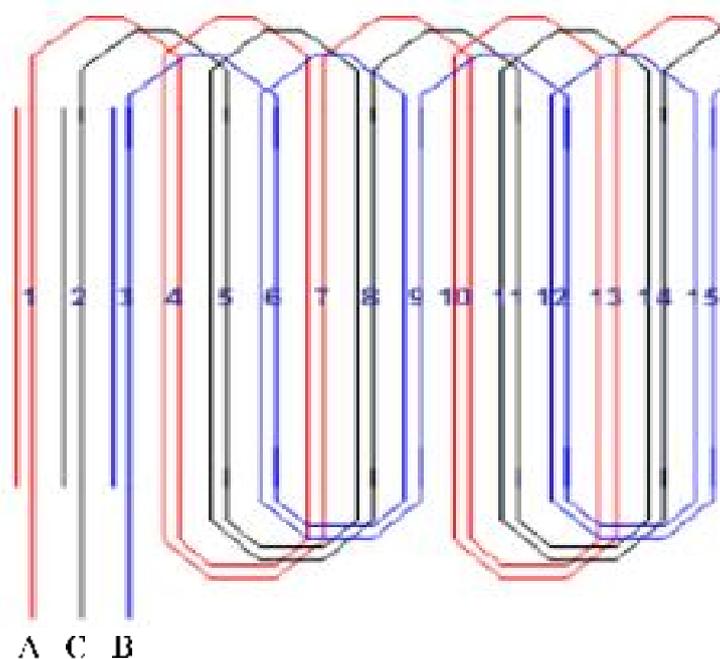
Ainsi, on peut envisager plusieurs types de bobinage qui permettent d'obtenir les mêmes comportements des enroulements dans les encoches, mais qui diffèrent dans la répartition des têtes de bobines [Tech66].

Prenant comme exemple les deux types de bobinages suivants :

- Un bobinage ondulé simple (figure 2.4)
- Un bobinage imbriqué (figure 2.5)



*Figure 2.4 : Schéma de bobinage ondulé simple des phases A, C, B*



**Figure 2.5 :** Schéma de bobinage imbriqué des phases A, C, B

Comme on peut le constater sur la (figure 2.5), la répartition des têtes de bobines n'est plus symétrique, ce qui met en évidence les différences entre les mutuelles des inductances du primaire.

Bien évidemment, tous les types de bobinages de MLSAP ne sont pas détaillés ici, mais il est important de tenir compte du type de bobinage des enroulements pour déterminer l'asymétrie entre les différentes mutuelles. On peut représenter cette asymétrie de façon analytique en analysant les différents flux des phases A, B, C créés par les courants:

$$f_a = L_a i_a + M_{ab} i_b + M_{ac} i_c \quad (2.2)$$

$$f_b = M_{ba} i_a + L_b i_b + M_{bc} i_c \quad (2.3)$$

$$f_c = M_{ca} i_a + M_{cb} i_b + L_c i_c \quad (2.4)$$

Où,  $f_a, f_b, f_c$  sont les flux dans les bobines des phases A, B, C, respectivement.

Sous forme condensée l'expression des flux devient :

$$\{f_{abc}\} = [L] \cdot \{i_{abc}\} \quad (2.5)$$

Où,  $[L]$  est la matrice inductance donnée par :

$$[L] = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_b & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_c \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

En prenant le cas d'un bobinage de type imbriqué (figure 2.5), on peut considérer que le couplage magnétique entre les phases A (en rouge) et B (en bleu) sont symétriques par rapport à la phase C (en noir). En effet, le flux créé par la tête de bobine de la phase A traverse une surface de la tête de bobine de la phase C de même aire que la surface de la tête de bobine de la phase C traversée par le flux créé par la tête de bobine de la phase B, cela nous permet de déduire l'asymétrie suivante :

$$M_{ac} = M_{bc} \neq M_{ab}$$

D'autre part, on conserve l'hypothèse d'un moteur à pôles lisses, ainsi :

$$L_a = L_b = L_c = L$$

Et par la suite l'expression (2.6) devient :

$$[L] = \begin{bmatrix} L & M_1 & M_2 \\ M_1 & L & M_2 \\ M_2 & M_2 & L \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

### 2.2.2 Forces d'extrémités et forces de détentes

Bien que l'on établisse une analogie entre le moteur linéaire et le moteur tournant et que l'on adopte généralement un modèle de la machine synchrone tournante pour établir celui des MLSAP, il existe cependant des phénomènes liés à la longueur finie du primaire dont il faut tenir compte dans le modèle.

Les aimants ont une influence sur le circuit magnétique, en générant des forces parasites. Dans le cas de la longueur finie du primaire, les aimants créent une force sur les extrémités du primaire, cette force est appelée forces d'extrémités. On rappelle que les forces de cogging et les forces d'extrémités sont regroupées sous le nom de forces de détentes.

Les forces d'extrémités dépendent donc de la position du primaire par rapport aux aimants, elles dépendent aussi de la forme des extrémités du circuit magnétique. La solution technologique pour réduire les effets de ces forces est d'incliner les extrémités du circuit magnétique du primaire (figure 2.6).



Figure 2.6 : Circuit magnétique d'un primaire d'un MLSAP

### 2.3 Variation de la réluctance (disposition des aimants)

La variation de la réluctance est due à la disposition des aimants. Pour les MLSAP, il existe deux types de moteurs :

- MLSAP à aimants déposés, équivalent aux moteurs tournants à pôles lisses
- MLSAP à aimants enterrés, équivalent aux moteurs tournants à pôles saillants

Dans le cas des MLSAP à pôles lisses, du point de vue théorique (figure 2.7), l'entrefer est constant et l'utilisation d'aimants de perméabilité égale à  $m_0$  déposés les uns à cotés des autres et séparés par de l'air (ou par un matériau amagnétique) permet d'obtenir une valeur de la réluctance du secondaire constante et donc indépendante de la position.

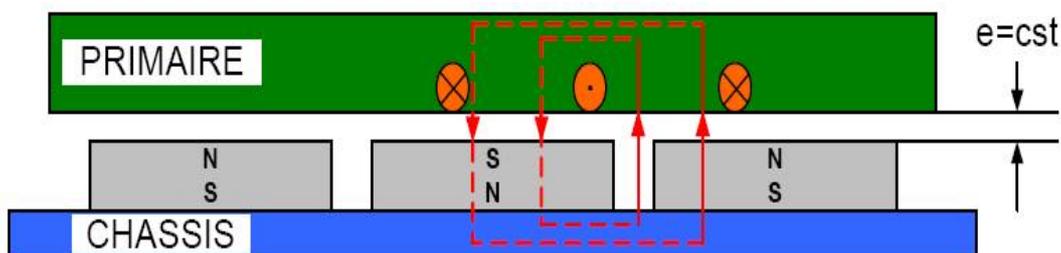


Figure 2.7 : Chemin du flux créé par un enroulement du primaire

D'après [Remy03] et [Gomand05], les essais expérimentaux sur les paramètres électriques d'un MLSAP (considéré comme étant à pôles lisses) montrent une variation sinusoïdale des inductances cycliques du moteur (figure 2.8). Il s'est avéré que les

inductances propres dépendaient de la position du primaire par rapport aux aimants, donc les grandeurs  $L_a, L_b, L_c$  dépendent de la position  $x$ .

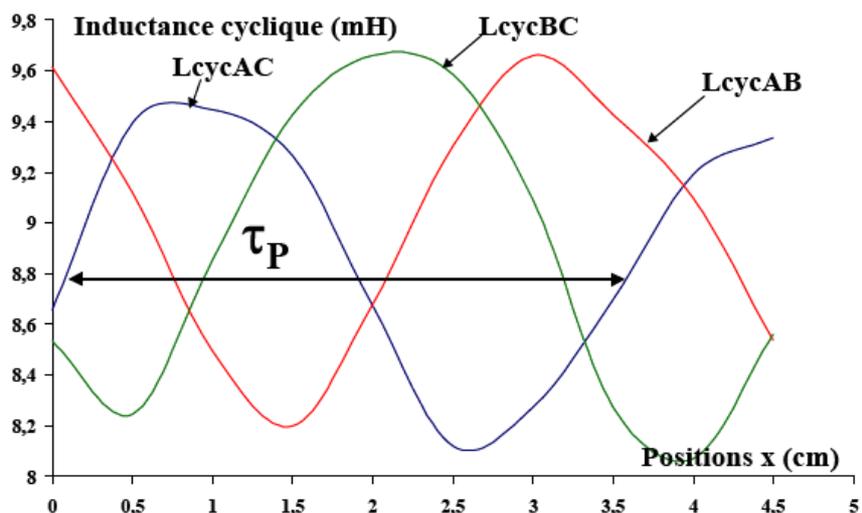


Figure 2.8 : Variations des inductances cycliques en fonction de la position  $x$  du moteur

Cette variation des inductances cycliques génère donc une force dite "réductante" sur la force de poussée (figure 2.9). Il faut remarquer que ce phénomène semble provenir de la variation de la réductance du secondaire et non pas de la réductance du primaire.

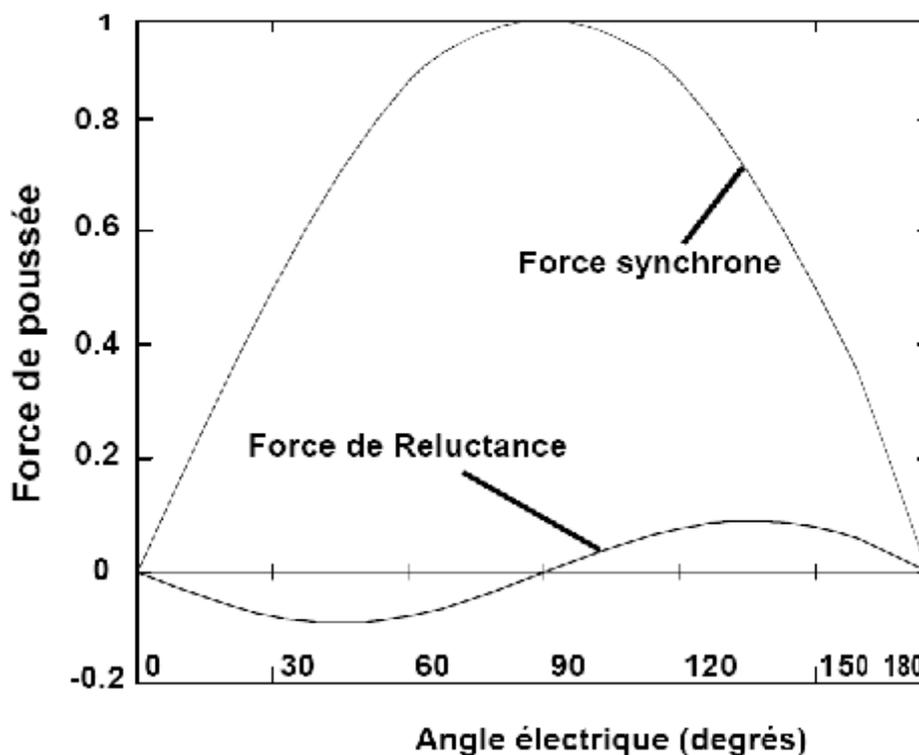
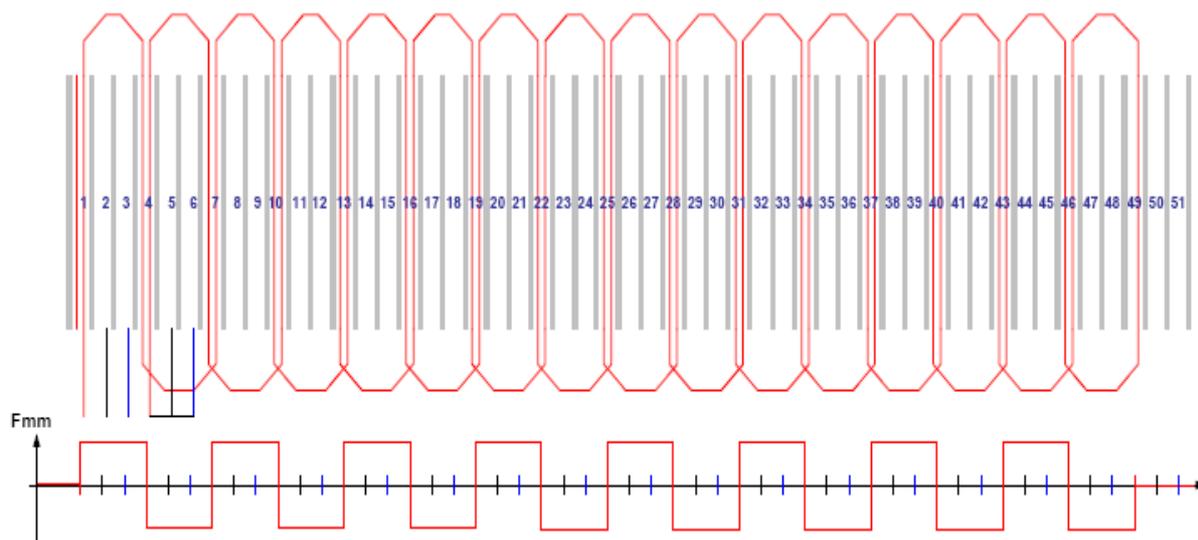


Figure 2.9 : Force de réductance

## 2.4 Ondulation de la force (Force magnétomotrice non sinusoïdale)

L'alimentation par un courant sinusoïdal d'un bobinage qui n'est pas à répartition sinusoïdale dans les encoches (figure 2.10) génère une force magnétomotrice non sinusoïdale, mais elle sera composée d'harmoniques.



**Figure 2.10 :** Schéma de branchement ondulé simple d'une phase ; Force magnétomotrice générée par un courant circulant dans ce bobinage

Si l'on considère le moteur linéaire de longueur infinie, avec une distribution du bobinage de type ondulé simple, la force magnétomotrice ne sera pas sinusoïdale, mais de forme créneau. Si l'on fait une Transformée de Fourier de cette forme d'onde, on obtient un signal composé d'harmonique d'amplitude décroissante de la forme :

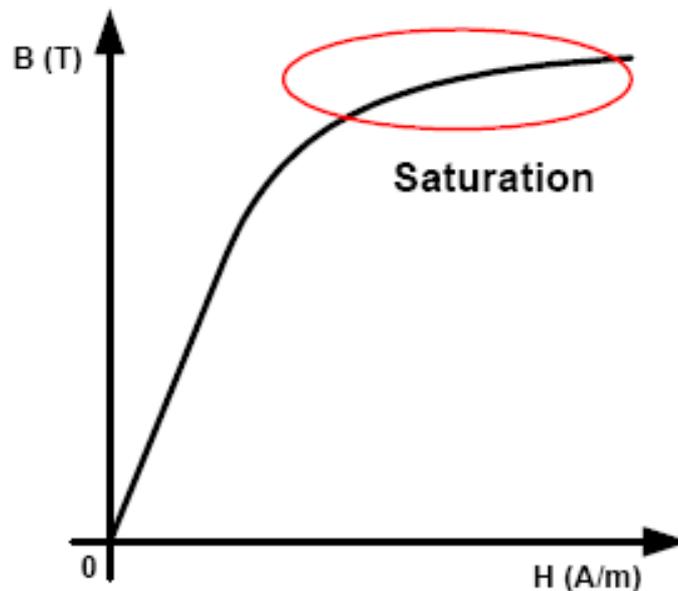
$$F_{mmA} = \sum_{k=1} \frac{4F_{mmMaxA}}{p k} \cdot \sin(kwt) \quad (2.8)$$

Le signal est impair (k est impair), de plus si on suppose que le bobinage est couplé en étoile et qu'il est symétrique, des lors, les trois Forces magnétomotrices n'auront pas d'harmoniques multiples de 3. Du fait que le bobinage n'est pas à répartition sinusoïdale, Le calcul du Taux de Distorsion Harmonique (THD) du signal de la force magnétomotrice peut nous informer sur le pourcentage d'ondulation de la force de poussée.

## 2.5 Saturation du circuit magnétique

Dans les MLSAP monolatéraux que nous étudions, le circuit magnétique est composé de matériaux ferromagnétiques laminés et feuilletés. La caractéristique classique de  $B=f(H)$  d'une feuille de fer montre la présence d'une saturation (figure 2.11).

Par exemple, dans le cas du fonctionnement d'un MLSAP, si la machine doit fournir un effort important pour déplacer une lourde charge, le courant nécessaire à la création de cette force risque de générer un champ magnétique intense qui va saturer le circuit magnétique et dégrader les performances du moteur.



*Figure 2.11 : Caractéristique  $B=f(H)$  d'un matériau ferromagnétique*

Cela peut se caractériser dans le modèle par une matrice inductance qui dépend maintenant du courant, et qui varie suivant une loi non linéaire de même allure que la caractéristique de saturation du circuit magnétique (figure 2.11).

$$[L] = \begin{bmatrix} L_{1(i_1)} & M_{1(i_2)} & M_{2(i_3)} \\ M_{1(i_1)} & L_{2(i_2)} & M_{1(i_3)} \\ M_{2(i_1)} & M_{1(i_2)} & L_{3(i_3)} \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

Avec :  $L(i_j)$  une fonction non linéaire de  $i_j$ .

## 2.6 Frottements entre les parties mobiles et fixes

Le MLSAP est un moteur électrique qui comprend peu de pièces mécaniques, cela réduit le nombre de contacts entre les parties mobiles et fixes. Ainsi, la liaison entre ces deux parties ne repose que sur une glissière qui sert de guidage. On obtient alors un coefficient de frottement bien plus faible que dans le cas d'un système à entraînement classique par moteur tournant et éléments mécaniques de transmission. L'importance de la force de frottement doit être prise en compte, sachant qu'elle dépend directement de la force d'attraction des aimants. Or, dans un MLSAP, il est fréquent de trouver une force d'attraction des aimants trois fois supérieure que la force de poussée [Cavarec01].

## 3. Modèle de la machine linéaire synchrone à aimants permanents

De nombreux travaux présentent la modélisation au premier harmonique d'une machine synchrone rotative ou linéaire (Modèle classique de la machine linéaire synchrone), [Remy07], [Razik01], [Rachek08] et [Messaoudi08]. Cette modélisation de la machine tournante a été adaptée pour correspondre au modèle au premier harmonique de la machine linéaire dans le repère  $abc$  afin de pouvoir traiter les phénomènes qui peuvent être causés par :

- Les défauts de court-circuit.
- Le défaut de désaimantation
- Les dissymétries des inductances dues aux types des bobinages.
- Le déséquilibre de la charge dans le cas des GLSAP.

Pour la simulation de la machine linéaire synchrone à aimants permanents (MLSAP et GLSAP), le logiciel Matlab est bien approprié vu ses bonnes capacités pour le calcul matriciel et ses avantageuses fonctionnalités pour la programmation vectorielle. Par contre, son utilisation nécessite généralement de trouver manuellement les équations différentielles régissant le système et il ne permet pas de déterminer les valeurs des différents paramètres (résistances et inductances) intervenant dans les équations du modèle. La simulation est alors fondée sur une résolution numérique d'équations différentielles d'une représentation d'état continue de la machine, pour ce faire, l'algorithme de Runge-Kutta d'ordre 4 est le plus adéquat pour ce genre de calcul qui rappelons le, est basé sur l'évaluation des coefficients intermédiaires. Dans ce qui suit nous allons donner les modèles du MLSAP et du GLSAP.

### 3.1 Modèle du MLSAP dans le repère abc

Les figures (2.12) et (2.13) présentent respectivement la structure géométrique et le circuit électrique des enroulements du stator d'un MLSAP.

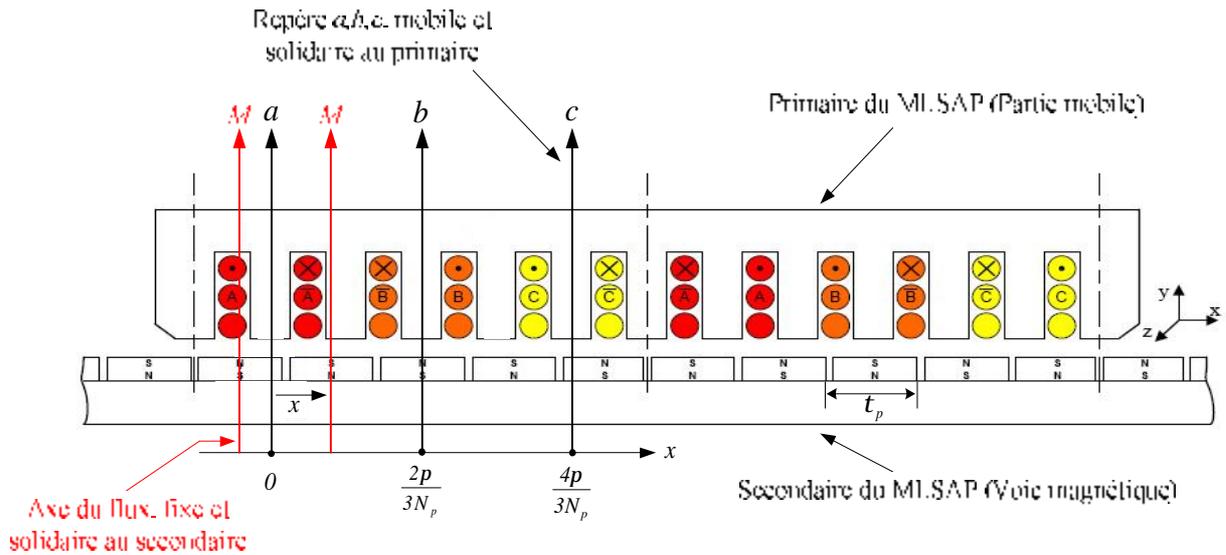


Figure 2.12 : Schéma simplifié de la structure d'un MLSAP

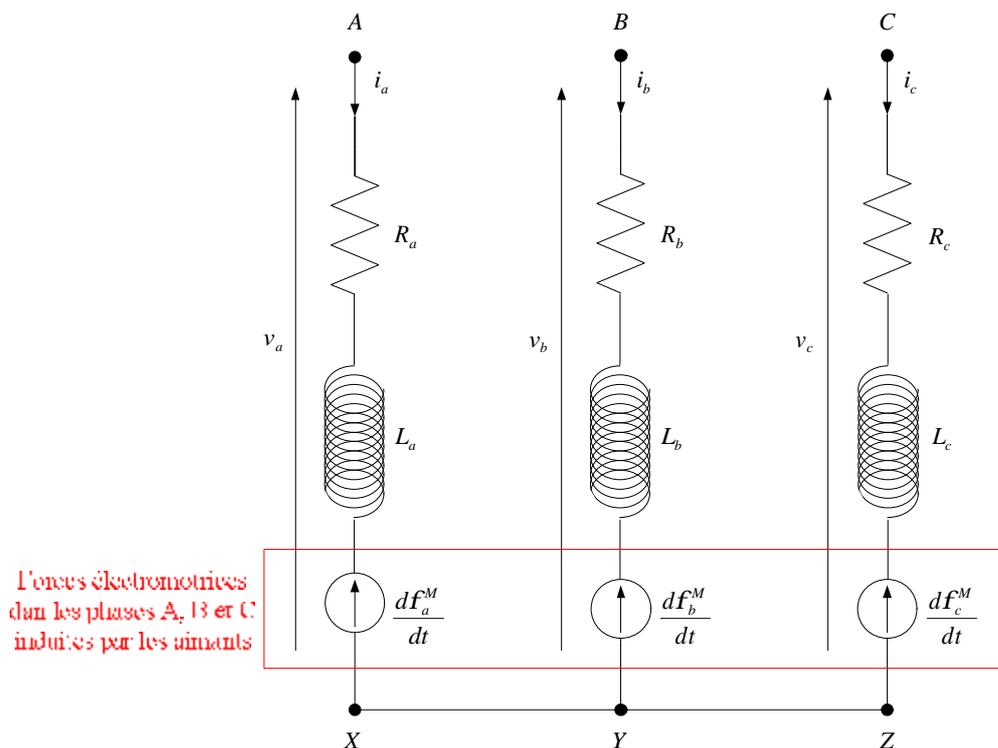


Figure 2.13 : Circuit électrique de l'enroulement du stator d'un MLSAP

On s'appuyant sur les hypothèses simplificatrices suivantes :

- La machine linéaire synchrone à aimants permanents déposés est à pôles lisses ( $L = cst$ ) ;
- Le circuit magnétique n'est pas saturé ( $\mu_r = cst$ ) ;
- Les effets d'encoches sont négligés ;
- Le primaire est supposé de longueur infinie ;
- Les pertes fer et l'effet de peau sont négligés ;
- Les guidages sont supposés idéaux ;

A partir du schéma électrique du MLSAP (figure 2.13), les équations électriques, magnétiques et mécaniques des modèles sont exprimées comme suit :

- **Equations électriques**

$$v_a = R_a i_a + \frac{df_a(t, x)}{dt} \quad (2.10)$$

$$v_b = R_b i_b + \frac{df_b(t, x)}{dt} \quad (2.11)$$

$$v_c = R_c i_c + \frac{df_c(t, x)}{dt} \quad (2.12)$$

- **Equations magnétiques**

$$f_a(t, x) = L_a i_a(t) + M_{ab} i_b(t) + M_{ac} i_c(t) + f_a^M(x) \quad (2.13)$$

$$f_b(t, x) = M_{ba} i_a(t) + L_b i_b(t) + M_{bc} i_c(t) + f_b^M(x) \quad (2.14)$$

$$f_c(t, x) = M_{ca} i_a(t) + M_{cb} i_b(t) + L_c i_c(t) + f_c^M(x) \quad (2.15)$$

Les forces électromotrices étant supposées à répartition sinusoïdale, il n'existe que le premier harmonique du flux induit par les aimants. L'axe de référence du flux ( $M$ ) étant choisi là où la valeur du flux de l'aimant est maximale (figure 2.12), les expressions des flux des aimants et des forces électromotrices sont :

$$[f_{abc}^M(x)] = f_m^M \cdot \begin{bmatrix} \cos(N_p x) \\ \cos(N_p x - 2p/3) \\ \cos(N_p x - 4p/3) \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

$$\frac{d}{dt}[\mathbf{f}_{abc}^M(x)] = \frac{dx}{dt} \cdot \frac{d}{dx}[\mathbf{f}_{abc}^M(x)] = -v(t) \cdot \mathbf{f}_m^M \cdot N_p \cdot \begin{bmatrix} \sin(N_p x) \\ \sin(N_p x - 2p/3) \\ \sin(N_p x - 4p/3) \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

Dans l'expression (2.16),  $\mathbf{f}_m^M$  est définie comme l'amplitude maximale du fondamental du flux des aimants induit dans une phase du primaire en l'absence de courant. D'autre part,  $N_p = p/t_p$  est définie comme la constante électrique de position et  $t_p$  représente le pas polaire, c'est-à-dire la distance entre un pôle nord et un pôle sud d'aimants contigus. Le caractère synchrone d'un MLSAP se retrouve ici au niveau de la vitesse de déplacement, qui dépend uniquement de la fréquence des courants du primaire  $i_a, i_b, i_c$  :

$$f_{(Hz)} = \frac{1}{2 \cdot t_{p(m)}} \times v_{(m \cdot s^{-1})} \quad (2.18)$$

Cette formulation est équivalente à l'expression du moteur synchrone rotatif :

$$\omega_{(rad \cdot s^{-1})} = p \times \Omega_{(rad \cdot s^{-1})} \quad (2.19)$$

Le système matriciel qui englobe les équations électriques et magnétiques est le suivant :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_b & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_c \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \mathbf{f}_a^M \\ \mathbf{f}_b^M \\ \mathbf{f}_c^M \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

L'expression (2.21) peut se mettre sous la forme condensée :

$$[v_{abc}] = [R] \cdot [i_{abc}] + \frac{d}{dt} ([\mathbf{f}_{abc}^M]) \quad (2.21)$$

Avec :

$$[\mathbf{f}_{abc}^M(t, x)] = [L] \cdot [i_{abc}(t)] + [\mathbf{f}_{abc}^M(x)] \quad (2.22)$$

- **Equations mécaniques**

L'équation (2.23) présente la loi fondamentale de la dynamique appliquée à la partie mobile de la machine linéaire incluant une masse rigide. Ainsi, en connaissant la force électromagnétique générée par le moteur ainsi que les forces de frottements, il est possible d'obtenir la force de détente du moteur linéaire.

$$m \cdot \frac{dv}{dt} = T_{em} - f_v v - T_d \quad (2.23)$$

Le déplacement est exprimé classiquement par :

$$\frac{dx}{dt} = v \quad (2.24)$$

L'expression (2.25) représente la force électromagnétique obtenue en exploitant la notion de la coénergie.

$$T_{em} = \left. \frac{\partial W_{em}(i, x)}{\partial x} \right|_{i=cst} = \frac{\partial f_a^M}{\partial x} \cdot i_a + \frac{\partial f_b^M}{\partial x} \cdot i_b + \frac{\partial f_c^M}{\partial x} \cdot i_c \quad (2.25)$$

### • Modèle d'état du MLSAP

Les équations (2.20), (2.23), (2.24) et (2.25) peuvent être regroupées sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \\ -T_d \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 & T_1 & 0 \\ 0 & R_b & 0 & T_2 & 0 \\ 0 & 0 & R_c & T_3 & 0 \\ -T_1 & -T_2 & -T_3 & f_v & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ v \\ x \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} & 0 & 0 \\ M_{ba} & L_b & M_{bc} & 0 & 0 \\ M_{ca} & M_{cb} & L_c & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & m & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ v \\ x \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

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

$$T_1 = -f_m^M \cdot N_p \cdot \sin(N_p \cdot x)$$

$$T_2 = -f_m^M \cdot N_p \cdot \sin(N_p \cdot x - 2p/3)$$

$$T_3 = -f_m^M \cdot N_p \cdot \sin(N_p \cdot x - 4p/3)$$

Cette représentation d'état, peut se mettre sous la forme simplifiée ou condensée suivante :

$$\{U\} = [B] \cdot \{X\} + [A] \cdot \{\dot{X}\} \quad (2.27)$$

Le vecteur  $\{\dot{X}\}$  peut être calculé par :

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

où

$$\{U\} = \{v_a \ v_b \ v_c \ -T_d \ 0\}^T, \text{ est le vecteur commande.}$$

$$\{X\} = \{i_a \ i_b \ i_c \ v \ x\}, \text{ est le vecteur d'état.}$$

### 3.2 Modèle du GLSAP dans le repère $abc$

La figure (2.14) présente le circuit électrique des enroulements du stator d'un GLSAP connectés à une charge résistive équilibrée. Dans ce qui suit, nous allons présenter les équations du modèle du GLSAP.

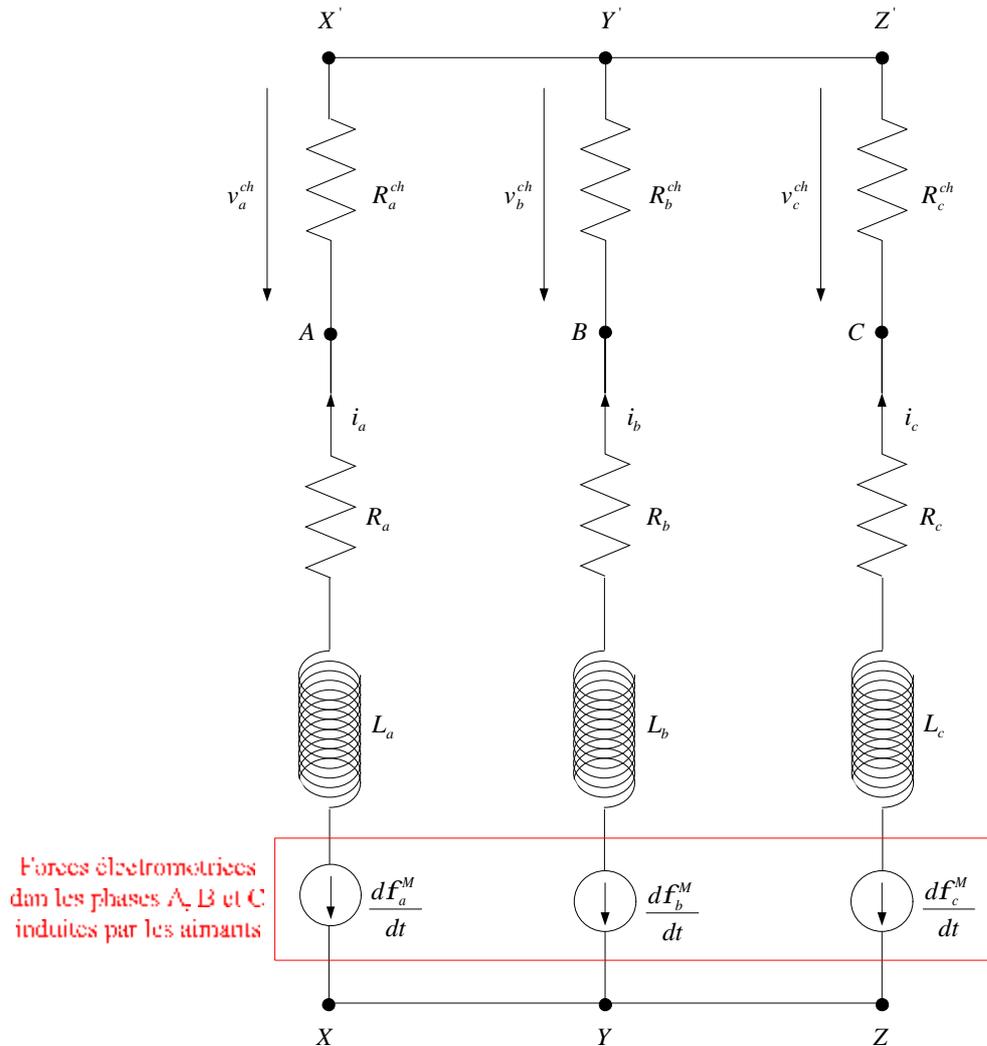


Figure 2.14 : Circuit électrique des enroulements du stator d'un GLSAP

- Equations électriques

$$e_a = \frac{df_a^M(x)}{dt} = R_a i_a + \frac{df_a(t)}{dt} + v_a \quad (2.28)$$

$$e_b = \frac{df_b^M(x)}{dt} = R_b i_b + \frac{df_b(t)}{dt} + v_b \quad (2.29)$$

$$e_c = \frac{df_c^M(x)}{dt} = R_c i_c + \frac{df_c(t)}{dt} + v_c \quad (2.30)$$

Pour un GLSAP fonctionnant à vide, les tensions de phases sont :

$$v_a = e_a = \frac{df_a^M(x)}{dt} \quad (2.31)$$

$$v_b = e_b = \frac{df_b^M(x)}{dt} \quad (2.32)$$

$$v_c = e_c = \frac{df_c^M(x)}{dt} \quad (2.33)$$

Pour un GLSAP alimentant une charge résistive équilibrée (figure 2.14), les tensions de phases s'expriment par les équations suivantes :

$$v_a = R_a^{ch} i_a \quad (2.34)$$

$$v_b = R_b^{ch} i_b \quad (2.35)$$

$$v_c = R_c^{ch} i_c \quad (2.36)$$

- **Equations magnétiques**

$$f_a(t) = L_a i_a(t) + M_{ab} i_b(t) + M_{ac} i_c(t) \quad (2.37)$$

$$f_b(t) = M_{ba} i_a(t) + L_b i_b(t) + M_{bc} i_c(t) \quad (2.38)$$

$$f_c(t) = M_{ca} i_a(t) + M_{cb} i_b(t) + L_c i_c(t) \quad (2.39)$$

$$[f_{abc}^M(x)] = f_m^M \cdot \begin{bmatrix} \cos(N_p x) \\ \cos(N_p x - 2p/3) \\ \cos(N_p x - 4p/3) \end{bmatrix} \quad (2.40)$$

$$\frac{d}{dt} [f_{abc}^M(x)] = \frac{dx}{dt} \cdot \frac{d}{dx} [f_{abc}^M(x)] = -v(t) \cdot f_m^M \cdot N_p \cdot \begin{bmatrix} \sin(N_p x) \\ \sin(N_p x - 2p/3) \\ \sin(N_p x - 4p/3) \end{bmatrix} \quad (2.41)$$

Les tensions  $v_a, v_b, v_c$  peuvent être déterminées à partir de la charge qui est purement résistive (figure 2.14). Alors, les courants de phases  $i_a, i_b, i_c$  peuvent s'obtenir on résolvant les équations différentielles suivantes :

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{1}{L_a} \left( - (R_a^{ch} + R_a) \cdot i_a - M_{ab} \frac{di_b}{dt} - M_{ac} \frac{di_c}{dt} + \frac{df_a^M}{dt} \right) \quad (2.42)$$

$$\frac{di_b}{dt} = \frac{1}{L_b} \left( - (R_b^{ch} + R_b) \cdot i_b - M_{ba} \frac{di_a}{dt} - M_{bc} \frac{di_c}{dt} + \frac{df_b^M}{dt} \right) \quad (2.43)$$

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{1}{L_c} \left( - (R_c^{ch} + R_c) \cdot i_c - M_{ca} \frac{di_a}{dt} - M_{cb} \frac{di_b}{dt} + \frac{df_c^M}{dt} \right) \quad (2.44)$$

Le système matriciel qui englobe les équations électriques et magnétiques est le suivant :

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + R_a^{ch} & 0 & 0 \\ 0 & R_b + R_b^{ch} & 0 \\ 0 & 0 & R_c + R_c^{ch} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_b & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_c \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.45)$$

- **Equations mécaniques**

L'équation (2.46) présente la loi fondamentale de la dynamique appliquée sur la partie mobile du GLSAP. En connaissant la force de poussée générée par un système d'entraînement ainsi que les forces de frottements, il est possible d'obtenir la force électromagnétique du GLSAP.

$$m \cdot \frac{dv}{dt} = T_p - T_{em} - f_v v - T_d \quad (2.46)$$

Où

$T_p$  : Est la force de poussée d'un système d'entraînement.

Le déplacement et la vitesse sont liés par l'expression suivante :

$$\frac{dx}{dt} = v \quad (2.47)$$

- **Modèle d'état du GLSAP**

Les équations (2.45), (2.46), (2.47) et (2.25) peuvent être regroupées sous une forme matricielle qui va représenter le modèle d'état du GLSAP connecté sur une charge résistive :

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \\ T_p - T_d \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + R_a^{ch} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_b + R_b^{ch} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_c + R_c^{ch} & 0 & 0 \\ T_1 & T_2 & T_3 & f_v & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ v \\ x \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} & 0 & 0 \\ M_{ba} & L_b & M_{bc} & 0 & 0 \\ M_{ca} & M_{cb} & L_c & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & m & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ v \\ x \end{bmatrix} \quad (2.48)$$

Les éléments  $T_1$ ,  $T_2$  et  $T_3$  sont définis dans l'expression (2.26).

#### 4. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté le modèle du MLSAP et du GLSAP dans le repère naturel  $abc$  qui nous offre l'avantage d'obtenir les performances dynamiques des machines linéaires dans différents modes de fonctionnements qui peuvent être intégrées dans divers systèmes industriels tels que, les entraînements directs et les systèmes de récupération des énergies via les GLSAP qui se caractérisent par la nature des excitations qui sont fortement aléatoires et fluctuantes (multi-excitations).

Le chapitre suivant sera consacré à la présentation d'un état de l'art sur la sûreté de fonctionnement des machines électriques en général, puis nous allons présenter un modèle généralisé des machines linéaires synchrones à aimants permanents qui permet de traiter les phénomènes multi-physique liés intimement à la machine (internes) tels que, le défaut de court-circuit entre spires des enroulements du stator, la désaimantation localisée de la voie magnétique et le déséquilibre de la charge dans le cas du GLSAP.

## Chapitre 3

### Modélisation du défaut de court-circuit dans le bobinage statorique des machines linéaires

#### Sommaire

---

1. Introduction.....	49
2. Notion de sûreté de fonctionnement.....	49
2.1 Maintenance, surveillance et diagnostic .....	50
2.2 Défaillance et panne .....	51
3. Principales étapes de conception d'un dispositif de sûreté de fonctionnement .....	52
4. Défaillances des machines linéaires à aimants permanents.....	53
5. Etat de l'art de surveillance des défauts au stator des machines électriques .....	55
5.1 Approche signal .....	56
5.2 Approche modèle .....	57
5.2.1 Approche à base d'observateurs.....	58
5.2.2 Approche par estimation paramétrique.....	58
6. Modélisation des courts-circuits statoriques dans les machines linéaires .....	59
6.1 Modèle de défaut du MLSAP et du GLSAP dans le repère <i>abc</i> .....	59
6.2 Modèle de défaut généralisé du MLSAP et du GLSAP dans le repère <i>abc</i> .....	61
7. Conclusion .....	64

---

## 1. Introduction

Dans ce chapitre, nous aborderons tout d'abord les notions de base liées à la sûreté de fonctionnement et à ses enjeux. Un parcours du vocabulaire lié à cette approche sera proposé. Nous verrons ensuite les principales étapes intervenant dans la mise en place d'un dispositif de sûreté de fonctionnement, car chacune d'elles fait appel à des connaissances et à des objectifs bien spécifiques.

Nous nous focaliserons par la suite sur certains objets particuliers du Génie Electrique, à savoir les actionneurs électriques linéaires. De par leur forte implantation dans les systèmes industriels, la mise en place de dispositifs de surveillance des défaillances pouvant survenir lors de leur utilisation constitue un intérêt majeur. Les phénomènes de courts-circuits au stator de ces machines seront particulièrement étudiés et leurs origines et conséquences seront examinées. Nous réaliserons alors une présentation succincte des techniques utilisés pour détecter et diagnostiquer ce type de défaut.

Parmi les actionneurs électriques linéaires, nous avons été amenés à étudier plus spécifiquement les défauts de court-circuit inter-spores 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.

Enfin, nous préciserons où se situe précisément notre contribution dans le contexte de la sûreté de fonctionnement qui consistera à la mise en place d'un modèle dédié au diagnostic des machines linéaires synchrones à aimants permanents qui nous permettra d'avoir une connaissance préalable du comportement (signatures) de la machine en présence de défauts.

## 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.

## 2.1 Maintenance, surveillance 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 dans ce chapitre. 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 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 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.

- **Surveillance et détection de comportement:** Actions réalisées manuellement ou automatiquement, destinées à observer l'état d'un bien ou d'un service et à détecter l'apparition d'une éventuelle défaillance. Les informations nécessaires à ces actions peuvent provenir de grandeurs physiques directement prélevées sur le système ou reconstituées à partir de mesures indirectes.
- **Diagnostic :** Action consistant à identifier les causes probables des défaillances ou de l'évolution d'un ou de plusieurs paramètres significatifs de dégradations à l'aide d'un raisonnement logique fondé 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.

## 2.2 Défaillance et panne

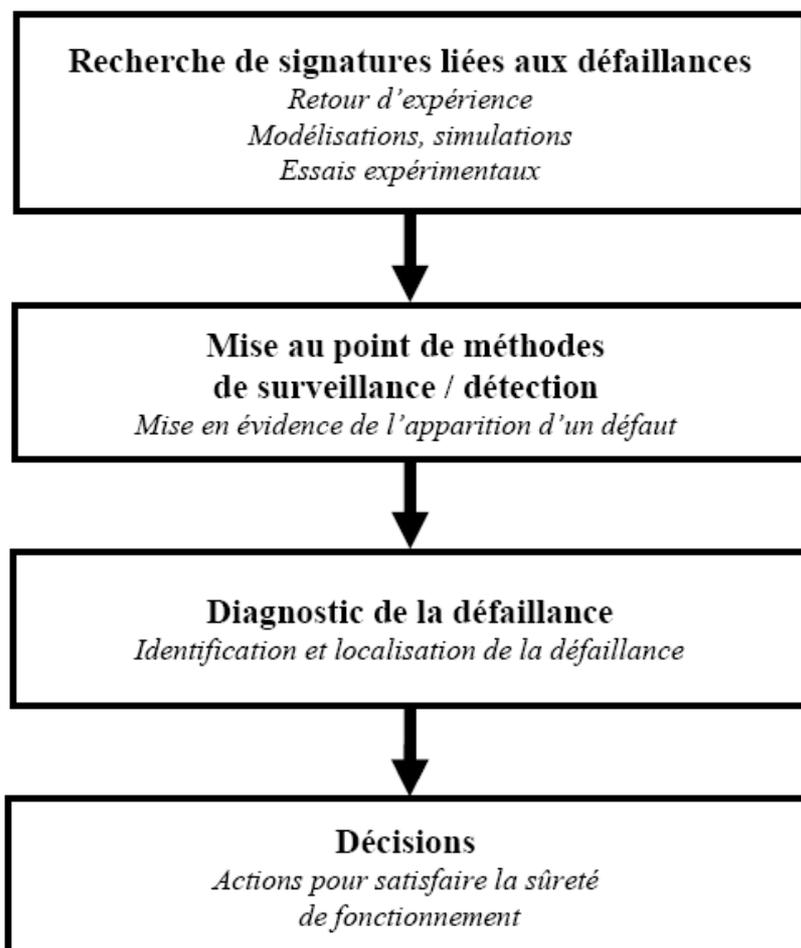
Enfin, pour finir ce parcours non exhaustif du vocabulaire lié à la sûreté de fonctionnement, nous proposons de définir avec précision les termes de défaillance et panne.

- **Défaillance :** Cessation de l'aptitude d'une entité à accomplir une fonction requise. Après défaillance d'une entité, cette dernière 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 :** Etat 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.

### 3. Principales étapes de conception d'un dispositif de sûreté de fonctionnement

La mise en place d'une démarche de sûreté de fonctionnement présente différentes étapes que nous nous proposons de synthétiser ci-après.



**Figure 3.1 :** Principales étapes de conception d'un dispositif de sûreté de fonctionnement [Khov09]

- **Etape 1 : Recherche de signatures des défaillances**

Pour la mise en place d'un dispositif de sûreté de fonctionnement, l'une des premières étapes consiste à s'intéresser aux phénomènes et aux situations critiques pouvant mettre en péril la fonction, l'environnement et la mission d'un système. La difficulté pour le concepteur est alors d'être a priori capable de spécifier quels sont les éléments les plus sensibles d'une installation, à travers quelles grandeurs peut-on observer les effets des défauts et comment vont-ils se manifester sur ces grandeurs. Ce dernier point, que l'on nomme recherche de signatures des défaillances peut être menée par différents moyens. Elle peut se nourrir d'un retour d'expérience sur des produits défaillants, ou simplement des connaissances "théoriques"

du processus. Il est également possible de faire appel à des outils de modélisation, de simulation ou encore à des essais expérimentaux.

- **Etape 2 : Mise au point de méthodes de Surveillance / détection**

Les connaissances capitalisées au cours de l'étape 1 permettent de disposer d'informations sur le comportement du système en cas de défaut, sur ses défaillances les plus probables, les plus critiques et sur les signes de leur manifestation. L'étape de mise au point de méthodes de surveillance/détection se nourrit de ces éléments, les exploite, pour mettre au point des techniques permettant de mettre en évidence, au cours du fonctionnement du système, les prémices ou l'occurrence d'un défaut. Comme nous l'avons déjà évoqué, les méthodes de surveillance/détection s'appuient généralement sur des mesures directes ou indirectes de grandeurs liées au système en fonctionnement. L'objectif est de chercher l'apparition de signatures des défauts surveillés et de générer automatiquement, c'est-à-dire sans recours à l'expertise humaine, des indicateurs informant de cette apparition.

- **Etape 3 : Diagnostic des défaillances**

L'étape de diagnostic consiste à analyser les données issues de la surveillance pour tenter d'identifier et de localiser la où les causes probables de la défaillance. Les méthodes de diagnostic peuvent utiliser toutes les connaissances disponibles sur leur relation de cause à effet. Cette étape fournit des informations permettant de déterminer le degré de criticité du défaut et de cibler les moyens d'actions possibles pour le contenir.

- **Etape 4 : Décision d'actions**

Enfin, l'étape décisionnelle intervient pour appliquer les actions les plus appropriées afin de répondre aux exigences du cahier des charges de sûreté de fonctionnement (maintien de la fonction, sécurisation, maintenance,...). La figure (3.1) synthétise ces différentes étapes.

Pour résumer, la sûreté de fonctionnement consiste à connaître, détecter, analyser, et maîtriser les défaillances des systèmes.

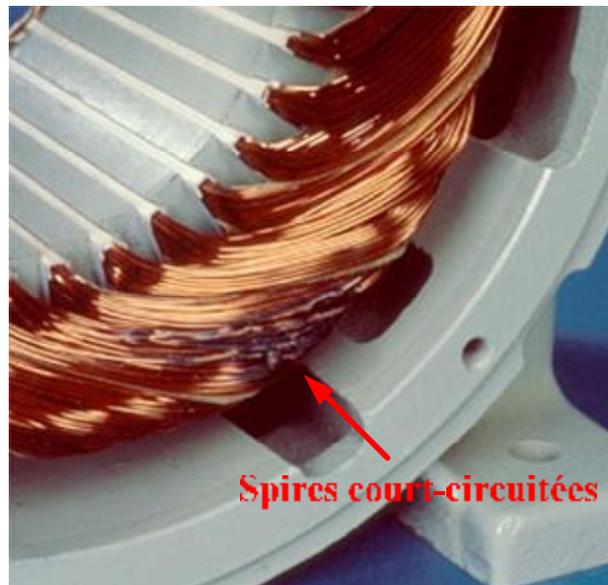
#### **4. Défaillances des machines linéaires à aimants permanents**

Le tableau (3.1) donne une classification des origines des principaux défauts pouvant affectés les machines linéaires à aimants permanents.

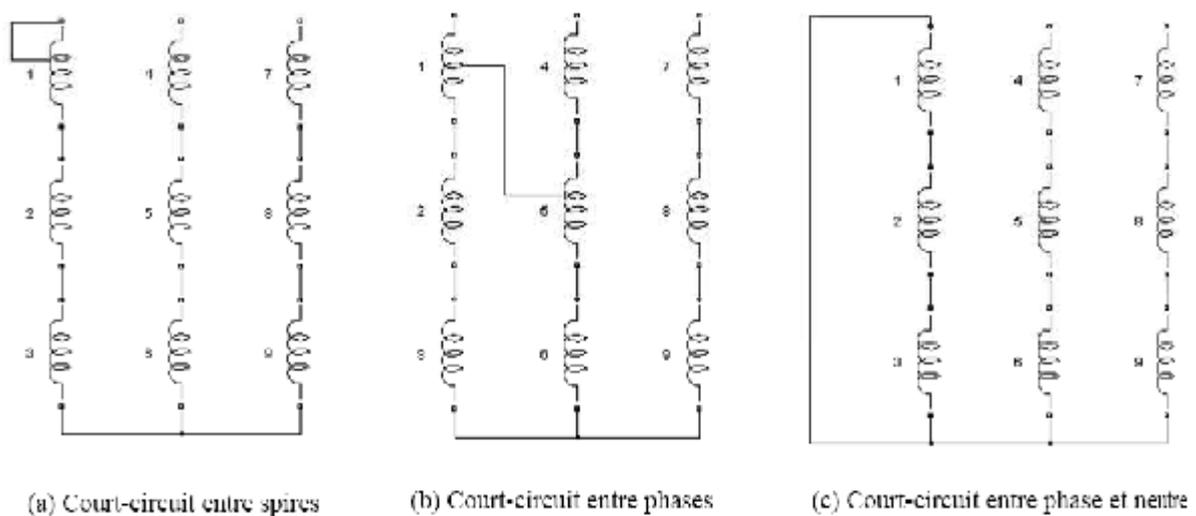
Origines de la défaillance	Principales causes de la défaillance
Electrique	Contamination des matériaux diélectriques, surtensions,.....
Thermique	Vieillessement thermique naturel, surcharge mécanique, mauvaise ventilation,...
Magnétique	Vieillessement magnétique des aimants, réaction magnétique d'induit,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

**Tableau 3.1 :** Classification des principaux défauts des machines linéaires à aimants permanents

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 3.2). 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 3.3.a). Ce type de phénomène peut de plus dégénérer en courts-circuits généralisés, comme les courts-circuits entre phases (figure 3.3.b) ou entre phase et neutre (figure 3.3.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.



*Figure 3.2 : Exemple de dégâts dans une machine tournante provoqués par les défauts de courts-circuits statorique [Liu06]*

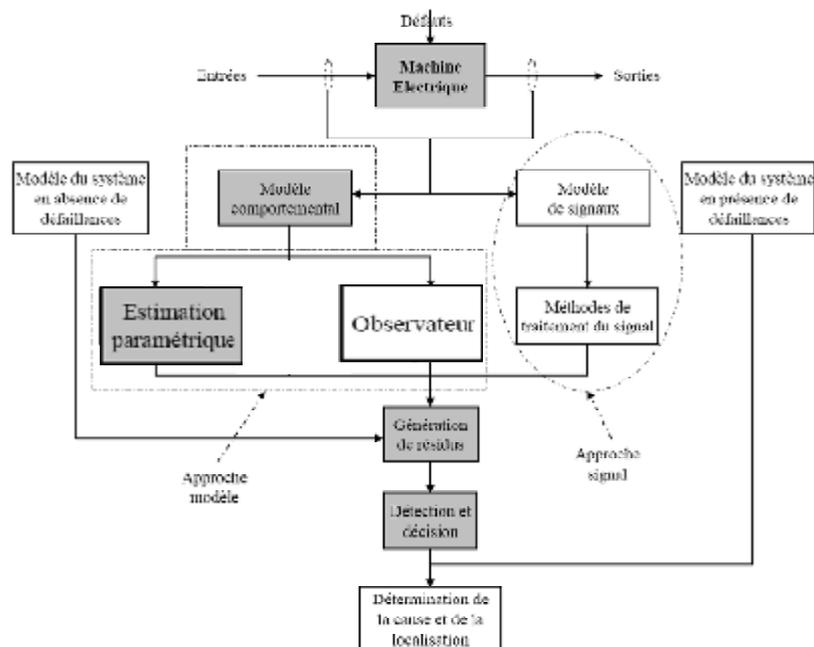


*Figure 3.3 : Représentation de courts-circuits entre spires, entre phases et entre phase et neutre*

## 5. Etat de l'art de surveillance des défauts au stator des machines électriques

De manière générale, lors d'une apparition d'un défaut dans le bobinage statorique d'une machine électrique, sa topologie est modifiée, ce qui implique la modification de certaines grandeurs caractérisant l'état de la machine. Les manifestations de ces défauts sont perceptibles :

- Soit par l'intermédiaire des modifications des propriétés de certains signaux que l'on peut capter sur le dispositif ;
- Soit par l'intermédiaire des modifications de certains paramètres physiques du dispositif.



**Figure 3.4 :** Méthodes de surveillance d'une machine électrique soumise à un défaut [Khov09]

Ces deux possibilités conduisent à définir deux classes de méthodes de surveillance et de diagnostic : une approche dite **signal** et une approche dite **modèle** (figure 3.4).

### 5.1 Approche signal

Le principe de la détection d'un défaut statorique par une approche signal repose sur l'existence, en cas de court-circuit inter-spores, de propriétés particulières de certains signaux physiques prélevés sur la machine en fonctionnement. A partir de modèles de signaux, établis analytiquement, ou à partir de simulation, des signatures témoignant de la présence d'une défaillance peuvent être établis. De nombreux travaux exploitent ces principes en recherchant, par des techniques appropriées de traitement de l'information, à extraire ces signatures, permettant ainsi de statuer sur la présence d'un défaut au stator d'une machine. Par exemple, les techniques de mesures vibratoires peuvent être exploitées à l'aide d'outils fréquentiels pour mettre en évidence l'apparition d'harmoniques témoignant de l'apparition de défaillances statoriques. D'autres techniques se basent sur l'exploitation du flux magnétique rayonné par la machine qui est capté et qui permet, par des traitements fréquentiels appropriés, de détecter l'apparition d'un défaut de bobinage. Les courants statoriques sont également largement utilisés dans les stratégies de détection/diagnostic des défauts statoriques des machines. Les perturbations des forces magnétomotrices induites par les courts-circuits statoriques induisent la présence d'harmoniques supplémentaires sur les courants statoriques

des machines. Ces signatures fréquentielles particulières sont analysées à l'aide de représentations fréquentielles pour mettre en évidence la présence des défauts [Bachir02].

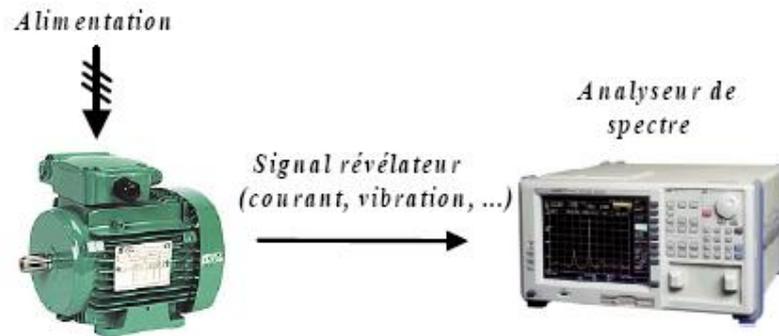


Figure 3.5 : Principe de la surveillance par analyse spectrale [Bachir02]

## 5.2 Approche modèle

Le principe de la détection de défauts statoriques par une approche modèle repose sur la comparaison du comportement réel de la machine avec celui fourni par un modèle de représentation de la machine auquel sont appliquées les mêmes excitations qu'au système réel. La forme du modèle utilisé peut prendre plusieurs formes. Il peut être simplement basé sur une représentation en régime sain de la machine ou inclure dans sa formulation des éléments supplémentaires relatifs au défaut surveillé. Dans tous les cas, le principe de comparaison entre un dispositif surveillé et un modèle fait apparaître des différences comportementales de certaines grandeurs caractéristiques liées au fonctionnement de la machine. Ces différences sont appelées résidus. Ces résidus sont alors utilisés comme entrées d'un processus de détection des défauts. Ce principe est illustré sur la figure (3.6).

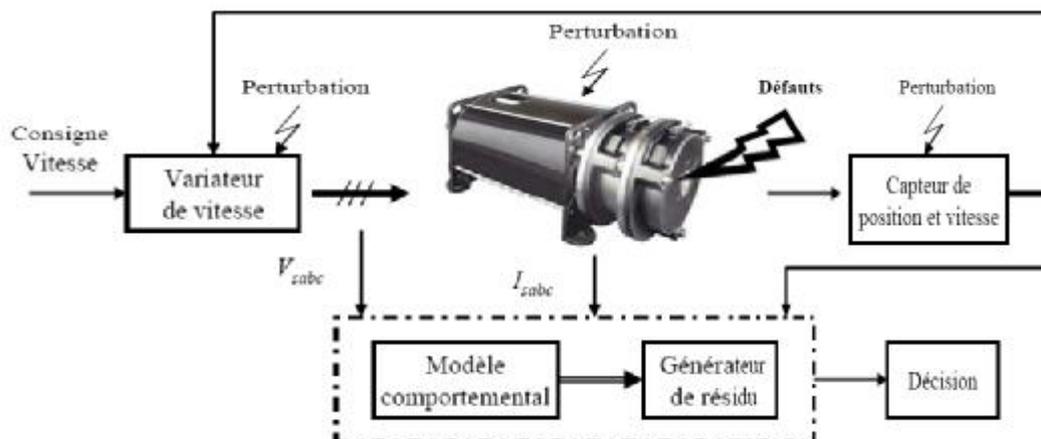


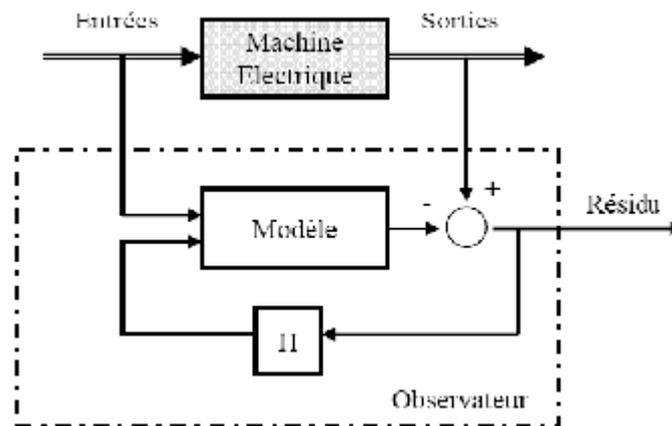
Figure 3.6 : Principe général de la surveillance/diagnostic de machines électriques basé sur l'utilisation d'un modèle [Khov09]

Il apparaît ainsi que la génération de résidus et son exploitation jouent un rôle primordial dans la procédure de surveillance/diagnostic puisque c'est elle qui conditionne la qualité de la prise de décision. Deux grandes approches de génération de résidus se sont développées:

- L'approche à base d'observateurs
- L'approche par estimation paramétrique

### 5.2.1 Approche à base d'observateurs

L'idée principale des méthodes de génération du vecteur de résidus à base d'observateurs est d'estimer une partie ou l'ensemble des mesures du système surveillé à partir des grandeurs mesurables. Le résidu est alors généré en formant la différence (éventuellement filtrée) entre les sorties estimées et les sorties réelles. L'observateur revient finalement à un modèle parallèle au système avec une contre réaction qui pondère l'écart de sortie. Ce principe est illustré sur la figure (3.7). Les résidus ainsi générés sont exploités par un système de décision permettant de déterminer l'action à mener en fonction des propriétés du résidu [Boumegoura01].



*Figure 3.7 : Schéma de principe de l'approche à base d'observateur*

### 5.2.2 Approche par estimation paramétrique

Cette méthode de diagnostic utilise les paramètres structuraux d'un modèle de connaissance et extrait par la suite les paramètres du système à partir des lois de connaissance pour détecter et localiser les défaillances. Le point essentiel de l'efficacité de cette méthode est le choix du modèle de connaissance. En effet le type de défaut que l'on voudra détecter sera fonction du modèle utilisé. Les premiers travaux avec cette méthode, ont débuté avec des méthodes relativement simples citons par exemple le modèle de Park qui est utilisé depuis plusieurs années pour la commande des machines électriques [Gaétan04] et [Schaeffer99].

## 6. 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.

### 6.1 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 (3.8) montre le bobinage de la machine avec une branche supplémentaire  $(a, b)$ . 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.

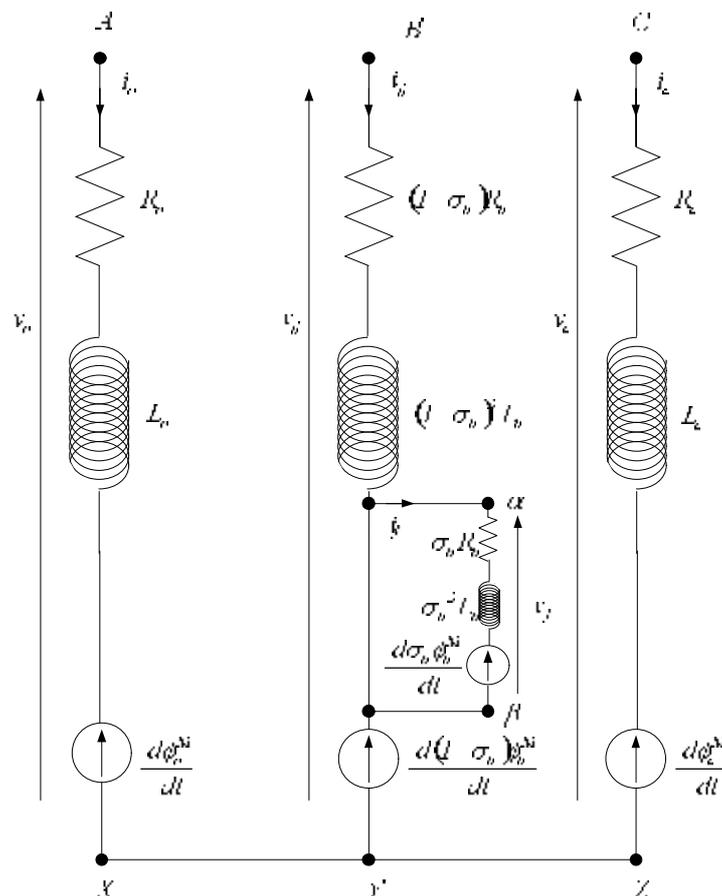


Figure 3.8 : Bobinage du MLSAP avec un court-circuit entre spires dans la phase (b)

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

- Le paramètre ' $s_b$ ' représente l'importance du défaut ; il est défini comme le rapport entre le nombre de spires court-circuitées ' $n_{cc}$ ' 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 ( $0, 2p/3N_p, 4p/3N_p$ ) par rapport aux trois phases a, b et c respectivement, dans le cas d'un court-circuit dans la phase (b),  $x_f = 2p/3N_p$ .

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 :

$$v_{ab'cf} = [v_a \ v_{b'} \ v_f \ v_c]^T \quad (3.1)$$

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

$$i_{ab'cf} = [i_a \ i_{b'} \ i_f \ i_c]^T \quad (3.2)$$

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 ' $s_b$ ' ; elles sont calculées comme suit :

$$R_{b'} = (1 - s_b)R_b \quad R_f = s_b R_b \quad \text{avec} \quad s_b = \frac{n_{cc}}{n_s} \quad (3.3)$$

La matrice des résistances devient alors :

$$R = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_{b'} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_f & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

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 [Farooq08], [Liu06] et

[Vaseghi09]. Cette méthode offre un bon équilibre entre la simplicité de modèle et sa précision. La nouvelle matrice des inductances est alors exprimée par :

$$L = \begin{bmatrix} L_a & (1-s_b)M_{ab} & s_b M_{ab} & M_{ac} \\ (1-s_b)M_{ba} & (1-s_b)^2 L_b & (1-s_b)s_b L_b & (1-s_b)M_{bc} \\ s_b M_{ba} & (1-s_b)s_b L_b & s_b^2 L_b & s_b M_{bc} \\ M_{ca} & (1-s_b)M_{cb} & s_b M_{cb} & L_c \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

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

$$\mathbf{f}_{ab'cf}^M = \begin{bmatrix} f_a^M(x) \\ f_b^M(x) \\ f_f^M(x) \\ f_c^M(x) \end{bmatrix} = \mathbf{f}_m^M \begin{bmatrix} \cos(N_p \cdot x) \\ (1-s_b)\cos\left(N_p \cdot x - \frac{2p}{3}\right) \\ s_b \cos(N_p \cdot (x - x_f)) \\ \cos\left(N_p \cdot x - \frac{4p}{3}\right) \end{bmatrix} \quad \text{avec : } x_f = 2p / 3N_p \quad (3.6)$$

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  $\mathbf{f}_{ab'cf}^M$  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 (figure 3.8). 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.

## 6.2 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  $s_a, s_b$  et  $s_c$  définissent les pourcentages des spires en court-circuit par rapport aux trois défauts respectifs. Le nouveau vecteur des tensions se reformule comme suit :

$$\mathbf{v}_{abcf} = [v_a \ v_b \ v_c \ v_f]^T \quad (3.7)$$

De même, le vecteur de courants devient :

$$\mathbf{i}_{abcf} = [i_a \ i_b \ i_c \ i_f]^T \quad (3.8)$$

La matrice des résistances généralisée est exprimée par :

$$R = \begin{bmatrix} (1-s_a)R_a & 0 & 0 & 0 \\ 0 & (1-s_b)R_b & 0 & 0 \\ 0 & 0 & (1-s_c)R_c & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_f \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

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

$$R_f = \{s_a \ s_b \ s_c\} \cdot \begin{Bmatrix} R_a \\ R_b \\ R_c \end{Bmatrix} \quad (3.10)$$

La nouvelle matrice des inductances généralisée est exprimée par :

$$L = \begin{bmatrix} (1-s_a)^2 L_a & (1-s_a-s_b)M_{ab} & (1-s_a-s_c)M_{ac} & D_1 \\ (1-s_a-s_b)M_{ba} & (1-s_b)^2 L_b & (1-s_b-s_c)M_{bc} & D_2 \\ (1-s_a-s_c)M_{ca} & (1-s_b-s_c)M_{cb} & (1-s_c)^2 L_c & D_3 \\ D_1 & D_2 & D_3 & D_f \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

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

$$D_1 = \{(1-s_a)s_a \ s_b \ s_c\} \cdot \begin{Bmatrix} L_a \\ M_{ab} \\ M_{ac} \end{Bmatrix} \quad (3.12)$$

$$D_2 = \{s_a \ (1-s_b)s_b \ s_c\} \cdot \begin{Bmatrix} M_{ba} \\ L_b \\ M_{bc} \end{Bmatrix} \quad (3.13)$$

$$D_3 = \{s_a \ s_b \ (1-s_c)s_c\} \cdot \begin{Bmatrix} M_{ca} \\ M_{cb} \\ L_c \end{Bmatrix} \quad (3.14)$$

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

$$D_f = \{s_a^2 \ s_b^2 \ s_c^2\} \cdot \begin{Bmatrix} L_a \\ L_b \\ L_c \end{Bmatrix} \quad (3.15)$$

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

$$\mathbf{f}_{abcf}^M = \begin{bmatrix} \mathbf{f}_a^M(x) \\ \mathbf{f}_b^M(x) \\ \mathbf{f}_c^M(x) \\ \mathbf{f}_f^M(x) \end{bmatrix} = \mathbf{f}_m^M \begin{bmatrix} (1-s_a) \cos(N_p \cdot x) \\ (1-s_b) \cos\left(N_p \cdot x - \frac{2p}{3}\right) \\ (1-s_c) \cos\left(N_p \cdot x - \frac{4p}{3}\right) \\ (s_a + s_b + s_c) \cos(N_p \cdot (x - x_f)) \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

- **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 créés par ce défaut.

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

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

$$\begin{bmatrix} (1-s_a)^2 L_a & (1-s_a - s_b)M_{ab} & (1-s_a - s_c)M_{ac} & D_1 & 0 & 0 \\ (1-s_a - s_b)M_{ba} & (1-s_b)^2 L_b & (1-s_b - s_c)M_{bc} & D_2 & 0 & 0 \\ (1-s_a - s_c)M_{ca} & (1-s_b - s_c)M_{cb} & (1-s_c)^2 L_c & D_3 & 0 & 0 \\ D_1 & D_2 & D_3 & D_f & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & m & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_f \\ v \\ x \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

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

$$T_1 = -\mathbf{f}_m^M \cdot N_p \cdot \sin(N_p \cdot x) \quad (3.18)$$

$$T_2 = -\mathbf{f}_m^M \cdot N_p \cdot \sin\left(N_p \cdot x - \frac{2p}{3}\right) \quad (3.19)$$

$$T_3 = -\mathbf{f}_m^M \cdot N_p \cdot \sin\left(N_p \cdot x - \frac{4p}{3}\right) \quad (3.20)$$

$$T_f = -\mathbf{f}_m^M \cdot N_p \cdot \sin(N_p \cdot (x - x_f)) \quad (3.21)$$

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

$$\begin{bmatrix} (1-s_a)e_a \\ (1-s_b)e_b \\ (1-s_c)e_c \\ v_f \\ T_p - T_d \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (1-s_a)R_a + R_a^{ch} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & (1-s_b)R_b + R_b^{ch} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & (1-s_c)R_c + R_c^{ch} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_f & (s_a + s_b + s_c)T_f & 0 \\ (1-s_a)T_1 & (1-s_b)T_2 & (1-s_c)T_3 & 0 & f_v & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_f \\ v \\ x \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} (1-s_a)^2 L_a & (1-s_a - s_b)M_{ab} & (1-s_a - s_c)M_{ac} & D_1 & 0 & 0 \\ (1-s_a - s_b)M_{ba} & (1-s_b)^2 L_b & (1-s_b - s_c)M_{bc} & D_2 & 0 & 0 \\ (1-s_a - s_c)M_{ca} & (1-s_b - s_c)M_{cb} & (1-s_c)^2 L_c & D_3 & 0 & 0 \\ D_1 & D_2 & D_3 & D_f & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & m & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_f \\ v \\ x \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

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 :  $s_c = \frac{n_{cc}}{n_s}$  et  $s_a = s_b = 0$ .

## 7. Conclusion

Parmi les causes de la désaimantation des aimants dans les MLSAP et du GLSAP, on trouve la réaction magnétique d'induit. Cette dernière est d'autant plus importante et néfaste que la valeur du courant d'induit est importante. Les accélérations/décélérations de ces machines et notamment les courts-circuits dans les bobinages d'induits sont les événements susceptibles de mettre la machine dans des régimes de fonctionnement à haute intensité de courant, c'est pour cette raison que nous sommes amenés à proposer dans ce chapitre une modélisation dynamique avancée qui nous offre la possibilité de traiter le phénomène de court-circuit entre spires (phénomène multi-physique interne) qui peut causer des dommages considérables telles que, la destruction en cascade par effet thermique du matériau isolant recouvrant les conducteurs et la désaimantation de la voie magnétique du rotor.

Dans le chapitre suivant, nous présenterons les résultats des simulations du MLSAP et du GLSAP en exploitant les modèles proposés préalablement qui sont implémentés sous environnement MATLAB.

## Chapitre 4

### Exploitation des modèles du MLSAP et du GLSAP

#### Sommaire

---

1. Introduction.....	66
2. Exploitation des modèles du MLSAP .....	66
2.1 Simulation du MLSAP en régime dynamique .....	66
2.2 Simulation du MLSAP en régime de défaut de court-circuit entre spires .....	70
2.3 Simulation du MLSAP en régime de désaimantation .....	72
3. Exploitation des modèles du GLSAP .....	74
3.1 Simulation du GLSAP en régime dynamique.....	74
3.1.1 Entraînement direct par une force constante.....	75
3.1.2 Entraînement direct par une force sinusoïdale.....	78
3.1.3 Entraînement direct par une force aléatoire .....	82
3.2 Simulation du GLSAP en régime de déséquilibre de la charge.....	86
3.2.1 Cas où la force d'entraînement est constante.....	86
3.2.2 Cas où la force d'entraînement est sinusoïdale.....	90
3.3 Simulation du GLSAP en régime de défaut de court-circuit entre spires .....	94
3.3.1 Cas où la force d'entraînement est constante.....	95
3.3.2 Cas où la force d'entraînement est sinusoïdale.....	99
3.4 Simulation du GLSAP en régime de désaimantation .....	103
4. Conclusion .....	106

---

## 1. Introduction

Le chapitre suivant est totalement consacré à l'exploitation des modèles présentés précédemment par le biais des simulations numériques. Afin de mieux comprendre les objectifs visés par le présent travail, nous avons préféré de commencer par la présentation des résultats des simulations appliquées sur le MLSAP dans différents régimes de fonctionnement, cela nous a permis d'illustrer le fonctionnement en moteur des machines linéaires à aimants permanents. Par la suite, nous avons présenté les résultats des simulations appliquées sur le GLSAP opérant dans différents modes où l'aspect multi-physique y est présent au travers plusieurs problématiques décrivant ainsi la conversion électromécanique à entraînement direct.

## 2. Exploitation des modèles du MLSAP

### 2.1 Simulation du MLSAP en régime dynamique

Les figures ci-dessous présentent les résultats de simulations en régime transitoire et permanent de la machine linéaire présentée en annexes A1 et A2. La figure (4.5) montre bien une variation proportionnelle de la vitesse linéaire de la masse mobile en fonction de la fréquence conformément au caractère synchrone des machines linéaires à aimants permanents. Par ailleurs, les pics de courants dans le régime transitoire des MLSAP (figure 4.1) ne sont pas aussi importants que ceux des machines tournantes asynchrones, cela est dû à l'existence des aimants permanents au niveau du rotor (voie magnétique) qui amortissent la génération des grands pics de courants.

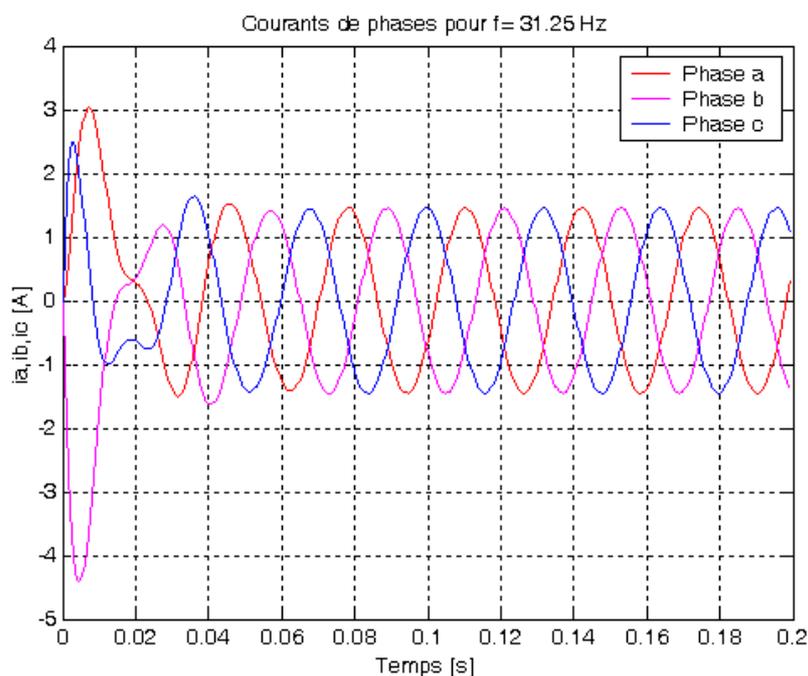


Figure 4.1 : Courants de phases à  $f = 31.25$  Hz

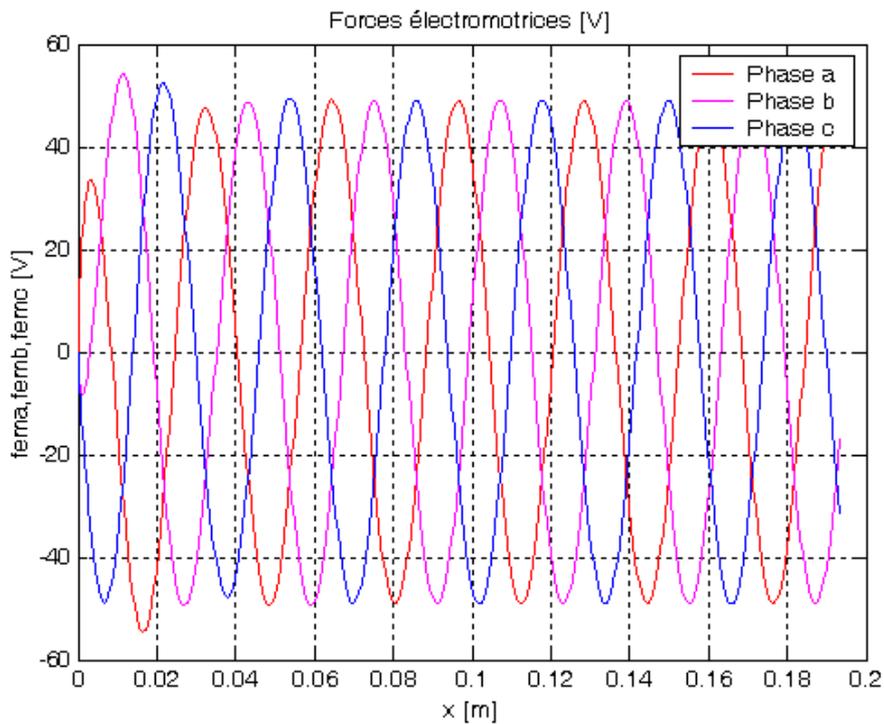


Figure 4.2 : Forces électromotrices simples en fonction de la position à  $v=1$  m/s

L'ordre de grandeur ainsi que les allures des forces électromotrices que nous avons obtenu (figure 4.2), sont validés par [Remy07] au travers, le tableau (4.1) représentant les valeurs maximales des harmoniques de la fem simple induite dans la phase (a) et la figure (4.3) qui représente les forces électromotrices simples en fonction de la position, calculées par la Méthode des Eléments Finis (MEF).

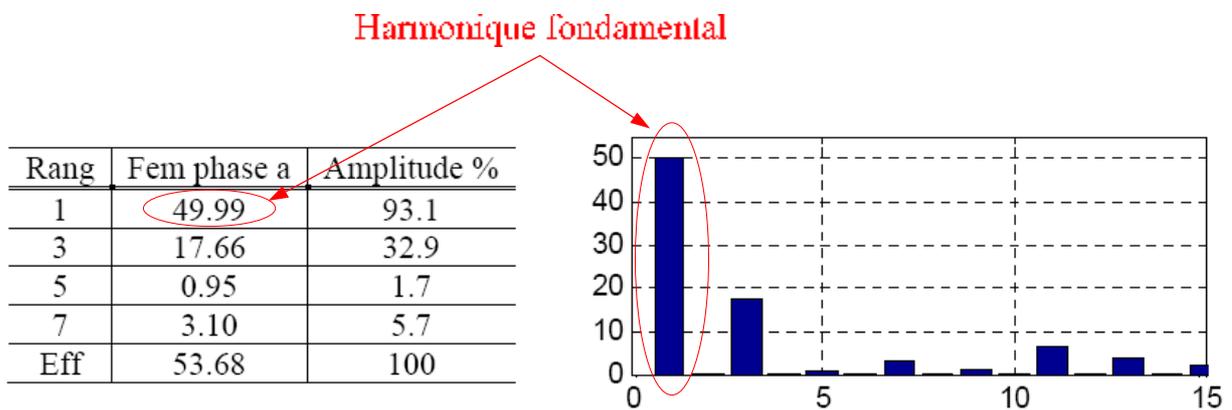


Tableau 4.1 : Valeurs maximales des harmoniques de fem simple induite dans la phase (a) [Remy07]

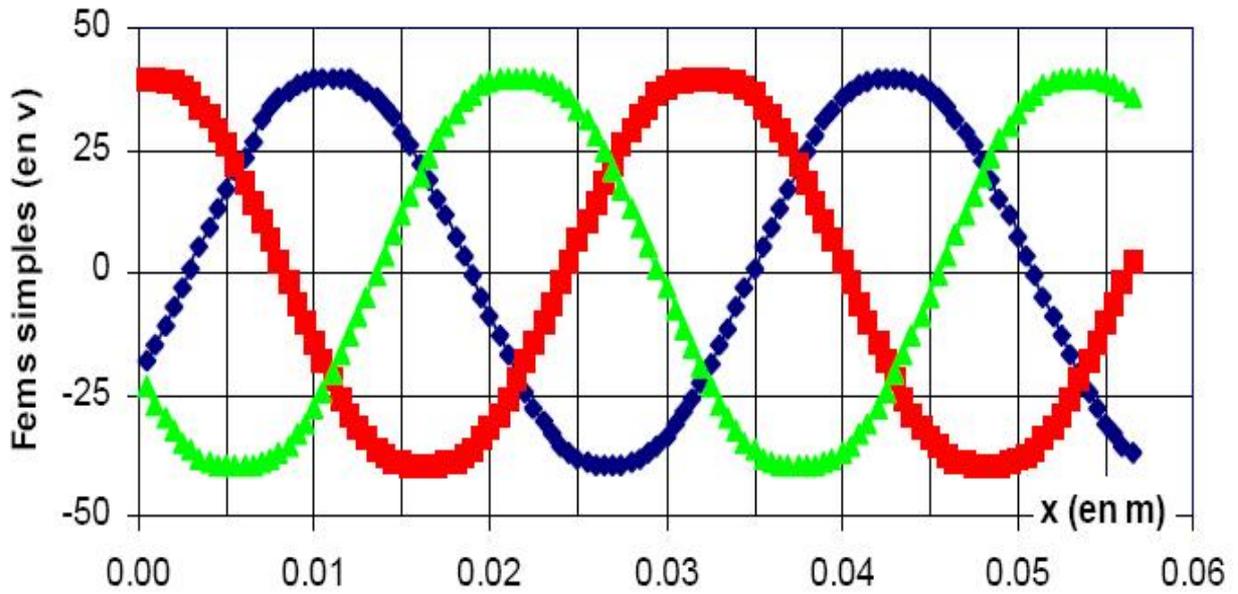


Figure 4.3 : Forces électromotrices simples en fonction de la position à  $v=1$  m/s [Remy07]

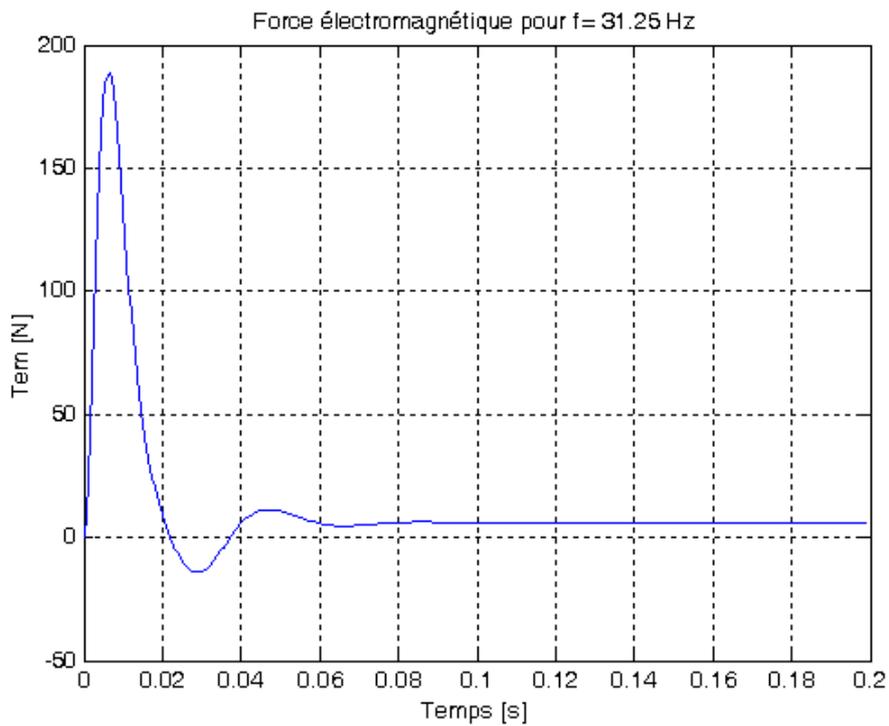
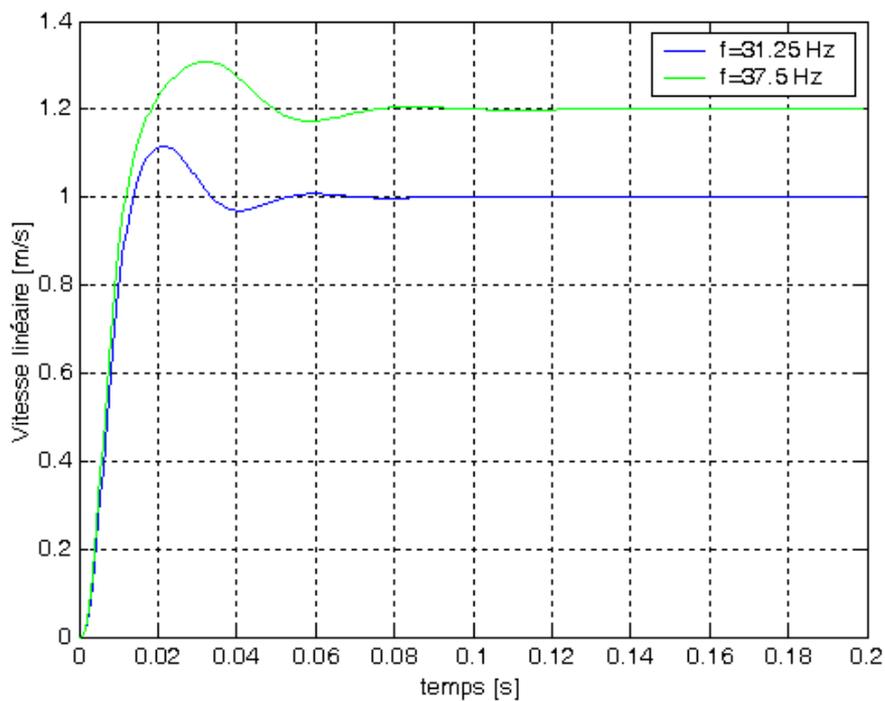
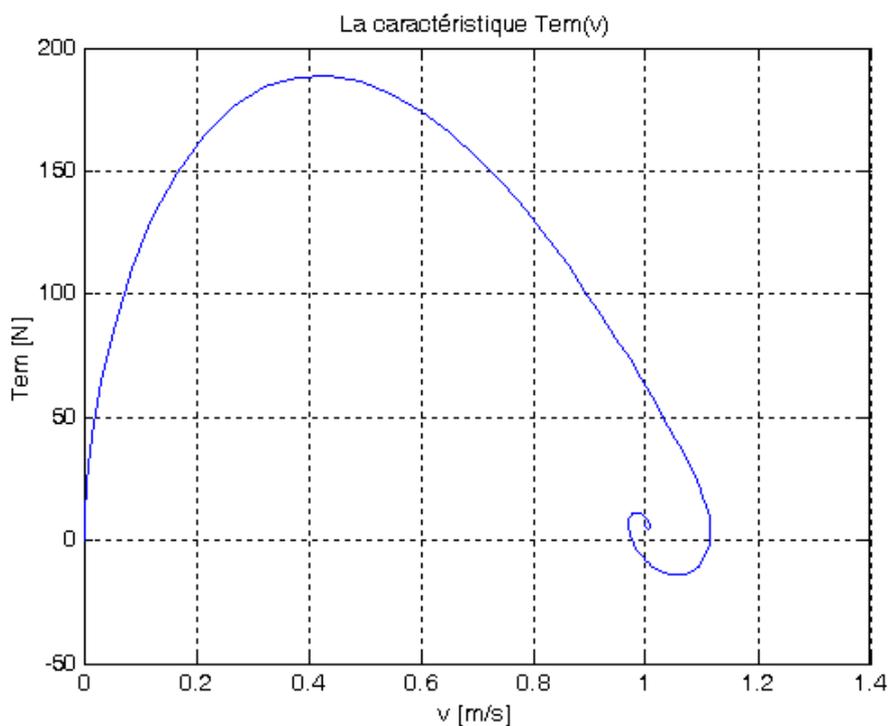


Figure 4.4 : Force électromagnétique à  $f = 31.25$  Hz



**Figure 4.5 :** Vitesse de la masse mobile à différentes fréquences d'alimentation

La figure ci-dessous présente le tracé de la caractéristique de la force électromagnétique en fonction de la vitesse.



**Figure 4.6 :** La caractéristique  $T_{em}(v)$

## 2.2 Simulation du MLSAP en régime de défaut de court-circuit entre spires

Les figures ci-dessous présentent les résultats de simulations du MLSAP dans le cas où l'enroulement de la phase (b) est affecté par un défaut de court-circuit entre spires de 10% à l'instant  $t = 0.2$  s.

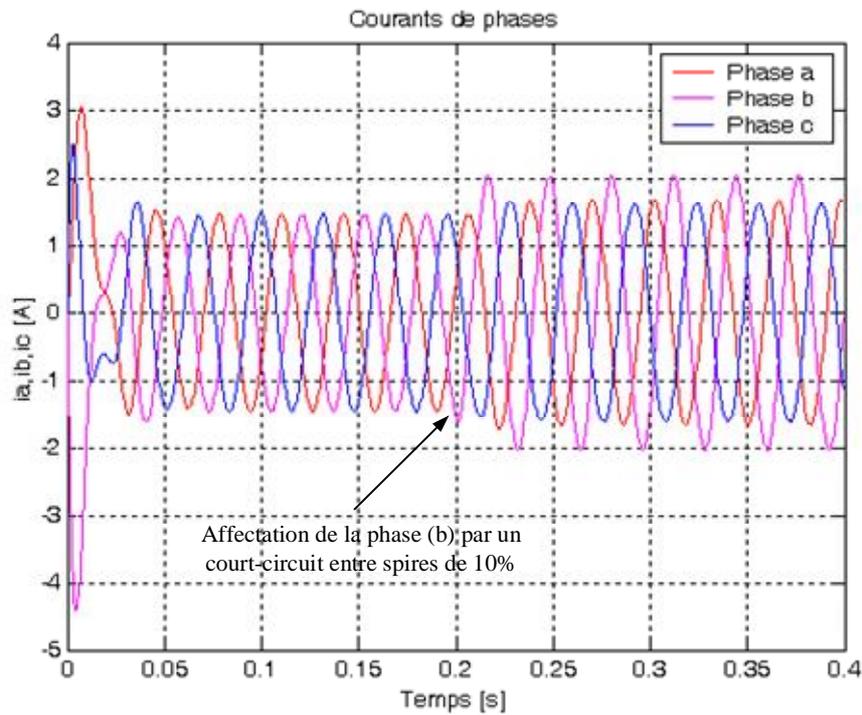


Figure 4.7 : Courants en présence d'un court-circuit entre spires de 10% dans la phase (b)

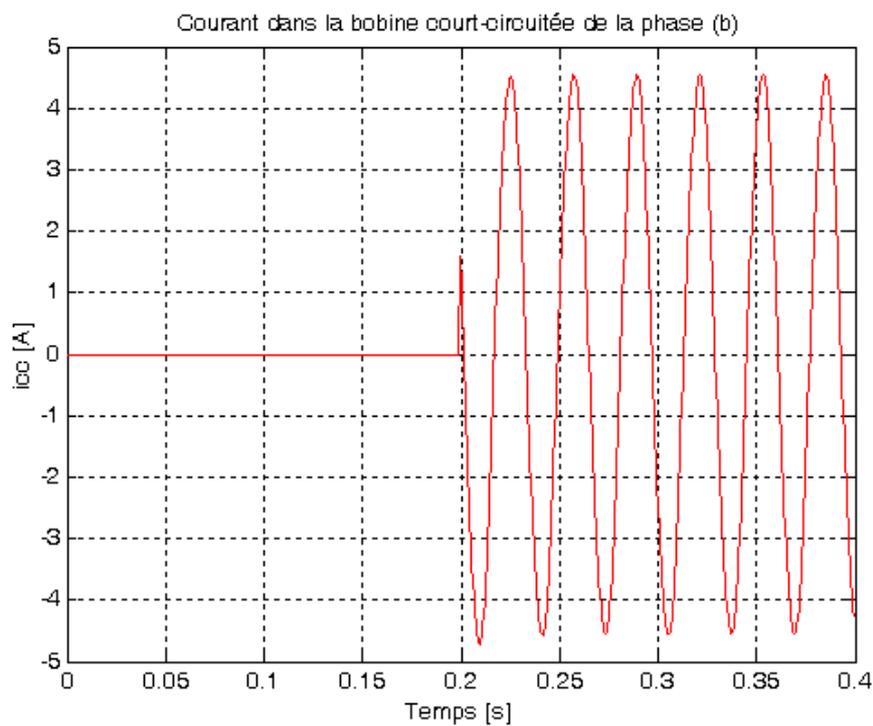
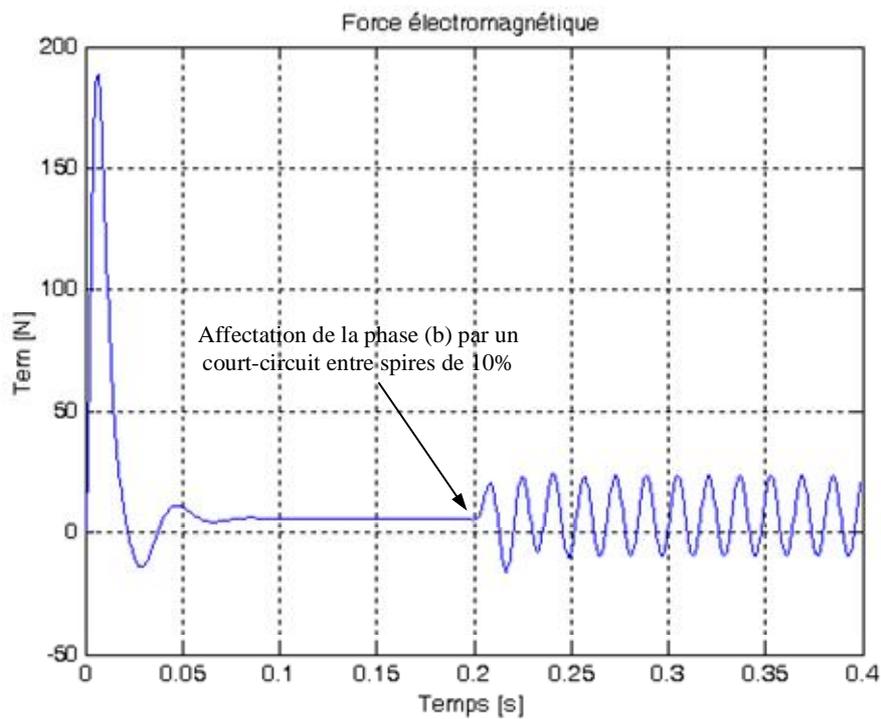
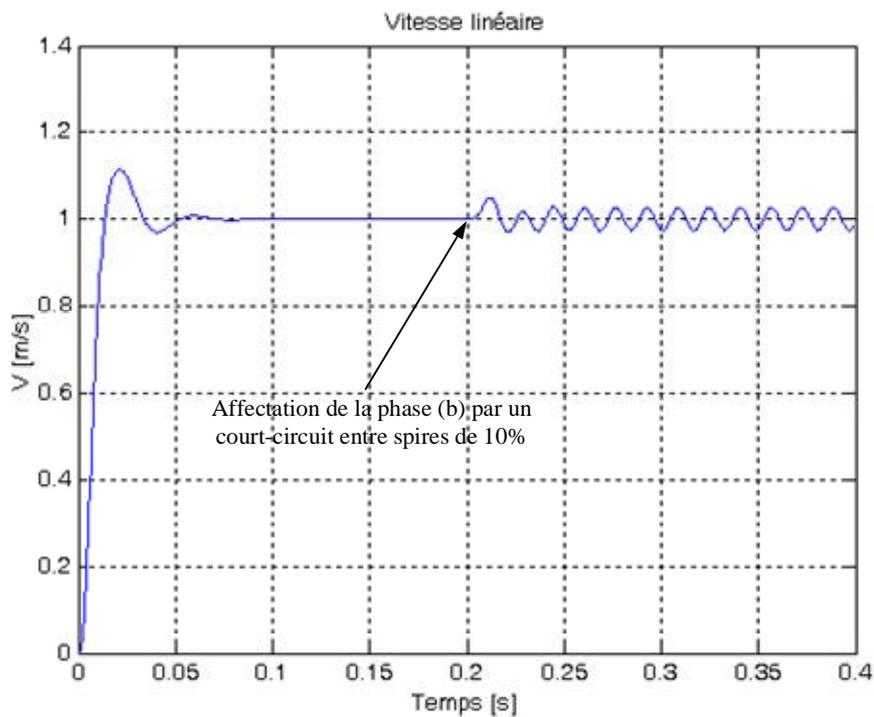


Figure 4.8 : Courant dans la bobine court-circuitée de la phase (b)



**Figure 4.9 :** Force électromagnétique en présence d'un court-circuit entre spires de 10% dans la phase (b)

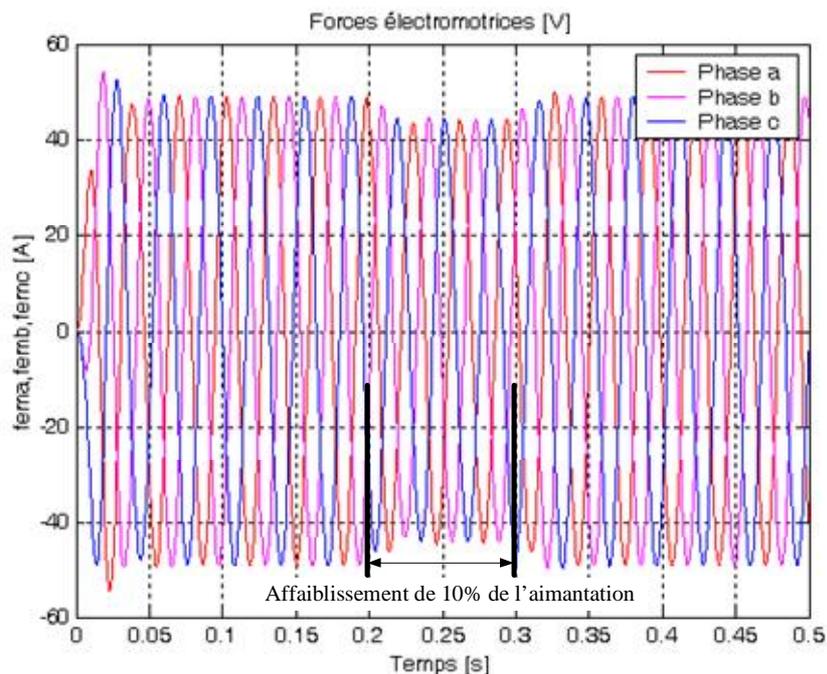


**Figure 4.10 :** Vitesse de la masse mobile en présence d'un court-circuit entre spires de 10% dans la phase (b)

Dans la machine rotative asynchrone préalablement étudiée par [Boumegoura01], [Bachir02] et [Rachek08], l'effet d'un tel défaut sur les grandeurs mécaniques est connu par l'ondulation du couple électromagnétique et la vitesse de rotation, pour le MLSAP, sur les figures (4.9) et (4.10) on voit cette signature (les ondulations) au niveau de la force électromagnétique et de la vitesse linéaire dès l'apparition du défaut à  $t=0.2$  s, pour les grandeurs électriques, son effet est constaté par une augmentation des courants qui est significative dans la phase défectueuse et légère dans les deux autres phases (figure 4.7), toutefois, le courant  $i_{cc}$  de la bobine court-circuitée (figure 4.8) n'est pas aussi important que celui du moteur asynchrone tournant qui peut atteindre dix fois sa valeur nominale. D'une part, les résultats obtenus, nous ont permis de connaître l'effet d'un court-circuit entre spires sur les grandeurs électriques et mécaniques du MLSAP et d'une autre part, nous avons constaté que l'effet d'un tel défaut est plus agressif dans les machines tournantes à induction.

### 2.3 Simulation du MLSAP en régime de désaimantation

Les figures ci-dessous présentent les résultats de simulations du MLSAP avec un rotor affecté par un affaiblissement de l'aimantation localisé de 10% dans l'intervalle de temps,  $t \in [0.2s, 0.3s]$ .



**Figure 4.11** : Forces électromotrices en présence d'un affaiblissement de l'aimantation de 10%

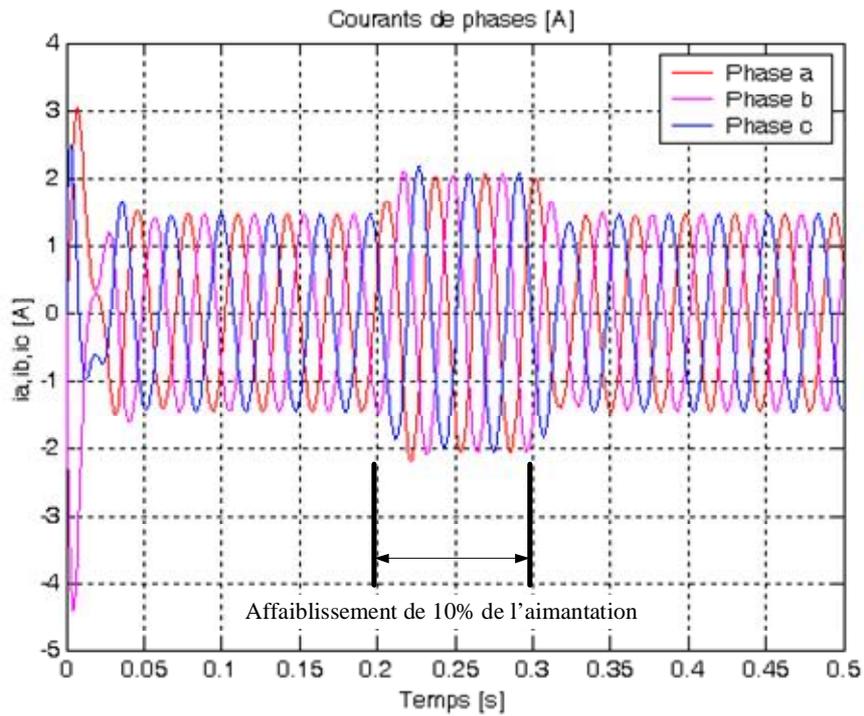


Figure 4.12 : Courants de phases en présence d'un affaiblissement de l'aimantation de 10%

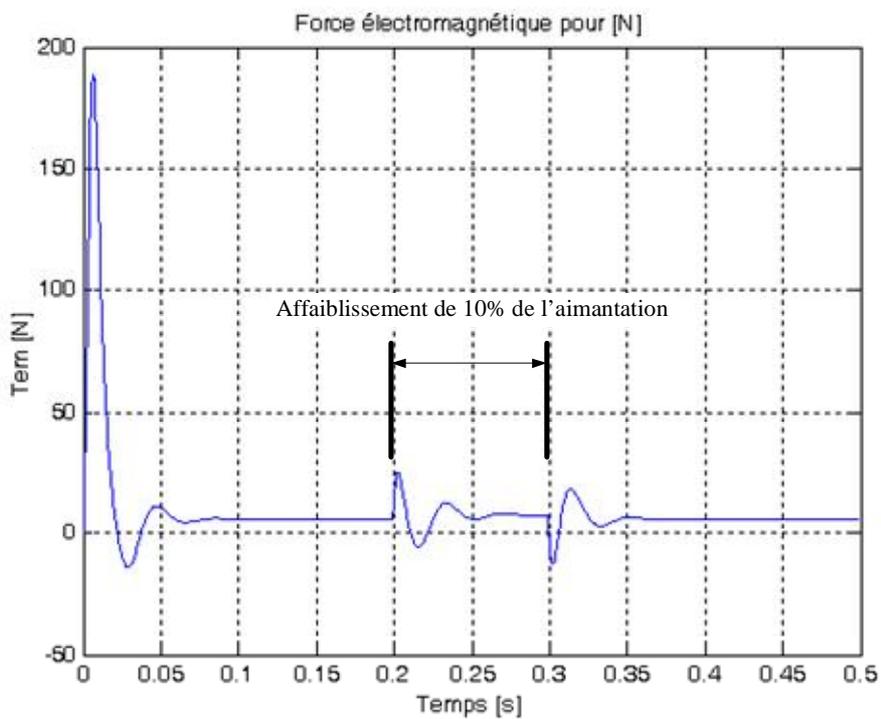
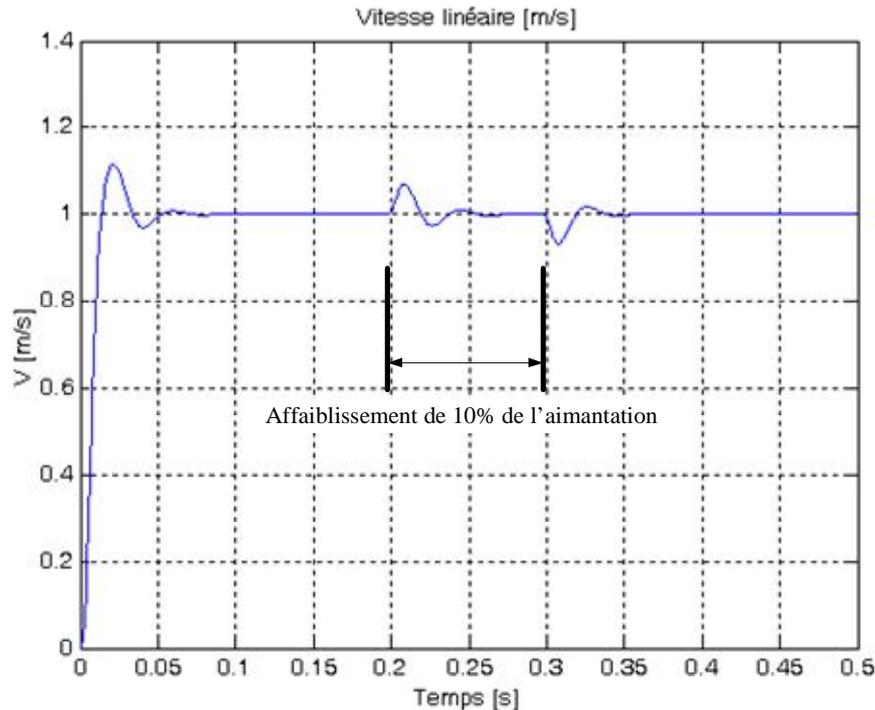


Figure 4.13 : Force électromagnétique en présence d'un affaiblissement de l'aimantation de 10%



**Figure 4.14 :** Vitesse de la masse mobile en présence d'un affaiblissement de l'aimantation de 10%

Les signatures d'affaiblissement de l'aimantation présentées par les figures (4.11), (4.12), (4.13) et (4.14) peuvent être causées principalement par : Les augmentations locales de température, les réactions magnétiques d'induit qui créent des champs démagnétisants (les démarrages, les courts-circuits, les surcharges,...) et le vieillissement des aimants qui se traduit souvent par une diminution de leur aimantation rémanente de façon globale ou locale.

### 3. Exploitation des modèles du GLSAP

#### 3.1 Simulation du GLSAP en régime dynamique

Dans cette partie du chapitre, nous avons présenté les résultats des simulations appliquées sur le GLSAP soumis aux différents régimes de fonctionnement où le couplage électromagnétique-mécanique direct est mis en évidence.

L'intérêt principal du modèle que nous avons mis en place est la prédiction des performances d'un système de conversion électromécanique direct via un générateur linéaire qui offre la possibilité de quantifier la puissance électrique récupérée à partir des ressources énergétiques présentes dans la nature, telle que, la houle ou dans les systèmes vibratoires que l'être humain a conçu, tels que, les amortisseurs des véhicules.

### 3.1.1 Entraînement direct par une force constante

Dans ce cas, la force d'entraînement appliquée sur la masse mobile du GLSAP est définie dans le temps de la manière suivante :

- Pour  $t \in [0\text{ s}, 0.5\text{ s}[$  :  $F_{m1} = 30\text{ N}$
- Pour  $t \in [0.5\text{ s}, 1\text{ s}]$  :  $F_{m2} = 40\text{ N}$

Dans toutes les simulations que nous avons effectuées, on a supposé que le GLSAP alimente une charge purement résistive triphasée et équilibrée d'une valeur de:

$$R_a^{ch} = R_b^{ch} = R_c^{ch} = 30\ \Omega.$$

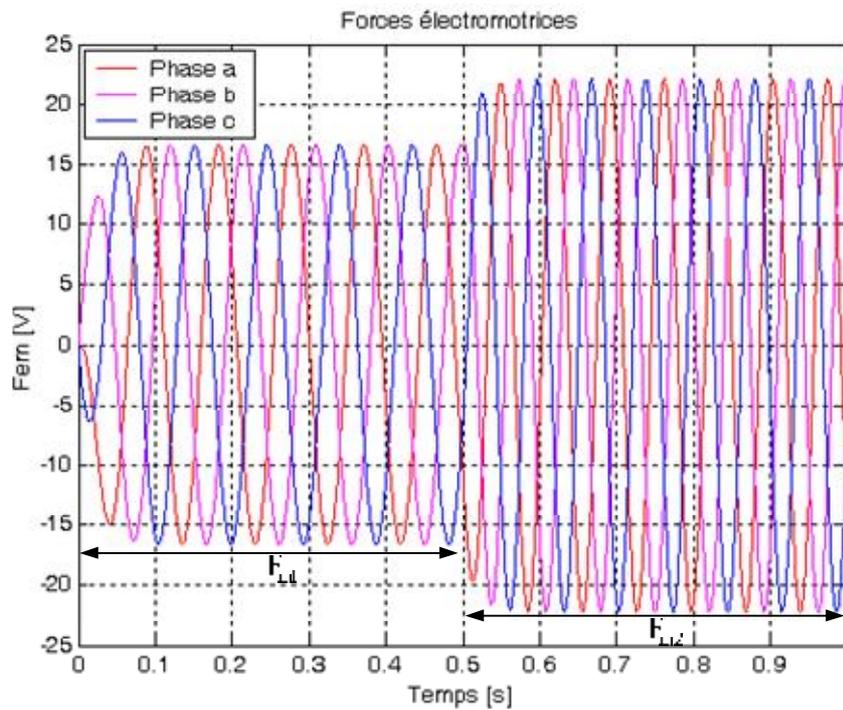
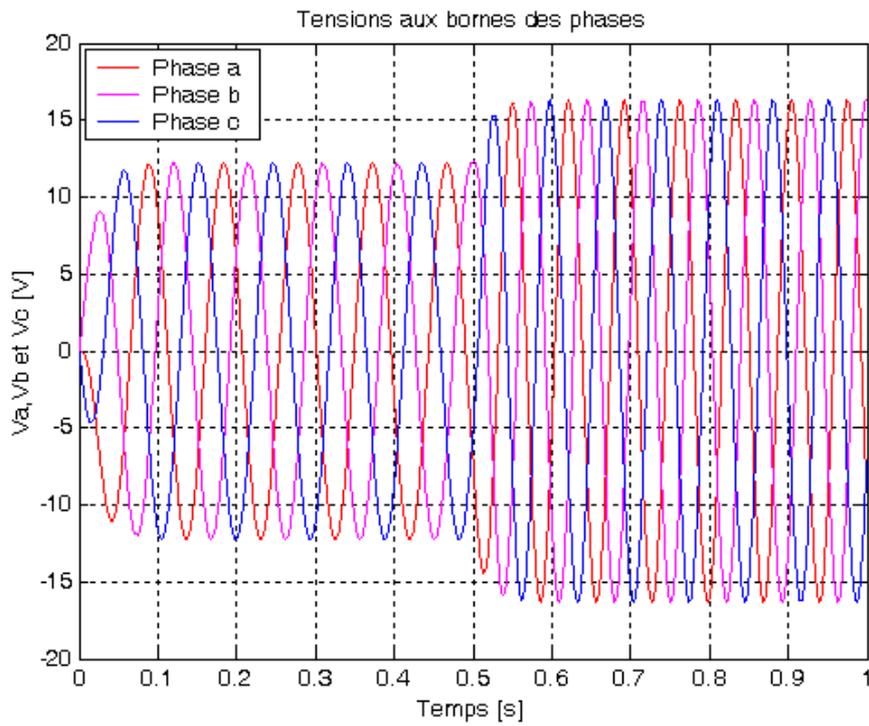
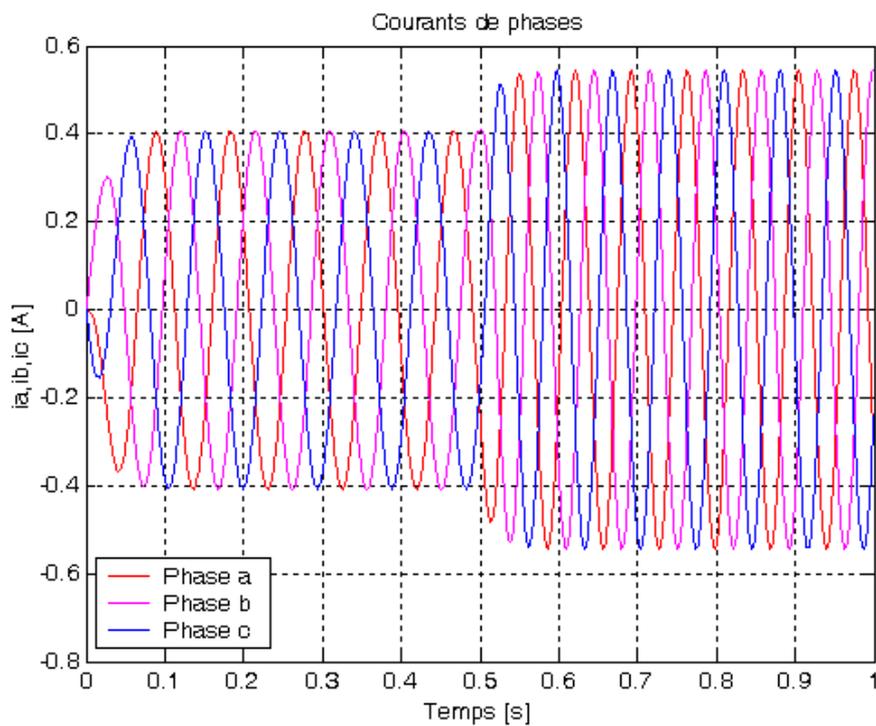


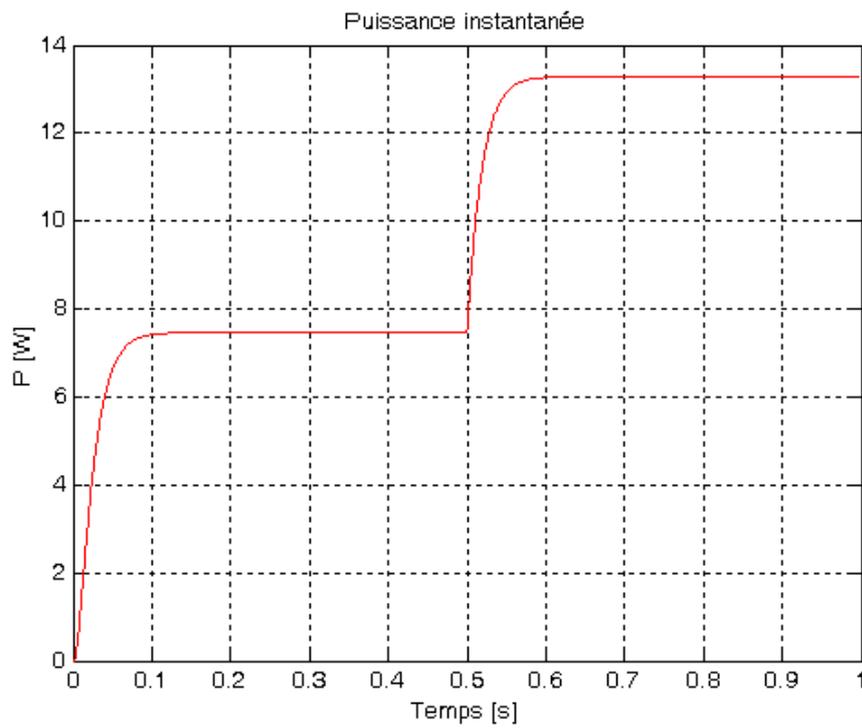
Figure 4.15: Forces électromotrices



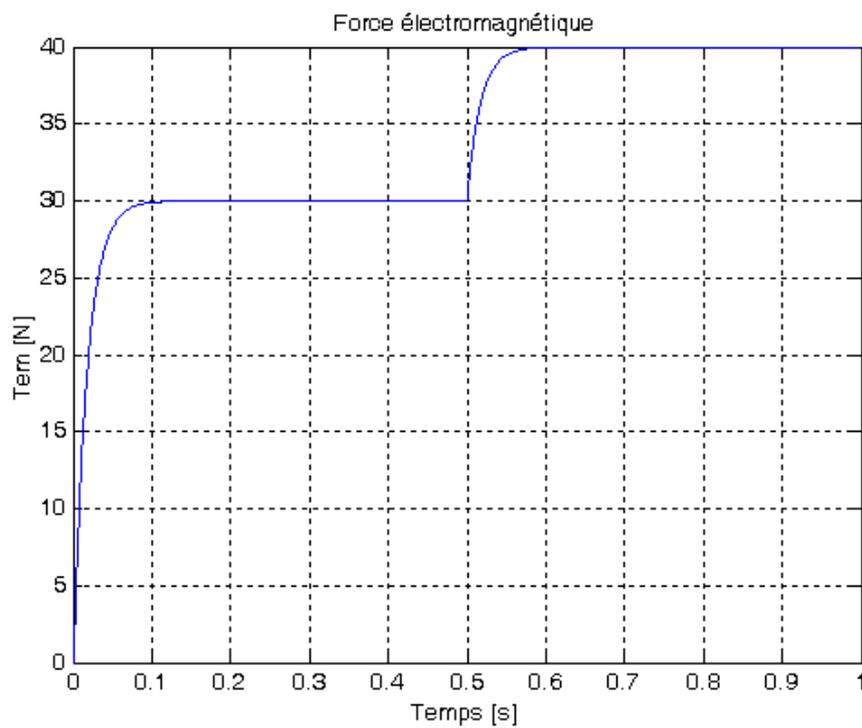
**Figure 4.16 : Tensions simples**



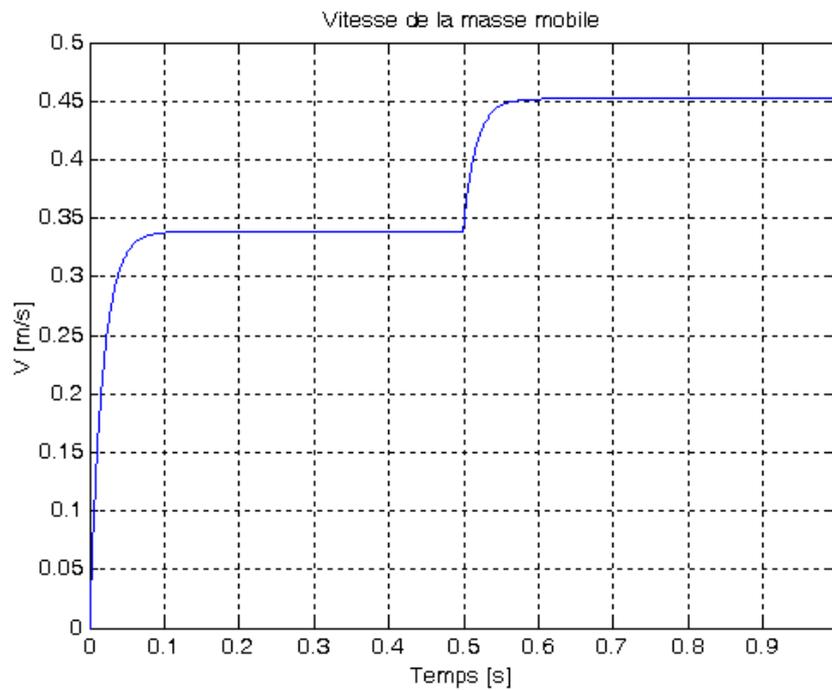
**Figure 4.17 : Courants de phases**



**Figure 4.18 :** Puissance instantanée fournie par le GLSAP



**Figure 4.19 :** Force électromagnétique



**Figure 4.20 :** Vitesse de la masse mobile

Les figures ci-dessus nous montrent le transfert direct de l'énergie mécanique en énergie électrique, car l'augmentation de la force d'entraînement de 30 N à 40 N a suscité l'augmentation de la force électromagnétique dans l'entrefer ainsi que les forces électromotrices induites dans les phases de la machine d'où l'augmentation des courants et de la puissance fournie par le générateur (figure 4.18).

### 3.1.2 Entraînement direct par une force sinusoïdale

Dans ce cas, la force d'entraînement appliquée sur la masse mobile du GLSAP est d'une forme sinusoïdale définie par :

$$F_m(t) = \hat{F}_m \cdot \sin(\Omega_m \cdot t) \quad (4.1)$$

La pulsation et la fréquence mécanique sont données par :

$$\Omega_m = 2 \cdot p \cdot f_m \quad (4.2)$$

$$f_m = \frac{1}{T_m} \quad (4.3)$$

Avec :

$\hat{F}_m$  : Force mécanique maximale [N]

$F_m$  : Force mécanique [N]

$T_m$  : Période mécanique [s]

$f_m$  : Fréquence mécanique [Hz]

$\Omega_m$  : Pulsation mécanique [rad/s]

La force d'entraînement appliquée sur la masse mobile du GLSAP est définie dans le temps de la manière suivante :

- Pour  $t \in [0\text{s}, 1\text{s}]$  :  $F_{m1}(t) = 30 \cdot \sin(3.14 \cdot t)$  N
- Pour  $t \in [1\text{s}, 2\text{s}]$  :  $F_{m2}(t) = 40 \cdot \sin(3.14 \cdot t)$  N

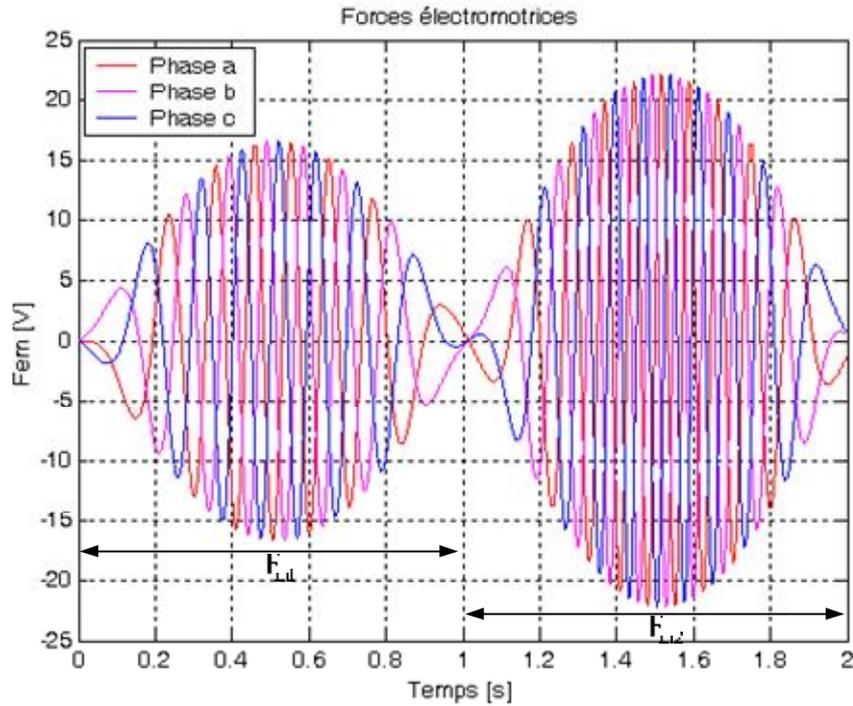


Figure 4.21 : Forces électromotrices

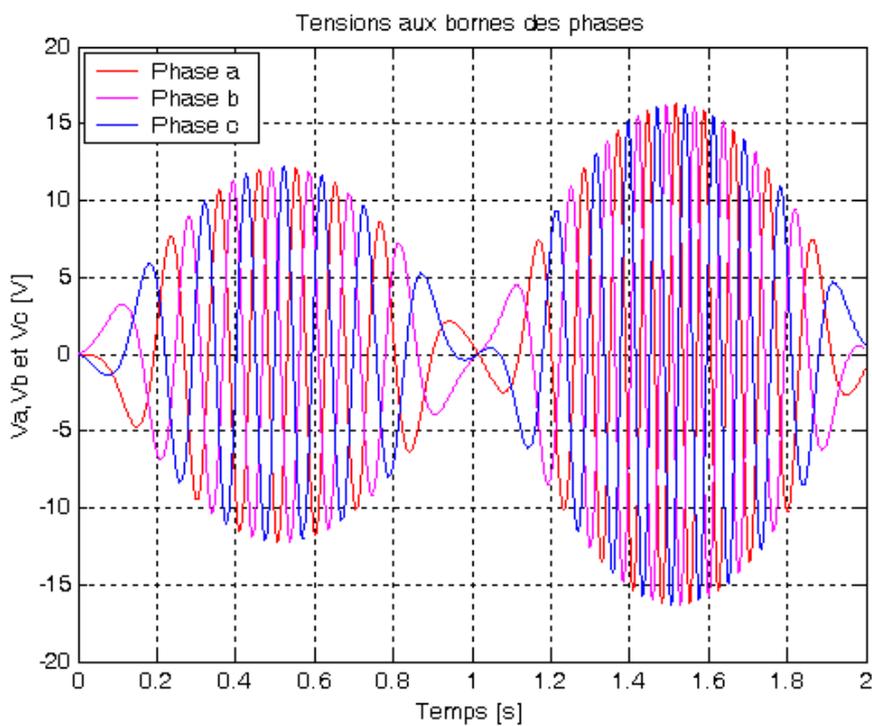
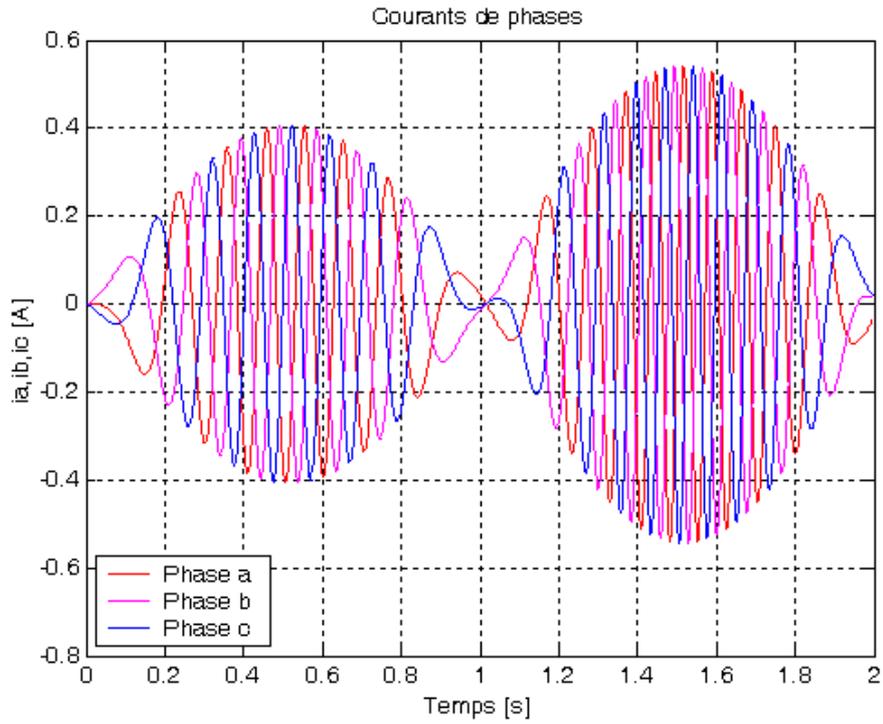
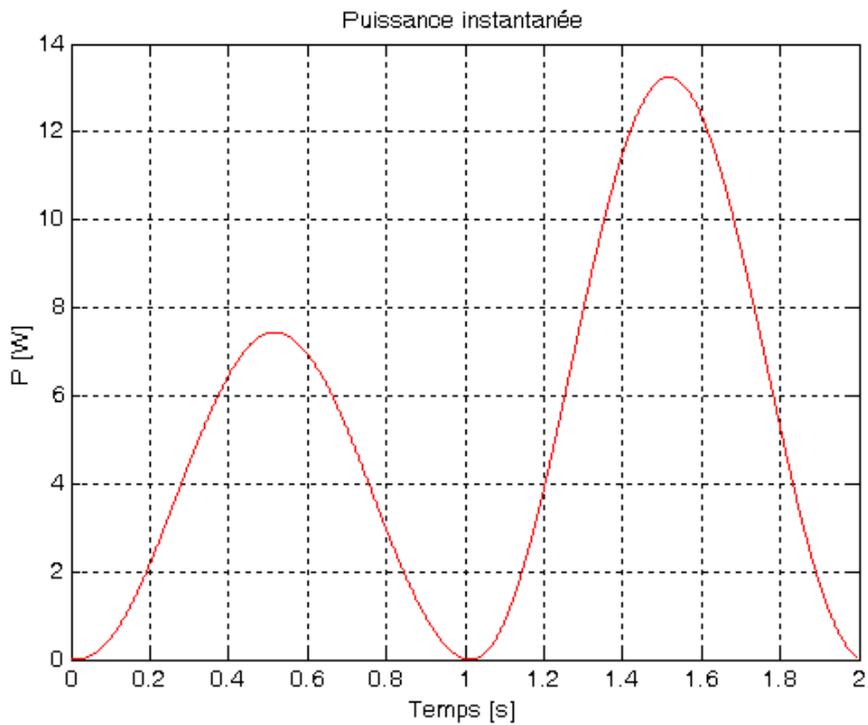


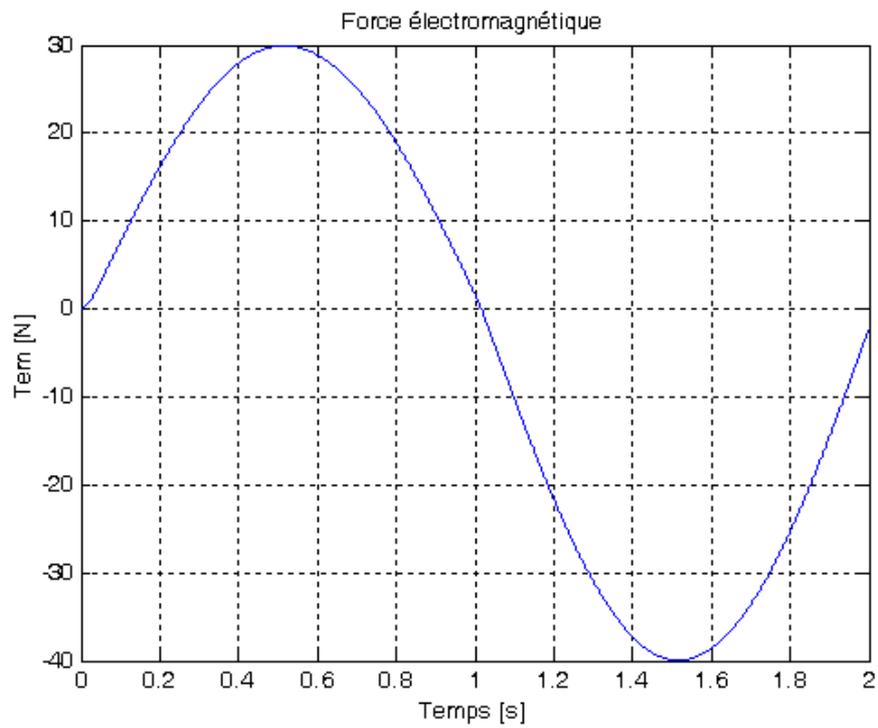
Figure 4.22 : Tensions simples



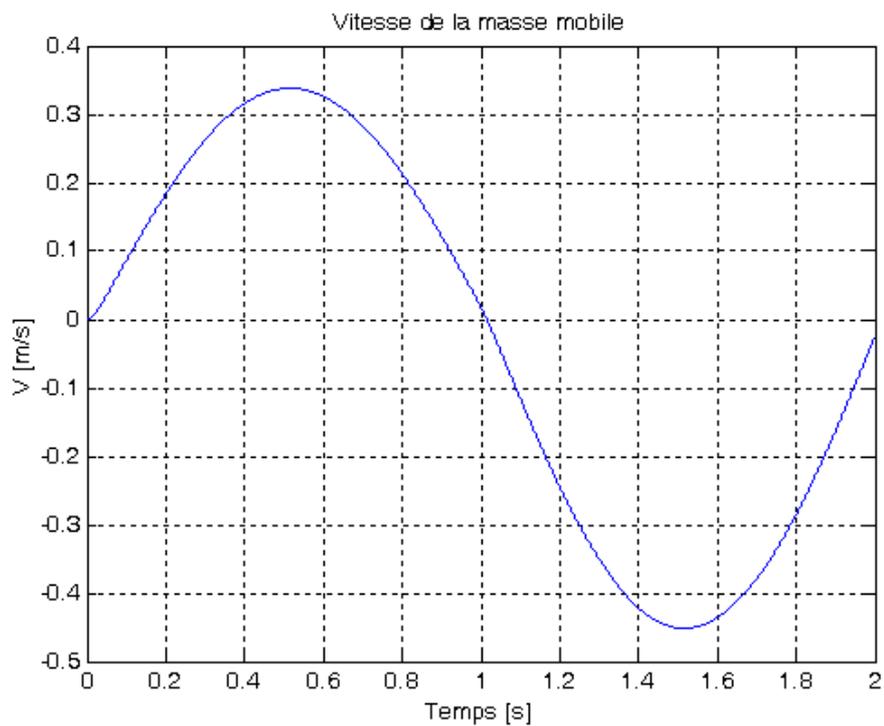
**Figure 4.23 :** Courants de phases



**Figure 4.24 :** Puissance instantanée fournie par le GLSAP



**Figure 4.25 :** Force électromagnétique



**Figure 4.26 :** Vitesse de la masse mobile

A partir des résultats donnés par les figures ci-dessus, nous avons aperçu que la forme de la force d'entraînement se voit directement sur les grandeurs électriques qui se traduit dans ce cas, par l'existence du phénomène de battement dans les figures (4.21), (4.22) et (4.23) qui représentent respectivement, les forces électromotrices, les tensions et les courants de phases. La présence du phénomène de battement s'explique par la coexistence de la fréquence mécanique liée à la force d'entraînement et la fréquence magnétique liée au pas polaires de la machine.

### 3.1.3 Entraînement direct par une force aléatoire

Pour mieux exploiter le modèle qui s'adapte bien à la simulation des phénomènes transitoires multi-physique (multi-entrées), nous avons effectué des simulations avec une force d'entraînement qui varie en amplitude et en fréquence afin de s'approcher d'avantage des forces mécaniques existantes dans la nature qui sont fortement aléatoire et fluctuante.

Dans ce cas, la force d'entraînement appliquée sur la masse mobile du GLSAP est définie dans le temps de la manière suivante :

- Pour  $t \in [0 \text{ s}, 2 \text{ s}[$  :  $F_{m1}(t) = 10 \cdot \sin(3.14 \cdot t)$  N
- Pour  $t \in [2 \text{ s}, 4 \text{ s}[$  :  $F_{m2}(t) = 0$  N
- Pour  $t \in [4 \text{ s}, 6 \text{ s}[$  :  $F_{m3}(t) = 40 \cdot \sin(3.14 \cdot t)$  N
- Pour  $t \in [6 \text{ s}, 7 \text{ s}]$  :  $F_{m4}(t) = 30 \cdot \sin(6.28 \cdot t)$  N

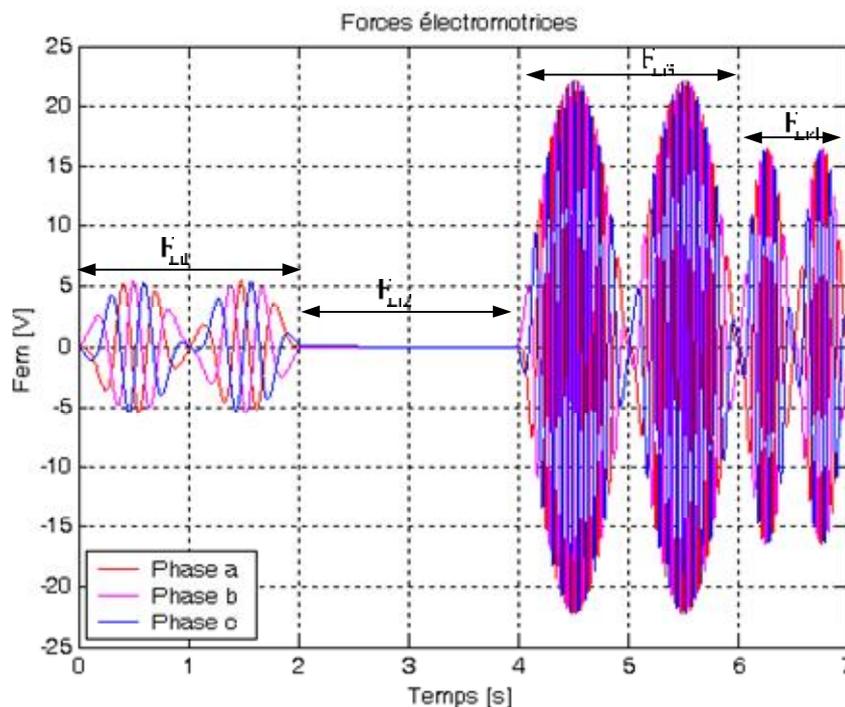
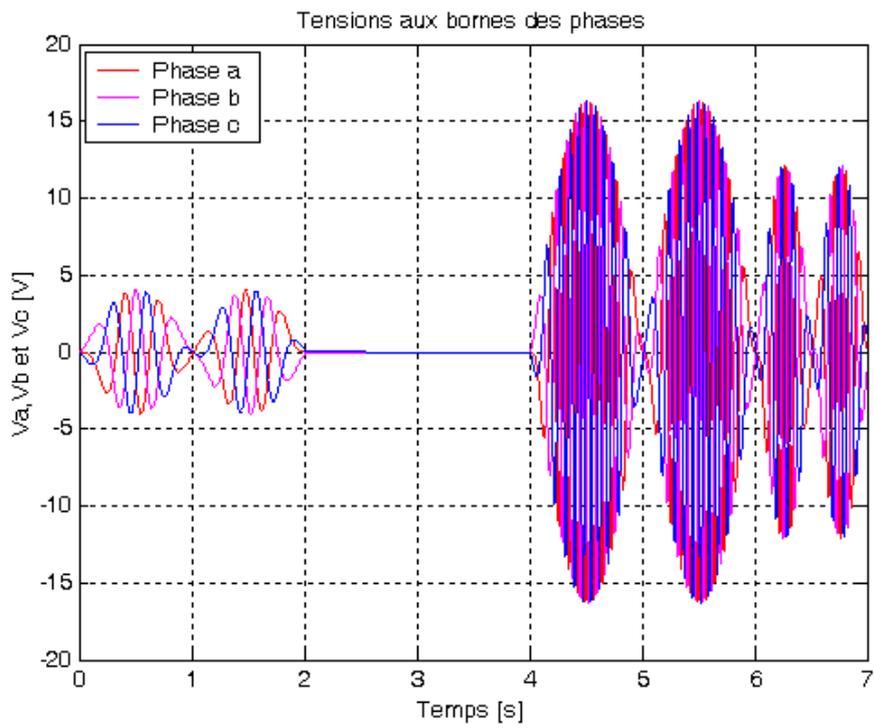
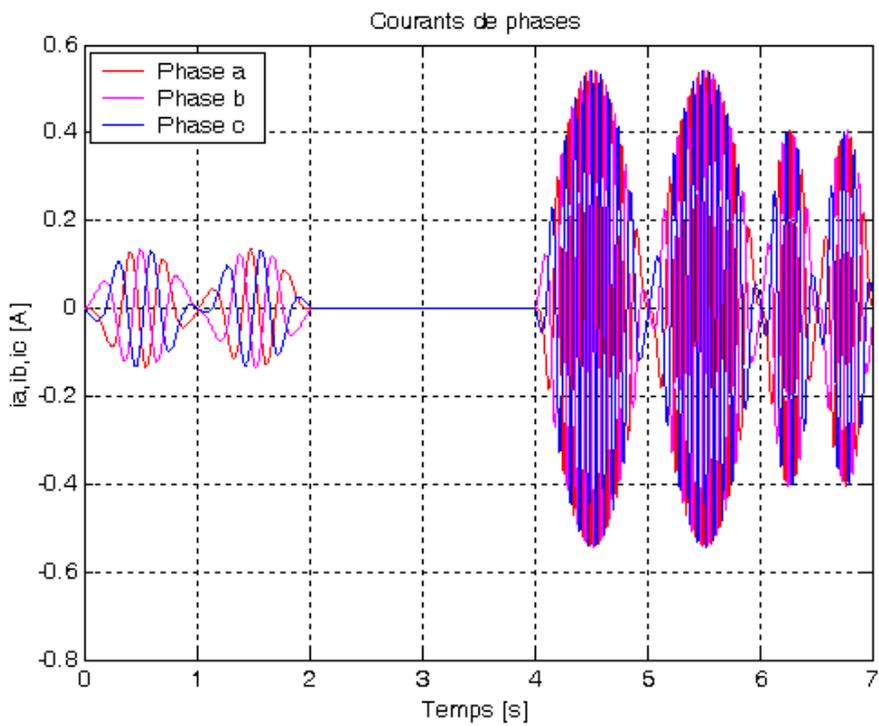


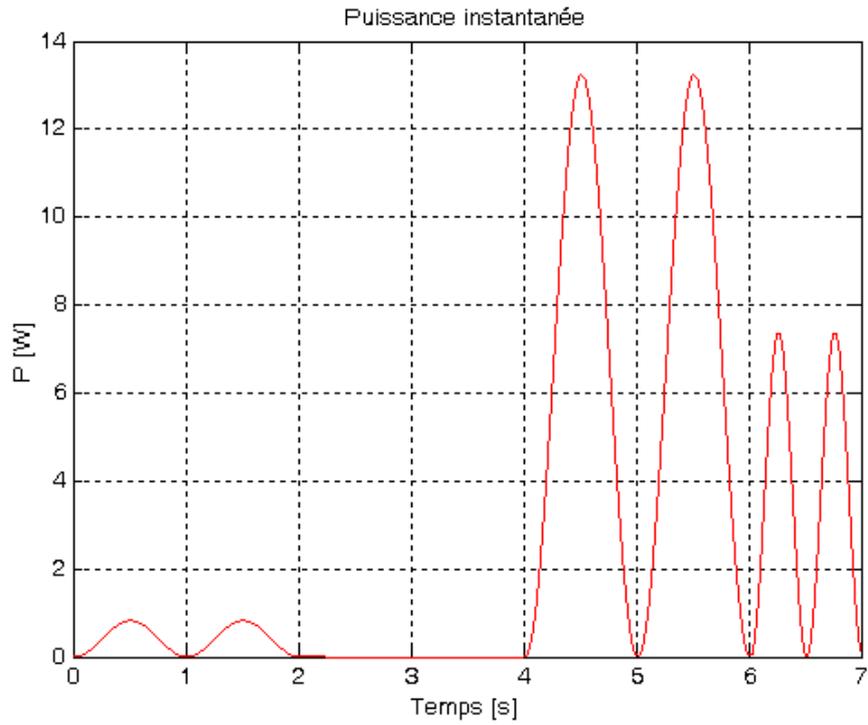
Figure 4.27 : Forces électromotrices



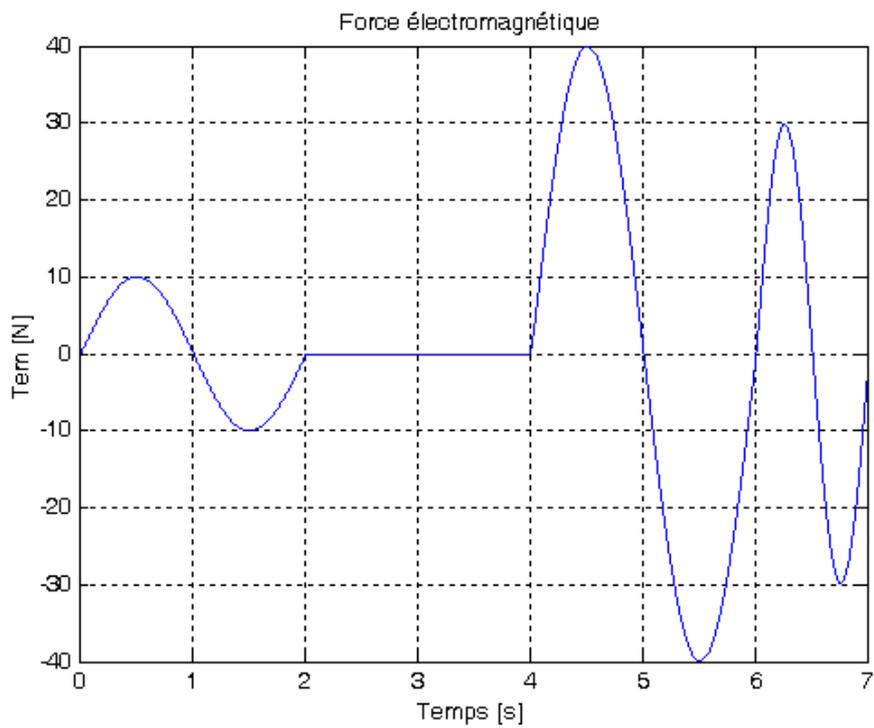
**Figure 4.28 : Tensions simples**



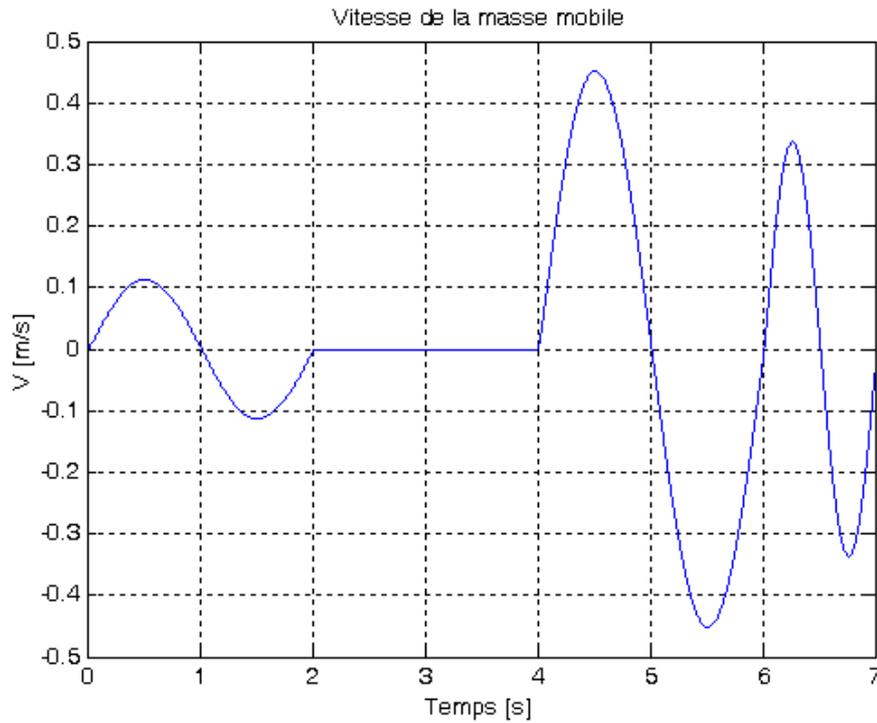
**Figure 4.29 : Courants de phases**



**Figure 4.30 :** Puissance instantanée fournie par le GLSAP

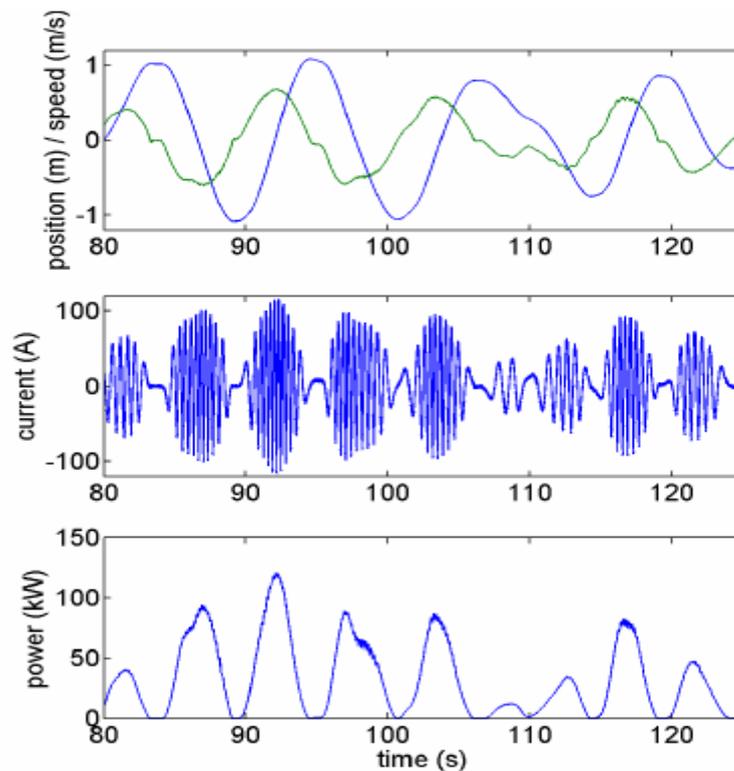


**Figure 4.31 :** Force électromagnétique



**Figure 4.32 :** Vitesse de la masse mobile

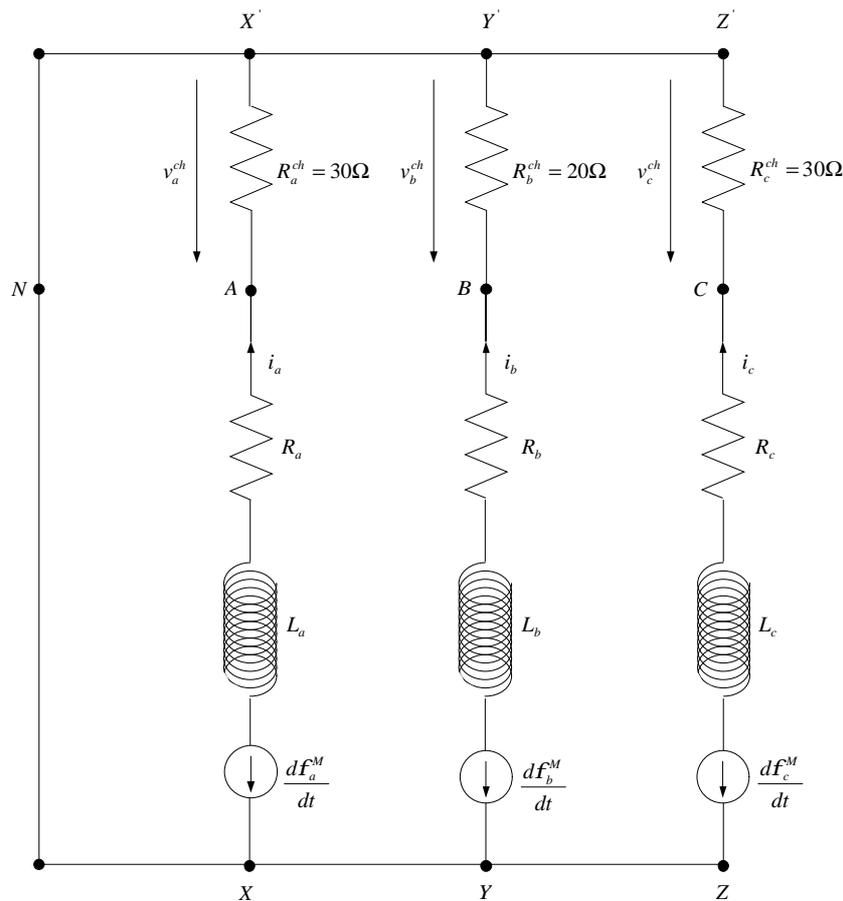
Les allures des grandeurs électriques et mécaniques des figures ci-dessus sont en adéquations aux relevés présentés par la (figure 4.33) qui sont effectués sur le système récupérateur des énergies des vagues AWS (Archimède Wave Swing) que nous avons présenté dans le premier chapitre.



**Figure 4.33 :** Relevés de la position, du courant et de la puissance instantanée en 2004 [Ruellan07]

### 3.2 Simulation du GLSAP en régime de déséquilibre de la charge

Dans cette partie nous avons montré l'influence du déséquilibre de la charge sur les grandeurs électriques et mécaniques du générateur linéaire en régime dynamique dans différents modes d'entrainements. Etant donné que la charge utilisée dans nos simulations est purement résistive, le schéma de la (figure 4.34) présente le circuit électrique équivalent du GLSAP fonctionnant en régime de déséquilibre.



**Figure 4.34 :** Circuit électrique des enroulements du stator d'un GLSAP alimentant une charge résistive déséquilibrée

#### 3.2.1 Cas où la force d'entrainement est constante

Dans ce cas, la force d'entrainement et la charge sont définies dans le temps de la manière suivante :

- Pour  $t \in [0\text{ s}, 0.5\text{ s}]$  :  $R_a^{ch} = R_b^{ch} = R_c^{ch} = 30\Omega$  et  $F_m = 30\text{ N}$
- Pour  $t \in [0.5\text{ s}, 1\text{ s}]$  :  $R_a^{ch} = R_c^{ch} = 30\Omega$  et  $R_b^{ch} = 20\Omega$  et  $F_m = 30\text{ N}$

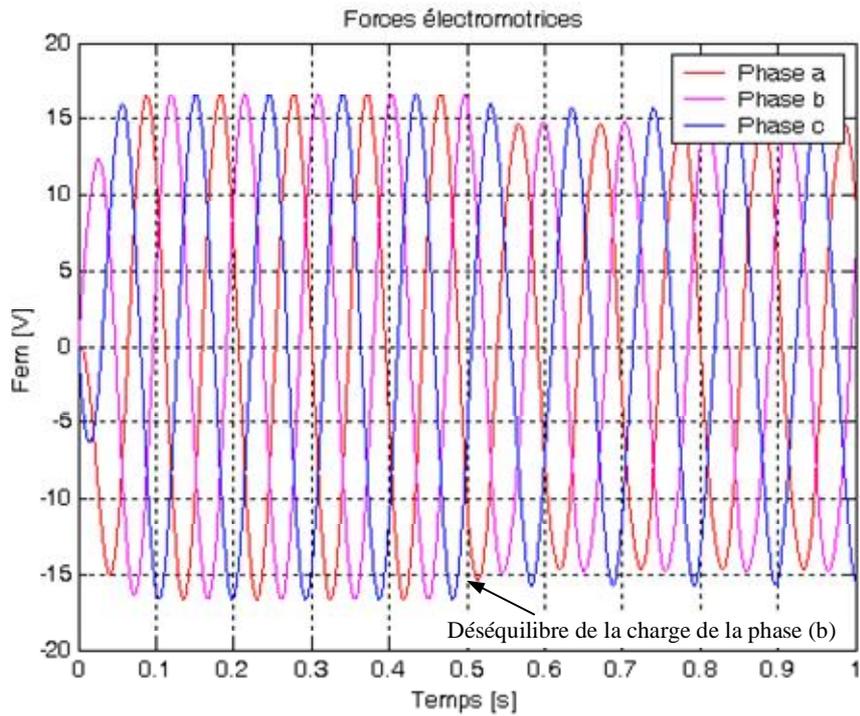


Figure 4.35 : Forces électromotrices

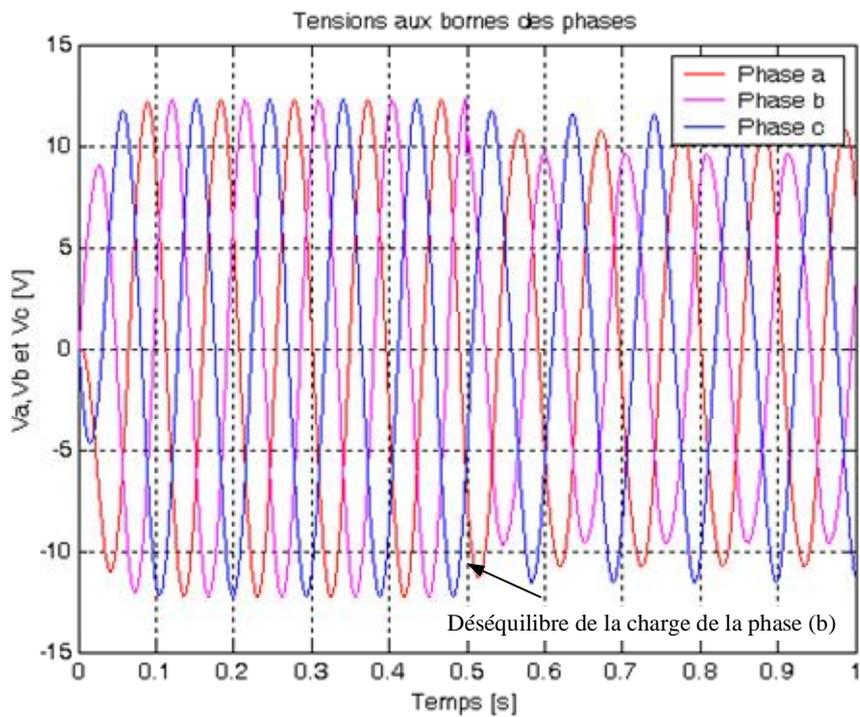


Figure 4.36 : Tensions simples

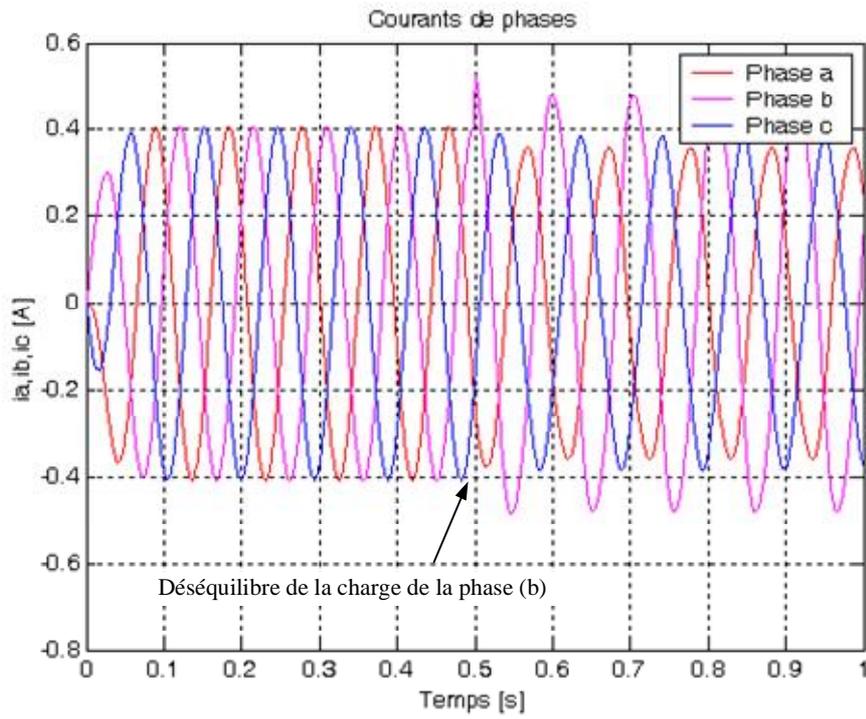


Figure 4.37 : Courants de phases

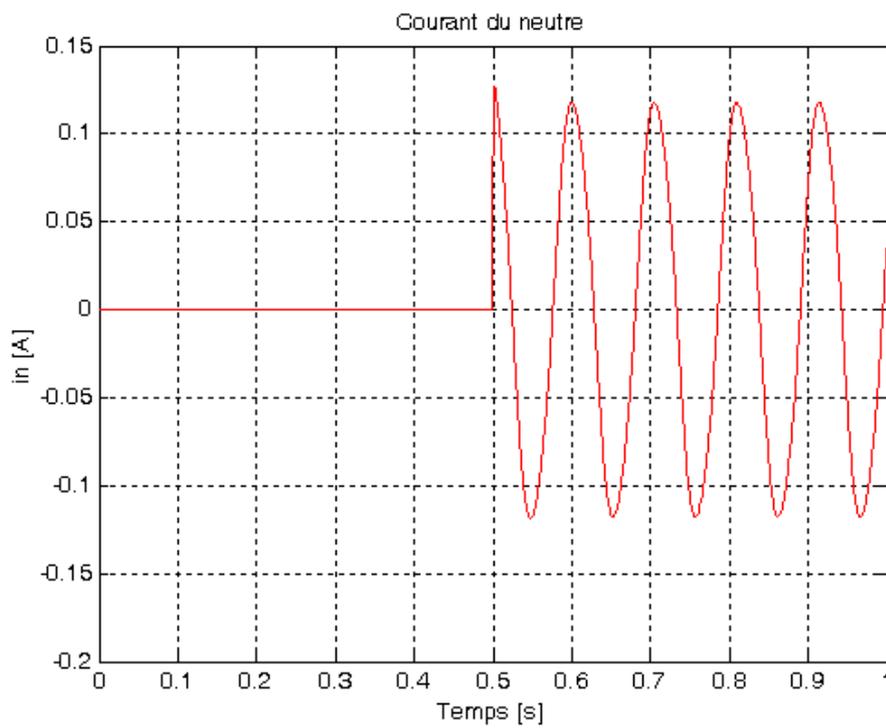
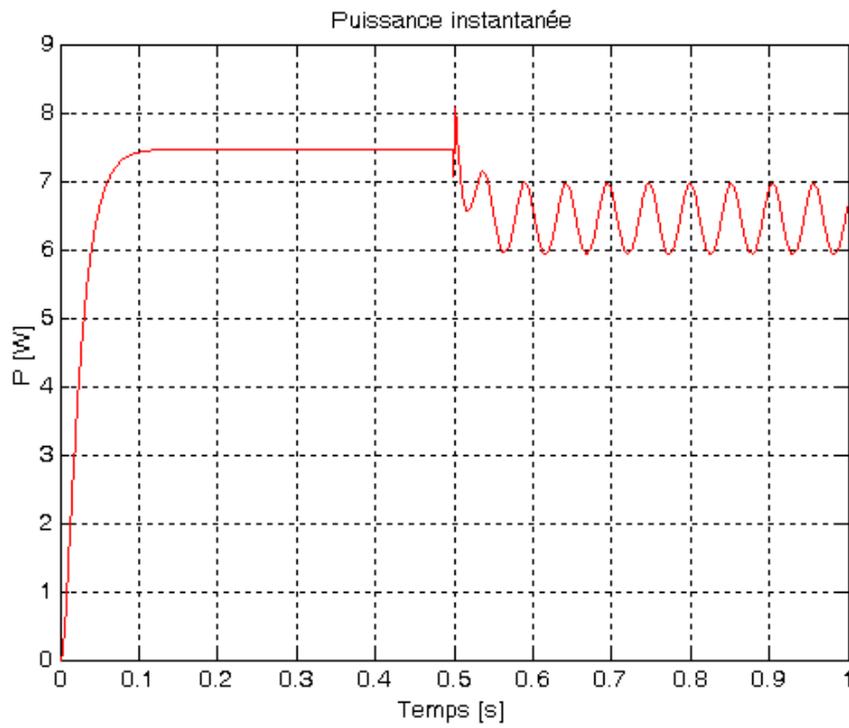
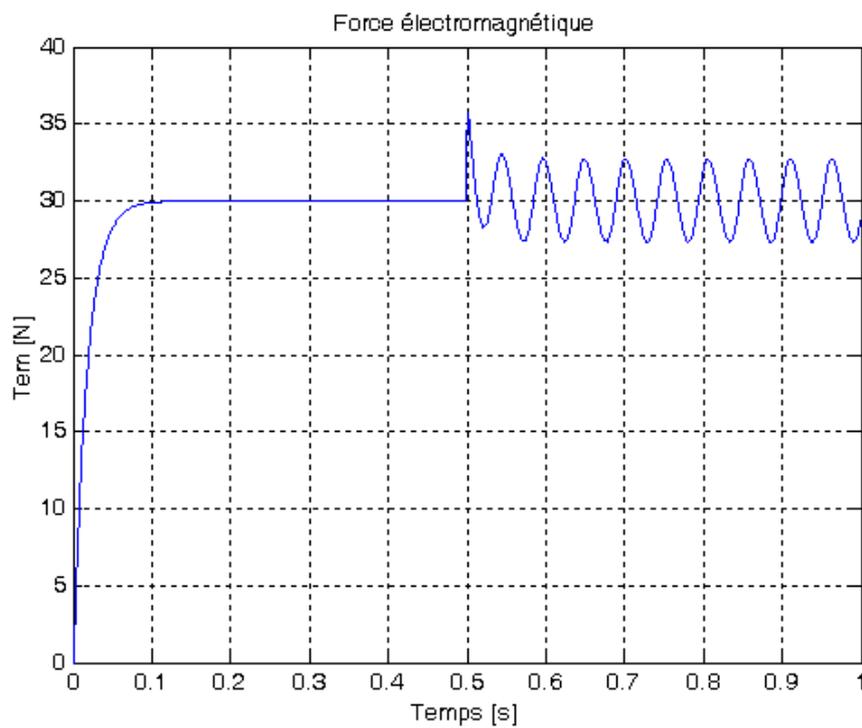


Figure 4.38 : Courant du neutre



**Figure 4.39 :** Puissance instantanée fournie par le GLSAP



**Figure 4.40 :** Force électromagnétique

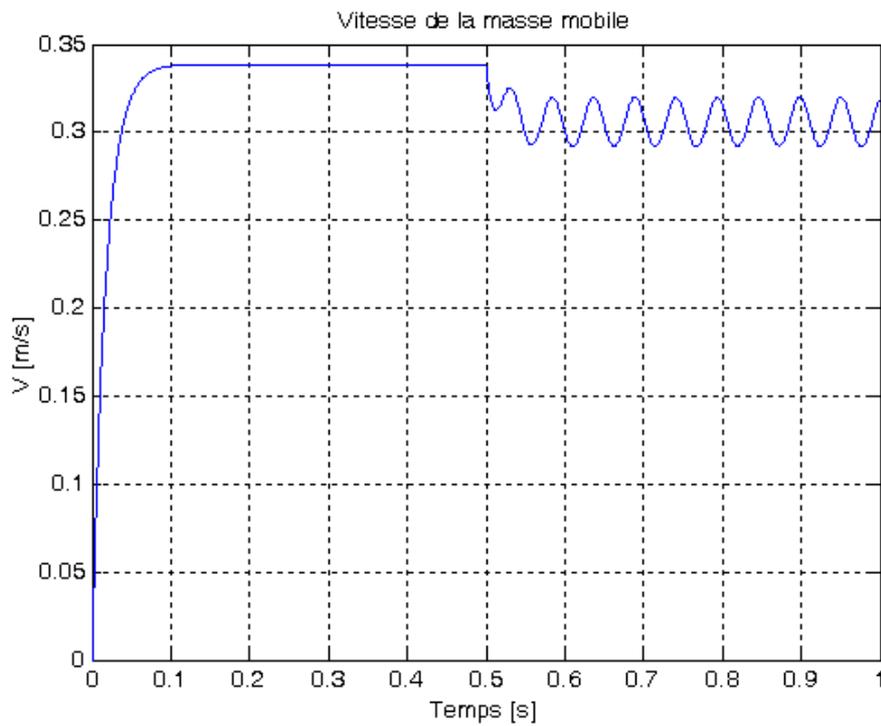


Figure 4.41 : Vitesse de la masse mobile

### 3.2.1 Cas où la force d'entraînement est sinusoïdale

Dans ce cas, la force d'entraînement et la charge sont définies dans le temps de la manière suivante :

- Pour  $t \in [0 \text{ s}, 1 \text{ s}[$  :  $R_a^{ch} = R_b^{ch} = R_c^{ch} = 30 \Omega$  et  $F_m(t) = 30 \cdot \sin(3.14 \cdot t)$  [N]
- Pour  $t \in [1 \text{ s}, 2 \text{ s}[$  :  $R_a^{ch} = R_c^{ch} = 30 \Omega$  et  $R_b^{ch} = 20 \Omega$  et  $F_m(t) = 30 \cdot \sin(3.14 \cdot t)$  [N]

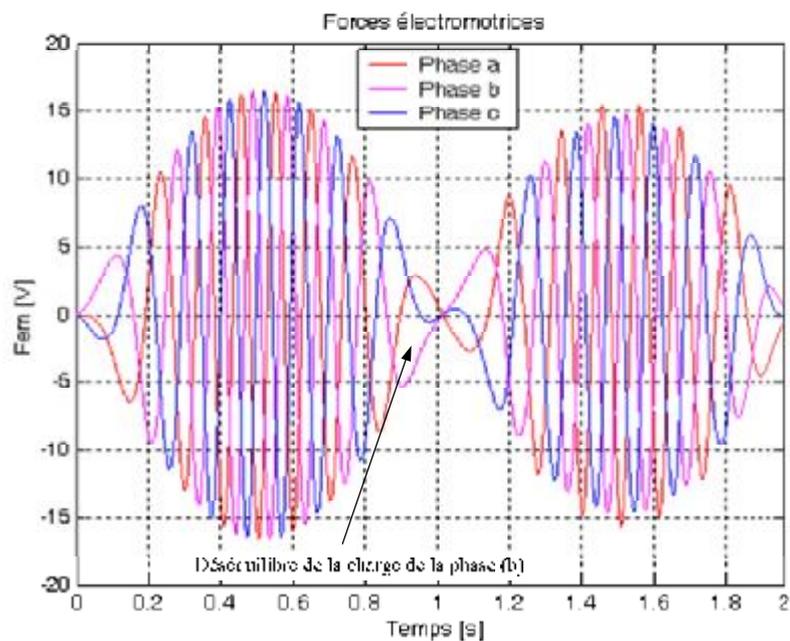


Figure 4.42 : Forces électromotrices

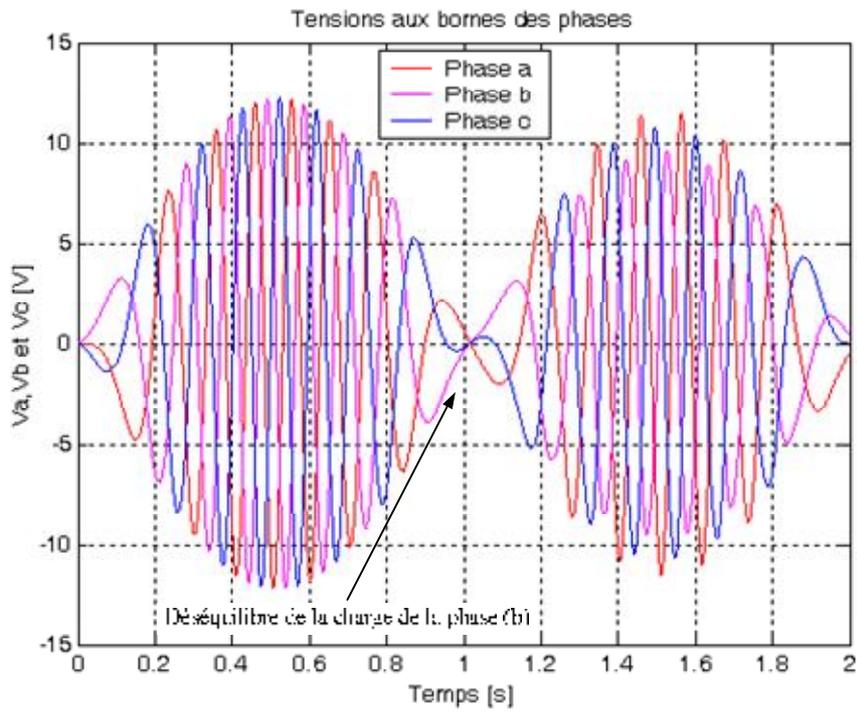


Figure 4.43 : Tensions simples

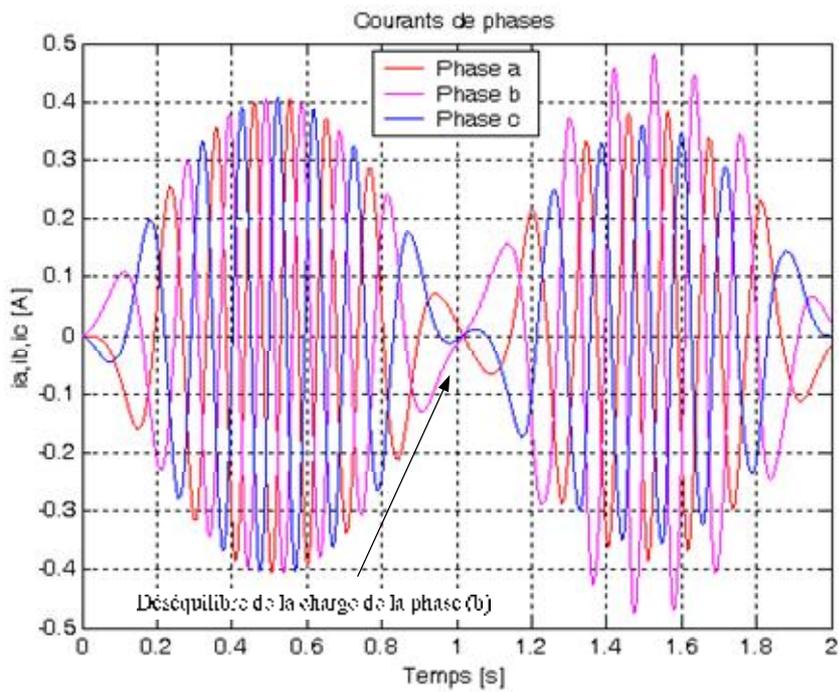
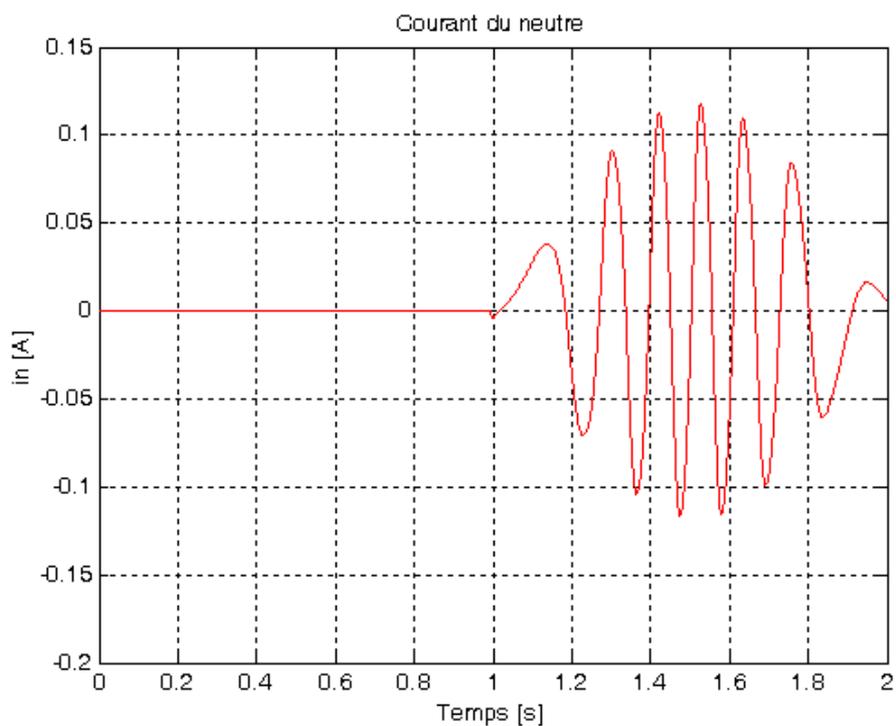
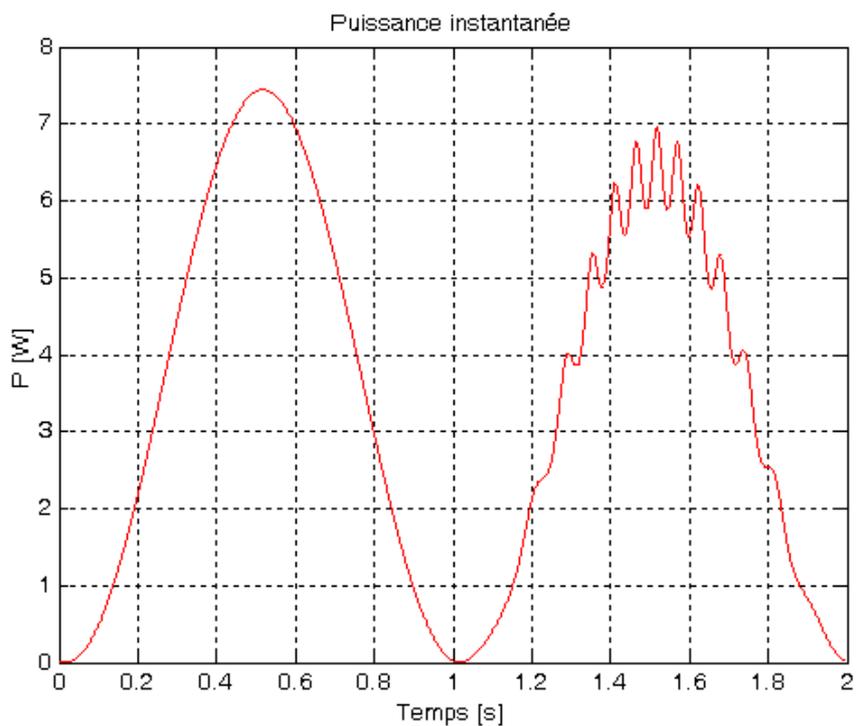


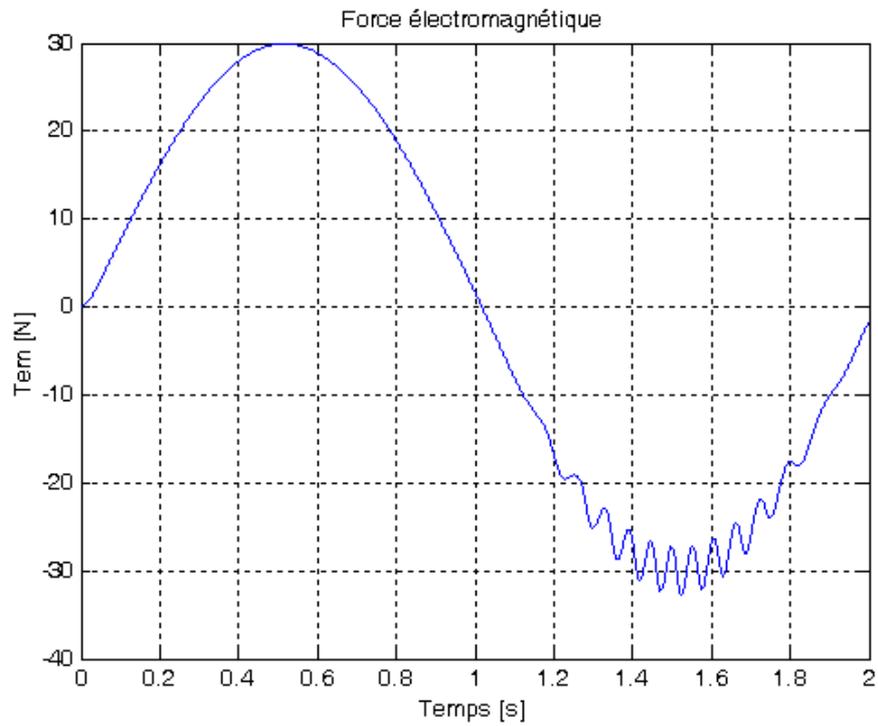
Figure 4.44 : Courants de phases



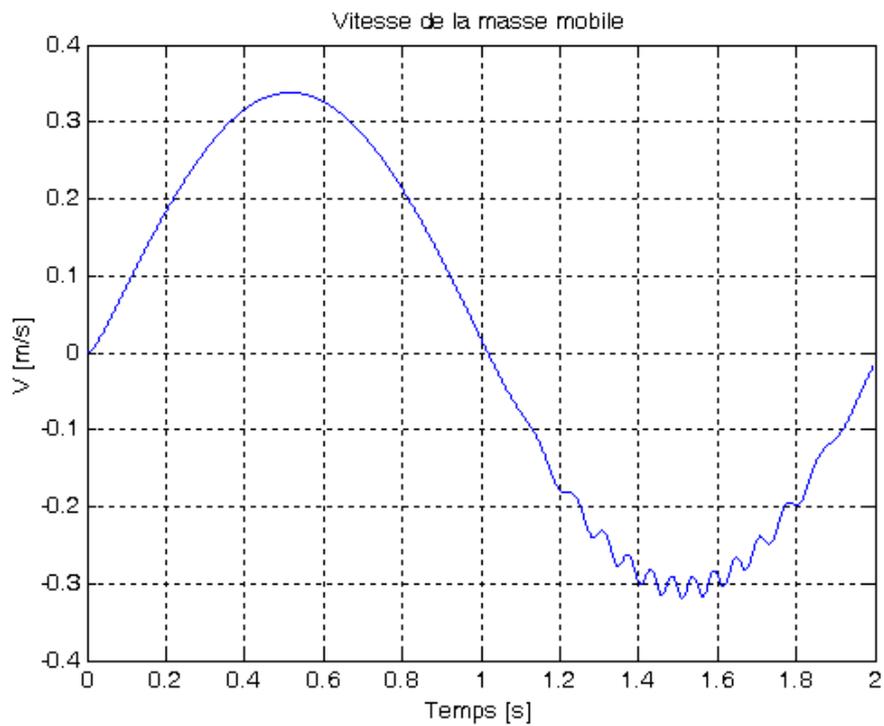
**Figure 4.45 :** Courant du neutre



**Figure 4.46 :** Puissance instantanée fournie par le GLSAP

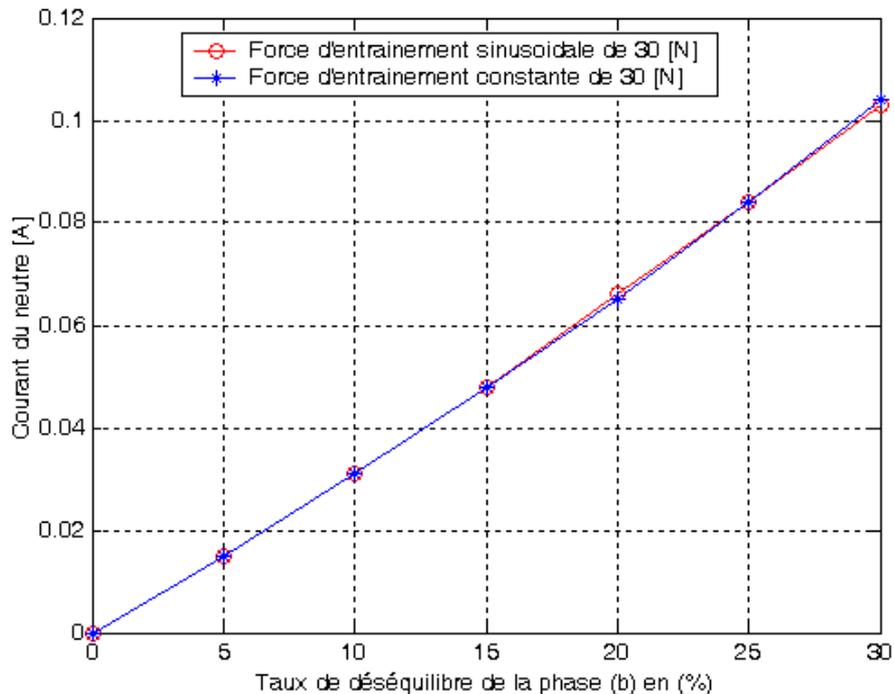


**Figure 4.47 :** Force électromagnétique



**Figure 4.48 :** Vitesse de la masse mobile

Dans les deux cas de modes d'entraînements, le déséquilibre de la charge affecte les performances de la machine d'une manière très significative qui constitue un fonctionnement en régime dégradé du GLSAP, par conséquent, la connaissance de l'état de la charge connectée au générateur est d'une grande importance pour définir le régime de fonctionnement du GLSAP.



**Figure 4.49 :** Courant du neutre en fonction du taux de déséquilibre de la charge

A partir de la (figure 4.49), nous avons déduit que le courant homopolaire (courant du neutre) crée par le déséquilibre de la charge ne dépend pas du mode d'entraînement de la masse mobile du GLSAP. Toutefois, cette courbe présente un intérêt majeur dans le domaine de la surveillance et le diagnostic des machines électriques, notamment les générateurs destinés à la production d'énergie qui nécessitent des systèmes de détections de défauts très pointues, car une mesure bien précise sur le courant homopolaire constituera une signature révélatrice de l'état de la charge (ou le réseau électrique dans le cas d'une centrale de production).

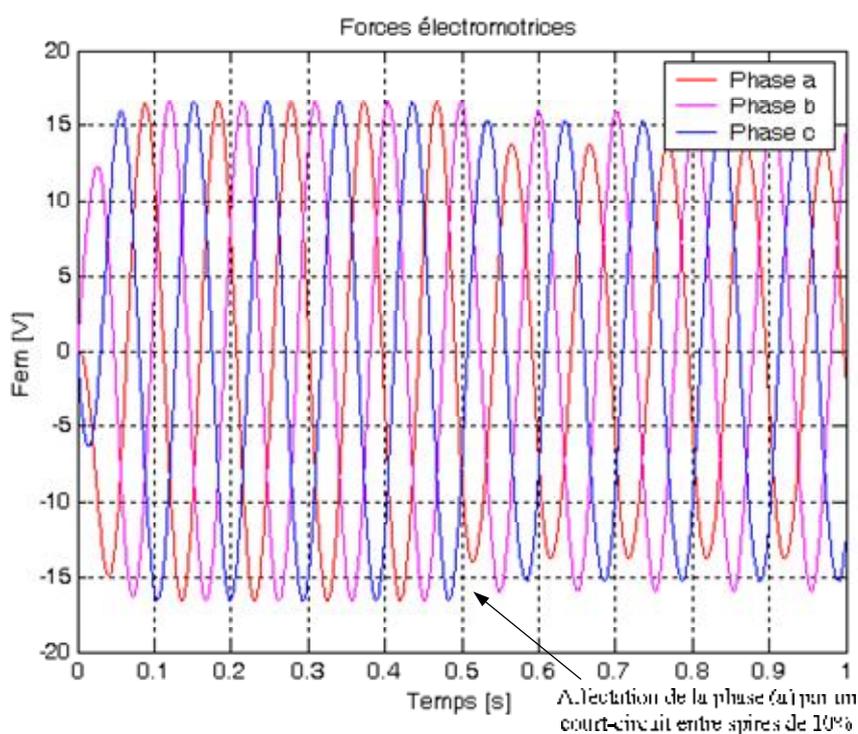
### 3.3 Simulation du GLSAP en régime de défaut de court-circuit entre spires

Dans ce qui suit nous avons présenté les résultats de simulation du GLSAP dans le cas où l'enroulement de la phase (a) est affecté par un défaut de court-circuit entre spires de 10%, dans différents modes d'entraînement de la masse mobile.

### 3.3.1 Cas où la force d'entraînement est constante

Dans ce cas, les conditions de fonctionnement du GLSAP sont données comme suit :

- Pour  $t \in [0 \text{ s}, 0.5 \text{ s}]$  :  $F_m = 30 \text{ N}$ , le stator est sain.
- Pour  $t \in [0.5 \text{ s}, 1 \text{ s}]$  :  $F_m = 30 \text{ N}$ , la phase (a) est affectée par un court-circuit entre spires de 10%.



**Figure 4.50 :** Forces électromotrices en présence d'un court-circuit entre spires de 10% dans la phase (a)

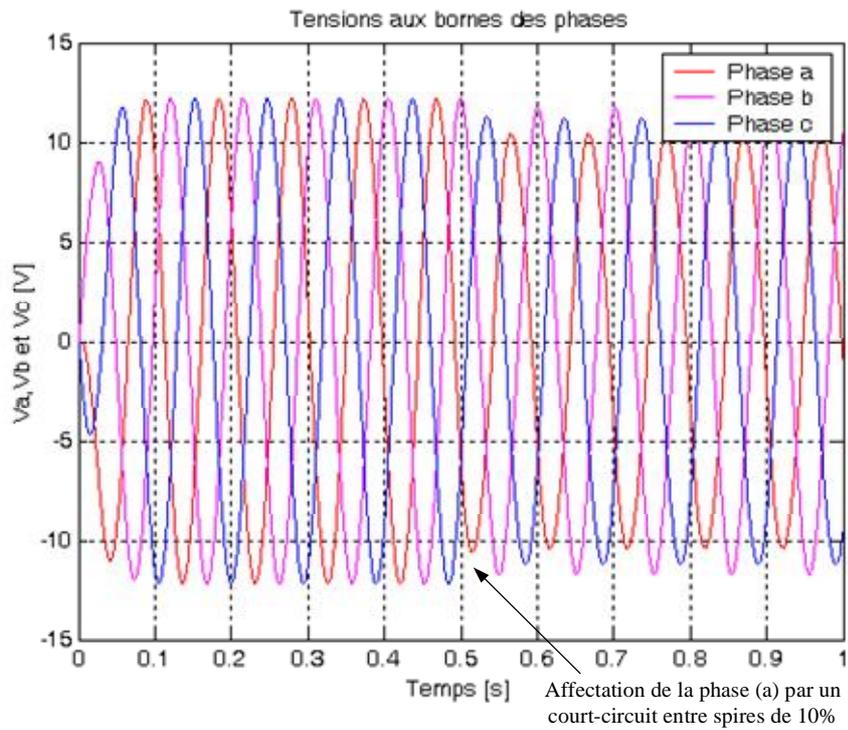


Figure 4.51 : Tensions simples en présence d'un court-circuit entre spires de 10% dans la phase (a)

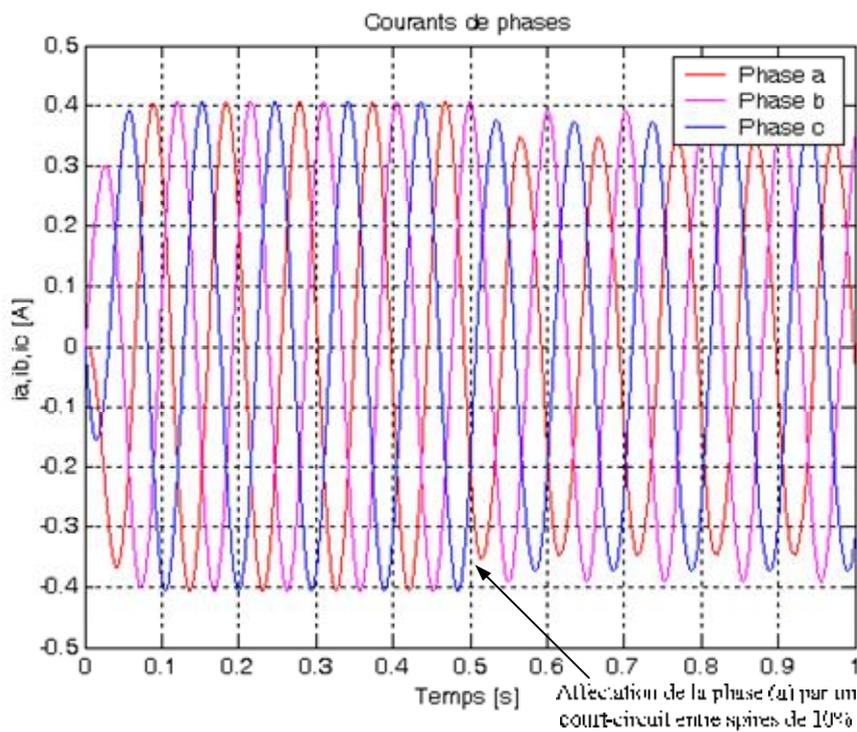
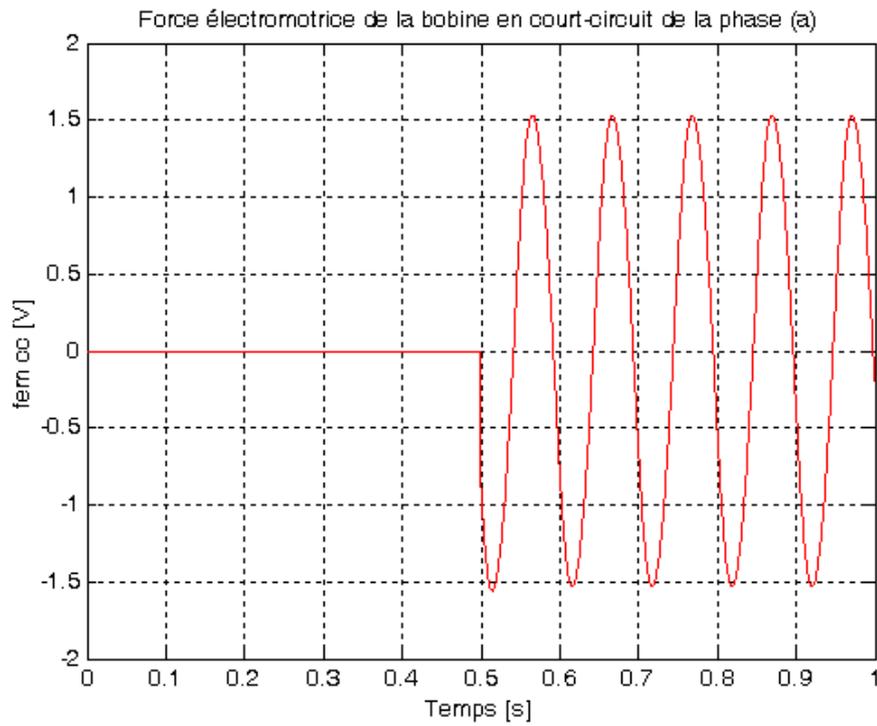
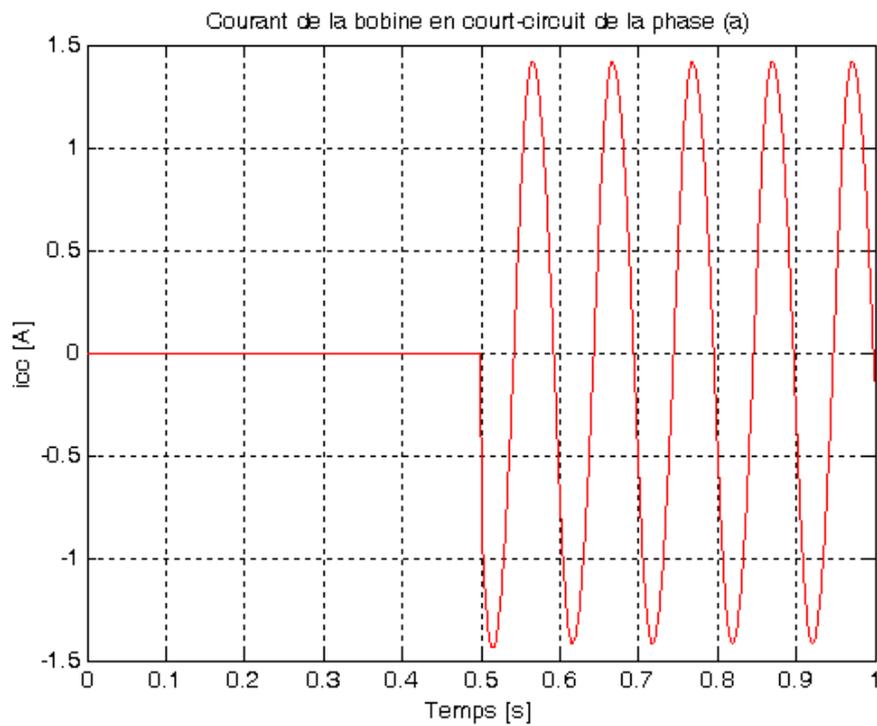


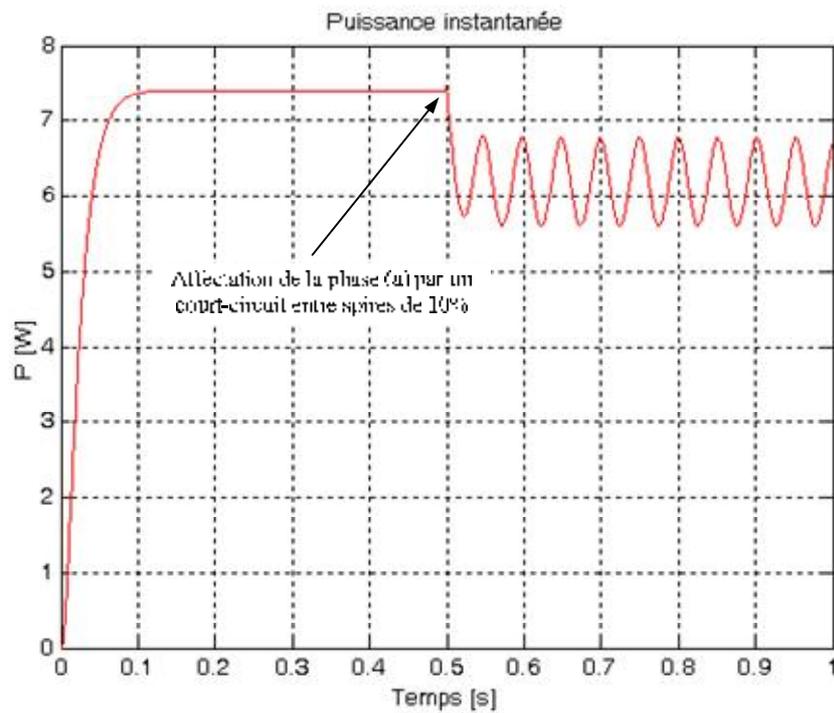
Figure 4.52 : Courants de phases en présence d'un court-circuit entre spires de 10% dans la phase (a)



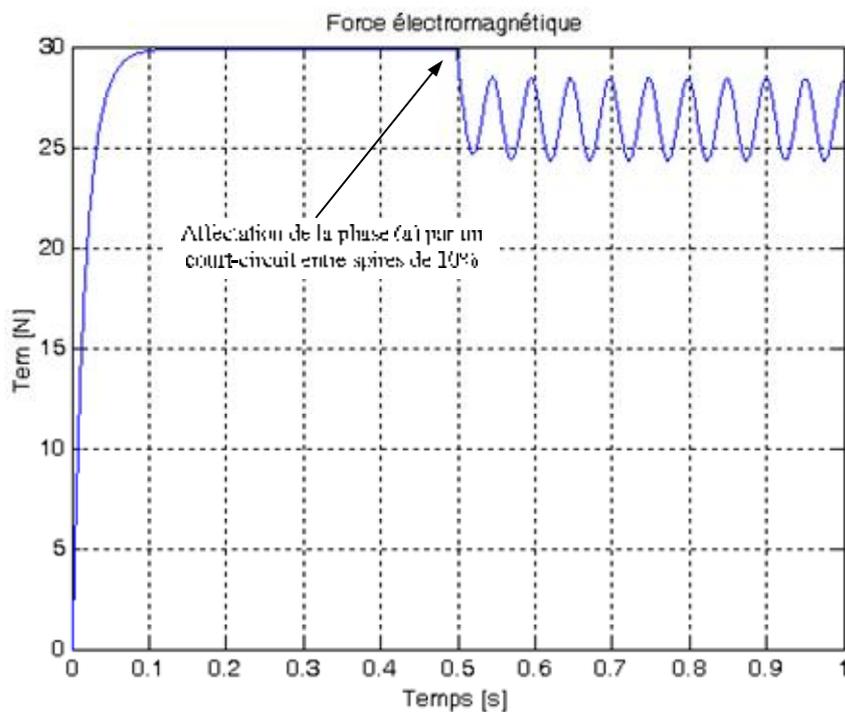
**Figure 4.53 :** Force électromotrice dans la bobine court-circuitée de la phase (a)



**Figure 4.54 :** Courant dans la bobine court-circuitée de la phase (a)



**Figure 4.55 :** Puissance instantanée fournie par le GLSAP en présence d'un court-circuit entre spires de 10% dans la phase (a)



**Figure 4.56 :** Force électromagnétique en présence d'un court-circuit entre spires de 10% dans la phase (a)

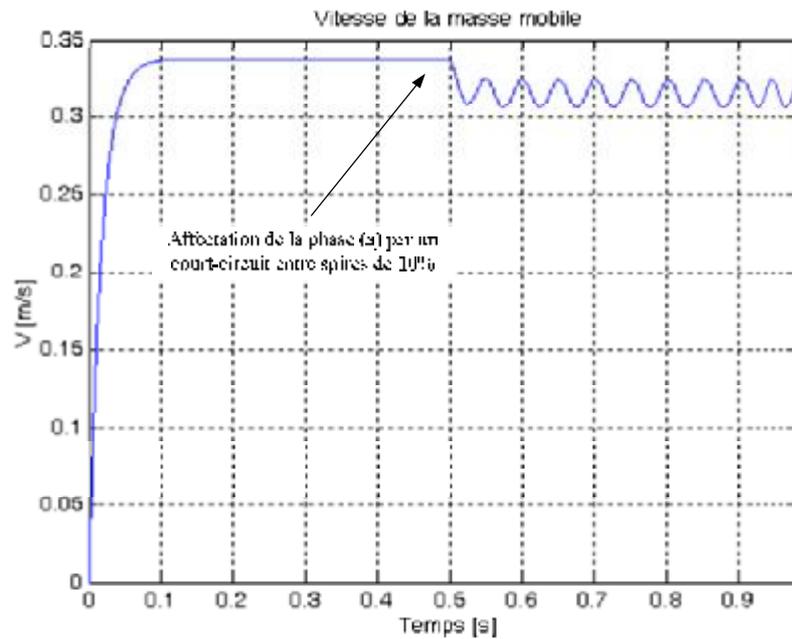


Figure 4.57 : vitesse de la masse mobile en présence d'un court-circuit entre spires de 10% dans la phase (a)

### 3.3.2 Cas où la force d'entraînement est sinusoïdale

Dans ce cas les conditions de fonctionnement du GLSAP sont données comme suit :

- Pour  $t \in [0 \text{ s}, 1 \text{ s}[$  :  $F_m(t) = 30 \cdot \sin(3.14 \cdot t)$  N, le stator est sain.
- Pour  $t \in [1 \text{ s}, 2 \text{ s}[$  :  $F_m(t) = 30 \cdot \sin(3.14 \cdot t)$  N, la phase (a) est affectée par un court-circuit entre spires de 10%.

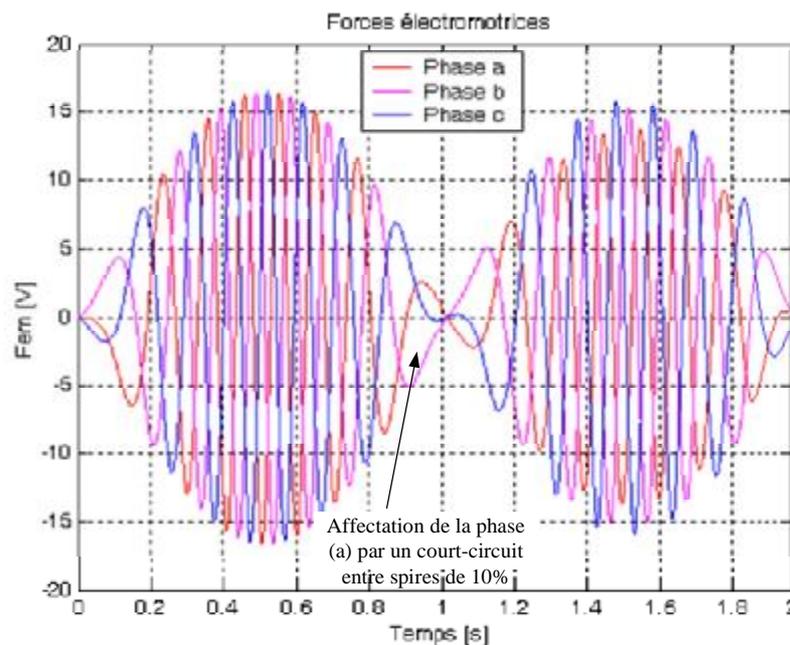
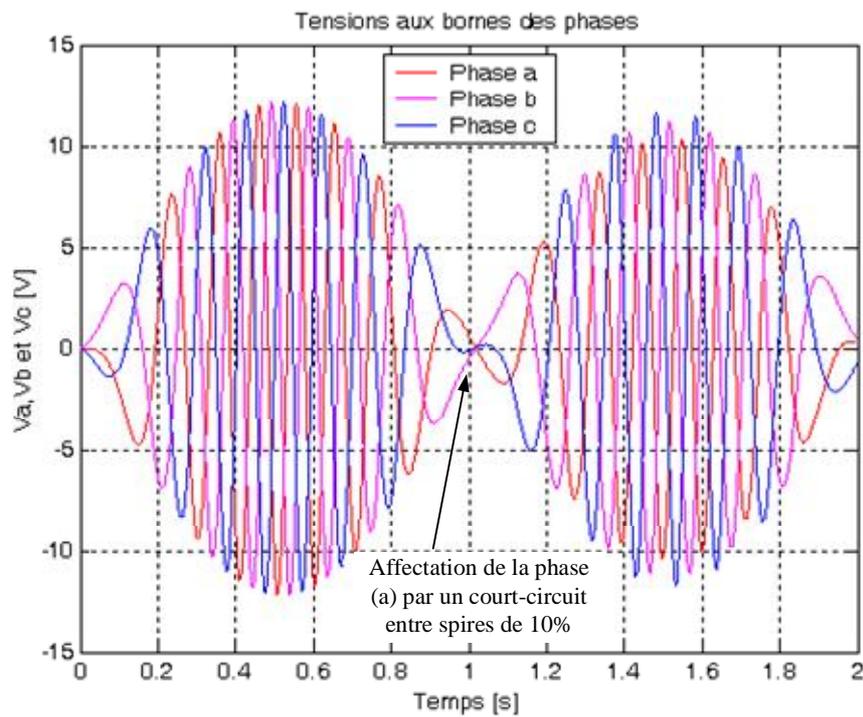
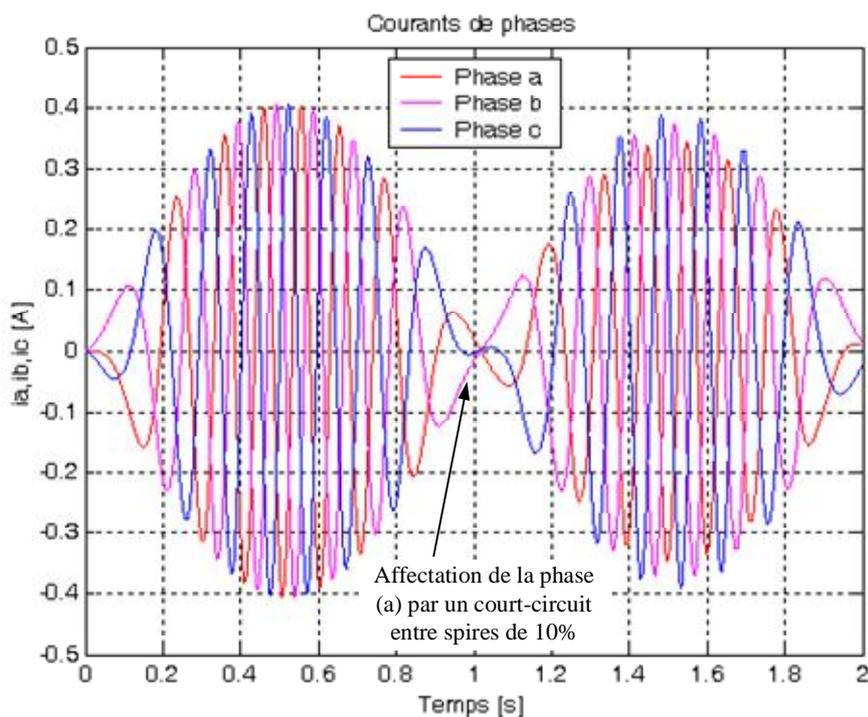


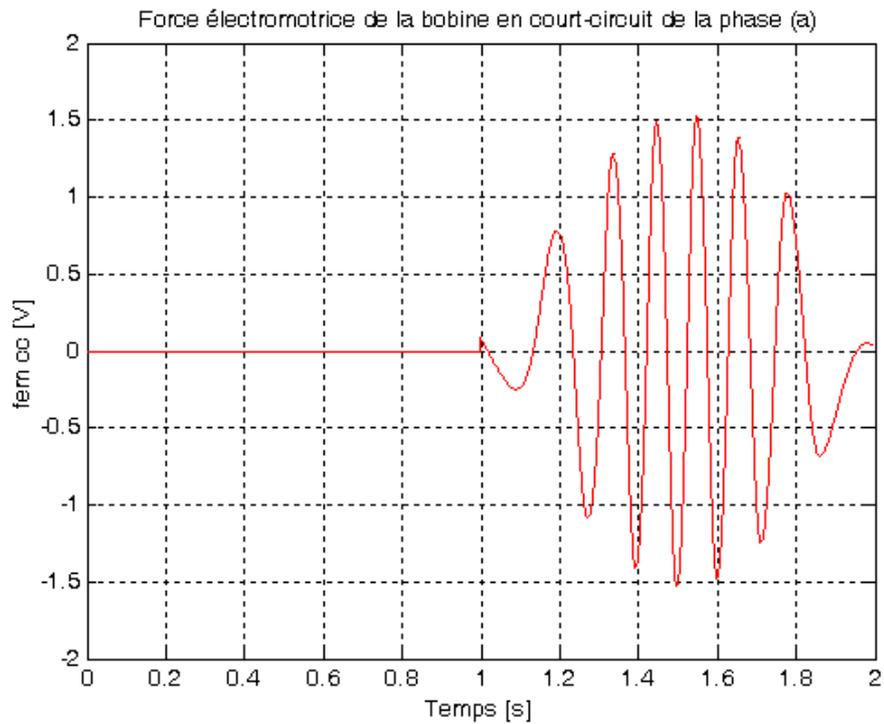
Figure 4.58 : Forces électromotrices en présence d'un court-circuit entre spires de 10% dans la phase (a)



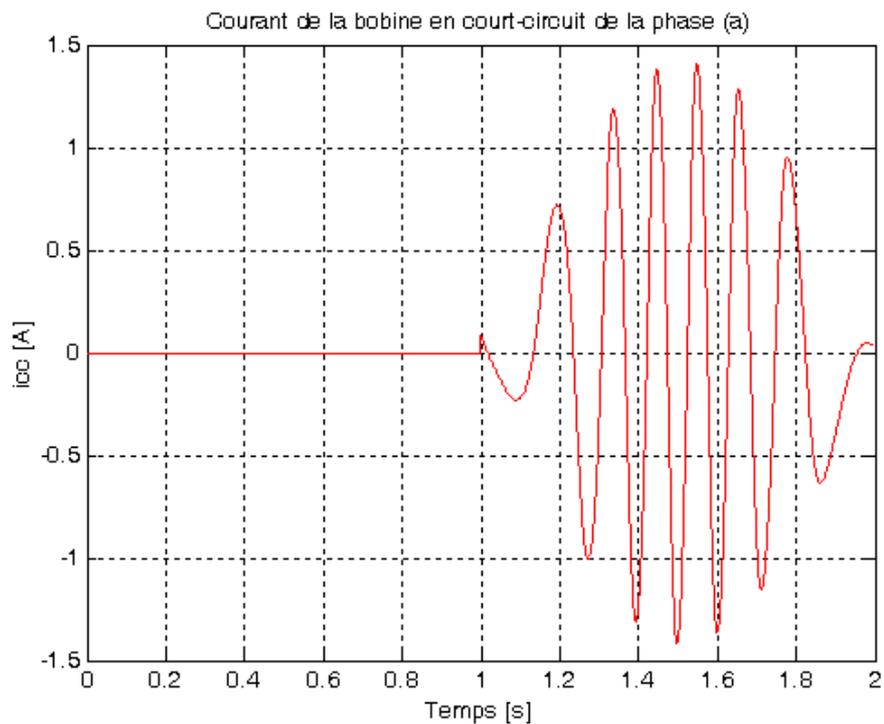
**Figure 4.59 :** Tensions simples en présence d'un court-circuit entre spires de 10% dans la phase (a)



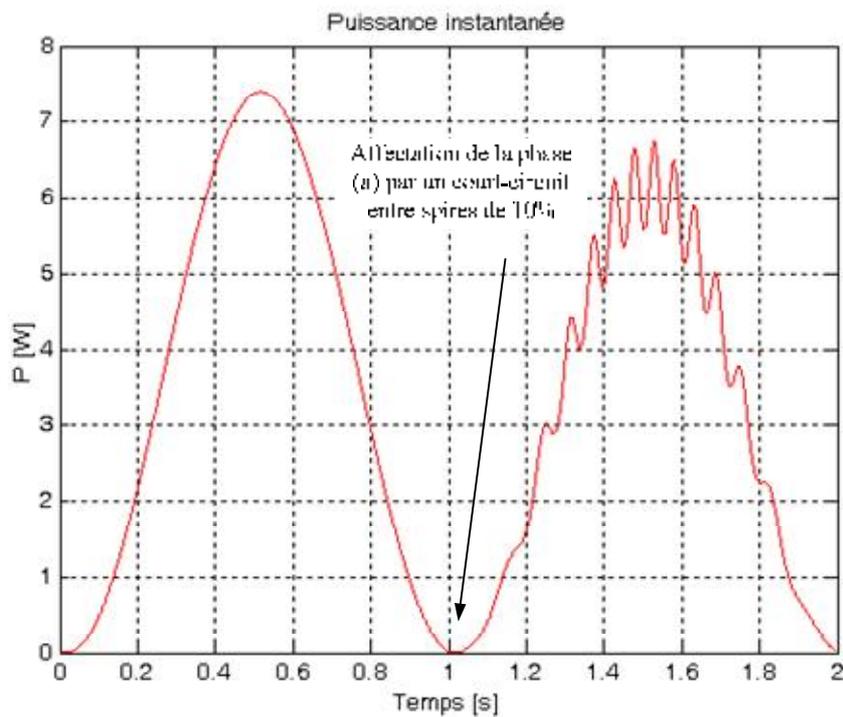
**Figure 4.60 :** Courants de phases en présence d'un court-circuit entre spires de 10% dans la phase (a)



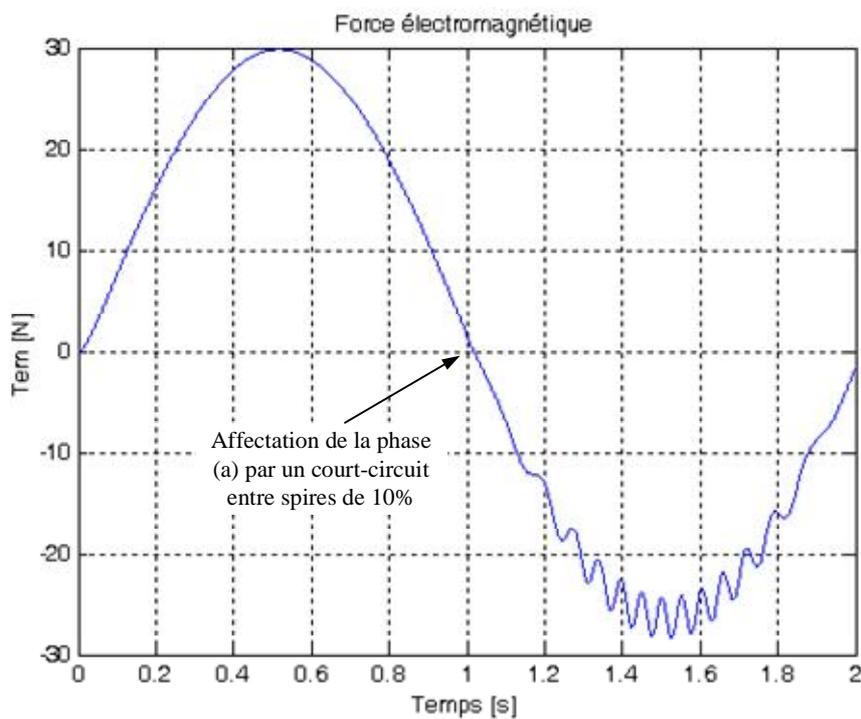
**Figure 4.61 :** Force électromotrice dans la bobine court-circuitée de la phase (a)



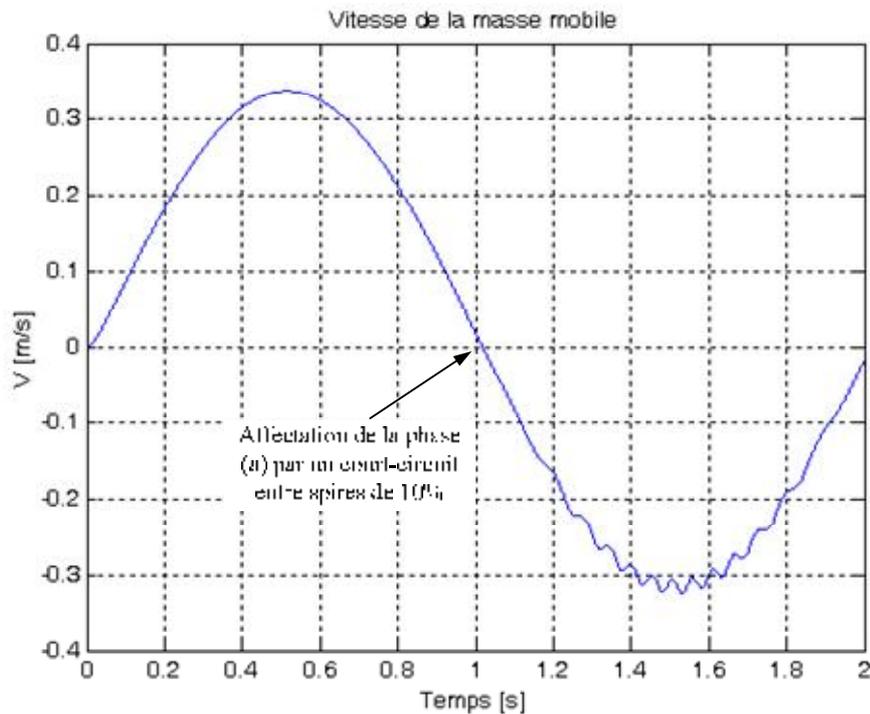
**Figure 4.62 :** Courant dans la bobine court-circuitée de la phase (a)



**Figure 4.63 :** Puissance instantanée fournie par le GLSAP en présence d'un court-circuit entre spires de 10% dans la phase (a)



**Figure 4.64 :** Force électromagnétique en présence d'un court-circuit entre spires de 10% dans la phase (a)

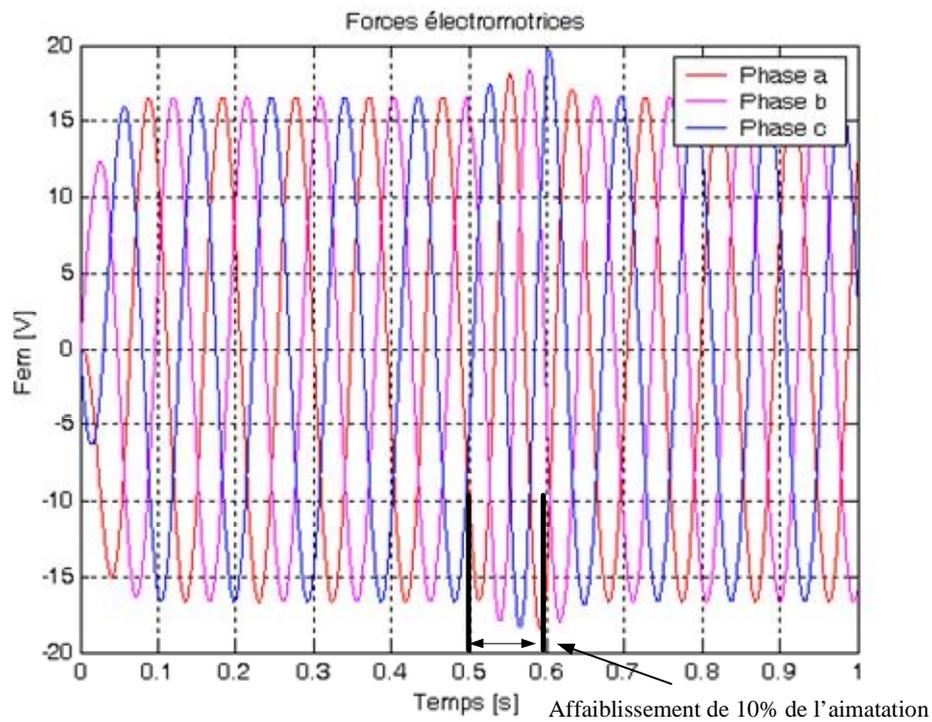


**Figure 4.65 :** vitesse de la masse mobile en présence d'un court-circuit entre spires de 10% dans la phase (a)

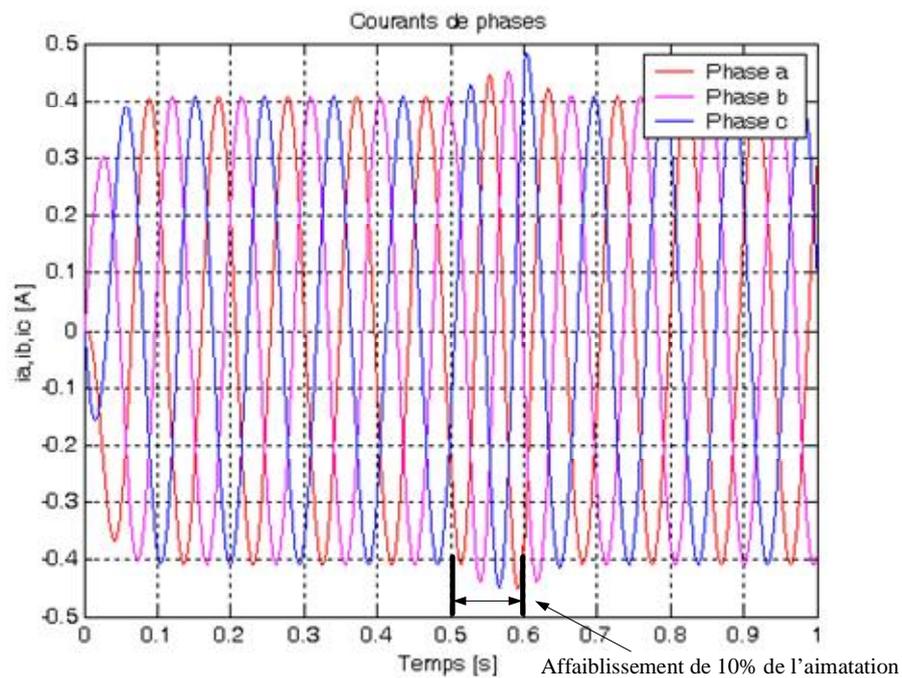
D'après les résultats que nous avons obtenus, le défaut de court-circuit entre spires affecte le GLSAP d'une manière totalement différente que celle connue dans les MLSAP, l'apparition d'un tel défaut, se manifeste par la diminution de courants des phases notamment celui de la phase affectée par ce défaut, ainsi qu'une diminution des forces électromotrices, pour les grandeurs mécaniques, nous avons observé une diminution ainsi que l'ondulation de la vitesse et de la force électromagnétique, c'est phénomènes sont causées par l'interaction du flux de la bobine court-circuitée avec les aimants du rotor et le flux des enroulements statoriques. Ces résultats nous permettent d'ouvrir un champ d'investigation très vaste dans le domaine de la recherche des signatures de défauts des générateurs électriques linéaires et tournants implantés dans les stations de production de l'énergie électrique.

### 3.4 Simulation du GLSAP en régime de désaimantation

Les figures ci-dessous présentent les résultats de simulations du GLSAP avec une voie magnétique affectées par un affaiblissement localisé de l'aimantation à 10% dans l'intervalle de temps  $t \in [0.5s, 0.6s]$ . Dans ce cas, le GLSAP est entraîné par une force constante de 30 N.



**Figure 4.66 :** Forces électromotrices en présence d'un affaiblissement de l'aimantation de 10%



**Figure 4.67 :** Courants de phases en présence d'un affaiblissement de l'aimantation de 10%

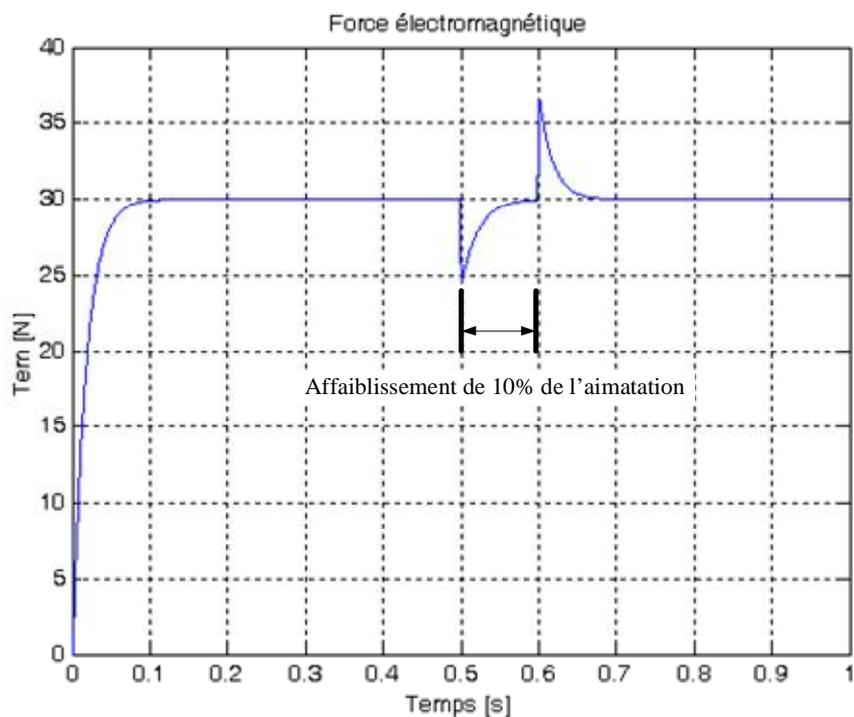


Figure 4.68 : Force électromagnétique en présence d'un affaiblissement de l'aimantation de 10%

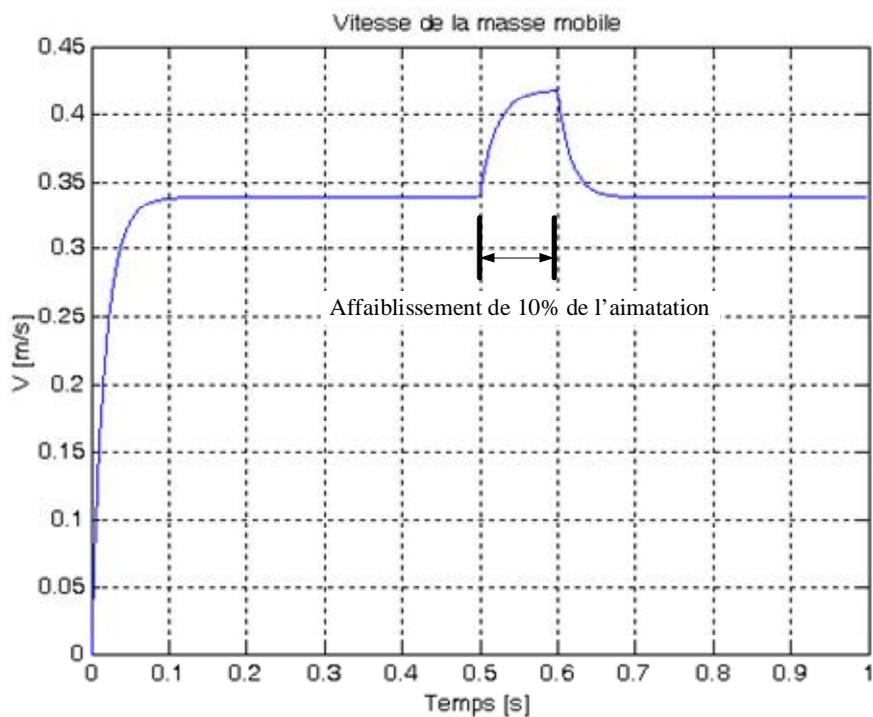


Figure 4.69 : Vitesse de la masse mobile en présence d'un affaiblissement de l'aimantation de 10%

L'affaiblissement localisé de l'aimantation dans l'intervalle de temps  $t \in [0.5s, 0.6s]$  à causé la diminution de la force électromagnétique qui est considérée comme étant une force résistante dans le cas du fonctionnement en générateur, cela à provoqué l'accélération de la masse mobile qui est entraînée par une force constante d'où l'augmentation de la vitesse puis les force électromotrices ainsi que les courants.

#### 4. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté les résultats donnés par les modèles numériques du MLSAP et du GLSAP fonctionnant dans différents modes.

Les résultats de simulations concernant le MLSAP en fonctionnement sain sont confrontés et validés par les résultats donnés par [Remy07] et en présence de défauts, ils présentent une bonne corrélation avec ceux, donnés préalablement par des études effectuées sur les machines tournantes à aimants permanents [Farooq08], [Liu06] et [Khov09]. Pour les résultats concernant le générateur électrique linéaire en fonctionnement sain [Thorburn06], [Ruellan07] et [Kimoulakis10] justifient les allures des différentes grandeurs obtenues. En fin, dans le cadre du diagnostic et notamment dans la recherche des signatures de défauts des générateurs électriques linéaires, les résultats que nous avons obtenus sont pour le moment purement théoriques.

# Conclusion et perspectives

## Bilan des travaux présentés

L'objectif de ce mémoire est porté sur l'étude des générateurs électriques linéaires qui ont fait l'objet d'une modélisation multi-physique. Un état de l'art à été présenté dans un premier temps où nous avons justifié l'intérêt de l'utilisation des machines linéaires pour les entraînements directs, ensuite nous avons élaboré des modèles dynamiques dans le repère naturel  $abc$  du moteur et du générateur linéaire en fonctionnement sain et en présence de défauts de court-circuit entre spires, l'aspect multi-physique se voit par la prise en compte de plusieurs excitations (forces d'entraînements) d'un coté et d'autres cotés, par la considération des contraintes liées à la machine tels que, le court-circuit entre spires, la désaimantation et le déséquilibre de la charge. La grandeur de sortie du système est la puissance électrique calculée à partir de la charge résistive raccordée au générateur électrique linéaire.

Pour traiter ces phénomènes nous avons élaboré des modèles dynamiques du générateur linéaire dans le repère naturel  $abc$  en adoptant l'approche (CEMC) qui est basée sur une résolution numérique d'un système d'équations différentielles. Les équations électriques (aux tensions), magnétiques et mécaniques sont regroupées dans des systèmes matriciels sous forme de représentations d'états. Le tout, est implémenté sous environnement MATLAB pour l'exploitation des résultats des simulations.

Nous avons terminé par la présentation des différents résultats des simulations fournis par les modèles numériques accompagnés par des commentaires et explications des phénomènes physiques rencontrés. Les résultats de simulations concernant le moteur linéaire synchrone à aimants permanents en fonctionnement sain sont confrontés et validés par les résultats donnés par [Remy07] et en présence de défauts, ils présentent une bonne corrélation avec ceux, donnés préalablement par des études effectuées sur les machines tournantes à aimants permanents [Farooq08], [Liu06] et [Khov09]. Pour les résultats concernant le générateur électrique linéaire en fonctionnement sain [Thorburn06], [Ruellan07] et [Kimoulakis10] justifient les allures des différentes grandeurs obtenues. En fin, les résultats obtenus pour le générateur électrique linéaire fonctionnant en présence de défauts sont pour le moment des résultats purement théoriques avec la disponibilité des éventuelles explications physiques.

En résumer, notre contribution consiste à la mise en œuvre d'une stratégie de modélisation permettant de prédire les performances des générateurs électriques linéaires destinés à produire de l'énergie électrique à partir des ressources énergétiques renouvelables en intégrant le concept de sûreté de fonctionnement.

## **Perspectives**

La modélisation du générateur linéaire à été réalisée de manière détaillée en vue de la prédiction de ses performances dynamiques dans le cadre du développement des systèmes récupérateurs d'énergie disponible dans la nature. Toutefois, certains aspects non abordés dans ce présent travail sont envisageables en perspectives, à savoir :

Pour les multi-entrées (Modèle excitateur) : La modélisation du système d'excitation représente un axe de recherche très vaste et pluridisciplinaire qui peut être de l'hydrodynamique pour les houlogénérateurs, de la mécanique des vibrations pour les générateurs intégrés dans les amortisseurs des véhicules, de la thermodynamique pour les cogénérateurs...etc.

Pour le générateur électrique linéaire : Les modèles que nous avons élaboré ont permis de traiter divers phénomènes multi-physique. Toutefois, il est intéressant de traiter d'autres phénomènes, tels que : Les harmoniques de forces électromotrices, les saturations des inductances, les forces de détente, les courants de Foucault dans les aimants qui induisent des pertes qui augmentent localement la température des aimants...etc.

Pour les multi-sorties (Modèle électrique/électronique) : Dans le travail que nous avons présenté le générateur linéaire débite directement sur une charge résistive triphasée qui nous a permis d'obtenir une image et un ordre de grandeur de la puissance électrique fournie par le générateur linéaire. Pour une exploitation effective de cette énergie ou même de l'injecter dans les réseaux électriques il est nécessaire d'étudier les paramètres de conception et d'optimisation de la partie électronique de puissance (convertisseurs statiques, système de lissage et de stockage) afin d'avoir une bonne qualité d'énergie électrique en termes de fréquences, disponibilité et minimisation d'harmoniques.

En fin, nous signalons l'importance que présente un banc d'essais pour la validation des modèles théoriques mis en œuvre.

# A1 – Paramètres du LMD10-050 d’ETEL

Pour nos simulations, nous avons utilisé les paramètres de la machine linéaire synchrone à aimants permanents étudiée par [Remy07] en fonctionnement réversible.

## Paramètres de la machine linéaire LMD10-050 d’ETEL

Tension simple d’alimentation :  $V = 57.5 \text{ V}$

Fréquence d’alimentation :  $f = 31.25 \text{ Hz}$

Résistance des phases statoriques :  $R_{a,b,c} = 10.8 \ \Omega$

Masse de la partie mobile :  $m = 1.6 \text{ Kg}$

Amplitude maximale du fondamental du flux des aimants induit dans une phase du primaire :

$$f_m^M = 0.25 \text{ Wb}$$

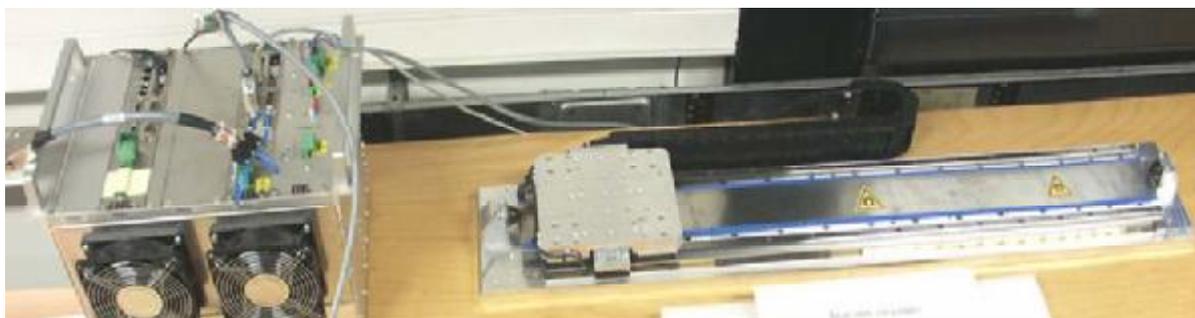
La matrice inductance est la suivante:

$$[L] = \begin{bmatrix} L_{aa} & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_{bb} & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 21.961 & 0.0119 & 0.0153 \\ 0.0066 & 21.959 & 0.0098 \\ 0.0080 & 0.0018 & 21.960 \end{bmatrix} \text{ (mH)}$$

## Tableau des caractéristiques du LMD10-050

Force de poussée nominale (N)	Force de poussée maximale (N)	Entrefer (mm)	Courant nominal (A)	Courant maximal (A)	Paires de pôles p	Pas polaire (mm)	Coefficient de poussée (N/A)
130	553	0.8	1.5	7.9	1	16	88.8

## Photographie du LMD10-050 d’ETEL

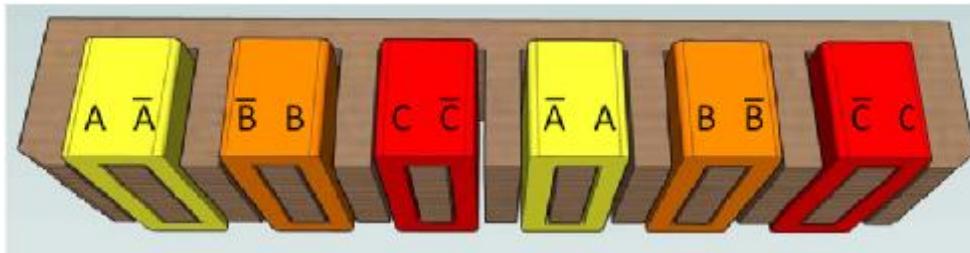


## A2 – Bobinage et grandeurs géométriques du LMD10-050 d'ETEL

### Bobinage du LMD10-050 d'ETEL

La figure ci-dessous présente la distribution des phases du LMD10-050 :

Chaque phase est constituée de 2 bobines ayant chacune  $N = 208$  spires. Ces bobines sont connectées entre elles suivant un schéma de répartition concentrée avec des bobines en série.



*Distribution des bobinages dans le LMD10-050*

### Grandeurs géométriques du LMD10-050 d'ETEL

Le tableau ci-dessous présente une liste des principales grandeurs géométriques du LMD10-050 d'ETEL :

Composants	Liste des paramètres	Symbole	Valeur
Primaire	Longueur du primaire	$L_p$	113mm
	Largeur du primaire	$l_p$	mm
	Nombre de phases	q	3
	Nombre de paires de pôles	p	1
	Nombre de spires par phase	$n_s$	-
	Nombre d'encoches	$n_v$	12
	Pas d'encoche	$r_a$	13.3 mm
	Largeur d'une dent	$l_d$	6.8 mm
	Largeur d'une encoche	$l_e$	6.5 mm
	Profondeur d'encoche	d	-
Secondaire	Epaisseur plaque	$h_{sp}$	-
	Epaisseur culasse	$h_p$	-
	Nombre de brins	$n_b$	-
	Pas polaire	$r_p$	16 mm
	Longueur des aimants	$l_a$	14 mm
	Largeur des aimants	$L_a$	50 mm
Entrefer	Hauteur des aimants	$h_a$	4 mm
	Epaisseur plaque	$h_{sp}$	mm
	Epaisseur culasse	$h_s$	mm
Entrefer	Epaisseur de l'entrefer	e	0.8 mm

# Bibliographie

[Arexis09]

L.Arexis, *Energie Houlomotrice*, M2 Génie de l'habitat, Projet mécanique des fluides, Université Paul Sabatier, 2009.

[Aubry09]

J.Aubry, *La récupération de l'énergie de la houle, Partie 2 : Systèmes de récupération et aspects électriques*, Revue 3EI, n°59 (2009) pp.26-32.

[Bachir02]

S.Bachir, *Contribution au diagnostic de la machine asynchrone par estimation paramétrique*, Thèse de doctorat, Université de Poitiers, Décembre 2002.

[Baker03]

N.Baker, *Linear Generators for Direct Drive Marine Renewable Energy Converters*, Thèse de doctorat, Université de Durham, 2003.

[Bart10]

L.Bart, *Active Electromagnetic Suspension System for Improved Vehicle Dynamics*, IEEE transactions on vehicular technology. vol. 59, no. 3, Mars 2010.

[Benahmed05]

H.Ben Ahmed, *Actionneurs linéaires directs et indirects : performances limites*, J3eA, Journal sur l'enseignement des sciences et technologies de l'information et des systèmes, Volume 4, 2005.

[Benahmed06]

H.Ben Ahmed, *Des procédés de conversion électro-magnéto-mécaniques non-conventionnels aux systèmes mécatroniques*, Rapport de synthèse, Université Paris Sud XI, 2006.

[Boumegoura01]

T.Boumegoura, *Recherche de signature électromagnétique des défauts dans une machine asynchrone et synthèse d'observateurs en vue du diagnostic*, Thèse de doctorat, Université de Lyon, Mars 2001.

[Casimir03]

R.Casimir, *Comparaison de plusieurs méthodes de modélisation et de diagnostic de la machine asynchrone en présence de défauts*, Electrotechnique du futur (EF2003) 9 et 10 Décembre 2003 Supélec, France.

[Cavarec01]

P.Cavarec, *Calcul et minimisation des efforts normaux parasites dans les actionneurs synchrones à aimants permanents*, JCGE Nancy, Novembre 2001.

[Chevailler06]

S.Chevailler, *Comparative study and selection criteria of linear motors*, Thèse de doctorat, Ecole polytechnique fédérale de Lausanne, Juillet 2006.

[Farooq08]

J.Farooq, *Etude du problème inverse en électromagnétisme en vue de la localisation des défauts de désaimantation dans les actionneurs à aimants permanents*, Thèse de doctorat, Université de Belfort, Décembre 2008.

[Hedjazi07]

D.Hedjazi, *Contribution à L'amélioration des Performances d'un Moteur Linéaire*, Thèse de doctorat, Université de Batna, 2007.

[Jacek00]

J.Gieras, Z.Piech, *Linear synchronous motors, Transportation and Automation Systems*, CRC Press LLC, 2000.

[Gaetan04]

G.Didier, *Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence de défaillances*, Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré, Octobre 2004.

[Gomand05]

J.Gomand, *Modélisation, Identification expérimentale et commande d'un moteur linéaire synchrone à aimants permanents*, Mémoire de master recherche, Janvier 2005.

[Gong11]

J.Gong, *Modélisation et Conception Optimale d'un Moteur Linéaire à Induction Pour Système de Traction Ferroviaire*, Thèse de doctorat, Université de Lille, 2011.

[Khov09]

M.Khov, *Surveillance et diagnostic des machines synchrones à aimants permanents : Détection des courts-circuits par suivi paramétrique*, Thèse de doctorat, Université de Toulouse, Décembre 2009.

[Kimoulakis10]

N.M.Kimoulakis, P.E.Kakosimos et A.G.Kladas, *Power Generation by using point absorber wave energy converter coupled with Linear Permanent Magnet Generator*, 7<sup>th</sup> Mediterranean Conference and Exhibition on Power Generation, Transmission, Distribution and Energy Conversion, Agia Napa, Cyprus, 7-10 November 2010.

[Lechevallier]

L.Lechevallier, J.M.Le Breton, P.Tenaud, A.Morel et S.Brassrd, *Aimants Permanents : Application et perspectives*, Technique de l'Ingénieur, traité Génie électrique, D2 102.

[Liu06]

L.Liu, *Robust fault detection and diagnosis for permanent magnet synchronous motors*, Thèse de doctorat, Université de l'état de Floride USA, 2006.

[Messaoudi08]

Y.Messaoudi, B.Oukacine, *Modélisation fine multi-spires de la machine asynchrone en vue de sa simulation en régime sain et de défauts de court-circuits entre spires*, Mémoire d'ingénieur, Université de Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, 2008.

[Multon99]

B.Multon, *Les entraînements électromécaniques directs : Diversité, contraintes et solutions*, Colloque conversion électromécanique directe (CEMD), CACHAN, France, 1999.

[Rachek08]

M.Rachek, Y.Messaoudi, B.Oukacine, S.NAITLARBI *Accurate Multi-Turn Model of Induction Motors Under Stator Short Circuits and Phases Breakdown Faults*, International Review of Modelling and Simulations (I.R.E.M.O.S), Vol. xx, n. x, 2008.

[Razik01]

H.Razik, G.Didier, *Sur la détection d'un défaut au rotor des moteurs asynchrones*, publié dans la Revue 3EI, N°27, Décembre 2001.

[Remy03]

G.Remy, *Initial Pole Position of Permanent Magnet Linear synchronous motor*, Mémoire de DEA, Université des Sciences et Technologie de Lille, 2003.

[Remy07]

G.Remy, *Commande optimisée d'un actionneur linéaire synchrone pour un axe de positionnement rapide*, Thèse de doctorat, École Nationale Supérieure d'Arts et Métiers de Lille, Décembre 2007.

[Ruellan07]

M.Ruellan, *Méthodologie de dimensionnement d'un système de récupération de l'énergie des vagues*, Thèse de doctorat, Ecole Doctorale des Sciences Pratiques de Cachan, Décembre 2007.

[Ruellan11]

M.Ruellan, *Optimisation de la chaîne électrique d'un système de micro-cogénération linéaire*, publié dans "Electrotechnique du Futur 2012, Belfort : France, 2011.

[Schaeffer99]

E.Schaeffer, *Diagnostic des machines asynchrones : modèles et outils paramétriques dédiés à la simulation et à la détection des défauts*, Thèse de doctorat, Université de Nantes, Décembre 1999.

[Tech66]

R.Merlet, *Technologie d'électricité générale et professionnelle*, Edition Dunod, 1966.

[Thorburn06]

K.Thorburn, *Analytical and circuit simulations of linéair générateur in farm*, Article IEEE, 2006.

[Vaseghi09]

B.Vaseghi, *Contribution à l'étude des machines électriques en présence de défaut entre-spores, modélisation – réduction du courant de défaut*, Thèse de doctorat, Université de Nancy, Décembre 2009.

**Résumé :** L'électricité, forme propre de l'énergie par excellence, est aujourd'hui produite majoritairement grâce à la combustion des carburants fossiles ou de la fission nucléaire qui sont des ressources épuisables. Elles contribuent ainsi abondamment à la production de déchets nuisibles pour l'environnement. Les ressources énergétiques renouvelables sont pourtant considérables et parfaitement capables, à long terme, de satisfaire la majeure partie de nos besoins. Les solutions de conversion des ressources renouvelables, tels que, le soleil (solaire thermodynamique et photovoltaïque), le vent (éoliennes) et la houle (houlogénérateurs), sont encore en phase de décollage industriel et ne représentent qu'une faible part dans le bilan global. Après de nombreux soubresauts, les contraintes environnementales, le rapprochement de l'échéance d'épuisement des ressources fossiles et fissiles ainsi que les soucis d'indépendance énergétique conduisent à un décollage significatif des filières de production d'électricité d'origine renouvelable, qualifiées de nouvelles. Dans ce contexte énergétique, le générateur électrique linéaire ouvre un champ d'investigation très prometteur et joue un rôle important dans le développement des systèmes de production d'électricité d'origine renouvelable tels que, les houlogénérateurs et les cogénérateurs.

Dans ce cadre, le présent travail propose une stratégie de modélisation, en vue de la prédiction des performances dynamique des Générateurs Linéaires Synchrones à Aimants Permanents (*GLSAP*) destinés à produire de l'énergie électrique, tout en intégrant le concept de sûreté de fonctionnement de ces machines à travers la recherche des signatures des défauts nécessitant une modélisation multi-physique des phénomènes mis en jeu. La méthodologie suivie est fondée sur une modélisation directe dans le repère naturel (*abc*), en adoptant une approche de type Circuit Electriques Magnétiquement Couplés (*CEMC*).

**Mots clés :** Générateur électrique linéaire, Circuits électriques magnétiquement couplés, multi-physique, Défaut de court-circuit.