

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université A.MIRA-BEJAIA



Faculté de Technologie
Département de Génie Electrique

Mémoire de Fin d'étude

En vue de l'obtention du diplôme de MASTER en électrotechnique
Option : Commandes électriques

Thème

**Commande d'une génératrice synchrone à
aimants permanents double étoile**

Préparé par :

BOUBEKRI Nabil

IDIR Meriem

Encadré par :

Pr. K.Ghedamsi

Année Universitaire : 2018/2019

Remerciements

Remerciements

*Premièrement on remercie Dieu le tout-puissant qui nous a
donné la volonté et le courage pour réaliser ce travail.*

*Nous tenons à remercier notre encadreur
Mr : K. G H E D A M S I pour sa disponibilité ainsi que
ses informations et orientations données pour aboutir à ce travail.*

*On remercie aussi Mr D J. A O U Z E L L A G pour son
aide et son encouragement.*

*Tous nos remerciements aux enseignants qu'on a eues toute au
long de notre parcours académique.*

Dédicaces

Dédicaces

*Afin d'être reconnaissant envers ceux qui m'ont aidé,
appuyé et encouragé à effectuer ce travail, je dédie ce mémoire :*

*À ma très chère mère pour son soutien moral, et pour tous
les sentiments d'affection et d'amour qui représentent pour moi le
pilier de tous mes efforts.*

À mon très cher père.

À tous les membres de ma famille sans aucune exception.

Je tiens aussi à dédier ce travail

À mr. Ghedamsi

*Et à ma binôme M. Idir pour son soutien sa présence et son
dévouement sans qui ce travail n'aurait pas eu lieu*

Et à tous ceux que ma réussite leur tient à cœur.

B. NABLI

Dédicaces

Je dois ce travail à ma famille :

*À ma très chère mère pour son soutien moral, et pour tous
les sentiments d'affection et d'amour qu'elle approuve pour moi
et à qui je souhaite un bon rétablissement et une longue vie auprès
de nous.*

À mon père pour qui je souhaite une vie meilleure

À mes chers frères et sœur

Je tiens aussi à dédier ce travail

À mr. Ghedamsi

À tous mes amis

Et tous ceux qui m'aiment et qui m'encouragent.

J. Meriem

Tables des matières

TABLE DES MATIERES

Introduction générale.....	1
Chapitre I : Généralités sur les machines synchrones à aimants permanents polyphasés	3
I.1 Introduction	3
I.2 Définition et structure de la machine polyphasée.....	3
I.2.1 Machines polyphasées de « type1 »	4
I.2.2 Machines polyphasées de « type 2 »	6
I.3 Avantages des machines polyphasées	8
I.4 Inconvénients des machines polyphasées.....	8
I.5 Modélisation de la machine polyphasée	9
I.5.1 Hypothèses de travail	9
I.6 Modèle de la machine polyphasée dans le repère naturel	10
I.7 Modèle de la machine polyphasée dans le repère diphasé	11
I.7.1 Dans la base de Concordia	11
I.7.2 Modélisation dans le repère tournant du rotor	12
I.8 Applications des machines polyphasées.....	14
I.9 Conclusion	17
Chapitre II : Approches de modélisation de la génératrice synchrone à aimants permanents double étoile	18
II.1 Introduction	18
II.2 Modélisation de la GSAPDE.....	18
II.2.1 Modèle double étoiles	19
II.2.2 Modèle hexa-phasé.....	26
II.2.3 Modèle de trois sous-machines	31
II.3 Résumé	36
II.4 Conclusion	36
Chapitre III : Stratégies de commande de la génératrice synchrone à aimants permanents double étoile	37
III.1 Introduction	37
III.2 Présentation du système étudié.....	38
III.2.1 La génératrice synchrone à aimants permanents double étoile.....	39
III.2.2 Redresseur MLI.....	40

III.3	Contrôle de courant par hystérésis.....	41
III.3.1	Contrôleur à hystérésis.....	42
III.3.2	Expressions des courants de référence.....	42
III.3.3	Résultats de simulation.....	45
III.4	Le contrôle direct de puissance.....	49
III.4.1	Calcul des puissances instantanées.....	49
III.4.2	La position angulaire θ_n	50
III.4.3	Table de commutation.....	51
III.4.4	Contrôleur à hystérésis.....	52
III.4.5	Régulation de la tension continue.....	53
III.5	Résultats de simulation.....	53
III.6	Le contrôle direct du couple.....	58
III.7	Conclusion.....	60
Chapitre IV : Introduction à l'étude du fonctionnement de la GSAPDE en régime dégradé.....		61
IV.1	Introduction.....	61
IV.2	Origines des défauts d'alimentation.....	61
IV.3	Ouverture d'une phase.....	62
IV.4	Reconfiguration de la GSAPDE.....	62
IV.4.1	Résultats de simulation de la GSAPDE en mode normal, introduction d'un défaut et reconfiguration.....	63
IV.5	Conclusion.....	67
Conclusion générale.....		67
Annexe.....		69
Références bibliographiques.....		70

Liste des figures

Liste des figures

Chapitre I

Figure I.1 : Représentation schématique d'un enroulement polyphasé	4
Figure I.2 : Différentes configurations d'enroulement d'une machine a six phases	5
Figure I.3 : Représentation schématique d'une machine double-étoile	5
Figure I.4 : Machine pentaphasée à commutation de flux, (a) bobinage simple couche, (b) bobinage double couche	6
Figure I.5 : Enroulement d'une machine à cinq phases	7
Figure I.6 : Enroulement d'une machine a sept phases	7
Figure I.7 : Axes des enroulements des différentes phases	9
Figure I.8 : Projection des axes de la machine polyphasée dans le plan ($\alpha \beta$)	12
Figure I.9 : Le NORMANDIE avec quatre moteurs de 30 MW	15
Figure I.10 : Le Destroyer type 45 de la marine.	16
Figure I.11 : (a)-moteurs Snecma M53devenu depuis 2016 Safran Aircraft Engines, il équipe l'avion de combat français Mirage 2000, (b)- Evolution Radial Engine 9-99CC.	16

Chapitre II

Figure II.1 : Axes des enroulements des deux étoiles de la GSAPDE.....	19
Figure II.2 : Représentation de la GSAPDE dans le repère $\alpha\beta$	23
Figure II.3 : les différents axes de passage de deux sous-machines vers trois sous-machines.	32

Chapitre III

Figure III.1 : Schéma de principe du contrôle de la GSAP.	38
Figure III.2 : Bloc de simulation de la GSAP simple étoile.	39
Figure III.3 : Bloc de simulation du redresseur MLI triphasé.	40
Figure III.4 : Schéma de principe de contrôle du courant par hystérésis.....	42
Figure III.5 : Schéma bloc des contrôleurs à hystérésis.	42
Figure III.6 : Structure de contrôle du courant par hystérésis dans le référentiel (abc).....	43
Figure III.7 : Résultat de simulation de la tension et du courant de la phase a de la GSAP.....	45
Figure III.8 : Résultats de simulation du courant I_a et sa référence(a), le couple et sa référence (b)...	45
Figure III.9 : Résultats de simulation du courant de la phase a, de la tension et son fondamental (a) et le zoom des trois (b).	46
Figure III.10 : Analyse spectrale du courant de phase.....	47
Figure III.11 : Résultats de simulation de la tension du bus continu (a) et du courant de charge (b)..	47
Figure III.12 : Résultats de simulation des puissances électromagnétiques, utile, mécanique et du rendement total de la GSAPDE.	48
Figure III.13 : Schéma de principe de la commande DPC	49
Figure III.14 : Vecteurs de tensions générés dans les coordonnées $\alpha\beta$	51
Figure III.15 : Schémas de principe du contrôleur à hystérésis.....	52
Figure III.16 : Schéma de principe de la boucle de contrôle de la tension continue.	53
Figure III.17 : Résultats de simulation du courant de la phase a, de la tension et son fondamental (a) et le zoom des trois (b).	54
Figure III.18 : Analyse spectrale du courant de source.	55
Figure III.19 : Résultats de simulation de la tension du bus continu(a) et du courant de charge(b)....	55

Figure III.20 : Résultats de simulation de la puissance utile, mécanique et électromagnétique et du rendement total de la GSAPDE.	56
Figure III.21 : Résultats de simulation de tension du bus continu (a) la puissance active (b), réactive (c) et leurs références.	57
Figure III.22 : Résultats de simulation de la tension de source dans le repère α - β (a), position angulaire (b) et de secteurs (c).	58
Figure III.23 : Résultat de simulation du couple électromagnétique contrôlé par le DTC.	59

Chapitre IV

Figure IV.1 : Configuration des deux étoiles avec défaut sur la deuxième.	62
Figure IV.2 : Configuration des deux étoiles avec débranchement de la deuxième.	63
Figure IV.3 : Courant (a) de la première étoile et courants (a) et (b) de la deuxième étoile.	64
Figure IV.4 : Zoom des courants au cours des trois périodes	64
Figure IV.5 : Tension du bus continu et courant de charge.	65
Figure IV.6 : Puissances électromagnétique, utile, mécanique et du rendement total.	66

Nomenclature

Nomenclature

\vec{X} : Vecteur tension, courant ou flux.

$(\vec{e}_1, \vec{e}_2, \dots, \vec{e}_n)$: Représente la base naturelle.

(X_1, X_2, \dots, X_n) : Tensions, courants ou flux des phases.

R_s : Résistance au stator.

L_s : Inductance propre d'un enroulement polyphasé.

$[M_{sij}]$: Mutuelle entre les phases i et j.

θ_{ij} : Angle entre les phases i et j.

n : Etant le nombre de phases.

$[T_{\alpha\beta}]$: Matrice de Concordia généralisée.

$[P]$: Matrice de Park généralisée.

$[v_s]_{abc1}, [v_s]_{abc2}$: Vecteurs des tensions des enroulements statoriques 1 et 2 respectivement.

$[i_s]_{abc1}, [i_s]_{abc2}$: Vecteurs des courants des enroulements statoriques 1 et 2 respectivement.

$[\emptyset_s]_{abc1}, [\emptyset_s]_{abc2}$: Vecteurs des flux des enroulements statoriques 1 et 2 respectivement.

R_s : Résistance des enroulements statoriques.

L_a, L_b, L_c : Inductances propres de chaque phase statorique supposées les mêmes pour les deux enroulements.

$[L_{ss}]$: Matrice des inductances cycliques statoriques.

$[M_{ss}]$: Matrice des inductances mutuelles statoriques.

m_s : Inductance mutuelle entre les phases des deux enroulements.

\emptyset_r : Flux rotorique qui est constant.

C_{em} : Couple électromagnétique.

p_{em} : Puissance électromagnétique des deux enroulements statoriques.

ω_e : Vitesse angulaire.

θ : Position du rotor.

p : Nombre de pole de la machine.

J : Moment d'inertie.

ω_m : Vitesse mécanique de la machine.

C_{em} : Couple électromagnétique.

C_r : Couple résistance (couple de charge).

f : Coefficient de frottement.

$[\emptyset_s]_{\alpha\beta_1}, [v_s]_{\alpha\beta_1}$ et $[i_s]_{\alpha\beta_1}$ sont les vecteurs flux, tensions et courants respectivement de l'enroulement statorique 1 dans le repère $\alpha\beta$.

$[\emptyset_s]_{\alpha\beta_2}, [v_s]_{\alpha\beta_2}$ et $[i_s]_{\alpha\beta_2}$ sont les vecteurs flux, tensions et courants respectivement de l'enroulement statorique 2 dans le repère $\alpha\beta$.

M_s : Inductance mutuelle cyclique.

l_{0s} : Inductance homopolaire statorique.

C_{em1} : Couple électromagnétique de l'étoile 1.
 C_{em2} : Couple électromagnétique de l'étoile 2.
 i_{a1}, i_{b1}, i_{c1} : Courants alternatifs de la première étoile.
 i_{a2}, i_{b2}, i_{c2} : Courants alternatifs de la deuxième étoile.
 S_{ij} : Signaux de commande de chaque redresseur.
 V_{dc} : Tension du bus continu.
 R_{ch} : Résistance de charge ramenée du côté continu.
 C : Capacité de filtrage en sortie du redresseur.
 e_a, e_b, e_c : Tensions alternatives d'alimentation triphasée équilibrée.
 v_a, v_b, v_c : Tensions de sortie de la machine.
 i_a, i_b, i_c : Courants alternatifs.
 R_s : Résistance statorique.
 L_s : Inductance statorique.
 i_{zref} : Courants de référence.
 Γ_{ref} : Couple de référence.
 I_{ch} : Courant de charge.
 η : Rendement.
 P : puissance active instantanée.
 q : puissance réactive instantanée.
 e : vecteur de tension.
 i : vecteur de courant et le symbole (*) dénote le conjugué.
 \emptyset : Flux estimé.
 V : Tension du convertisseur.
 \emptyset_s : Flux de liaison statorique.
 θ_h : Position angulaire.

DPC : Direct Power Control.
 DTC : Direct Torque Control.
 FEM : Force Electromagnétique.
 GSAP : Génératrice Synchrone a Aimants Permanents.
 GSAPDE : Génératrice Synchrone a Aimant Permanent Double Etoile.
 HCC : Contrôle du Courant par Hystérésis.
 IGBT: Insulated Gate Bipolar Transistor.
 MSAPDE : Machine Synchrone a Aimants Permanents Double Etoile.
 MLI : Modulation de Largeur d'Impulsion.
 PI : Proportionnel Intégral.
 THD : Taux de Distorsion Harmonique.

Chapitre I : Généralités sur les machines synchrones à aimants permanents polyphasées

Introduction générale

Depuis certaines années, les machines à courant continu forment une solution idéale pour les entraînements à vitesse et à position variables qui sollicitent des performances statiques et dynamiques élevées. Mais à cause du système balais-collecteur qui constitue une commutation mécanique, la puissance et la vitesse maximale sont limitées [Doy12]. Pour cette raison que les machines à courant alternatif sont largement diffusées et restent les plus utilisées ; l'absence du collecteur leur permet d'avoir un encombrement réduit, une fiabilité accrue, un cout de construction faible et une vitesse de fonctionnement élevée [Rob17]. Leur alimentation, maintenant est réalisée par des onduleurs de tension dont les interrupteurs sont commandés en Modulation de Largeur d'Impulsion qui permettent d'obtenir de bonnes performances surtout dans le domaine de la vitesse variable [Eri05]. Toutefois, l'inconvénient de ce type d'alimentation est l'ondulation du couple moteur [Djo13]. Lors de l'augmentation de la puissance, des problèmes apparaissent au niveau de l'onduleur. Ces interrupteurs statiques doivent commuter des courants importants et il est nécessaire de placer plusieurs structures en parallèle (structure multi-niveaux). A puissance donnée, la réduction des courants à commuter passe par l'augmentation de la tension. Les onduleurs de tension imposent des gradients de tensions élevés, provoquant ainsi un vieillissement accéléré des isolateurs [Iff15].

Pour assurer des alimentations adaptées, les machines polyphasées sont les mieux indiquées. Un grand nombre de phase permet une segmentation de la puissance qui repartit les contraintes appliquées aux interrupteurs comme aux bobinages, cela permet d'utiliser des fréquences de commutation élevées, et ainsi de réduire le taux d'harmoniques des courants et l'ondulation du couple [Kad16].

Dès la fin des années 1920, les machines à deux enroulements triphasés au stator avaient été introduites pour accroître la puissance des alternateurs synchrones de très forte puissance. Les machines polyphasées ont par la suite fait l'objet d'un intérêt grandissant. Elles peuvent être classées en deux types, le premier type où les machines ont un nombre impair de phases reliés à un seul neutre, décalée d'un angle régulier entre phases adjacentes (penta-phasée, 7-phases...), les machines multi-étoile représentent le deuxième type [Djo13].

Le travail présenté dans ce mémoire concerne la modélisation et la commande de la génératrice synchrone à aimants permanents double étoile, il est structuré par quatre chapitres dont chacun présente un rapport détaillé de l'étude de ce type de machine :

Le premier chapitre est consacré à quelques généralités concernant les machines polyphasées et leur modélisation qui sert à présenter dans le cas général le processus physique dans différents repères (Concordia, Park). Ce chapitre regroupera aussi les avantages et inconvénients des machines polyphasées ainsi que leurs domaines d'applications.

Le deuxième chapitre utilise les outils de modélisation présentés dans le premier chapitre pour établir un modèle général de la génératrice synchrone à aimants permanents

double étoile. Pour ce faire, différents modèles sont développés dans la base naturelle, de Concordia et Park en appliquant trois approches de modélisation dont le premier consiste à considérer la machine double étoile comme deux machines triphasées, la deuxième est appliquée lorsque cette machine est considérée comme une machine hexa-phasée. La dernière approche consiste à assimiler mathématiquement la machine double étoile réelle à trois sous machine biphasées.

Le troisième chapitre est dédié à l'élaboration de nouvelles commandes destinées à prendre en considération les problèmes réels que présentent les machines multi phasées, des commandes caractérisées par une meilleure qualité d'énergie et une minimisation des pertes dans le stator. Trois stratégies de commande sont appliquées aux redresseurs MLI triphasés dont la première est basée sur le réglage de courant d'entrée ; c'est le contrôle de courant par hystérésis. La deuxième commande se repose sur le flux virtuel appelé contrôle direct de puissance (DPC). La dernière technique est similaire au Contrôle Direct de Puissance appelée Contrôle Direct du Couple (DTC). Dans ce cas, la grandeur contrôlée est le couple électromagnétique obtenu à partir de la puissance active contrôlée par la commande DPC. Des résultats de simulation seront présentés pour mettre en évidence les qualités et les défauts de chaque technique.

L'un des avantages de machines polyphasées est leur capacité de fonctionnement en cas de perte d'une ou de plusieurs phases. Le quatrième chapitre est consacré à l'étude de fonctionnement dégradé de la machine synchrone à aimants permanents double étoile, il concerne un défaut d'ouverture d'une phase suivi d'une reconfiguration pour permettre à la machine de fonctionner en mode dégradée.

Une conclusion générale avec quelques perspectives viendra finaliser ce mémoire.

Introduction générale

CHAPITRE I : GENERALITES SUR LES MACHINES SYNCHRONES A AIMANTS PERMANENTS POLYPHASEES

I.1 Introduction

Les machines triphasées à courant alternatif dominant largement le domaine des machines électriques, mais on s'intéresse depuis longtemps aux machines ayant plus de trois phases (machines à grand nombre de phase) ou (machines polyphasées). Comparativement aux machines triphasées, les machines polyphasées permettent entre autres de réduire la dimension du convertisseur employée et d'offrir une meilleure fiabilité du système en cas de défaut [Doy12].

La machine étudiée dans ce chapitre regroupera les avantages des machines polyphasées généralement, et ceux des machines synchrones à aimants permanents spécialement. Compte tenu de leur capacité de segmenter la puissance et d'absence de pertes au rotor, les machines synchrones à aimants permanents polyphasées sont de plus en plus utilisées dans les systèmes embarqués. Les avantages associés à ces machines ne sont pas à démontrer en termes de robustesse et de fiabilité. Aujourd'hui, avec le progrès actuel des aimants permanents et l'utilisation des aimants à terre rare, ces machines sont de plus en plus utilisées dans les systèmes d'entraînement à vitesse variable, à hautes performances. Leur choix dans ce domaine est devenu attractif et concurrent par rapport aux machines à courant continu et aux machines asynchrones [Rob17].

Ce chapitre permettra d'une part de présenter des généralités concernant les machines polyphasées, leurs avantages et inconvénients ainsi que leurs domaines d'application ; et d'autre part, d'exposer leurs modèles de base de la modélisation développée dans la littérature.

I.2 Définition et structure de la machine polyphasée

Une machine polyphasée est composée de n bobines déphasées spatialement de $2\pi/n$ et alimentée par des tensions déphasées temporellement de $2\pi/n$. Ces machines sont caractérisées par un couplage magnétique entre phases [Eri05]. Elles possèdent un enroulement statorique constitué de n phases identiques et régulièrement réparties comme le représente la figure I.1.

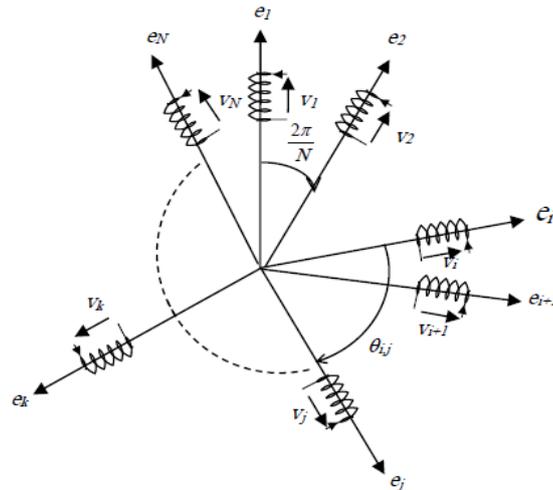


Figure I.1 : Représentation schématique d'un enroulement polyphasé [Djo13].

On distingue généralement deux types de machines polyphasées, suivant le nombre de phases statoriques qui est ou non un multiple de trois, on peut ainsi les classer en deux groupes : machines polyphasées de « type 1 » et machines polyphasées de « type 2 » [Iff15]. On considère rarement les cas où le nombre de phase est pair.

I.2.1 Machines polyphasées de « type 1 »

Les machines polyphasées de « type 1 » sont des machines dont le nombre de phase statorique n est un multiple de trois de sorte que l'on puisse les grouper en q étoiles triphasées [Kad16] aussi appelées machine multi-étoiles :

$$n=3q ; (q=1, 2, 3, 4, \dots).$$

L'angle de déphasage entre chaque groupe triphasé est généralement π/n ce qui crée une configuration asymétrique. Généralement, les neutres de chacun de ces groupes sont isolés. Il est aussi possible avec l'approche multi-étoiles d'effectuer une distribution symétrique des enroulements avec $2\pi/n$ comme le montre la figure I.2.

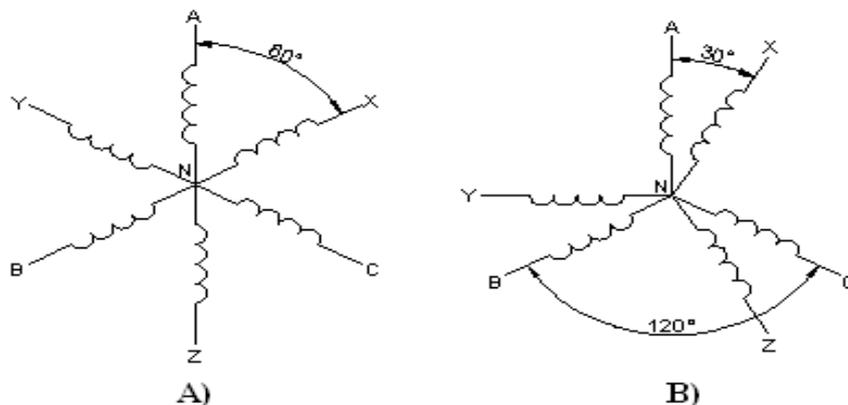


Figure I.2 : Différentes configurations d'enroulement d'une machine a six phases [Doy12].

En effet, une machine multi-étoiles dont les étoiles sont décalées de $\frac{\pi}{n}$ a des caractéristiques différentes de celles d'une machine dont les étoiles sont décalées de $\frac{2\pi}{n}$ [Kad16]. Il est aussi préférable d'avoir autant de neutres que d'étoiles.

La machine de ce type la plus étudiée et utilisée est la machine hexasphasée dite double étoile ou double triphasé. Dans la configuration classique, deux enroulements triphasés identiques. Les deux étoiles se partagent le même stator et sont décalées d'un angle électrique de 30° [Kes03].

Cette structure est constituée d'un stator supportant deux bobinages triphasés isolés et couplés en étoile [Scu06]. Les phases a_1, b_1 et c_1 constituent le premier bobinage, les phases a_2, b_2 et c_2 le deuxième bobinage comme illustrée dans la figure I.3.

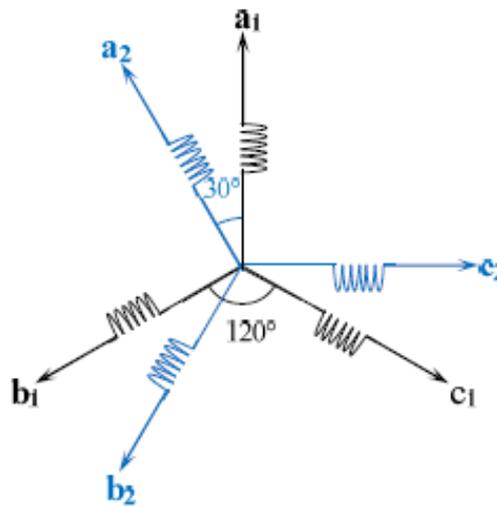


Figure I.3: Représentation schématique d'une machine double-étoile [Iff15].

Le problème avec les machines multi-étoiles réside dans les couplages magnétiques entre les différentes bobines par le biais des mutuelles. Ceci est pénalisant quand un défaut apparaît sur une des bobines.

Une des solutions consiste à opter pour un bobinage concentrique à simple couche. La notion de « simple couche » signifie que dans chaque encoche, les bobinages appartiennent à la même phase tandis que « double couche » veut dire que les bobinages dans la même encoche appartiennent à des phases différentes (les phases spécialement adjacentes) (figure I.4).

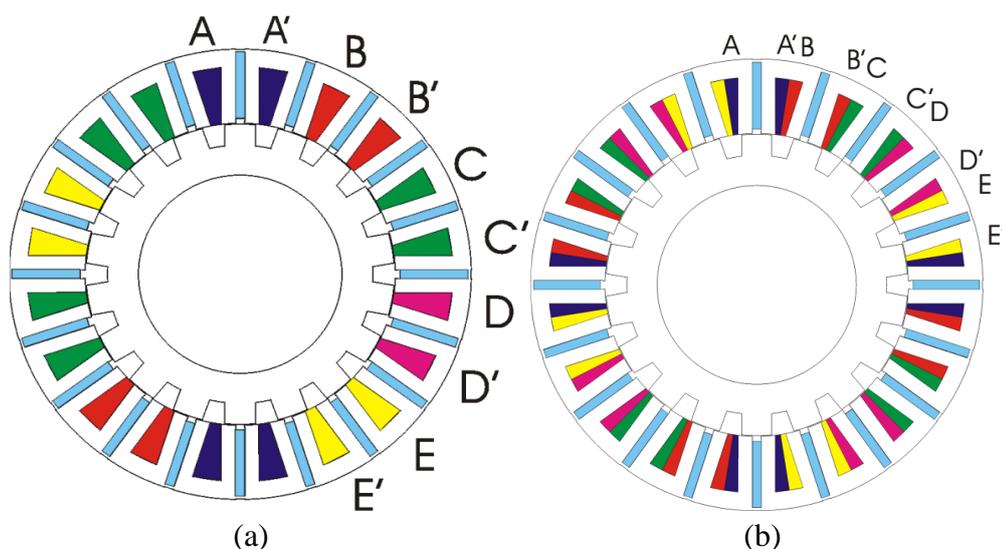


Figure I.4: Machine pentaphasée à commutation de flux, (a) bobinage simple couche, (b) bobinage double couche [Ben14].

Une autre solution consiste à alimenter les enroulements statoriques à la même fréquence et de manière indépendante par des onduleurs de courant pleine onde en répartissant judicieusement les courant entre les groupes de phase afin d'éviter les effets d'inductance mutuelle. La structure du rotor reste identique à celle d'une machine triphasée [Kes03].

La machine double étoile (six phases), est utilisée dans le domaine automobile, où des alternateurs de hautes performances sont utilisés pour obtenir une plus grande tension de sortie du bus continu [Doy12].

I.2.2 Machines polyphasées de « type 2 »

Les machines polyphasées de « type 2 » sont des machines, dont le nombre de phases statoriques n est un nombre impair [Had01].

L'angle de déplacement entre chaque phase du stator est $2\pi/n$, ce qui crée une configuration symétrique permettant de conserver une distribution de flux uniforme. Par exemple, dans le cas d'une machine penta phasée (cinq phases), l'angle de déphasage est 72° (figure I.5).

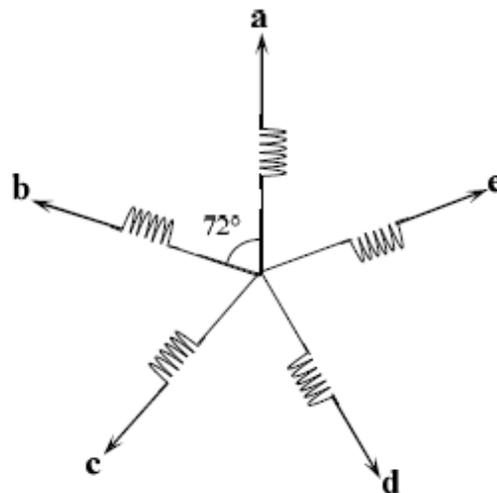


Figure I.5: Enroulement d'une machine à cinq phases [Iff15].

Pour les machines héptaphasées (sept phases), l'angle de déphasage entre chaque phase du stator est 51.42° comme le montre la figure I.6 :

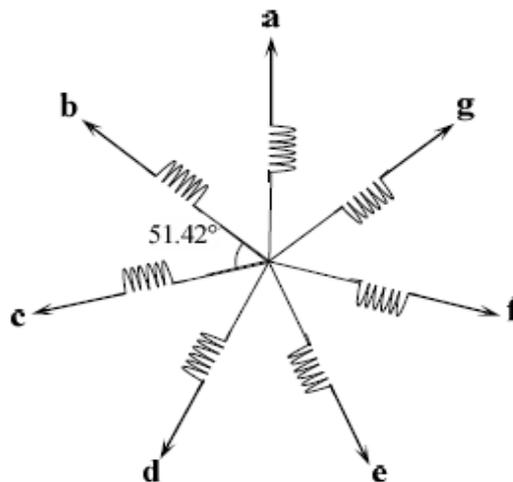


Figure I.6: Enroulement d'une machine a sept phases [Iff15].

Le nombre d'enroulement est de préférence impair, n'utilisant plus une « base triphasée » ; ce sont des machines à cinq et à sept phases, dans lesquelles les enroulements sont associés par un seul couplage.

Le choix d'un nombre impair de phases contribue à limiter les harmoniques d'espace, et diminuer l'amplitude des ondulations du couple électromagnétique [Kli83]. Il en découle une discrétion vibratoire qui est mise à profit pour la propulsion électrique des navires.

I.3 Avantages des machines polyphasées

Les machines multi-phaseés ont plus d'avantages que celles conventionnelles (triphaseés). Elles offrent une alternative intéressante à la réduction des contraintes appliquées au convertisseur comme aux bobinages de la machine.

En effet, la multiplication du nombre de phases permet une segmentation de puissance qui est l'avantage majeur des machines polyphasées que l'on met le plus en avant. L'augmentation de nombre de phases statoriques est aussi l'une des solutions pour réduire les courants de phases sans réduire les tensions d'alimentation [War69]. La puissance totale demandée par la machine est donc réduite dans chaque phase, et de ce fait une réduction des tensions commutées à courant donné lors de l'alimentation de la machine par un onduleur dont les composants semi-conducteurs de calibre inférieur peuvent fonctionner à des fréquences de commutation élevées.

De plus, ces machines permettent de réduire l'amplitude et d'augmenter la fréquence des ondulations du couple électromagnétique, permettant ainsi à la charge mécanique de les filtrer facilement provoquant ainsi une amélioration des caractéristiques bruits-vibrations [Mao15].

Enfin, un grand nombre de phases offre une grande fiabilité en permettant de fonctionner en mode dégradé (la perte d'une ou de plusieurs phases).

I.4 Inconvénients des machines polyphasées

La multiplication du nombre de phases ne met pas la machine à l'abri, elle reste exposée à de nombreux défauts (électriques et/ou mécaniques) :

- L'alimentation des machines polyphasées par onduleur de tension provoque l'apparition des courants harmoniques de circulation dans le stator, l'impédance vue par ces harmoniques peut être donc faible [Kad16] impliquant ainsi une augmentation des pertes Joule statoriques et un surdimensionnement des semi-conducteurs. Cela contredit le concept de segmentation de puissance, lui faisant perdre beaucoup de son intérêt [Iff15].
- Le nombre de semi-conducteurs augmente avec le nombre de phases, ce qui peut éventuellement augmenter le coût de l'ensemble convertisseur-machine. Mais plus la puissance augmente, moins le problème devient significatif [Mer08].
- La multiplication du nombre de semi-conducteurs complique évidemment le système de commande. Il est donc nécessaire de développer des techniques de commande rapprochées spécifiques et adaptées [Kad16].

I.5 Modélisation de la machine polyphasée

La représentation des processus physiques par des modèles mathématiques est une étape très importante dans l'asservissement des systèmes. En effet, afin d'élaborer une structure de commande, il est important de disposer d'un modèle mathématique représentant fidèlement les caractéristiques du processus. Ce modèle ne doit pas être trop simple pour ne pas s'éloigner de la réalité physique et ne doit pas être trop complexe pour simplifier l'analyse et la synthèse des structures de commande [Djo13].

Cette partie décrit la mise en équations des machines polyphasées. Ces machines possèdent un enroulement statorique constitué de n phases identiques et régulièrement réparties (figure I.7).

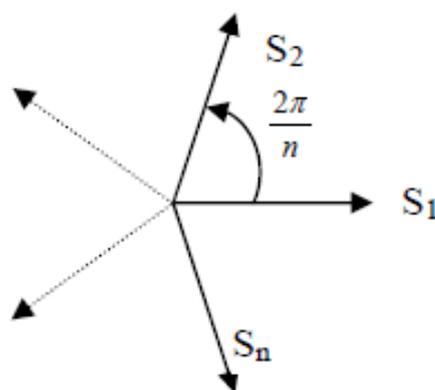


Figure I.7: Axes des enroulements des différentes phases [Mer05].

I.5.1 Hypothèses de travail

Dans cette étude on suppose que :

- L'enroulement polyphasé est constitué de n phases identiques.
- Les phénomènes de saturation sont négligés.
- Seul le premier harmonique d'espace est pris en compte.
- L'effet capacitif entre les enroulements est négligé.

I.6 Modèle de la machine polyphasée dans le repère naturel

Dans la base naturelle orthonormée où les composantes du vecteur correspondent aux grandeurs mesurables des phases statoriques (tension, courant, flux . . .) le vecteur \vec{X}_s s'écrit [Djo13] :

$$\vec{X} = X_1 \vec{e}_1 + X_2 \vec{e}_2 + \dots + X_n \vec{e}_n \quad (\text{I.1})$$

Où :

\vec{X} : Vecteur tension, courant ou flux.

$(\vec{e}_1, \vec{e}_2, \dots, \vec{e}_n)$: Représente la base naturelle.

(X_1, X_2, \dots, X_n) : Tensions, courants ou flux des phases, présentées, selon un nombre de phases n de la façon suivante :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d[\emptyset_s]}{dt} \quad (\text{I.2})$$

Avec :

R_s : Résistance au stator qui est traduite par une matrice diagonale $n \times n$:

$$[R_s] = \text{diag}[R_s, R_s, R_s, \dots, R_s] \quad (\text{I.3})$$

Et :

$$\begin{cases} [v_s] = [v_{s1}, v_{s2}, v_{s3}, \dots, v_{sn}]^T \\ [I_s] = [I_{s1}, I_{s2}, I_{s3}, \dots, I_{sn}]^T \\ [\emptyset_s] = [\emptyset_{s1}, \emptyset_{s2}, \emptyset_{s3}, \dots, \emptyset_{sn}]^T \end{cases} \quad (\text{I.4})$$

Le vecteur flux $\vec{\emptyset}_s$ est lié au vecteur courant \vec{I}_s par la relation :

$$[\vec{\emptyset}_s] = [L_s][\vec{I}_s] + [\vec{\emptyset}_r] \quad (\text{I.5})$$

$[L_s]$: Inductance propre d'un enroulement polyphasé et s'écrit sous la forme matricielle suivante :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_s & M_{s12} & \dots & \dots & M_{s1(n-1)} \\ M_{s21} & \ddots & & & M_{s2(n-2)} \\ \vdots & & \ddots & & \vdots \\ \vdots & & & \ddots & \vdots \\ M_{sn1} & M_{sn2} & \dots & \dots & L_s \end{bmatrix} \quad (\text{I.6})$$

$[M_{sij}] = M_{ss} \cos(\theta_{ij})$: I Mutuelle entre les phases i et j .

θ_{ij} : Angle entre les phases i et j .

n : Etant le nombre de phases.

On s'intéresse à deux propriétés importantes ; la première est due à la réciprocité du flux entre les phases statoriques impliquant l'égalité des inductances mutuelles M_{sij} et M_{sji} [Djo13]. La deuxième concerne l'équivalence et la répartition régulière des phases statoriques. Ces deux

propriétés permettent la détermination complète de la matrice inductance qui est donc circulaire et symétrique.

En tenant compte de ces deux propriétés, la matrice inductance devient :

$$[L_S] = \begin{bmatrix} L_S & M_{S1} & \dots & \dots & M_{S(n-1)} \\ M_{S(n-1)} & L_S & & & M_{S(n-2)} \\ M_{S(n-2)} & \vdots & \ddots & & M_{S(n-3)} \\ \vdots & \vdots & & \ddots & \vdots \\ M_{S1} & M_{S2} & \dots & \dots & L_S \end{bmatrix} \quad (\text{I.7})$$

Où : $M_{S(i-1)} = M_{S1(i-1)}$, $i = 2, 3, \dots, n$.

I.7 Modèle de la machine polyphasée dans le repère diphasé

I.7.1 Dans la base de Concordia

Le repère diphasé fixe, lié au stator, est noté $\alpha\beta$ pour la machine synchrone. Les équations dans ce repère sont obtenues à partir de la projection des axes électriques et magnétiques des différents enroulements par application de la transformation de Concordia. Cette transformation est définie pour toutes les variables magnétiques et électriques [Kot16].

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = [T_{\alpha\beta}] \cdot [X_1 \quad X_2 \quad \dots \quad X_n] \quad (\text{I.8})$$

La matrice de passage $[T_{\alpha\beta}]$, de la base naturelle vers la base orthonormée à coefficients réels, appelée transformée de Concordia généralisée est donnée par [Mer05] :

Si n est impaire :

$$[T_{\alpha\beta}]^T = \sqrt{\frac{2}{n}} \begin{bmatrix} 1 & \cos \frac{2\pi}{n} & \dots & \cos i \frac{2\pi}{n} & \dots & \cos (n-1) \frac{2\pi}{n} \\ 0 & \sin \frac{2\pi}{n} & \dots & \sin i \frac{2\pi}{n} & \dots & \sin (n-1) \frac{2\pi}{n} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & \cos \left(\frac{n-1}{2} \frac{2\pi}{n} \right) & \dots & \cos i \left(\frac{n-1}{2} \frac{2\pi}{n} \right) & \dots & \cos (n-1) \left(\frac{n-1}{2} \frac{2\pi}{n} \right) \\ 0 & \sin \left(\frac{n-1}{2} \frac{2\pi}{n} \right) & \dots & \sin i \left(\frac{n-1}{2} \frac{2\pi}{n} \right) & \dots & \sin (n-1) \left(\frac{n-1}{2} \frac{2\pi}{n} \right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \dots & \frac{1}{\sqrt{2}} & \dots & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.9})$$

Si n est paire :

$$[T_{\alpha\beta}]^T = \sqrt{\frac{2}{n}} \begin{bmatrix} 1 & \cos \frac{2\pi}{n} & \dots & \cos 2 \frac{2\pi}{n} & \dots & \cos (n-1) \frac{2\pi}{n} \\ 0 & \sin \frac{2\pi}{n} & \dots & \sin 2 \frac{2\pi}{n} & \dots & \sin (n-1) \frac{2\pi}{n} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & \cos \left(\frac{n}{2}-1\right) \frac{2\pi}{n} & \dots & \cos 2 \left(\frac{n}{2}-1\right) \frac{2\pi}{n} & \dots & \cos (n-1) \left(\frac{n}{2}-1\right) \frac{2\pi}{n} \\ 0 & \sin \left(\frac{n}{2}-1\right) \frac{2\pi}{n} & \dots & \sin 2 \left(\frac{n}{2}-1\right) \frac{2\pi}{n} & \dots & \sin (n-1) \left(\frac{n}{2}-1\right) \frac{2\pi}{n} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \dots & \frac{1}{\sqrt{2}} & \dots & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} & \dots & \frac{1}{\sqrt{2}} & \dots & -\frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.10})$$

Après application de cette transformation, nous pouvons définir un schéma de la machine diphasée, équivalente au sens de Concordia, présenté dans la figure I.8 :

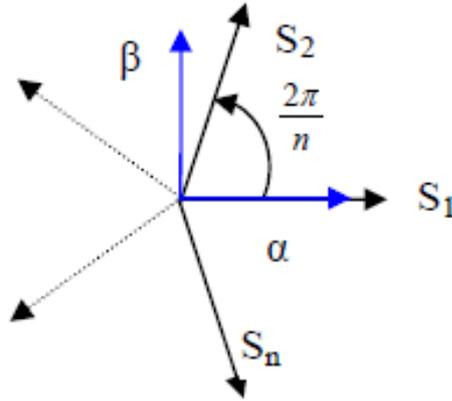


Figure I.8: Projection des axes de la machine polyphasée dans le plan $(\alpha \beta)$ [Mer05].

I.7.2 Modélisation dans le repère tournant du rotor

Le modèle de la machine synchrone dans le repère rotorique dq (repère synchrone) est obtenu, à partir du modèle dans le repère fixe $\alpha\beta$, par rotation d'angle θ ; angle du rotor par rapport au stator [Kot16]. Ce repère rotatif peut être obtenu en combinant la matrice de Concordia généralisée avec une matrice de rotation $[R]$ suivante [Bou10] :

$$[R] = \begin{bmatrix} \cos \vartheta & \sin \vartheta & [0] \\ -\sin \vartheta & \cos \vartheta & [0] \\ [0] & [0] & [I]^{(n-2) \times (n-2)} \end{bmatrix} \quad (\text{I.11})$$

Donc la matrice de passage directe $[P]$ du repère fixe $\alpha\beta$ au repère tournant dq est donnée par :

$$[P] = [R] \cdot [T_{\alpha\beta}] \quad (\text{I.12})$$

$[T_{\alpha\beta}]$: Matrice de Concordia généralisée.

$[P]$: Appelée la matrice de Park généralisée.

En remplaçant les équations (I.13) et (I.14) dans l'équation (I.15) ; et selon la parité de nombre de phases, on distingue deux matrices $[P]$:

Si n est impaire :

$$[P]^T = \sqrt{\frac{2}{n}} \begin{bmatrix} \cos \emptyset & \cos \left(\emptyset - \frac{2\pi}{n}\right) & \cos \left(\emptyset - \frac{4\pi}{n}\right) & \dots & \dots & \cos \left(\emptyset - \frac{2(n-1)\pi}{n}\right) \\ -\sin \emptyset & -\sin \left(\emptyset - \frac{2\pi}{n}\right) & -\sin \left(\emptyset - \frac{4\pi}{n}\right) & \dots & \dots & -\sin \left(\emptyset - \frac{2(n-1)\pi}{n}\right) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & \cos \left(\frac{(n-1)\pi}{n}\right) & \cos \left(\frac{2(n-1)\pi}{n}\right) & \dots & \dots & \cos \left(\frac{(n-1)^2\pi}{n}\right) \\ 0 & \sin \left(\frac{(n-1)\pi}{n}\right) & \sin \left(\frac{2(n-1)\pi}{n}\right) & \dots & \dots & \sin \left(\frac{(n-1)^2\pi}{n}\right) \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \dots & \dots & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.13})$$

Si n est paire :

$$[P]^T = \sqrt{\frac{2}{n}} \begin{bmatrix} \cos \emptyset & \cos \left(\emptyset - \frac{2\pi}{n}\right) & \cos \left(\emptyset - \frac{4\pi}{n}\right) & \dots & \dots & \cos \left(\emptyset - \frac{2(n-1)\pi}{n}\right) \\ -\sin \emptyset & -\sin \left(\emptyset - \frac{2\pi}{n}\right) & -\sin \left(\emptyset - \frac{4\pi}{n}\right) & \dots & \dots & -\sin \left(\emptyset - \frac{2(n-1)\pi}{n}\right) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & \cos \left(\frac{(n-2)2\pi}{n}\right) & \cos \left(\frac{(n-2)4\pi}{n}\right) & \dots & \dots & \cos \left(\frac{(n-2)(n-1)2\pi}{n}\right) \\ 0 & \sin \left(\frac{(n-2)2\pi}{n}\right) & \sin \left(\frac{(n-2)4\pi}{n}\right) & \dots & \dots & \sin \left(\frac{(n-2)(n-1)2\pi}{n}\right) \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \dots & \dots & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & -\frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \dots & \dots & -\frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.14})$$

Il est à noter qu'à partir de la troisième ligne de la matrice P , il n'existe aucune variation en fonction de \emptyset par conséquent, les composantes des grandeurs électriques (tension et courant) pour les rangs supérieurs à trois sont nulles (système équilibré). Ce qui nous permet d'écrire la matrice de Park sous la forme suivante :

$$[P]^T = \sqrt{\frac{2}{n}} \begin{bmatrix} \cos \emptyset & \cos \left(\emptyset - \frac{2\pi}{n}\right) & \cos \left(\emptyset - \frac{4\pi}{n}\right) & \dots & \dots & \cos \left(\emptyset - \frac{2(n-1)\pi}{n}\right) \\ -\sin \emptyset & -\sin \left(\emptyset - \frac{2\pi}{n}\right) & -\sin \left(\emptyset - \frac{4\pi}{n}\right) & \dots & \dots & -\sin \left(\emptyset - \frac{2(n-1)\pi}{n}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{I.15})$$

Pour simplifier encore les équations du modèle de la machine, ces transformations vont prendre un référentiel rotatif lié au champ tournant ($\emptyset = \theta$).

I.8 Applications des machines polyphasées

Depuis plus d'un siècle les machines électriques jouent un rôle de premier plan dans les applications industrielles en raison de la souplesse de leur mise en œuvre et de l'importance des applications dans lesquelles elles peuvent s'intégrer. Depuis la fin de la seconde guerre mondiale, sauf quelques rares périodes de crise, le recours aux machines électriques fût stimulé par l'accroissement de la demande en biens de consommation nécessitant des moyens de production industrielle plus performants en vue de répondre au mieux à cette hausse. On en trouve ainsi partout, dans les systèmes les plus futiles pour la distraction du consommateur-acheteur, jusqu'aux applications les plus avancées attachées, par exemple, à la santé, à la production, au contrôle de l'énergie, aux transports et à l'exploration spatiale. La réalité actuelle ne dément pas l'usage accru des machines électriques [Bou10].

Les machines triphasées à courant alternatif dominant assez largement le domaine des machines électriques, mais depuis longtemps déjà on s'intéresse aux machines ayant un nombre de phases supérieur à trois. Les nouvelles applications industrielles nécessitent des variateurs de vitesse ayant de hautes performances dynamiques, une bonne précision en régime permanent, une haute capacité de surcharge sur toute la plage de vitesse et une robustesse aux différentes perturbations.

En raison de sa puissance massique élevée, la machine synchrone à aimants permanents polyphasée a bien mérité sa place dans les applications nécessitant des performances dynamiques et statiques très élevées. La machine synchrone est devenue attractive et concurrente à la machine à induction dans le domaine des systèmes d'entraînements électriques. Le grand avantage de cette dernière est l'élimination des pertes par glissement. En particulier, la machine à aimants permanents qui est utilisée largement dans plusieurs applications, comme les machines-outils, la robotique, les générateurs aérospatiaux et les véhicules électrique. Cette large utilisation est devenue possible avec les hautes performances des aimants permanents. Surtout avec le progrès technologique enregistré dans ce domaine qui a permis de concevoir des servomoteurs à aimants de plus en plus performants. Ces derniers sont actuellement les mieux placés pour répondre aux exigences de telles applications [Cha17].

Dès le début du XXème siècle, l'une des premières applications de la motorisation électrique embarquée de très forte puissance concernait la propulsion des navires de croisière, en raison de la possibilité de répartir les mesures des différents organes de puissance tout en s'affranchissant d'un arbre de transmission mécanique de grande dimension. En 1932, le Normandie constituait une application prestigieuse avec ses quatre moteurs de 30 MW montré sur la figure I.9. À cette époque, l'ère de l'électronique de puissance n'étant pas encore venue, il n'était pas encore question de fractionner la puissance des machines triphasées ; cette nécessité n'est apparue que bien plus tard avec l'usage généralisé des convertisseurs statiques d'énergie [Iff15].



Figure I.9: Le NORMANDIE avec quatre moteurs de 30 MW [Os87].

Les premières réalisations des machines polyphasées (non multi-étoiles et avec un nombre de phases supérieur à trois) sont apparues en 1969. Dans un premier temps, l'enjeu était d'accroître la puissance en la répartissant sur un nombre de phases élevé puis d'améliorer la discrétion vibratoire et donc le confort. Elles ont été ensuite étudiées en 1980 afin d'améliorer la disponibilité des motorisations électriques [Kad16]. De nos jours, les aspects de répartition de la puissance sont bien maîtrisés. La conception et la commande des machines polyphasées sont de plus en plus ciblées vers l'amélioration de la tolérance aux pannes afin d'atteindre une meilleure disponibilité [War69].

Les machines polyphasées sont apparues plus tard avec les premières réalisations militaires, leur nombre d'enroulements étant de préférence impaire, contribue à limiter les harmoniques d'espace tout en diminuant par la même l'amplitude des ondulations de couple électromagnétique. Il en découle une discrétion vibratoire qui est mise à profit pour la propulsion électrique des navires. Les applications militaires profitent de cet intérêt en usant à leur tour de machines fractionnées (deux fois treize phases de Framatome/Jeumont ou trois fois cinq phases d'Alstom en 2003 pour le Destroyer type 45 de la marine britannique) montré sur la figure I.10. Cette option est retenue pour les bateaux de croisière civils où le confort est un objectif de premier ordre [Iff15].



Figure I.10: Le Destroyer type 45 de la marine [Dra13].

Dès les années 80, une fois dépassé l'enjeu du fractionnement de la puissance ou celui du lissage du couple, un nouvel enjeu apparaît : Un nombre important de phases indépendantes est un facteur favorable à l'augmentation de la redondance parallèle des motorisations. Cette propriété était d'ailleurs déjà utilisée pour permettre le fonctionnement dégradé des machines double étoile à la moitié de la puissance nominale ; elle s'étend alors aux machines polyphasées pourvues d'un nombre élevé de phases indépendantes, ce qui permet de destiner les entraînements polyphasés à la machine polyphasée pour assurer une meilleure sûreté de fonctionnement et une disponibilité plus importante des motorisations électriques [Iff15] surtout dans le domaine de grande puissance tel que l'avionique (figure I.11 (b)), la traction ferroviaire, la pulsation navale, l'automobile et l'aérospatiale (figure I.11 (a)).



(a)



(b)

Figure I.11 : (a)-moteurs Snecma M53devenu depuis 2016 Safran Aircraft Engines, il équipe l'avion de combat français Mirage 2000 [Air17], (b)- Evolution Radial Engine 9-99CC [Bha09].

I.9 Conclusion

Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés aux machines polyphasées et ce qu'elles pouvaient apporter de plus que les machines triphasées.

Tout d'abord, nous avons défini la machine polyphasée et ses différents types (nombre de phases pair ou impair) où le nombre de phase est de préférence impaire assurant un seul couplage magnétique entre les enroulements statoriques.

Ensuite, nous avons présenté les avantages de ce type de machine qui réunit à la fois les avantages des machines synchrones à aimants permanents et ceux des machines polyphasées dont l'avantage majeur est la segmentation de la puissance et la diminution de l'ondulation du couple. Néanmoins, cette machine présente des inconvénients, comme la complexité de la commande et la difficulté d'établir un modèle exhaustif de la machine.

En outre, nous avons élaboré une structure de commande en exposant un modèle de base de la modélisation de la machine à n phases identiques et régulièrement réparti dans le repère naturel où la modélisation est plus compliquée, puis dans le repère diphasé pour une approche simplifiée.

Enfin, nous avons donné un historique des domaines d'application des machines polyphasées et l'intérêt qu'elles peuvent rapporter aux applications militaires spécialement en termes de robustesse et de fiabilité en permettant de fonctionner, une ou plusieurs phases en défaut.

Chapitre II : Approches de modélisation de la GSAPDE

II APPROCHES DE MODELISATION DE LA GENERATRICE SYNCHRONNE A AIMANTS PERMANENTS DOUBLE ETOILE

II.1 INTRODUCTION

Pour assurer la commande de la MSAPDE en fonctionnement normal et/ou non conventionnel (régime dégradé), il est nécessaire de connaître le comportement de la machine en régime transitoire. L'objectif de ce chapitre est d'établir des modèles mathématiques généralisés appliqués à toutes les machines synchrones à aimants permanents polyphasées en s'appuyant sur les outils méthodologiques déjà présentés dans le chapitre I.

Pour ce faire, nous appliquons trois approches de modélisation pour établir le modèle dynamique de la MSAPDE :

1. L'approche multi-étoiles, qui est appliquée quand la machine est vue comme une double étoile ou double triphasée. La machine sera modélisée dans la base naturelle où les contraintes de couplage seront représentées, pour simplifier ce problème, on introduit une transformation vectorielle qui est la transformée de Concordia suivie de la rotation de cette dernière (Park).
2. L'approche polyphasée, qui est appliquée lorsque la MSAPDE est considérée comme une machine hexa-phasée où les contraintes de couplage seront éliminées.
3. Le concept multi-machines, qui consiste à assimiler mathématiquement la MSAPDE réelle à un ensemble des machines fictives diphasées. Dans ce cas, la machine sera considérée comme trois sous-machines diphasées. Chaque machine fictive correspond à un sous-espace vectoriel, et le nombre de phases de chaque machine est lié directement à la dimension du sous-espace associé. Autrement dit, la machine double étoile sera vue comme une association des machines fictives magnétiquement découplées et mécaniquement couplées.

II.2 Modélisation de la GSAPDE

Le comportement dynamique de la GSAPDE est caractérisé par trois types de grandeurs : Electrique, magnétique et mécanique. Ce comportement peut se traduire par trois types d'équations : Electrique, magnétique, électromagnétique et mécanique.

La machine double étoile peut être modélisée par trois modèles qui la définissent ; comme une machine double étoile (encore appelée double-triphasée), comme une machine hexa-phasée (six phases) ou encore comme trois machines biphasées.

Pour simplifier la modélisation de cette machine, on introduit les hypothèses suivantes :

- La machine n'est pas saturée.
- Les pertes fer et l'effet d'amortissement sont négligées.
- L'effet de peau est négligé.
- Le couplage capacitif des enroulements est négligé.

- La perméabilité des aimants est considérée comme voisine de celle de l'air.
- L'effet d'amortissement est négligé.
- Le rotor est supposé lisse de point de vue magnétique.
- Les f.é.m. sont sinusoïdales.

Par conséquence, les inductances de la machine sont constantes et indépendantes de la position du rotor.

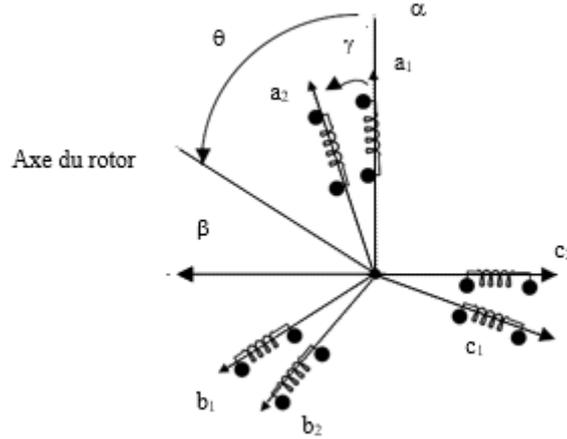


Figure II.1 : Axes des enroulements des deux étoiles de la GSAPDE [Mer05].

II.2.1 Modèle double étoiles

On considère la machine comme deux systèmes triphasés déphasé l'un par rapport à l'autre de $2\pi/n$, dans ce cas la GSAPDE est de constitution asymétrique (figure II.1). En tenant compte du couplage magnétique et du décalage entre les deux étoiles, Les équations électriques de la machine s'écrit sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{cases} [v_s]_{abc1} = [R_s][i_s]_{abc1} + \frac{d[\varnothing_s]_{abc1}}{dt} \\ [v_s]_{abc2} = [R_s][i_s]_{abc2} + \frac{d[\varnothing_s]_{abc2}}{dt} \end{cases} \quad (II.1)$$

Tel que :

$$[v_s]_{abc1} = \begin{bmatrix} v_{a1} \\ v_{b1} \\ v_{c1} \end{bmatrix}, [v_s]_{abc2} = \begin{bmatrix} v_{a2} \\ v_{b2} \\ v_{c2} \end{bmatrix} \quad [i_s]_{abc1} = \begin{bmatrix} i_{a1} \\ i_{b1} \\ i_{c1} \end{bmatrix}, [i_s]_{abc2} = \begin{bmatrix} i_{a2} \\ i_{b2} \\ i_{c2} \end{bmatrix}$$

$$[\varnothing_s]_{abc1} = \begin{bmatrix} \varnothing_{a1} \\ \varnothing_{b1} \\ \varnothing_{c1} \end{bmatrix}, [\varnothing_s]_{abc2} = \begin{bmatrix} \varnothing_{a2} \\ \varnothing_{b2} \\ \varnothing_{c2} \end{bmatrix}$$

$[v_s]_{abc1}$, $[v_s]_{abc2}$: Vecteurs des tensions des enroulements statoriques 1 et 2 respectivement.

$[i_s]_{abc1}$, $[i_s]_{abc2}$: Vecteurs des courants des enroulements statoriques 1 et 2 respectivement.

$[\varnothing_s]_{abc1}$, $[\varnothing_s]_{abc2}$: Vecteurs des flux des enroulements statoriques 1 et 2 respectivement.

R_s : Résistance des enroulements statoriques, elle est donnée par la matrice suivante :

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}$$

II.2.1.1 Modèle de la GSAPDE dans le repère abc

II.2.1.1.1 Equations électriques

$$\text{Enroulement statorique 1:} \begin{cases} v_{a_1} = R_s i_{a_1} + \frac{d\phi_{a_1}}{dt} \\ v_{b_1} = R_s i_{b_1} + \frac{d\phi_{b_1}}{dt} \\ v_{c_1} = R_s i_{c_1} + \frac{d\phi_{c_1}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

$$\text{Enroulement statorique 2:} \begin{cases} v_{a_2} = R_s i_{a_2} + \frac{d\phi_{a_2}}{dt} \\ v_{b_2} = R_s i_{b_2} + \frac{d\phi_{b_2}}{dt} \\ v_{c_2} = R_s i_{c_2} + \frac{d\phi_{c_2}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

II.2.1.1.2 Equations magnétiques

Ce sont les équations des flux des deux enroulements statoriques qui sont données par :
Enroulement statorique 1 :

$$\begin{cases} \phi_{a_1} = L_a i_{a_1} + M_{12} i_{b_1} + M_{13} i_{c_1} + M_{21} i_{a_2} + M_{22} i_{b_2} + M_{23} i_{c_2} + \phi_r \\ \phi_{b_1} = M_{13} i_{a_1} + L_b i_{b_1} + M_{12} i_{c_1} + M_{23} i_{a_2} + M_{21} i_{b_2} + M_{22} i_{c_2} + \phi_r \\ \phi_{c_1} = M_{12} i_{a_1} + M_{13} i_{b_1} + L_c i_{c_1} + M_{22} i_{a_2} + M_{23} i_{b_2} + M_{21} i_{c_2} + \phi_r \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

Enroulement statorique 2 :

$$\begin{cases} \phi_{a_2} = L_a i_{a_2} + M_{12} i_{b_2} + M_{13} i_{c_2} + M_{21} i_{a_1} + M_{22} i_{b_1} + M_{23} i_{c_1} + \phi_r \\ \phi_{b_2} = M_{13} i_{a_2} + L_b i_{b_2} + M_{12} i_{c_2} + M_{23} i_{a_1} + M_{21} i_{b_1} + M_{22} i_{c_1} + \phi_r \\ \phi_{c_2} = M_{12} i_{a_2} + M_{13} i_{b_2} + L_c i_{c_2} + M_{22} i_{a_1} + M_{23} i_{b_1} + M_{21} i_{c_1} + \phi_r \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

Tel que :

L_a, L_b, L_c : Inductances propres de chaque phase statorique supposées les mêmes pour les deux enroulements, tel que :

$$L_a = L_b = L_c = L_s$$

$[L_{ss}]$: Matrice des inductances statoriques, tel que :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & M_{12} & M_{13} \\ M_{13} & L_s & M_{12} \\ M_{12} & M_{13} & L_s \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

Où :

$$M_{12} = M_{13} = m_s \cos \frac{2\pi}{3} = m_s \cos \frac{4\pi}{3} = \frac{-m_s}{2} \quad (\text{II.7})$$

Alors, en remplaçant l'équation (II. 7) dans l'équation (II. 6) on aura :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & \frac{-m_s}{2} & \frac{-m_s}{2} \\ \frac{-m_s}{2} & L_s & \frac{-m_s}{2} \\ \frac{-m_s}{2} & \frac{-m_s}{2} & L_s \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

$[M_{ss}]$: Matrice des inductances mutuelles statoriques, tel que :

$$[M_{ss}] = \begin{bmatrix} M_{21} & M_{22} & M_{23} \\ M_{23} & M_{21} & M_{22} \\ M_{22} & M_{23} & M_{21} \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

Où :

$$\begin{cases} M_{21} = \frac{\sqrt{3}}{2} m_s \\ M_{22} = -\frac{\sqrt{3}}{2} m_s \\ M_{23} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

m_s : Inductance mutuelle entre les phases des deux enroulements.

$\frac{\pi}{6}$: Angle de déphasage entre les deux enroulements statoriques.

Alors, en remplaçant l'équation (II. 10) dans l'équation (II. 9), on aura :

$$[M_{ss}] = \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{3}}{2} m_s & -\frac{\sqrt{3}}{2} m_s & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} m_s & -\frac{\sqrt{3}}{2} m_s \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} m_s & 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} m_s \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

L'équation du flux total de la machine synchrone à aimants permanents double étoile est donnée par :

$$\begin{bmatrix} \emptyset_{s_1} \\ \emptyset_{s_2} \end{bmatrix} = [L] \begin{bmatrix} i_{s_1} \\ i_{s_2} \end{bmatrix} + \emptyset_r \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

\emptyset_r : Flux rotorique qui est constant.

La matrice des inductances $[L]$ de la machine est la suivante :

$$[L] = \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [M_{ss}] \\ [M_{ss}] & [L_{ss}] \end{bmatrix} \quad (\text{II.13})$$

L'équation (II. 12) devient alors :

$$\begin{bmatrix} \emptyset_{a_1} \\ \emptyset_{b_1} \\ \emptyset_{c_1} \\ \emptyset_{a_2} \\ \emptyset_{b_2} \\ \emptyset_{c_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_{12} & M_{13} & M_{21} & M_{22} & M_{23} \\ M_{13} & L_s & M_{12} & M_{23} & M_{21} & M_{22} \\ M_{12} & M_{13} & L_s & M_{22} & M_{23} & M_{21} \\ M_{21} & M_{22} & M_{23} & L_s & M_{12} & M_{13} \\ M_{23} & M_{21} & M_{22} & M_{13} & L_s & M_{12} \\ M_{22} & M_{23} & M_{21} & M_{12} & M_{13} & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{a_1} \\ i_{b_1} \\ i_{c_1} \\ i_{a_2} \\ i_{b_2} \\ i_{c_2} \end{bmatrix} + \emptyset_r \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.14})$$

Enfin, l'équation (II. 3) devient :

$$\begin{cases} [v_s]_{abc1} = [R_s][i_s]_{abc1} + \frac{d}{dt} ([L_{ss}] \quad [M_{ss}]) \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \end{bmatrix} + \emptyset_r \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \\ [v_s]_{abc2} = [R_s][i_s]_{abc2} + \frac{d}{dt} ([M_{ss}] \quad [L_{ss}]) \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \end{bmatrix} + \emptyset_r \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

II.2.1.1.3 Equation électromagnétique

L'expression du couple électromagnétique est donnée par :

$$C_{em} = \frac{1}{\omega_m} ((e_{a_1} i_{a_1} + e_{b_1} i_{b_1} + e_{c_1} i_{c_1}) + (e_{a_2} i_{a_2} + e_{b_2} i_{b_2} + e_{c_2} i_{c_2})) \quad (\text{II.16})$$

Sachant que :

$$C_{em} = \frac{p_{em}}{\omega_m}$$

p_{em} : Puissance électromagnétique des deux enroulements statoriques, donnée par :

$$p_{em} = ((e_{a_1} i_{a_1} + e_{b_1} i_{b_1} + e_{c_1} i_{c_1}) + (e_{a_2} i_{a_2} + e_{b_2} i_{b_2} + e_{c_2} i_{c_2})) \quad (\text{II.17})$$

II.2.1.1.4 Equation mécanique

Les caractéristiques de la machine synchrone double étoile font introduire de la variation non seulement des grandeurs électrique (tension, courant) mais aussi des grandeurs mécaniques (couple, vitesse).

Donc l'expression de l'équation mécanique est donnée par :

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = C_{em} - C_r - f \omega_m \quad (\text{II.18})$$

Sachant que :

$$\omega_m = \frac{\omega_e}{p} \text{ et } \omega_e = \frac{d\theta}{dt}$$

ω_e : Vitesse angulaire.

θ : Position du rotor.

p : Nombre de paires pole de la machine.

J : Moment d'inertie.

ω_m : Vitesse mécanique de la machine.

C_{em} : Couple électromagnétique.

C_r : Couple résistance (couple de charge).

f : Coefficient de frottement.

II.2.1.2 Modèle de la MSAPDE dans le repère de Concordia

La machine double étoile peut être représentée dans le plan de Concordia par deux repères $(\alpha_1\beta_1)$ et $(\alpha_2\beta_2)$ liés respectivement à la phase 'a₁' et la phase 'a₂' (figure II.2).

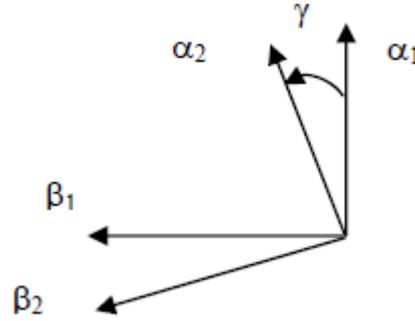


Figure II.2 : Représentation de la GSAPDE dans le repère $\alpha\beta$ [Mer05].

En appliquant l'outil de modélisation, concernant les transformations multi-étoiles multi-diphasés, vu dans le chapitre I (équation (I.8)) ; le système d'équation (II.1) peut se réécrire dans le nouveau plan $(\alpha\beta)$ comme suit :

$$\begin{cases} [v_s]_{\alpha\beta_1} = [R_s][i_s]_{\alpha\beta_1} + \frac{d[\emptyset_s]_{\alpha\beta_1}}{dt} \\ [v_s]_{\alpha\beta_2} = [R_s][i_s]_{\alpha\beta_2} + \frac{d[\emptyset_s]_{\alpha\beta_2}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

$[\emptyset_s]_{\alpha\beta_1}$, $[v_s]_{\alpha\beta_1}$ et $[i_s]_{\alpha\beta_1}$ Vecteurs flux, tensions et courants respectivement de l'enroulement statorique 1 dans le repère $\alpha\beta$.

$[\emptyset_s]_{\alpha\beta_2}$, $[v_s]_{\alpha\beta_2}$ et $[i_s]_{\alpha\beta_2}$ Vecteurs flux, tensions et courants respectivement de l'enroulement statorique 2 dans le repère $\alpha\beta$.

II.2.1.2.1 Equations électriques

$$\text{Enroulement statorique 1 : } \begin{cases} v_{\alpha_1} = R_s i_{\alpha_1} + \frac{d\emptyset_{\alpha_1}}{dt} \\ v_{\beta_1} = R_s i_{\beta_1} + \frac{d\emptyset_{\beta_1}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.20})$$

$$\text{Enroulement statorique 2 : } \begin{cases} v_{\alpha_2} = R_s i_{\alpha_2} + \frac{d\emptyset_{\alpha_2}}{dt} \\ v_{\beta_2} = R_s i_{\beta_2} + \frac{d\emptyset_{\beta_2}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.21})$$

II.2.1.3 Modèle biphasé de la GSAPDE dans le repère tournant du rotor

II.2.1.3.1 Transformation de Park

Le principe de la transformation de Park consiste à remplacer les grandeurs (courant, tension et flux) d'indices réels a, b, c par des grandeurs d, q, 0 (direct, en quadrature et homopolaire) à l'aide de la matrice de passage directe $[P]$ du repère fixe $\alpha\beta$ au repère tournant dq donnée par l'équation I.15.

On transforme le système triphasé en un système biphasé tournant par la matrice de Park définie comme suit :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.22})$$

$[P(\theta)]$: Matrice de transformation des enroulements statoriques tenant compte de la conservation de puissance.

II.2.1.3.2 Modèle de la GSAPDE selon le système d'axes (dq0)

On multiplie le système d'équations II.1 par $[P(\theta)]$ pour passer du repère abc au repère dq0 :

$$[P(\theta)][v_s]_{abc} = R_s [P(\theta)][i_s]_{abc} + [P(\theta)] \frac{d[\varnothing_s]_{abc}}{dt}$$

On obtient :

$$[v_s]_{dq0} = R_s [i_s]_{dq0} + [P(\theta)] \frac{d([P(\theta)]^{-1}[\varnothing_s]_{dq0})}{dt}$$

$$\text{Avec : } [P(\theta)] \frac{d[P(\theta)]^{-1}}{dt} = [P(\theta)] \frac{d\theta}{dt} \frac{d[P(\theta)]^{-1}}{d\theta} = \omega_e [P(\theta)] \frac{d[P(\theta)]^{-1}}{d\theta} = \omega_e \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Alors :

$$[v_s]_{dq0} = R_s [i_s]_{dq0} + \frac{d[\varnothing_s]_{dq0}}{dt} + \omega_e \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} [\varnothing_s]_{dq0} \quad (\text{II.23})$$

A partir de l'équation II.23 et en négligeant les composantes homopolaires ; on peut avoir le modèle de la GSAPDE sous forme d'un système d'équation :

II.2.1.3.3 Equations électriques

$$\text{Enroulement statorique1 : } \begin{cases} v_{d_1} = R_s i_{d_1} + \frac{d\varnothing_{d_1}}{dt} - \omega_e \varnothing_{q_1} \\ v_{q_1} = R_s i_{q_1} + \frac{d\varnothing_{q_1}}{dt} + \omega_e \varnothing_{d_1} \end{cases} \quad (\text{II.24})$$

$$\text{Enroulement statorique 2 : } \begin{cases} v_{d_2} = R_s i_{d_2} + \frac{d\phi_{d_2}}{dt} - \omega_e \phi_{q_2} \\ v_{q_2} = R_s i_{q_2} + \frac{d\phi_{q_2}}{dt} + \omega_e \phi_{d_2} \end{cases} \quad (\text{II.25})$$

II.2.1.3.4 Equations magnétique

$$\text{Enroulement statorique1 : } \begin{cases} \phi_{d_1} = L_{d_1} i_{d_1} + \phi_r \\ \phi_{q_1} = L_{q_1} i_{q_1} \end{cases} \quad (\text{II.26})$$

$$\text{Enroulement statorique 2 : } \begin{cases} \phi_{d_2} = L_{d_2} i_{d_2} + \phi_r \\ \phi_{q_2} = L_{q_2} i_{q_2} \end{cases} \quad (\text{II.27})$$

En remplaçant les équations (II.26) et (II.27) dans les équations (II.24) et (II.25) respectivement, on aura :

$$\text{Enroulement statorique1 : } \begin{cases} v_{d_1} = R_s i_{d_1} + L_{d_1} \frac{di_{d_1}}{dt} + (\phi_r - L_{q_1} i_{q_1}) \omega_e \\ v_{q_1} = R_s i_{q_1} + L_{q_1} \frac{di_{q_1}}{dt} + (L_{d_1} i_{d_1} + \phi_r) \omega_e \end{cases} \quad (\text{II.28})$$

$$\text{Enroulement statorique2 : } \begin{cases} v_{d_2} = R_s i_{d_2} + L_{d_2} \frac{di_{d_2}}{dt} + (\phi_r - L_{q_2} i_{q_2}) \omega_e \\ v_{q_2} = R_s i_{q_2} + L_{q_2} \frac{di_{q_2}}{dt} + (L_{d_2} i_{d_2} + \phi_r) \omega_e \end{cases} \quad (\text{II.29})$$

Où :

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}$$

II.2.1.3.5 Relation entre les inductances

A partir de l'équation (II.14), on peut écrire l'expression du flux statorique comme suit :

$$\begin{aligned} [\phi_s]_{abc1} &= [[L_{ss}] \quad [M_{ss}]] [i_s]_{abc} + \phi_r \\ [\phi_s]_{abc2} &= [[M_{ss}] \quad [L_{ss}]] [i_s]_{abc} + \phi_r \end{aligned} \quad (\text{II.30})$$

On peut réécrire l'équation II.30 sous la forme suivante :

$$[P(\theta)]^{-1} [\phi_s]_{dq01} = [L_{ss}] [P(\theta)]^{-1} [i_s]_{dq01} + [M_{ss}] \left[P \left(\theta - \frac{\pi}{6} \right) \right]^{-1} [i_s]_{dq02} + [P(\theta)]^{-1} \phi_r \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.31})$$

En multipliant l'équation II.31 par $[P(\theta)]$, on obtient :

$$\begin{aligned}
 [\emptyset_s]_{dq01} &= [P(\theta)] \begin{bmatrix} l_s + \frac{m_s}{2} & \frac{-m_s}{2} & \frac{-m_s}{2} \\ \frac{-m_s}{2} & l_s + \frac{m_s}{2} & \frac{-m_s}{2} \\ \frac{-m_s}{2} & \frac{-m_s}{2} & l_s + \frac{m_s}{2} \end{bmatrix} [P(\theta)]^{-1} [i_s]_{dq01} + \\
 [P(\theta)] \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{3}}{2} m_s & -\frac{\sqrt{3}}{2} m_s & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} m_s & -\frac{\sqrt{3}}{2} m_s \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} m_s & 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} m_s \end{bmatrix} [P(\theta - \frac{\pi}{6})]^{-1} [i_s]_{dq02} + \emptyset_r \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{II.32}$$

Où :

$$[P(\theta)][L_{ss}][P(\theta)]^{-1} = \begin{bmatrix} l_s + \frac{m_s}{2} & 0 & 0 \\ 0 & l_s + \frac{m_s}{2} & 0 \\ 0 & 0 & l_s - m_s \end{bmatrix}; [P(\theta)][M_{ss}][P(\theta - \frac{\pi}{6})]^{-1} = \frac{3}{2} m_s \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

On pose :

$$L_s = l_s + \frac{m_s}{2} = l_{fs} + \frac{3}{2} m_s : \text{Inductance cyclique statorique.}$$

$$\text{Tel que : } l_s = l_{fs} + m_s$$

$$M_s = \frac{3}{2} m_s : \text{Inductance mutuelle cyclique.}$$

$$l_{0s} = l_s - m_s : \text{Inductance homopolaire statorique.}$$

Les expressions des différentes inductances deviennent :

$$\begin{cases} L_s = l_{fs} + M_s \\ l_{0s} = l_{fs} \\ M_s = \frac{3}{2} m_s \end{cases} \tag{II.33}$$

L'équation (II.32) deviendra :

$$[\emptyset_s]_{dq01} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & l_{fs} \end{bmatrix} [i_s]_{dq01} + M_s \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} [i_s]_{dq02} + \emptyset_r \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \tag{II.34}$$

II.2.1.3.6 Equations électromagnétiques

Le couple électromagnétique de la MSAPDE après calcul s'écrit :

$$C_{em} = C_{em1} + C_{em2} = C_{em} = \frac{3}{2} p \emptyset_r (i_{q1} + i_{q2}) \tag{II.35}$$

II.2.2 Modèle hexa-phasé

II.2.2.1 Modèle de la GSAP hexa-phasée dans le repère abc

En considérant la machine double étoile comme une machine à six phases de constitution asymétrique (figure II.1).

II.2.2.1.1 Equation électrique

Le modèle (II.1) peut se réécrire comme suit :

$$[v_s]_{abc} = [R_s][i_s]_{abc} + \frac{d[\emptyset_s]_{abc}}{dt} \quad (\text{II.36})$$

Où :

$$[v_s]_{abc} = \begin{bmatrix} [v_s]_{abc1} \\ [v_s]_{abc2} \end{bmatrix}, [i_s]_{abc} = \begin{bmatrix} [i_s]_{abc1} \\ [i_s]_{abc2} \end{bmatrix}, [\emptyset_s]_{abc} = \begin{bmatrix} [\emptyset_s]_{abc1} \\ [\emptyset_s]_{abc2} \end{bmatrix}$$

II.2.2.1.2 Equations magnétiques

L'équation du flux total de la machine synchrone à aimant permanent hexaphasée est donnée par :

$$[\emptyset_s]_{abc} = [L][\emptyset_s]_{abc} + [\emptyset_r] \quad (\text{II.37})$$

Tel que :

$$\begin{cases} \emptyset_{a_1} = L_s i_{a_1} + M_{21} i_{a_2} + M_{12} i_{b_1} + M_{22} i_{b_2} + M_{13} i_{c_1} + M_{23} i_{c_2} + \emptyset_r \\ \emptyset_{b_1} = M_{21} i_{b_2} + L_s i_{b_1} + M_{23} i_{a_2} + M_{13} i_{a_1} + M_{22} i_{c_2} + M_{12} i_{c_1} + \emptyset_r \\ \emptyset_{c_1} = M_{13} i_{b_1} + M_{23} i_{b_2} + L_s i_{c_1} + M_{21} i_{c_2} + M_{12} i_{a_1} + M_{22} i_{a_2} + \emptyset_r \\ \emptyset_{a_2} = M_{22} i_{c_1} + M_{12} i_{c_2} + M_{21} i_{a_1} + L_s i_{a_2} + M_{23} i_{b_1} + M_{13} i_{b_2} + \emptyset_r \\ \emptyset_{b_2} = M_{12} i_{a_2} + M_{22} i_{a_1} + M_{13} i_{c_2} + M_{23} i_{c_1} + L_s i_{b_2} + M_{21} i_{b_1} + \emptyset_r \\ \emptyset_{c_2} = M_{23} i_{a_1} + M_{13} i_{a_2} + M_{22} i_{b_1} + M_{12} i_{b_2} + M_{21} i_{c_1} + L_s i_{c_2} + \emptyset_r \end{cases} \quad (\text{II.38})$$

La matrice des inductances $[L]$ de la machine est donnée par :

$$[L] = \begin{bmatrix} L_s & M_{21} & M_{12} & M_{22} & M_{13} & M_{23} \\ M_{21} & L_s & M_{23} & M_{13} & M_{22} & M_{12} \\ M_{13} & M_{23} & L_s & M_{21} & M_{12} & M_{22} \\ M_{22} & M_{12} & M_{21} & L_s & M_{23} & M_{13} \\ M_{12} & M_{22} & M_{13} & M_{23} & L_s & M_{21} \\ M_{23} & M_{13} & M_{22} & M_{12} & M_{21} & L_s \end{bmatrix} \quad (\text{II.39})$$

L'équation (II.37) devient :

$$\begin{bmatrix} \emptyset_{a_1} \\ \emptyset_{b_1} \\ \emptyset_{c_1} \\ \emptyset_{a_2} \\ \emptyset_{b_2} \\ \emptyset_{c_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_{21} & M_{12} & M_{22} & M_{13} & M_{23} \\ M_{21} & L_s & M_{23} & M_{13} & M_{22} & M_{12} \\ M_{13} & M_{23} & L_s & M_{21} & M_{12} & M_{22} \\ M_{22} & M_{12} & M_{21} & L_s & M_{23} & M_{13} \\ M_{12} & M_{22} & M_{13} & M_{23} & L_s & M_{21} \\ M_{23} & M_{13} & M_{22} & M_{12} & M_{21} & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{a_1} \\ i_{b_1} \\ i_{c_1} \\ i_{a_2} \\ i_{b_2} \\ i_{c_2} \end{bmatrix} + \emptyset_r \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.40})$$

Tel que :

$$\left\{ \begin{array}{l} M_{12} = m_s \cos \frac{2\pi}{3} = -\frac{m_s}{2} \\ M_{13} = m_s \cos \frac{4\pi}{3} = -\frac{m_s}{2} \\ M_{21} = m_s \cos \frac{\pi}{6} = \frac{\sqrt{3}}{2} m_s \\ M_{22} = m_s \cos \left(\frac{2\pi}{3} + \frac{\pi}{6} \right) = -\frac{\sqrt{3}}{2} m_s \\ M_{23} = m_s \cos \left(\frac{4\pi}{3} + \frac{\pi}{6} \right) = 0 \end{array} \right.$$

L'équation (II.39) peut se réécrire alors sous la forme suivante :

$$[L] = \begin{bmatrix} m_s + l_s & \frac{\sqrt{3}}{2} m_s & -\frac{m_s}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} m_s & -\frac{m_s}{2} & 0 \\ \frac{\sqrt{3}}{2} m_s & m_s + l_s & 0 & -\frac{m_s}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} m_s & -\frac{m_s}{2} \\ -\frac{m_s}{2} & 0 & m_s + l_s & \frac{\sqrt{3}}{2} m_s & -\frac{m_s}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} m_s \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} m_s & -\frac{m_s}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} m_s & m_s + l_s & 0 & -\frac{m_s}{2} \\ -\frac{m_s}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} m_s & -\frac{m_s}{2} & 0 & m_s + l_s & \frac{\sqrt{3}}{2} m_s \\ 0 & -\frac{m_s}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} m_s & -\frac{m_s}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} m_s & l_m + l_s \end{bmatrix} \quad (\text{II.41})$$

Enfin, l'équation (II. 36) devient :

$$\{[v_s]_{abc} = [R_s][i_s]_{abc} + \frac{d}{dt}([L][i_s] + [\emptyset_r]) \quad (\text{II.42})$$

II.2.2.1.3 Equations électromagnétiques

L'expression du couple électromagnétique est donnée par :

$$C_{em} = \frac{1}{\omega_m} (e_{a1}i_{a1} + e_{b1}i_{b1} + e_{c1}i_{c1} + e_{a2}i_{a2} + e_{b2}i_{b2} + e_{c2}i_{c2}) \quad (\text{II.43})$$

Sachant que :

$$C_{em} = \frac{p_{em}}{\omega_m}$$

$$p_{em} = (e_{a1}i_{a1} + e_{b1}i_{b1} + e_{c1}i_{c1} + e_{a2}i_{a2} + e_{b2}i_{b2} + e_{c2}i_{c2}) \quad (\text{II.44})$$

II.2.2.2 Modèle biphasé de la GSAP hexa phase dans le repère tournant du rotor

II.2.2.2.1 Transformation de Park

On transforme le système hexa phasé en un système biphasé tournant par la matrice de Park définie comme suit [Wei87] :

$$[P(\theta)] = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{\pi}{6}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{5\pi}{6}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{\pi}{2}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{\pi}{6}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{5\pi}{6}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{\pi}{2}) \\ \cos \theta & -\cos(\theta - \frac{\pi}{6}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\cos(\theta - \frac{5\pi}{6}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\cos(\theta + \frac{\pi}{2}) \\ -\sin \theta & \sin(\theta - \frac{\pi}{6}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{5\pi}{6}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{\pi}{2}) \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.45})$$

II.2.2.2.2 Modèle de la GSAP hexa phasée selon le système d'axes (dq0)

On multiplie le système d'équations II.1 par $[P(\theta)]$ pour passer du repère abc au repère dq0 :

$$[P(\theta)][v_s]_{abc} = R_s[P(\theta)][i_s]_{abc} + [P(\theta)] \frac{d[\emptyset_s]_{abc}}{dt}$$

On obtient :

$$[v_s]_{dq0} = R_s[i_s]_{dq0} + [P(\theta)] \frac{d([P(\theta)]^{-1}[\emptyset_s]_{dq0})}{dt}$$

Avec :

$$[P(\theta)] \frac{d[P(\theta)]^{-1}}{dt} = [P(\theta)] \frac{d\theta}{dt} \frac{d[P(\theta)]^{-1}}{d\theta} = \omega_e [P(\theta)] \frac{d[P(\theta)]^{-1}}{d\theta} = \omega \begin{bmatrix} 0 & -1 & [0] \\ 1 & 0 & [0] \\ [0] & [0] & [I]^{(4 \times 4)} \end{bmatrix}$$

Alors :

$$[v_s]_{dq0} = R_s[i_s]_{dq0} + \frac{d[\emptyset_s]_{dq0}}{dt} + \omega_e \begin{bmatrix} 0 & -1 & [0] \\ 1 & 0 & [0] \\ [0] & [0] & [I]^{(4 \times 4)} \end{bmatrix} [\emptyset_s]_{dq0} \quad (\text{II.46})$$

A partir de l'équation II.46 et en négligeant les composantes homopolaires ; on peut avoir le modèle de la GSAP hexa-phasée sous forme d'un système d'équation :

II.2.2.2.3 Equations électriques

$$\begin{cases} v_d = R_s i_d + \frac{d\emptyset_d}{dt} - \omega_e \emptyset_q \\ v_q = R_s i_q + \frac{d\emptyset_q}{dt} + \omega_e \emptyset_d \end{cases} \quad (\text{II.47})$$

II.2.2.2.4 Equations magnétiques

$$\begin{cases} \emptyset_d = L_d i_d + \emptyset_r \\ \emptyset_q = L_q i_q \end{cases} \quad (\text{II.48})$$

En remplaçant l'équation (II.48) dans l'équation (II.47), on aura :

$$\begin{cases} v_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} + \emptyset_r - L_q i_q \omega_e \\ v_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + (L_d i_d + \emptyset_r) \omega_e \end{cases} \quad (\text{II.49})$$

II.2.2.2.5 Relation entre les inductances

A partir des équations (II.37) et (II.41), on peut écrire l'expression du flux statorique comme suit :

$$\begin{aligned} & [\emptyset_s]_{abc} = \\ & \begin{bmatrix} m_s + l_s & \frac{\sqrt{3}}{2} m_s & -\frac{m_s}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} m_s & -\frac{m_s}{2} & 0 \\ \frac{\sqrt{3}}{2} m_s & m_s + l_s & 0 & -\frac{m_s}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} m_s & -\frac{m_s}{2} \\ -\frac{m_s}{2} & 0 & m_s + l_s & \frac{\sqrt{3}}{2} m_s & -\frac{m_s}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} m_s \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} m_s & -\frac{m_s}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} m_s & m_s + l_s & 0 & -\frac{m_s}{2} \\ -\frac{m_s}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} m_s & -\frac{m_s}{2} & 0 & m_s + l_s & \frac{\sqrt{3}}{2} m_s \\ 0 & -\frac{m_s}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} m_s & -\frac{m_s}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} m_s & l_m + l_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{a1} \\ i_{b1} \\ i_{c1} \\ i_{a2} \\ i_{b2} \\ i_{c2} \end{bmatrix} + \\ & \emptyset_r \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{II.50})$$

On peut réécrire l'équation (II.50) sous la forme suivante :

$$\begin{aligned} & [P(\theta)]^{-1} [\emptyset_s]_{dq0} = \\ & \begin{bmatrix} m_s + l_s & \frac{\sqrt{3}}{2} m_s & -\frac{m_s}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} m_s & -\frac{m_s}{2} & 0 \\ \frac{\sqrt{3}}{2} m_s & m_s + l_s & 0 & -\frac{m_s}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} m_s & -\frac{m_s}{2} \\ -\frac{m_s}{2} & 0 & m_s + l_s & \frac{\sqrt{3}}{2} m_s & -\frac{m_s}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} m_s \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} m_s & -\frac{m_s}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} m_s & m_s + l_s & 0 & -\frac{m_s}{2} \\ -\frac{m_s}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} m_s & -\frac{m_s}{2} & 0 & m_s + l_s & \frac{\sqrt{3}}{2} m_s \\ 0 & -\frac{m_s}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} m_s & -\frac{m_s}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} m_s & l_m + l_s \end{bmatrix} [P(\theta)]^{-1} [i_s]_{dq0} + \\ & [P(\theta)]^{-1} \emptyset_r \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{II.51})$$

En multipliant l'équation II.51 par $[P(\theta)]$, on obtient :

$$\begin{aligned}
 & [\varnothing_s]_{dq0} = \\
 [P(\theta)] & \begin{bmatrix} m_s + l_s & \frac{\sqrt{3}}{2} m_s & -\frac{m_s}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} m_s & -\frac{m_s}{2} & 0 \\ \frac{\sqrt{3}}{2} m_s & m_s + l_s & 0 & -\frac{m_s}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} m_s & -\frac{m_s}{2} \\ -\frac{m_s}{2} & 0 & m_s + l_s & \frac{\sqrt{3}}{2} m_s & -\frac{m_s}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} m_s \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} m_s & -\frac{m_s}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} m_s & m_s + l_s & 0 & -\frac{m_s}{2} \\ -\frac{m_s}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} m_s & -\frac{m_s}{2} & 0 & m_s + l_s & \frac{\sqrt{3}}{2} m_s \\ 0 & -\frac{m_s}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} m_s & -\frac{m_s}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} m_s & l_m + l_s \end{bmatrix} [P(\theta)]^{-1} [i_s]_{dq0} + \\
 & \varnothing_r \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{II.52}$$

Où :

$$[P(\theta)] \begin{bmatrix} m_s + l_s & \frac{\sqrt{3}}{2} m_s & -\frac{m_s}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} m_s & -\frac{m_s}{2} & 0 \\ \frac{\sqrt{3}}{2} m_s & m_s + l_s & 0 & -\frac{m_s}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} m_s & -\frac{m_s}{2} \\ -\frac{m_s}{2} & 0 & m_s + l_s & \frac{\sqrt{3}}{2} m_s & -\frac{m_s}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} m_s \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} m_s & -\frac{m_s}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} m_s & m_s + l_s & 0 & -\frac{m_s}{2} \\ -\frac{m_s}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} m_s & -\frac{m_s}{2} & 0 & m_s + l_s & \frac{\sqrt{3}}{2} m_s \\ 0 & -\frac{m_s}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} m_s & -\frac{m_s}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} m_s & l_m + l_s \end{bmatrix} [P(\theta)]^{-1} = \begin{bmatrix} 3m_s + l_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 3m_s + l_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & l_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & l_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & l_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & l_s \end{bmatrix}$$

On pose :

$L_s = l_s + m_s = l_{fs} + 3m_s$: Inductance cyclique statorique.

$M_s = 3m_s$: Inductance mutuelle cyclique.

L'équation (II.52) deviendra :

$$[\varnothing_s]_{dq0} = \begin{bmatrix} 3m_s + l_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 3m_s + l_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & l_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & l_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & l_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & l_s \end{bmatrix} [i_s]_{dq0} + \varnothing_r \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \tag{II.53}$$

II.2.2.2.6 Equations électromagnétiques

Le couple électromagnétique de la GSAP hexa phasée s'écrit :

$$C_{em} = 3p\varnothing_r i_q \tag{II.54}$$

II.2.3 Modèle de trois sous-machines

II.2.3.1 Modèle des trois sous-machines dans le repère abc

Dans le cas où les deux étoiles sont décalées de 30° , les phases de la machine se retrouvent orthogonales deux à deux. Donc la machine peut être considérée comme trois machines diphasées décalées de 120° . Les trois sous-machines sont associées respectivement aux phases $(a_2 b_1)$, $(b_2 c_1)$ et $(c_2 a_1)$ (figure II.3).

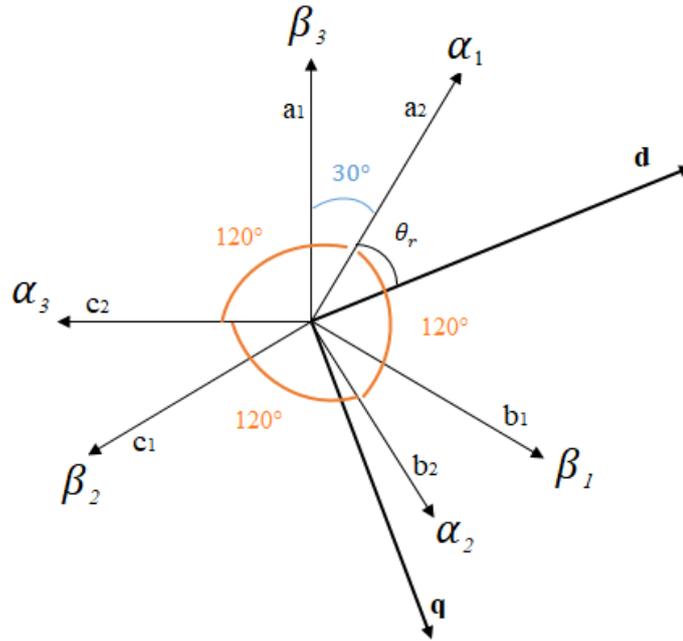


Figure II.3 : Les différents axes de passage de deux sous-machines vers trois sous-machines.

La première sous-machine $(a_2 b_1)$:

$$\begin{cases} v_{a2} = R_s i_{a2} + \frac{d\phi_{a2}}{dt} \\ v_{b1} = R_s i_{b1} + \frac{d\phi_{b1}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.55})$$

La deuxième sous-machine $(b_2 c_1)$:

$$\begin{cases} v_{b2} = R_s i_{b2} + \frac{d\phi_{b2}}{dt} \\ v_{c1} = R_s i_{c1} + \frac{d\phi_{c1}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.56})$$

La troisième sous-machine $(c_2 a_1)$:

$$\begin{cases} v_{c2} = R_s i_{c2} + \frac{d\phi_{c2}}{dt} \\ v_{a1} = R_s i_{a1} + \frac{d\phi_{a1}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.57})$$

II.2.3.2 Modèle des trois sous-machines dans le repère $\alpha\beta$

La première sous-machine ($a_2 b_1 \rightarrow \alpha_1 \beta_1$) :

$$\begin{cases} v_{\alpha_1} = R_s i_{\alpha_1} + \frac{d\phi_{\alpha_1}}{dt} \\ v_{\beta_1} = R_s i_{\beta_1} + \frac{d\phi_{\beta_1}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.58})$$

Où : $[v]_{\alpha_1\beta_1} = R_s [i]_{\alpha_1\beta_1} + \frac{d[\phi]_{\alpha_1\beta_1}}{dt}$

La deuxième sous-machine ($b_2 c_1 \rightarrow \alpha_2 \beta_2$) :

$$\begin{cases} v_{\alpha_2} = R_s i_{\alpha_2} + \frac{d\phi_{\alpha_2}}{dt} \\ v_{\beta_2} = R_s i_{\beta_2} + \frac{d\phi_{\beta_2}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.59})$$

Où : $[v]_{\alpha_2\beta_2} = R_s [i]_{\alpha_2\beta_2} + \frac{d[\phi]_{\alpha_2\beta_2}}{dt}$

La troisième sous-machine ($c_2 a_1 \rightarrow \alpha_3 \beta_3$) :

$$\begin{cases} v_{\alpha_3} = R_s i_{\alpha_3} + \frac{d\phi_{\alpha_3}}{dt} \\ v_{\beta_3} = R_s i_{\beta_3} + \frac{d\phi_{\beta_3}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.60})$$

Où : $[v]_{\alpha_3\beta_3} = R_s [i]_{\alpha_3\beta_3} + \frac{d[\phi]_{\alpha_3\beta_3}}{dt}$

Remarque : angle entre deux repères = 120° , c'est-à-dire angle ($\alpha_1\beta_1$ et $\alpha_2\beta_2$) = angle ($\alpha_2\beta_2$ et $\alpha_3\beta_3$) = angle ($\alpha_3\beta_3$ et $\alpha_1\beta_1$) = 120°

II.2.3.3 Modèle des trois sous-machines dans le repère dq relié au rotor

On transforme le système biphasé du repère $\alpha\beta$ vers le repère tournant par la matrice de Park définie comme suit :

$$[P(\theta)] = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{II.61})$$

II.2.3.3.1 Transformation de la première sous-machine ($\alpha_1\beta_1 \rightarrow d_1q_1$)

On peut réécrire l'équation II.55 sous la forme suivante :

$$[P(\theta)][v]_{\alpha_1\beta_1} = R_s [P(\theta)][i]_{\alpha_1\beta_1} + [P(\theta)] \frac{d[\phi]_{\alpha_1\beta_1}}{dt}$$

En multipliant par $[P(\theta)]^{-1}$, on obtient :

$$[v]_{d_1q_1} = R_s [i]_{d_1q_1} [P(\theta)] \frac{d([P(\theta)]^{-1}[\phi]_{d_1q_1})}{dt}$$

$$[v]_{d_1q_1} = R_s [i]_{d_1q_1} + \frac{d[\phi]_{d_1q_1}}{dt} + p\omega_m \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} [\phi]_{d_1q_1} \quad (\text{II.62})$$

Avec :

$$[P(\theta)] \frac{d[P(\theta)]^{-1}}{dt} = [P(\theta)] \frac{d\theta}{dt} \frac{d[P(\theta)]^{-1}}{d\theta} = \omega_e [P(\theta)] \frac{d[P(\theta)]^{-1}}{d\theta} = \omega_e \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} = p\omega_m \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

II.2.3.3.2 Transformation de la deuxième sous-machine ($\alpha_2\beta_2 \rightarrow d_2q_2$)

$$\begin{aligned} \left[P\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \right] [v]_{\alpha_2\beta_2} &= R_s \left[P\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \right] [i]_{\alpha_2\beta_2} + \left[P\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \right] \frac{d[\Phi]_{\alpha_2\beta_2}}{dt} \\ [v]_{d_2q_2} &= R_s [i]_{d_2q_2} \left[P\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \right] \frac{d \left[P\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \right]^{-1} [\Phi]_{d_2q_2}}{dt} \\ [v]_{d_2q_2} &= R_s [i]_{d_2q_2} + \frac{d[\Phi]_{d_2q_2}}{dt} + p\omega_m \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} [\Phi]_{d_2q_2} \end{aligned} \quad (\text{II.63})$$

$$\text{Avec : } \left[P\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \right] \frac{d \left[P\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \right]^{-1}}{dt} = \left[P\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \right] \frac{d\theta}{dt} \frac{d \left[P\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \right]^{-1}}{d\theta} = p\omega_m \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

II.2.3.3.3 Transformation de la troisième sous-machine ($\alpha_3\beta_3 \rightarrow d_3q_3$)

$$\begin{aligned} \left[P\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \right] [v]_{\alpha_3\beta_3} &= R_s \left[P\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \right] [i]_{\alpha_3\beta_3} + \left[P\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \right] \frac{d[\Phi]_{\alpha_3\beta_3}}{dt} \\ [v]_{d_3q_3} &= R_s [i]_{d_3q_3} \left[P\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \right] \frac{d \left[P\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \right]^{-1} [\Phi]_{d_3q_3}}{dt} \\ [v]_{d_3q_3} &= R_s [i]_{d_3q_3} + \frac{d[\Phi]_{d_3q_3}}{dt} + p\omega_m \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} [\Phi]_{d_3q_3} \end{aligned} \quad (\text{II.64})$$

$$\text{Avec : } \left[P\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \right] \frac{d \left[P\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \right]^{-1}}{dt} = \left[P\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \right] \frac{d\theta}{dt} \frac{d \left[P\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \right]^{-1}}{d\theta} = p\omega_m \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

II.2.3.3.4 Relation entre les inductances

Flux de la première sous-machine

$$[\Phi]_{\alpha_1\beta_1} = [\Phi]_{a_2b_1}$$

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \Phi_{a_2} \\ \Phi_{b_1} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} m_{a_2a_1} & l_s & m_{a_2b_1} & m_{a_2b_2} & m_{a_2c_1} & m_{a_2c_2} \\ m_{b_1a_1} & m_{b_1a_2} & l_s & m_{b_1b_2} & m_{b_1c_1} & m_{b_1c_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{a_1} \\ i_{a_2} \\ i_{b_1} \\ i_{b_2} \\ i_{c_1} \\ i_{c_2} \end{bmatrix} + [P(\theta)]^{-1} \begin{bmatrix} \Phi_r \\ 0 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{3}}{2} m_s & l_s & 0 & \frac{-m_s}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} m_s & \frac{-m_s}{2} \\ \frac{-m_s}{2} & 0 & l_s & \frac{\sqrt{3}}{2} m_s & \frac{-m_s}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} m_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{a_1} \\ i_{a_2} \\ i_{b_1} \\ i_{b_2} \\ i_{c_1} \\ i_{c_2} \end{bmatrix} + [P(\theta)]^{-1} \begin{bmatrix} \Phi_r \\ 0 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{a2} \\ \Phi_{b1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & 0 \\ 0 & l_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha 1} \\ i_{\beta 1} \end{bmatrix} + \frac{1}{2} m_s \begin{bmatrix} -1 & -\sqrt{3} \\ \sqrt{3} & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha 2} \\ i_{\beta 2} \end{bmatrix} + \frac{1}{2} \begin{bmatrix} -1 & \sqrt{3} \\ -\sqrt{3} & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha 3} \\ i_{\beta 3} \end{bmatrix} + [P(\theta)]^{-1}(\theta) \begin{bmatrix} \Phi_r \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.65})$$

Transformation de Park des flux de la première sous-machine

On multiplie l'équation (II.65) par $[P(\theta)]$, on aura :

$$\begin{aligned} & \begin{bmatrix} \Phi_{d1} \\ \Phi_{q1} \end{bmatrix} = [P(\theta)] \begin{bmatrix} \Phi_{\alpha 1} \\ \Phi_{\beta 1} \end{bmatrix} \\ = & [P(\theta)] \left(\begin{bmatrix} l_s & 0 \\ 0 & l_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha 1} \\ i_{\beta 1} \end{bmatrix} + \frac{1}{2} m_s \begin{bmatrix} -1 & -\sqrt{3} \\ \sqrt{3} & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha 2} \\ i_{\beta 2} \end{bmatrix} + \frac{1}{2} m_s \begin{bmatrix} -1 & \sqrt{3} \\ -\sqrt{3} & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha 3} \\ i_{\beta 3} \end{bmatrix} + [P(\theta)]^{-1} \begin{bmatrix} \Phi_r \\ 0 \end{bmatrix} \right) \\ = & [P(\theta)] \left(\begin{bmatrix} l_s & 0 \\ 0 & l_s \end{bmatrix} [P(\theta)]^{-1} \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \end{bmatrix} + \frac{1}{2} m_s \begin{bmatrix} -1 & -\sqrt{3} \\ \sqrt{3} & -1 \end{bmatrix} \left[P \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \right]^{-1} \begin{bmatrix} i_{d2} \\ i_{q2} \end{bmatrix} \right. \\ & \left. + \frac{1}{2} m_s \begin{bmatrix} -1 & \sqrt{3} \\ -\sqrt{3} & -1 \end{bmatrix} \left[P \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \right]^{-1} \begin{bmatrix} i_{d3} \\ i_{q3} \end{bmatrix} + [P(\theta)]^{-1} \begin{bmatrix} \Phi_r \\ 0 \end{bmatrix} \right) \\ = & \begin{bmatrix} l_s & 0 \\ 0 & l_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} m_s & 0 \\ 0 & m_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d2} \\ i_{q2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} l_s & 0 \\ 0 & l_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d3} \\ i_{q3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Phi_r \\ 0 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

$$\begin{cases} \Phi_{d1} = l_s i_{d1} + m_s i_{d2} + m_s i_{d3} + \Phi_r \\ \Phi_{q1} = l_s i_{q1} + m_s i_{q2} + m_s i_{q3} \end{cases} \quad (\text{II.66})$$

Avec : $L_s = l_s = l_{fs} + m_s$: Inductance cyclique statorique ; $M_s = m_s$: Inductance mutuelle cyclique.

Flux de la deuxième sous-machine

On obtient aussi pour la deuxième sous machine (après transformation de Park) :

$$\begin{cases} \Phi_{d2} = l_s i_{d2} + m_s i_{d3} + m_s i_{d1} + \Phi_r \\ \Phi_{q2} = l_s i_{q2} + m_s i_{q3} + m_s i_{q1} \end{cases} \quad (\text{II.67})$$

Flux de la troisième sous-machine

$$\begin{cases} \Phi_{d3} = l_s i_{d3} + m_s i_{d1} + m_s i_{d2} + \Phi_r \\ \Phi_{q3} = l_s i_{q3} + m_s i_{q1} + m_s i_{q2} \end{cases} \quad (\text{II.68})$$

II.2.3.3.5 Equation électromagnétique

Le couple électromagnétique des trois sous-machines s'écrit :

$$C_{em} = C_{em1} + C_{em2} + C_{em3}$$

$$C_{em} = p \Phi_r (i_{q1} + i_{q2} + i_{q3}) \quad (\text{II.69})$$

II.3 Résumé

Le tableau suivant résume les différentes relations entre les inductances pour chaque approche de modélisation :

Tableau II.1 : Tableau des relations entre les différentes inductances de la GSAPDE.

Différentes grandeurs	Machine hexa-phasée	Machine double étoile	Trois sous-machines
Inductance cyclique statorique	$L_s = l_{fs} + 3m_s$	$L_s = l_s + \frac{m_s}{2}$ $= l_{fs} + \frac{3}{2}m_s$	$L_s = l_s = l_{fs} + m_s$
Inductance mutuelle cyclique	$M_s = 3m_s$	$M_s = \frac{3}{2}m_s$	$M_s = m_s$
Couple électromagnétique	$C_{em} = 3p\phi_r i_q$	$C_{em} = C_{em1} + C_{em2}$ $= \frac{3}{2}p\phi_r (i_{q1} + i_{q2})$	C_{em} $= C_{em1} + C_{em2} + C_{em3}$ $= p\phi_r (i_{q1} + i_{q2} + i_{q3})$

II.4 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons établi trois approches de modélisation de la GSAPDE ; l'approche double étoile qui nous a permis de transformer la machine double étoile en deux machines triphasées, l'approche polyphasé qui est appliquée lorsque la GSAPDE est considérée comme une machine hexa-phasée parfaitement découplée et enfin, l'approche multi déphasés qui est appliquée lorsqu'on peut considérer la machine double étoile comme trois sous-machine diphasées.

Ces modèles sont représentés dans la base naturelle puis dans la base de Concordia tout en effectuant la rotation de cette dernière (Park). Nous avons conclu que la modélisation de la machine dans la base naturelle est très compliquée. Pour cela, nous avons exploité les propriétés des matrices inductances de la machine. Nous avons également montré que la machine double étoile peut être équivalente à deux machines triphasées diphasées et accouplées mécaniquement. A cet effet, l'étude d'une machine complexe se résume donc en plusieurs études de machines simples, et les grandeurs électriques (tension, courant, flux...) de chaque machine triphasée sont obtenues par projection des grandeurs de la machine réelle.

Il est intéressant aussi de remarquer que malgré les trois approches de départ soient différentes à la base, on aboutit au même modèle découplé qui permet de simplifier les algorithmes de commande.

Chapitre III : Stratégies de commande de la GSAPDE

III STRATEGIES DE COMMANDE DE LA GENERATRICE SYNCHRONNE A AIMANTS PERMANENTS DOUBLE ETOILES

III.1 Introduction

Un système électrique et particulièrement l'association d'un convertisseur statique et d'une charge compose un système dynamique hybride, un tel système peut être vu comme un procédé continu commandé par un modulateur d'énergie ayant un nombre déterminé de configuration [Flo07]. Pour obtenir un contrôle performant de la tension de sortie du bus continu, il est nécessaire de maîtriser les différentes stratégies de commande du convertisseur.

La machine étudiée est une génératrice synchrone à aimants permanents double étoile, elle est raccordée à un bus continu par l'intermédiaire d'un convertisseur de puissance commandé en Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI). La tension statorique de cette machine peut varier dans de grandes proportions, il devient alors nécessaire d'utiliser un système de commande approprié pour maintenir la tension de sortie à une amplitude et une fréquence constante. Des travaux ont été réalisés à ce propos en contrôlant le système constitué d'une GSAP connectée à un redresseur MLI [Che10]. L'utilisation de ce dernier permet de maintenir un couple négatif pour que la machine fonctionne en génératrice en contrôlant la fréquence des signaux de référence.

Ce chapitre présentera trois stratégies de commande appliquées aux redresseurs triphasés (MLI) qui correspondent à des commandes de fermeture et d'ouverture des interrupteurs au sein du convertisseur. La première commande est basée sur le réglage de courant d'entrée ; c'est le contrôle de courant par hystérésis. Cette technique de commande se repose sur une comparaison du courant d'entrée $i(t)$ au courant de référence $i_{ref}(t)$. Celle-ci permet d'imposer une différence entre ces deux courants compris dans une bande à hystérésis $\pm \Delta i$.

La deuxième commande est basée sur le flux virtuel appelé contrôle direct de puissance (DPC). Le principe de ce dernier est basé sur les boucles de contrôles instantanés de la puissance active et réactive. Nous montrerons les performances de cette commande testée pour la GSAP simple étoile (triphasee), puis appliquée pour la GSAP double étoile (double triphasé). Nous présenterons ensuite les expressions des puissances instantanées dans le repère (abc) puis dans le repère ($\alpha\beta$).

La troisième technique est similaire au Contrôle Direct de Puissance appelée Contrôle Direct du Couple. Pour étudier cette stratégie de commande, on commencera par présenter et mettre en œuvre une structure de commande de la GSAPDE par DPC présentée dans la deuxième partie de ce chapitre. Dans ce cas, la grandeur contrôlée est le couple électromagnétique obtenu à partir de la puissance active contrôlée par la stratégie de commande précédente.

Dans ce qui suit, nous allons détailler chaque partie constituant chacune des trois commandes que nous avons réalisées en simulation puis des résultats de simulation se présentent à l'aide du logiciel MATLAB et son environnement SimPowerSystem, qui ont mis en évidence les qualités et les défauts de chaque méthode permettant de comparer les résultats obtenus pour mieux appréhender celles les plus appropriées.

III.2 Présentation du système étudié

Le système global étudié présenté sur la figure III.1 comporte une génératrice synchrone à aimants permanents double étoile qui se compose essentiellement d'un stator supportant deux bobines triphasées décalées d'un angle de $\pi/6$ connectée chacune d'elles à un redresseur MLI à trois bras et d'une charge équivalente ramenée du côté continu.

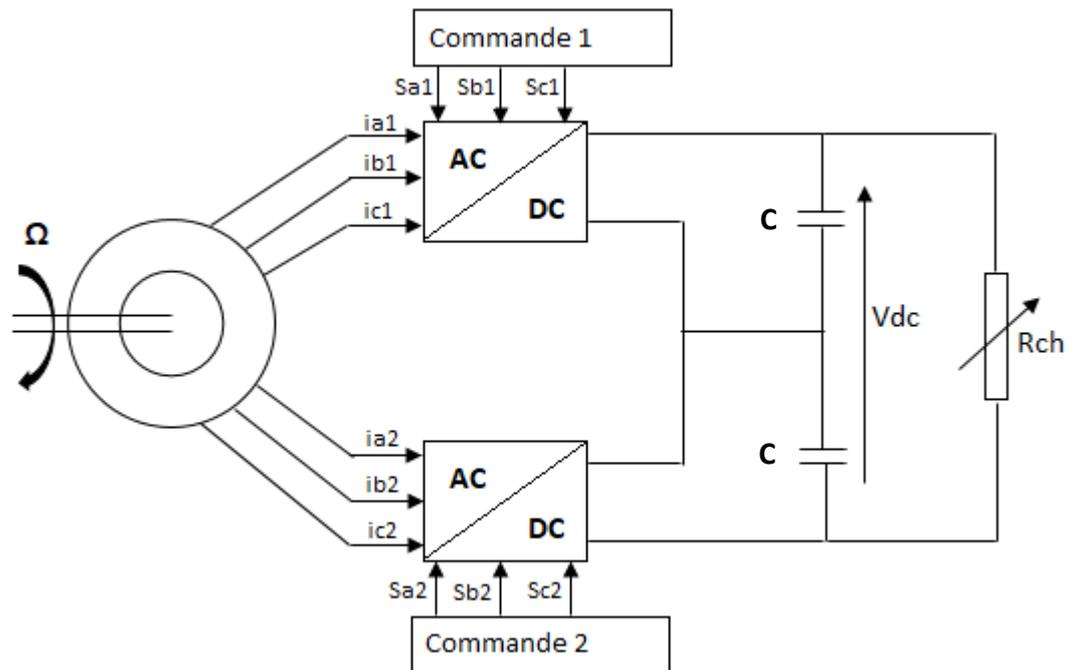


Figure III.1: Schéma de principe du contrôle de la GSAP.

Le redresseur MLI triphasé et la source de tension sont montrés sur la figure III.1 i_{a1} , i_{b1} , i_{c1} sont les courants alternatifs de la première étoile i_{a2} , i_{b2} , i_{c2} sont les courants alternatifs de la deuxième étoile, S_{ij} sont les signaux de commande de chaque redresseur, V_{dc} représente la tension du bus continu, R_{ch} la résistance de charge ramenée du côté continu et C la capacité du filtre en sortie du redresseur.

III.2.1 La génératrice synchrone à aimants permanents double étoile

Pour des raisons simplificatrices, la machine est considérée comme deux machines triphasées partageant le même rotor et couplées en étoile.

Dans ce cas, on identifie le stator (partie fixe) et le rotor (partie tournante). Les trois enroulements au stator (qui représentent une étoile), déphasés dans l'espace de $\frac{2\pi}{3}$, sont alimentés à leurs bornes par trois tensions sinusoïdales triphasées déphasées électriquement de $\frac{2\pi}{3}$.

Le schéma électrique de la source de tension triphasée est illustré sur la figure III.2:

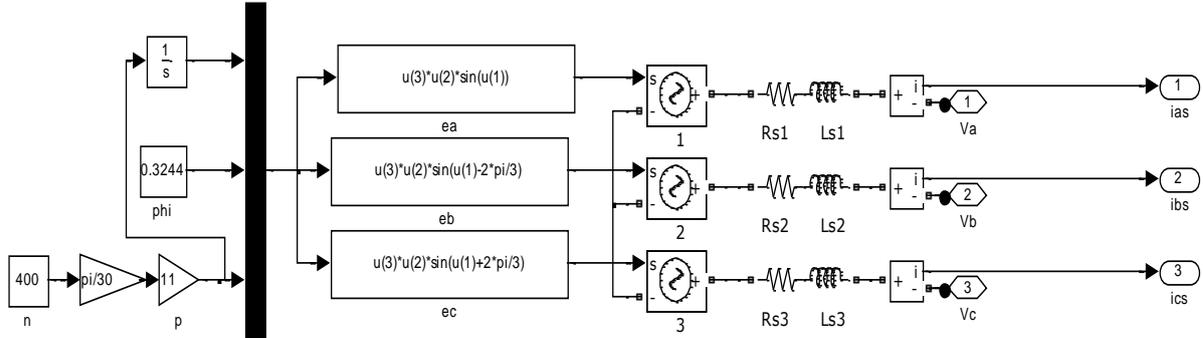


Figure III.2: Bloc de simulation de la GSAP simple étoile.

Ici, on impose une vitesse qu'on peut varier aux besoins et on crée les FEM de la machine par des lois précises qu'on présentera dans ce qui suit.

e_a, e_b, e_c représentent les tensions alternatives d'alimentation triphasée équilibrée ; v_a, v_b, v_c sont les tensions de sortie de la machine et i_a, i_b, i_c sont les courants alternatifs, les paramètres R_s et L_s représentent respectivement la résistance et l'inductance statorique qui sont les mêmes pour toutes les phases.

III.2.1.1 Modèle de la GSAPDE dans le repère (abc)

Les équations de la GSAP, peuvent être écrites dans le repère (abc) comme suit :

Les équations des FEM de l'étoile 1 :

$$\begin{cases} e_{11} = \omega_e \Phi_r \sin \theta \\ e_{12} = \omega_e \Phi_r \sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ e_{13} = \omega_e \Phi_r \sin \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

Les équations des FEM de l'étoile 2 :

$$\begin{cases} e_{21} = \omega_e \varnothing_r \sin\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right) \\ e_{22} = \omega_e \varnothing_r \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{6}\right) \\ e_{23} = \omega_e \varnothing_r \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{6}\right) \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

Tel que :

$$\omega_e = p\omega_m$$

III.2.2 Redresseur MLI

Constitué de trois bras d'interrupteurs IGBT dont les signaux de grille obéissent à une loi de commande appropriée qui sera présentée dans les paragraphes qui suivent.

La figure III.3 représente le bloc de simulation du redresseur MLI triphasé :

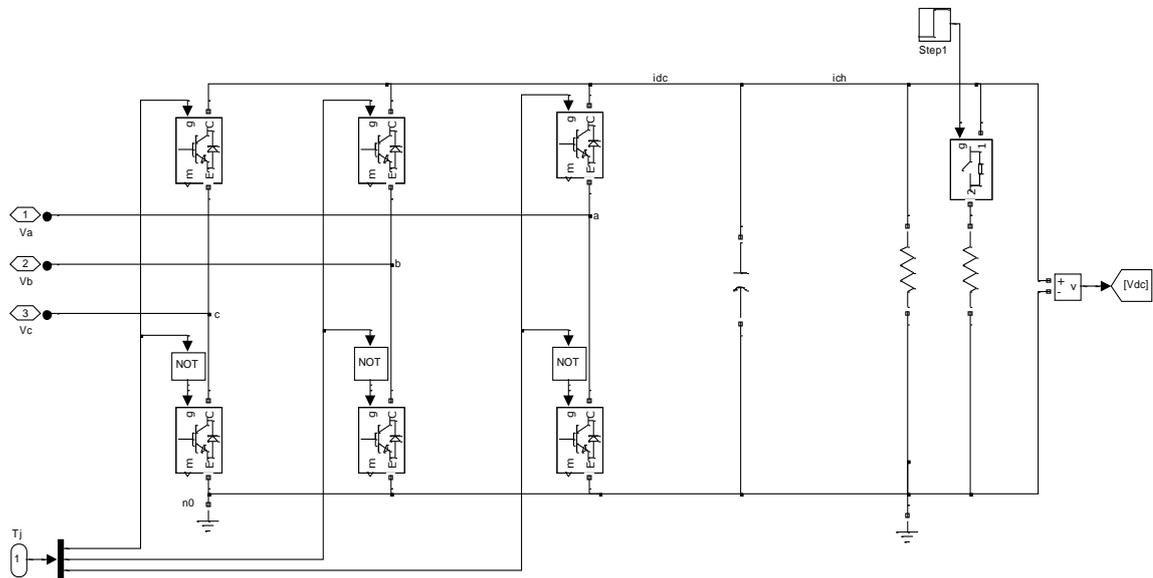


Figure III.3: Bloc de simulation du redresseur MLI triphasé.

Comme illustré sur la figure III.3, chaque interrupteur est constitué d'un composant semi-conducteur de puissance (IGBT) et d'une diode en antiparallèle. Cet interrupteur est bidirectionnel en courant et unidirectionnel en tension. Il peut contrôler de façon instantanée la forme d'onde des courants prélevés sur le réseau. Il alimente une charge (active ou passive) en continu à partir d'un réseau alternatif. Ce redresseur MLI permet d'atteindre un facteur de puissance proche de l'unité et régler, via la commande, la direction du flux de l'énergie réactive [Bell1].

L'état de chaque paire d'interrupteur supposés parfait, peut être représenté par trois grandeurs booléennes de commande S_j ($j = a, b, c$), telles que [Bou13] :

$S_j = 1$, si l'interrupteur du haut est fermé et celui du bas est ouvert.

$S_j = 0$, si l'interrupteur du haut est ouvert et celui du bas est fermé.

Dans ces conditions, les tensions des points a, b et c par rapport au point n_0 s'écrivent :

$$S_{jn_0} = S_j \cdot V_{dc} \quad (\text{III.3})$$

V_{dc} : Tension du bus continu.

Les relations exprimant les tensions composées U_{ab} , U_{bc} et U_{ca} s'écrivent alors :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an0} - V_{bn0} = (S_a - S_b) V_{dc} \\ U_{bc} = V_{bn0} - V_{cn0} = (S_b - S_c) V_{dc} \\ U_{ca} = V_{cn0} - V_{an0} = (S_c - S_a) V_{dc} \end{cases} \quad (\text{III.4})$$

Soient : V_a , V_b et V_c les tensions du redresseur, elles sont reliées aux tensions U_{ab} , U_{bc} et U_{ca} par les équations suivantes :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_a - V_b \\ U_{bc} = V_b - V_c \\ U_{ca} = V_c - V_a \end{cases} \quad (\text{III.5})$$

A partir des équations précédentes, on obtient les relations suivantes :

$$\begin{cases} V_a = \frac{V_{dc}}{3} (2S_a - S_b - S_c) \\ V_b = \frac{V_{dc}}{3} (-S_a + 2S_b - S_c) \\ V_c = \frac{V_{dc}}{3} (-S_a - S_b + 2S_c) \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

III.3 Contrôle de courant par hystérésis

Le contrôle du courant par hystérésis (HCC) consiste à maintenir le courant dans une bande enveloppant sa référence. Le signal mesuré est comparé au signal de référence, la figure III.4 illustre le principe de contrôle du courant par hystérésis à bande fixe à deux niveaux. Lorsque la différence entre les deux signaux dépasse la bande de référence, l'interrupteur correspondant est alors activé [Arr16].

L'entraînement basé sur un régulateur de courant à hystérésis est utilisé dans des applications qui nécessitent un couple stable (peu d'harmoniques de basses fréquences) puisqu'il a l'avantage de contrôler directement le courant. Cette méthode agit sur le courant de phase en modulant les impulsions qui sont envoyées aux interrupteurs afin de le maintenir égal à la référence [Tre06]. Le seul paramètre de régulation dans cette commande est la largeur de la bande d'hystérésis Δi qui détermine l'erreur sur les courants et la fréquence de commutation.

Le principal inconvénient de cette technique de commande réside dans la fréquence du changement d'état des interrupteurs qui est strictement irrégulière et incontrôlable, engendrant ainsi un spectre d'harmoniques étendu et très perturbé ce qui la rend mal aperçue par les industriels [Arr16].

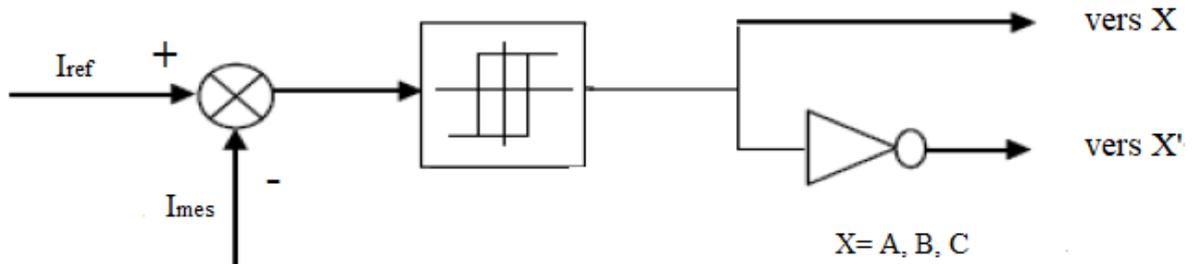


Figure III.4: Schéma de principe de contrôle du courant par hystérésis.

III.3.1 Contrôleur à hystérésis

Le schéma bloc de la figure III.5 illustre le principe de contrôle du courant par hystérésis à bande fixe à deux niveaux. La différence entre le courant de référence et celui mesuré est appliquée à l'entrée d'un comparateur à hystérésis dont la sortie fournit l'ordre de commande du bras correspondant du redresseur MLI. Elle présente plusieurs avantages au niveau de la robustesse et de la simplicité de mise en œuvre. Elle possède une stabilité et une précision satisfaisante et de plus limite automatiquement le courant.

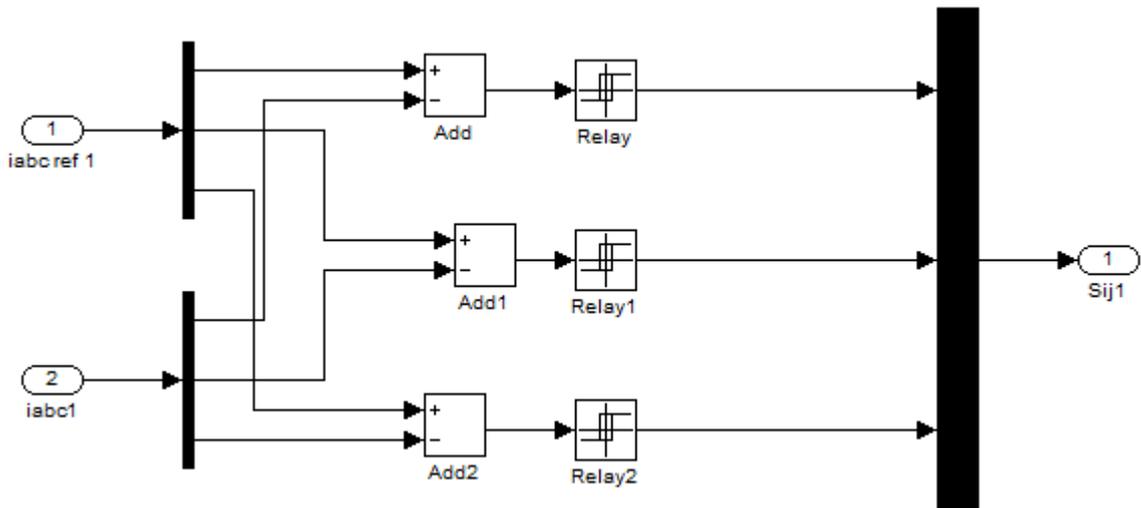


Figure III.5: Schéma bloc des contrôleurs à hystérésis.

III.3.2 Expressions des courants de référence

Le transfert de puissance entre la génératrice et la charge est idéal lorsque les pertes sont minimales. Dans ce cas, il faut maximiser le couple tout en minimisant les pertes par effet Joule. Cela revient à imposer des références de courant de telle sorte que les vecteurs courants $[i]$ et FEM $[e]$ soient colinéaires. La figure III.6 représente le schéma bloc des courants de référence (le même pour les deux étoiles) qui sont obtenus à partir des fem e_a, e_b et e_c de chacun des deux enroulements statoriques :

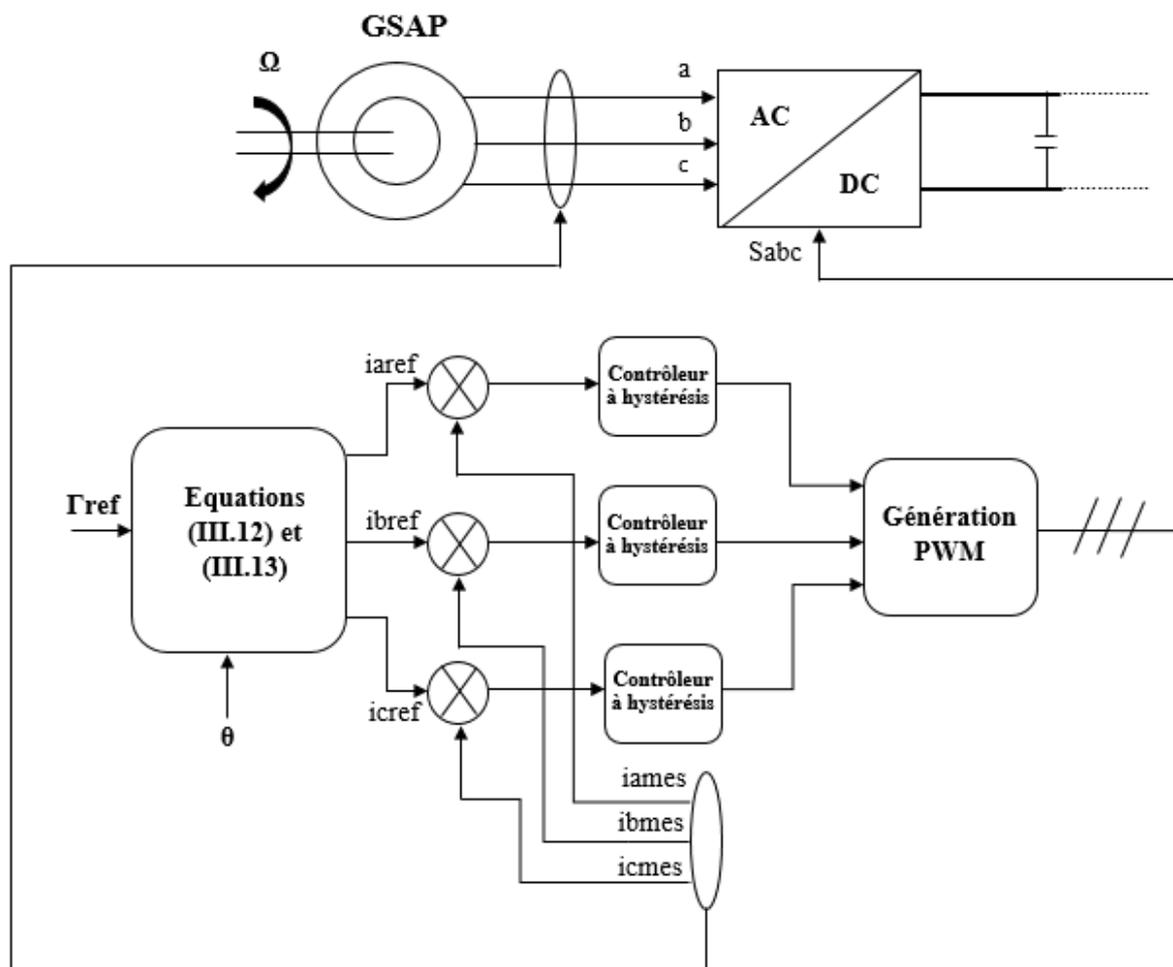


Figure III.6: Structure de contrôle du courant par hystérésis dans le référentiel (abc).

Pour obtenir un couple constant, les références des courants sont déduites des formes d'ondes des FEM, ce qui nous entraine à suivre une démarche méthodologique pour améliorer les formes d'ondes des courants :

La puissance électromagnétique de la GSAP est donnée par :

$$P = (e_{a_1}i_{a_1} + e_{b_1}i_{b_1} + e_{c_1}i_{c_1}) + (e_{a_2}i_{a_2} + e_{b_2}i_{b_2} + e_{c_2}i_{c_2}) = \Gamma_{em}\omega_m \quad (\text{III.7})$$

Avec :

L'expression générale du couple électromagnétique de la GSAPDE est donnée par :

$$\Gamma_{em} = \frac{1}{\omega_m} [(e_{a_1}i_{a_1} + e_{b_1}i_{b_1} + e_{c_1}i_{c_1}) + (e_{a_2}i_{a_2} + e_{b_2}i_{b_2} + e_{c_2}i_{c_2})] \quad (\text{III.8})$$

Pour que les deux vecteurs courants $[i]$ et FEM $[e]$ soient colinéaires il faut que :

$$\text{Etoile 1 : } \quad \frac{e_{a_1}}{i_{a_1ref}} = \frac{e_{b_1}}{i_{b_1ref}} = \frac{e_{c_1}}{i_{c_1ref}} \quad (\text{III.9})$$

$$\text{Etoile 2 : } \quad \frac{e_{a_2}}{i_{a_2ref}} = \frac{e_{b_2}}{i_{b_2ref}} = \frac{e_{c_2}}{i_{c_2ref}} \quad (\text{III.10})$$

En tenant compte des relations (III.8), (III.9) et (III.10) ; les courants de référence peuvent se mettre sous la forme suivante :

$$i_{ref} = \frac{e_z}{\sum_{z=a}^c e_z^2} \Gamma_{ref} \omega_m \quad (\text{III.11})$$

Avec :

$z = a_1, b_1, c_1$ Pour la première étoile et a_2, b_2, c_2 pour la deuxième étoile

Les expressions des courants de référence des phases de chaque enroulement statorique sont donc données par :

$$\text{Etoile 1 : } \quad \begin{cases} i_{a_1ref} = \frac{e_{a_1}}{e_{a_1}^2 + e_{b_1}^2 + e_{c_1}^2} \Gamma_{ref} \omega_m \\ i_{b_1ref} = \frac{e_{b_1}}{e_{a_1}^2 + e_{b_1}^2 + e_{c_1}^2} \Gamma_{ref} \omega_m \\ i_{c_1ref} = \frac{e_{c_1}}{e_{a_1}^2 + e_{b_1}^2 + e_{c_1}^2} \Gamma_{ref} \omega_m \end{cases} \quad (\text{III.12})$$

$$\text{Etoile 2 : } \quad \begin{cases} i_{a_2ref} = \frac{e_{a_2}}{e_{a_2}^2 + e_{b_2}^2 + e_{c_2}^2} \Gamma_{ref} \omega_m \\ i_{b_2ref} = \frac{e_{b_2}}{e_{a_2}^2 + e_{b_2}^2 + e_{c_2}^2} \Gamma_{ref} \omega_m \\ i_{c_2ref} = \frac{e_{c_2}}{e_{a_2}^2 + e_{b_2}^2 + e_{c_2}^2} \Gamma_{ref} \omega_m \end{cases} \quad (\text{III.13})$$

Γ_{ref} : Couple de référence.

III.3.3 Résultats de simulation

De nombreuses simulations ont été effectuées afin d'évaluer les méthodes de commande décrites. Les simulations ont été axées sur les propriétés du contrôle d'une GSAP pendant un régime transitoire et permanent. Les modèles de simulation ont été développés dans Matlab\Simpowersystem. Les paramètres électriques de circuit de puissance modélisé sont portés sur le tableau 1 de l'annexe.

La figure III.7 montre la superposition du courant et la tension d'entrée de la phase (a). Nous pouvons voir que le courant est sinusoïdal et en phase avec la tension de phase grâce à la technique de commande utilisée.

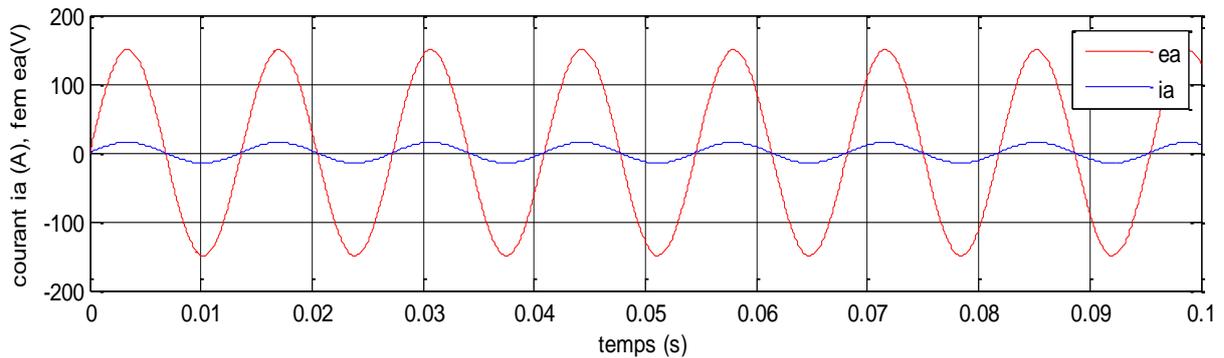


Figure III.7 : Résultat de simulation de la tension et du courant de la phase a de la GSAP.

Les figures III.8 représentent le courant I_a (a), le couple (b) et leurs références :

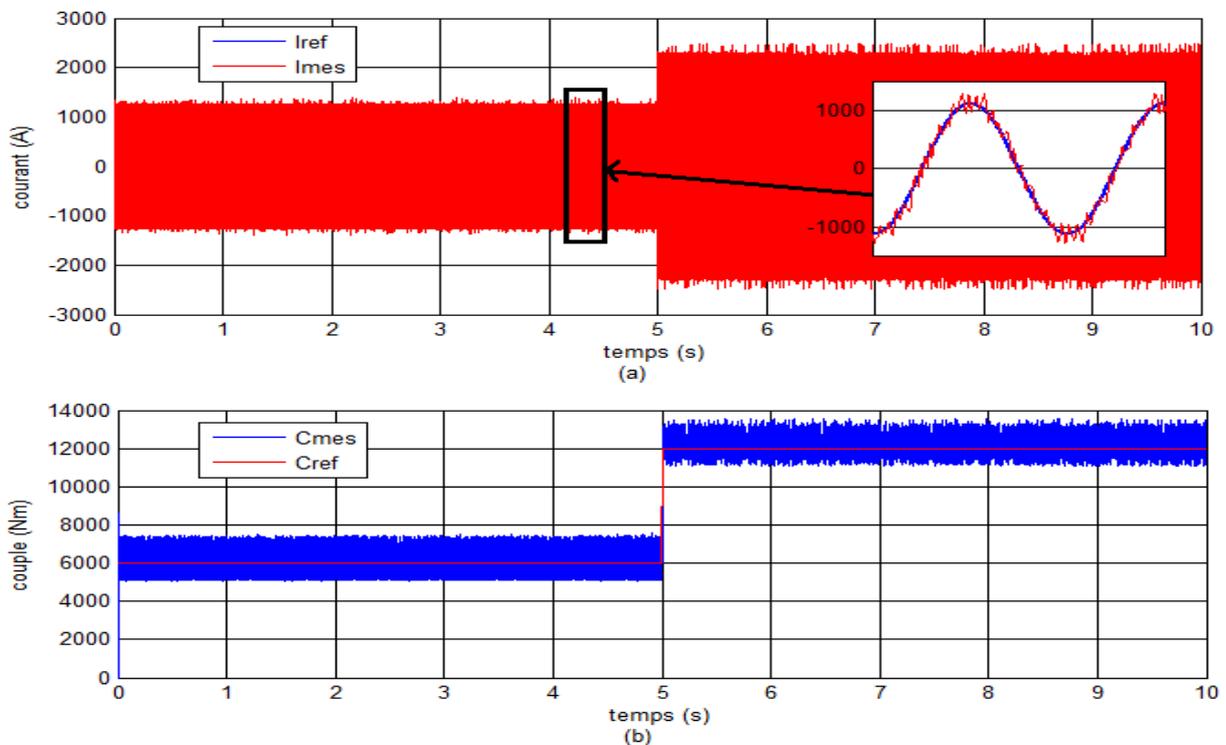


Figure III.8: Résultats de simulation du courant i_a et sa référence(a), le couple et sa référence (b).

On remarque sur cette figure que le courant alternatif I_a et le couple varient en fonction de la charge. Le courant suit le courant de référence I_{ref} dans une bande à hystérésis comprise entre 150 et -150 et le couple tend vers la valeur désirée.

Les courbes représentées sur les figures III.9, III.10, III.11 et III.12 sont la tension V_s (et fondamental) et le courant I_s d'une phase d'une étoile, le courant de source I_s de la première phase de chaque étoile et son THDi (Taux de Distorsion Harmonique) [Tem92], la tension du bus continu V_{dc} , le courant de charge I_{ch} , la puissance électromagnétique et la puissance utile ainsi que le rendement total de la GSAPDE obtenu par le contrôle par hystérésis du courant.

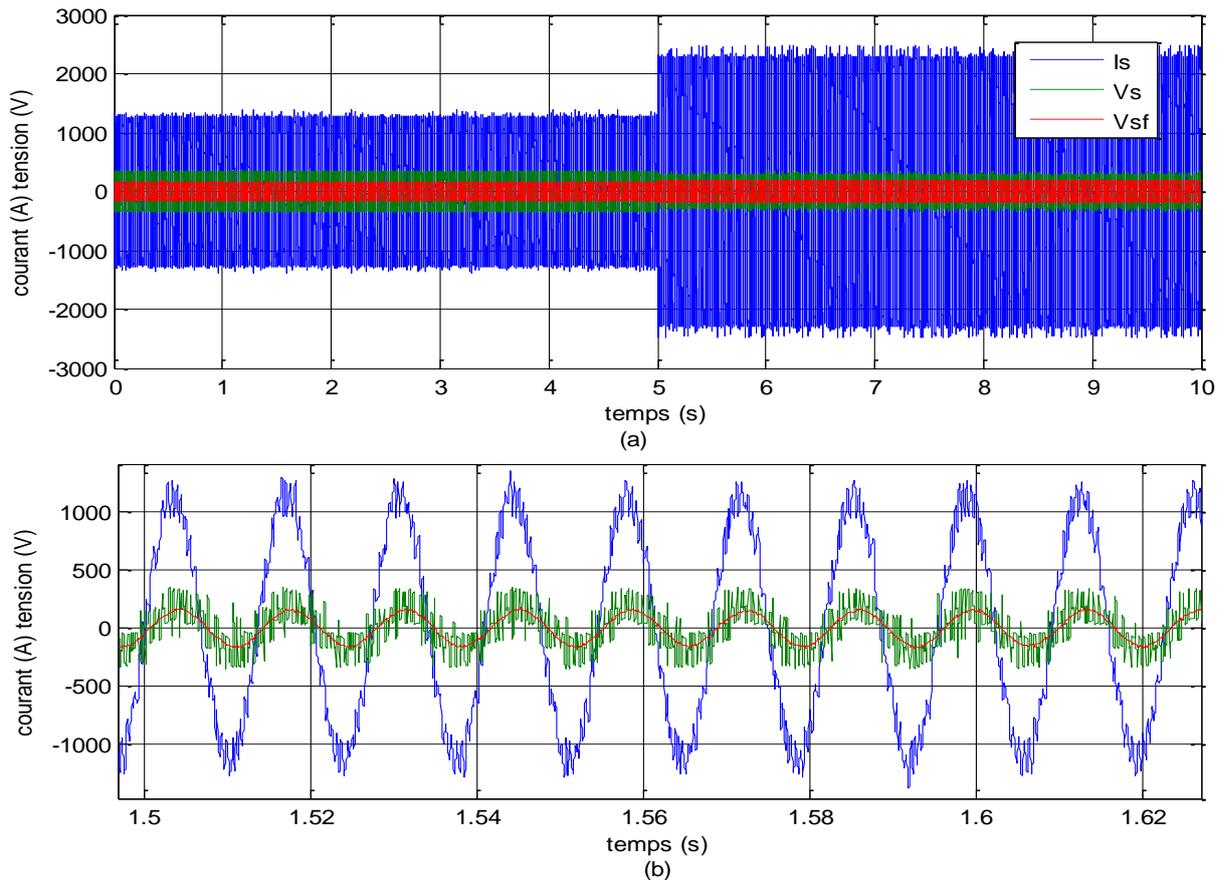


Figure III.9 : Résultats de simulation du courant de la phase a, de la tension et son fondamental (a) et le zoom des trois (b).

On remarque sur la figure ci-dessus que la tension est en phase avec le courant. Donc le facteur de puissance est unitaire et la consommation de la puissance réactive est pratiquement nulle.

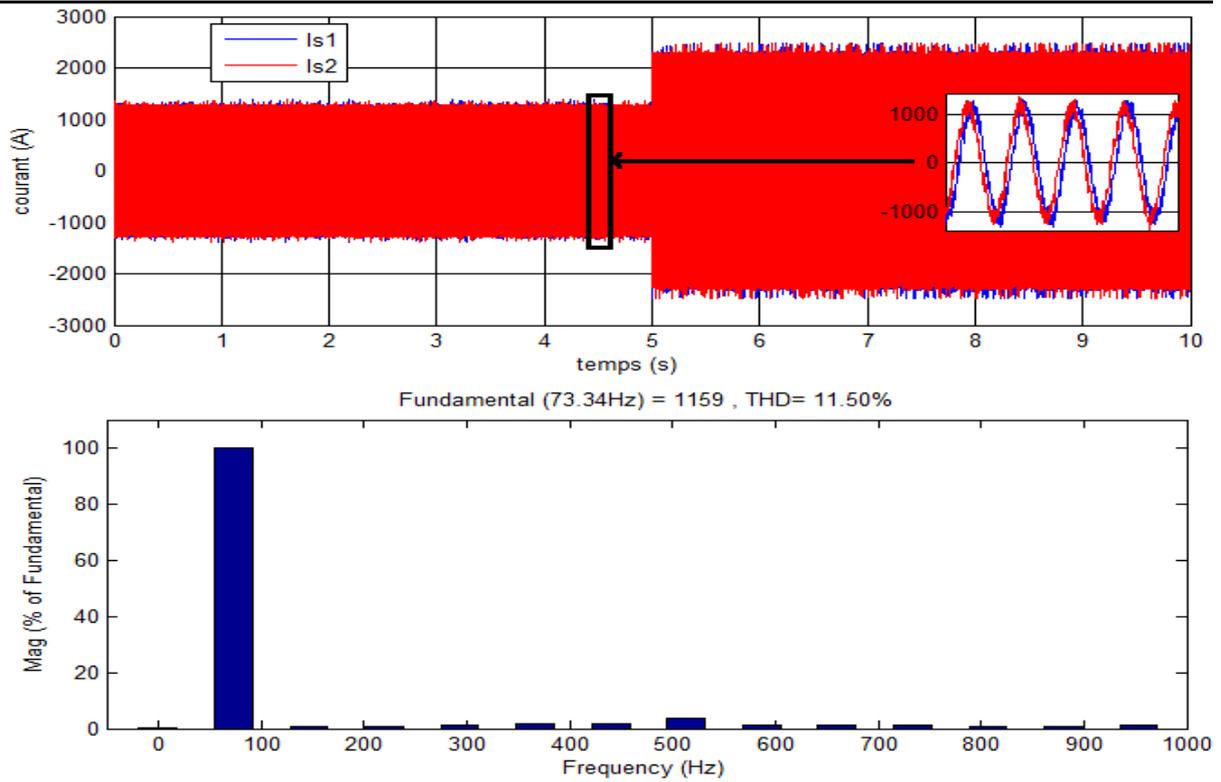


Figure III.10 : Analyse spectrale du courant de phase.

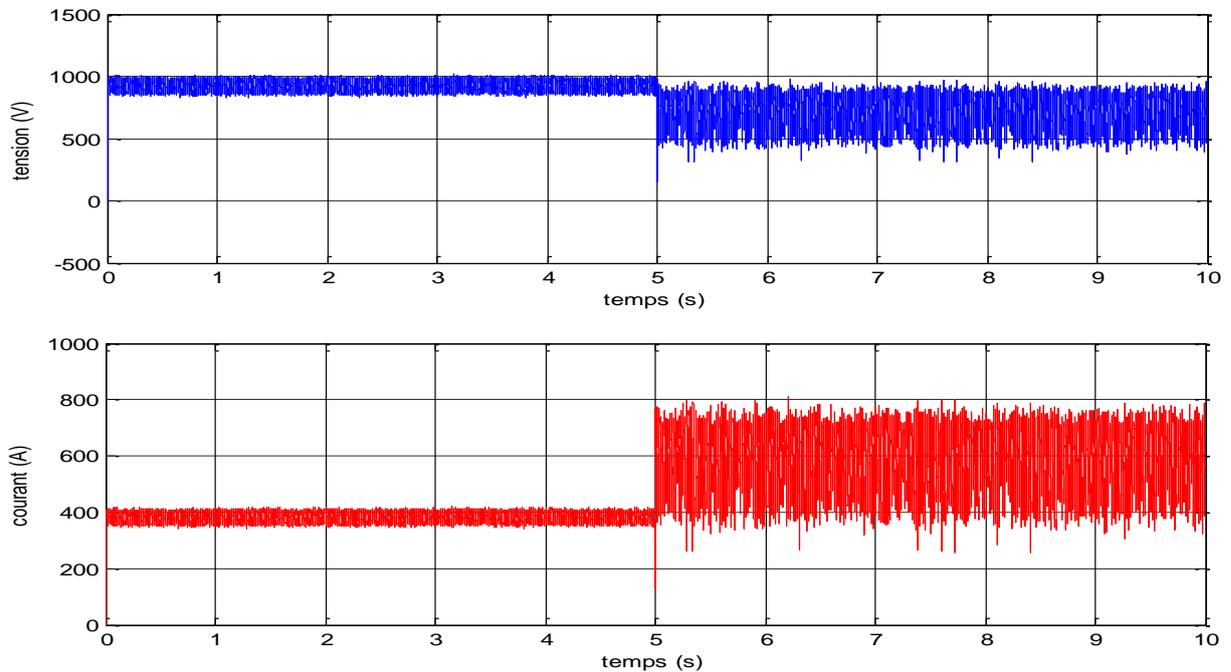


Figure III.11 : Résultats de simulation de la tension du bus continu (a) et du courant de charge (b).

La tension du bus continu présente de fortes ondulations, elle tend vers la valeur désirée après et avant variation de charge.

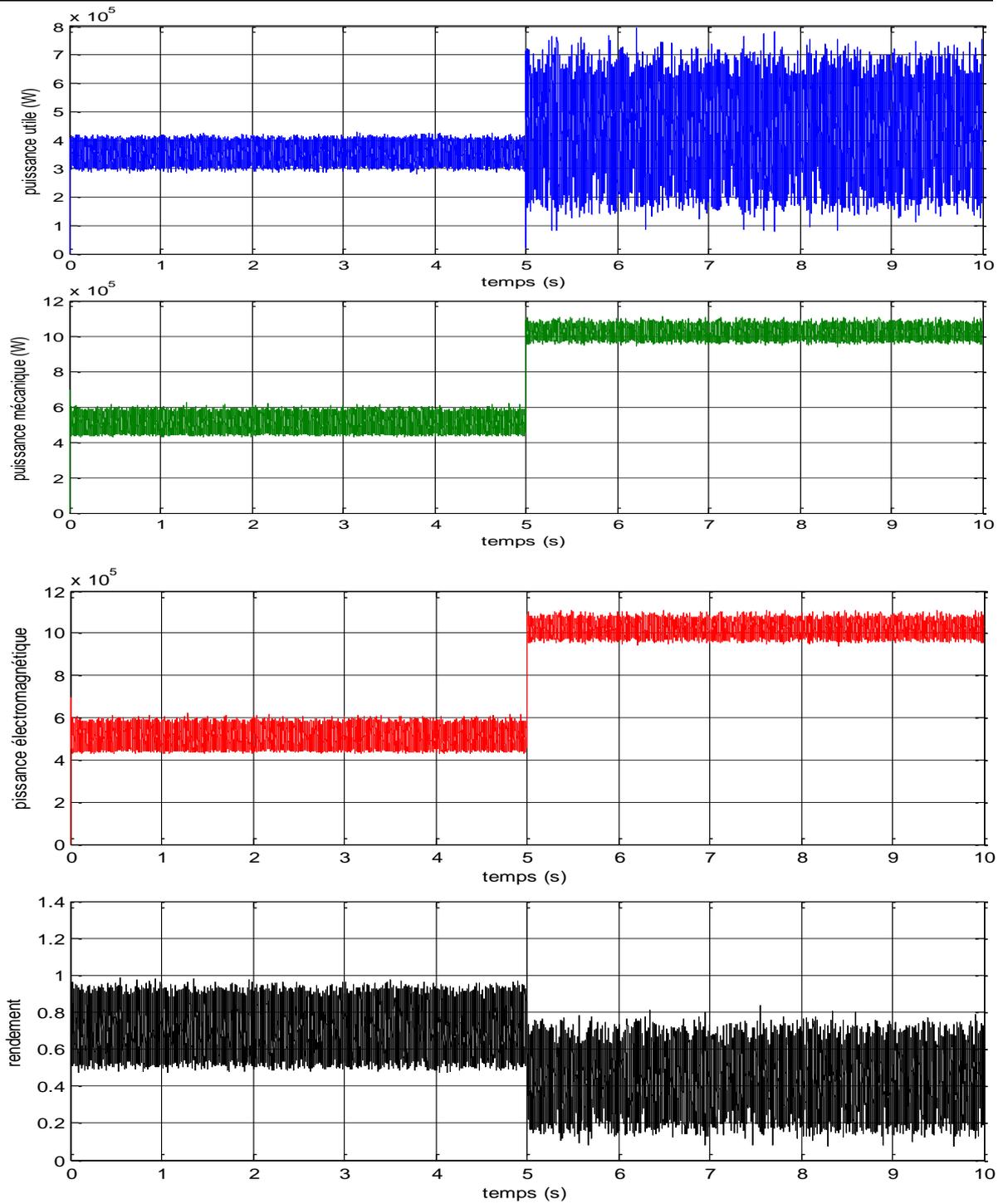


Figure III.12 : Résultats de simulation des puissances électromagnétiques, utile, mécanique et du rendement total de la GSAPDE.

On remarque à $t=5$ s après variation de charge que les puissances utiles, mécaniques et électromagnétiques augmentent jusqu'au double de leurs valeurs nominales.

$$q = \text{Im}\{e \cdot i^*\} = \frac{1}{\sqrt{3}}(e_{bc}i_a + e_{ca}i_b + e_{ab}i_c) \quad (\text{III.15})$$

Où :

P : puissance active instantanée.

q : puissance réactive instantanée.

e : vecteur de tension.

i : vecteur de courant et le symbole (*) dénote le conjugué.

Cette méthode travaille dans les coordonnées $\alpha\beta$. Ainsi, les puissances instantanées sont calculées comme suit :

$$\begin{cases} p = e_\alpha i_\alpha + e_\beta i_\beta \\ q = e_\beta i_\alpha - e_\alpha i_\beta \end{cases} \quad (\text{III.16})$$

Une autre grandeur intervient dans le calcul des puissances instantanées qui est le flux. Ainsi, l'intégration de la tension de la génératrice génère un vecteur de flux dans les coordonnées ($\alpha\beta$). La chute de tension dans la résistance étant négligée :

\emptyset : Flux estimé et V la tension du convertisseur.

\emptyset_s : Flux de liaison statorique.

e_α, e_β : Transformées dans le repère $\alpha\beta$ des tensions e_a, e_b, e_c , telle que :

$$\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & +\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (\text{III.17})$$

e_a, e_b et e_c étant les tensions de phase instantanées.

III.4.2 La position angulaire θ_n

La phase du vecteur tension du réseau est convertie en signal numérisé θ_n (position angulaire). Le calcul de cette position nécessite la connaissance des composantes e_α et e_β , qui sont calculées à partir de la transformation des tensions du réseau du plan triphasé abc au plan stationnaire $\alpha\beta$ [Ouc17]. La position angulaire est alors donnée par l'équation suivante :

$$\theta_n = \tan^{-1} \left(\frac{e_\alpha}{e_\beta} \right) \quad (\text{III.18})$$

La connaissance du secteur de la tension estimée est nécessaire pour déterminer les états de commutation optimaux [Cha06]. À cet effet, les coordonnées stationnaires sont divisées en 12 secteurs comme illustré sur la figure III.10, et la détermination numérique de ces secteurs est donnée par :

$$(n - 2) \cdot \frac{\pi}{6} \leq (\theta_n - 1) \leq (n - 1) \cdot \frac{\pi}{6}$$

n est le numéro du secteur n= 1,2,...,12

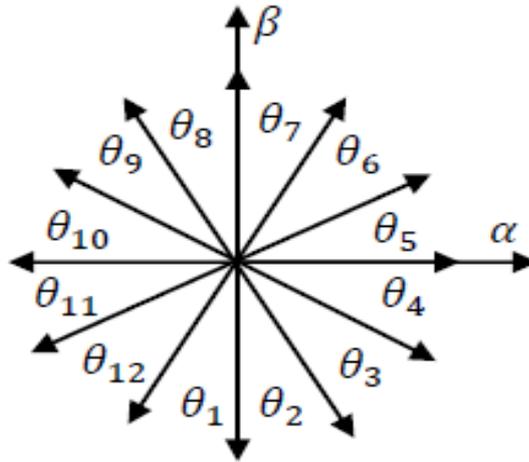


Figure III.14: Vecteurs de tensions générés dans les coordonnées $\alpha\beta$ [Lop06].

III.4.3 Table de commutation

Le principe de la DPC est de sélectionner une séquence de commande des commutations (Sa, Sb, Sc), à partir d'une table de commutation, selon les erreurs entre les puissances actives et les puissances réactives ainsi que la position angulaire du vecteur tension source [Bou16]. C'est une technique relativement simple qui divise le plan en six secteurs ou en douze secteurs afin d'améliorer la précision. Les signaux d'erreur numérisés et la position angulaire sont introduits dans une table de commutation dans laquelle sont mémorisés tous les états de commutation dp et dq du convertisseur qui prennent l'état "1" pour une augmentation de la variable contrôlée (P ou q) et l'état "0" pour une diminution.

En utilisant cette table de commutation ; les états de commutation optimales du convertisseur peuvent être sélectionnés de manière unique à chaque instant spécifique selon la combinaison des signaux d'entrée numérisés, comme il est montré sur le tableau III.2 :

Table III.1 : Table de commutation de la commande DPC [Ouc17].

dp	dq	θ 1	θ 2	θ 3	θ 4	θ 5	θ 6	θ 7	θ 8	θ 9	θ 10	θ 11	θ 12
1	0	v6	v7	v1	v0	v2	v7	v3	v0	v4	v7	v5	v0
	1	v7	v7	v0	v0	v7	v7	v0	v0	v7	v7	v0	v0
0	0	v6	v1	v1	v2	v2	v3	v3	v4	v4	v5	v5	v6
	1	v1	v2	v2	v3	v3	v4	v4	v5	v5	v6	v6	v1

v1(100), v2(110), v3(010), v4(011), v5(001), v6(101), v0(000), v7(111).

Le vecteur de tension à l'entrée de l'onduleur à MLI, 'V', dépend des états de commutation Sa, Sb et Sc des IGBT. Selon les différentes combinaisons possibles de ces trois états, huit vecteurs de tension peuvent être appliqués à la sortie du redresseur ; deux vecteurs nuls (v0 et v7) et six vecteurs non nuls (v1, v2, v3, v4, v5 et v6). Ces vecteurs sont représentés dans le repère stationnaire αβ. Les six vecteurs non nuls divisent le plan αβ en six secteurs dont chacun est divisé en deux secteurs égaux, afin d'obtenir un contrôle précis [Ouc17].

III.4.4 Contrôleur à hystérésis

L'idée principale de la commande directe de puissance est de maintenir les puissances active et réactive instantanées dans une bande désirée. Ce contrôle est basé sur deux comparateurs à hystérésis qui utilisent comme entrée les signaux d'erreurs entre les valeurs de références et estimées des puissances actives et réactives [Cha06].

$$\begin{cases} \Delta p = p_{ref} - p \\ \Delta q = q_{ref} - q \end{cases} \quad (III.20)$$

Le schéma de principe de la figure III.15 donne deux régulateurs à hystérésis à deux niveaux. L'un est influencé par l'erreur Δp pour la puissance active, et l'autre est influencé par l'erreur Δq pour la puissance réactive :

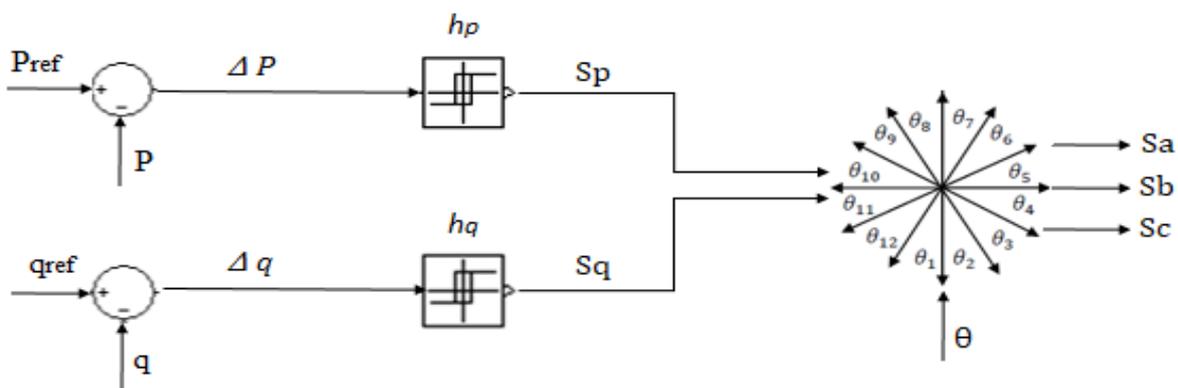


Figure III.15: Schémas de principe du contrôleur à hystérésis [Bou16].

Les sorties des régulateurs à hystérésis données par les variables booléennes S_p et S_q , indiquent les dépassements supérieurs ou inférieurs des erreurs des puissances actives et réactives suivant la logique ci-dessous :

$$\begin{cases} S_p = 1 & \text{si } p_{ref} - p > hp \\ S_p = 0 & \text{si } p_{ref} - p < hp \\ S_q = 1 & \text{si } q_{ref} - q > hq \\ S_q = 0 & \text{si } q_{ref} - q < hq \end{cases}$$

hp et hq désignent la bande d'hystérésis.

Les largeurs de la bande d'hystérésis ont une influence sur la performance du redresseur en particulier, sur la distorsion du courant harmonique, et sur la fréquence moyenne de commutation [Lop06].

III.4.5 Régulation de la tension continue

La régulation de la tension continue est assurée par un régulateur de type PI. Ce dernier corrige l'erreur entre la tension continue mesurée et sa référence. Le produit du courant continu de référence avec la tension continue donne la puissance active de référence, définie par l'équation suivante :

$$p_{ref} = I_{ref} \cdot V_{dc} \quad (III.21)$$

La boucle de contrôle de la tension continue est représentée par le schéma de la figure III.16 :

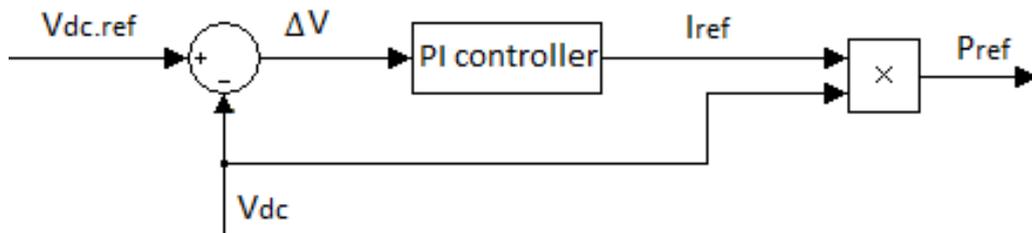


Figure III.16: Schéma de principe de la boucle de contrôle de la tension continue [Bou16].

III.5 Résultats de simulation

Les simulations ont été axées sur les propriétés du contrôle directe de puissance DPC d'une GSAP basé sur une table de commutation bien définie (à douze secteurs) pendant un régime transitoire et permanent. Les paramètres électriques du contrôle direct de puissance modélisé sont représentés dans le tableau 1 de l'Annexe.

Les courbes représentées sur les figures III.17, III.18, III.19 et III.20 sont respectivement : La tension V_s (et fondamental) et le courant I_s d'une phase d'une étoile, le courant de source I_s de la première phase de chaque étoile et son THD (Taux de Distorsion Harmonique), la

tension du bus continu V_{dc} , le courant de charge I_{ch} , la puissance électromagnétique et la puissance utile ainsi que le rendement total de la GSAPDE.

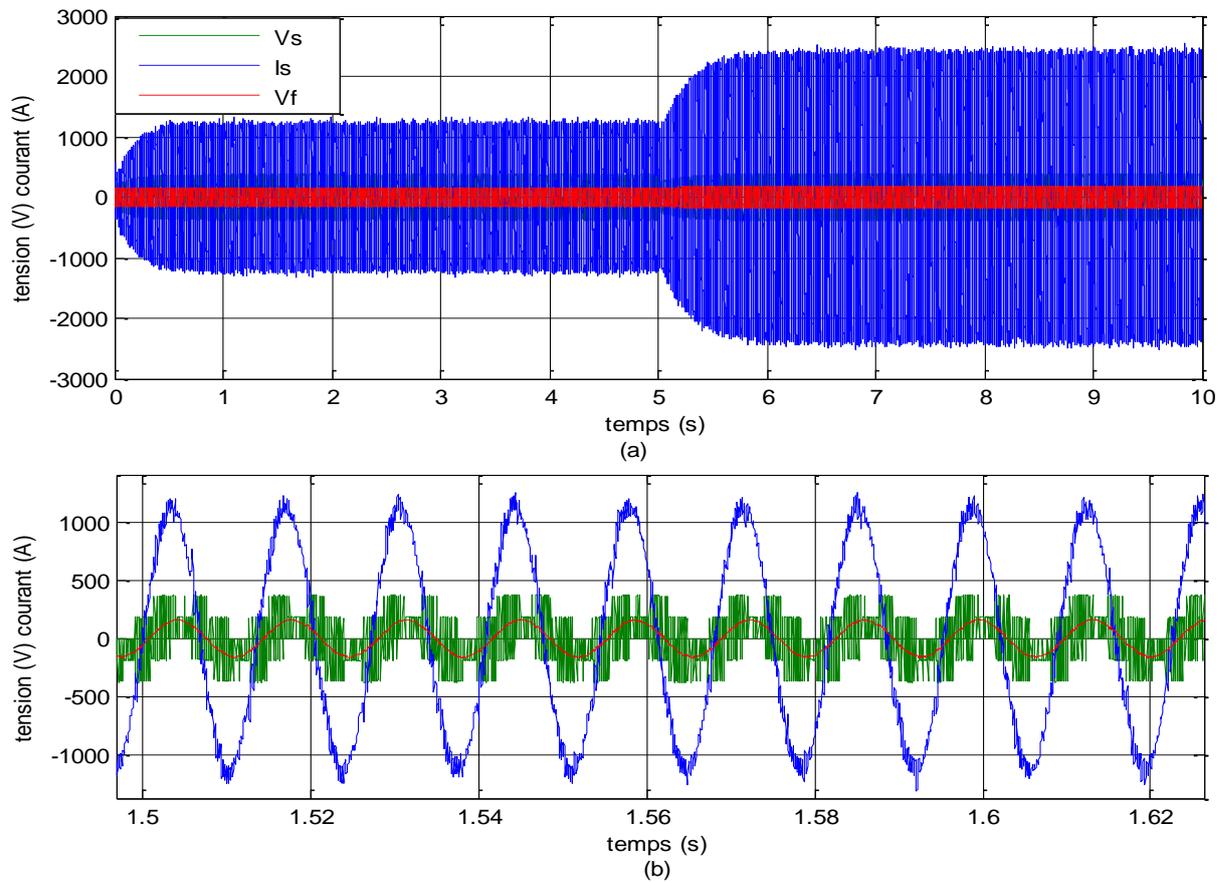


Figure III.17: Résultats de simulation du courant de la phase a, de la tension et son fondamental (a) et le zoom des trois (b).

On peut voir sur la figure III.17 que la valeur efficace du courant de source est à 1200A à la moitié de la charge nominale et passe à la valeur 2400A pour une charge de 1.21Ω .

On remarque aussi sur cette figure que le courant et la tension sont en phase, ce qui signifie que le facteur de puissance est proche de l'unité.

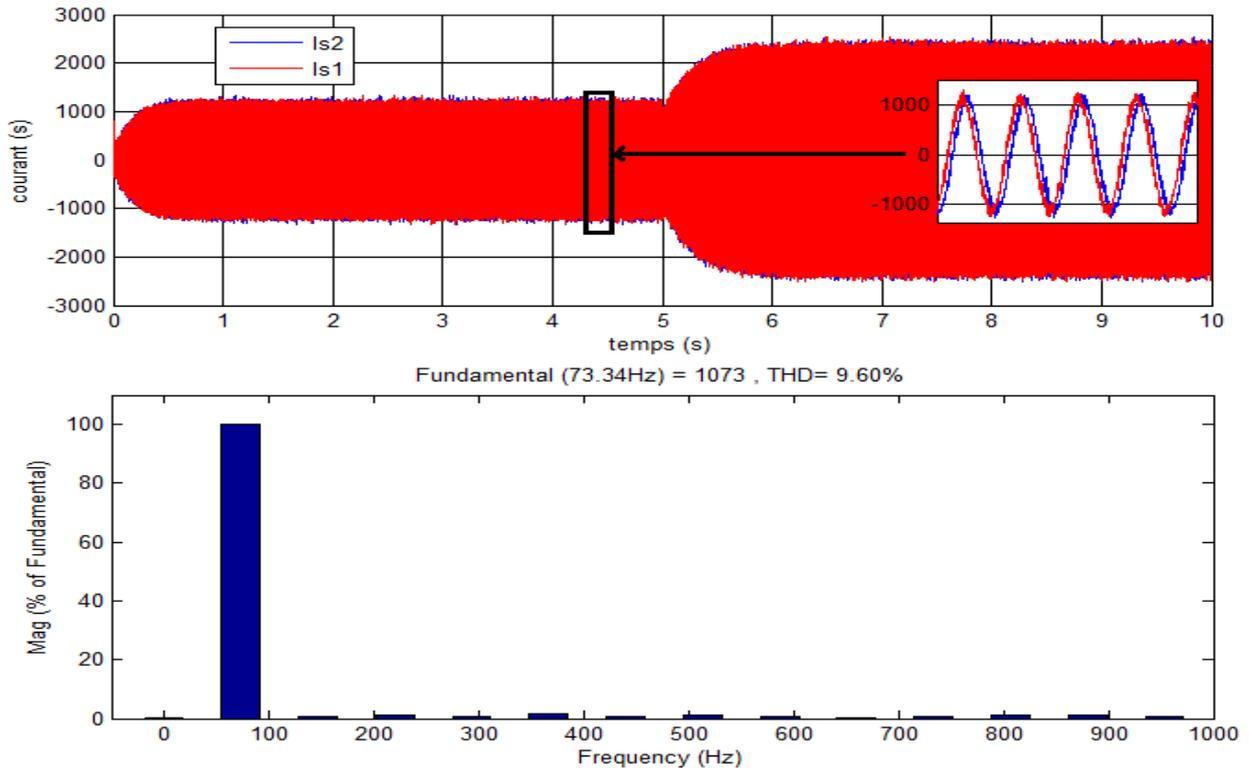


Figure III.18: Analyse spectrale du courant de source.

La figure III.18 représente l'analyse du spectre du courant de source. On peut voir que la valeur du taux de distorsion d'harmonique est $THDi = 9.60\%$. IL est bien amélioré que dans la commande précédente ce qui justifie mieux l'efficacité de la commande DPC.

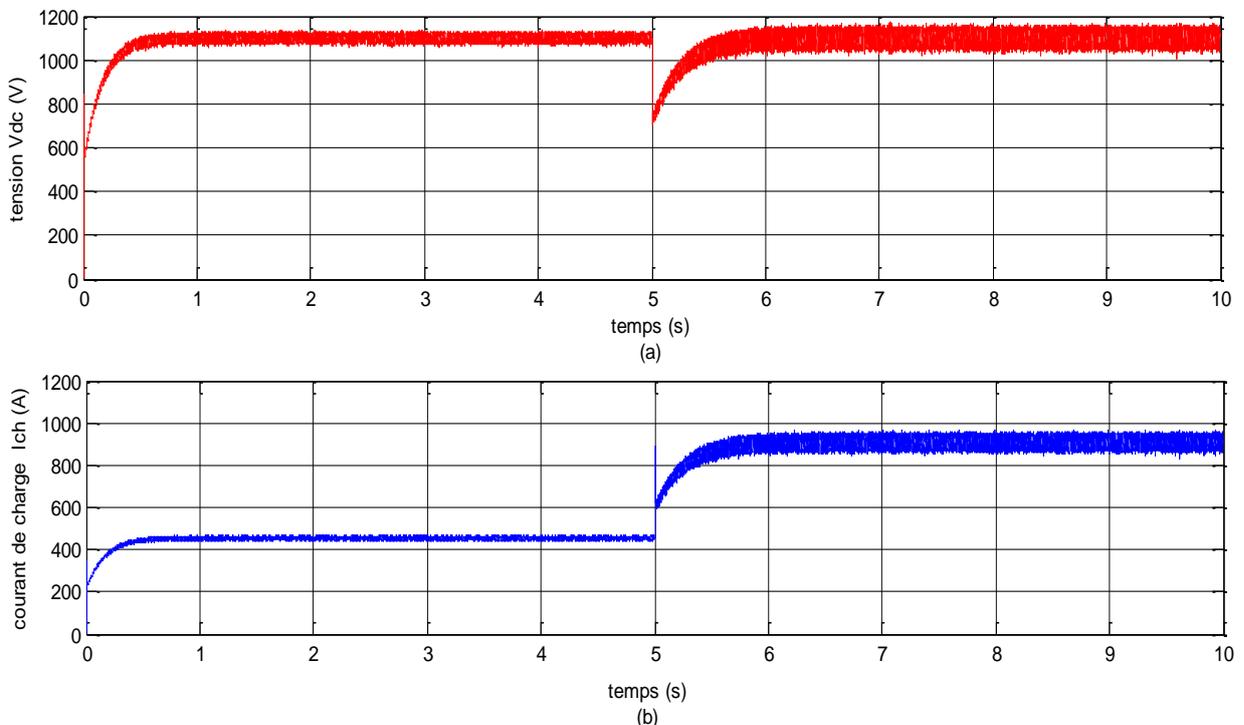


Figure III.19: Résultats de simulation de la tension du bus continu(a) et du courant de charge(b).

La figure Figure III.19 représente la tension du bus continu (a) qui est à la valeur de 1100V à la moitié de la charge et garde sa valeur après variation de R, tandis que la valeur du courant de charge (b) change en fonction de R_{ch} . il prend la valeur de 450A à la moitié de la charge et la valeur 850A pour $R_{ch}=1.21\Omega$.

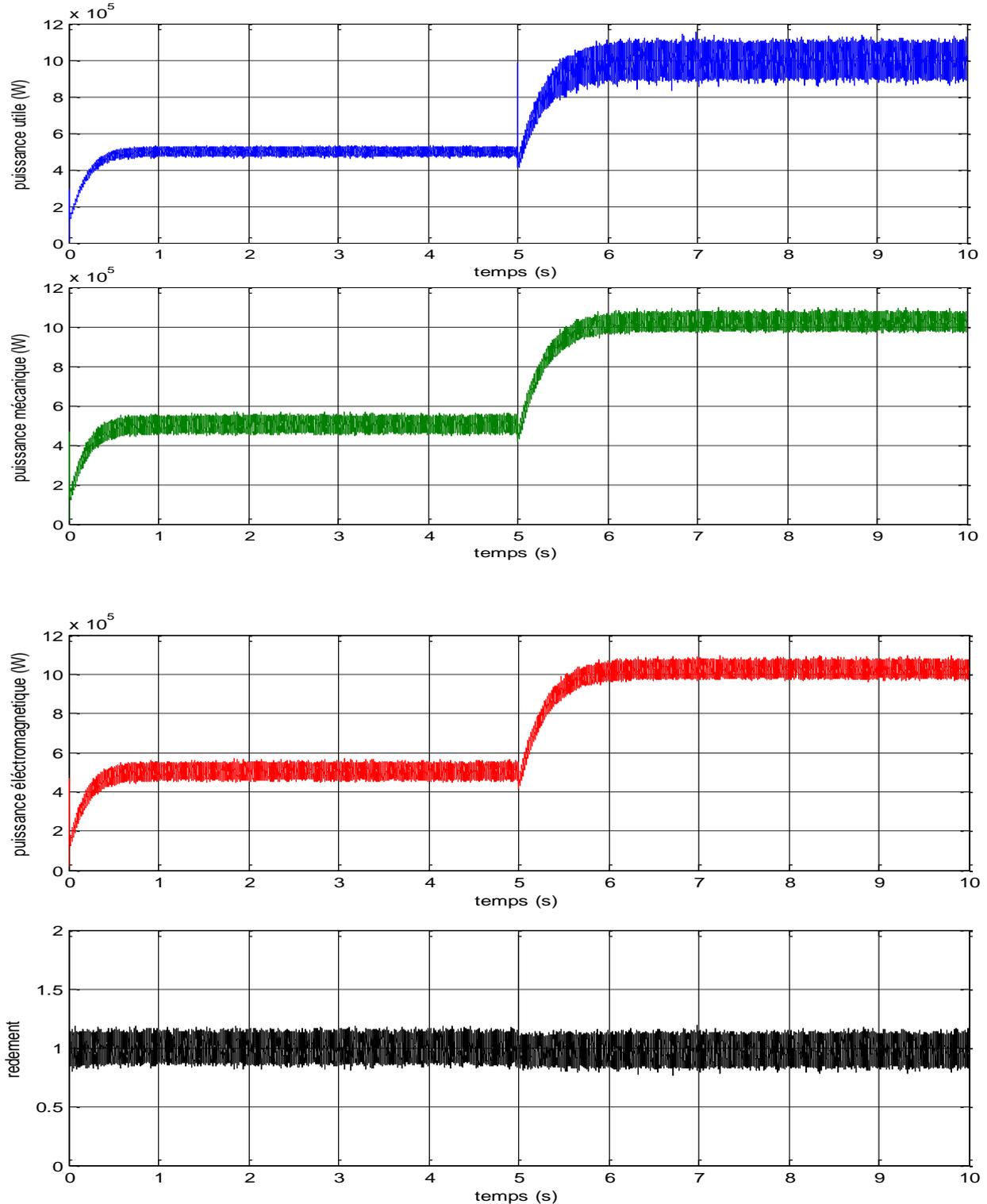


Figure III.20: Résultats de simulation de la puissance utile, mécanique et électromagnétique et du rendement total de la GSAPDE.

Les puissances utiles, mécaniques et électromagnétiques représentées sur la figure III.20 varient en fonction de la charge et prennent la valeur de 1MW à charge nominale. Le rendement total de la GSAPDE pour la commande DPC est $\eta=1$.

L'efficacité du contrôleur PI est illustré à la figure III.21 (a) qui représente les résultats de simulation de la tension du bus continu (a), de la puissance active (b), réactive (c) et leurs références :

Nous pouvons voir que la valeur DC suit sa référence à 1100V. Nous avons augmenté la charge à $t=5s$, la tension diminue à ce temps-là et repris aussi tôt son régime permanent et poursuit la référence, preuve que ce système est devenu plus stable et plus robuste.

La puissance active p est constante et suit de près sa valeur de référence fixé à partir de la tension 1100V. Nous avons modifié la valeur de la charge à $t=5s$, on remarque que la puissance poursuit toujours sa référence ce qui met en valeur le DPC.

La puissance réactive q est nulle en moyenne, assurant ainsi une opération d'un facteur de puissance unitaire.

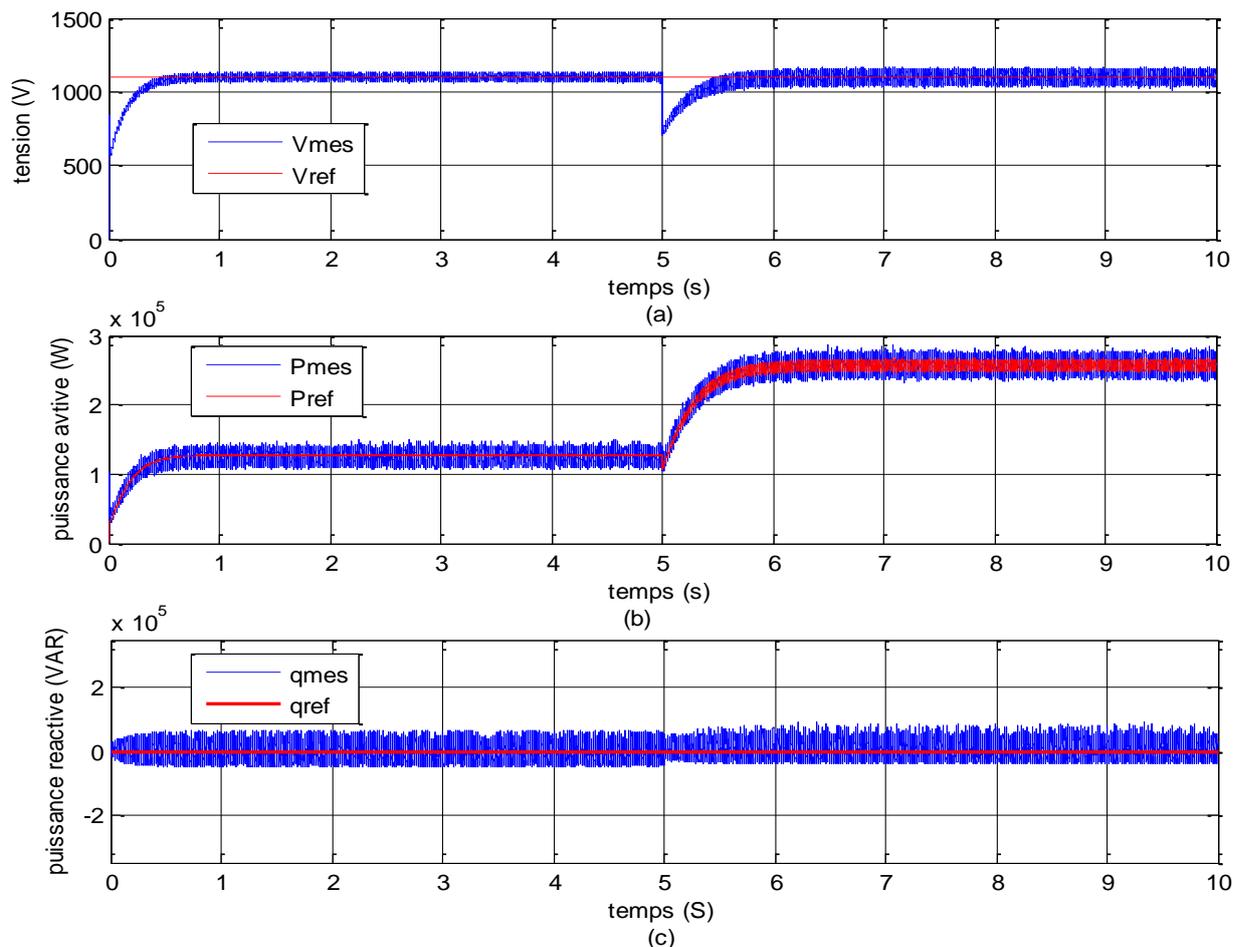


Figure III.21: Résultats de simulation de tension du bus continu (a) la puissance active (b), réactive (c) et leurs références.

La figure III.22 illustre l'évolution du vecteur tension de source sur les deux axes α - β (a), son angle θ (b) et les secteurs Z (c). Cette figure montre une fois encore que Le DPC fournit une bonne estimation de l'angle θ , et génère des tensions sinusoïdales.

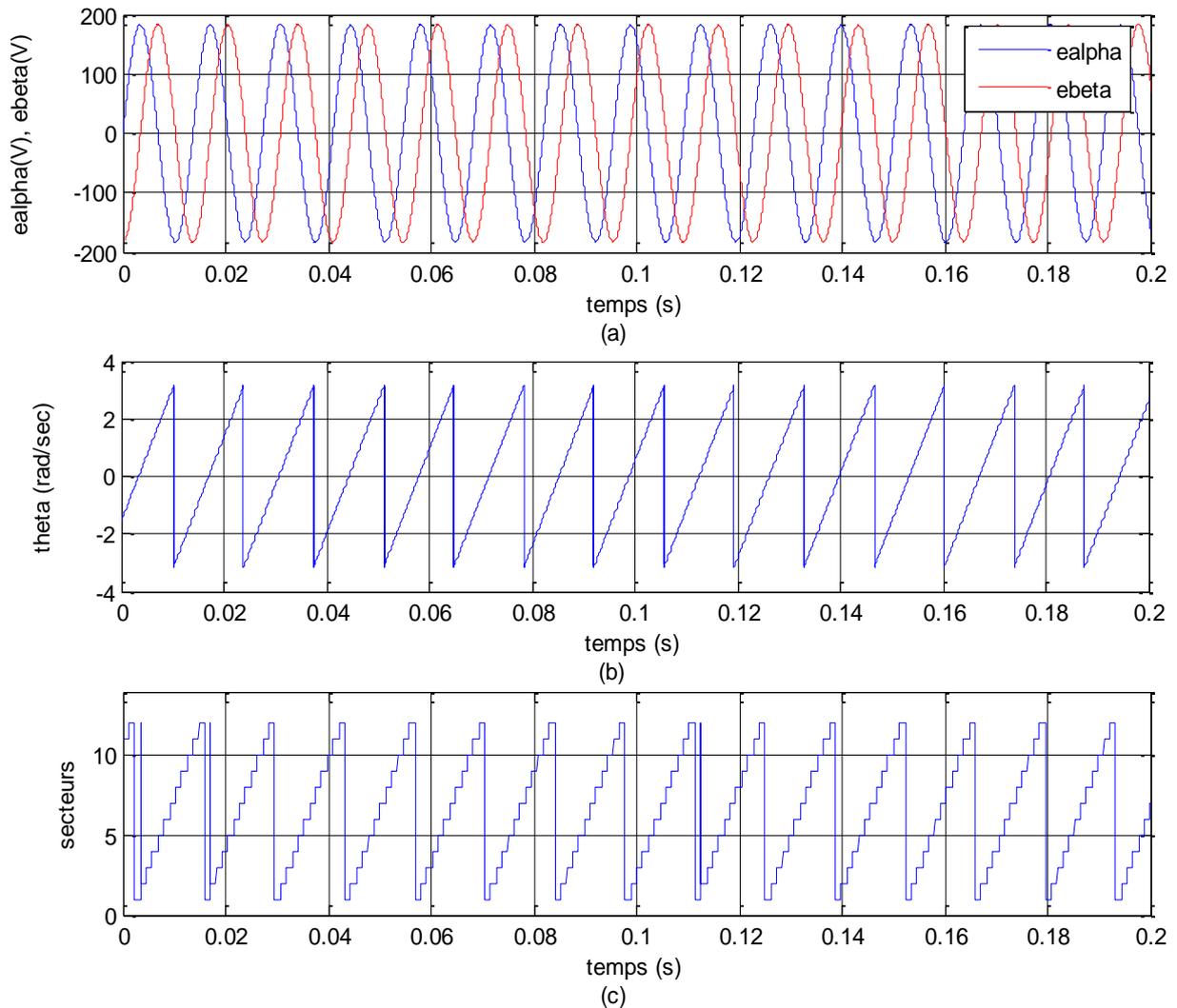


Figure III.22: Allure de la tension de source dans le repère α - β (a), position angulaire (b) et de secteurs (c).

III.6 Le contrôle direct du couple

La commande DTC a été appliquée initialement à la commande des machines asynchrones. Où la maîtrise de deux variables d'état de la machine doit être considérer : le flux statorique et le couple électromagnétique. La régulation de ces deux variables est réalisée à partir de deux régulateurs à hystérésis donc le principe de fonctionnement est détaillé dans la partie précédente et illustré sur la figure III.17.

Un des objectifs de la commande directe du couple est de réduire au maximum la fréquence de commutation de l'onduleur. Un autre est que le fonctionnement n'a pas besoin d'une tension continue constante à l'entrée de ce dernier. D'autre part, cette loi de commande en couple s'adapte par nature à l'absence de capteur mécanique (vitesse, position). Des travaux se sont donc approfondis sur ce sujet, initialement basés sur le principe de contrôle classique et donnant lieu à plusieurs changements de stratégies [Ben17].

Nous cherchons dans ce document à développer une technique équivalente pour des machines synchrones à aimants permanents en apportant des améliorations aux plans méthodologiques via la mise au point de nouvelles techniques de commandes. On s'intéressera spécialement à la commande directe du couple (DTC) sans estimation du flux statorique. Pour étudier cette stratégie de commande, on a commencé par présenter en détaille une structure de commande de la GSAPDE par le contrôle direct de puissance (DPC). Dans ce cas, la référence est le couple électromagnétique qui est exprimé en fonction de la puissance active P par la relation suivante :

$$C_{em} = \frac{P_{em}}{\Omega_{em}} \quad (III.21)$$

Tel que :

P_{em} : Puissance contrôlée par la commande DPC.

La figure III.23 représente le couple électromagnétique et sa référence contrôlée par la commande DTC :

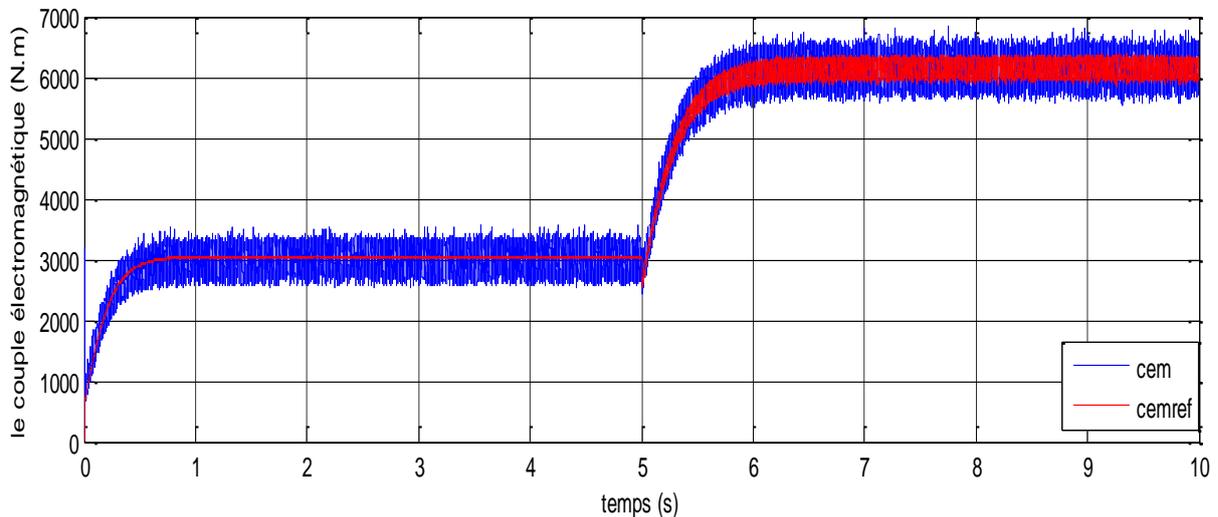


Figure III.23: Allure du couple électromagnétique contrôlé par le DTC.

L'analyse des performances de chaque stratégie étudiée nous a permis d'effectuer des comparaisons entre ces différentes techniques de commande. Les caractéristiques de chacune d'elles sont représentées dans le tableau suivant :

Tableau III.2 : Tableau des caractéristiques de la commande HCC et DPC.

	Contrôle du courant par hystérise (HCC)	Contrôle direct de la puissance (DPC)
Taux de distorsion harmonique (THDi) (%)	11.50	9.60
Rendement (η)	0.75	1
Avantages	Contrôler directement le courant. Implémentation simple.	Système de commande puissant et robuste.
Inconvénients	La fréquence du changement d'état des interrupteurs est irrégulière et incontrôlable.	Ondulations de puissance élevées et fréquence de commutation variable. Implémentation coûteuse.

III.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté trois stratégies de contrôle pour une GSAPDE connectée à un redresseur MLI. Elles concernent l'utilisation du contrôle du courant par hystérésis, le contrôle direct de puissance DPC et le contrôle direct du couple DPC basé sur le contrôleur PI. Les résultats de simulations obtenus ont montré les avantages et inconvénients de chaque commande par rapport à l'autre et après évaluation des performances de chacune d'elles, on a constaté que la technique DPC améliore les performances du système. Celles-ci affectent les performances de la réponse du système sur la tension du bus continu, correction du facteur de puissance, courant sinusoïdal et amélioration du rendement de la machine.

Chapitre IV : Introduction à l'étude du fonctionnement de la GSAPDE en régime dégradé

IV Introduction à l'étude du fonctionnement de la génératrice synchrone à aimants permanents double étoile en régime dégradé

IV.1 Introduction

Les avantages des machines polyphasées (structure redondante, fiabilité accrue, segmentation de puissance) constituent un enjeu majeur lors de leur choix et de leur mise en œuvre. Quant à la continuité du service en régime dégradé, elle nécessite la détection puis le traitement des défauts qui se décomposent en plusieurs étapes. Dans un premier temps, la procédure de traitement des défauts doit détecter le fait que l'entraînement est perturbé. Vient alors la décision visant à en maîtriser les conséquences : garantir la sécurité des personnes, puis de l'équipement en défaut. Enfin, des organes qui en dépendent plus ou moins directement. La procédure peut alors nécessiter la mise en sécurité de l'équipement pour éviter la propagation du danger. Si les impératifs de production le nécessitent, la commande de l'entraînement peut permettre de prolonger le fonctionnement en corrigeant ou non les effets indésirables. Enfin, si la totalité du matériel est mise en jeu, l'arrêt du système doit être envisagé [Djo13].

Nous nous intéressons dans ce chapitre au comportement de la GSAPDE en cas de défaut lié à l'ouverture d'une phase. Pour ce faire, des simulations lorsqu'une phase est en défaut. Par la suite, nous établissons une reconfiguration qui permet à la machine de fonctionner en mode dégradé. Ce dernier ne permet pas dans un certain nombre de cas de transiter le maximum d'énergie disponible sur tout le système.

IV.2 Origines des défauts d'alimentation

Les différents défauts qui apparaissent sur un ensemble convertisseur-machine peuvent être regroupés en deux classes différentes ; la première concerne ceux qui apparaissent au niveau des composants mécaniques. Certains de ces défauts ne peuvent être supprimés qu'en remplaçant le composant défectueux. La seconde concerne les défauts électriques au niveau des convertisseurs.

Les défauts électriques peuvent être également regroupés dans deux catégories ; les premiers concernent directement la machine (un enroulement déconnecté de l'alimentation ou en court-circuit). Les autres concernent les composants du convertisseur (un composant de puissance commandable reste continuellement ouvert ou continuellement fermé).

IV.3 Ouverture d'une phase

Lors de l'ouverture d'une phase par exemple (a_2), la machine n'est plus considérée comme une double étoile elle est plutôt vue telle qu'une machine à cinq phases non régulièrement réparties. Le schéma représentant l'ouverture d'une phase est illustré sur la figure (IV.1).

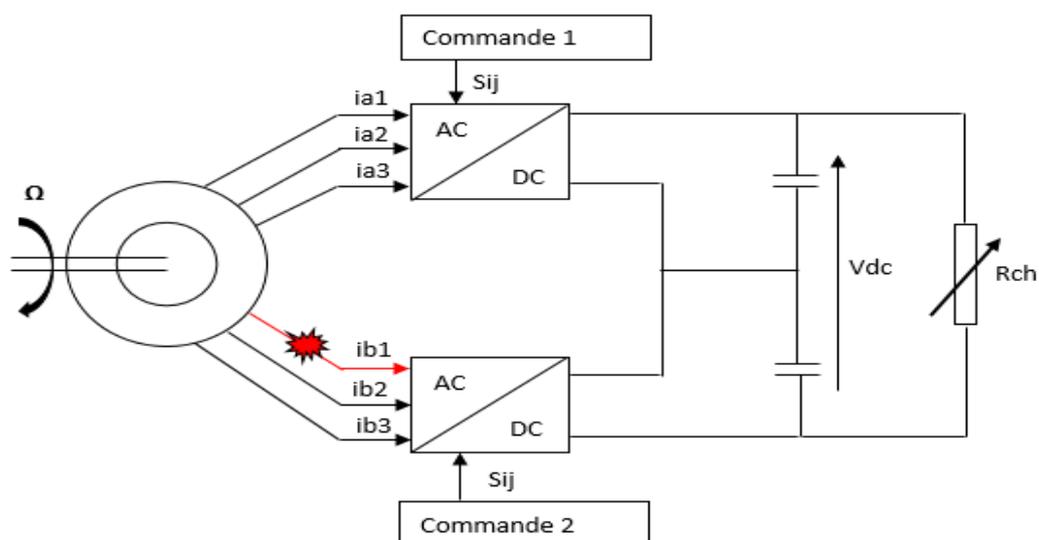


Figure IV.1 : Configuration des deux étoiles avec défaut sur la deuxième.

IV.4 Reconfiguration de la GSAPDE

La machine double étoile est constituée de deux sous-machines triphasées, et toute anomalie présente dans l'une des deux étoiles ne doit pas être une gêne à son bon fonctionnement et devra si possible permettre le fonctionnement en mode dégradé. C'est à ce propos qu'on doit intervenir et envisager une reconfiguration en déconnectant toute une machine si l'une de ses phases est en défaut. La machine passe ainsi de deux sous-machines triphasées (deux étoiles) à une seule sous-machines triphasées (une étoile) et transite 50% seulement de l'énergie disponible.

La figure IV.2 illustre la nouvelle configuration de la GSAPDE après prise de décision d'isoler l'étoile qui contient la phase en défaut.

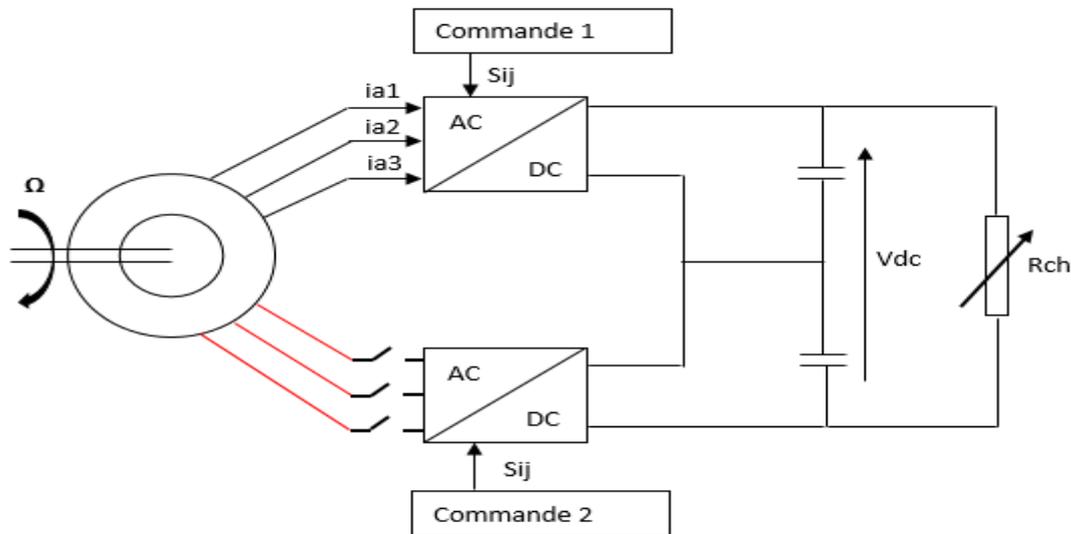


Figure IV.2 : Configuration des deux étoiles avec débranchement de la deuxième.

IV.4.1 Résultats de simulation de la GSAPDE en mode normal, introduction d'un défaut et reconfiguration

L'ouverture d'une phase provoque une dégradation des performances de la machine, les courants statoriques sont maintenant déséquilibrés ce qui entraîne des anomalies au niveau des grandeurs mesurées : courant de charge d'amplitude importante et rendement détérioré.

Dans cette section, les résultats de simulation du comportement de la GSAP en mode normal $t = [0 \ 4]$ s, en mode dégradé $t = [4 \ 8]$ s et après reconfiguration $t = [8 \ 12]$ s.

La figure IV.3 représente le courant (a) de la première étoile et les courants (a) et (b) de la deuxième étoile avec le zoom des trois. A $t = 4$ s, on débranche la première phase de la deuxième étoile ce qui provoque l'annulation du courant de celle-ci et on laisse la première étoile en mode normal.

A $t = [8 \ 12]$ s, la machine continue avec une seule étoile saine, après avoir isolé l'étoile défectueuse et les valeurs de références sont estimées à 50% de leurs valeurs en mode normal. Dans ce cas la tension de référence du bus continu est à $V_{dc} = 778$ V et la charge R_{ch} est 1.21Ω .

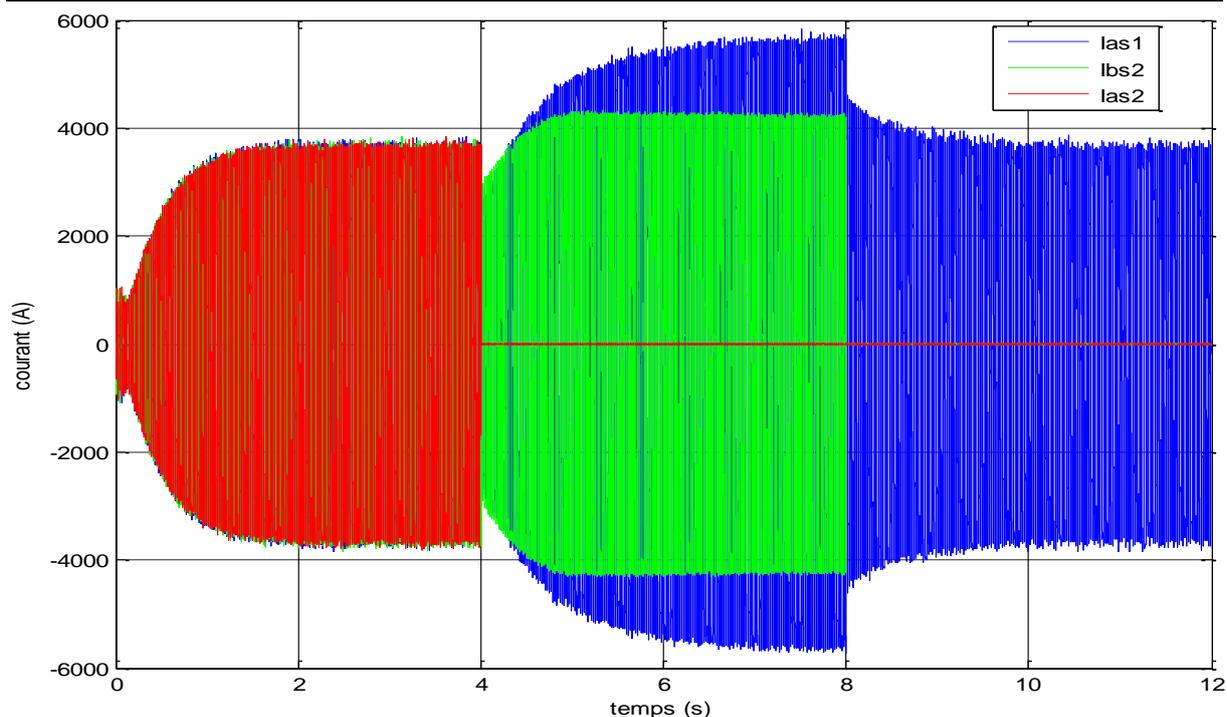


Figure IV.3 : Courant (a) de la première étoile et courants (a) et (b) de la deuxième étoile.

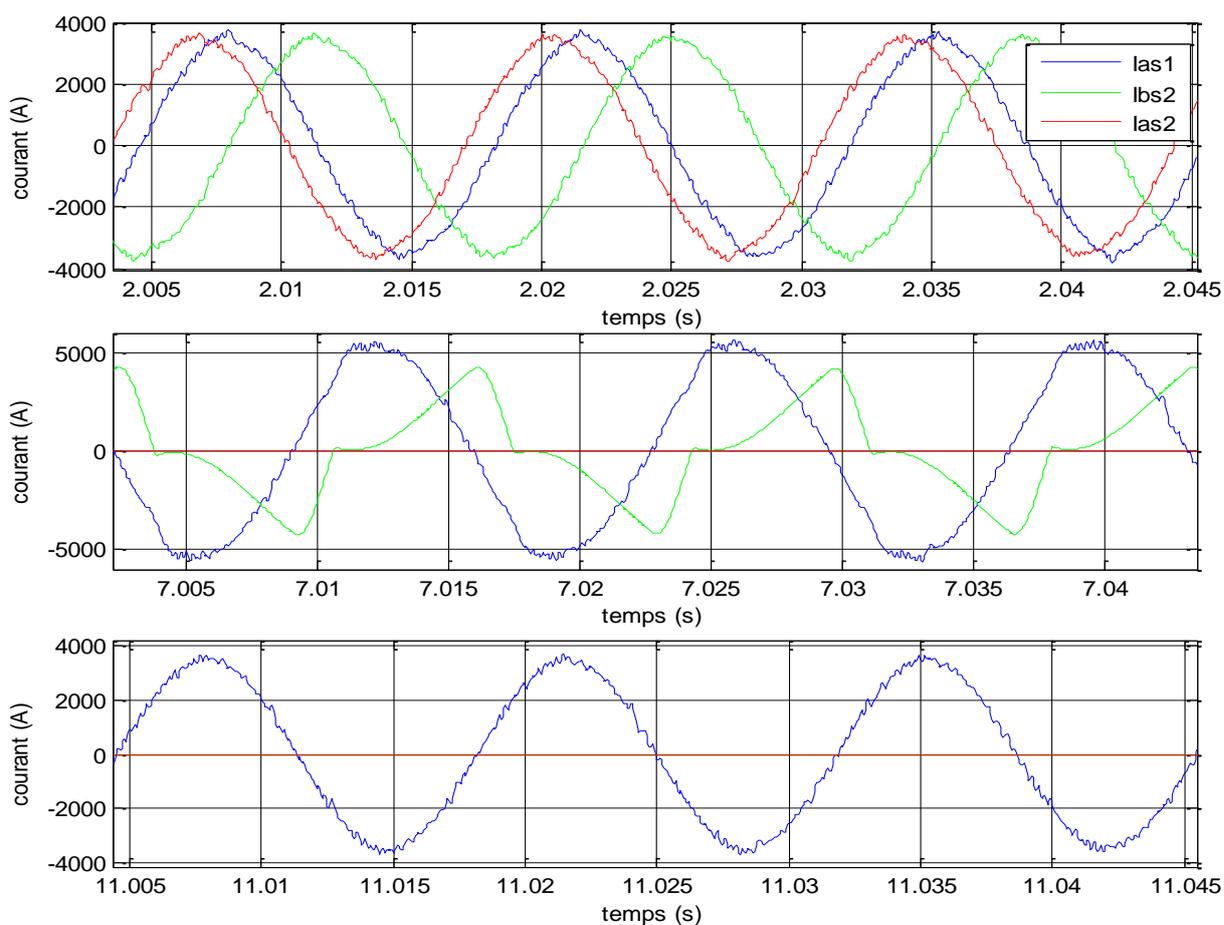


Figure IV.4 : Zoom des courants au cours des trois périodes

Il est à remarquer que l'amplitude du courant statorique de la phase de l'étoile saine a considérablement augmenté à $t = [4\ 8]$ s et peut atteindre des valeurs doubles de celles du courant nominal ce qui risque d'être préjudiciable pour la machine.

A $t = [8\ 12]$ s, les courants de l'étoile saine sont équilibrés et présentent tous la même amplitude qui est estimée à 50% de celle mesurée dans le cas de fonctionnement normal. Tandis que les courants dans l'étoile en défaut sont nuls.

La figure IV.5 représente le résultat de simulation de la tension du bus continu et du courant de charge au cours des trois configurations

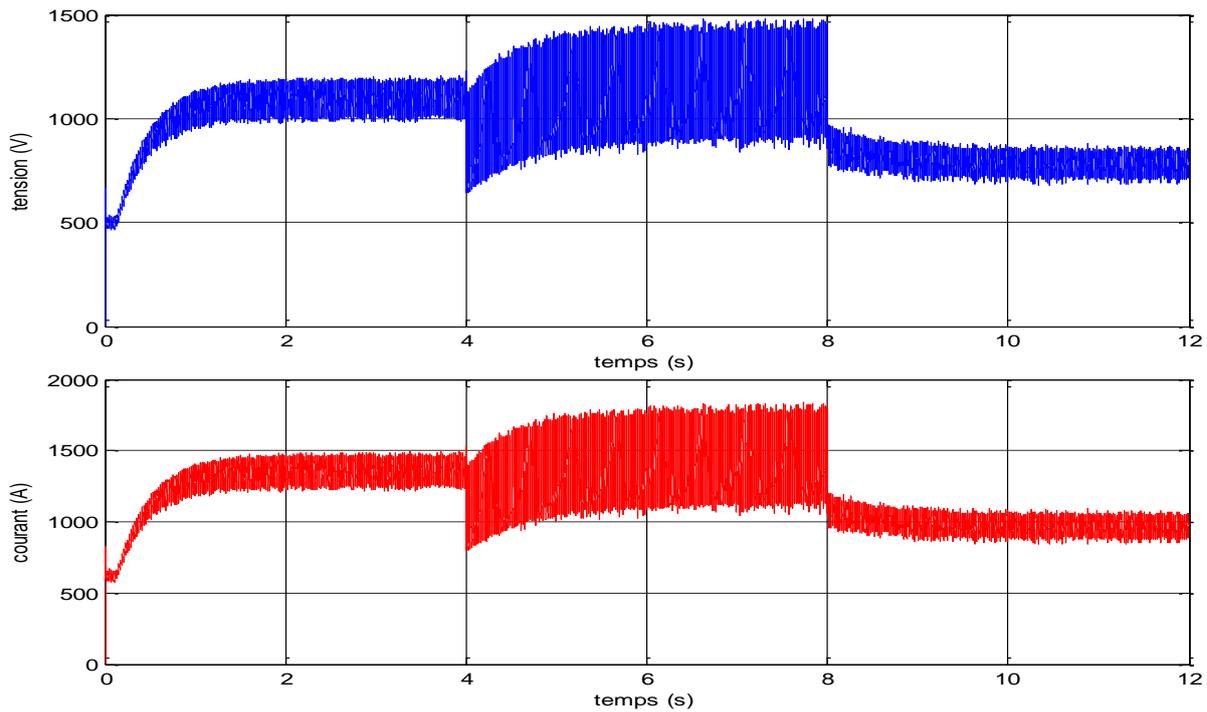


Figure IV.5 : Tension du bus continu et courant de charge.

Nous remarquons sur la figure IV.5 que le déséquilibre de la machine est plus important lors de l'ouverture d'une phase que lors de l'ouverture de trois phases constituant une sous-machine. Où les valeurs de la tension du bus continu et du courant de charge prennent la moitié de leurs valeurs nominales.

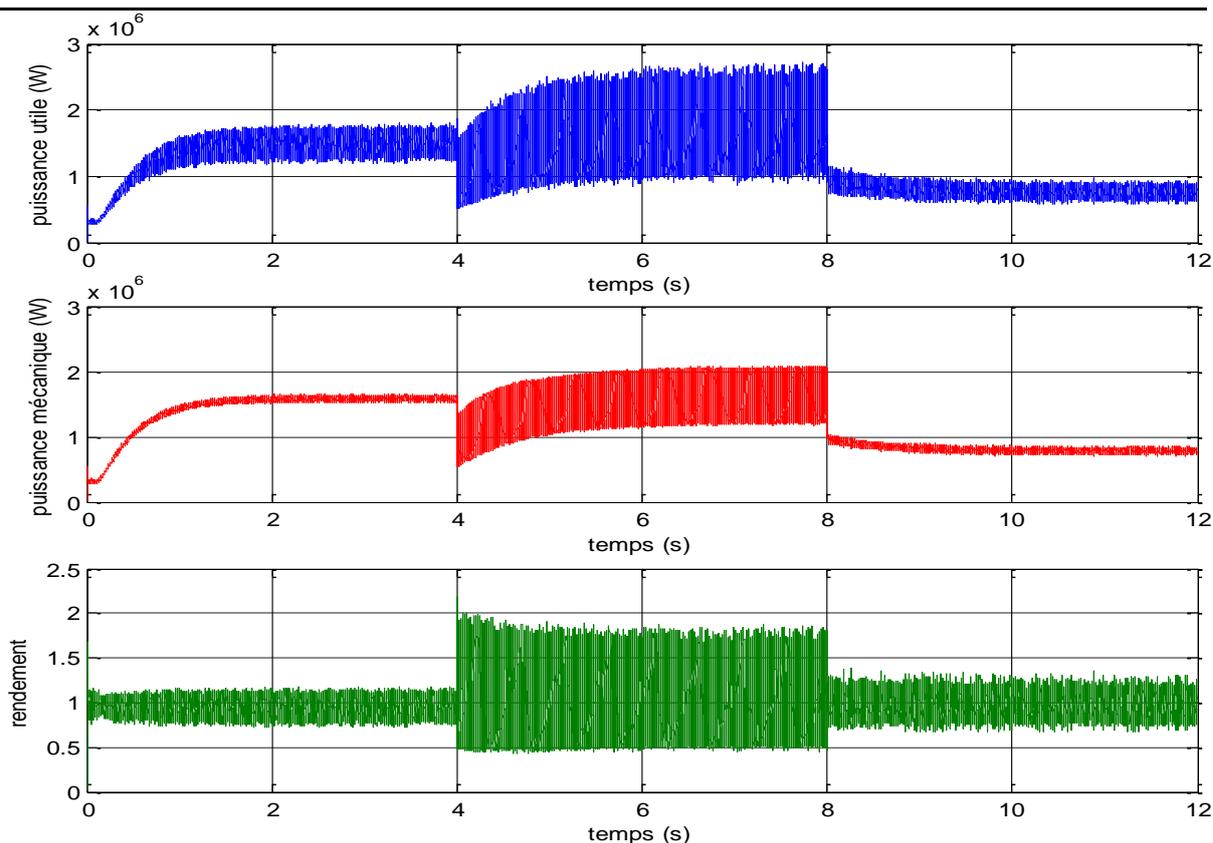


Figure IV.6 : Puissances électromagnétique, utile, mécanique et du rendement total.

La figure IV.6 représente la puissance utile et mécanique qui prennent des valeurs importantes lors de l'apparition du défaut. Cette augmentation est due aux courants importants des phases de la première étoile, ce qui engendre des pertes Joules supplémentaires qui nuisent au rendement illustré sur cette figure.

La figure montre aussi que les puissances sont à 50% de leurs valeurs nominales toute en gardant le même rendement qu'en fonctionnement en mode sein grâce à la reconfiguration apporté à la machine.

IV.5 Conclusion

Au cours de ce chapitre, nous avons traité le mode de fonctionnement dégradés de la GSAPDE, à savoir l'ouverture d'une phase, ensuite la reconfiguration de la machine. Pour chacun des modes, on a développé les modèles de simulation pour l'association convertisseur-machine. Le modèle est obtenu en utilisant comme vecteur d'entrée les tensions simples de la machine.

Les résultats de simulation montrent la continuité de fonctionnement des machines doubles étoile lors d'un défaut d'ouverture de phase. Ce dernier peut devenir dommageable dans le temps à cause des ondulations importantes, ce qui est le résultat du déséquilibre des courants statoriques. Pour rétablir l'équilibre de ces derniers, l'isolation de l'étoile en défaut est obligatoire et la machine passe alors en mode de fonctionnement dégradé avec seulement 50% de la puissance transitée.

Conclusion générale

Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire est consacré à la modélisation et simulation en vue de la commande d'une génératrice synchrone à aimants permanents double étoile.

Le premier chapitre est dédié à la présentation des machines polyphasées et ce qu'elles peuvent apporter de plus que les machines triphasées. Dans ce chapitre, quelques généralités sont introduites qui nous a permis d'enrichir nos connaissances sur l'origine et l'intérêt de l'utilisation des machines polyphasées dans le domaine de grande puissance. Dans un premier temps, une étude sur les différents travaux entrepris sur les deux types de machines polyphasées, à savoir les machines à nombre de phase paire et à nombre de phase impaire où le nombre de phase est de préférence impaire assurant un seul couplage magnétique entre les enroulements statoriques. D'autre part, nous avons présenté les avantages de ce type de machine qui rassemble les avantages des machines synchrones à aimants permanents et ceux des machines polyphasées dont l'avantage majeur est la segmentation de la puissance, mais elle présente aussi quelques inconvénients comme la complexité de la commande.

Dans le deuxième chapitre, nous nous sommes intéressés à la modélisation de la GSAPDE dans la base naturelle, de Concordia puis dans le repère de Park en utilisant trois approches. Ces derniers nous ont permis de considérer la machine double étoile comme deux machines triphasées, comme une machine hexaphasée, ou encore comme trois machines biphasées. La première approche ne peut pas s'étendre au cas de fonctionnement en mode dégradé dû à l'ouverture d'une ou deux phases vu qu'elle dépend de la répartition des phases en deux étoiles. La troisième transformation assure un découplage parfait du modèle. Sur ce fait, nous avons remarqué que malgré les trois approches soient différentes à la base, on finit par avoir le même modèle découplé simplifiant les algorithmes de commande. Les propriétés des matrices inductances de la machine sont exploitées pour simplifier sa modélisation qui s'avère compliquée dans la base naturelle.

Nous avons consacré le troisième chapitre à l'étude des stratégies de commande de la GSAPDE connecté à un redresseur MLI. Trois stratégies de contrôle ont été présentés ; elles concernent l'utilisation du contrôle du courant par hystérésis, le contrôle direct de puissance DPC et le contrôle direct du couple DTC basés sur le contrôleur PI. La première technique a comme objectifs de contrôler directement le courant en utilisant des comparateurs à hystérésis, cette commande est simple à implémenter mais la fréquence de commutation des interrupteurs est irrégulière et incontrôlable. La deuxième commande a deux objectifs indissociables, le premier est le contrôle de la puissance active et réactive, le second est la régulation de la tension du bus continu à l'aide régulateur PI. Après l'analyse des résultats de simulation de ses trois stratégies de commande compris le taux de distorsion harmonique résultant de chaque méthode, on a constaté que la technique DPC améliore les performances du système toute en affectant les performances de la réponse du système sur la tension du bus continu améliorant ainsi le rendement de la machine.

Nous avons clôturé ce mémoire par un quatrième chapitre qui traite l'un des défauts qui peuvent survenir dans un système d'entraînement. Ce défaut est dû à l'ouverture d'une phase et qui provoque un déséquilibre des courants statoriques. C'est à ce propos qu'une reconfiguration est établie et l'étoile contenant la phase en défaut est isolée afin de rétablir l'équilibre de ces courants et permettre à la machine de fonctionner en mode dégradé. Dans ce cas, ce mode ne permet pas de transiter le maximum d'énergie disponible sur tout le système.

Notre travail pourra être prolongé dans plusieurs directions, en particulier :

- Généralisations de la modélisation pour plusieurs étoiles.
- Validation expérimentale du travail.
- Application d'autres stratégies de commande à la MSAPDE.
- Étude approfondie des défauts dans une MSAPDE.

Annexe

Annexe

Tableau III.1 : Tableau des paramètres de simulation

Paramètres		Valeur
Paramètres de la GSAP	Nombre de pair de pôles	11
	Résistance statorique	$4.604 \times 10^{-4} \Omega$
	Inductance statorique	$9.9438 \times 10^{-5} \text{ H}$
	Flux rotorique	0.3244 Wb
	Vitesse de rotation	400 tr/min
	Puissance maximale	1 MW
Paramètres du Redresseur	Tension du bus continu	1100 V
	Capacité de charge	$2.2 \times 10^{-3} \text{ F}$
	Résistance équivalente de charge	1.21 Ω
Paramètres du DPC	Tension continue de référence	1100 V
	Puissance réactive de référence	0 Var
Paramètres du Régulateur PI	Proportionnel	0.0827
	Intégral	1.2484

Bibliographies

Références bibliographiques

A

- [Air17] https://www.safran-group.com/fr/media/20141028_snecma-safran-et-max-aerospace-creent-en-inde-une-societe-commune-destinee-assurer-la-maintenance-de-moteurs-davions-militaires, 18/05/2019.
- [Arr16] S. Arrour, A. Azrou, « Étude et analyse des performances d'une commande directe en puissance basée table de commutation d'un redresseur à MLI triphasé » mémoire master en électrotechnique Université A. MIRA BEJAIA, 2016.

B

- [Ben14] E. Ben Sedrine, « Machines à commutation de flux à grand nombre de phases : modèles comportementaux en mode dégradé et élaboration d'une stratégie de commande en vue de l'amélioration de la tolérance aux pannes », Thèse de Doctorat de l'école normale supérieure de Cachan, 2014.
- [Bou10] B. Boussiala « Commande vectorielle d'une machine asynchrone polyphasée alimentée par onduleur à trois niveaux Application sur la Machine Heptaphasée » Magister en Automatique École Nationale Polytechnique d'Alger 2010.
- [Bha09] Bharat Verma, revue de la défense indienne, vol. 23, Edition lancer le 19 mars 2009, 128 p.
- [Bel11] N. Belhaouchet, « Fonctionnement à fréquence de commutation constante des convertisseurs de puissance en utilisant des techniques de commande avancées application: amélioration de la qualité de l'énergie », thèse de Doctorat université Ferhat Abbas de Sétif Algérie 2011.
- [Bou13] Z. Bouderies, « Etude d'une Génératrice Asynchrone Commandée », Thèse de Doctorat, université A. mira Bejaia, 2013.
- [Bou16] A. Boukadoum, T. Bahi, A. Bouguerne, « Direct Power Control based on PI controller for PWM voltage source converters », Proceedings of the International Conference on Recent Advances in Electrical Systems, Tunisia, 2016.
- [Ben17] H. Benboughenni, R.Taleb, H.Mellah « Application à un actionneur électrique » Conférence Internationale en Automatique & Traitement de Signal Ecole Nationale Polytechnique d'Oran (ENPO), 2017.

C

- [Cha17] I.Chadou, S.Bendania, « Commande robuste d'un moteur synchrone à aimants permanents double étoiles », Mémoire Master académique université Kasdi Merbah Ouargla, 2017.
- [Che10] H. Chennoufi, L. Lamri, A. L. Nemmour, A. Khezzer, « Contrôle d'une génératrice synchrone à aimants permanents dédiée à la conversion de l'énergie éolienne par la commande directe du couple », Revue des Energies Renouvelables SMEE'10 Bou Ismail Tipaza 115 – 124, Algérie 2010.
- [Cha06] A. Chaoui, « Filtrage actif triphasé pour charge non linéaire », Thèse de Doctorat de l'université Ferhat Abbas de Sétif, 2006.

D

- [Doy12] J. F. Doyon, « Etude et simulation des groupes convertisseurs- machines synchrones à six phases », Mémoire en vue de l'obtention de la maîtrise en génie électrique, école de technologie supérieure, université du Québec, Montréal, 2012.
- [Djo13] A. Djouadi, « Alimentation et Commande d'une Machine Synchrone Polyphasée en Régime Dégradé : Application à la Machine Synchrone Double Etoile », mémoire de Magister de l'université de Chlef, 2013.
- [Dra13] Dranidis, Dimitris V. (May 2003) «Backboards of the fleet: shipboard phased-array radars; a survey of requirements, technologies, and operational systems ». Journal of Electronic Defense 26 (5): 55.

E

- [Eri05] S.Eric, F. Meibody-Tabar, M. F. Benkhoris, R. Hubert, M. Pietrzak-David, Eric. Monmasson, Al. Bouscayrol, B. Davat, P. Delarue, B. De Fornel, « Représentations Systèmes Multi-Machines (SMM) de machines polyphasées », l'École Nationale Supérieure d'Arts et Métiers, 2005.

H

- [Had01] D. Hadiouche, « Contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile : modélisation, alimentation et structure », Thèse de Doctorat de l'université de Henri Poincaré, France, 2001.

I

- [Iff15] K. Iffouzar, « Etude et Contrôle des Machines Asynchrones Polyphasées en Modes Normal et Dégradé. Application dans un Système Embarqué », thèse de doctorat de l'université des Sciences et Technologies de Bejaia, 2015.

K

- [Kad16] D. E. Kadri, Y. Melouah, « Commande par mode glissant d'un moteur synchrone double étoile alimentée par onduleur hexaphase », Mémoire master académique de l'université de Science et Technologie de Ouargla, 2016.
- [Kes03] X. Kestelyn, « Modélisation vectorielle multi machine pour la commande des ensemble convertisseurs-machines polyphasés », Thèse de Doctorat de l'université des Science et Techniques de Lille, 2003.
- [Kli83] E.A. Klingshirn, «High phase order induction motors- Part I- Description a theoretical consideration and Part 2 – Experimental results», IEEE Transaction on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-102, No 1, 1983.
- [Kot16] M.Koteich, « Modélisation et observabilité des machines électriques en vue de la commande sans capteur mécanique », Thèse de doctorat de l'université Paris-Saclay 2016.

L

- [Lop06] A. LOPEZ De Heredia BERMEO, « Commandes avancées des systèmes dédiés à l'amélioration de la qualité de la basse tension à la montée en tension », Thèse de Doctorat de l'Institut national polytechnique de Grenoble, novembre 2006.

M

- [Mao15] Y. Maouche, « Contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile. Application à la sureté de fonctionnement », Thèse de Doctorat de l'université de Constantine, 2015.
- [Mer08] E. Merabet, « Commande Floue Adaptative d'une Machine Asynchrone Double Etoile », Mémoire de Magister de l'Université de Batna, Algérie, Juin 2008.
- [Mer05] M.Merabten, « modélisation dynamique et commande d'une machine synchrone double étoile alimentée par des onduleurs MLI fonctionnement en modes normal et en mode dégradé », Thèse de Doctorat de l'Université de Nantes 2005.
- [Mal04] M. Malinowski, M.P. Kazmierkowski, M. Jasinski, « Simple direct power control of three-phase PWM rectifier using space-vector modulation (DPC-SVM) », Article in IEEE Transactions on Industrial Electronics, May 2004.

O

[Os87] F. Osborn, Braynard, Picture history of the « Normandie » with 190 illustrations, Dover Publications, 1987, 133 p.

[Ouc17] S. Ouchen, « Contribution à la Commande Directe de Puissance Dédiée au Filtrage Actif, Associé à une Source Photovoltaïque », Thèse de Doctorat, Université Mohamed Khider, Biskra, 2017.

R

[Rob17] T.Robai, A.R.Bensalah, «Contribution à l'Etude d'un Moteur Synchrone à Aimant Monté Sur la Surface Rotorique», Mémoire de Master académique Université Mohamed Boudiaf - M'sila, 2017.

S

[Scu06] F. Sculler, « Développement d'outils de conception de Machines polyphasées à aimants utilisant l'Approche multi machines », Thèse de Doctorat de l'École Nationale Supérieure d'Arts et Métiers, France 2006.

T

[Tre06] O. Tremblay, « Modélisation, simulation et commande de la machine synchrone à aimants à force contre-électromotrice trapézoïdale », En vue de l'obtention de la maîtrise en génie électrique M.Ing école de technologie supérieur université du Québec, 2006.

[Tem92] S. Temme, « Audio Distortion Measurements », Application Note, Brüel & Kjaer, no 385, 1992.

W

[War69] E. Ward, «Preliminary investigation of an inventor-fed 5-phase induction motor», Proceedings of the Institution of Electrical engineers», vol. 116, 1969.