

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 Magister

En vue de l'obtention du diplôme de Magister en Electrotechnique

Option : Systèmes Electro-Energétiques

Présenté par

BAKOURI Nacera

Ingénieur d'Etat en Electrotechnique

Thème

Etude et Commande des Générateurs pour Réseaux Autonomes de Bord d'Avions

Soutenu le : 09/01/2013, devant le Jury composé de:

Dr R.SAOU	Maître de Conférences A	Univ. de Béjaïa	Président
Dr D.AOUZELLAG	Maître de Conférences A	Univ. de Béjaïa	Rapporteur
Dr T.BENSLIMANE	Maître de Conférences A	Univ. de M'sila	Examineur
Dr K.IDJDARENE	Maître de Conférences A	Univ. de Béjaïa	Examineur
Dr K.GHEDAMSI	Maître de Conférences A	Univ. de Béjaïa	Invité

Année Universitaire : 2012/2013

Remerciements

*C'est un agréable plaisir pour moi d'exprimer mes vifs remerciements à Monsieur **Djamel AOUZELLAG** maitre de conférence à l'université A.Mira de Bejaia, d'avoir accepté de diriger ce travail de recherche et pour la confiance et l'intérêt qu'il m'a témoigné tout au long de la réalisation de ce travail, pour sa disponibilité ainsi de m'avoir fait bénéficier de ses compétences scientifiques.*

*J'ai une reconnaissance infinie auprès de Monsieur **Kaci GHEDAMSI** maitre de conférence à l'université A.Mira de Bejaia pour la précieuse assistance durant la réalisation de ce travail. J'ai apprécié vos qualités humaines et professionnelles qui ont toujours suscité mon admiration.*

*Je remercie monsieur **Rachid SAOU** maitre de conférence à l'université A.Mira de Bejaia pour avoir accepté de présider mon jury de soutenance. Je suis particulièrement sensible au grand honneur qu'il m'a accordé en acceptant cette tâche.*

*Mes vifs remerciements vont également à Monsieur, **T.BENSLIMANE** Maître de Conférences, à l'université de M'sila et Monsieur **K.IDJDARENE**, Maître de Conférences à l'université de Béjaia, pour l'intérêt qu'ils ont manifesté pour ce travail en participant aux jurys d'évaluation.*

*Je remercie également tous les enseignants du département Génie Electrique, de Béjaia en particulier monsieur **M.AIDLI** pour toute son aide précieuse et son dévouement qui m'ont été d'un grand appui.*

Enfin je remercie tous ceux qui ont contribués de pré ou de loin à la concrétisation de ce travail.

Dédicaces

Je dédie Ce modeste travail à mes chers parents, je ne trouverai jamais l'expression forte pour vous exprimer tout mon amour, ma reconnaissance et ma profonde gratitude pour vos sacrifices.

Je pris Allah, le tout puissant, pour qu'il vous accorde longue vie et qu'il me pardonne la peine que je vous ai infligé durant ces années d'étude.

A mes adorables Sœurs ; Yasmina, Souad, Biba, Sabiha et Karima,

A mon cher Frère Bachir,

A toute ma famille,

A tout mes amis,

Avec mes affectueux attachements.

Sommaire

SOMMAIRE

Nomenclature

Liste des figures

Liste des tableaux

Introduction générale.....1

CHAPITRE I

GENERALITES SUR LES RESEAUX EMBARQUES

I.1 Introduction.....	4
I.2 Etat de l'art des architectures et des technologies utilisées dans les réseaux de bord d'avion.....	4
I.2.1 Définition des réseaux embarqués	4
I.3 Evolution des réseaux de bord d'avion	5
I.4 Besoins énergétiques.....	5
I.4.1 Avion à puissance hydraulique	10
I.4.1.1 Circuits hydrauliques	10
I.4.1.2 Circuits électriques	12
I.4.2 Avion Plus Electrique	13
I.4.2.1 Circuits hydrauliques	14
I.4.2.2 Circuit électrique.....	15
I.5 Analyse d'architectures pour réseaux embarqués.....	21
I.5.1 Génératrice synchrone à trois étages.....	22
I.5.2 Types de réseaux embarqués	23
I.5.2.1 Réseau alternatif à fréquence fixe	23
I.5.2.1.1 Génération au travers d'un convertisseur	23
I.5.2.1.2 Génération direct par une machine	24
I.5.2.2 Réseau alternatif à fréquence variable	24
I.5.2.3 réseau à courant continu.....	25
I.6 Différents modes de fonctionnement de la MADA	26
I.7 Avantages et inconvénients de la MADA.....	27
I.7.1 Avantages de la MADA	27
I.7.2 Inconvénients de la MADA	28
I.8 Conclusion	28

CHAPITRE II

MODELISATION ET COMMANDE DE LA MADA EN GENERATRICE

II.1 Introduction	29
II.2 Description de la machine asynchrone à double alimentation	30
II.3 Hypothèses simplificatrices	30
II.4 Modèle triphasée de la MADA	31
II.4.1 Equations électriques	32
II.4.2 Equations magnétiques	32
II.4.3 Expression du couple électromagnétique	33
II.4.4 Equation mécanique.....	33
II.5 Modèle biphasé de la MADA	34
II.5.1 Transformation de Park	34
II.5.2 choix du référentiel	35
II.5.3 Modèle de la MADA lié au système d'axes (d,q)	35
II.5.4 Equations électriques	36
II.5.5 Equations magnétiques	36
II.5.6 Expression du couple électromagnétique	36
II.6 Stratégie de commande de la MADA	36
II.6.1 Choix du référentiel pour le modèle diphasé.....	37
II.6.2 Relations entre puissances statoriques et courants rotoriques	38
II.6.3 Expression de la puissance active et réactive total du générateur	39
II.6.4 Relations entre tensions rotoriques et courants rotoriques	39
II.6.5 Calcul du rendement du générateur	41
II.7 Commande vectorielle de la MADA en génératrice	41
II.7.1 Principe général	41
II.7.2 Hypothèses simplificatrices	43
II.7.2.1 Hypothèses de travail.....	43
II.8 Résultats de simulation sans convertisseur	44
II.9 Association convertisseur-machine	45
II.10 modélisation des convertisseurs statiques	46
II.10.1 Convertisseur côté machine	46
II.10.1.1 Modélisation de l'onduleur de tension triphasé.....	46
II.10.2 Convertisseur côté réseau	49
II.10.3 Modélisation de la liaison au réseau	50
II.10.3.1 Modélisation du bus continu.....	50
II.10.3.2 Calcul de la tension du bus continu	51
II.10.3.3 Contrôle de transit des puissances	52
II.10.3.4 Calcul des courants de référence	52
II.10.3.5 Contrôle des courants	53
II.11 Résultats de simulation	56
II.12 Conclusion	60

CHAPITRE III

ETUDE ET CONTROLE D'UN RESEAU AUTONOME EMBARQUE BASE SUR LA MADA

III.1 Introduction	61
III.2 Etat de l'art sur les réseaux autonomes basés sur la MADA.....	61
III.3 Stratégie de contrôle de la machine asynchrone à double alimentation pour un fonctionnement autonome	64
III.3.1 Détermination de l'amplitude de la tension statorique.....	65
III.3.2 Génération des courants rotoriques de référence	65
III.3.3 Génération des tensions rotoriques de référence	66
III.4 Modèle de la batterie	69
III.4.1 Choix de type de la batterie.....	69
III.4.2 Présentation du Modèle	70
III.4.3 Fonctionnement de la batterie sur différentes charges	71
III.5 Convertisseur DC/DC.....	73
III.5.1 Topologie du convertisseur	73
III.5.2 Analyse en régime permanent du convertisseur élévateur	74
III.5.3 Contrôle du convertisseur.....	78
III.5.3.1 Simulation du contrôle sur charge fixe.....	79
III.5.3.2 Simulation du contrôle sur charge variable	80
III.6 Résultats de simulation du système globale	80
III.6.1 Effet de la variation simultanée de la charge et de la vitesse sur les grandeurs statoriques.....	81
III.6.2 Tests à vitesse fixe et charge variable	83
III.6.2.1 Charge résistive (R).....	84
III.6.2.2 Charge inductive (R, L).....	91
III.6.2.3 Charge capacitive (R, C)	98
III.6.3 Tests à vitesse variable et charge fixe	105
III.6.3.1 Charge résistive (R).....	104
III.6.3.2 Charge inductive (R, L).....	108
III.6.3.3 Charge capacitive (R,C)	110
III.7 Conclusion	112
Conclusion générale et perspectives	114
Références & bibliographiques	

Annexes

Nomenclature

NOTATIONS

a_s, b_s, c_s	Axes magnétiques des enroulements statoriques
a_r, b_r, c_r	Axes magnétiques des enroulements rotoriques
θ_e	Position électrique du rotor par rapport au stator [rd]
θ_m	Position mécanique du rotor par rapport au stator [rd]
θ_s	Position électrique du champ tournant par rapport au stator par rapport au stator [rd]
ω_s	Pulsation des grandeurs statoriques [rd/s]
ω_r	Pulsation des grandeurs rotoriques [rd/s]
ω_e	Vitesse électrique du rotor [rd/s]
g	Glissement de la machine
p	Opérateur de Laplace
Ω	Vitesse mécanique du rotor [rd/s]
V_s	Module de la tension statorique [V]
V_{eff}	Valeur efficace de la tension statorique [V]
v_{sa}, v_{sb}, v_{sc}	Tension des enroulements statoriques [V]
v_{ra}, v_{rb}, v_{rc}	Tension des enroulements rotoriques [V]
v_{ds}, v_{qs}	Composantes de la tension statorique dans le repère tournant (d, q)
v_{dr}, v_{qr}	Composantes de la tension rotorique dans le repère tournant (d, q)
v_{an}, v_{bn}, v_{cn}	Tensions de sortie de l'onduleur rapportées au point neutre n [V]
v_{ao}, v_{bo}, v_{co}	Tensions de sortie de l'onduleur rapportées au point fictif o [V]
v_{ma}, v_{mb}, v_{mc}	Tensions simples modulé par le convertisseur côté réseau [V]
v_{ga}, v_{gb}, v_{gc}	Tensions simples du côté réseau [V]
v_{md}, v_{mq}	Composantes de la tensions modulé par le convertisseur coté réseau dans le repère tournant (d, q)
v_{gd}, v_{gq}	Composantes de la tensions côté réseau dans le repère tournant (d, q)
u_{dc}	Tension au borne du condensateur du bus continu [V]
i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}	Courants dans les enroulements statoriques [A]
i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}	Courants dans les enroulements rotoriques [A]
i_{ds}, i_{qs}	Composantes du courants statoriques dans le repère tournant (d, q)
i_{dr}, i_{qr}	Composantes du courant rotorique dans le repère tournant (d, q)
i_{ta}, i_{tb}, i_{tc}	Courant transitant dans le filtre [A]

i_{td}, i_{tq}	Composantes (d,q) du courants transitant dans le filtre
i_c	Courant capacitif [A]
i_{res}	Courant modulé par le convertisseur coté réseau [A]
i_{mac}	Courant modulé par le convertisseur coté machine [A]
$\Psi_{sa}, \Psi_{sb}, \Psi_{sc}$	Composantes du flux statorique dans le repère triphasé (a_s, b_s, c_s) [Wb]
$\Psi_{ra}, \Psi_{rb}, \Psi_{rc}$	Composantes du flux rotorique dans le repère triphasé (a_r, b_r, c_r) [Wb]
Ψ_{ds}, Ψ_{qs}	Composantes du flux statorique dans le repère tournant (d, q)
Ψ_{dr}, Ψ_{qr}	Composantes du flux rotorique dans le repère tournant (d, q)
R_s, R_r	Résistance d'une phase statorique et rotorique respectivement [Ω]
R_t	Résistance d'une phase du filtre [Ω]
L_s, L_r	Inductance cyclique (propre) statorique et rotorique respectivement [H]
L_t	Inductance cyclique (propre) du filtre [H]
M_s, M_r	Inductance mutuelle entre deux phases statoriques et deux phases rotoriques respectivement [H]
M_0	Inductance mutuelle maximale stator/rotor [H]
$M = \frac{3}{2}M_0$	Inductance mutuelle stator/rotor [H]
C_e	Couple électromagnétique de la machine [N.m]
C_r	Couple résistant [N.m]
J	Moment d'inertie [$Kg.m^2$]
f	Coefficient de frottement
P	Nombre de paires de pôles
P_s, Q_s	Puissance active et réactive du stator [W], [VAR]
P_r, Q_r	Puissance active et réactive du rotor [W], [VAR]
P_g, Q_g	Puissance active et réactive totale du générateur [W], [VAR]
P_{gr}, Q_{gr}	Puissance active et réactive transitées au réseau du coté rotor [W], [VAR]
P_{res}	Puissance active du réseau [W]
P_{mec}	Puissance mécanique sur l'arbre de la machine [W]
P_{mac}	Puissance active à la sortie du convertisseur côté rotor [W]
P_c	Puissance active stockée dans le condensateur [W]
C	Capacité du condensateur de filtrage [μF]
V_{batt}	Tension de la batterie[V]
V_L	Tension au borne de l'inductance du hacheur [V]
V_g	Tension continu du générateur [V]

V	Tension du hacheur [V]
v	Tension au borne de la résistance fictive du hacheur [V]
I	Courant du hacheur [A]
R	Resistance fictive du hacheur [Ω]

ABBREVIATIONS

Abréviations anglo-saxonnes

AC	Alternative Current
DC	Direct Current
ACCU	ACCUmulator
APU	Auxiliary Power Unit
ATRU	Auto Transformer Rectifier Unit
BAT	BATterie
BCRU	Battery Charge and Rectifier Unit
CSM/G	Constant Speed Motor/Generator
EBHA	Electrical Backup Hydraulic Actuator
EHA	Electro-Hydrostatic Actuator
EMA	Electro-Mechanical Actuator
ESS	ESSential
EXT PWR	EXTernal PoWeR
GEN	GENerator
IDG	Integrated Drive Generator
CSD	Constant Speed Drive
RAT	Ram Air Turbine
STAT INV	STATic INVerter
TEFO	Total Engine Flame-Out
TMES	Total Loss of Main Electrical System
TRU	Transformer Rectifier Unit
VFG	Variable Frequency Generator

Abréviations françaises

GS3E	Génératrice Synchrone à trois Etages
MSAP	Machine Synchrone à Aimant Permanent
MADA	Machine Asynchrone à Double Alimentation
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion
PI	Régulateur Proportionnel Intégral

Liste des figures

LISTE DES FIGURES

Figure I-1: Différentes sources d'énergie mises en œuvre dans un avion	6
Figure I-2: Vue physique d'un moteur et emplacement du boîtier d'accessoires.....	7
Figure I-3: Réacteur Rolls-Royce pour l'airbus A380.....	7
Figure I-4: Schéma de distribution de puissance de l'avion	9
Figure I-5: Photographie de la RAT pour A330 et A340	10
Figure I-6: Architecture type d'un biréacteur actuel 3H, constitué de trois circuits hydrauliques ainsi que d'un réseau électrique AC et DC (basé sur un Airbus A330)	11
Figure I-7: Architecture type d'un biréacteur « plus électrique », 2H+2E, constitué de deux circuits hydrauliques ainsi que d'un réseau électrique AC et DC (inspirée d'un airbus A380)	14
Figure I-8: Représentation schématique d'un EHA, actionneur principalement utilisé pour déplacer les surfaces des commandes de vol	16
Figure I-9: Schéma de principe d'un IDG (en haut) et d'un VFG (en bas).....	17
Figure I-10: Schémas simplifiés d'un TR (à gauche) et d'un BCRU (à droite)	18
Figure I-11: Localisation des éléments électriques sur Airbus a330	19
Figure I-12 : Transmission de l'énergie dans un avion «tout électrique ».....	20
Figure I-13: Architecture et principe de régulation de la tension dans le cas de la GS3E.....	22
Figure I-14: Génération à fréquence fixe au travers de convertisseurs.....	24
Figure I-15: Générateur à courant continu générique	25
Figure I-16: Quadrants de fonctionnement de la machine asynchrone à double alimentation	27
Figure II-1 : Schéma global de l'architecture étudiée	29
Figure II-2 : structure du stator et des contacts rotoriques de la MADA	30
Figure II-3 : Représentation schématique de la MADA dans le système triphasé	31
Figure II-4 : Système d'axes réels et système d'axes fictifs.....	35
Figure II-5 : Vecteur tension et flux dans le système d'axe choisi.....	37
Figure II-6 : Schéma bloc des puissances à réguler.....	40
Figure II-7 : Principe générale de la commande vectorielle en P et Q de la MADA	42
Figure II-8 : Schéma global de la commande vectorielle de la MADA	43
Figure II-9 : Modèle de la machine avec prise en compte de l'onduleur	44
Figure II-10 : Evolution de la puissance active du générateur et réactive statorique lors de la régulation.....	45
Figure II-11: Schéma synoptique pour un fonctionnement en génératrice de la MADA.....	46
Figure II-12 : Schéma de l'onduleur de tension triphasé.....	47
Figure II-13 : Schéma de contrôle du convertisseur côté machine.....	49
Figure II-14 : Schéma électrique de la liaison au réseau via un convertisseur MLI.....	49
Figure II-15 : Représentation schématique du bus continu	51
Figure II-16 : Représentation schématique des courants transités dans le filtre.....	54
Figure II-17 : Représentation schématique du contrôle des courants.....	55
Figure II-18 : Schéma synoptique du contrôle de la liaison au réseau	55

Figure II-19 : Allure de la vitesse d'entraînement.....	57
Figure II-20 : Allure du glissement	57
Figure II-21 : Evolution de la puissance.....	58
Figure II-22 : Evolution de la puissance active injectée au réseau.....	58
Figure II-23 : Evolution de la puissance active et réactive statorique.....	58
Figure II-24 : Evolution de la puissance active et réactive rotorique.....	58
Figure II-25 : Evolution de la puissance active transitée par le filtre.....	58
Figure II-26 : Evolution de la puissance réactive transitée par le filtre.....	58
Figure II-27 : Evolution de la tension et courant rotorique.....	59
Figure II-28 : Allure de la tension et du courant injecté au réseau.....	59
Figure II-29 : Evolution de la tension du bus continu.....	60
Figure III-1 : Schéma de principe du générateur autonome.....	64
Figure III-2 : Boucle de régulation de la tension statorique.....	65
Figure III-3 : Schéma bloc du contrôle des courants.....	68
Figure III-4 : Schéma bloc de commande du système autonome basé sur la MADA.....	69
Figure III-5 : Schéma électrique équivalent de la batterie [Mat 09].....	71
Figure III-6 : Courbe de décharge du banc d'accumulateurs Li-Ion pour différentes charges en Ah.....	72
Figure III-7 : Courbe de décharge du banc d'accumulateurs Li-Ion en fonction du temps ...	72
Figure III-8 : Hacheur abaisseur-élévateur bidirectionnel.....	72
Figure III-9 : Écoulement de puissance et topologie de la section abaisseur du hacheur.....	74
Figure III-10 : Écoulement de puissance et topologie de la section élévateur du hacheur.....	74
Figure III-11 : Représentation du hacheur élévateur de tension.....	75
Figure III-12 : Courbe de la tension de l'inductance et du courant du condensateur.....	76
Figure III-13 : Courbe du rapport de conversion du hacheur.....	77
Figure III-14 : Schéma de contrôle du hacheur.....	79
Figure III-15 : Tension du bus continu à la sortie du hacheur.....	79
Figure III-16 : Effet de la variation de la charge sur la tension du bus continu.....	80
Figure III-17 : Allure de la vitesse du rotor.....	81
Figure III-18 : Allure des tensions statoriques.....	82
Figure III-18-a : Zoom sur l'allure des tensions statoriques.....	82
Figure III-19 : Allure des courants statoriques.....	82
Figure III-19-a : Zoom sur l'allure des courants statoriques.....	82
Figure III-20 : Allure de la tension V_s	82
Figure III-20-a : Zoom sur la tension V_s au moment de démarrage.....	82
Figure III-20-b : Zoom sur la tension V_s	83
Figure III-21 : Allure des tensions statoriques.....	84
Figure III-21-a : Zoom sur l'allure des tensions statoriques.....	84
Figure III-22 : Allure des courants statoriques.....	84
Figure III-22-a : Zoom sur l'allure des courants statoriques.....	84
Figure III-23 : Courant et tension d'une phase statorique.....	85
Figure III-24 : Allure des tensions rotatoriques.....	85
Figure III-24-a : Zoom sur l'allure des tensions rotatoriques.....	85
Figure III-25 : Allure des courants rotatoriques.....	85
Figure III-25-a : Zoom sur l'allure des courants rotatoriques.....	85
Figure III-26 : Allure de la tension statoriques efficace.....	86
Figure III-26-a : Zoom sur l'allure de la tension statorique efficace à l'instant $t=3s$	86
Figure III-26-b : Zoom sur l'allure de la tension statoriques efficace au moment de démarrage.....	

.....	86
Figure III-27: Allure des tensions statoriques	87
Figure III-27-a: Zoom sur l'allure des tensions statoriques	87
Figure III-28: Allure des courants statoriques.....	87
Figure III-28-a: Zoom sur l'allure des courants statoriques.....	87
Figure III-29: Allure des tension rotoriques.....	87
Figure III-30: Allure des courants rototoriques.....	87
Figure III-31: Allure de la tension statoriques efficace.....	88
Figure III-31-a: Zoom sur l'allure de la tension statorique efficace à l'instant $t=3s$	88
Figure III-31-b: Zoom sur l'allure de la tension statoriques efficace au moment de démarrage.....	88
.....	88
Figure III-32: Allure des tensions statoriques	89
Figure III-32-a: Zoom sur l'allure des tensions statoriques	89
Figure III-33: Allure des courants statoriques.....	89
Figure III-33-a: Zoom sur l'allure des courants statoriques.....	89
Figure III-34: Allure des tensions rotoriques	89
Figure III-34-a: Zoom sur l'allure des tensions rotoriques.....	89
Figure III-35: Allure des courants rotoriques	90
Figure III-35-a: Zoom sur l'allure des courants rotoriques	90
Figure III-36: Allure de la tension statorique efficace	90
Figure III-36-a: Zoom sur l'allure de la tension statorique efficace à l'instant $t=3s$	90
Figure III-36-b: Zoom sur l'allure de la tension statorique efficace	90
Figure III-37: Allure des tensions statoriques	91
Figure III-37-a: Zoom sur l'allure des tensions statoriques	91
Figure III-38: Allure des courants statoriques.....	91
Figure III-38-a : Zoom sur l'allure des courants statoriques.....	91
Figure III-39: Courant et tension d'une phase statorique.....	92
Figure III-40: Allure des tensions rotoriques	92
Figure III-40-a: Zoom sur l'allure des tensions rotoriques.....	92
Figure III-41: Allure des courants rotoriques.....	92
Figure III-41-a: Zoom sur l'allure des courants rotoriques.....	92
Figure III-42: Allure de la tension statorique efficace	93
Figure III-42-a: Zoom sur l'allure de la tension statorique efficace.....	93
Figure III-42-b: Zoom sur l'allure de la tension statorique efficace à l'instant $t=2s$	93
Figure III-42-c: Zoom sur l'allure de la tension statorique efficace à l'instant $t=4s$	93
Figure III-43: Allure des tensions statoriques	94
Figure III-43-a: Zoom sur l'allure des tensions statoriques	94
Figure III-44: Allure des courants statoriques	94
Figure III-44-a: Zoom sur l'allure des courants statoriques.....	94
Figure III-45: Allure des tensions rotoriques	95
Figure III-46: Allure des courants rotoriques.....	95
Figure III-47: Allure de la tension statorique efficace	95
Figure III-47-a: Zoom sur l'allure de la tension statorique efficace.....	95
Figure III-47-b: Zoom sur l'allure de la tension statorique efficace à l'instant $t=2s$	95
Figure III-47-c: Zoom sur l'allure de la tension statorique efficace à l'instant $t=4s$	95
Figure III-48: Allure des tensions statoriques	96
Figure III-48-a: Zoom sur l'allure des tensions statoriques	96
Figure III-49: Allure des courants statoriques.....	96
Figure III-49-a: Zoom sur l'allure des courants statoriques.....	96
Figure III-50: Allure des tensions rotoriques	97

Figure III-50-a: Zoom sur l'allure des tensions rotoriques.....	97
Figure III-51: Allure des courants rotoriques	97
Figure III-51-a: Zoom sur l'allure des courants rotoriques	97
Figure III-52: Allure de la tension statorique efficace	97
Figure III-52-a: Zoom sur l'allure de la tension statorique efficace.....	97
Figure III-52-b: Zoom sur l'allure de la tension statorique efficace à l'instant $t=2s$	98
Figure III-52-c: Zoom sur l'allure de la tension statorique efficace à l'instant $t=4s$	98
Figure III-53: Allure des tensions statoriques	98
Figure III-53-a: Zoom sur l'allure des tensions statoriques	98
Figure III-54: Allure des courants statoriques.....	99
Figure III-54-a: Zoom sur l'allure des courants statoriques	99
Figure III-55: Courant et tension d'une phase statorique	99
Figure III-56: Allure des tensions rotoriques	99
Figure III-56-a: Zoom sur l'allure des tensions rotoriques.....	99
Figure III-57: Allure des courants rotoriques	100
Figure III-57-a: Zoom sur l'allure des courants rotoriques	100
Figure III-58: Allure de la tension statorique efficace	100
Figure III-58-a: Zoom sur l'allure de la tension statorique efficace.....	100
Figure III-58-b: Zoom sur l'allure de la tension statorique efficace à l'instant $t=3s$	100
Figure III-59: Allure des tensions statoriques	101
Figure III-59-a: Zoom sur l'allure des tensions statoriques	101
Figure III-60: Allure des courants statoriques.....	101
Figure III-60-a: Zoom sur l'allure des courants statoriques	101
Figure III-61: Allure des tensions rotoriques	102
Figure III-62: Allure des courants rotoriques	102
Figure III-63: Allure de la tension statorique efficace	102
Figure III-63-a: Zoom sur l'allure de la tension statorique efficace.....	102
Figure III-63-b: Zoom sur l'allure de la tension statorique efficace à l'instant $t=3s$	102
Figure III-64: Allure des tensions statoriques	103
Figure III-64-a: Zoom sur l'allure des tensions statoriques	103
Figure III-65: Allure des courants statoriques.....	103
Figure III-65-a: Zoom sur l'allure des courants statoriques	103
Figure III-66: Allure des tensions rotoriques	104
Figure III-66-a: Zoom sur l'allure des tensions rotoriques.....	104
Figure III-67: Allure des courants rotoriques	104
Figure III-67-a: Zoom sur l'allure des courants rotoriques	104
Figure III-68: Allure de la tension statorique efficace	104
Figure III-68-a: Zoom sur l'allure de la tension statorique efficace.....	104
Figure III-68-b: Zoom sur l'allure de la tension statorique efficace à l'instant $t=3s$	105
Figure III-69: Allure variable de la vitesse du rotor.....	105
Figure III-70: Allure des tensions statoriques	106
Figure III-70-a: Zoom sur l'allure des tensions statoriques	106
Figure III-71: Allure des courants statoriques.....	107
Figure III-71-a: Zoom sur l'allure des courants statoriques	107
Figure III-72: Allure des tensions rotoriques	107
Figure III-72-a: Zoom sur l'allure des tensions rotoriques.....	107
Figure III-73: Allure des courants rotoriques	107
Figure III-74: Allure de la tension statorique efficace	108
Figure III-74-a: Zoom sur l'allure de la tension statorique	108
Figure III-75: Allure des tensions statoriques	108

Figure III-75-a: Zoom sur l'allure des tensions statoriques	108
Figure III-76: Allure des courants statoriques	109
Figure III-76-a: Zoom sur l'allure des courants statoriques	109
Figure III-77: Allure des tensions rotoriques	109
Figure III-77-a: Zoom sur l'allure des tensions rotoriques.....	109
Figure III-78: Allure des courants rotoriques	109
Figure III-79: Allure de la tension statorique efficace	110
Figure III-79-a: Zoom sur l'allure de la tension statorique	110
Figure III-80: Allure des tensions statoriques	110
Figure III-80-a: Zoom sur l'allure des tensions statoriques	110
Figure III-81: Allure des courants statoriques.....	111
Figure III-81-a: Zoom sur l'allure des courants statoriques	111
Figure III-82: Allure des tensions rotoriques	111
Figure III-82-a: Zoom sur l'allure des tensions rotoriques.....	111
Figure III-83: Allure des courants rotoriques	111
Figure III-84: Allure de la tension statorique efficace	112
Figure III-84-a: Zoom sur l'allure de la tension statorique efficace.....	112

Introduction

Générale

Introduction générale

L'augmentation de la consommation de pétrole est la cause du problème de l'effet de serre et de la crise de l'énergie. Le secteur du transport qui consomme une grande part de pétrole dans le monde, est une des sources de pollution majeure. Une stratégie d'économie d'énergie est d'utiliser des énergies alternatives afin de réduire la consommation de carburant et les émissions de gaz à effet de serre. L'augmentation du rendement d'énergie globale des transports et le recyclage de l'énergie dissipée sont les solutions envisageables. Dans ce contexte, l'énergie électrique a été mise en avant dans le domaine aéronautique, automobile, maritime et ferroviaire.

Aujourd'hui, les acteurs aéronautiques sont confrontés à de nouveaux enjeux :

- La forte hausse du coût du carburant.
- La diminution de l'impact environnementale.
- L'augmentation du besoin en trafic aérien.

En aviation, les énergies dites de servitude, qui ne servent pas à la propulsion de l'avion, sont indispensables. Elles permettent d'actionner les commandes de vol, d'alimenter les équipements électroniques de navigation, d'assurer un confort auprès des passagers. Ces énergies auxiliaires s'appuient actuellement sur trois vecteurs énergétiques : les fluides hydrauliques, l'air comprimé, l'électricité.

Le concept d'avion électrique vise à remplacer les deux premiers par le troisième. Certaines innovations apportées par l'avion électrique ont déjà été mises en œuvre sur certains appareils comme l'Airbus A380. d'autres innovations sont actuellement étudiées et devraient être déployées sur les avions de prochaine génération.

Les avantages de l'avion électrique sont multiples. Celui-ci permet :

- De réduire les redondances entre les différents vecteurs énergétiques et par conséquent de réduire la masse de l'avion et la consommation de carburant.
- De réduire le délai et le coût de la maintenance (les systèmes électriques sont faciles à réparer).
- De réduire les délais de conception (le déploiement d'un réseau électrique à l'intérieur de l'avion est plus discret que celui d'un réseau hydraulique).
- De réduire la pollution liée aux fuites de liquides toxiques des fluides hydrauliques.
- De réduire la pollution liée à la consommation de kérosène.

Ces nombreux avantages ont fait de l'avion électrique un sujet majeur d'innovation dans le monde de l'aéronautique pour les dix prochaines années [Zha 10].

Sur ce, on a jugé opportun d'aborder dans ce mémoire la structure des générateurs électriques utilisés dans les systèmes autonomes qui incluent les réseaux embarqués en suivant comme fil directeur le principal objectif en aéronautique, à savoir la réduction de la masse, ainsi notre choix a été orienté vers la machine asynchrone doublement alimentée (MADA). Notre choix se justifie par l'emploi de cette machine dans les domaines qui conquièrent des puissances élevées ($> 1 \text{ MW}$) et en considérant que le réseau à alimenter est connecté au stator de cette machine, l'analyse de son fonctionnement montre bien qu'elle est le seul générateur capable de s'adapter à des variations de vitesse pour maintenir une fréquence fixe à son stator. En plus son association à des convertisseurs de puissance, permet de réaliser une meilleure maîtrise de transfert des puissances avec des rendements nettement améliorés [Dri 05].

Connu depuis la fin du 19^{ème} siècle, la MADA est une machine asynchrone triphasée à rotor bobiné alimentée par ses deux armatures : le stator et le rotor, elle a été d'abord étudiée pour être utilisée en tant que moteur à grande vitesse.

Il est aussi bien établi que la commande vectorielle par orientation du flux de la machine asynchrone à rotor à cage présente une solution attractive pour réaliser de meilleures performances dans les applications à vitesse variable. Cette solution demeure aussi attractive pour le cas de la MADA aussi bien en fonctionnement moteur que générateur. En effet, la commande par orientation du flux est un moyen intéressant pour s'affranchir des non-linéarités que présente le modèle de la machine. En fonctionnement générateur, elle convient mieux pour la génération de l'énergie à fréquence constante avec entraînement à vitesse variable. Un des avantages de la double alimentation est que le circuit du rotor peut être piloté par un convertisseur de fréquence de puissance relativement faible par rapport au stator. Ainsi au niveau du rotor, un convertisseur de haute commutation pourra être employé afin de réaliser de hautes performances dynamiques en terme de temps de réponse, la minimisation d'harmoniques, l'amélioration du rendement et le rejet de perturbations extérieures.

L'objectif de notre travail est d'étudier le fonctionnement d'un générateur à base de la MADA connecté au réseau en premier lieu, et débitant sur un réseau autonome en deuxième lieu.

Afin de mener à bien notre travail, la démarche suivie dans ce mémoire est la suivante :

Dans le premier chapitre, une revue de littérature est effectuée. Cette revue fournit divers renseignements sur l'architecture électrique des réseaux embarqués en aéronautique. Elle explique le concept de l'avion plus électrique et fait une synthèse des renseignements trouvés sur les systèmes d'alimentation avionique. Nous avons porté un intérêt particulier au générateur à base de la MADA vu qu'elle est la mieux adaptée pour les entraînements à vitesse variable et à fréquence fixe.

Dans le deuxième chapitre une modélisation de différentes parties du système étudié est présentée à citer le modèle du générateur basé sur la machine asynchrone à double alimentation qui est alimentée par deux convertisseurs de puissance au niveau du rotor et dont le stator est connecté directement au réseau. Le modèle des différents convertisseurs de puissance utilisés est présenté ainsi que la modélisation de la liaison au réseau. Pour piloter la MADA, une technique de commande vectorielle en puissance a été abordée afin de maîtriser le transfert de puissance entre l'arbre de cette machine et le réseau d'alimentation auquel elle est connectée.

Le troisième chapitre traite le cas de la MADA débitant sur un réseau autonome. Le réglage de l'amplitude de la tension et de la fréquence statorique est atteint grâce à la stratégie de contrôle proposée basée sur la régulation de la tension statorique et des courants rotoriques à l'aide des régulateurs classiques de type PI. La technique proposée est appliquée au convertisseur côté rotor. Afin de montrer l'influence des variations de la vitesse d'entraînement et de la charge sur les grandeurs de la génératrice, plusieurs simulations en ont été effectuées et les résultats obtenus sont présentés et analysés dans le but de valider le bon fonctionnement du système autonome pour un réseau embarqué.

Enfin, le travail sera achevé par une conclusion générale et des perspectives envisageables dans l'avenir.

CHAPITRE I

**Généralités sur les réseaux
embarqués**

I.1 Introduction

Au début de l'aviation, l'homme constituait l'unique source d'énergie embarquée dans l'avion, en excluant la propulsion. Il effectuait manuellement toutes les commandes nécessaires au pilotage. Rapidement, des sources d'énergies ont été introduites afin d'alimenter l'instrumentation de vol facilitant la navigation. L'augmentation progressive de la taille des avions a mené les constructeurs à utiliser des énergies complémentaires à celle de l'homme. Depuis, le transport massif de passagers a encouragé le confort et le développement d'appareils de divertissement, faisant croître les besoins énergétiques.

Les énergies mécaniques, pneumatiques et hydrauliques étaient, et sont encore, massivement exploitées dans les aéronefs. L'électricité avait, jusqu'à récemment, une place faible comparée à l'ensemble des énergies précitées. Aujourd'hui, l'énergie électrique prend une part de plus en plus importante, au détriment des autres énergies.

Le terme d'avion « plus électrique » est couramment employé [Lan 06] [Zha 10] [Lan 04] [Bar 05] [Bau 09] [Mav 07]. Cette progression s'explique en partie par le développement de l'électronique de puissance, qui permet une grande souplesse d'utilisation des équipements électriques. L'usage de technologies désormais compétitives et fiables permet de surpasser des solutions non-électriques déjà optimisées, n'ayant pas un potentiel d'amélioration significatif. L'électricité simplifie également la distribution, en limitant le risque de fuites et en facilitant l'isolation d'un secteur défectueux [Lan 06].

I.2 Etat de l'art des architectures et des technologies utilisées dans les réseaux de bord d'avion

I.2.1 Définition des réseaux embarqués

Avant d'entamer la structure des réseaux de bord d'avion, il est utile de définir ce qu'est un réseau embarqué [Ret 03]. En opposition au réseau de distribution public, il se différencie par une faible puissance de court-circuit et l'alimentation de systèmes isolés. Dans la littérature, on parle aussi de réseau d'alimentation ou de bord suivant les systèmes étudiés. Ces derniers sont nombreux : Voitures, avions, navires, tramways voire les réseaux industriels ou îlotés, constituent des cas d'application où le réseau électrique fonctionne partiellement ou continûment de manière isolée. Ces réseaux sont fortement non linéaires car ils sont composés en grande partie de convertisseurs électriques [Lad 04].

I.3 Evolution des réseaux de bord d'avion

Les réseaux de bord n'ont cessé d'évoluer depuis les débuts de l'aviation civile. L'augmentation de la taille des avions ainsi que le développement des systèmes électriques impliquent des restructurations de ces réseaux de distribution d'énergie. Dans la première partie de ce chapitre nous abordons d'une manière générale les structures actuelles des réseaux de bord d'avions [Lan 04] [Lan 06].

Depuis le début de l'histoire de l'aéronautique, les avions deviennent toujours de plus en plus électriques. Dans les années 50, un réseau 115V AC a été introduit dans le réseau électrique de l'avion pour alimenter des charges. Dans les années 80, le premier avion "Fly-by-Wire" (FBW) a été fabriqué par Airbus dans la série des A320 et les séries suivantes. Boeing a suivi cette conception avec le B777 et les séries suivantes. Dans cette conception, les liens électriques combinés avec les calculateurs remplacent les liens mécaniques et hydrauliques entre le dispositif d'actionnement (le manche) et la surface de commande de vol. La conception de FBW économise du poids et améliore la fiabilité. L'utilisation de l'ordinateur rend le contrôle plus facile et plus sûr.

La révolution de FBW a permis à l'électricité de prendre un rôle plus important. Mais, dans cette conception, les actionneurs des commandes de vol sont toujours alimentés par des réseaux hydrauliques. Donc, dans la plupart des types d'avions commerciaux, il existe plusieurs circuits hydrauliques pour transférer de l'énergie de la pompe à des commandes de vols. Ces pompes sont entraînées par le compresseur haute pression de chaque réacteur.

La production, la distribution, la reconfiguration et l'utilisation de l'énergie électrique est plus facile que les énergies hydrauliques et pneumatique. Grâce aux progrès de l'électronique de puissance qui rend plus fiable et plus performante la conversion de l'énergie, l'actionneur électrique devient une future tendance de l'industrie aérospatiale. C'est le concept de l'avion plus électrique ou «Power-by-Wire» [Zha 10] [Bar 05].

Pour assurer la forte disponibilité d'alimentation électrique dans les avions, l'architecture du réseau électrique devrait assurer la redondance de l'alimentation (installation d'un équipement en double en vue de palier d'éventuelle déficience de l'un des deux).

I.4 Besoins énergétiques

En aviation, comme dans tout type de véhicule, le besoin énergétique auxiliaire est important. Les énergies dites de servitudes sont indispensables car elles permettent d'assurer les performances, la sécurité et le confort.

Tout d'abord, il faut actionner les commandes de vol nécessaires pour diriger l'avion (ailerons, gouvernes (dispositif permettant de diriger un avion)...). Pour les avions de taille importante, la seule force de l'homme ne suffit pas pour réaliser ces actions ; une autre source d'énergie est donc indispensable. Ensuite, il y a l'alimentation de tous les équipements électroniques nécessaires à la navigation, et les instruments de contrôle.

Enfin, les charges commerciales telles que l'éclairage et les appareils de cuisson requièrent une énergie conséquente.

Tous ces systèmes embarqués imposent le recours à différentes natures de sources d'énergie. L'énergie utilisée se présente sous forme mécanique, hydraulique, électrique et pneumatique [Lan 04] [Bar 05] [Lan 06] [Bau 09] [Zha 10].

Ces différentes sources d'énergie sont générées par divers équipements alimentés par les moteurs de l'avion, comme indiqué sur la figure I-1.

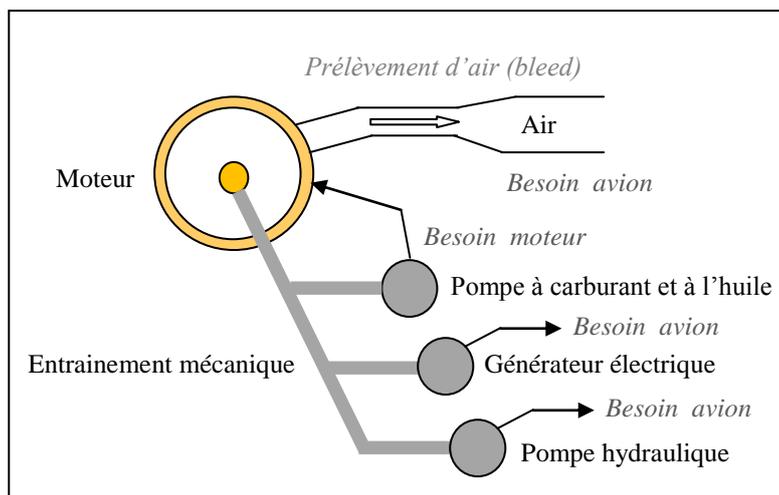


Figure I-1: Différentes sources d'énergie mises en œuvre dans un avion

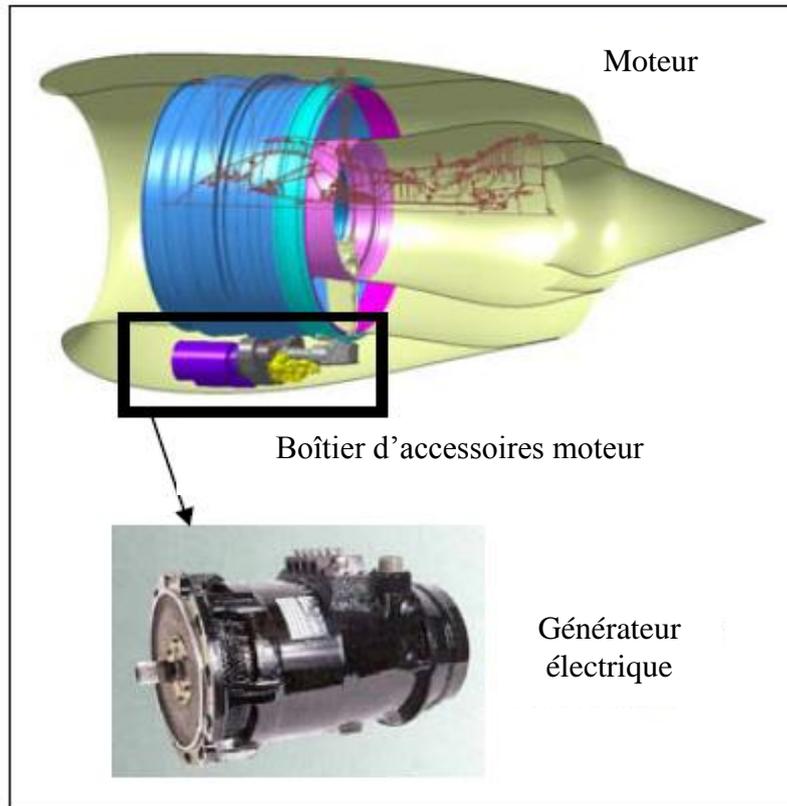


Figure I-2: Vue physique d'un moteur et emplacement du boîtier d'accessoires



Figure I-3: Réacteur Rolls-Royce pour l'airbus A380

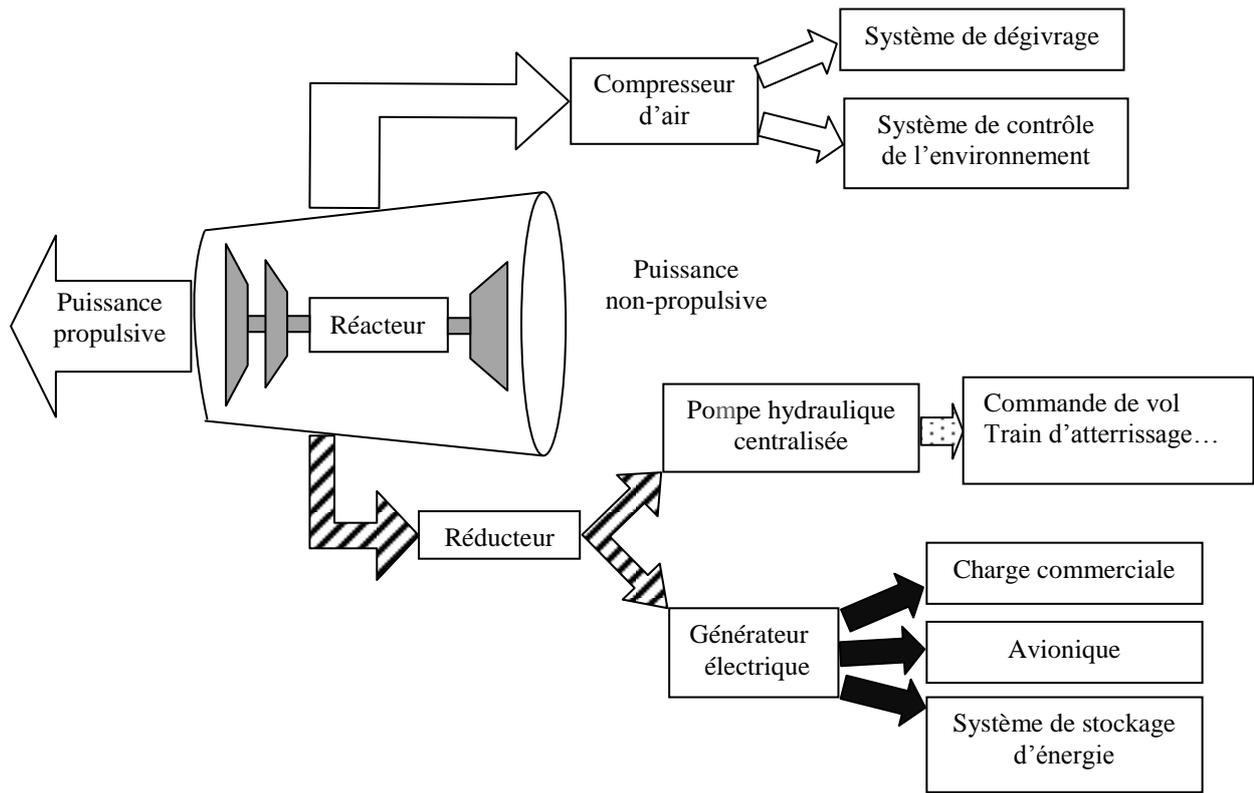
La figure I-4 montre la distribution de l'énergie dans l'avion conventionnel (figure I-4 a) et dans l'avion plus électrique (figure I-4 b) [Ema 00] [Wei 93] [Ros 07] [Zha 08] [Zha 09].

La figure I-7 montre l'architecture 2H+2E qui est l'évolution de l'architecture 3H (figure I-6). Dans cette architecture, le circuit hydraulique qui alimente le système de secours est remplacé par deux réseaux électriques. On peut remarquer que, dans l'architecture 2H+2E, l'électricité prend un rôle plus important que dans l'architecture 3H.

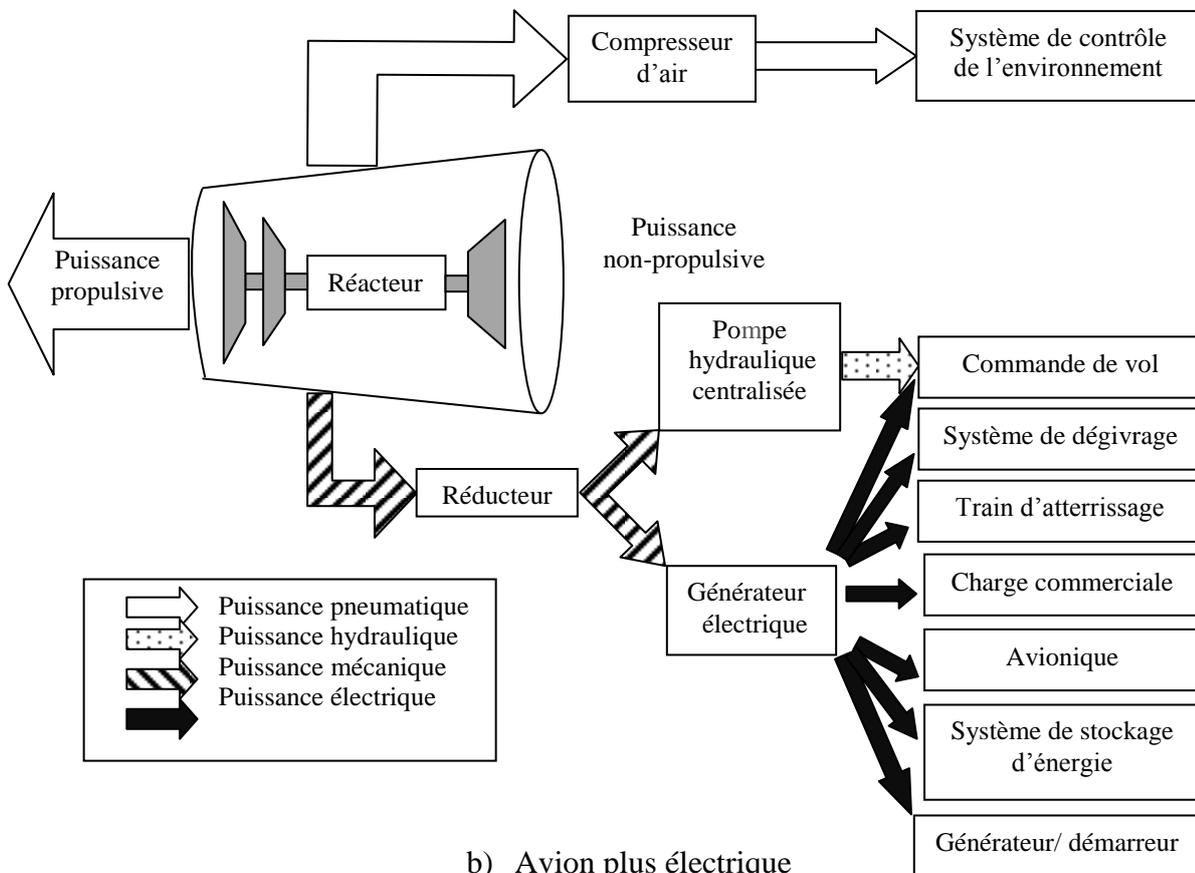
Dans le cas des moteurs à réaction actuels, le conditionnement d'air est en partie obtenu par prélèvement d'air sur les étages compresseurs basse et haute pression des réacteurs. Il permet principalement la pressurisation et la climatisation du cockpit et de la cabine.

L'énergie hydraulique est obtenue par une pompe entraînée mécaniquement par le moteur. Elle est utilisée pour actionner les commandes de vol ; elle délivre la puissance nécessaire pour diriger l'avion. Elle permet également la sortie et la rentrée du train d'atterrissage, ainsi que le freinage.

La génération électrique est également obtenue par entraînement mécanique. Un générateur produit l'électricité alimentant de nombreux équipements : calculateurs, instruments de navigation, commandes d'actionneurs, éclairages et diverses charges commerciales. Ainsi, l'électricité est utilisée non seulement pour les systèmes de l'avion, mais aussi pour le confort et le divertissement des passagers. La demande en électricité est en constante augmentation, et la tendance est à son utilisation dans les systèmes de puissance tels que les servocommandes par exemple.



a) Avion conventionnel



b) Avion plus électrique

Figure I-4: Schéma de distribution de puissance de l'avion

I.4.1 Avion à puissance hydraulique

Tous les avions construits jusqu'à présent utilisent l'énergie hydraulique pour actionner les commandes de vol. Depuis les années 80, les avions de la gamme Airbus sont dits « à commande électrique », c'est à dire qu'il n'y a plus de liaisons mécaniques entre les leviers de commande du pilote et les servocommandes. Les actionneurs des commandes de vol sont à puissance hydraulique, mais commandés électriquement.

I.4.1.1 Circuits hydrauliques

La plupart des avions commerciaux disposent de trois circuits de puissance hydrauliques pour actionner les gouvernes, les becs et volets, les freins et les trains d'atterrissage. De cette manière, l'alimentation des actionneurs se répartit sur les trois circuits hydrauliques, permettant de conserver partiellement les commandes de vol en cas de problème sur un ou deux circuits, et d'assurer un « safe flight and landing ».

La génération hydraulique est obtenue par des pompes (EDP : Engine Driven Pump) entraînées par le compresseur haute pression des réacteurs. Un accumulateur (Accu) est également disposé sur chaque circuit pour éviter les variations de pression lors du fonctionnement d'actionneurs puissants.

Comme source de secours, on trouve une éolienne (**RAT - Ram Air Turbine**) se déployant en cas de besoin (figure I-5). Cette éolienne entraîne une pompe hydraulique permettant de pressuriser un des trois circuits. La puissance disponible est certes moindre qu'en fonctionnement normal, mais les fonctions vitales sont assurées.



Figure I-5: Photographie de la RAT pour A330 et A340

D'une manière générale, le système de freinage du train d'atterrissage possède son propre accumulateur hydraulique local. Ainsi, le freinage est garanti en cas de perte des deux hydrauliques l'alimentant en temps normal.

Le figure I-6 montre l'architecture du réseau hydraulique et électrique d'un avion actuel. Trois circuits hydrauliques se chargent de fournir la puissance aux actionneurs ; l'architecture est dite 3H [Lan 04] [Ngu 08].

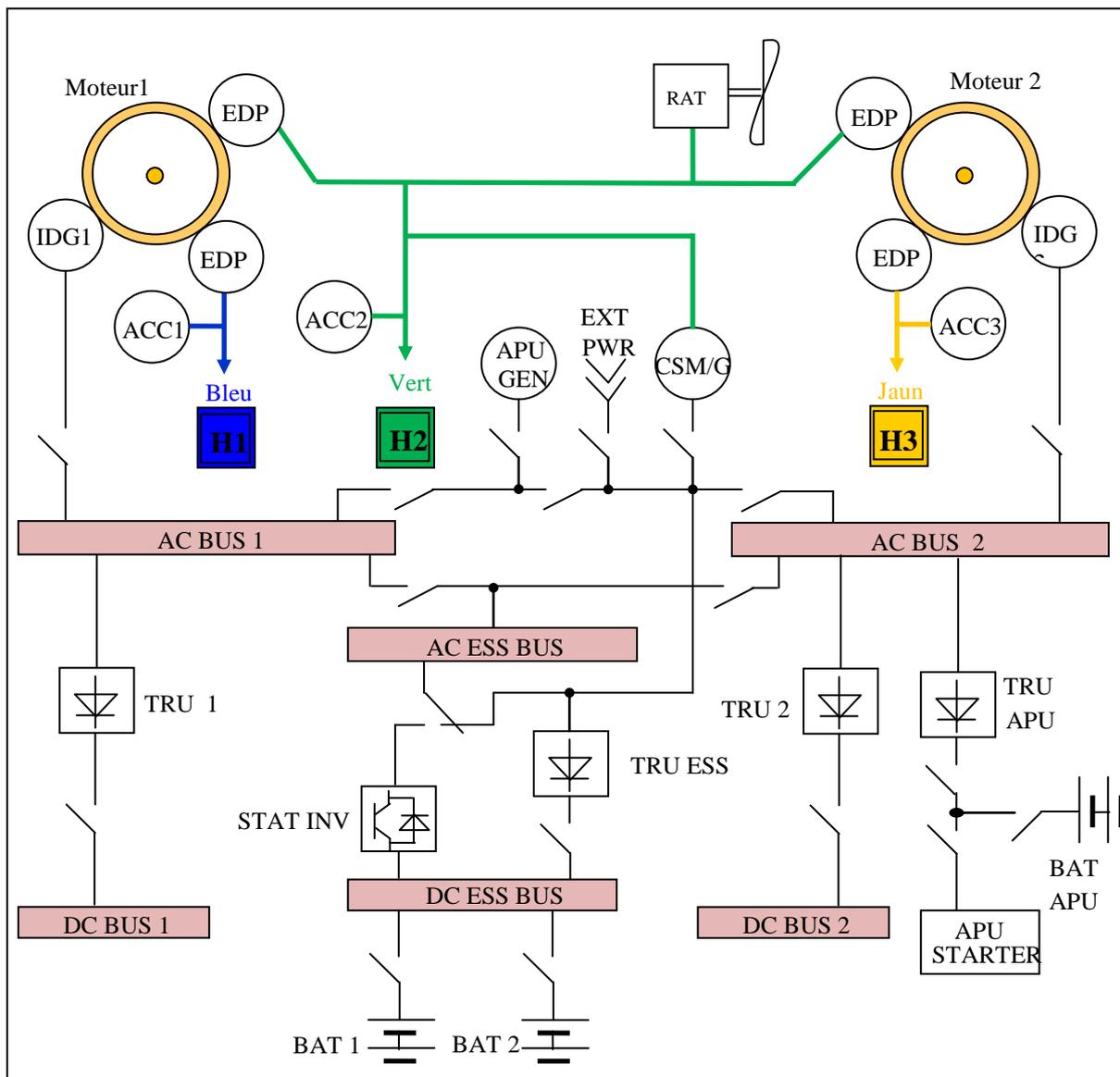


Figure I-6: Architecture type d'un biréacteur actuel 3H, constitué de trois circuits hydrauliques ainsi que d'un réseau électrique AC et DC (basé sur un Airbus A330)

I.4.1.2 Circuits électriques

Le réseau électrique de ces avions est constitué d'une partie alternative (triphase 115/200 V – 400 Hz) et continue (28 V). Comme c'est généralement le cas pour les avions moyens et longs courriers, le réseau primaire est alternatif, et le sous réseau continu. Les gros consommateurs sont alimentés en AC tandis que les petits le sont en DC. La puissance installée disponible sur un gros porteur tel qu'un A330 ou A340 est de l'ordre de 300 kVA.

Sur chaque réacteur est couplé un IDG (Integrated Drive Generator) permettant la génération électrique normale (115/200 V AC). L'IDG est entraîné en rotation par le compresseur haute pression, tout comme la pompe hydraulique. Chaque générateur alimente un des bus alternatifs principaux (AC BUS1 et 2). Pour un bimoteur, il y a deux réseaux fonctionnant totalement indépendamment l'un de l'autre. Cependant, un générateur prend en charge l'alimentation d'un autre bus pour lequel l'IDG associé aurait été perdu suite à une défaillance.

Le réseau continu (28 V DC) est obtenue à partir du réseau alternatif (115/200 V AC) à l'aide de plusieurs unités transformateurs-redresseurs (TRU : Transformer Rectifier Unit) à partir des trois bus alternatifs précités. On obtient respectivement les barres DC BUS 1, DC BUS 2, et DC ESS BUS. Deux batteries peuvent être connectées sur cette barre « essentielle » en cas de besoin. Elles peuvent également alimenter le bus alternatif AC ESS BUS via un onduleur (STATIC INV) en cas de perte de la génération normale.

Plusieurs sources auxiliaires sont embarquées sur l'avion :

- Des batteries : elles peuvent être utilisées pour la mise sous tension de l'avion. Dans les situations d'urgence, elles assurent la continuité de l'électricité pendant certaines périodes, et ce jusqu'à l'atterrissage. A elles seules, ces batteries initialement chargées peuvent maintenir un niveau de tension suffisant pendant plusieurs minutes.
- Un CSM/G (Constant Speed Motor / Generator) : C'est le générateur électrique de secours. Il permet de générer de l'électricité en 115/200 V – 400 Hz, à partir d'un circuit hydraulique. De faible puissance, il alimente la partie vitale du réseau électrique en cas de perte des générateurs principaux. Il est alimenté par la RAT ou par le circuit hydraulique du moteur suivant l'avion et suivant le type de panne. Sa puissance est de l'ordre de quelques kVA à 10 kVA.
- Un APU (Auxiliary Power Unit) : C'est un groupe fonctionnant au kérosène. La turbine entraîne un alternateur triphasé 115/200 V – 400 Hz. L'APU est normalement utilisé au sol. Il permet la génération d'air pour le démarrage des moteurs en autonome et le conditionnement de la cabine. Il intervient pour la plupart des démarrages dans les aéroports. La puissance de

son générateur électrique est du même ordre de grandeur que celle d'un IDG. Contrairement à ce que l'on pourrait penser, l'APU n'est pas un élément de secours. En effet, l'avion est prévu pour décoller et fonctionner normalement sans lui. En outre, sa disponibilité est contestable, car le démarrage de la turbine n'est pas assuré dans tout le domaine de vol (en particulier à altitude élevée).

I.4.2 Avion Plus Electrique

Depuis plusieurs années, le gros porteur A380 est à l'étude au sein d'Airbus. Il a été développé entre 2000 et 2005 [Bau 09]. Ce très gros porteur quadrimoteur marque de nombreuses avancées technologiques par rapport aux avions actuels. Dans une philosophie d'avion « plus électrique », il utilise davantage l'électricité que ses prédécesseurs, en particulier pour les commandes de vol, où des servocommandes à puissance électrique font leur apparition en complément des vérins hydrauliques [Ler 06] [Nfo 06].

Les principales avancées technologiques du point de vue de la génération/distribution électrique sont les suivantes :

- Commandes de vol actionnées par puissance électrique,
- Secours totalement électrique,
- Fréquence variable sur le réseau à courant alternatif,
- Disjoncteurs électroniques.

L'architecture de l'avion est dite 2H+2E du fait des deux circuits hydrauliques et des deux réseaux électriques indépendants (figure I-7).

Approximativement un tiers des actionneurs sont désormais à puissance électrique. Certains vérins hydrauliques deviennent alors des EHA (Electro-Hydrostatic Actuator), et certains moteurs hydrauliques deviennent des EMA (Electro-Mechanical Actuator). D'autres actionneurs offrent la possibilité d'utiliser l'électricité uniquement en back-up et fonctionnent normalement avec l'hydraulique avion; ce sont les EBHA (Electro Back-up Hydraulic Actuator). Chaque surface de commande de vol est généralement activée par deux actionneurs différents. La répartition des actionneurs par voie d'alimentation (hydraulique ou électrique) est effectuée judicieusement de manière à garder le contrôle de l'avion en cas de perte d'un ou plusieurs circuits.

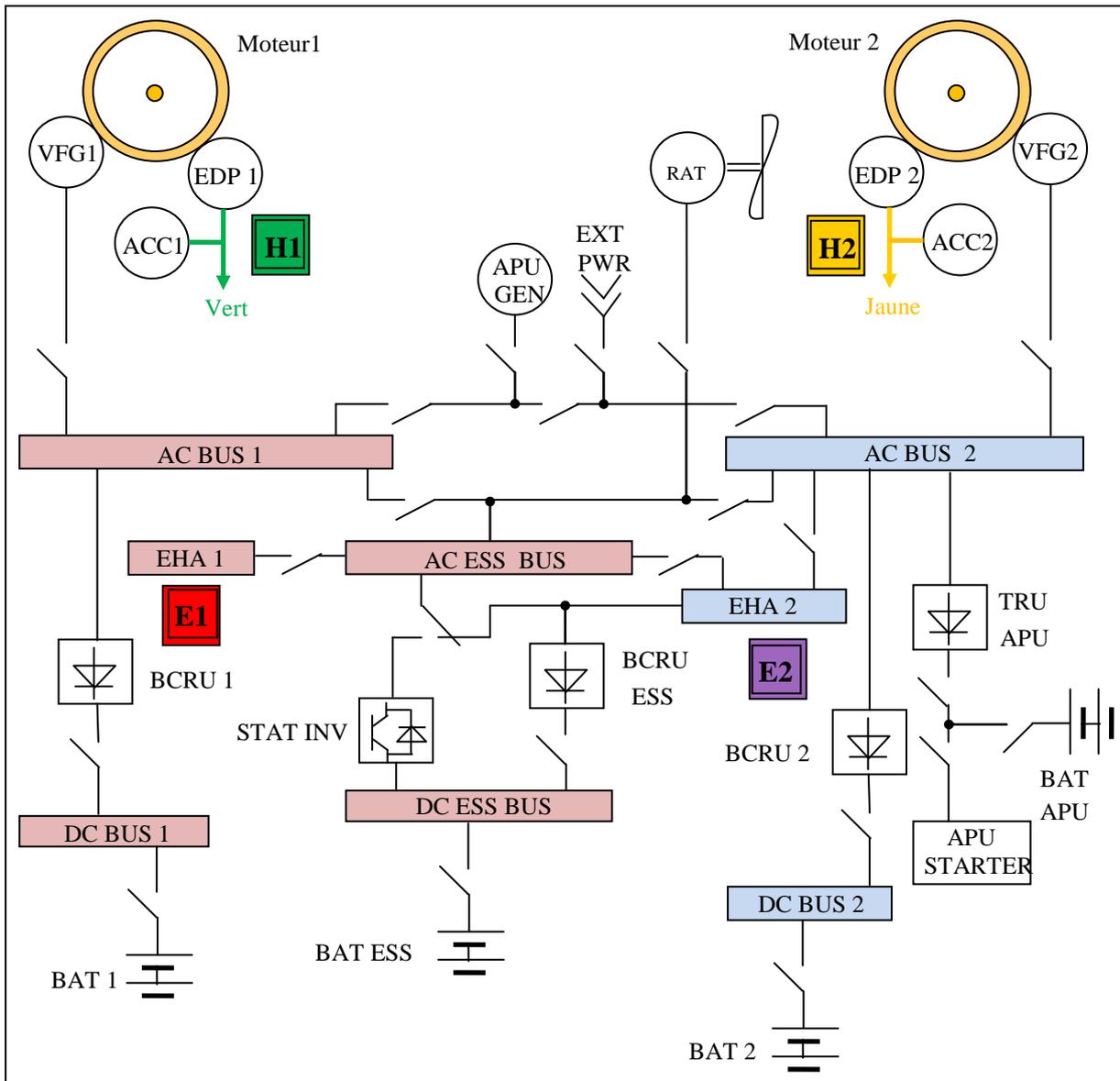


Figure I-7: Architecture type d'un biréacteur « plus électrique », 2H+2E, constitué de deux circuits hydrauliques ainsi que d'un réseau électrique AC et DC (inspirée d'un airbus A380)

I.4.2.1 Circuits hydrauliques

Sur l'A380, le troisième circuit de puissance hydraulique a été remplacé par un circuit de puissance électrique.

La génération hydraulique est traditionnellement obtenue par des pompes entraînées par les réacteurs. Les deux circuits sont totalement ségrégués, et les pompes d'un même circuit sont placées du même côté de l'avion : vert à gauche et jaune à droite (figure I-7).

I.4.2.2 Circuit électrique

1) Réseau AC

Une différence fondamentale intervient avec les avions précédents d'Airbus ; le réseau alternatif est maintenant à fréquence variable, comprise entre 360 et 800 Hz. La génération normale est assurée par quatre VFG (Variable Frequency Generator) et non plus par des IDG. La génératrice est directement accouplée à l'étage haute pression du réacteur, ce qui à l'avantage de réduire considérablement les dimensions et la masse des générateurs, car le système de régulation mécanique de vitesse est supprimé. En contrepartie, les équipements doivent supporter des variations de fréquence importantes, ce qui est rendu possible grâce à l'évolution de l'électronique de puissance, en utilisant notamment des moteurs synchrones autopilotés.

Comme pour les avions « conventionnels », chaque réacteur entraîne un VFG qui alimente sa propre barre¹ alternative principale AC BUS 1 et 2. L'alimentation de ces barres principales peut également être réalisée par l'APU GEN, ou par des prises de parc pour les opérations au sol. La partie « essentielle » AC ESS BUS est alimentée par la barre AC BUS 1, ou à défaut par AC BUS 2. Les actionneurs électriques de commande de vol sont alimentés par deux barres dédiées EHA 1 et 2. La première est alimentée via le bus « essentiel », alors que la seconde est connectée à la barre principale AC BUS 2 en temps normal, et à la barre « essentielle » en secours.

La source de secours est désormais électrique ; la RAT ne permet plus de fournir une puissance hydraulique. De cette manière, on ne trouve plus de dispositif de type CSM/G pour convertir l'énergie hydraulique en électricité. En secours, la RAT électrique vient alimenter la barre AC ESS BUS, mais aussi les barres bus EHA 1 et 2 de manière à fournir la puissance aux commandes de vol à travers les EHA. La figure I-8 montre le schéma constitutif d'un EHA.

¹ Barre : Élément conducteur d'un circuit de distribution électrique, auquel plusieurs autres circuits peuvent être connectés. Elle a souvent la forme d'une épaisse bande métallique pourvue de plusieurs bornes ou trous de raccordement.

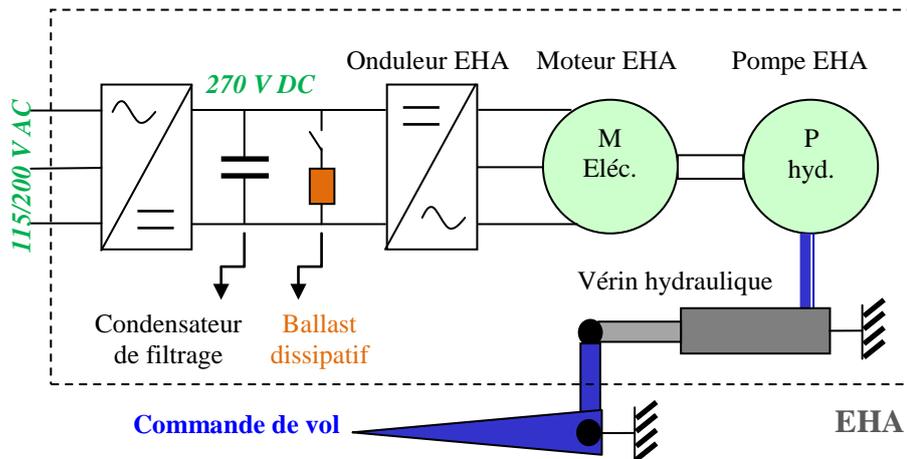


Figure I-8: Représentation schématique d'un EHA, actionneur principalement utilisé pour déplacer les surfaces des commandes de vol.

La fonction de démarrage du groupe auxiliaire APU est réalisée comme sur les avions « conventionnels », grâce à un TRU et une batterie dédiés. Le démarrage par la batterie doit être assuré en cas de perte totale des moteurs [Lan 06].

Par contre, la technologie utilisée pour la génératrice n'a pas évolué. Il s'agit d'une génératrice à trois étages : La sous-excitatrice qui est une machine synchrone à aimant permanent (MSAP), l'excitatrice et l'alternateur principal [Lan 04] [Pat 08]. La sous-excitatrice fournit l'électricité au système de commande de l'excitation de l'excitatrice. Cette excitation est ajustée de manière à obtenir une tension efficace de sortie régulée à 115/200 V AC. L'excitatrice transmet la puissance pour l'excitation de la machine principale directement par les rotors. On a ainsi une machine autonome n'ayant pas besoin de source externe pour fonctionner (figure I-9).

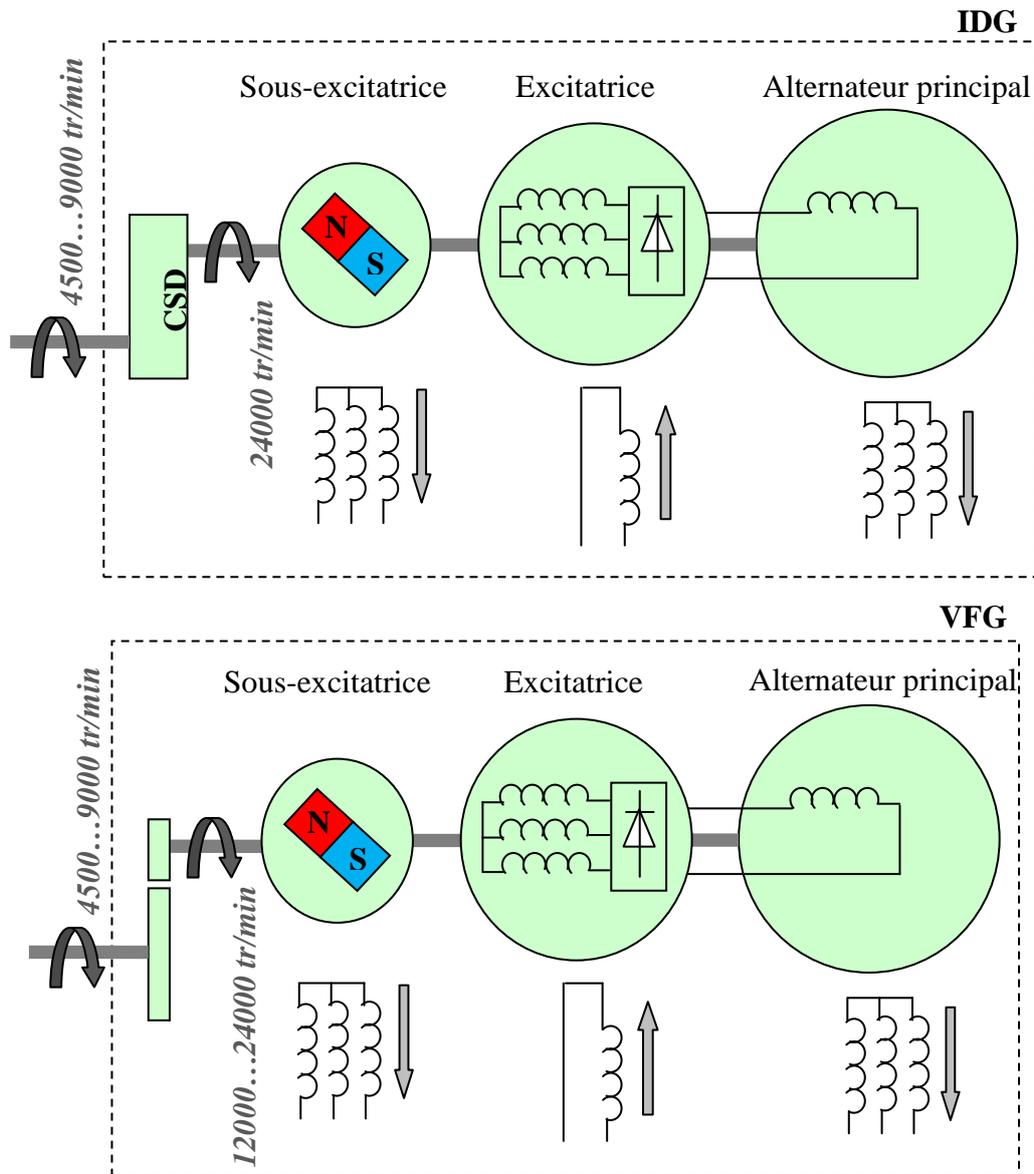


Figure I-9: Schéma de principe d'un IDG (en haut) et d'un VFG (en bas).

La vitesse à l'entrée est variable dans un rapport d'environ 2. Dans l'IDG, le CSD (Constant Speed Drive) régule la vitesse de manière à entraîner le générateur à une vitesse constante. La machine étant bipolaire, la fréquence électrique de sortie vaut 400 Hz. Dans le VFG, la régulation de vitesse est supprimée, la machine tétrapolaire produit des tensions ayant des fréquences comprises entre 400 et 800 Hz environ.

2) Réseau DC

Le réseau continu 28 V de l'A380 comprend une fonction NBPT (No Break Power Transfer) permettant d'éviter les coupures de courant sur ce réseau. Cette fonction est obtenue par un couplage permanent des batteries aux barres DC. Les TRU utilisés dans les précédents avions sont remplacés par des BCRU (Battery Charge Rectifier Unit), lesquels permettent d'alimenter les barres DC et de gérer la charge des batteries. Trois bus continus sont utilisés en fonctionnement normal : DC BUS 1, 2 et DC ESS BUS. Ces barres bus sont alimentées respectivement par les BCRU 1, 2 et ESS.

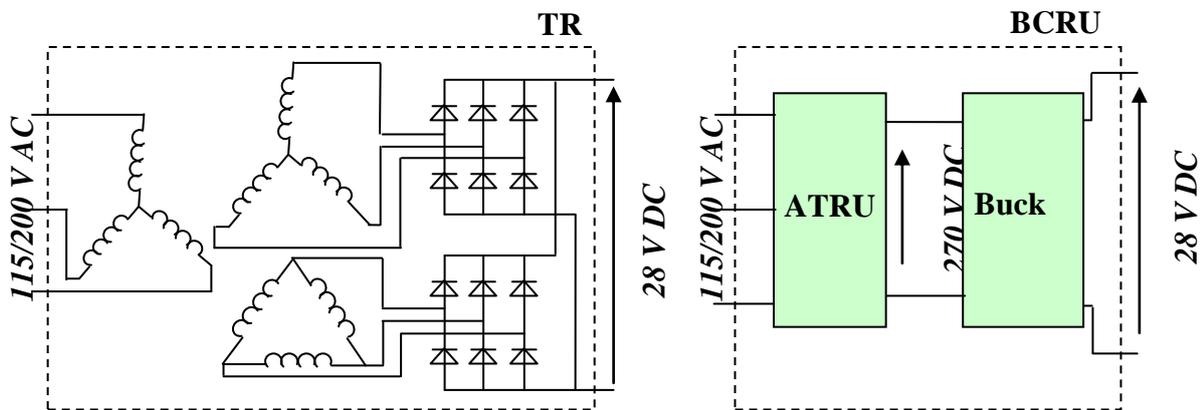


Figure I-10: Schémas simplifiés d'un TR (à gauche) et d'un BCRU (à droite).

Le TR possède un transformateur avec deux secondaires suivi de deux ponts redresseurs permettant d'obtenir une très faible ondulation résiduelle. Le BCRU possède un ATRU (Auto-Transformer-Rectifier Unit) réalisant un redressement de la tension, suivi d'un hacheur abaisseur (Buck) permettant un contrôle fin de la tension et du courant de sortie.

La figure I-11 montre la localisation des différents éléments électriques précités sur un avion de type Airbus.

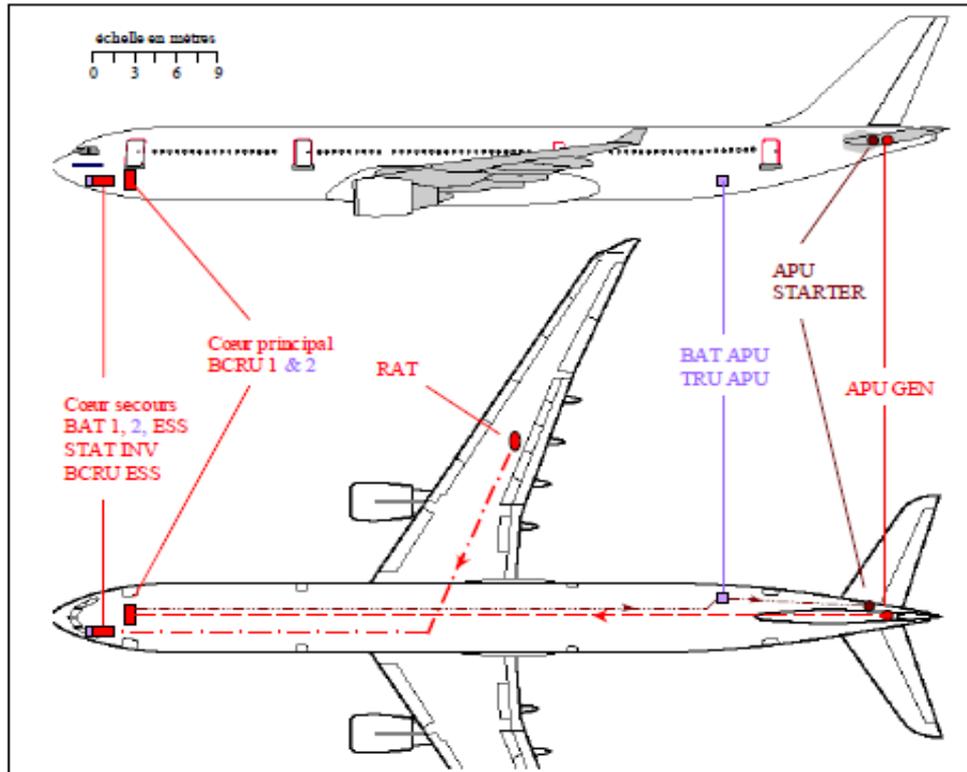


Figure I-11: Localisation des éléments électriques sur Airbus A330

3) Protection des lignes

Jusqu'à présent, les protections couramment utilisées sont des disjoncteurs thermiques. Ceux-ci sont : soit à commande manuelle par boutons poussoirs, soit à commande électrique grâce à l'adjonction d'un contacteur de puissance. Cette dernière technologie n'est employée que sur les Airbus A330 et A340, et pour les calibres de quelques dizaines d'ampères.

Sur l'A380, des disjoncteurs statiques font leur apparition pour les lignes de faible puissance, les calibres étant inférieurs ou égaux à 15 A. Les progrès de la technologie permettent d'envisager dans le futur une utilisation plus généralisée de ces disjoncteurs.

I.4.3 Vers l'Avion « tout électrique »

L'objectif de l'avion « tout électrique » vise à remplacer les énergies hydrauliques et pneumatiques par l'énergie électrique (figure I-12).

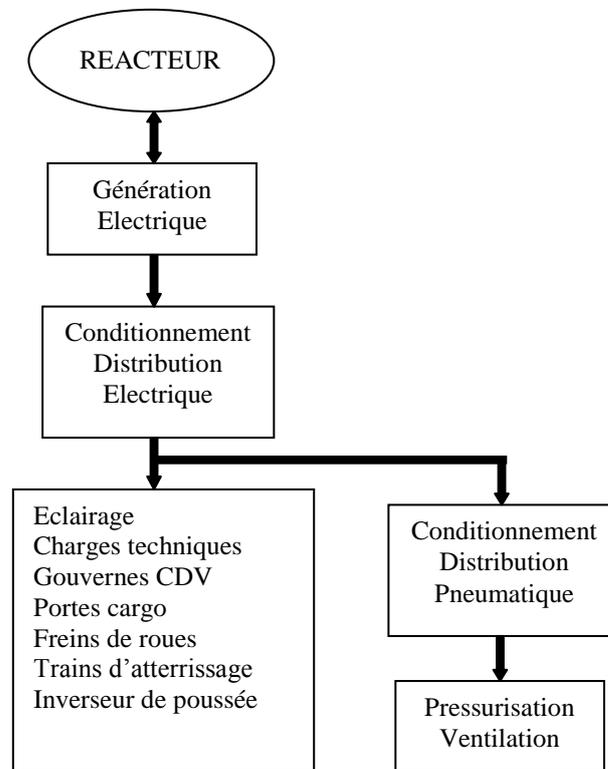


Figure I-12 : Transmission de l'énergie dans un avion « tout électrique »

Les principaux intérêts de cette substitution se concrétisent dans [Ler 06]:

- ❖ La réduction de la masse :
 - Diminution de la consommation de carburant avec impact sur l'environnement.
 - Diminution des coûts des opérations de maintenance.
- ❖ L'utilisation d'un seul type d'énergie :
 - Réduction des procédures de maintenance,
 - Simplification des procédures d'opérations de pilotage et d'entraînement,
 - Standardisation des équipements.
- ❖ Suppression de la génération hydraulique :
 - Amélioration des réparations, des démontages et de la maintenance des équipements,
 - Diminution des problèmes dus à la corrosion du fluide hydraulique,

- Amélioration vis-à-vis de l'environnement.
- ❖ Suppression du prélèvement d'air de la génération pneumatique :
 - Augmentation des performances des réacteurs,
 - Suppression des canalisations haute température (450°C).

Dans le cas idéalisé, où toutes ces fonctions sont réalisées, on peut espérer :

- ❖ Une réduction de masse d'une tonne ;
- ❖ Une réduction de la consommation de carburant : 1 à 2% ;
- ❖ Une réduction du coût de maintenance de 30% ;
- ❖ Et une réduction du coût de revient des systèmes installés de 15%.

Ceci étant, la substitution de l'énergie hydraulique largement fiabilisée depuis des décennies au profit de l'énergie électrique. Cela pose de nouveau des problématiques d'intégration auxquelles il est impératif de répondre.

I.5 Analyse d'architectures pour réseaux embarqués [Pat 08]

La majorité des avions à l'heure actuelle sont équipés de génératrice synchrone à trois étages (GS3E) en guise de source électrique principale, connectées sur les turbines de l'avion. En comparaison avec le domaine des énergies renouvelables la génération électrique dans les avions est sensiblement différente. En effet, dans le cas d'un avion, la vitesse de rotation est strictement imposée aux générateurs dans la mesure où la puissance mise en jeu dans le réacteur d'un avion est importante devant celle absorbée par le générateur électrique pour alimenter le réseau de bord. Ainsi la puissance électrique consommée n'a aucun impact sur la vitesse de rotation, donc la vitesse d'entraînement est un paramètre imposée, ce qui n'est pas le cas pour une éolienne où la vitesse de rotation influe fortement sur sa puissance électrique générée.

Pour information, on peut donner quelque ordre de grandeurs utiles de puissance mise en jeu dans la propulsion d'airbus A380:

- Vitesse de croisière : 961 km/h
- Nombre de réacteurs : 4
- Poussée en croisière d'un réacteur : 60 kN (Modèle Rolls Royce Trent 900)
- Puissance mécanique utile de poussée par réacteur : 16 MW
- Puissance apparente unitaire d'une GS3E : 150 kVA
- Puissance apparente totale embarquée dans l'avion : 600 kVA

On constate donc que la puissance électrique consommée dans l'avion représente certainement moins de 1 % de la puissance produite par les réacteurs.

I.5.1 Génératrice synchrone à trois étages

La solution de la GS3E a pour avantage principal son absence de balai, car l'élimination de tout contact électrique frottant est un gage de sécurité et de robustesse.

En effet ce générateur décrit à la figure I-13 est constitué d'une machine synchrone à aimants permanents (MSAP) : Cette machine permet au générateur un fonctionnement parfaitement autonome. Les tensions délivrées par ce premier étage sont redressées afin d'alimenter un hacheur connecté à la machine suivante constituant le deuxième étage. Celle-ci est une machine synchrone à inducteur bobiné et inversé. L'inducteur monophasé est placé au stator tandis que l'induit triphasé se trouve au rotor. Les tensions obtenues au rotor sont alors redressées (diodes tournantes) pour alimenter l'inducteur d'une troisième machine (troisième et dernier étage) – machine synchrone à inducteur bobiné classique – connecté au réseau d'alimentation. On observe donc l'absence de balais recherchée qui est obtenue au prix d'une complexité certaine du générateur. L'ensemble constitué par les deux premiers étages et le redresseur tournant est connu sous le nom d'excitatrice en bout d'arbre.

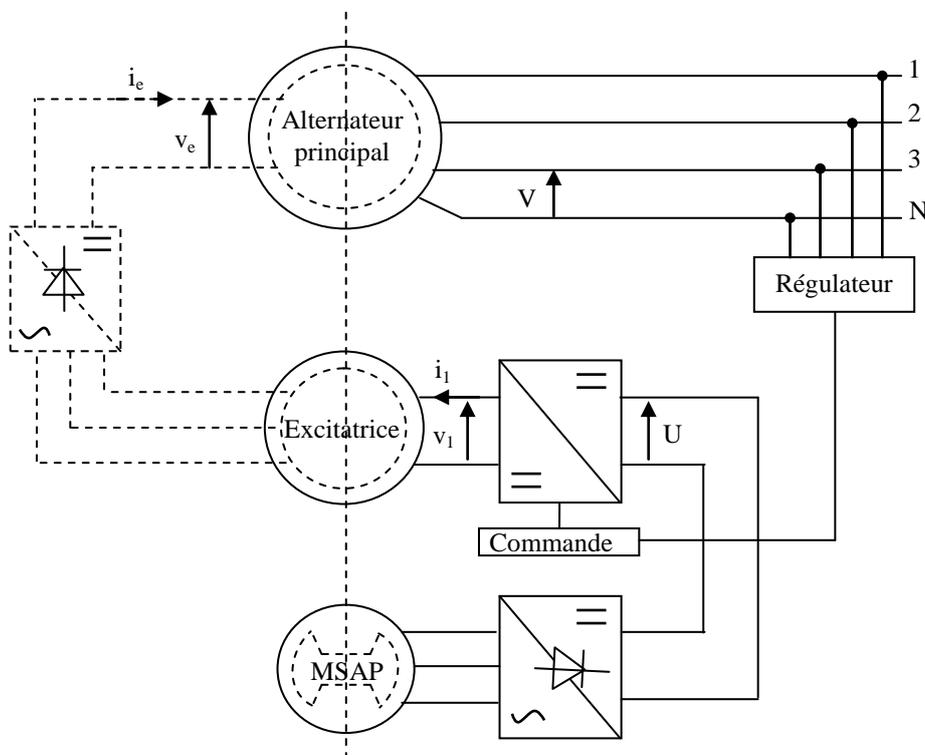


Figure I-13: Architecture et principe de régulation de la tension dans le cas de la GS3E

I.5.2 Types de réseaux embarqués

A l'heure actuelle, les avions de nouvelle génération sont équipés de trois types de réseaux électriques, qu'on cite :

- Réseau alternatif à fréquence variable.
- Réseau alternatif à fréquence fixe.
- Réseau à courant continu.

Mais la solution la plus fréquente aujourd'hui est le cas du réseau alternatif à fréquence fixe.

I.5.2.1 Réseau alternatif à fréquence fixe :

La génération d'énergie électrique en triphasé dans le cas d'un réseau embarqué (autonome) peut être obtenue grâce à deux structure :

- Génération au travers d'un convertisseur statique,
- Génération obtenue directement par une machine électrique.

I.5.2.1.1 Génération au travers d'un convertisseur :

L'architecture est illustrée dans la figure I-14. On note que seules les machines synchrones à aimant permanent (MSAP) et son homologue la machine synchrone à rotor bobiné qui sont réellement autonomes. Mais à partir d'une structure d'hybridation avec d'autres machines tournantes, on peut aboutir à cette autonomie dans la génération électrique, à savoir :

- Machine synchrone à pôles saillants (en particulier celle à reluctance variable).
- Machine synchrone à double excitation (MSDE).
- Machine asynchrone à double alimentation (MADA).

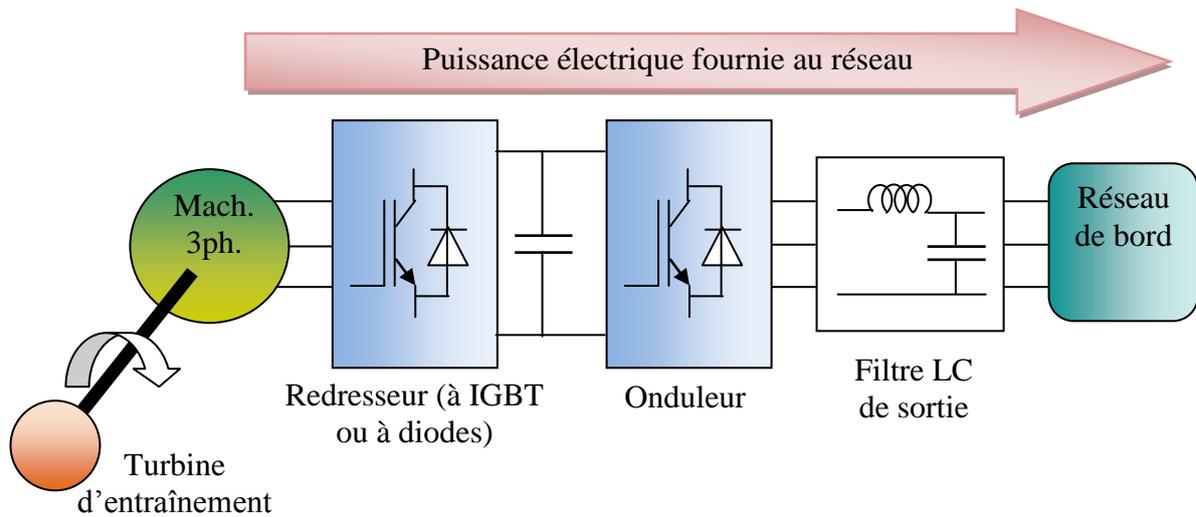


Figure I-14: Génération à fréquence fixe au travers de convertisseurs

I.5.2.1.2 Génération direct par une machine

Dans ce cas, on retrouve l'architecture du générateur avec ballast et on peut montrer facilement que seule la MADA permet d'obtenir ce type de fonctionnement pour une vitesse d'entraînement variable. Il est connu que dans la théorie généralisée des machines synchrones et asynchrones, il existe la relation :

$$\omega_s = \omega_r + P\Omega$$

Tel que :

ω_s est la pulsation des courants statoriques.

ω_r est la pulsation des courants rotoriques.

Ω est la vitesse de rotation mécanique de la machine.

P est le nombre de paires de pôles de la machine.

En considérant que le réseau à alimenter est connecté au stator de la machine, la relation précédente montre bien que seule la machine asynchrone est capable de s'adapter à des variations de vitesse pour maintenir une fréquence fixe à son stator.

I.5.2.2 Réseau alternatif à fréquence variable

Ce type de fonctionnement est obtenu par le couplage direct de la machine synchrone au réseau et il est moins problématique que le premier qui nécessite l'utilisation de convertisseurs

statiques (redresseur/onduleur). Mais il faut préciser que l'amplitude des tensions statoriques doit être maintenue constante d'où l'intérêt d'un contrôle de l'excitation et pour palier au problème de l'utilisation des ballasts dans une machine synchrone à rotor bobiné, une alternative existe :

- La génératrice synchrone à trois étages (GS3E) déjà décrite plus haut.
- La génératrice synchrone à double excitation (MSDE).

I.5.2.3 Réseau à courant continu

Le réseau à courant continu peut être vu comme un moyen d'interconnexion de réseaux à fréquences différentes voir même à amplitudes différentes. L'importance de cette architecture réside dans :

- Une mise en parallèle de différents générateurs (différentes technologies).
- Une tolérance aux pannes élevées du fait de cette structure parallèle (plutôt qu'en cascade).

La structure de ce réseau est illustrée sur la figure I-15. En outre cette solution ne se limite pas à des machines triphasées mais peut s'étendre à des machines polyphasées.

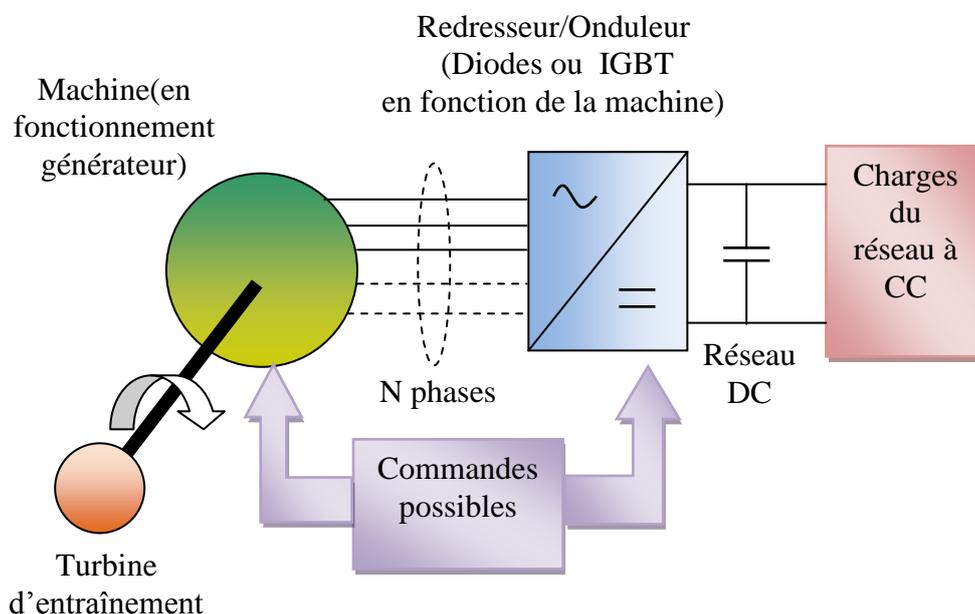


Figure I-15: Générateur à courant continu générique

Après cet état de l'art sur les architectures utilisées dans les réseaux embarqués plus particulièrement les réseaux de bord d'avion, on aborde la structure des générateurs électriques utilisés. Dans notre travail, on a opté pour une génération électrique à fréquence fixe. Et comme cela

à été déjà évoqué, deux choix sont possibles pour aboutir à ce type d'alimentation d'un réseau autonome :

- Soit l'utilisation d'un système redresseur/onduleur connecté à la génératrice.
- Soit l'utilisation d'une MADA ou d'une architecture utilisant des MADA.

Ce dernier choix est intéressant en terme d'électronique de puissance car il autorise un dimensionnement réduit des convertisseurs utilisés dans le générateur.

I.6 Différents modes de fonctionnement de la MADA

Les modes de fonctionnement de la MADA peuvent être présentés en fonction du glissement g comme suit [Tar 08] :

- **Stationnaire** ($g=1$) le stator est alimenté directement par le réseau avec une fréquence f_s . le circuit rotorique est le siège d'une force électromotrice induite de fréquence f_r égale à celle du stator. Dans ce cas là la MADA se comporte comme un transformateur.
- **Hyposynchrone** ($0 < g < 1$) on fait tourner le rotor dans la même direction du flux statorique, la fréquence du rotor commence à décroître. Plus la vitesse du rotor croît, plus la fréquence f_r décroît, par conséquent la tension induite diminue linéairement et la valeur minimale à la vitesse du synchronisme.
- **Synchrone** ($g=0$) dans ce cas la vitesse mécanique du rotor est égale à celle du champ tournant. Par conséquent la fréquence f_r du rotor est nulle, et les grandeurs rotoriques présentent des valeurs continues imposées par le convertisseur statique rotorique.
- **Hypersynchrone** ($g < 0$) par davantage d'accélération, la vitesse du rotor s'élève par rapport à celle du champ tournant, par conséquent la fréquence f_r devient négative, ce qui signifie que l'ordre de phase du rotor (a_r, b_r, c_r) s'inverse, ce qui engendre l'augmentation de la tension induite du rotor.

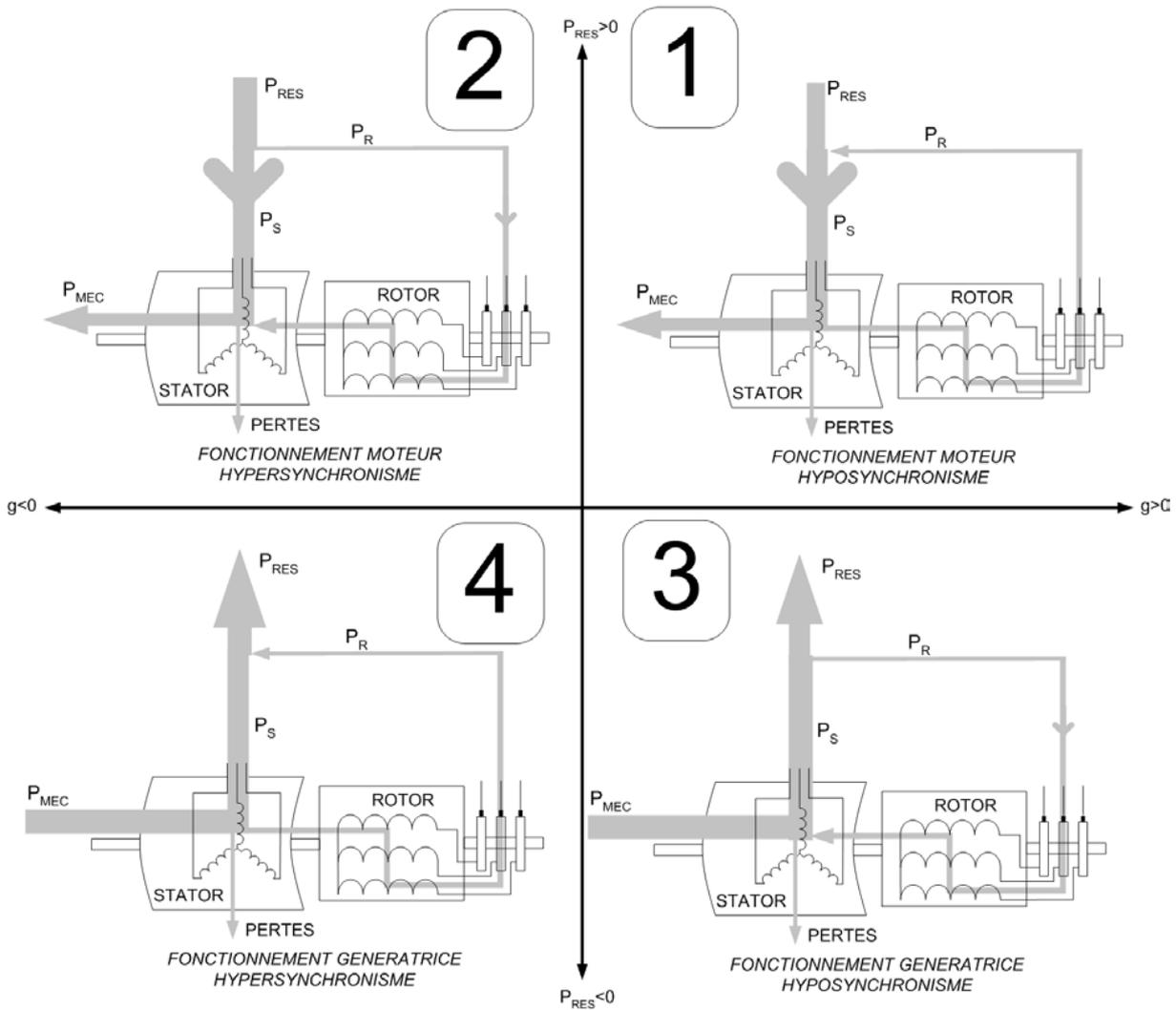


Figure I-16: Quadrants de fonctionnement de la machine asynchrone à double alimentation

I.7 Avantages et inconvénients de la MADA

I.7.1 Avantages de la MADA

Un intérêt croissant est accordé à la machine asynchrone à double alimentation pour plusieurs raisons [Sal 07]:

- Cette machine s'envisage pour des puissances élevées (> 1 MW) où elle s'avère être une homologue de la machine asynchrone à double étoile (MASDE) et une concurrente de la machine asynchrone à cage.

- Un plus grand nombre de degrés de liberté liés à l'accessibilité aux variables rotoriques, ce qui offre une grande flexibilité et précision au contrôle de flux et du couple électromagnétique ;
- Une plus grande souplesse de fonctionnement liée à la présence des convertisseurs statiques associés aux deux armatures ce qui offre plusieurs possibilités de reconfiguration grâce à sa double alimentation ;
- Une possibilité de réglage de la répartition des puissances statoriques et rotoriques pour optimiser les dimensions des convertisseurs (le convertisseur lié au rotor est dimensionné au tiers de la puissance nominale de la machine).
- Un élargissement de la plage de vitesse pour un fonctionnement à flux constant.

I.7.2 Inconvénients de la MADA

- Machine plus volumineuse que celle à cage grâce au système balais-bague ;
- La présence du système balais-bague qui a des effets indésirables sur la machine comme les frottements ;
- Elle est moins fiable que celle à cage à cause de la présence du système balais-bague.
- Nécessite une maintenance périodique, ce qui va augmenter le coût.

I.8 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons commencé par présenter l'état de l'art des architectures utilisées dans les réseaux embarqués, puis nous avons présenté les différentes structures des générateurs électriques et les convertisseurs statiques associés dans ce type de réseau. Ainsi on a porté un intérêt particulier pour l'architecture utilisant des MADA vu que c'est une machine qui conquiert les domaines des puissances élevées, de plus elle offre plusieurs possibilités de reconfiguration grâce à sa double alimentation et sa grande plage de variation de vitesse.

Sur ce, nous avons jugé opportun d'entamer dans le prochain chapitre une modélisation généralisée de la MADA ainsi que sa commande en puissance adéquate, afin de trouver un modèle d'action pour piloter cette machine avec la commande vectorielle en puissance qui sera présentée.

CHAPITRE II

**Modélisation et commande
de la MADA en génératrice**

II.1 Introduction

L'ensemble des études bibliographiques établies sur La MADA, montre que ce terme a été le sujet de nombreuses recherches notamment dans le domaine des énergies renouvelables [Vid 04] [Sal 07] [Kho 06] [Den 09] [Boy 06] [Poi 03].

Dans notre travail, une étude généralisée de la MADA sera abordée dans un autre axe de recherche dont l'importance n'est pas moindre que le premier qui est le domaine de l'aéronautique tout en restant dans le contexte des entraînements à vitesse variable et à fréquence fixe.

Ce domaine a connu de nombreuses innovations ces dernières années grâce aux nouvelles technologies introduites dans les conceptions des machines électriques ainsi que leurs commandes et celles des convertisseurs statiques utilisés pour le transit des puissances entre ces générateurs et le réseau d'alimentation.

Afin d'entamer une analyse préliminaire, il convient d'illustrer notre propos par un schéma de principe associé à l'architecture étudiée. Ce schéma est présenté à la figure II-1.

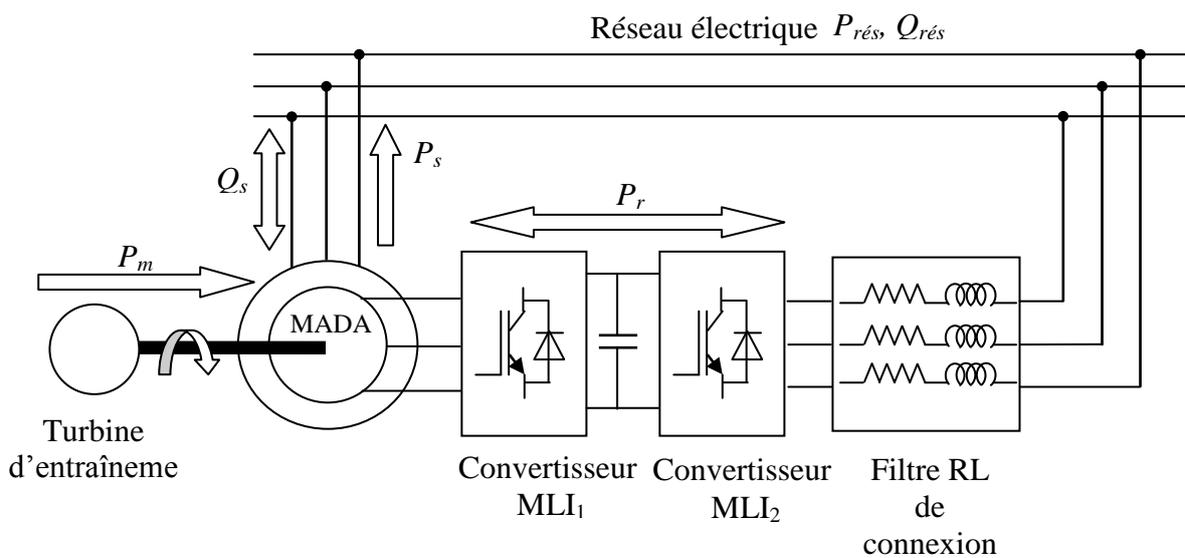


Figure II-1: Schéma global de l'architecture étudiée

Dans ce chapitre, nous nous intéressons à la modélisation de la machine asynchrone à double alimentation, pilotée par le rotor par deux convertisseurs MLI. Le modèle généralisé triphasé de la machine sera présenté suivi du modèle biphasé dans le repère de Park qui sera utilisé dans la commande vectorielle en puissance.

II.2 Description de la machine asynchrone à double alimentation

La machine asynchrone à double alimentation présente un stator analogue à celui des machines triphasées classiques (asynchrone à cage ou synchrone) constitué le plus souvent de tôles magnétiques empilées munies d'encoches dans lesquelles viennent s'insérer les enroulements. L'originalité de cette machine provient du fait que le rotor n'est plus une cage d'écureuil coulée dans les encoches d'un empilement de tôles mais il est constitué de trois bobinages connectés en étoile dont les extrémités sont reliées à des bagues conductrices sur lesquelles viennent frotter des balais lorsque la machine tourne [Poi 03] [Boy 06].

La figure II-2 montre que les enroulements rotoriques sont connectés en étoile et les trois phases sont reliées à un système de contacts glissants (balais-bagues collectrices) permettant d'avoir accès aux tensions et courants du rotor.

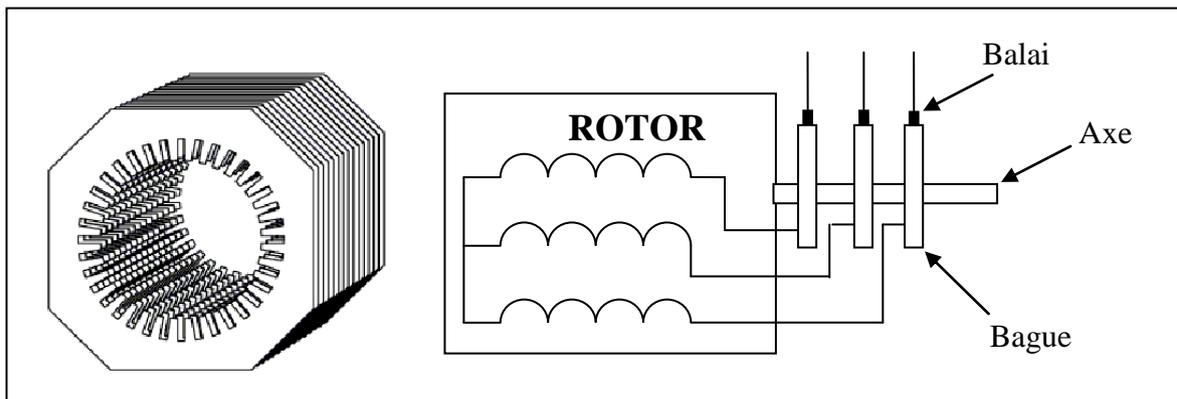


Figure II-2 : structure du stator et des contacts rotoriques de la MADA

II.3 Hypothèses simplificatrices

Etant donné la complexité de sa construction, il est difficile d'entamer une analyse parfaite de la MADA en se référant à sa géométrie exacte, d'où la nécessité de dresser un certains nombres d'hypothèses simplificatrices [Pat 08] [Den 09] [Tar 08], dès lors, nous admettons que:

- La machine à une parfaite symétrie de construction (équilibré électriquement et géométriquement) ;
- Un entrefer constant ;
- Même nombre de phases entre le stator et le rotor ;
- Une répartition sinusoïdale le long de l'entrefer des forces magnétomotrices créées par les deux bobinages ;

- L'absence de saturation dans le circuit magnétique ;
- Les pertes ferromagnétiques négligeables et les résistances ne varient pas avec la température ;

II.4 Modèle triphasée de la MADA

La représentation schématique d'une machine asynchrone à double alimentation dans le repère triphasé est donnée par la figure II-3, où nous introduisons :

- ~ L'angle électrique : $\theta_e = P\theta_m$ tel que P est le nombre de paires de pôles de la machine et θ_m la position mécanique du rotor par rapport au stator.
- ~ a_s, b_s, c_s : axes magnétiques des enroulements statoriques ;
- ~ a_r, b_r, c_r : axes magnétiques des enroulements rotoriques ;

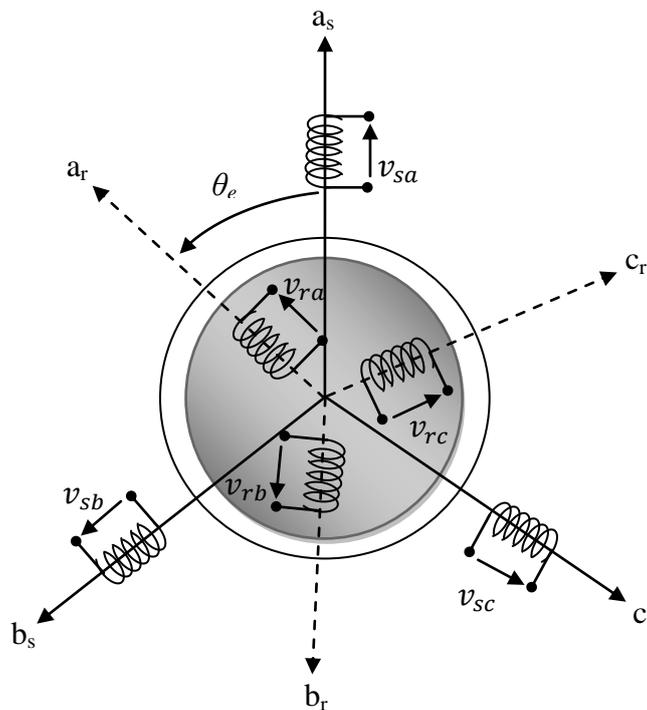


Figure II-3 : Représentation schématique de la MADA dans le système triphasé

II.4.1 Equations électriques

Au stator :

$$\begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_{sa} \\ \Psi_{sb} \\ \Psi_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.1})$$

Au rotor :

$$\begin{bmatrix} v_{ra} \\ v_{rb} \\ v_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_{ra} \\ \Psi_{rb} \\ \Psi_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.2})$$

II.4.2 Equations magnétiques

$$\begin{bmatrix} \Psi_{sabc} \\ \Psi_{rabc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sabc} \\ i_{rabc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.3})$$

Où :

$$[\Psi_{sabc}] = \begin{bmatrix} \Psi_{sa} \\ \Psi_{sb} \\ \Psi_{sc} \end{bmatrix} \quad ; \quad [\Psi_{rabc}] = \begin{bmatrix} \Psi_{ra} \\ \Psi_{rb} \\ \Psi_{rc} \end{bmatrix} \quad ; \quad [i_{sabc}] = \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad ; \quad [i_{rabc}] = \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix}$$

Avec les matrices des inductances statoriques $[L_{ss}]$ et rotoriques $[L_{rr}]$:

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad ; \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix}$$

Et la matrice des inductances mutuelles stator-rotor $[M_{sr}]$ et la matrice des inductances rotor-stator $[M_{rs}]$:

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t = M_0 \begin{bmatrix} \cos \theta_e & \cos \left(\theta_e + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta_e - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\theta_e - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \theta_e & \cos \left(\theta_e + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\theta_e + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta_e - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \theta_e \end{bmatrix}$$

Où M_0 représente la valeur maximale des inductances mutuelles entre phases statoriques et rotoriques.

II.4.3 Expression du couple électromagnétique

La MADA est un dispositif de conversion d'énergie électromécanique (transformation de l'énergie électrique en énergie mécanique ou l'inverse). Il convient donc de faire le lien entre les grandeurs électriques (et magnétiques) et le couple de la machine (comme la relation $C_e = k \cdot \Phi \cdot i$ pour la MCC).

La relation qui donne le couple à partir de la conversion électromécanique de l'énergie est [Pat 08] :

$$C_e = \left. \frac{\partial W_{mag}}{\partial \theta_m} \right|_{i=cte} \quad (\text{II.4})$$

Tel que : W_{mag} est la co-énergie magnétique de la machine.

$$W_{mag} = \frac{1}{2} \sum_k \Psi_k i_k = \frac{1}{2} \{ [\Psi_{sabc}]^t [i_{sabc}] + [\Psi_{rabc}]^t [i_{rabc}] \} \quad (\text{II.5})$$

Et nous avons donc :

$$C_e = \frac{1}{2} \left\{ [i_{sabc}]^t \frac{\partial}{\partial \theta_m} [M_{sr}] [i_{rabc}] + [i_{rabc}]^t \frac{\partial}{\partial \theta_m} [M_{rs}] [i_{sabc}] \right\} \quad (\text{II.6})$$

II.4.4 Equation mécanique

Le modèle doit être complété par l'aspect purement mécanique de la modélisation, pour cela, on applique le principe fondamental de la dynamique sur l'arbre moteur :

$$C_e - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} \quad (\text{II.7})$$

$$\text{Avec : } C_r = C_0 + f\Omega \quad (\text{II.8})$$

On achève cette modélisation mécanique par l'équation d'état (triviale) :

$$\Omega = \frac{d\theta_m}{dt} \quad (\text{II.9})$$

II.5 Modèle biphasé de la MADA

II.5.1 Transformation de Park

Vu que La MADA est une machine fortement couplée avec ces interactions électromagnétiques entre les deux armatures statorique et rotorique, sa représentation dans le système triphasé s'avère complexe, d'où la nécessité de faire appel à un modèle précis et simple qui est le modèle diphasé (d,q) donné par la transformation de Park. Cette transformation définie par la matrice de rotation $[P(\theta)]$, permet de ramener les variables du repère triphasé naturel (a,b,c) sur les axes d'un repère fictif diphasé tournant (d,q,o). Le produit matriciel définissant la transformation de Park est exprimé par :

$$[X]_{dqo} = [P(\theta)]X_{abc} \quad (\text{II.10})$$

Avec :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ -\sin(\theta) & -\sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

La transformation inverse de Park est donnée par :

$$[X]_{abc} = [P(\theta)]^{-1}X_{dqo} \quad (\text{II.12})$$

Avec :

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.13})$$

Tel que :

- Pour les grandeurs statoriques : $\theta = \theta_s$
- Pour les grandeurs rotoriques : $\theta = \theta_r = \theta_s - \theta_e$
- Pour un système équilibré la composante homopolaire est nulle.

II.5.2 Choix du référentiel

Selon les objectifs de l'application, il est intéressant d'écrire les équations de la machine dans un référentiel lié soit au stator, soit au rotor, ou au champ tournant.

Soit $\omega = \frac{d\theta}{dt}$ la vitesse angulaire de rotation du système d'axes biphasé par rapport au système d'axes triphasé.

Ainsi le choix du référentiel se fait en fonction de la valeur de ω :

- $\omega = 0$: correspond au référentiel lié au stator.
- $\omega = \omega_r$: correspond au référentiel lié au rotor.
- $\omega = \omega_s$: correspond au référentiel lié au champ tournant.

Dans notre travail, on a opté pour le dernier choix.

II.5.3 Modèle de la MADA lié au système d'axes (d,q)

La figure II-4 montre l'orientation des systèmes d'axes réels et fictifs.

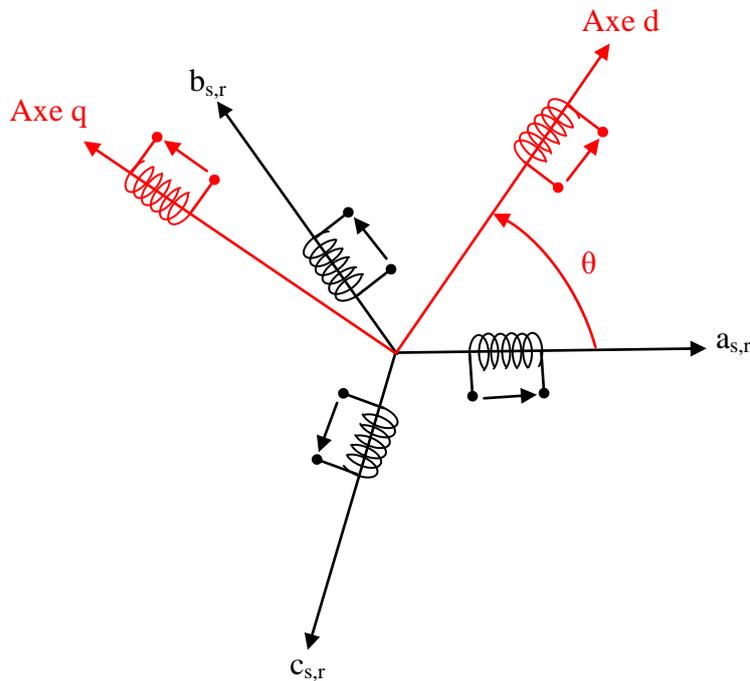


Figure II-4 : Système d'axes réels et système d'axes fictifs

Une projection des équations du modèle de la machine dans le référentiel tournant (T) sur les deux axes (d,q), nous donne les équations de Park de la MADA en posant pour chaque vecteur \bar{X} :

$$\bar{X} = X_d + jX_q \quad (\text{II.14})$$

II.5.4 Equations électriques

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \Psi_{ds} - \omega_s \Psi_{qs} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \Psi_{qs} + \omega_s \Psi_{ds} \\ v_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \Psi_{dr} - (\omega_s - \omega_e) \Psi_{qr} \\ v_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \Psi_{qr} + (\omega_s - \omega_e) \Psi_{dr} \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

avec :

$$\begin{cases} \omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} \\ \omega_s - \omega_e = \omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

II.5.5 Equations magnétiques

$$\begin{cases} \Psi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \Psi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \\ \Psi_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds} \\ \Psi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs} \end{cases} \quad (\text{II.17})$$

II.5.6 Expression du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique en fonction des flux et courants statoriques est donné par :

$$C_e = P(\Psi_{ds} i_{qs} - \Psi_{qs} i_{ds}) \quad (\text{II.18})$$

Avec : P c'est le nombre de paire de pôles.

II.6 Stratégie de commande de la MADA

Plusieurs travaux effectués dans le domaine des énergies renouvelables notamment l'éolien [Poi 03] [Boy 06] [Tar 08] [Khe 07] [Abd 11] ont montré que l'intérêt de l'utilisation de la MADA, outre la taille du convertisseur, était de pouvoir fonctionner à vitesse variable en suivant la caractéristique de puissance optimale de l'éolienne. Cette caractéristique montre que pour chaque vitesse de vent, il existe une vitesse de rotation optimale (correspondant à la valeur maximale du coefficient de puissance) permettant à l'éolienne d'avoir le meilleur rendement possible. Pour pouvoir tourner à cette vitesse optimale, à vitesse de vent donné, la turbine doit avoir un couple mécanique résistant donné, c'est à dire une puissance active débitée par la MADA. C'est en utilisant cette référence de puissance que la machine peut alors être commandée. Dans notre application, on

considère que cette référence de puissance est issue de la turbine accouplée à un étage haute pression du réacteur d'avion.

Nous allons donc, dans le paragraphe suivant, déterminer les équations qui lient les puissances active et réactive statoriques aux grandeurs rotoriques sur lesquelles nous agissons pour commander la machine.

II.6.1 Choix du référentiel pour le modèle diphasé

En choisissant un référentiel diphasé (d-q) lié au champ tournant statorique et en alignant le vecteur flux statorique Ψ_s avec l'axe d (figure II-5), nous pouvons écrire [Poi 03] [Boy 06] [Poi 09] [Tar 08] [Naa 10] :

$$\Psi_{ds} = \Psi_s \quad ; \quad \Psi_{qs} = 0 \quad (\text{II.18})$$

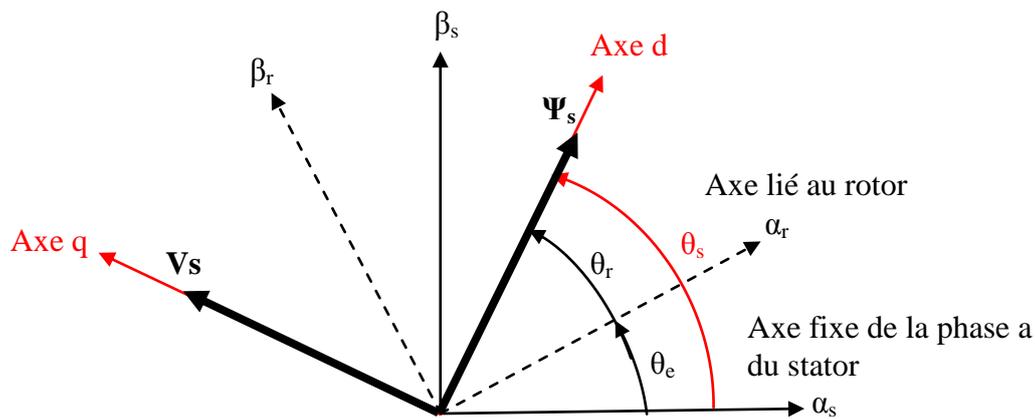


Figure II-5 : Vecteur tension et flux dans le système d'axe choisi

L'expression du couple électromagnétique devient

$$C_e = P \frac{M}{L_s} i_{qr} \Psi_{ds} \quad (\text{II.19})$$

Dans l'hypothèse où le flux Ψ_{ds} est maintenu constant (ce qui est assuré par la présence d'un réseau stable connecté au stator), le choix de ce repère rend le couple électromagnétique produit par la machine et par conséquent la puissance active uniquement dépendants du courant rotorique d'axe q.

Dans le repère triphasé (a,b,c) la tension aux bornes d'une phase n du stator s'exprime par la relation générale :

$$v_{sn} = R_s i_{sn} + \frac{d\Psi_{sn}}{dt} \quad (\text{II.20})$$

Si l'on néglige la résistance du bobinage statorique R_s , ce qui est une hypothèse assez réaliste pour les machines de moyenne et forte puissance, cette relation devient :

$$v_{sn} \approx \frac{d\Psi_{sn}}{dt} \quad (\text{II.21})$$

Cette hypothèse d'un flux constant, nous permet de déduire les équations des tensions et flux statoriques :

$$\begin{cases} v_{ds} = 0 \\ v_{qs} = V_s = \omega_s \Psi_{ds} \end{cases} \quad (\text{II.22})$$

$$\begin{cases} \Psi_s = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ 0 = L_s i_{qs} + M i_{qr} \end{cases} \quad (\text{II.23})$$

Ainsi l'expression liant les courant statoriques au courants rotoriques est donnée par :

$$\begin{cases} i_{ds} = \frac{\Psi_s}{L_s} - \frac{M}{L_s} i_{dr} \\ i_{qs} = -\frac{M}{L_s} i_{qr} \end{cases} \quad (\text{II.24})$$

II.6.2 Relations entre puissances statoriques et courants rotoriques

Dans un repère diphasé quelconque, les puissances active et réactive statoriques d'une machine asynchrone s'écrivent :

$$\begin{cases} P_s = v_{ds} i_{ds} + v_{qs} i_{qs} \\ Q_s = v_{qs} i_{ds} - v_{ds} i_{qs} \end{cases} \quad (\text{II.25})$$

En tenant compte de l'hypothèse simplificatrice ($v_{ds} = 0$ et en substituant i_{ds} et i_{qs} par leurs expressions obtenues dans (II.24), le système (II.25) devient :

$$\begin{cases} P_s = -\frac{MV_s}{L_s} i_{qr} \\ Q_s = \frac{V_s \Psi_s}{L_s} - \frac{MV_s}{L_s} i_{dr} \end{cases} \quad (\text{II.26})$$

En approximant Ψ_s par $\frac{V_s}{\omega_s}$, l'expression de la puissance réactive Q devient alors :

$$Q_s = \frac{V_s^2}{\omega_s L_s} - \frac{V_s M}{L_s} i_{dr} \quad (\text{II.27})$$

Compte tenu du repère choisi et des approximations faites et si l'on considère l'inductance magnétisante M comme constante, le système (II.26) lie de façon proportionnelle la puissance active

au courant rotorique d'axe q et la puissance réactive au courant rotorique d'axe d à la constante $\frac{V_s^2}{\omega_s L_s}$ près imposée par le réseau.

II.6.3 Expression de la puissance active et réactive totale du générateur

Les expressions de la puissance active et réactive totale débitée par la MADA sont données par [Tar 08]:

$$\begin{cases} P_g = P_s + P_r \\ Q_g = Q_s + Q_r \end{cases} \quad (\text{II.28})$$

En remplaçant les expressions des puissances trouvées précédemment et en négligeant certains termes [Aou 05] [Rek 07], on trouve l'expression de la puissance active totale du générateur :

$$P_g = (g - 1)V_s \frac{M}{L_s} i_{qr} \quad (\text{II.29})$$

Les expressions (II.26), (II.27) montrent que la puissance active statorique peut être commandée sur l'axe q et la puissance réactive statorique sur l'axe d du repère tournant (d,q).

Le contrôle des puissances active et réactive statoriques sera abordé pour la commande du convertisseur côté machine, ainsi pour avoir un facteur de puissance unitaire du côté stator, Q_s^* sera maintenue nulle, par contre le contrôle de la puissance réactive rotorique sera abordé dans la commande du convertisseur côté réseau, ie dans la partie contrôle de la liaison au réseau.

II.6.4 Relations entre tensions rotoriques et courants rotoriques

On commence par exprimer les flux en fonction des courants rotoriques et cela en remplaçant les courants statoriques par leur expression obtenue dans (II.24) dans le système (II.17), on aura :

$$\begin{cases} \Psi_{dr} = \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) i_{dr} + \frac{MV_s}{\omega_s L_s} \\ \Psi_{qr} = \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) i_{qr} \end{cases} \quad (\text{II.30})$$

L'intégration de ce système d'équation dans l'expression des tensions rotoriques dans (II.15) nous donne :

$$\begin{cases} v_{dr} = R_r i_{dr} + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) \frac{di_{dr}}{dt} - g\omega_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) i_{qr} \\ v_{qr} = R_r i_{qr} + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) \frac{di_{qr}}{dt} + g\omega_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) i_{dr} + g\omega_s \frac{MV_s}{\omega_s L_s} \end{cases} \quad (\text{II.31})$$

En régime permanent, toutes les grandeurs variables par rapport au temps s'annulent, on peut donc écrire :

$$\begin{cases} v_{dr} = R_r i_{dr} - g \omega_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) i_{qr} \\ v_{qr} = R_r i_{qr} + g \omega_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) i_{dr} + g \omega_s \frac{M V_s}{\omega_s L_s} \end{cases} \quad (II.32)$$

Ainsi on obtient les composantes diphasées des tensions rotoriques à imposer à la machine pour avoir les courants rotoriques voulus, par conséquent les puissances désirées. Pour les termes de couplage entre les deux axes exprimés par $\left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right)$, leurs influence est minime et une synthèse adéquate des régulateurs dans la boucle de commande permettra de les compenser, contrairement au terme $g \omega_s \frac{M V_s}{\omega_s L_s}$ qui représente une force électromotrice dépendante de la vitesse de rotation. Son influence n'est pas négligeable car elle entraîne une erreur de traînage. Le contrôle du système devra donc prendre en compte cette erreur.

A partir des équations obtenues précédemment, on peut établir le schéma bloc du système à réguler suivant :

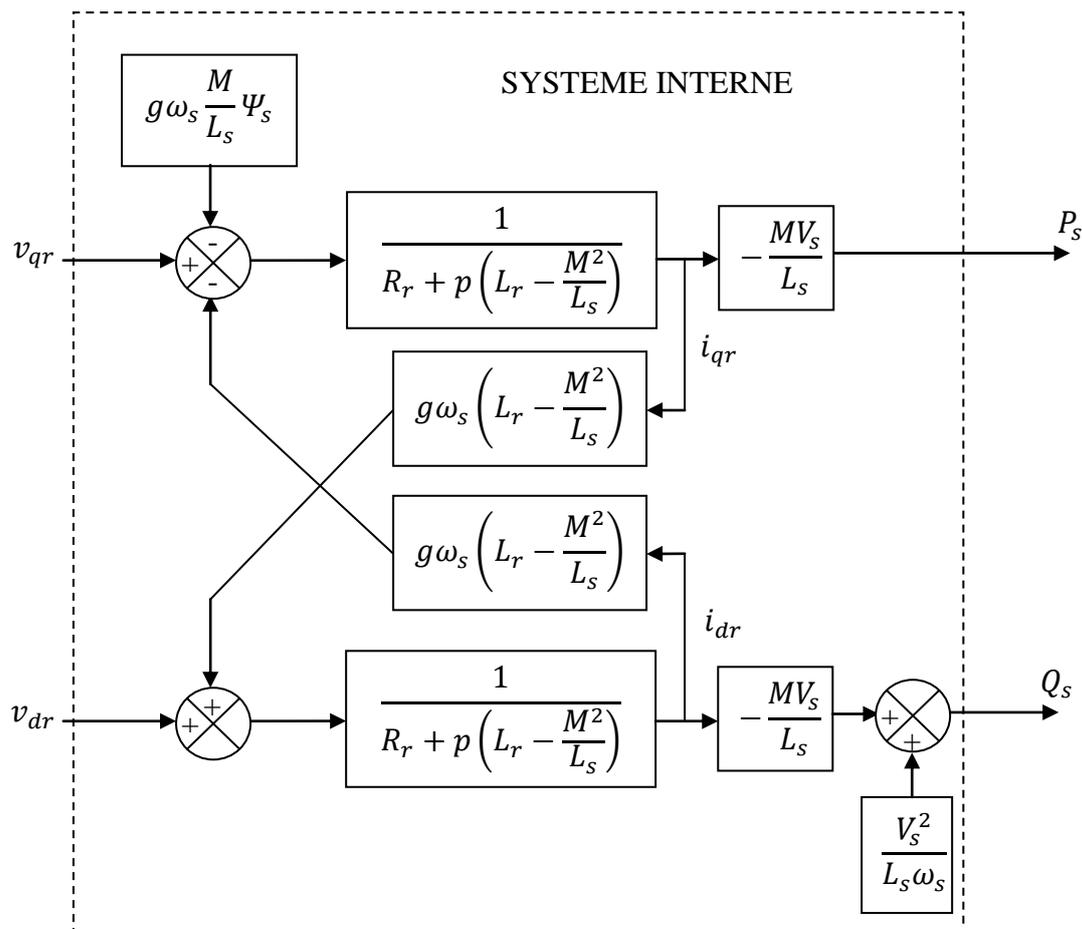


Figure II-6 : Schéma bloc des puissances à réguler

Ce schéma fait apparaître des fonctions de transfert du premier ordre pour les deux axes liant les tensions rotoriques aux puissance active et réactive statoriques. Il montre également que nous pouvons mettre en place une commande vectorielle étant donné qu'à l'influence des couplages près, chaque axe peut être commandé indépendamment avec chacun son propre régulateur. Les grandeurs de références pour ces régulateurs seront : la puissance active pour l'axe q rotorique et la puissance réactive pour l'axe d rotorique. La consigne de puissance réactive sera maintenue nulle pour assurer un facteur de puissance unitaire côté stator de façon à optimiser la qualité de l'énergie renvoyée sur le réseau. La consigne de puissance active sera imposée.

II.6.5 Calcul du rendement du générateur

Dans la littérature, L'expression de la puissance mécanique issue d'une turbine d'entraînement ayant une vitesse mécanique Ω_{mec} est donnée par :

$$P_{mec} = k \cdot \Omega_{mec}^3 \quad (II.33)$$

Avec : k paramètre caractérisant la turbine.

Les pertes dans la MADA sont donné dans [Den 09] par :

- Pertes dans les enroulements du stator ;
- Pertes fer ;
- Pertes dans les enroulements du rotor ;
- Pertes mécaniques.

Pour un fonctionnement générateur de la MADA, le rendement est défini par l'expression suivante :

$$\eta = \frac{P_s + P_r}{P_{mec}} = \frac{P_s + P_r}{P_s + P_r + \sum P_{pertes}} = \frac{P_g}{P_{mec}} \quad (II.34)$$

Pour obtenir un facteur de puissance unitaire du coté réseau, la consigne de la puissance réactive est imposée nulle, et celle de la puissance active est égale à une consigne :

$$P_s^* = -1.5MW \quad (II.35)$$

II.7 Commande vectorielle de la MADA en génératrice

II.7.1 Principe général

La (figure II-7) illustre le principe général de la commande vectorielle en puissance active et réactive.

Pour assurer un fonctionnement à facteur de puissance unitaire côté stator, la consigne de la puissance réactive est maintenue nulle.

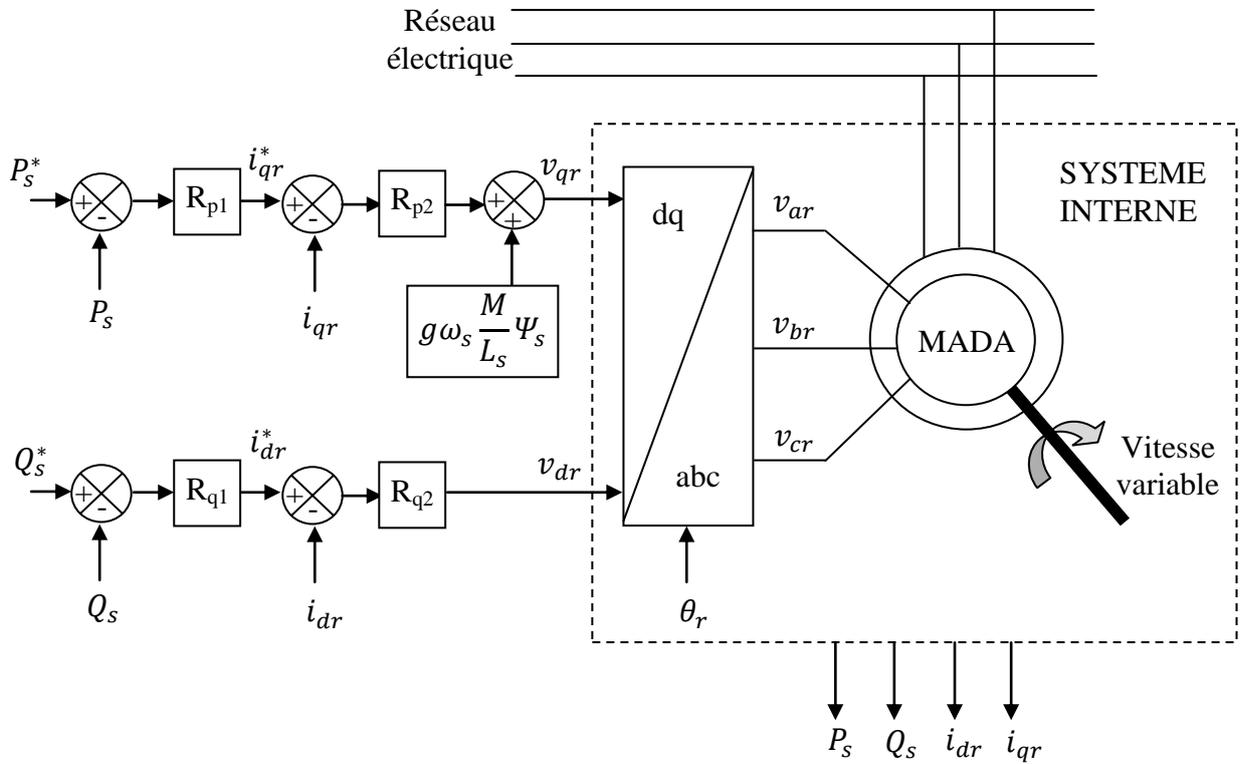


Figure II-7 : Principe général de la commande vectorielle en P et Q de la MADA

Le schéma de la figure II-6 montre que les courants rotoriques sont liés aux puissances actives et réactives par le terme $\frac{MV_s}{L_s}$. La présence des régulateurs R_{p2} et R_{q2} est recommandé dans le cas où la machine fonctionne en autonome ou bien dans le cas d'un réseau instable mais dans notre cas, on considère que la machine est connectée sur un réseau stable, la tension V_s est par conséquent constante et les régulateurs R_{p2} et R_{q2} sont inutiles. Chaque axe comporte donc un seul régulateur comme indiqué sur la figure II-8.

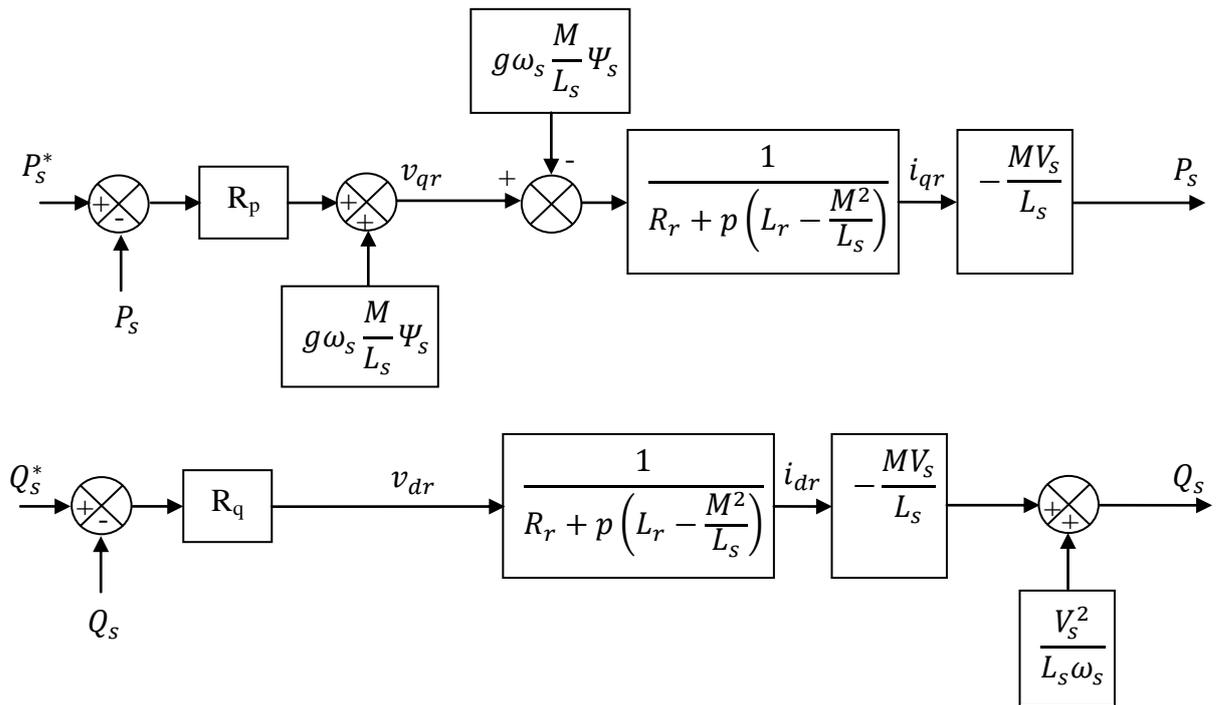


Figure II-8 : Schéma global de la commande vectorielle de la MADA

II.7.2 Hypothèses simplificatrices

II.7.2.1 Hypothèses de travail

Dans le but de simplifier le modèle de la machine et de linéariser son fonctionnement, nous allons dresser un certains nombres d'hypothèses simplificatrices. La figure II-9 représente le modèle simplifié de la machine avec celui de l'onduleur avec une fonction de transfert du premier ordre.

- La première simplification consiste à réduire le modèle de l'onduleur à un gain statique K_{ond} dans le but de réduire l'ordre du système :

$$\begin{cases} v_{dr} = K_{ond} v_d \\ v_{qr} = K_{ond} v_q \end{cases} \quad (II.36)$$

- La seconde simplification consiste à introduire deux perturbations (ϵ_d et ϵ_q) qui représentent les résidus de découplage.
- La troisième simplification considère le terme constant $\frac{V_s^2}{L_s \omega_s}$ comme une perturbation qui devra être rejetée par la loi de commande.

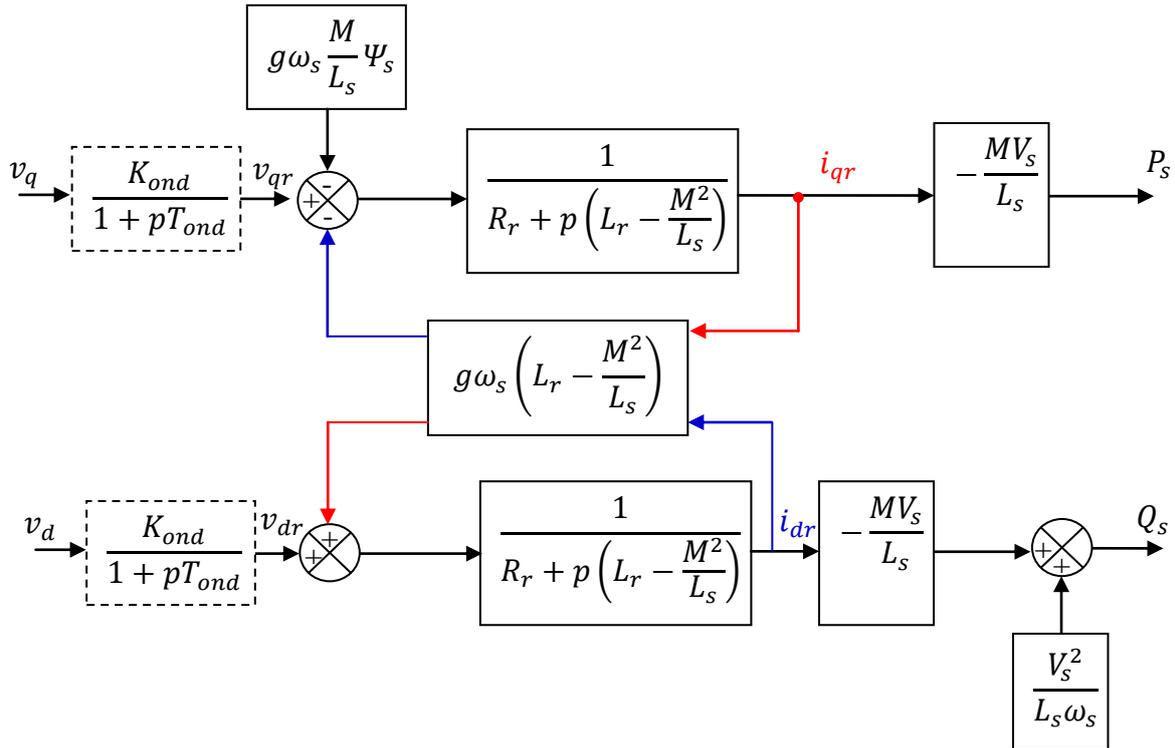


Figure II-9 : Modèle de la machine avec prise en compte de l'onduleur

Une autre méthode de contrôle indirect a été proposée par [Naa 10] qui consiste à asservir les puissances indirectement en agissant sur les courants rotoriques, mais dans notre travail on a opté pour la méthode directe (régulation des puissances) vu sa simplicité.

II.8 Résultats de simulation sans convertisseur :

La modélisation de la machine ainsi que sa commande a été implantée sous le logiciel Matlab Simulink. Pour observer le comportement de la régulation du système proposé, la machine a été entraînée à différentes vitesses tout en restant dans ses différents modes de fonctionnement en génératrice cités précédemment et on la soumise à des échelons de puissance active et réactive. Pour tester le contrôle direct, l'onduleur alimentant les enroulements rotoriques a été réduit à un gain statique unitaire.

Les paramètres de la machine sont donnés en **Annexe B**.

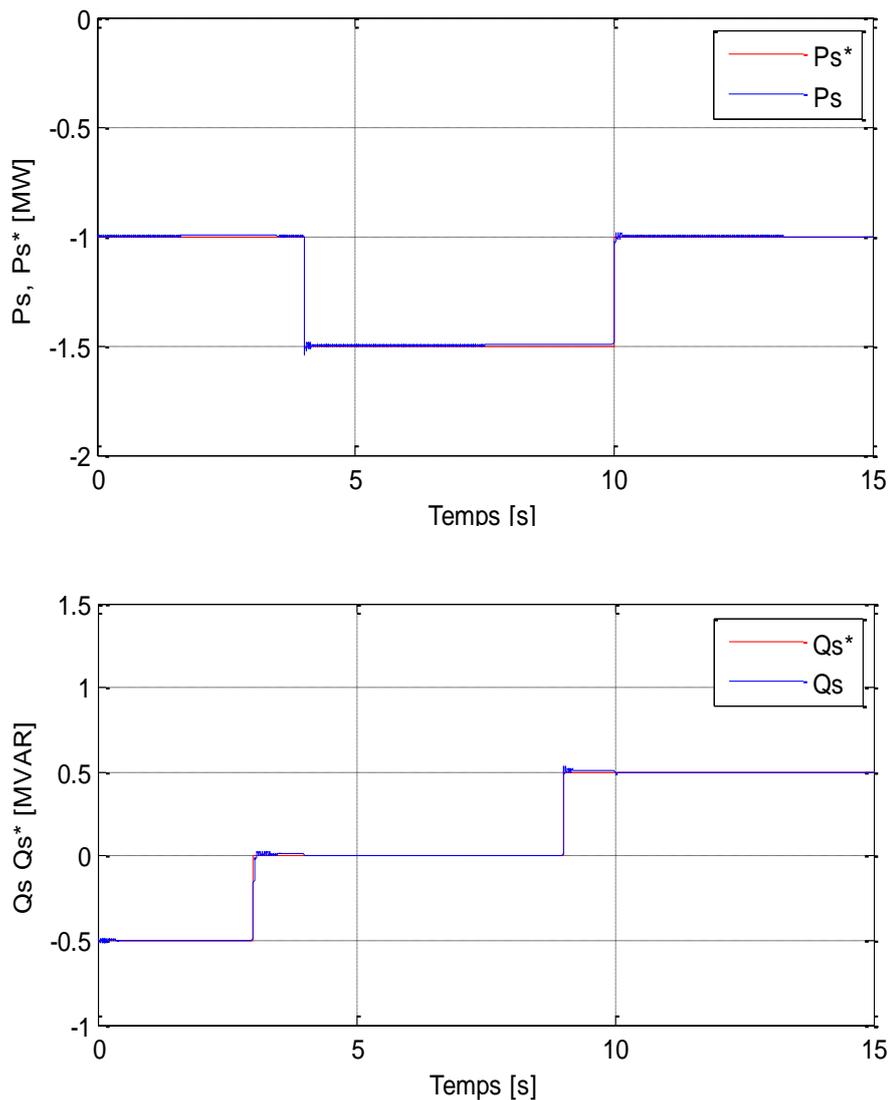


Figure II-10 : Evolution de la puissance active et réactive statoriques lors de la régulation

La figure II-10 montre que les consignes de puissance sont bien suivies par la génératrice aussi bien pour la puissance active que pour la puissance réactive. La deuxième figure montre que pour différents échelons de puissance réactive imposés, on peut avoir une puissance réactive négative (comportement capacitif) ou positive (comportement inductif) ou bien nulle (fonctionnement à facteur de puissance unitaire).

II.9 Association convertisseur-machine

Le couplage de la MADA au réseau est similaire à celui de la machine synchrone. Cependant, la MADA présente une différence exceptionnelle par rapport à la machine synchrone du fait que le

convertisseur statique dans le coté rotorique garantit les conditions de synchronisation pour n'importe quelle vitesse dans l'intervalle $\omega_e(1 \pm |g_{max}|)$ et ainsi qu'il permet d'obtenir une tension au niveau du stator avec la même fréquence et la même phase que celle du réseau [Den 09].

Le schéma de principe de l'écoulement de puissance entre le réseau et la MADA ainsi que la quantification de la puissance dans chaque coté du système sont représentés également par la figure II-11. Si on néglige les pertes, on obtient la puissance du réseau et celle du rotor ou la puissance de glissement respectivement données par les formules suivantes :

$$P_{res} = (1 - g)P_s \tag{II.37}$$

$$P_r = gP_s \tag{II.38}$$

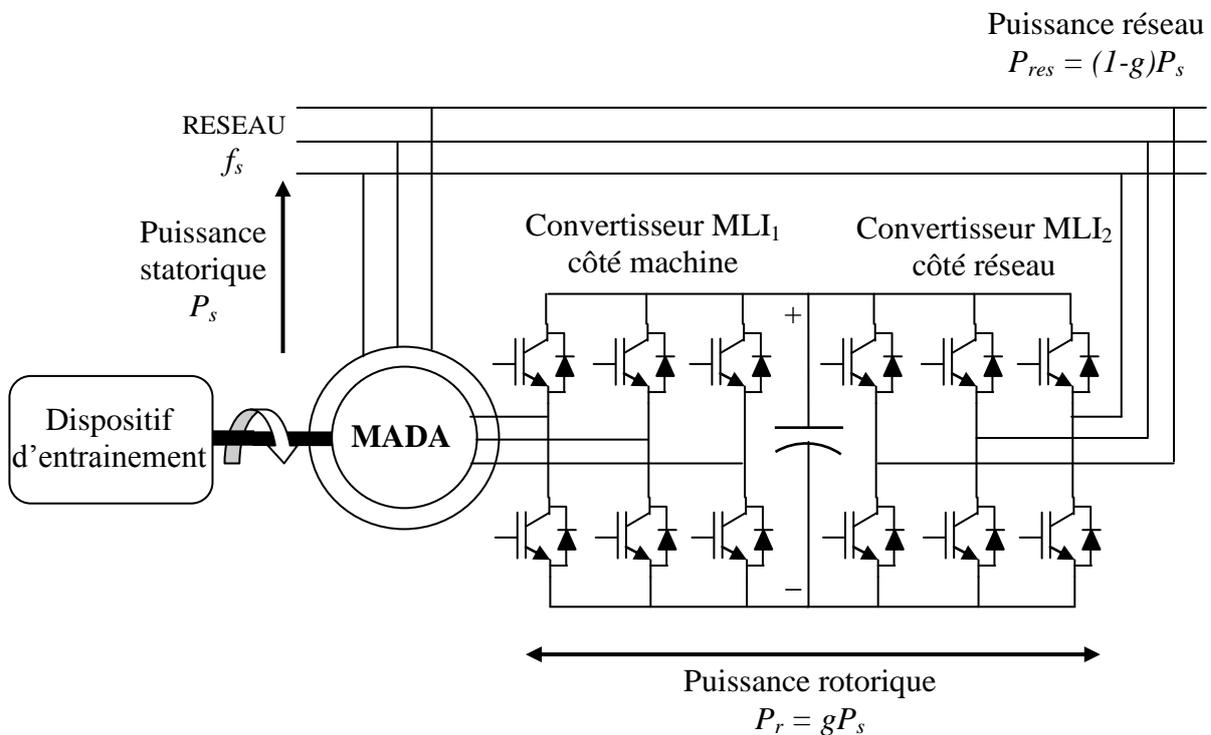


Figure II-11: Schéma synoptique pour un fonctionnement en génératrice de la MADA

L'insertion d'un convertisseur AC/AC associé au rotor permet d'obtenir un réglage fin du glissement, ainsi qu'une meilleure gestion de la puissance transmise au rotor.

II.10 modélisation des convertisseurs statiques

II.10.1 Convertisseur côté machine

II.10.1.1 Modélisation de l'onduleur de tension triphasé

L'onduleur de tension est un convertisseur statique d'énergie électrique qui transforme une source de tension continue en une alimentation de tension alternative pour alimenter des charges en courant alternatif. Les semi-conducteurs normalement utilisés dans la construction de l'onduleur sont des GTO, des IGBT ou des transistors MOSFET. Le choix d'un semi-conducteur pour un tel fonctionnement est basé sur la fréquence de commutation maximale et la puissance transmise, la puissance maximale transmise reste déterminée par les caractéristiques propres de la charge.

Pour réaliser une représentation vectorielle de l'onduleur, un neutre « fictif » o peut être défini comme référence des tensions du côté de l'onduleur). Ce point neutre est créé par deux condensateurs « fictifs » de valeur $C/2$ représentant le condensateur réel du bus continu de l'onduleur de valeur C . On obtient ainsi les tensions v_{ao} , v_{bo} , v_{co} .

Les tensions côté machine v_{an} , v_{bn} , v_{cn} sont alors référencées par rapport au point neutre de la machine n comme représenté sur la figure II-12 [Com 05].

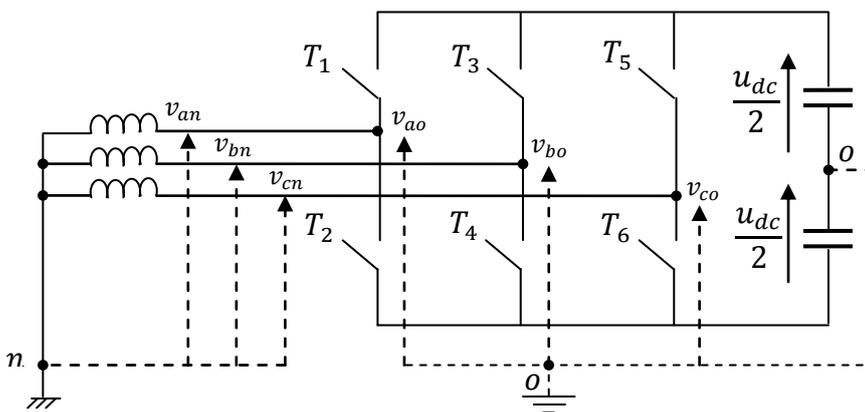


Figure II-12 : Schéma de l'onduleur de tension triphasé

En supposant un mode de fonctionnement continu, chaque ensemble transistor-diode peut être considéré comme un interrupteur idéal (bidirectionnel en courant et unidirectionnel en tension). Le convertisseur associé à son interface de contrôle est alors équivalent à une topologie matricielle composée de trois cellules de commutation dont les deux interrupteurs idéaux sont dans des états complémentaires.

L'état fermé ou ouvert d'un interrupteur idéal sera quantifié par une fonction dite de connexion définie comme suit :

$S_{a,b,c} = 1$: L'interrupteur T_i $i \in \{1, 3, 5\}$ est à l'état passant (fermé).

$S_{a,b,c} = 0$: L'interrupteur T_i $i \in \{1, 3, 5\}$ est à l'état bloqué (ouvert).

Avec :

Dans ces conditions, on peut écrire :

$$\begin{cases} v_{ao} = \left(S_a - \frac{1}{2}\right) u_{dc} \\ v_{bo} = \left(S_b - \frac{1}{2}\right) u_{dc} \\ v_{co} = \left(S_c - \frac{1}{2}\right) u_{dc} \end{cases} \quad (\text{II.39})$$

La relation des tensions référencées par rapport aux points neutres n et o peuvent être exprimées par les équations (II-40) :

$$\begin{cases} v_{ao} = v_{an} + v_{no} \\ v_{bo} = v_{bn} + v_{no} \\ v_{co} = v_{cn} + v_{no} \end{cases} \quad (\text{II.40})$$

Pour une charge triphasée équilibrée, on aura :

$$v_{an} + v_{bn} + v_{cn} = 0 \quad (\text{II.41})$$

Ainsi, la tension entre les deux points neutres est définie par l'équation (II-42) :

$$v_{no} = \frac{1}{3}(v_{ao} + v_{bo} + v_{co}) \quad (\text{II.42})$$

En remplaçant l'équation (II-42) dans le système (II-40), on obtient les tension simples au bornes de la charge :

$$\begin{cases} v_{an} = \frac{2}{3}v_{ao} - \frac{1}{3}v_{bo} - \frac{1}{3}v_{co} \\ v_{bn} = -\frac{1}{3}v_{ao} + \frac{2}{3}v_{bo} - \frac{1}{3}v_{co} \\ v_{cn} = -\frac{1}{3}v_{ao} - \frac{1}{3}v_{bo} + \frac{2}{3}v_{co} \end{cases} \quad (\text{II.43})$$

En utilisant les variables booléennes de l'état des interrupteurs, on aura :

$$\begin{cases} v_{an} = \frac{u_{dc}}{3}(2S_a - S_b - S_c) \\ v_{bn} = \frac{u_{dc}}{3}(-S_a + 2S_b - S_c) \\ v_{cn} = \frac{u_{dc}}{3}(-S_a - S_b + 2S_c) \end{cases} \quad (\text{II.44})$$

Dans notre travail, v_{an}, v_{bn}, v_{cn} sont les tensions rotoriques à appliquer à la machine pour avoir les puissances active et réactive désirées. Le schéma bloc de contrôle du convertisseur coté machine est montré par la figure II-13.

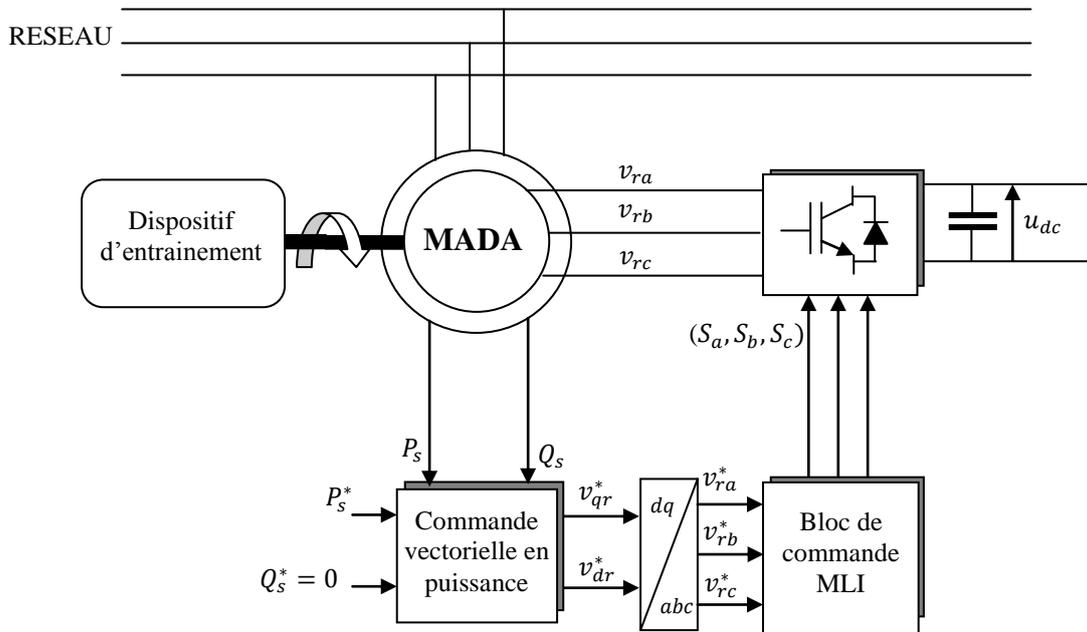


Figure II-13 : Schéma de contrôle du convertisseur côté machine

II.10.2 Convertisseur côté réseau

La structure de l'ensemble de la liaison au réseau est constituée du bus continu, du convertisseur MLI et du filtre d'entrée de nature inductive (figure II-14) [Aim 04]. Cette interface permet de fonctionner comme une source de courant liée au réseau électrique.

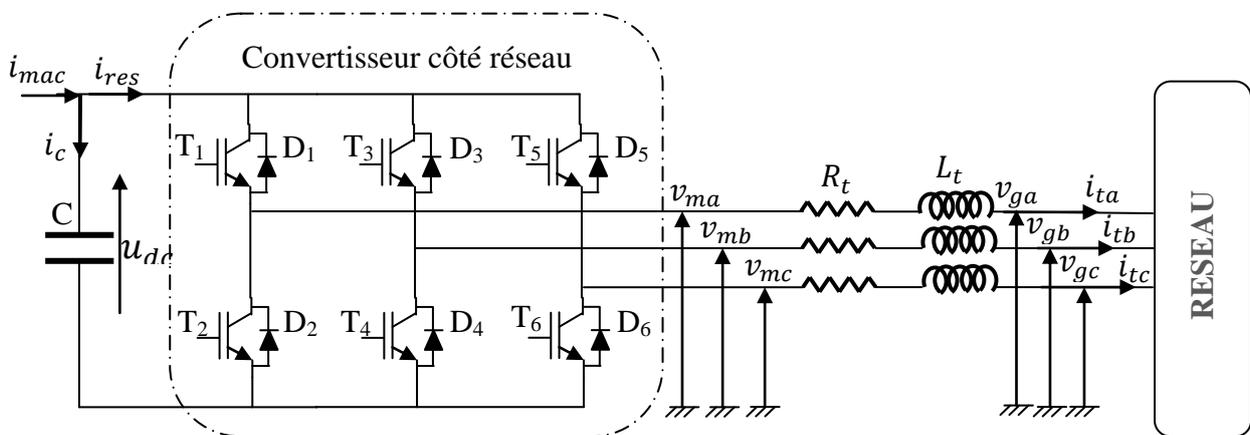


Figure II-14 : Schéma électrique de la liaison au réseau via un convertisseur MLI

Où :

- i_{mac} : est le courant fourni par la génératrice et modulé par le convertisseur MLI₁.
- i_c : est le courant traversant le bus continu.
- i_{res} : est le courant modulé par le convertisseur MLI₂.
- u_{dc} : est la tension aux bornes du condensateur (tension du bus continu).
- T_i, D_i avec $i \in \{1, 2, 3, 4, 5, 6\}$ désigne respectivement le transistor IGBT et la diode en antiparallèle.
- v_{ma}, v_{mb}, v_{mc} sont les tensions simples modulé par le convertisseur MLI₂.
- v_{ga}, v_{gb}, v_{gc} sont les tensions simples du côté réseau.
- i_{ta}, i_{tb}, i_{tc} : sont les courants circulants dans le filtre et fourni au réseau.
- R_t, L_t : sont respectivement la résistance et l'inductance du filtre.

Afin de générer (et envoyer) un courant sur le réseau électrique, il faut que la tension du bus continu (u) soit supérieure à la valeur crête des tensions composées apparaissant du côté du filtre.

Soit : $u_{dc} > \sqrt{6}v_{g-eff}$, où v_{g-eff} est la valeur efficace de la tension apparaissant du côté du filtre.

Le convertisseur MLI permet la régulation du bus continu à une valeur suffisamment élevée. Pour faire transiter une puissance active au réseau on calcule la tension du bus continu adéquate (la méthode de calcul sera développée dans la suite de ce chapitre). La régulation de cette tension donnera la puissance active que l'on veut injecter au réseau. Et pour avoir un facteur de puissance unitaire du côté réseau, la référence de la puissance réactive sera maintenue nulle.

II.10.3 Modélisation de la liaison au réseau

II.10.3.1 Modélisation du bus continu

Le bus continu est un élément de stockage pour l'énergie circulant entre le rotor et le réseau auquel ce dernier est connecté. Il est représenté par un condensateur qui sert comme source d'énergie continu entre deux convertisseurs MLI, ce qui permet d'avoir un transit bidirectionnel de l'énergie entre la machine et le réseau dans les deux cas de fonctionnement hypersynchrone et hyposynchrone de la MADA. Son schéma est donné par la figure II-15.

Le courant du condensateur est issu d'un nœud où circulent deux courants modulés par chaque convertisseur.

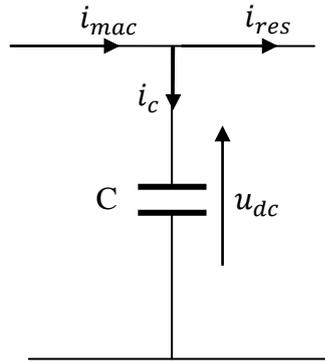


Figure II-15 : Représentation schématique du bus continu

$$i_c = i_{mac} - i_{res} \quad (\text{II.45})$$

Ainsi la tension du bus continu est obtenue par intégration du courant capacitif :

$$\frac{du_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} i_c \quad (\text{II.46})$$

D'où :

$$u_{dc} = \frac{1}{C} \int (i_{mac} - i_{res}) dt \quad (\text{II.47})$$

Avec :

$$i_{mac} = S_a i_{ar} + S_b i_{br} + S_c i_{cr}$$

$$i_{res} = f_a i_{ta} + f_b i_{tb} + f_c i_{tc}$$

Tel que :

S_a, S_b, S_c : Sont les signaux de commande appliqués au convertisseur MLI₁.

f_a, f_b, f_c : Sont les signaux de commande appliqués au convertisseur MLI₂.

II.10.3.2 Calcul de la tension du bus continu

Pour déterminer la valeur du bus continu nécessaire pour transiter une puissance donnée, on utilise les équations suivantes qui sont développées par [Aim 04].

$$\alpha = \sqrt{\frac{P_{max} * X^2}{9 * E^4} + 1} \quad (\text{II.48})$$

$$u_{dc} = \alpha * E * 2\sqrt{2} \quad (\text{II.49})$$

La puissance nominale $P_{nom} = 1.5MW$ est considérée pour une valeur de la tension simple efficace du réseau de $690V$, l'impédance de la self de lissage de $1mH$, a comme valeur $X = 0.314\Omega$.

Les calculs ont donné :

$$\alpha = 1.0356$$

$$u_{dc} \approx 2000V$$

II.10.3.3 Contrôle de transit des puissances

La puissance active issue du rotor et transitée au bus continu est donnée par :

$$P_{mac} = u_{dc} \cdot i_{mac} \quad (II.50)$$

Et celle stockée dans le condensateur est donnée par :

$$P_c = u_{dc} \cdot i_c^* \quad (II.51)$$

Le courant i_c référence est calculé à la sortie du régulateur de la tension du bus continu comme suit :

$$i_c^* = PI(u_{dc}^* - u_{dc}) \quad (II.52)$$

En supposant que les pertes dans le condensateur, dans le convertisseur et dans le filtre sont négligeables devant la puissance transitée [**Aim 04**], on aura l'expression de la puissance rotorique injectée au réseau :

$$P_{gr}^* = P_{mac} - P_c \quad (II.53)$$

Et pour avoir un facteur de puissance unitaire du côté rotor, Q_{gr}^* sera maintenue nulle.

II.10.3.4 Calcul des courants de référence

Les puissances actives et réactive transitées au réseau sont données dans le modèle de Park par les relations suivantes :

$$\begin{cases} P_{gr} = v_{gd}i_{td} + v_{gq}i_{tq} \\ Q_{gr} = v_{gq}i_{td} - v_{gd}i_{tq} \end{cases} \quad (II.54)$$

Cette relation nous permet de déduire les courants de référence à imposer au réseau en fonction des puissances active et réactive de référence imposées :

$$i_{td}^* = \frac{P_{gr}^* \cdot v_{gd} + Q_{gr}^* \cdot v_{gq}}{v_{gd}^2 + v_{gq}^2} \quad (\text{II.55})$$

$$i_{tq}^* = \frac{P_{gr}^* \cdot v_{gq} - Q_{gr}^* \cdot v_{gd}}{v_{gd}^2 + v_{gq}^2} \quad (\text{II.56})$$

La composante directe du courant est utilisée pour réguler la tension du bus continu. Ce dernier contrôlé à l'aide d'un régulateur PI et la composante en quadrature est utilisée pour réguler la puissance réactive transmise.

Le système de commande ainsi développé, doit permettre de maintenir à une valeur constante la tension du bus continu et d'imposer des courants sinusoïdaux d'amplitude et de fréquence égale à celle du réseau.

II.10.3.5 Contrôle des courants

En appliquant la loi des mailles au schéma de la figure II-14, on peut écrire le système d'équation suivant :

$$\begin{pmatrix} v_{ma} \\ v_{mb} \\ v_{mc} \end{pmatrix} = R_t \begin{pmatrix} i_{ta} \\ i_{tb} \\ i_{tc} \end{pmatrix} + L_t \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{ta} \\ i_{tb} \\ i_{tc} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} v_{ga} \\ v_{gb} \\ v_{gc} \end{pmatrix} \quad (\text{II.57})$$

L'application de la transformée de Laplace ainsi que celle de Park permet d'écrire le système d'équations précédent comme suit :

$$\begin{cases} v_{md} - v_{gd} = (R_t + sL_t)i_{td} - \omega_s L_t i_{tq} \\ v_{mq} - v_{gq} = (R_t + sL_t)i_{tq} + \omega_s L_t i_{td} \end{cases} \quad (\text{II.58})$$

Ces équations représentent la dynamique des courants du filtre. Les termes de couplage entre les deux axes sont donnés par :

$$\begin{cases} e_{tq} = -L_t \omega_s i_{tq} \\ e_{td} = +L_t \omega_s i_{td} \end{cases} \quad (\text{II.59})$$

Ainsi le découplage des deux axes est possible en compensant les termes de perturbation.

Les équations des courants à la sortie du filtre sont comme suit :

$$\begin{cases} i_{td} = \frac{1}{(R_t + pL_t)} (v_{md} - v_{gd} - e_{tq}) \\ i_{tq} = \frac{1}{(R_t + pL_t)} (v_{mq} - v_{gq} - e_{td}) \end{cases} \quad (\text{II.60})$$

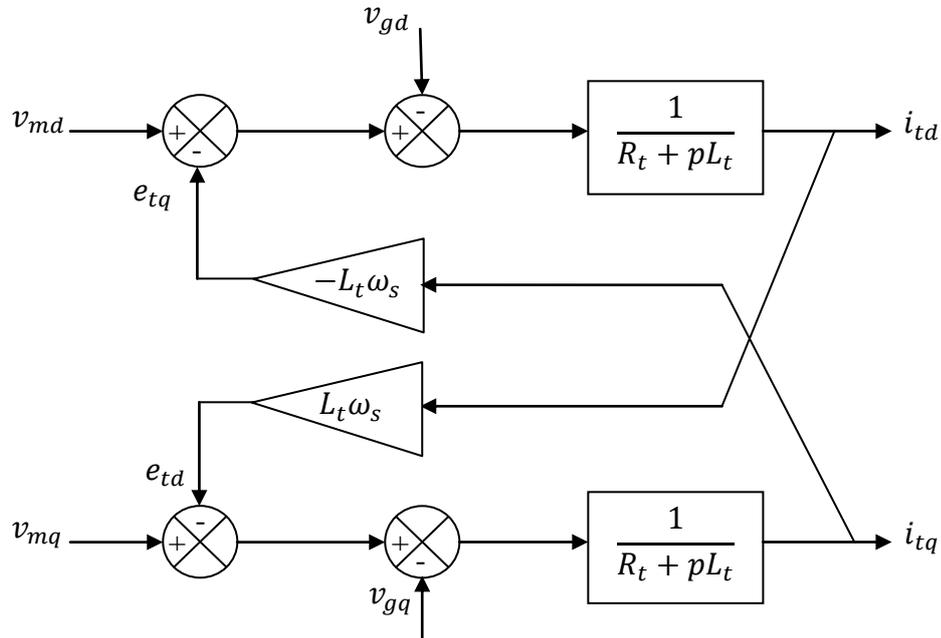


Figure II-16 : Représentation schématique des courants transités dans le filtre

La fonction de transfert du filtre est donnée par :

$$F(s) = \frac{1}{R_t + pL_t} \quad (\text{II.61})$$

Pour une réponse dynamique plus rapide, des régulateurs de type PI sont utilisés pour contrôler les courants en boucle fermée :

$$\begin{cases} v_{gd}^* = PI(i_{td}^* - i_{td}) \\ v_{gq}^* = PI(i_{tq}^* - i_{tq}) \end{cases} \quad (\text{II.62})$$

Ainsi on peut écrire les tensions de référence pour le convertisseur MLI₂ dans le repère de Park :

$$\begin{cases} v_{md}^* = v_{gd}^* + v_{gd} + e_{tq} \\ v_{mq}^* = v_{gq}^* + v_{gq} + e_{td} \end{cases} \quad (\text{II.63})$$

Ainsi en appliquant la transformée inverse de Park aux tensions (v_{md}^*, v_{mq}^*) , on obtient les tensions de commande $(v_{ma}^*, v_{mb}^*, v_{mc}^*)$ à appliquer au convertisseur côté réseau. L'application de la technique MLI, nous permet de générer les signaux de commande (f_a, f_b, f_c) pour ce convertisseur.

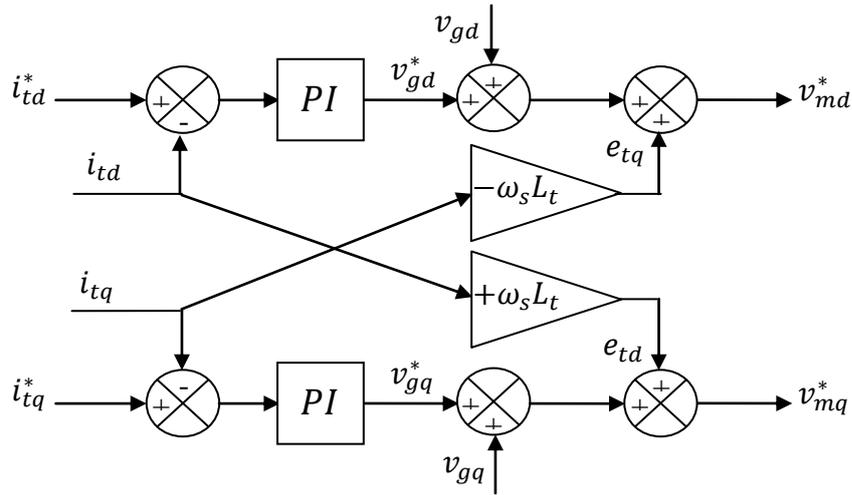


Figure II-17 : Représentation schématique du contrôle des courants

L'expression des tensions modulées par le convertisseur côté réseau est donnée par :

$$\begin{cases} v_{ma} = \frac{u_{dc}}{3} (2f_a - f_b - f_c) \\ v_{mb} = \frac{u_{dc}}{3} (-f_a + 2f_b - f_c) \\ v_{mc} = \frac{u_{dc}}{3} (-f_a - f_b + 2f_c) \end{cases} \quad (II.64)$$

Le schéma global représentant le contrôle de la liaison au réseau est donné par la figure II-18 :

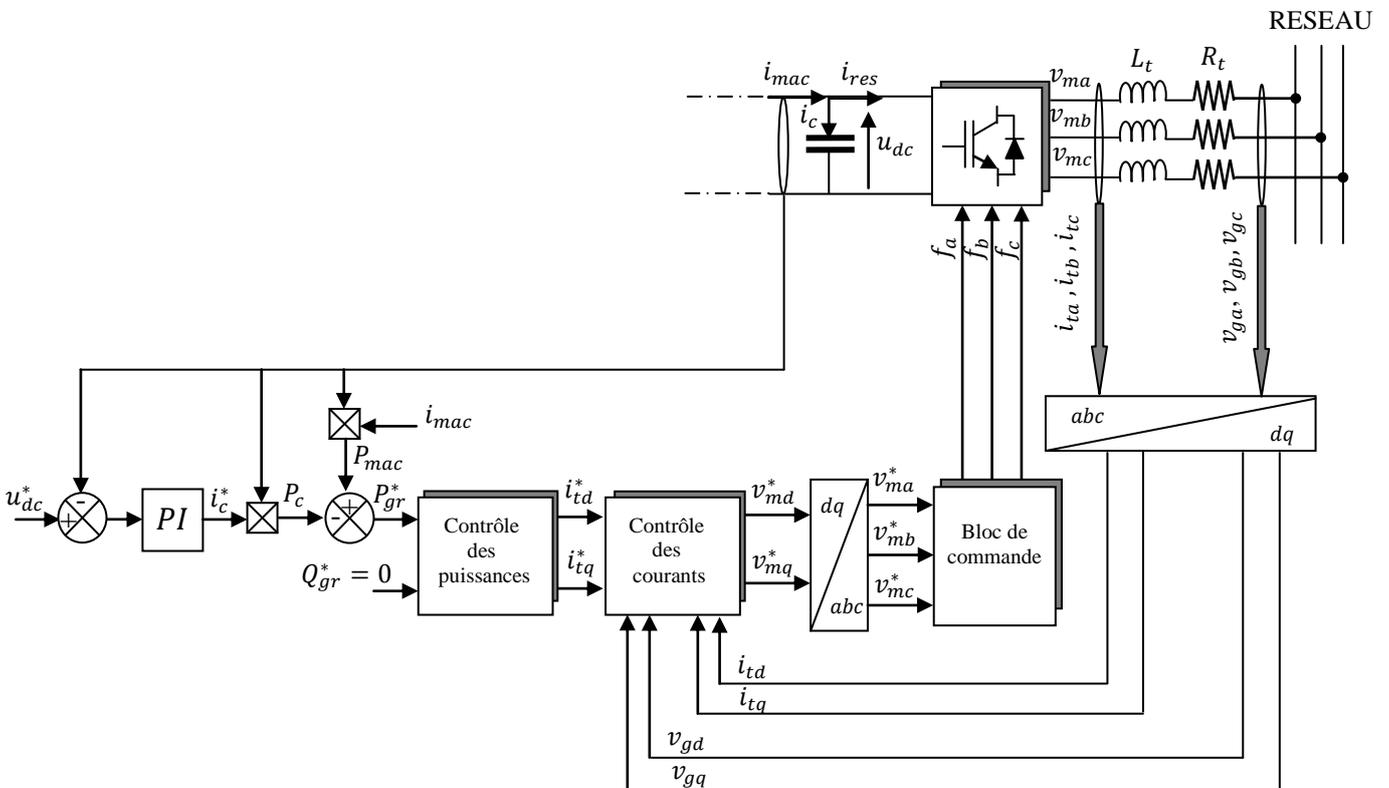


Figure II-18 : Schéma synoptique du contrôle de la liaison au réseau

II.11 Résultats de simulation

L'allure de la vitesse d'entraînement est illustrée sur la figure II-19. Elle est choisie de telle sorte à avoir les trois modes de fonctionnement de la MADA.

La figure II-20 représente l'allure du glissement. Il varie entre -30% et +30% en passant par le synchronisme ($\omega = \omega_s$). On remarque qu'il présente la même image que la vitesse de rotation.

Les figures (II-21, II-22) illustrent respectivement les puissances active et réactive totales échangées avec le réseau. On peut remarquer que la puissance réactive suit parfaitement sa référence nulle tandis que la puissance active totale est du signe négatif ce qui explique que la génératrice fournit toujours la puissance active au réseau quelque soit son mode de fonctionnement, cette hypothèse est renforcée par le résultat de la figure II-28-(b) qui montre que le courant injecté au réseau est en opposition de phase avec la tension du réseau sur toute la plage de la variation du glissement, ce qui donne une puissance de signe négatif.

La figure II-23 représente les puissances active et réactive statoriques injectées au réseau. La puissance active évolue autour de sa valeur de référence, elle est du signe négatif ce qui justifie que le stator génère de la puissance active au réseau, pour la puissance réactive elle est maintenue nulle suite à sa référence imposée.

La figure II-24 montre l'allure de la Puissance active et réactive rotorique à la sortie de la machine, on remarque que la puissance réactive est variable en fonction du glissement tandis que le sens d'écoulement de la puissance active dépend du signe du glissement, pour ($g < 0$) la machine travaille en hypersynchrone et la puissance rotorique va du rotor au réseau, pour ($g > 0$) c'est le mode générateur hyposynchrone, dans ce mode de fonctionnement le rotor a besoin d'un supplément de puissance qu'il absorbe du réseau, et pour ($g = 0$) le rotor absorbe une faible puissance active qui correspond aux pertes Joule rotoriques. Dans ce cas la MADA se comporte comme une machine synchrone.

Les figures II-25 et II-26 représentent respectivement les allures des puissances active et réactive rotoriques transitées par le filtre et échangées avec le réseau (c.à.d. au point de connexion), on remarque que la puissance réactive suit sa référence qui est imposée nulle pour avoir un facteur de puissance unitaire du côté réseau ce qui prouve l'efficacité du contrôle de la liaison au réseau, et celle active est du même signe que le glissement et qui vérifie bien la relation $P_r \approx gP_s$.

Les figures II-27 : (a), (b) et (c) montrent l'évolution du courant et la tension rotorique, on peut bien remarquer que pour un glissement nul ($g > 0$) la tension est en avance de phase par rapport au courant cela signifie que le rotor absorbe de la puissance active, par contre pour un glissement ($g < 0$) c'est le courant qui est en avance de phase par rapport à la tension, ce qui met le rotor en position de générateur de courant au réseau, donc il injecte de la puissance active à ce dernier, et pour un glissement nul ($g = 0$) les grandeurs rotoriques prennent des valeurs continues, c'est le fonctionnement générateur asynchrone synchronisé.

Les figures II-28 : (a) et (b) illustrent l'évolution de la tension d'une phase du réseau et le courant injecté à ce dernier. Les résultats obtenus montrent bien que les deux grandeurs sont en opposition de phase sur tout l'intervalle de simulation et on peut constater aussi que la fréquence est fixée à 50Hz, la tension étant fixée et le courant suit l'évolution de la puissance injectée au réseau.

La figure II-29 représente l'allure de la tension du bus continu qui semble être bien régulée quoique la variation de la puissance, néanmoins elle présente un dépassement tolérable qui est de l'ordre de 2.5% qui correspond au démarrage de la machine.

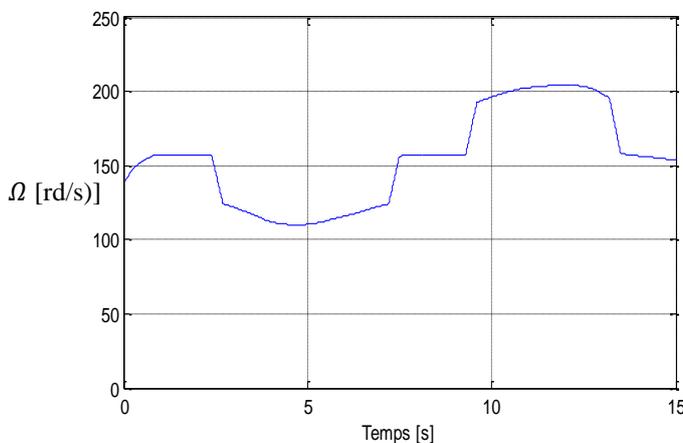


Figure II-19: Allure de la vitesse d'entraînement

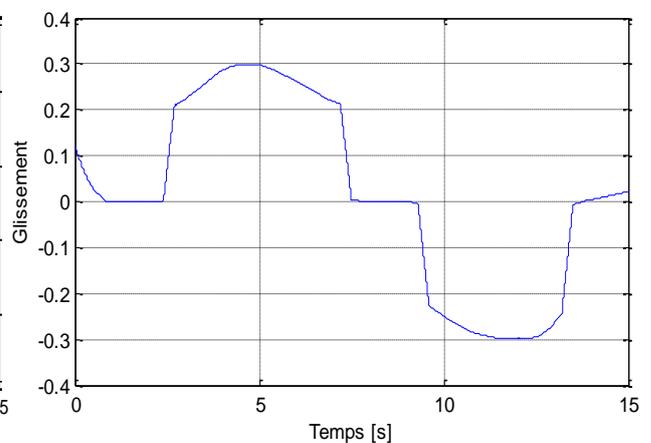


Figure II-20: Allure du glissement

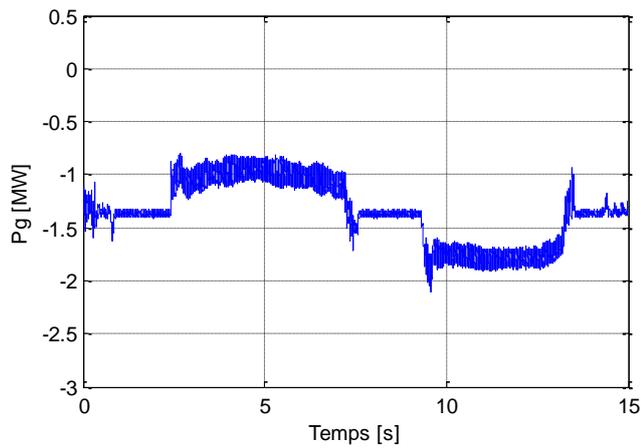


Figure II-21 : Evolution de la puissance active injectée au réseau

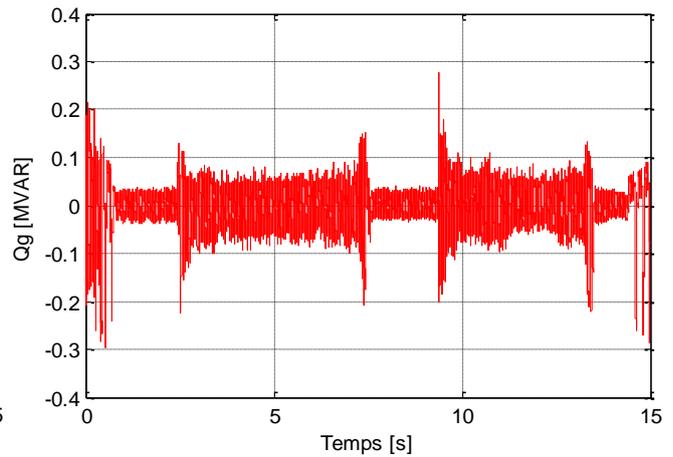


Figure II-22 : Evolution de la puissance Réactive injectée au réseau

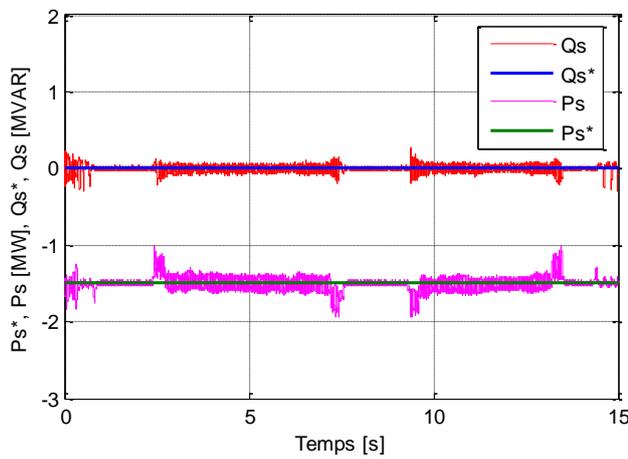


Figure II-23 : Evolution des puissances active et réactive statoriques

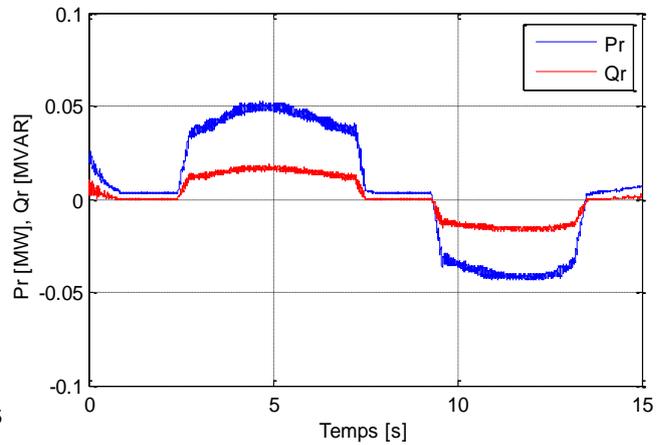


Figure II-24 : Evolution des puissances active et réactive rotoriques

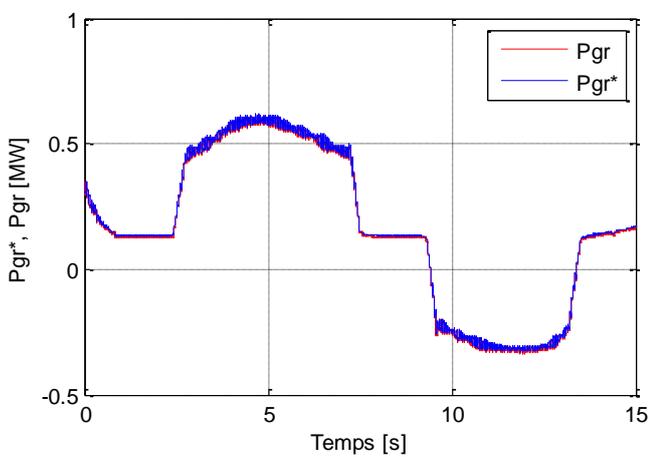


Figure II-25: Evolution de la puissance active transitée par le filtre

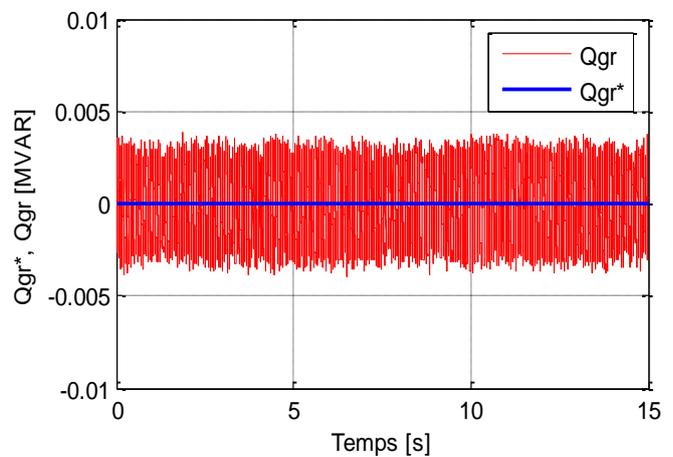
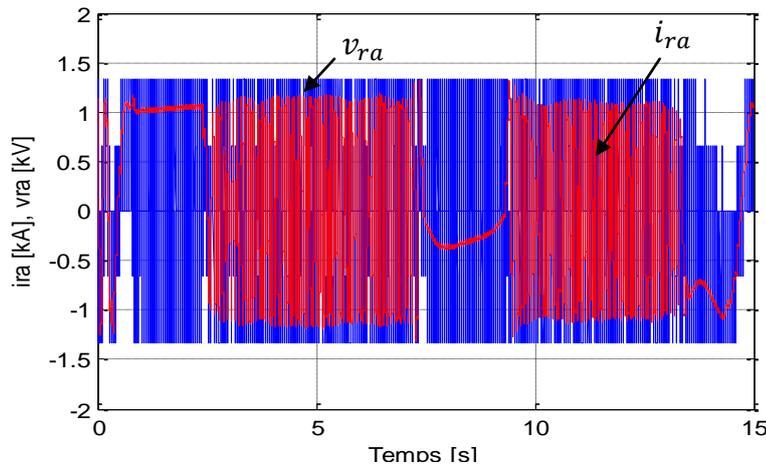
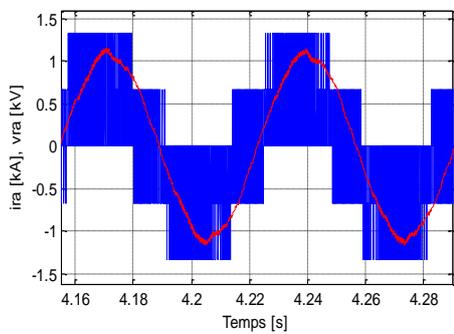


Figure II-26: Evolution de la puissance réactive transitée par le filtre

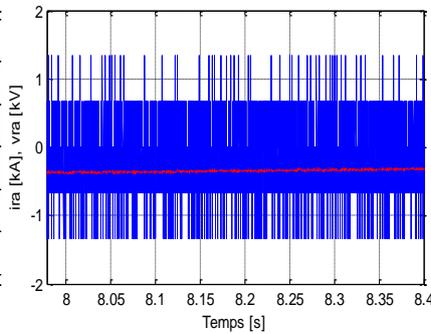
(a) : Variation tension et courant d'une phase du rotor



(b) : Zoom $g > 0$



(c) : Zoom $g = 0$



(d) : Zoom $g < 0$

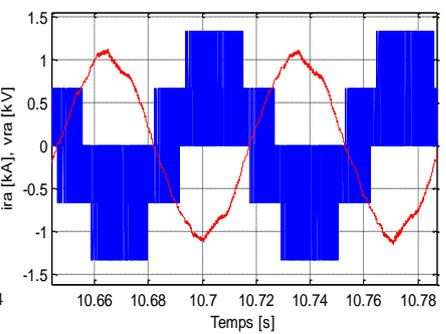
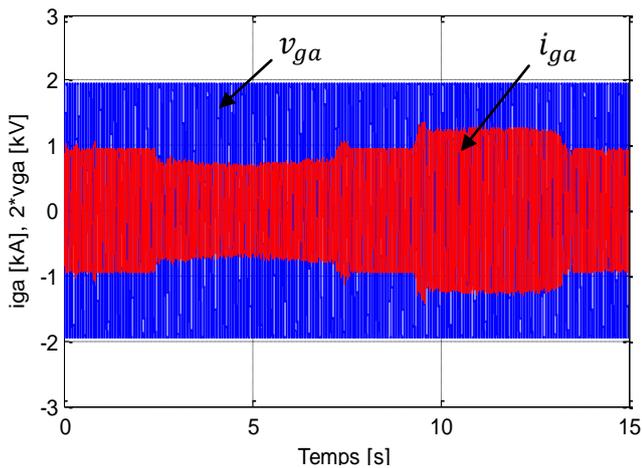


Figure II-27 : Evolution de la tension et du courant rotoriques

(a) : Tension et courant du réseau



(b) : Zoom sur la tension et courant du réseau

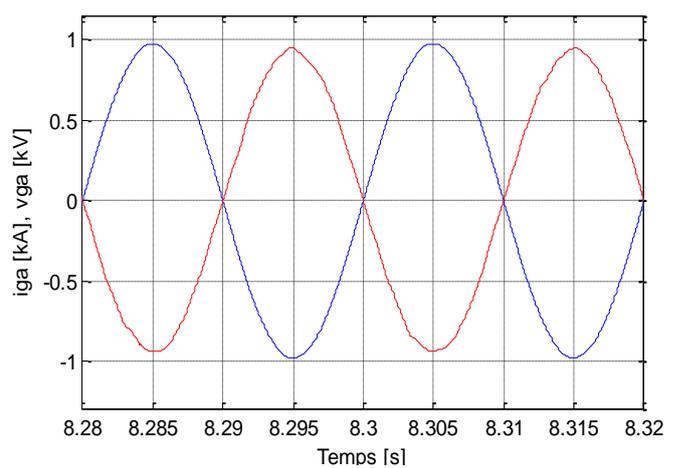


Figure II-28: Allure de la tension et du courant injecté au réseau

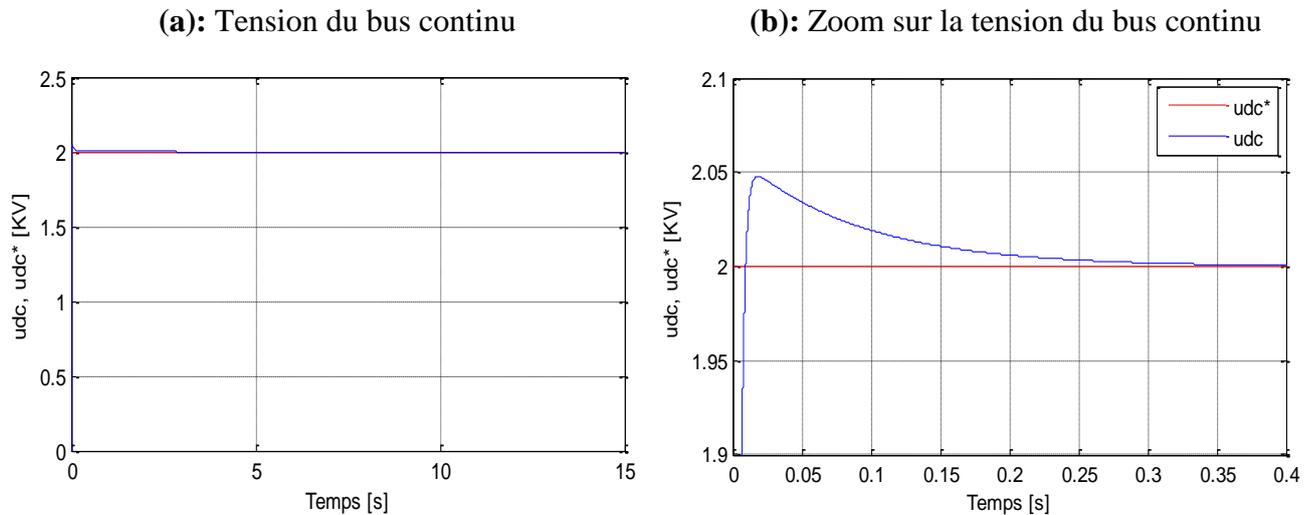


Figure II-29: Evolution de la tension du bus continu

II.12 Conclusion

Dans ce chapitre, une modélisation de différentes parties du système étudié a été présentée à citer le modèle du générateur basé sur la machine asynchrone à double alimentation qui est alimentée par deux convertisseurs de puissance au niveau du rotor et dont le stator est connecté directement au réseau. Le modèle des différents convertisseurs de puissance utilisés est présenté ainsi que la liaison au réseau. Pour piloter la MADA, une technique de commande vectorielle en puissances a été abordée. Les résultats de simulation attestent favorablement la modélisation proposée et montrent bien que les différentes caractéristiques de la machine dépendent directement du glissement ainsi que de l'alimentation du stator et du rotor.

Dans le prochain chapitre, nous retiendrons la commande vectorielle pour la suite de notre travail, mais nous allons nous intéresser au fonctionnement autonome de la MADA et cela en absence du réseau d'alimentation ce qui est le cas dans notre application, et on se basera sur le réglage de la fréquence et de l'amplitude des tensions statoriques en fonction de la variation de la vitesse d'entraînement et/ou de la variation de la charge.

CHAPITRE III

**Etude et contrôle d'un
réseau autonome embarqué
basé sur la MADA**

III.1 Introduction

Dans le chapitre précédent, nous avons élaboré un modèle analytique de la machine asynchrone doublement alimentée pour étudier son fonctionnement en générateur asynchrone connecté au réseau et cela en se basant sur la régulation des puissances transférées de la turbine d'entraînement vers la machine et de la machine vers le réseau.

En absence de réseau d'alimentation, ce qui est le cas dans les réseaux embarqués, une stratégie de contrôle pour régler la fréquence et l'amplitude de la tension statoriques d'une machine asynchrone doublement alimentée est présentée dans ce chapitre. Cette stratégie permet d'avoir un système complètement autonome (sans raccordement au réseau) et qui consiste à l'étude du fonctionnement de la machine en générateur autonome entraînée à différentes vitesses et/ou débitant sur différentes charges.

Afin de montrer l'influence des variations de la vitesse d'entraînement et/ou de la charge sur les grandeurs de la génératrice, plusieurs simulations ont été effectuées et les résultats obtenus seront présentés à la fin de ce chapitre.

Avant d'aborder le travail envisagé pour ce chapitre, il est indispensable d'entamer l'étude de l'état de l'art des travaux qui sont effectués sur les réseaux autonomes basé sur les machines asynchrone doublement alimentées. Ainsi, le bilan de cette synthèse bibliographique, permet de mettre en évidence notre travail par rapport à ceux déjà existants.

III.2 Etat de l'art sur les réseaux autonomes basés sur la MADA

Dans la plupart des entrainements à vitesse variable ou les générateurs sont connectés directement au réseau d'alimentation, c'est ce dernier qui impose la fréquence et l'amplitude de la tension à la charge. Mais dans le cas où les utilisateurs sont lointains du réseau et ne peuvent pas atteindre l'énergie fournie par celui-ci, un système autonome peut être utilisé. Ce genre de système doit pouvoir fournir aux utilisateurs la tension et la fréquence réglées. Dans ces cas, MADA présente plusieurs caractéristiques avantageuses fonctionnant à la vitesse variable tout en réglant la tension et la fréquence produites.

On commence notre étude bibliographique par la référence [Idj 10], où l'auteur aborde l'étude de la machine asynchrone à cage dans le contexte d'une conversion de l'énergie éolienne dans des sites isolés. Il propose un modèle originale de la machine qui tient compte du phénomène de la saturation magnétique. Les outils de modélisation proposés sont ensuite utilisés pour l'étude des

performances de la machine asynchrone dans le cas de fonctionnements en génératrice autonome débitant sur des bancs de capacités et des charges équilibrées et déséquilibrées. Les résultats de simulation sont validés expérimentalement sur un banc d'essais. Une comparaison de deux techniques de commande de la génératrice asynchrone, autonome, débitant sur un redresseur à MLI (commande vectorielle, contrôle direct du couple) a été abordée. Le but de ces techniques est de maintenir une tension constante à la sortie du redresseur pour des charges et des vitesses variables. Cette tension est ensuite ondulée à la bonne amplitude et fréquence pour une utilisation en site isolé. Les résultats de simulation ont montré l'efficacité de ces techniques ainsi que les intérêts et les limites de chacune d'elles.

Dans une étude établie par [Lev 97], l'auteur discute trois types de générateur à induction utilisés dans les systèmes autonomes, et compare leurs caractéristiques et leurs convenances aux applications à vitesses et charges variables. Pour la configuration utilisant une MADA, un convertisseur de fréquence connecté entre le stator et le rotor peut assurer l'alimentation électrique réactive au générateur. Cependant pour le fonctionnement en autonome, une batterie de condensateurs est ajoutée au convertisseur afin d'assurer une alimentation électrique réactive tout en mettant en marche le générateur.

On trouve dans [Lia 98], le cas d'un générateur à induction destiné à fournir un système d'alimentation autonome. L'alimentation électrique réactive du générateur est satisfaite par un compensateur statique et le contrôle de ce dernier est réalisé en se basant sur le principe du contrôle à flux rotorique orienté. La modélisation mathématique détaillée de tous les composants du système est décrite avec un modèle du générateur qui tient compte de la saturation.

Les systèmes autonomes basés sur la MADA alimentant des charges isolées peuvent être trouvée aussi dans la référence [For 07], où l'auteur propose un contrôle à flux statorique orienté en utilisant les tensions rotoriques comme variables de mise en action. Deux boucles de régulation en cascade sont employées pour régler le flux statorique et les courants rotoriques. Un observateur en boucle fermée est conçu pour estimer le flux de la machine qui est nécessaire pour mettre en application ces boucles d'asservissement. La stratégie de contrôle proposée est validée par simulation.

Les références [Pen 09] [Jia 09] traitent le cas de la machine à induction débitant sur un réseau non équilibré ou une charge autonome. Le premier utilise une stratégie à deux convertisseurs de type MLI connectés entre le stator et le rotor. Les déséquilibres des courants et des tensions

statoriques sont réduits ou éliminés en injectant des courants de compensation dans le réseau/charge en utilisant le convertisseur du côté stator. Le contrôle proposé est basé sur la rotation de deux axes tournant de manière synchrone dans deux sens opposés $\pm\omega$. A partir de ces axes, les composantes dq des courants positifs et négatifs sont obtenues. Ces courants négatifs ont un inconvénient majeur qui consiste à produire des pulsations dans le couple électrique, ainsi ils augmentent le bruit acoustique et réduisent la durée de vie de la boîte de vitesse. Le contrôle compense les courants négatifs dans le réseau/charge en injectant des courants négatifs par l'intermédiaire du convertisseur du côté stator. Aussi ; on trouve ce principe de compensation des tensions non équilibrées et des courants dans [Hoc 88] où un STATCOM est employé pour remédier à ce problème de déséquilibre.

La référence [Raj 2009] présente les résultats de simulation d'une MADA intégrée dans un système de génération autonome en utilisant la technique de contrôle à (V/f) constant et l'utilisation des réseaux de neurones comme substitut de la première approche. L'implémentation de la nouvelle technique permet de déterminer l'amplitude et la fréquence des tensions rotoriques à injecter afin de maintenir à des valeurs constantes la tension et la fréquence statoriques, indépendamment des variations de la vitesse et de la charge.

Dans une autre étude [Bel 2010], l'auteur élabore une autre stratégie pour le contrôle indépendant de l'amplitude de la tension statorique et de la fréquence d'une MADA incluse dans un système autonome. La machine est alimentée par un convertisseur contrôlé par la technique de modulation vectorielle, un filtre capacitif et inductif est introduit pour réduire les harmoniques sur les tensions statoriques et les courants rotoriques. La stratégie rejette toutes les perturbations qui peuvent affecter le système et qui résulte des variations des paramètres de la machine, de la vitesse d'entraînement et de la charge.

Dans l'ensemble de leurs études [Pha1 2010] [Pha2 2010] [Pha3 2010], Phan et ses coauteurs présentent une stratégie de contrôle améliorée pour les systèmes de conversion autonomes non équilibrés basés sur la MADA. D'après eux, la cause principale de la dégradation de la qualité de tension dans un système autonome non équilibré est due à la présence de composantes négatives dans les tensions statoriques générées. Pour éliminer ces composantes, un contrôleur de courant hybride est développé. Dans le premier article, le contrôleur est composé d'un régulateur de type proportionnel et d'un régulateur résonant, dans le second le régulateur P est remplacé par un autre de type PI, par contre le troisième utilise un régulateur P et deux régulateurs résonnants. Ainsi le contrôleur proposé est appliqué au convertisseur du côté rotor afin de compenser les composantes négatives des tensions statoriques. Le contrôleur est mis en application dans une armature de

référence tournante et donc le contrôleur peut directement régler les composantes positives et négatives sans besoin de décomposition séquentielle des courants rotoriques mesurés.

L'étude suivante propose d'utiliser une configuration originale de la MADA qui n'a pas encore atteint l'utilisation pratique. Dans [Tao 2011], l'auteur présente un nouveau type de générateur pour les applications de production autonome, il s'agit d'une MADA sans balais. Cette machine est en fait composée de deux enroulements statoriques indépendants et d'un rotor spécial. Le premier est dit enroulement d'alimentation alors que l'autre est dit de contrôle qui est directement connecté au convertisseur statique. Son principe repose sur le réglage de l'amplitude et de la fréquence du courant d'excitation de l'enroulement de contrôle, ainsi le réglage de l'amplitude et la fréquence de l'enroulement d'alimentation sera réalisé.

III.3 Stratégie de contrôle de la machine asynchrone à double alimentation pour un fonctionnement autonome

La MADA est très répandue dans les systèmes de type « énergie renouvelable » tels que l'éolienne où elle est utilisée comme générateur à fréquence fixe et vitesse variable. Dans cette partie, nous nous intéressons à la MADA connectée à un réseau autonome. La structure du générateur autonome que nous étudions est rappelée à la figure III-1. On constate qu'il est possible de piloter l'amplitude et la fréquence des tensions statoriques par l'intermédiaire de l'onduleur connecté au rotor en compensant les variations de vitesse de la turbine d'entraînement et de la charge.

Dans le cas d'un fonctionnement autonome, les tensions statoriques deviennent fortement déséquilibrées, un tel scénario provoque une surchauffe dans les bobinages statoriques et réduit la durée de vie du générateur.

Pour remédier à ce problème, une stratégie de contrôle est proposée afin de pouvoir maintenir à des valeurs constantes les tensions et la fréquence statorique en se basant sur les régulateur de type PI.

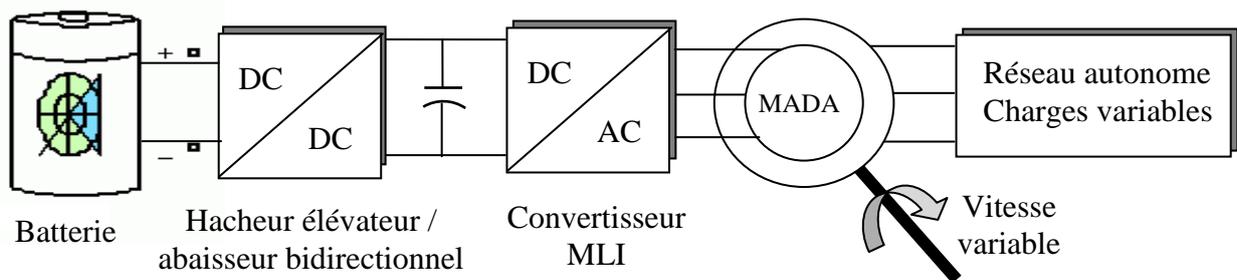


Figure III-1 : Schéma de principe du générateur autonome

III.3.1 Détermination de l'amplitude de la tension statorique

L'amplitude de la tension statorique est contrôlée directement en imposant une valeur particulière de commande désirée V_s^* en ajoutant une boucle d'asservissement externe de tension. L'amplitude spécifique de la tension statorique est obtenue à partir des composantes mesurées de la tension, indiqué comme suit :

$$V_s = \sqrt{v_{ds}^2 + v_{qs}^2} \quad (\text{III.1})$$

III.3.2 Génération des courants rotoriques de référence

La composante du courant rotorique de référence i_{dr}^* est la sortie du régulateur de tension *PI* [Pha2 2010], comme le montre la figure III-2.

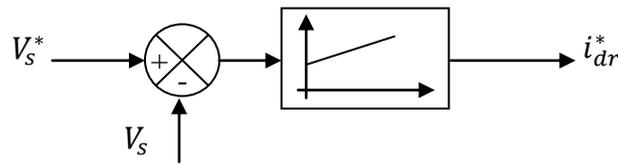


Figure III-2 : Boucle de régulation de la tension statorique

Pour produire la valeur de référence du courant rotorique de l'axe q , il est important de forcer le flux statorique à s'aligner sur l'armature tournante de l'axe d (hypothèse d'un flux constant), en conséquence le flux statorique suivant l'axe q devient nul et le courant rotorique de référence i_{qr}^* est déterminé comme suit :

$$i_{qr}^* = -\frac{L_s}{M} i_{qs}^* \quad (\text{III.2})$$

Pour déterminer le courant i_{qs}^* , on utilise les équations (II.22) et (II.25) décrite dans le chapitre précédent :

$$\begin{cases} v_{ds} = 0 \\ v_{qs} \approx V_s \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

$$\begin{cases} P_s = v_{ds} i_{ds} + v_{qs} i_{qs} \\ Q_s = v_{qs} i_{ds} - v_{ds} i_{qs} \end{cases}$$

(III.4)

Ainsi on peut écrire :

$$P_s \approx V_s^* i_{qs}^* \quad (\text{III.5})$$

De là, on peut tirer l'expression du courant i_{qs}^* qui est donnée par :

$$i_{qs}^* = \frac{P_s}{V_s^*} \quad (\text{III.6})$$

III.3.3 Génération des tensions rotoriques de référence

En se basant sur le modèle de la MADA défini dans le repère de Park traité dans le chapitre précédent dans les paragraphes suivants (II.5.3), (II.5.4), (II.5.5) et toujours en gardant comme principe pour la commande vectorielle l'orientation de flux statorique suivant l'axe d du repère tournant (d,q), on peut tirer les équations des tensions rotoriques de commande en dressant les équations essentielles suivantes :

On rappelle l'expression des tensions rotoriques :

$$\begin{cases} v_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \Psi_{dr} - \omega_r \Psi_{qr} \\ v_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \Psi_{qr} + \omega_r \Psi_{dr} \end{cases} \quad (\text{III-7})$$

Et celle des flux :

$$\begin{cases} \Psi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} = \Psi_s \\ \Psi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} = 0 \\ \Psi_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds} \\ \Psi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs} \end{cases} \quad (\text{III-8})$$

Ainsi, on obtient :

$$\begin{cases} i_{ds} = \frac{1}{L_s} (\Psi_s - M i_{dr}) \\ i_{qs} = -\frac{M}{L_s} i_{qr} \end{cases} \quad (\text{III-9})$$

$$\begin{cases} \frac{d\Psi_{dr}}{dt} = L_r \frac{di_{dr}}{dt} + M \frac{di_{ds}}{dt} \\ \frac{d\Psi_{qr}}{dt} = L_r \frac{di_{qr}}{dt} + M \frac{di_{qs}}{dt} \end{cases} \quad (\text{III-10})$$

A partir de l'expression (III-9), on trouve :

$$\begin{cases} \frac{di_{ds}}{dt} = \frac{1}{L_s} \left(\frac{d\Psi_s}{dt} - M \frac{di_{dr}}{dt} \right) \\ \frac{di_{qs}}{dt} = -\frac{M}{L_s} \frac{di_{qr}}{dt} \end{cases} \quad (\text{III-11})$$

En considérant que le flux statorique Ψ_s constant, alors $\frac{d\Psi_s}{dt} = 0$

En remplaçant le système (III-11) dans (III-10), on obtient :

$$\begin{cases} \frac{d\Psi_{dr}}{dt} = L_r \frac{di_{dr}}{dt} - \frac{M^2}{L_s} \frac{di_{dr}}{dt} \\ \frac{d\Psi_{qr}}{dt} = L_r \frac{di_{qr}}{dt} - \frac{M^2}{L_s} \frac{di_{qr}}{dt} \end{cases} \quad (\text{III-12})$$

En rapportant l'expression des flux rotorique et leurs dérivées dans l'expression des tensions rotoriques donnée en (III-7), on aura :

$$\begin{cases} v_{dr} = R_r i_{dr} + L_r \frac{di_{dr}}{dt} - \frac{M^2}{L_s} \frac{di_{dr}}{dt} - \omega_r L_r i_{qr} + \omega_r \frac{M^2}{L_s} i_{qr} \\ v_{qr} = R_r i_{qr} + L_r \frac{di_{qr}}{dt} - \frac{M^2}{L_s} \frac{di_{qr}}{dt} + \omega_r L_r i_{dr} + \omega_r \frac{M}{L_s} \Psi_s - \omega_r \frac{M^2}{L_s} i_{dr} \end{cases} \quad (\text{III-13})$$

$$\begin{cases} v_{dr} = R_r i_{dr} + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \frac{di_{dr}}{dt} - \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \omega_r i_{qr} \\ v_{qr} = R_r i_{qr} + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \frac{di_{qr}}{dt} + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \omega_r i_{dr} + \omega_r \frac{M}{L_s} \Psi_s \end{cases} \quad (\text{III-14})$$

On pose : $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_r L_s}$

$$\begin{cases} v_{dr} = R_r i_{dr} + \sigma L_r \frac{di_{dr}}{dt} - \sigma L_r \omega_r i_{qr} \\ v_{qr} = R_r i_{qr} + \sigma L_r \frac{di_{qr}}{dt} + \sigma L_r \omega_r i_{dr} + \omega_r \frac{M}{L_s} \Psi_s \end{cases} \quad (\text{III-15})$$

En notant les f.e.m suivantes comme termes de découplage :

$$\begin{cases} e_d = \sigma L_r \omega_r i_{qr} \\ e_q = -\sigma L_r \omega_r i_{dr} - \omega_r \frac{M}{L_s} \Psi_s \end{cases} \quad (\text{III-16})$$

On aboutie à l'expression finale des tensions rotoriques :

$$\begin{cases} v_{dr} = R_r i_{dr} + \sigma L_r \frac{di_{dr}}{dt} - e_d \\ v_{qr} = R_r i_{qr} + \sigma L_r \frac{di_{qr}}{dt} - e_q \end{cases} \quad (\text{III-17})$$

L'application de la transformée de Laplace pour le système (III-17), permet d'écrire :

$$\begin{cases} i_{dr} = \frac{1}{R_r + \sigma L_r p} (v_{dr} + e_d) \\ i_{qr} = \frac{1}{R_r + \sigma L_r p} (v_{qr} + e_q) \end{cases} \quad (\text{III-18})$$

Les erreurs entre les références des courants rotoriques et leurs valeurs mesurées sont les grandeurs d'entrée des régulateurs *PI* utilisés. Les tensions rotoriques de commande qui doivent être appliquées au convertisseur MLI sont les sorties de régulateurs de courant proposés. Les tensions rotoriques de sortie sont déterminées par :

$$\begin{aligned} v'_{dqr} &= C(p)(i_{dqr}^* - i_{dqr}) \\ v'_{dqr} &= \left(k_p + \frac{k_i}{p}\right)(i_{dqr}^* - i_{dqr}) \end{aligned} \quad (\text{III.19})$$

Afin d'obtenir un découplage parfait entre les deux axes, des tensions rotoriques de découplage sont ajoutées à l'expression (III.19) comme montré dans (III.20).

En outre, il est nécessaire d'inclure le terme de compensation $\omega_r \frac{M}{L_s} \Psi_s$ dans l'expression des tensions rotoriques de commande. Ce paramètre compense les perturbations provoquées par la force contre-électromotrice du rotor. L'expression des tensions rotoriques de commande devient :

$$\begin{cases} v_{dr}^* = v'_{dr} + e_d \\ v_{qr}^* = v'_{qr} + e_q \end{cases} \quad (\text{III.20})$$

La figure III-3 donne le schéma bloc représentant le contrôle des courants rotoriques :

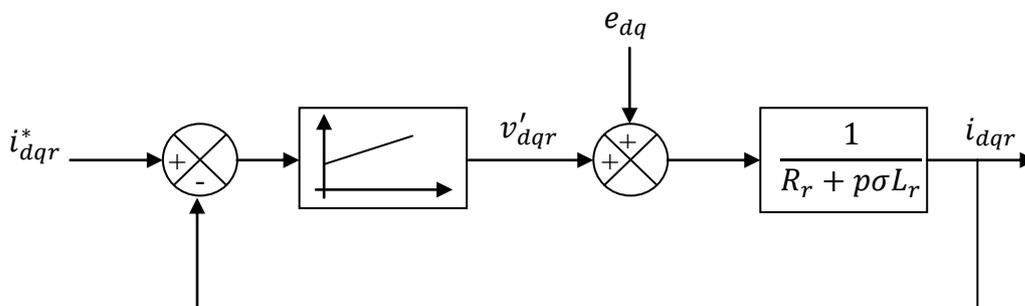


Figure III-3 : Schéma bloc du contrôle des courants

utilisées dans l'avionique, mais elles sont peu efficaces. Effectivement, elles occupent un volume important et possèdent une masse élevée comparativement à l'énergie qu'elles peuvent fournir. Par contre les accumulateurs aux ions de lithium (Li-Ion) offrent une énergie sensiblement deux fois plus grande pour le même espace occupé. De plus, il apparaît qu'il en est de même pour le facteur massique. Un autre point en faveur des batteries Li-Ion est que ce type de batteries est privilégié dans les voitures hybrides et électriques. Alors, plusieurs recherches s'effectuent encore à ce jour pour qu'elles puissent offrir une plus grande densité d'énergie dans un futur rapproché. Aussi, ce type d'accumulateur offre une perte de charge minimale au repos [Ber 11].

III.4.2 Présentation du Modèle

Le bloc SimPowerSystem de la batterie implémente un modèle générique et dynamique pour différents types d'accumulateurs. Le schéma équivalent du modèle de la batterie à base des accumulateurs aux ions de lithium est représenté à la figure III-5. La tension produite par la batterie (E_{batt}) est égale aux équations f_1 et f_2 pour la charge et la décharge respectivement. La charge se produit lorsque $i^* > 0$ et la décharge lorsque $i^* < 0$. Le modèle est en fait une source de tension contrôlée et branchée en série avec la résistance interne de l'accumulateur. La tension en circuit ouvert est calculée grâce aux équations (III.21) et (III.22) à partir de l'état de charge de la batterie (SOC). Voici ces équations :

$$f_1(i_t, i^*, i) = E_0 - K \cdot \frac{Q}{Q - i_t} \cdot i^* - K \cdot \frac{Q}{Q - i_t} \cdot i \cdot t + A \cdot e^{(-B \cdot i \cdot t)} \quad (III.21)$$

$$f_2(i_t, i^*, i) = E_0 - K \cdot \frac{Q}{i_t + 0.1 Q} \cdot i^* - K \cdot \frac{Q}{Q - i_t} \cdot i \cdot t + A \cdot e^{(-B \cdot i \cdot t)} \quad (III.22)$$

Avec :

E_{batt} = Tension non linéaire (V)

E_0 = Tension constante (V)

Exp(p) = Dynamique de la zone exponentielle (V)

Sel(p) = Représente le mode de fonctionnement de la batterie. Sel(s) = 0 pendant la décharge de la batterie, Sel(s) = 1 pendant la charge de la batterie.

K = Constante de polarisation (Ah-1) ou résistance de polarisation (Ohms)

i^* = Courant dynamique à basse fréquence (A)

i = Courant de batterie (A)

i_t = Capacité extraite (Ah)

Q = Capacité maximum de batterie (Ah)

A = Tension exponentielle (V)

B = Capacité exponentielle (Ah)⁻¹

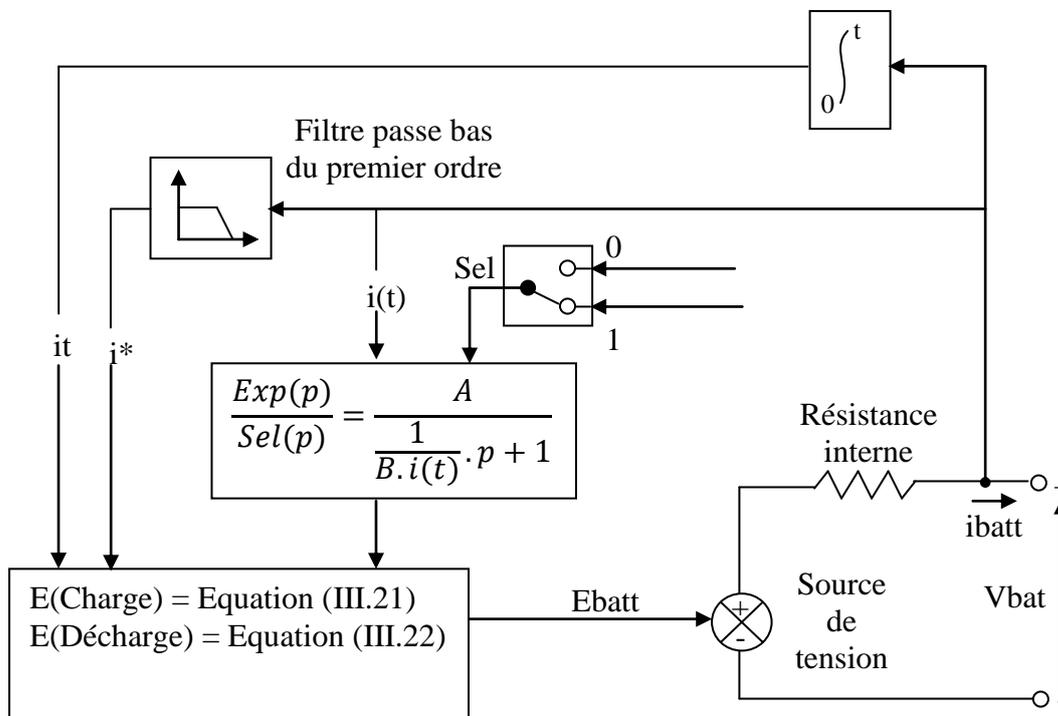


Figure III-5 : Schéma électrique équivalent de la batterie [Mat 09]

III.4.3 Fonctionnement de la batterie sur différentes charges

La courbe de décharge de la batterie étudiée est représentée par la figure III-6.

La figure III-7 nous permet de constater que le modèle est semblable à la réalité. Effectivement, la tension sur la courbe de décharge devient nulle après un délai d'environ 2,25h.

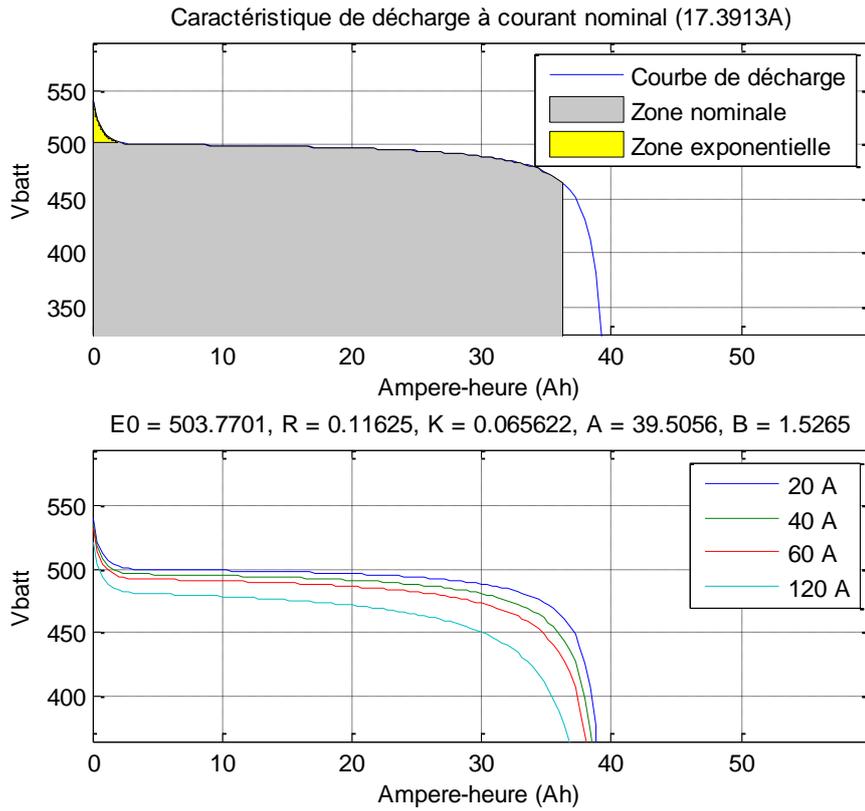


Figure III-6 : Courbe de décharge du banc d'accumulateurs Li-Ion pour différentes charges en Ah

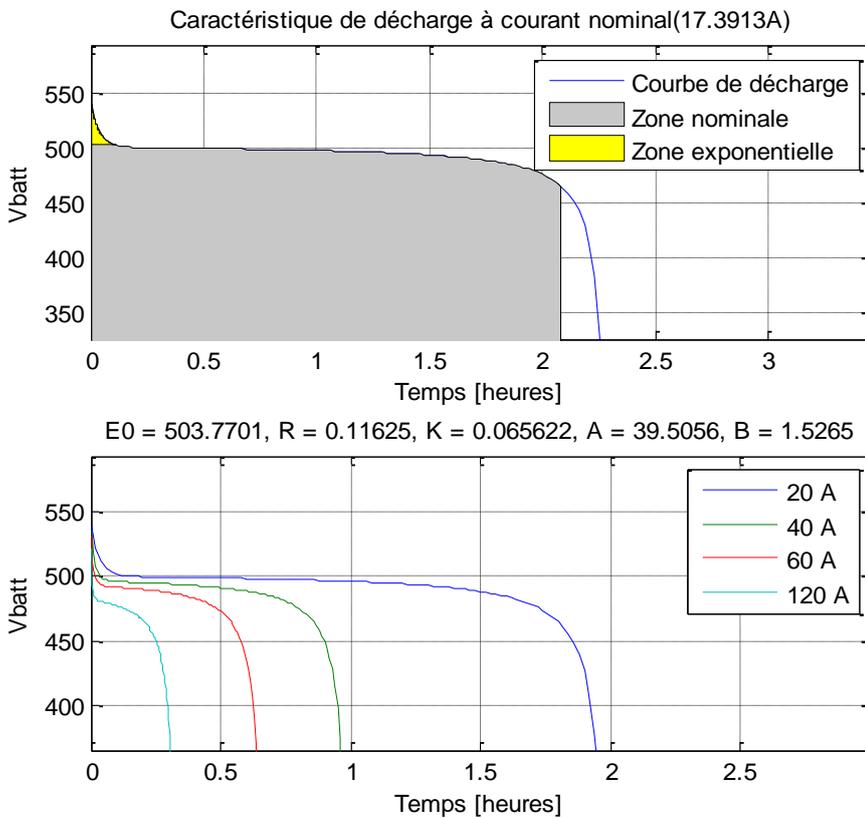


Figure III-7 : Courbe de décharge du banc d'accumulateurs Li-Ion en fonction du temps

III.5 Convertisseur DC/DC [Ber 11] :

Le convertisseur DC/DC utilisé pour l'alimentation du bus continu est un hacheur abaisseur-élévateur bidirectionnel. Son rôle est de maintenir une tension de 2000V au bus continu en tout temps. Il accomplit cette tâche soit en chargeant ou en déchargeant le banc d'accumulateurs Li-Ion. Pour bien comprendre le fonctionnement du convertisseur, deux aspects sont traités. Le premier est la topologie employée pour construire le convertisseur, alors que le deuxième est le mécanisme du contrôleur utilisé pour son asservissement.

III.5.1 Topologie du convertisseur

Le convertisseur DC/DC employé dans le cadre de notre travail est composé de deux transistors MOSFET et d'une bobine branchés comme à la figure III-8.

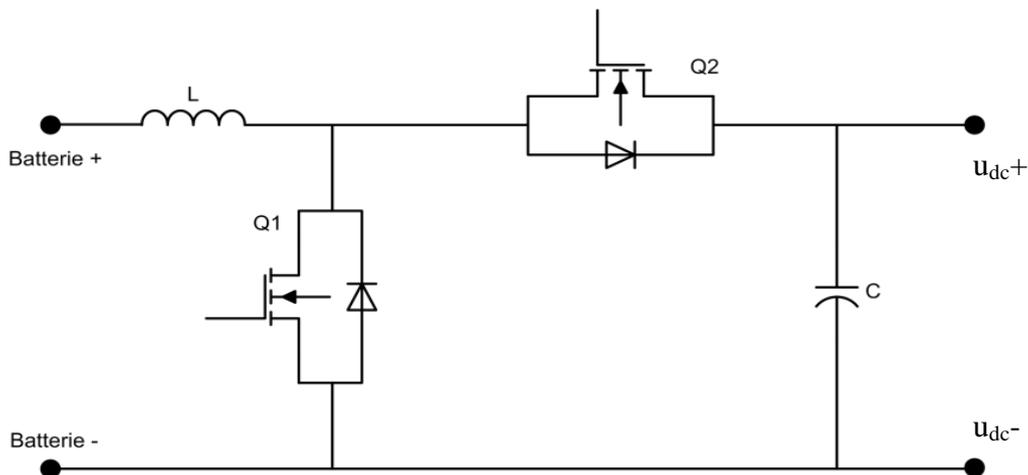


Figure III-8 : Hacheur abaisseur-élévateur bidirectionnel

Le convertisseur est conçu de manière à fonctionner comme un élévateur lorsque la batterie se décharge et comme un abaisseur au moment de la charge. Il est donc l'assemblage d'un convertisseur abaisseur (figure III-9) et d'un convertisseur élévateur (figure III-10) jumelé en un seul et unique convertisseur.

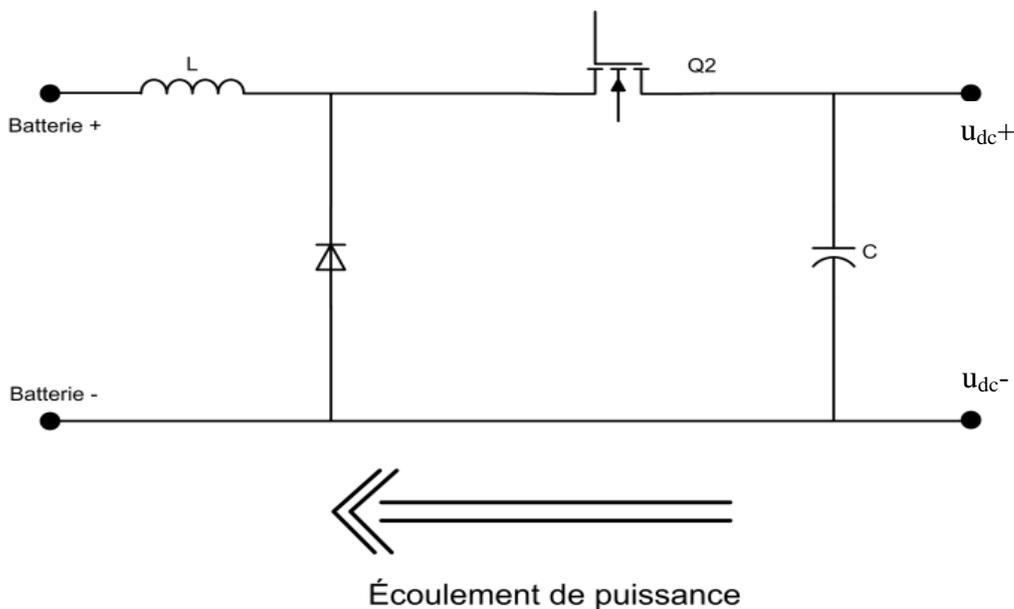


Figure III-9: Écoulement de puissance et topologie de la section abaisseur du hacheur

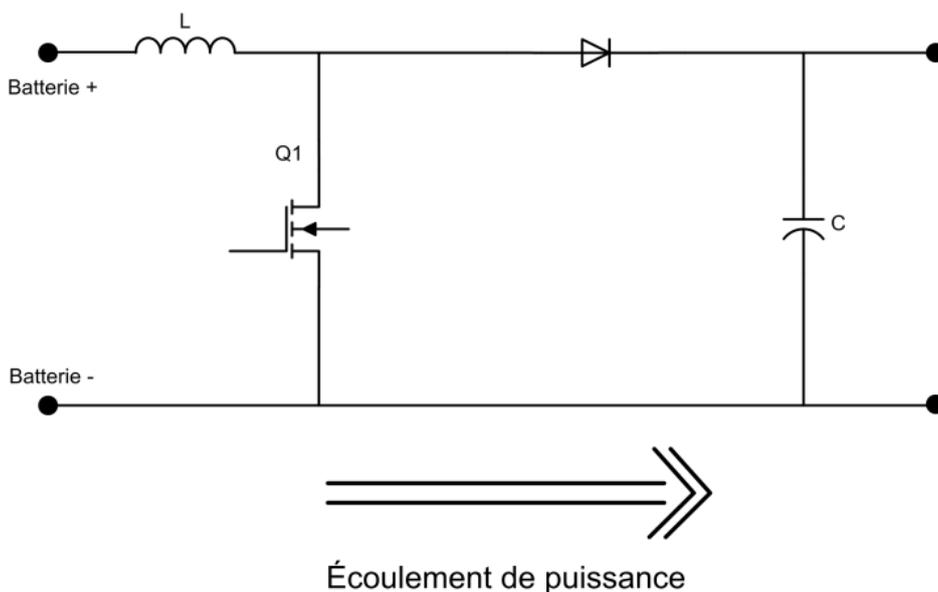


Figure III-10: Écoulement de puissance et topologie de la section éleveur du hacheur

Dans le but de mieux comprendre le fonctionnement du convertisseur, il faut établir quelques notions sur le convertisseur DC/DC éleveur. Pour ce faire, il faut établir les équations en régime permanent.

III.5.2 Analyse en régime permanent du convertisseur éleveur

Le convertisseur éleveur peut être représenté tel qu'à la figure III-11.

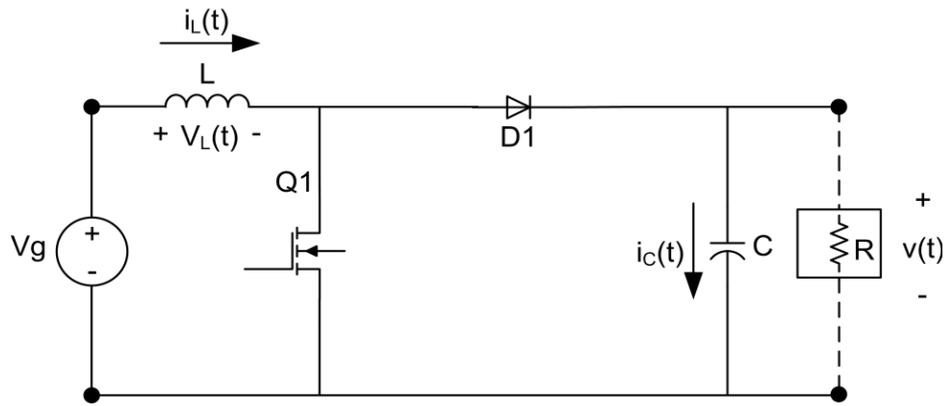


Figure III-11: Représentation du hacheur élévateur de tension

Pour contrôler l'ondulation du courant dans l'inductance L, il faut étudier les deux états de l'interrupteur Q1.

a. Q1 fermé :

Lorsque le transistor Q1 est fermé la tension aux bornes de l'inductance et le courant traversant le condensateur sont égaux à :

$$V_L = V_g \tag{III.23}$$

$$i_c = -\frac{v}{R} \tag{III.24}$$

En négligeant les ondulations dans le convertisseur, il est établi que :

$$v \approx V \tag{III.25}$$

Alors :

$$i_c = -\frac{V}{R} \tag{III.26}$$

b. Q1 ouvert :

Lorsque le transistor Q1 devient ouvert, la tension au borne de l'inductance et le courant traversant le condensateur sont égaux à :

$$V_L = V_g - v \tag{III.27}$$

$$i_c = i_L - \frac{v}{R} \tag{III.28}$$

Encore une fois, en négligeant les oscillations il est établi que :

$$v \approx V$$

$$i_L \approx I \tag{III.29}$$

Donc :

$$V_L = V_g - V \tag{III.30}$$

$$i_c = I - \frac{V}{R} \tag{III.31}$$

À partir des équations (III.23), (III.26) et (III.30), (III.31) il est possible de tracer les courbes de la tension de l'inductance ainsi que du courant parcourant le condensateur au cours d'un cycle de commutation. Ces courbes sont montrées à la figure III-12.

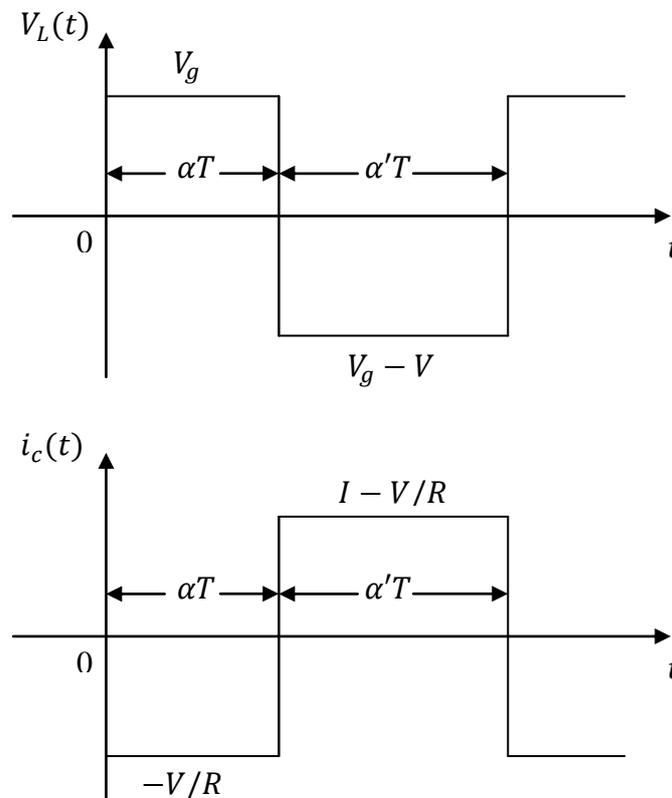


Figure III-12: Courbe de la tension de l'inductance et du courant du condensateur

La courbe de la tension permet de déduire l'équation de la tension aux bornes de l'inductance au cours d'une période de commutation :

$$\int_0^T V_L(t) dt = V_g \cdot \alpha \cdot T + (V_g - V) \alpha' \cdot T \quad (\text{III.32})$$

En égalisant cette expression à zéro et en regroupant les termes, la formule suivante est obtenue :

$$V_g \cdot (\alpha + \alpha') - V \cdot \alpha' = 0 \quad (\text{III.33})$$

Or :

$$(\alpha + \alpha') = 1 \quad (\text{III.34})$$

L'expression (III.33) donne :

$$V = \frac{V_g}{\alpha'} \quad (\text{III.35})$$

Les équations (III.34) et (III.35) permettent d'obtenir le rapport de conversion du convertisseur.

Ce dernier est égal au rapport entre la tension de sortie et d'entrée. Pour un convertisseur de type élévateur il est égal à :

$$M(\alpha) = \frac{V}{V_g} = \frac{1}{\alpha'} = \frac{1}{1-\alpha} \quad (\text{III.36})$$

La courbe de l'équation (III.36) est tracée à la figure III-13.

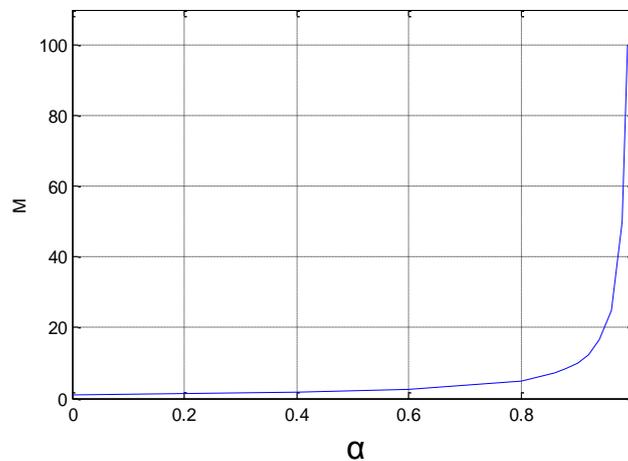


Figure III-13: Courbe du rapport de conversion du hacheur

La courbe permet de constater que plus le rapport cyclique augmente, plus le rapport $M(\alpha)$ augmente. Cela signifie qu'à mesure que le rapport cyclique grandit, la tension à la sortie du convertisseur élévateur DC/DC augmente.

Le même principe que précédemment employé peut être utilisé pour obtenir le courant traversant le convertisseur. En observant la courbe du courant à la figure III-12, il est possible de trouver que le courant sur une période de commutation est égal à :

$$\int_0^T i_c(t) dt = \left(-\frac{V}{R}\right) \cdot \alpha \cdot T + \left(1 - \frac{V}{R}\right) \alpha' \cdot T \quad (\text{III.37})$$

En regroupant les termes semblables et en égalant la dernière équation à zéro, l'équation suivante est obtenue :

$$-\frac{V}{R}(\alpha + \alpha') + I \cdot \alpha' = 0 \quad (\text{III.38})$$

La résolution de l'équation précédente nous donne le courant traversant le convertisseur :

$$I = \frac{V}{\alpha' R} \quad (\text{III.39})$$

III.5.3 Contrôle du convertisseur

Le contrôleur du convertisseur DC/DC abaisseur-élévateur asservit la tension du bus continu de 2000V. Son rôle est de maintenir la tension à ce niveau, peu importe les perturbations. Pour effectuer cette tâche, deux régulateurs de type PI sont utilisés. Il est à noter que l'asservissement du convertisseur DC/DC possède une boucle interne de régulation de courant. Il est important de contrôler le courant parcourant l'inductance afin de le limiter lors de la charge ou de la décharge des batteries. La Figure III-14 illustre le contrôleur employé ainsi que les points de mesures sur la partie puissance du convertisseur.

On observe sur la figure III-14 que le premier régulateur lit l'erreur de tension sur le bus continu et qu'il en produit une consigne de courant. Cette consigne est le courant nécessaire pour que la tension du bus soit maintenue à la référence (2000V). En lisant l'erreur entre la consigne et le courant réel, le second régulateur produit le rapport cyclique du transistor Q1. Ce rapport cyclique est ensuite employé pour générer les signaux des grilles des transistors Q1 et Q2.

Pour générer les signaux de gâchettes, un générateur à modulation de largeur d'impulsions (MLI) est utilisé. Ce générateur fonctionne à une fréquence de 20kHz. Le rôle du générateur est d'envoyer une impulsion positive à la gâchette du transistor Q2 aussi longtemps que le rapport cyclique le permet. Le signal de gâchette du transistor Q1 est simplement l'inverse de celui du transistor Q2. En effet, les deux transistors ne doivent jamais conduire au même moment puisque cela entraîne un court-circuit du bus continu.

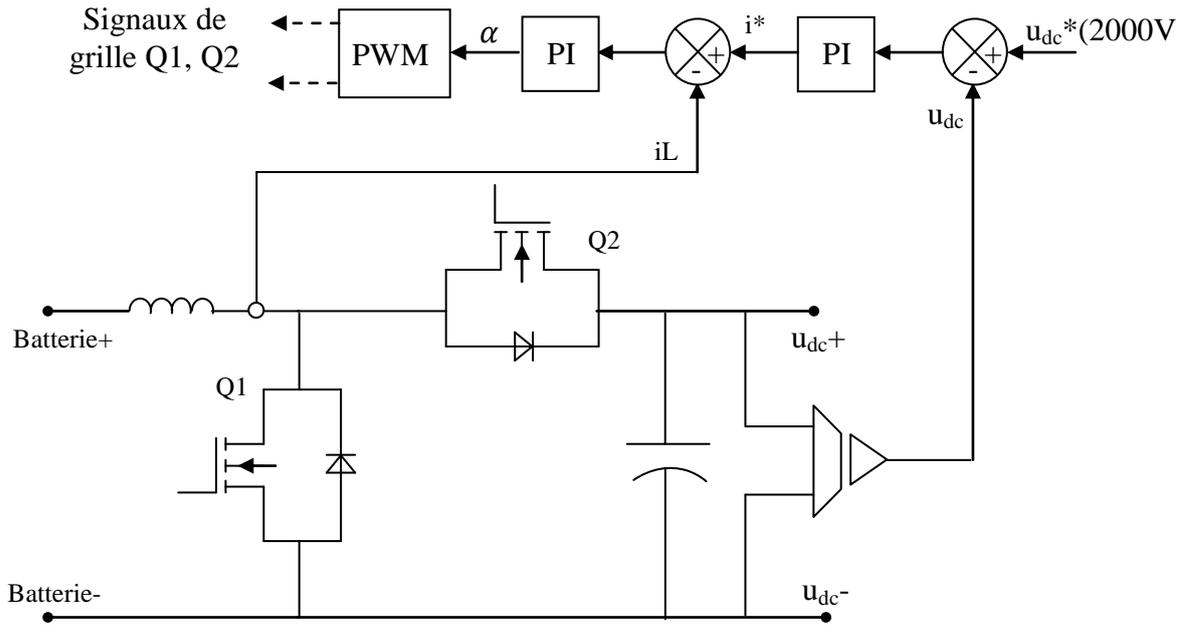


Figure III-14: Schéma de contrôle du hacheur

III.5.3.1 Simulation du contrôle sur charge fixe

Pour voir l'effet de la régulation de la tension du bus continu à la sortie du hacheur, ce dernier a été inséré dans le système global en utilisant une tension de la batterie de 500V et la machine a été entraînée à une vitesse fixe (2250tr/mn). Le système débite sur une charge ($R = 20\Omega, L = 0.01H$) fixe.

La figure III-15 montre l'effet de la régulation de la tension du bus continu à la sortie du hacheur. On remarque que la tension de la batterie est élevée à 2000 V et elle est maintenue constante sur toute la période de la simulation grâce au contrôle proposé.

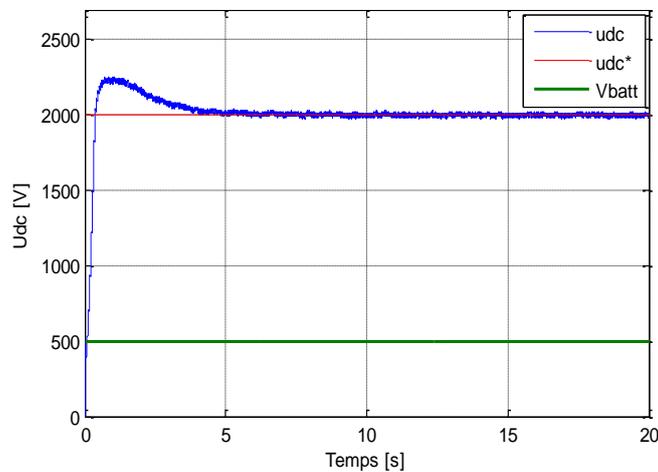


Figure III-15: Tension du bus continu à la sortie du hacheur

III.5.3.2 Simulation du contrôle sur charge variable

On simule le système dans les mêmes conditions et à l'instant ($t=10s$), on fait varier la charge de ($R = 20\Omega, L = 0.01H$) à ($R = 10\Omega, L = 0.005H$).

La figure III-16 montre l'effet de la variation de la charge sur la tension du bus continu à la sortie du hacheur. On remarque qu'à l'instant ($t=10s$) la tension présente un pic puis se stabilise et suit sa référence sous l'effet de la régulation.

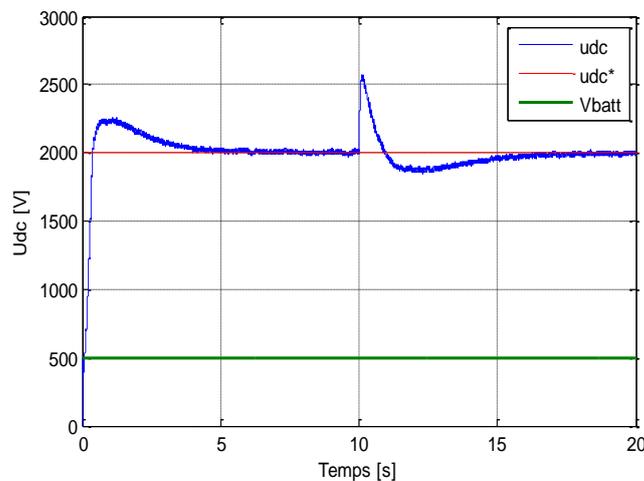


Figure III-16: Effet de la variation de la charge sur la tension du bus continu

III.6 Résultats de simulation du système globale

Pour les simulations, les paramètres sont ceux de la MADA de 1.5 MW – 50Hz utilisée dans la première partie (décrite à l'annexe B).

La vérification du bon fonctionnement de la commande sur une charge équilibrée est effectuée par le biais de plusieurs tests :

- Des essais à vitesse variable et charge variable.
- Des essais à vitesse fixe et charge variable (impact de la charge).
- Des essais à vitesse variable (-50% à +50% de la vitesse de synchronisme) et charge fixe.

Nous avons imposé à la MADA une allure de vitesse variable, avec un pilotage de la machine en générateur à l'aide d'un onduleur connecté à ses enroulements rotoriques.

III.6.1 Effet de la variation simultanée de la charge et de la vitesse sur les grandeurs statoriques :

En imposant un profil de vitesse variable choisi arbitrairement (figure III-17) et de façon à obtenir trois modes de fonctionnement de la machine. Le comportement dynamique du système est simulé dans le cas d'une alimentation d'une charge (R, L) qu'on fait varier à deux instants (à $t=5s$ et à $t=12s$). En outre, la tension de référence à imposer a une valeur de consigne.

D'après les figures (III-18, III-18-a, III-20, III-20-a et III-20-b), l'allure des tensions statoriques est indépendante de la variation de la charge ; ce qui dénote l'effet de la régulation. En plus elles montrent la bonne qualité spectrale des tensions statoriques. Par contre les courants statoriques sont intimement liés aux variations de la charge (voir figures III-19, III-19-a) en termes d'amplitude et indépendants en terme de fréquence.

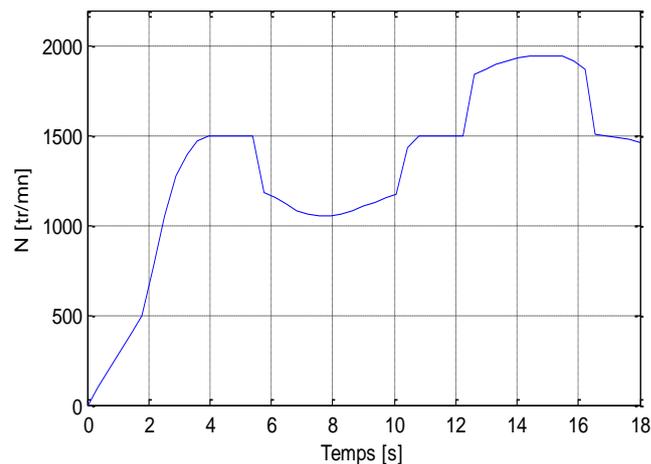


Figure III-17: Allure de la vitesse du rotor

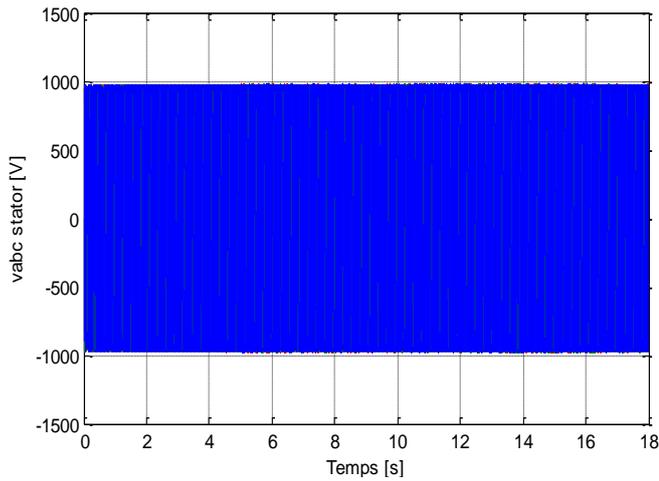


Figure III-18: Allure des tensions statoriques

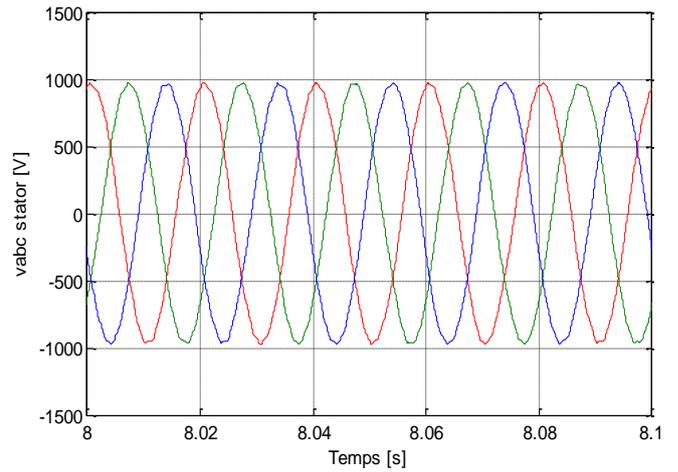


Figure III-18-a: Zoom sur l'allure des tensions statoriques

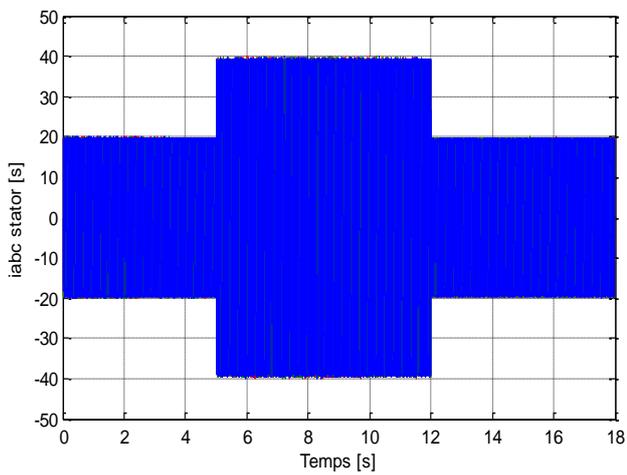


Figure III-19: Allure des courants statoriques

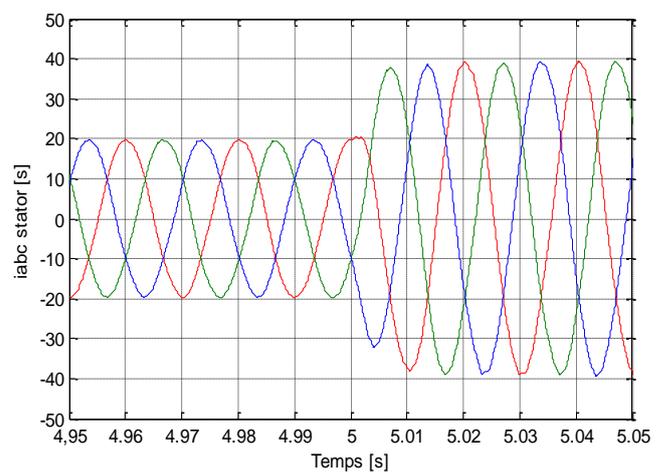


Figure III-19-a: Zoom sur l'allure des courants statoriques

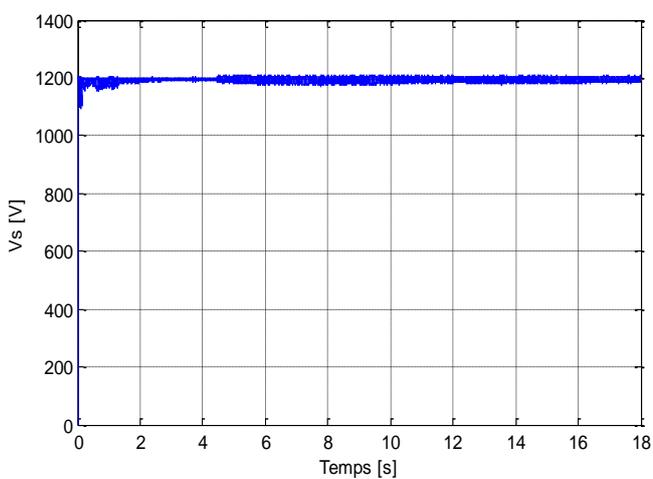


Figure III-20: Allure de la tension Vs

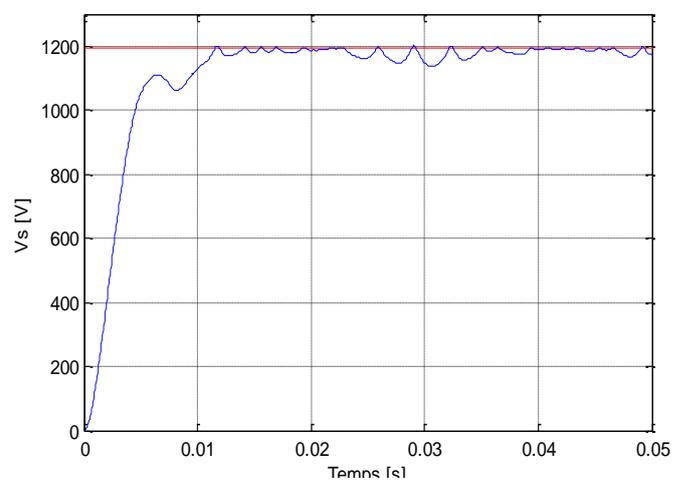


Figure III-20-a: Zoom sur la tension Vs au moment de démarrage

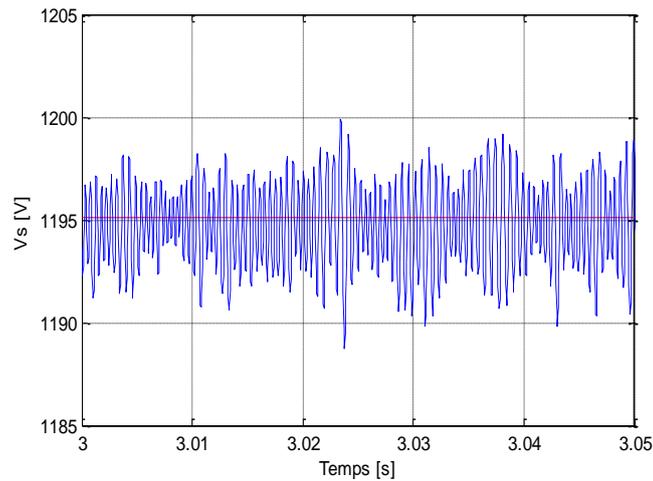


Figure III-20-b: Zoom sur la tension V_s

III.6.2 Tests à vitesse fixe et charge variable :

Pour des tests de robustesse, des séries d'essais ont été effectués sur différentes valeurs de charges (R, RL, RC) pour les trois modes de fonctionnement de la MADA.

A travers ces divers tests représentés par les figures (III-21, III-21-a, III-27, III-27-a, III-32, III-32-a, III-37, III-37-a, III-43, III-43-a, III-48, III-48-a, III-53, III-53-a, III-59, III-59-a, III-64, III-64-a) nous constatons que les tensions statoriques sont indépendantes de la variation de la charge et/ou de la vitesse (une variation de charge même de 50% pratiquement n'affecte pas les tensions statoriques). Contrairement aux courants statoriques qui sont influencés par la variation de la charge. Le zoom sur la tension et courant statorique permet de voir que la fréquence est égale à 50Hz. Ceci ne correspond pas, bien entendu, à la fréquence de 400Hz classique dans les réseaux de bord d'avion mais c'est une valeur adaptée à la machine utilisée. On constate aussi que le déphasage courant/tension varie naturellement avec la charge.

La fréquence des grandeurs rotoriques dépend du glissement et l'amplitude dépend de la charge.

III.6.2.1 Charge résistive (R)

A l'instant ($t=3s$), on introduit une variation de la charge de -50% (de 20Ω à 10Ω), on obtient les courbes de simulation pour différents modes de fonctionnement de la MADA.

III.6.2.1.a Vitesse hyposynchrone (750tr/mn)

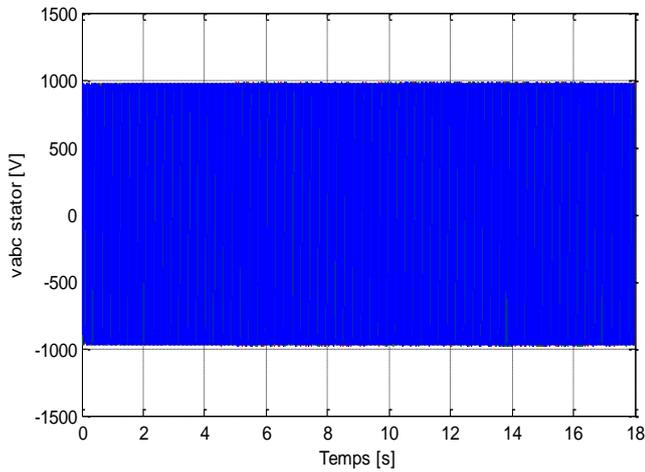


Figure III-21: Allure des tensions statoriques

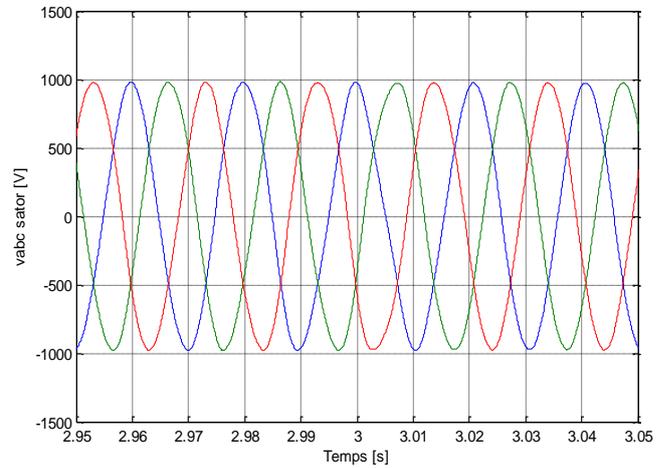


Figure III-21-a: Zoom sur l'allure des tensions statoriques

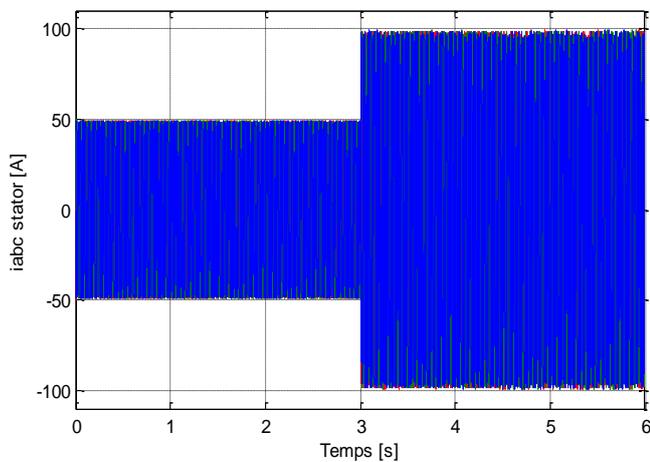


Figure III-22: Allure des courants statoriques

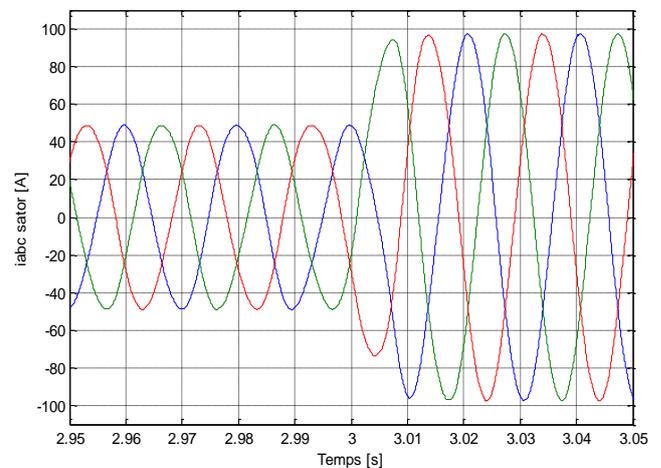


Figure III-22-a: Zoom sur l'allure des courants statoriques

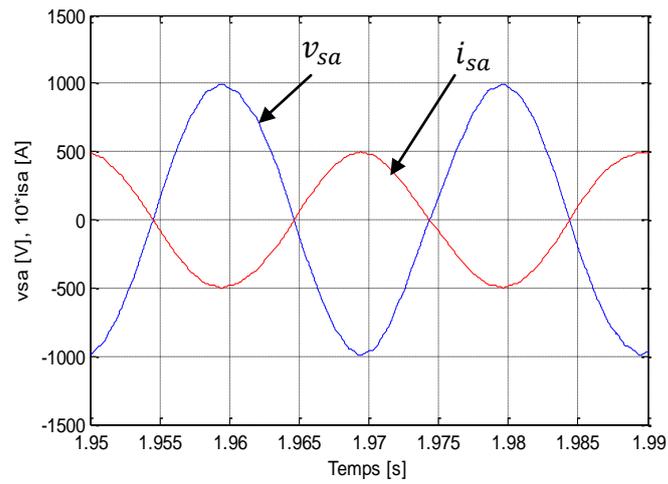


Figure III-23: Courant et tension d'une phase statorique

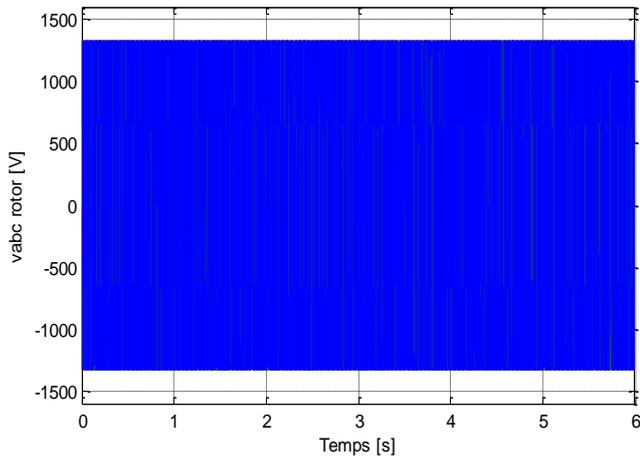


Figure III-24: Allure des tensions rotatoriques

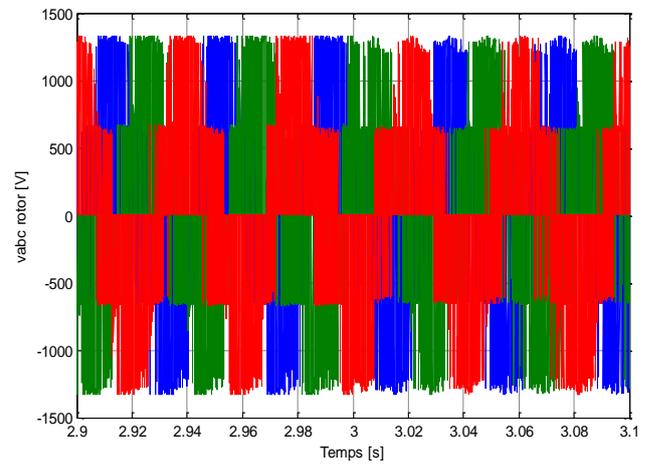


Figure III-24-a: Zoom sur l'allure des tensions rotatoriques

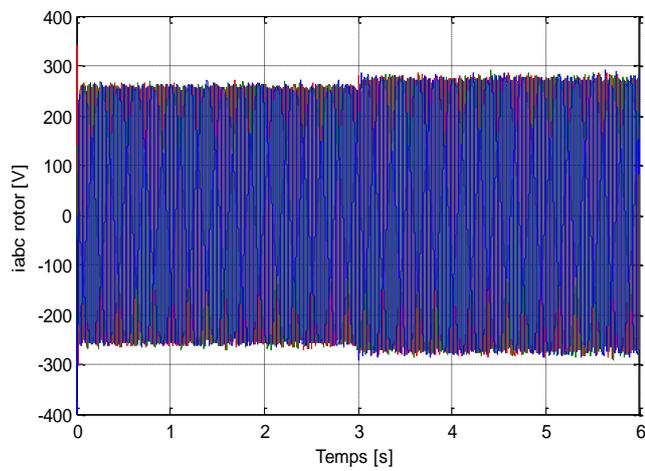


Figure III-25: Allure des courants rotatoriques

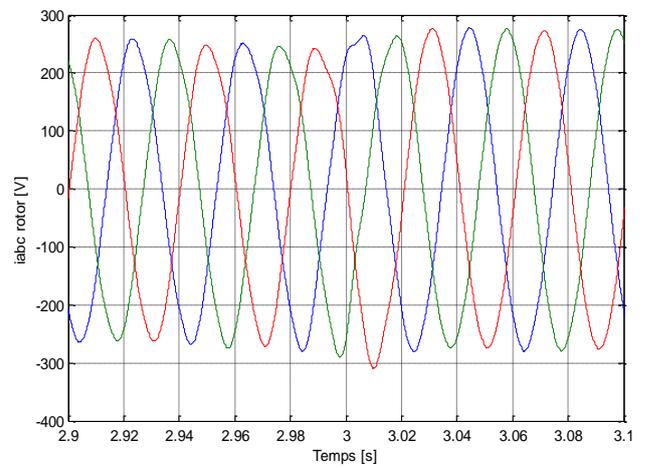


Figure III-25-a: Zoom sur l'allure des courants rotatoriques

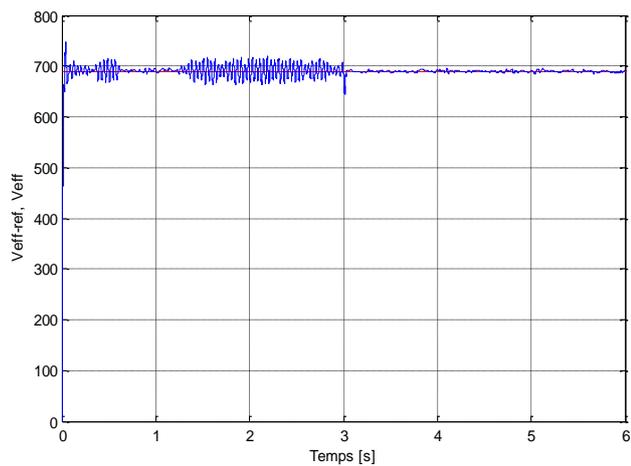


Figure III-26: Allure de la tension statoriques efficace

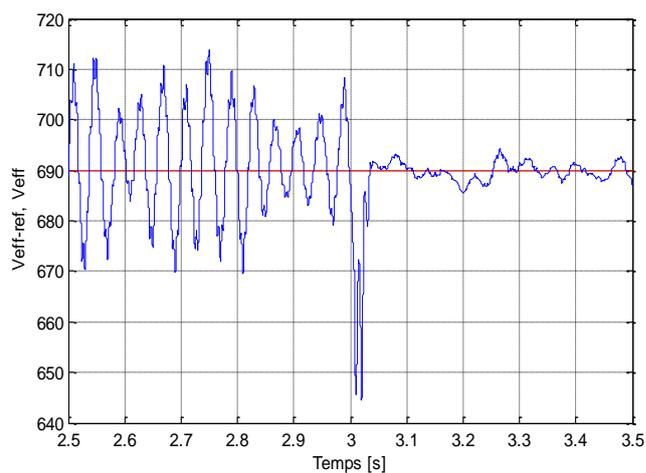


Figure III-26-a: Zoom sur l'allure de la tension statorique efficace à l'instant t=3s

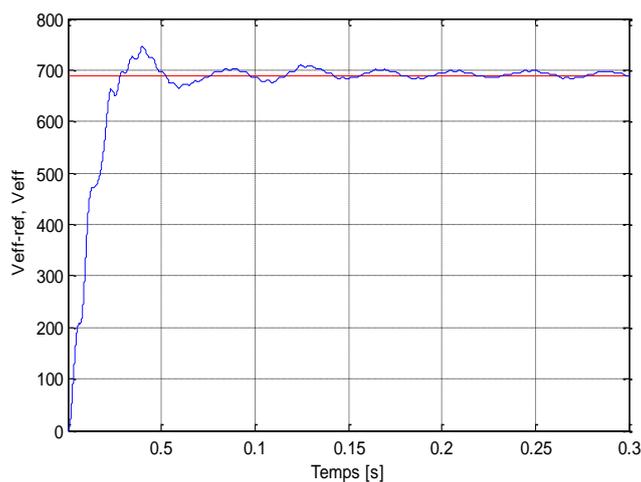


Figure III-26-b: Zoom sur l'allure de la tension statoriques efficace au moment de démarrage

III.6.2.1.b Vitesse synchrone (1500tr/mn)

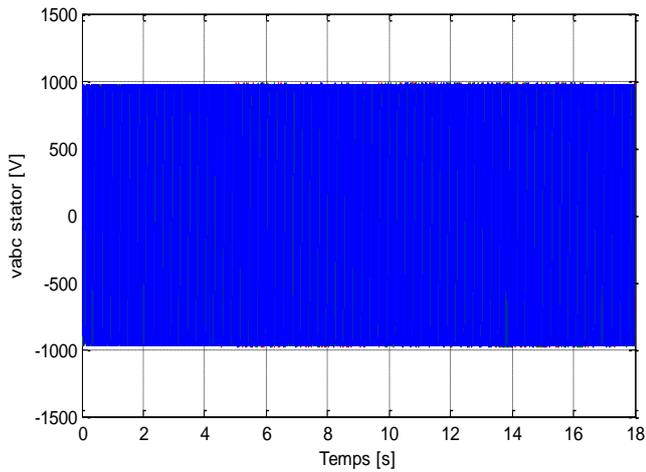


Figure III-27: Allure des tensions statoriques

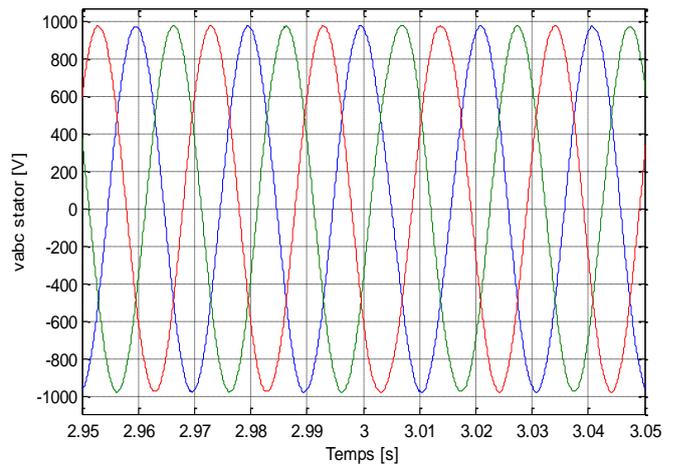


Figure III-27-a: Zoom sur l'allure des tensions statoriques

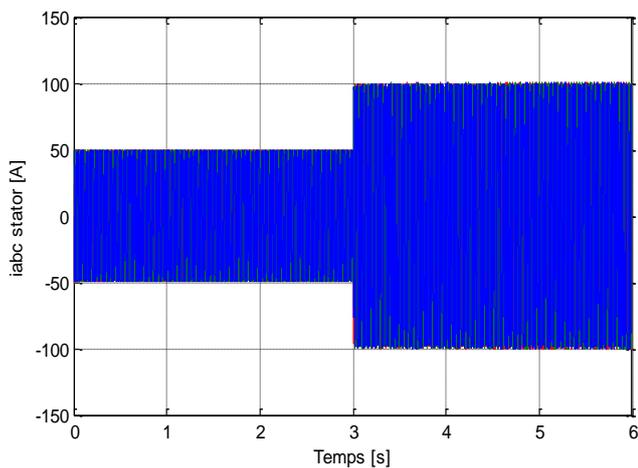


Figure III-28: Allure des courants statoriques

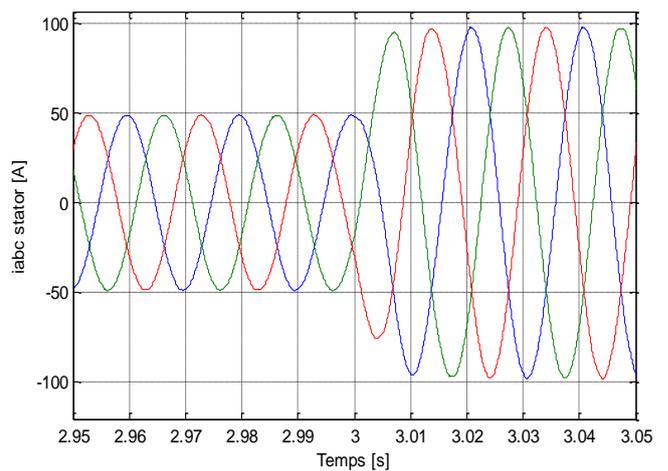


Figure III-28-a: Zoom sur l'allure des courants statoriques

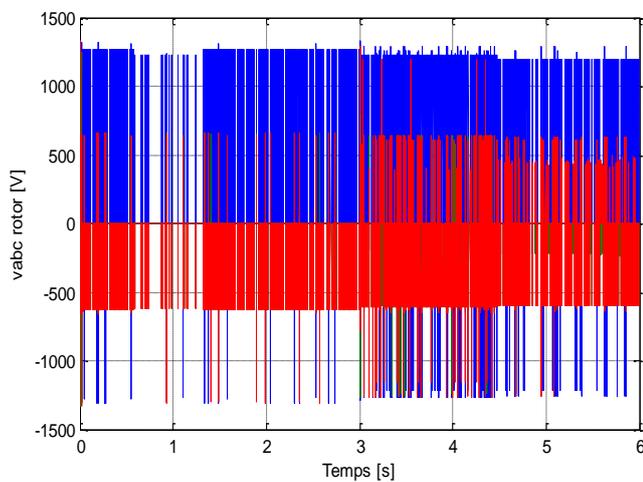


Figure III-29: Allure des tension rotoriques

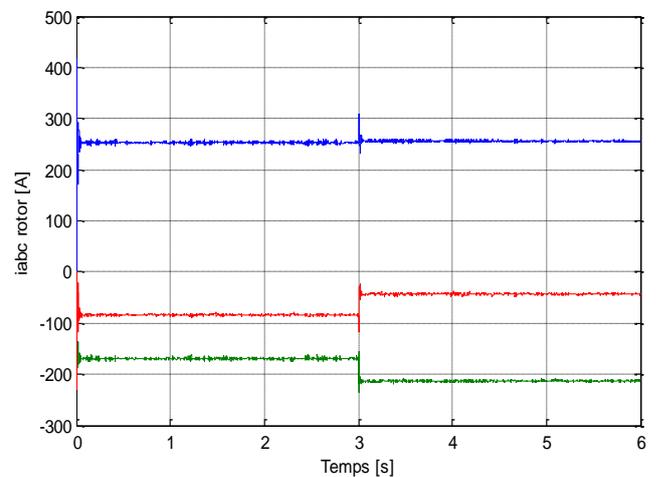


Figure III-30: Allure des courants rotatoriques

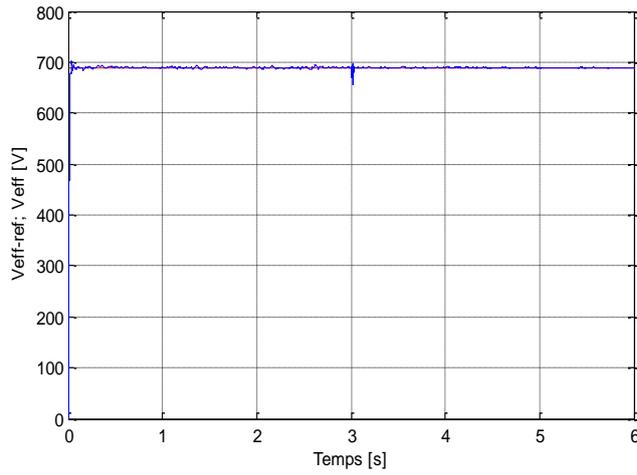


Figure III-31: Allure de la tension statoriques efficace

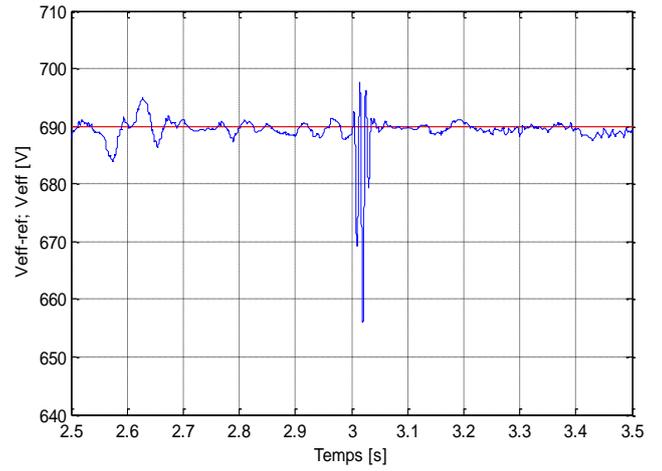


Figure III-31-a: Zoom sur l'allure de la tension statorique efficace à l'instant t=3s

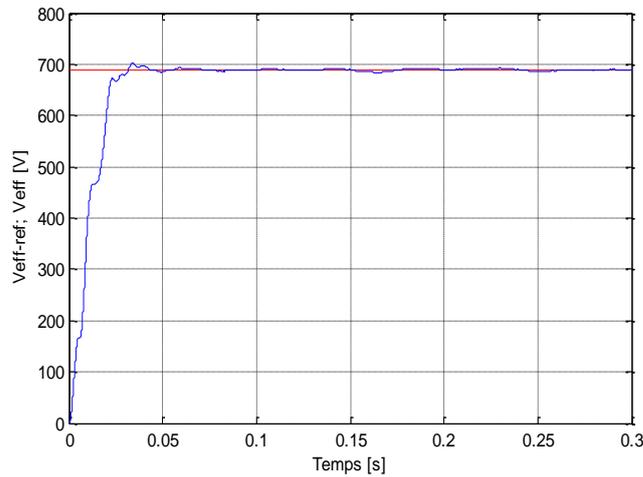


Figure III-31-b: Zoom sur l'allure de la tension statoriques efficace au moment de démarrage

III.6.2.1.c Vitesse hypersynchrone (2250tr/mn)

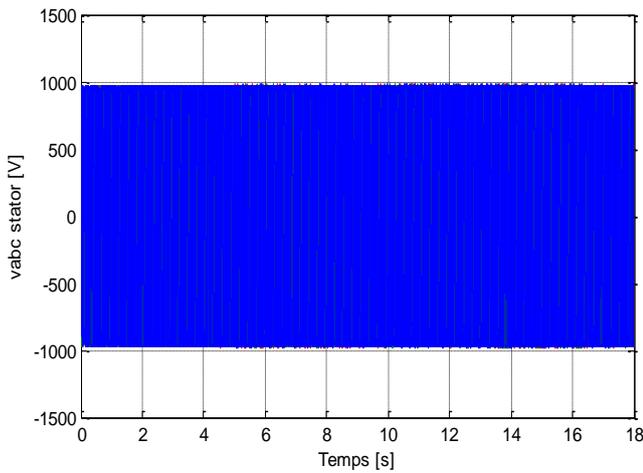


Figure III-32: Allure des tensions statoriques

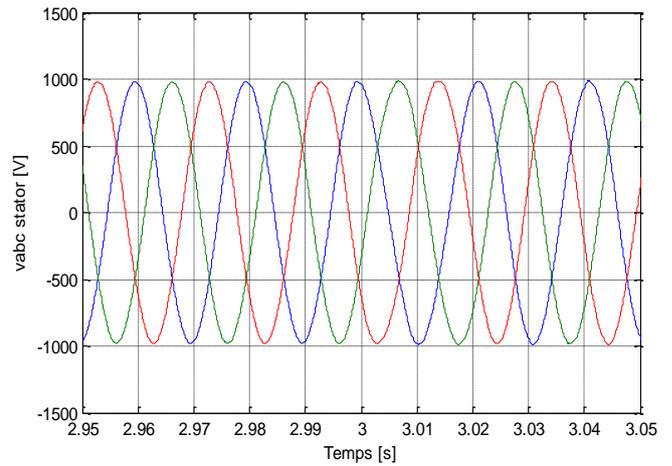


Figure III-32-a: Zoom sur l'allure des tensions statoriques

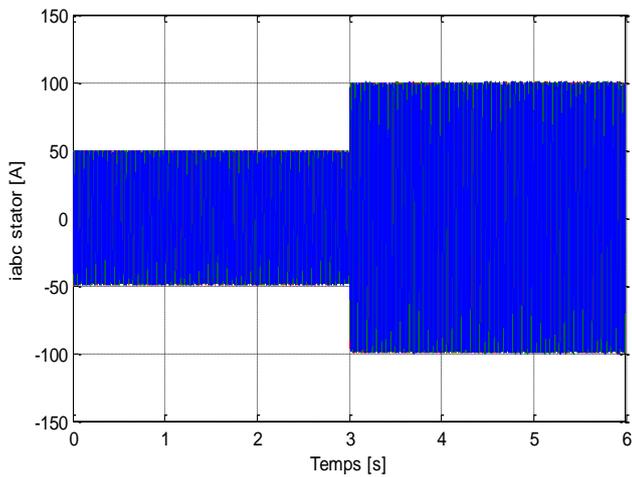


Figure III-33: Allure des courants statoriques

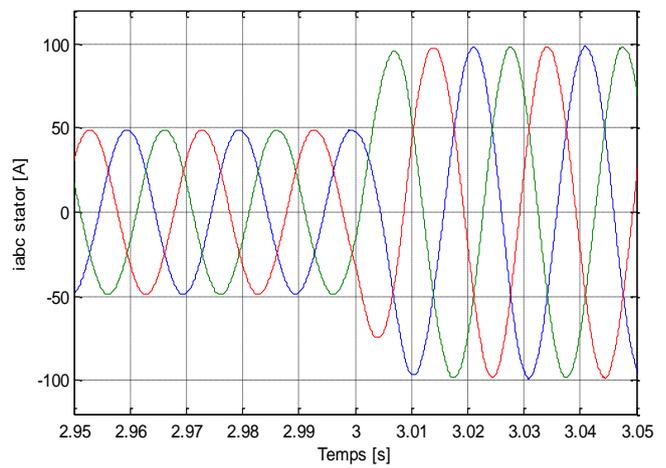


Figure III-33-a: Zoom sur l'allure des courants statoriques

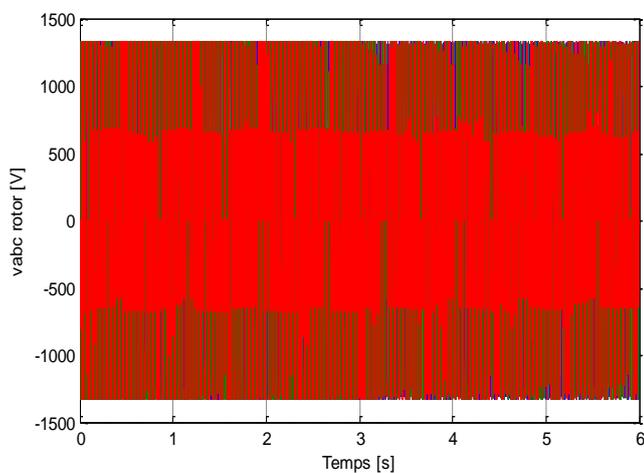


Figure III-34: Allure des tensions rotoriques

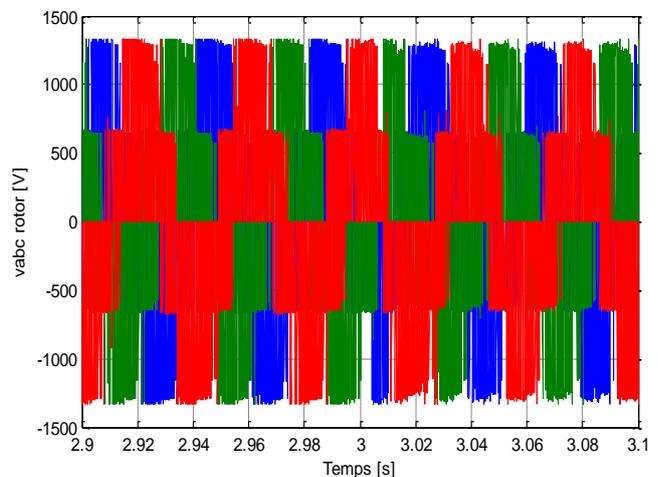


Figure III-34-a: Zoom sur l'allure des tensions rotoriques

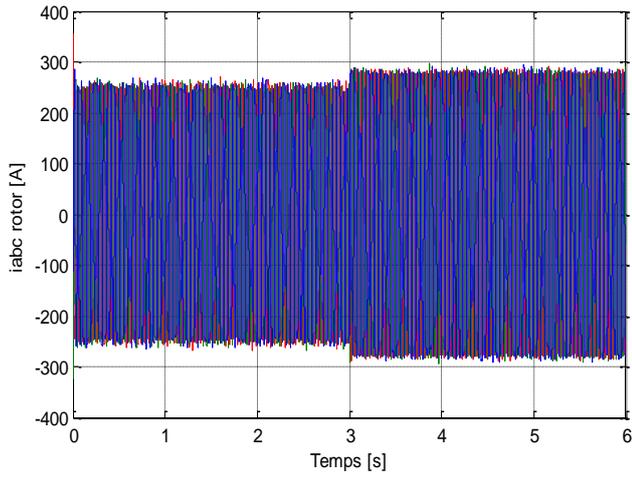


Figure III-35: Allure des courants rotoriques

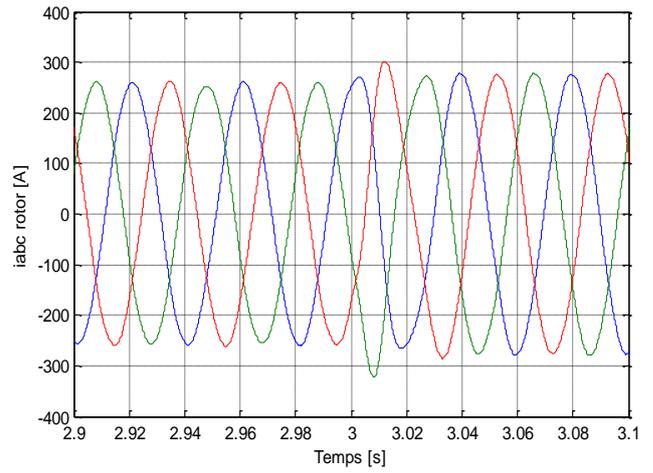


Figure III-35-a: Zoom sur l'allure des courants rotoriques

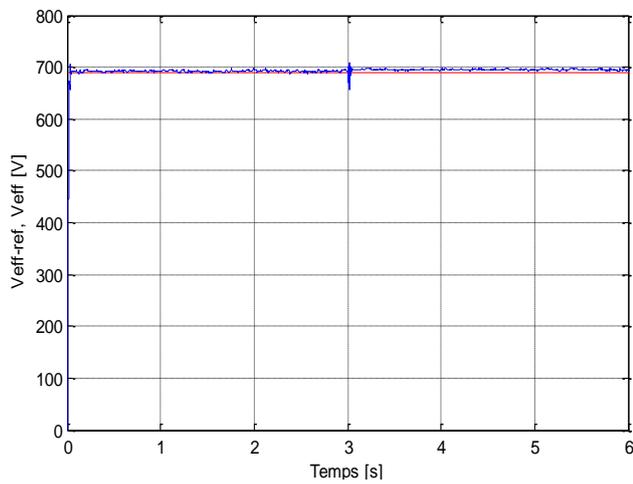


Figure III-36: Allure de la tension statorique Efficace

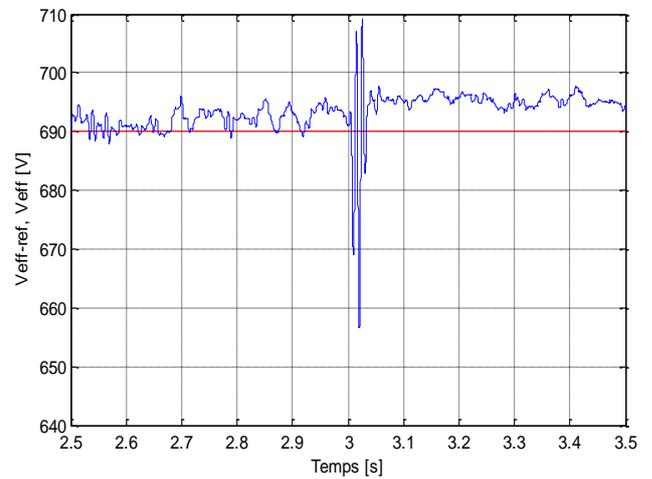


Figure III-36-a: Zoom sur l'allure de la tension statorique efficace à l'instant t=3s

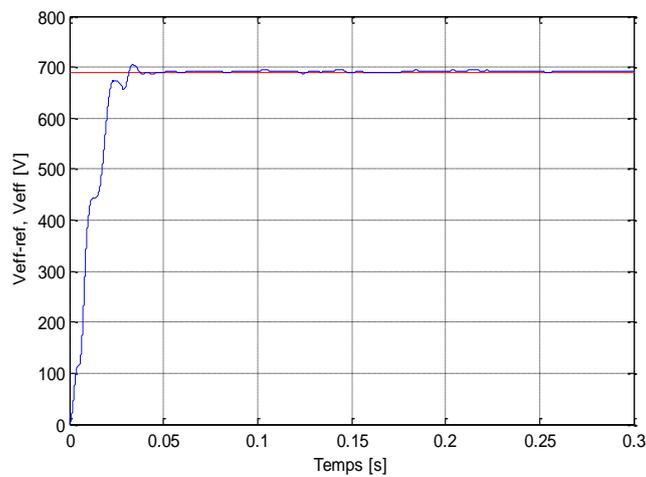


Figure III-36-b: Zoom sur l'allure de la tension statorique efficace

III.6.2.2 Charge inductive (R,L)

A l'instant ($t=2s$), on fait diminuer la charge R de -50% (de 30Ω à 15Ω) et L (de $0.01H$ à $0.005H$), puis à ($t=4s$), on remet la charge à sa valeur initiale. On représente les courbes de simulation pour différents modes de fonctionnement de la MADA.

III.6.2.2. a Vitesse hyposynchrone (750tr/mn)

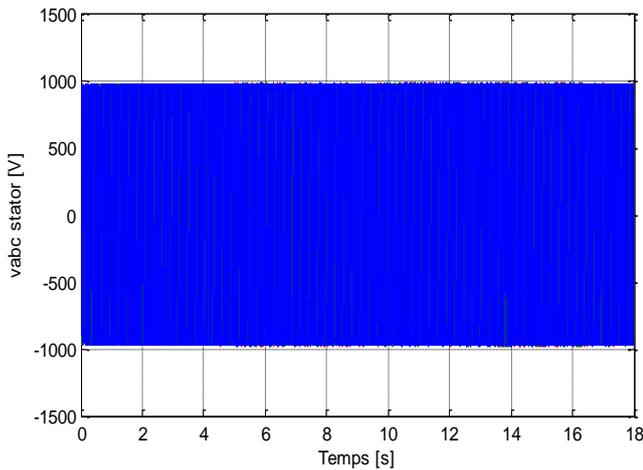


Figure III-37: Allure des tensions statoriques

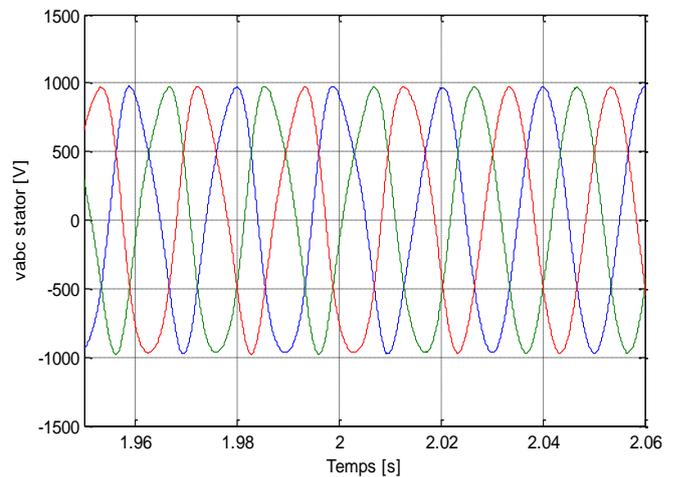


Figure III-37-a: Zoom sur l'allure des tensions statoriques

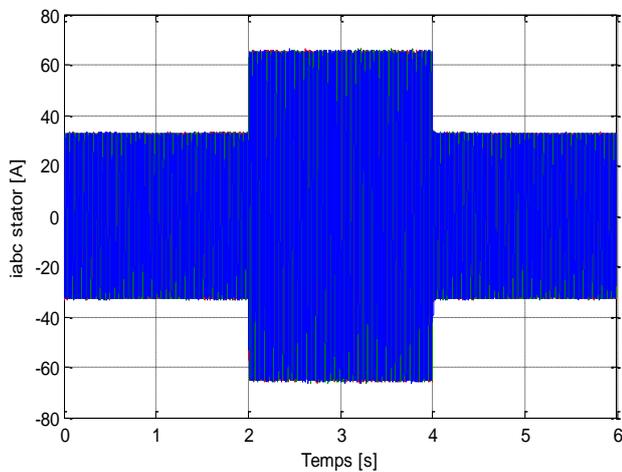


Figure III-38: Allure des courants statoriques

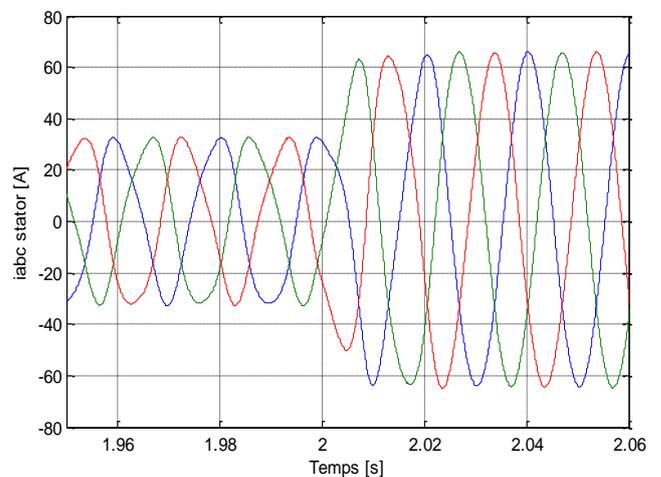


Figure III-38-a: Zoom sur l'allure des courants statoriques

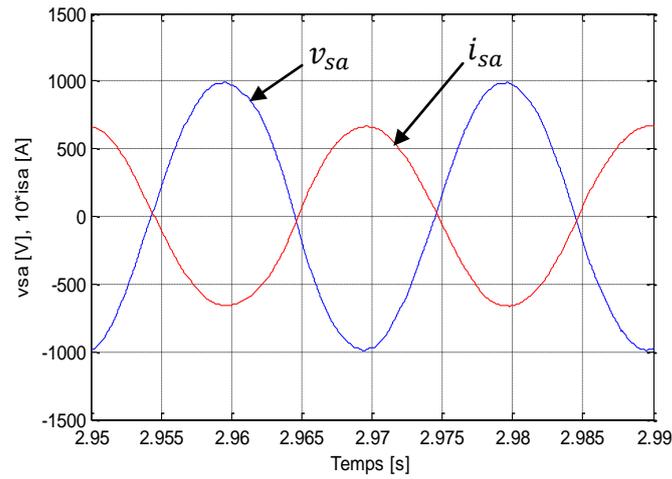


Figure III-39: Courant et tension d'une phase statorique

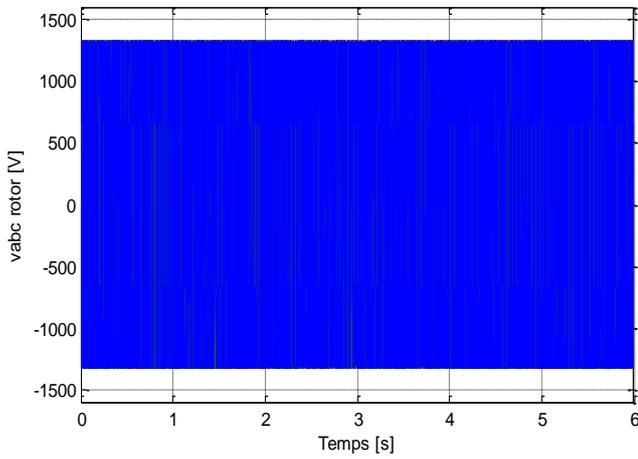


Figure III-40: Allure des tensions rotoriques

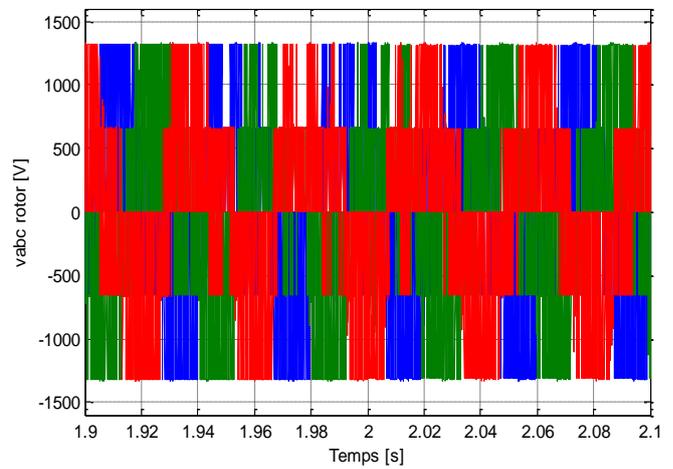


Figure III-40-a: Zoom sur l'allure des tensions rotoriques

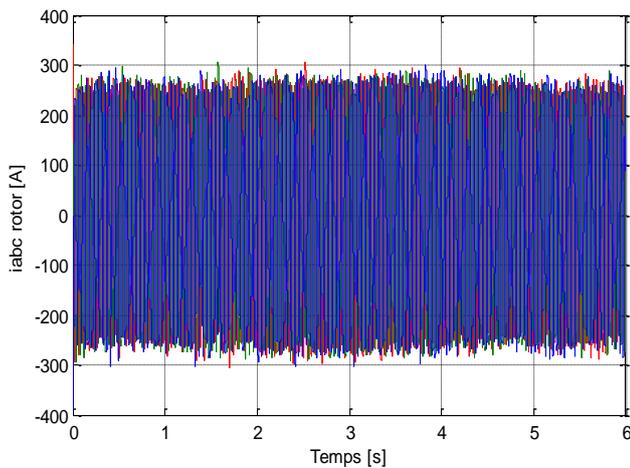


Figure III-41: Allure des courants rotoriques

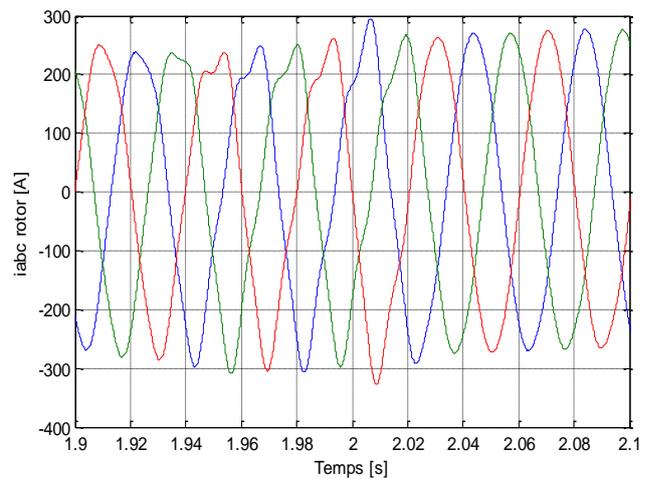


Figure III-41-a: Zoom sur l'allure des courants rotoriques

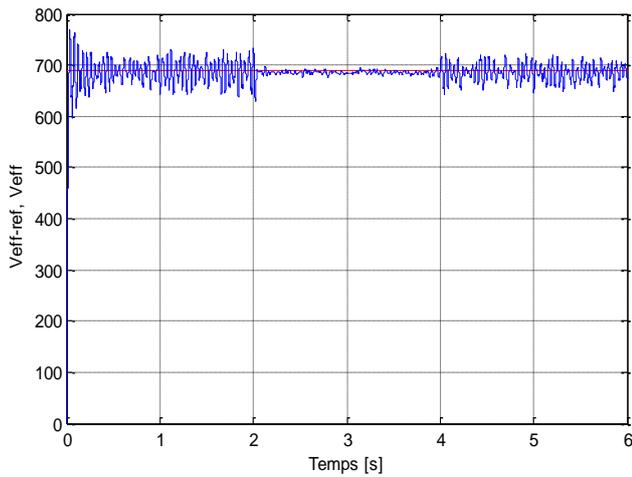


Figure III-42: Allure de la tension statorique efficace

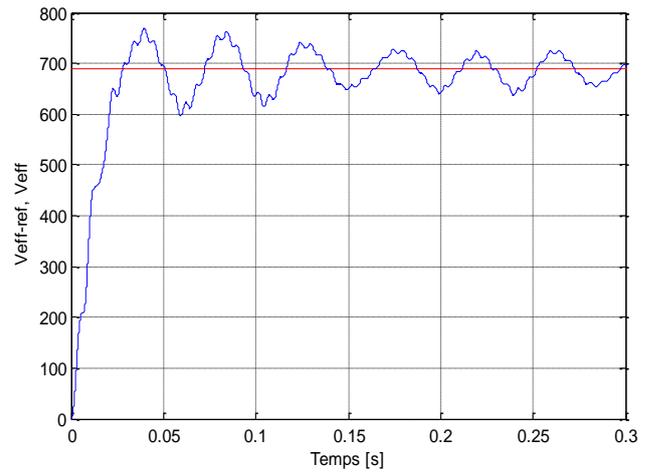


Figure III-42-a: Zoom sur l'allure de la tension statorique efficace

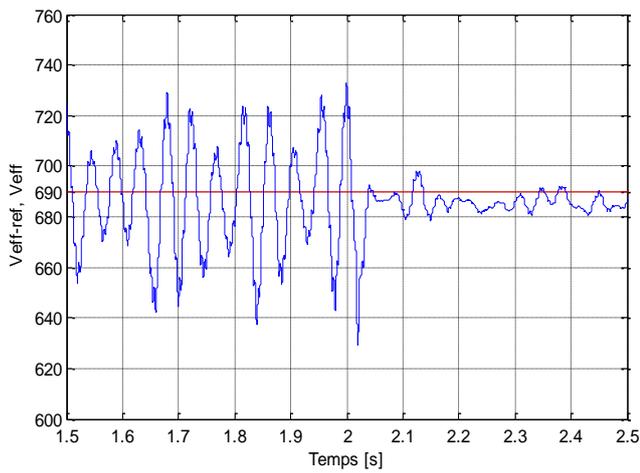


Figure III-42-b: Zoom sur l'allure de la tension statorique efficace à l'instant $t=2s$

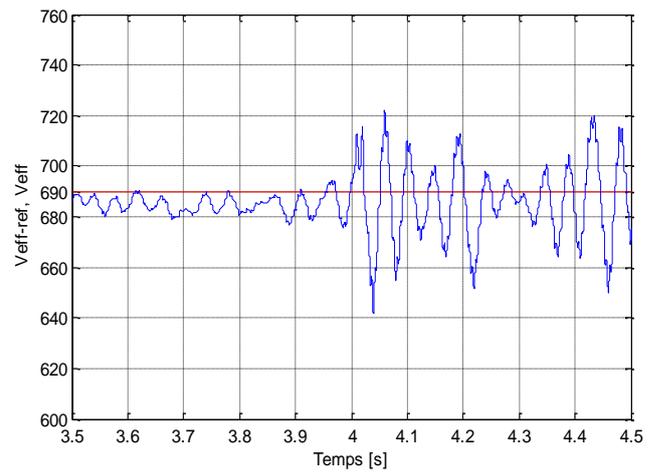


Figure III-42-c: Zoom sur l'allure de la tension statorique efficace à l'instant $t=4s$

III.6.2.2.b Vitesse synchrone (1500tr/mn)

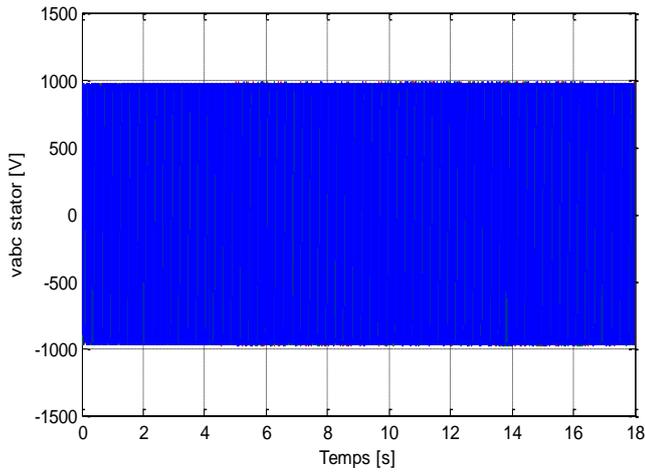


Figure III-43: Allure des tensions statoriques

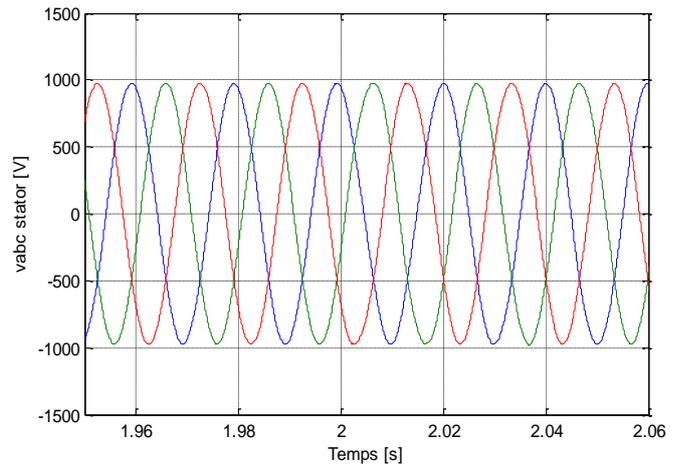


Figure III-43-a: Zoom sur l'allure des tensions statoriques

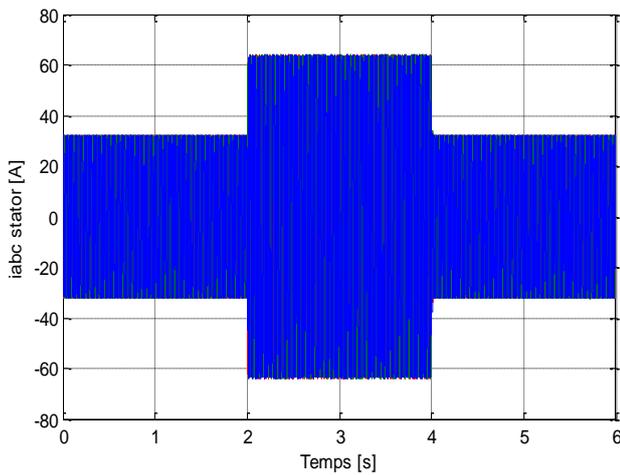


Figure III-44: Allure des courants statoriques

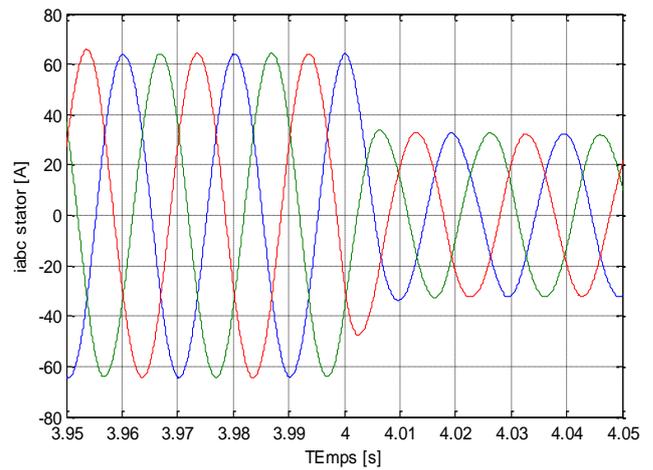


Figure III-44-a: Zoom sur l'allure des courants statoriques

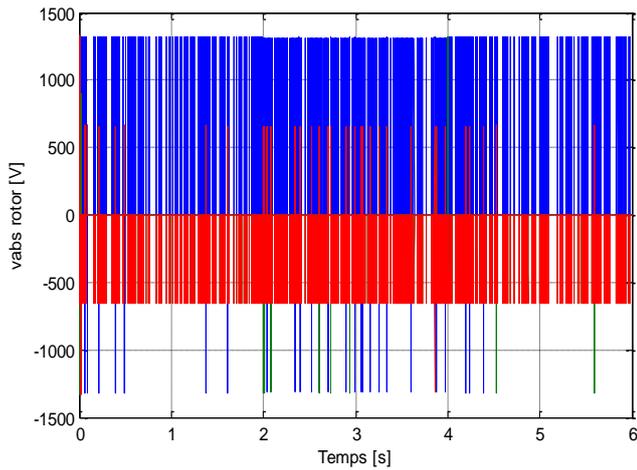


Figure III-45: Allure des tensions rotoriques

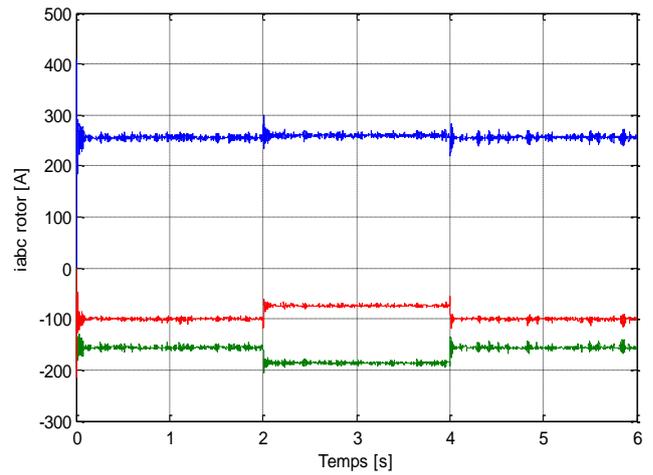


Figure III-46: Allure des courants rotoriques

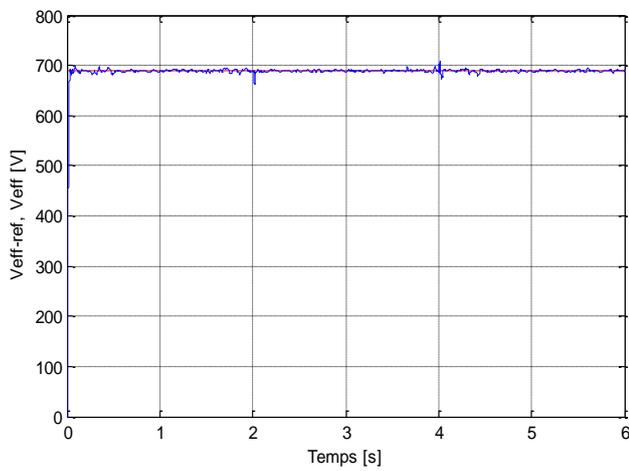


Figure III-47: Allure de la tension statorique efficace

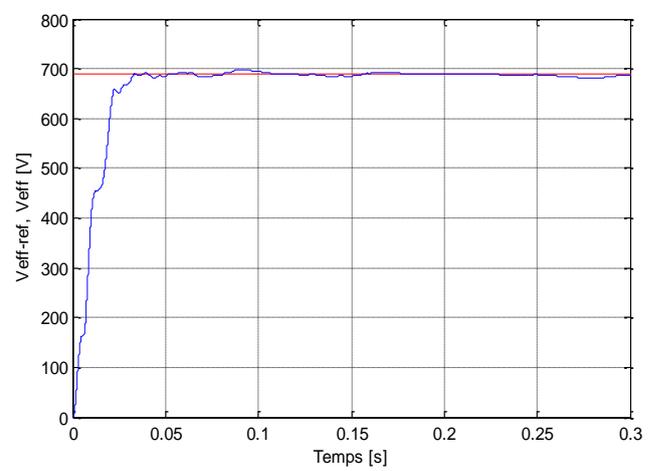


Figure III-47-a: Zoom sur l'allure de la tension statorique efficace

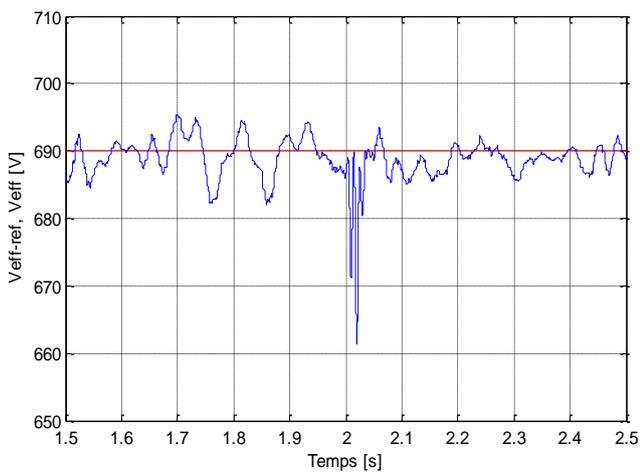


Figure III-47-b: Zoom sur l'allure de la tension statorique efficace à l'instant $t=2s$

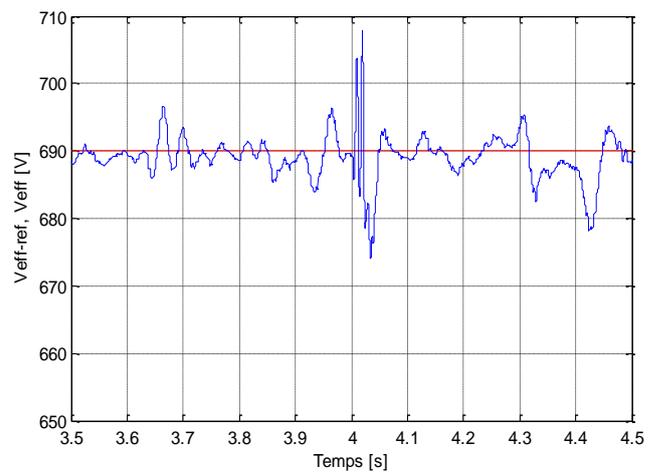


Figure III-47-c: Zoom sur l'allure de la tension statorique efficace à l'instant $t=4s$

III.6.2.2.c Vitesse hypersynchrone (2250tr/mn)

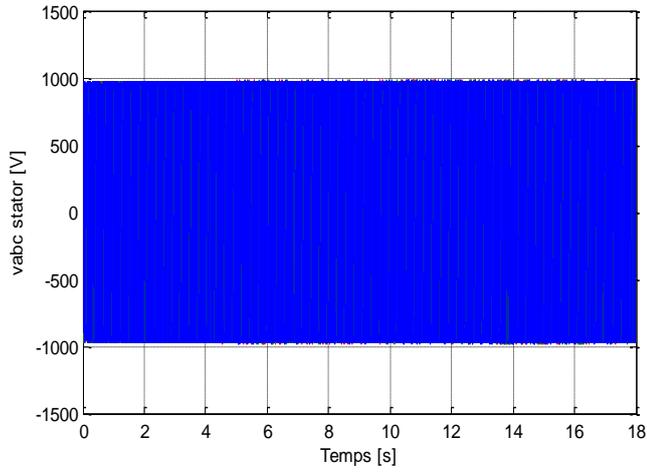


Figure III-48: Allure des tensions statoriques

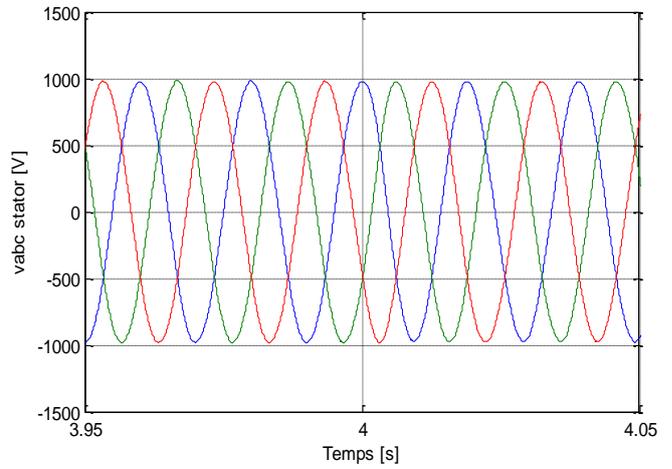


Figure III-48-a: Zoom sur l'allure des tensions statoriques

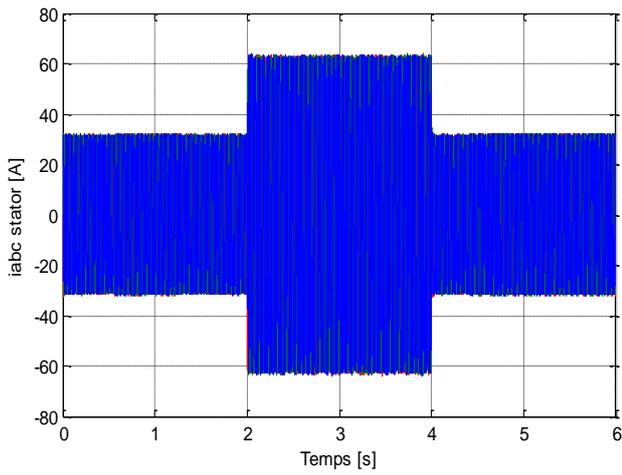


Figure III-49: Allure des courants statoriques

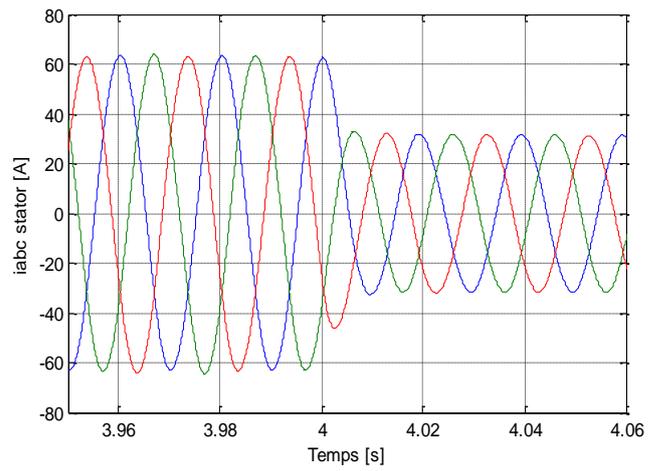


Figure III-49-a: Zoom sur l'allure des courants statoriques

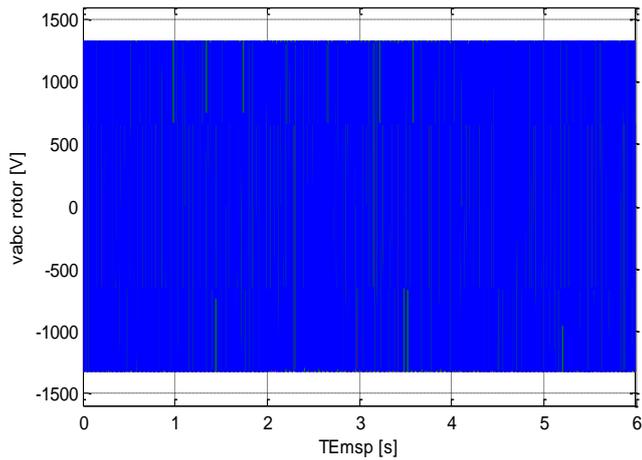


Figure III-50: Allure des tensions rotoriques

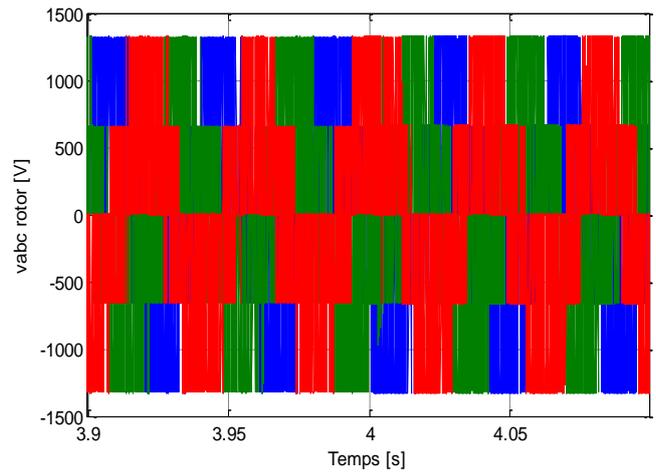


Figure III-50-a: Zoom sur l'allure des tensions rotoriques

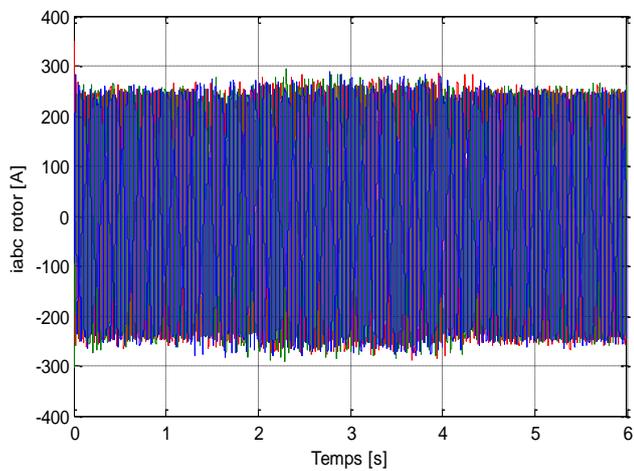


Figure III-51: Allure des courants rotoriques

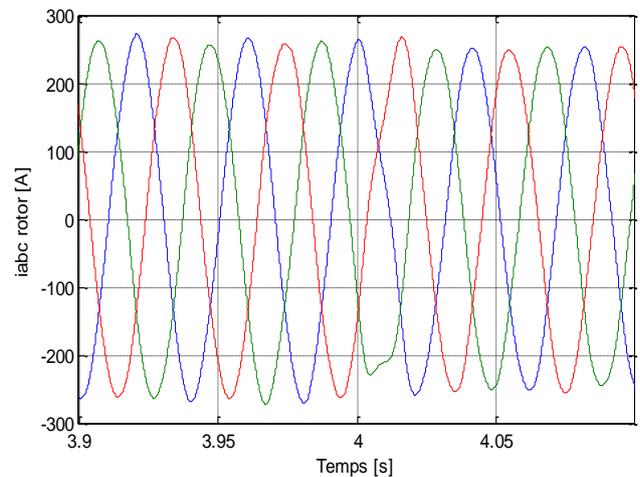


Figure III-51-a: Zoom sur l'allure des courants rotoriques

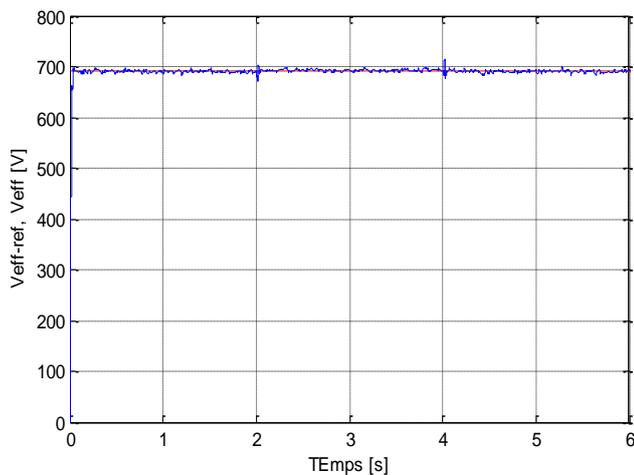


Figure III-52: Allure de la tension statorique efficace

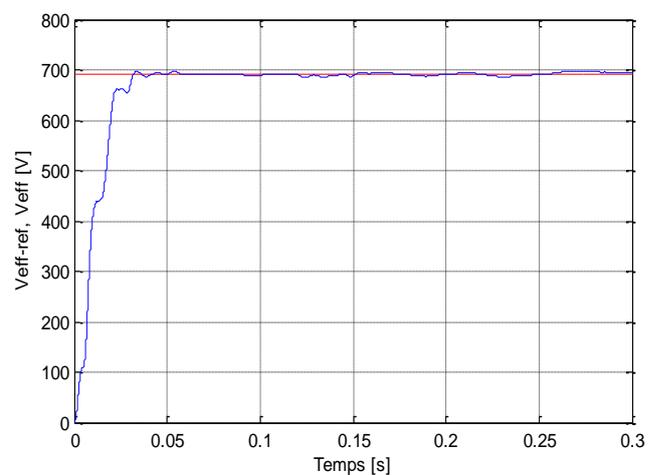


Figure III-52-a: Zoom sur l'allure de la tension statorique efficace

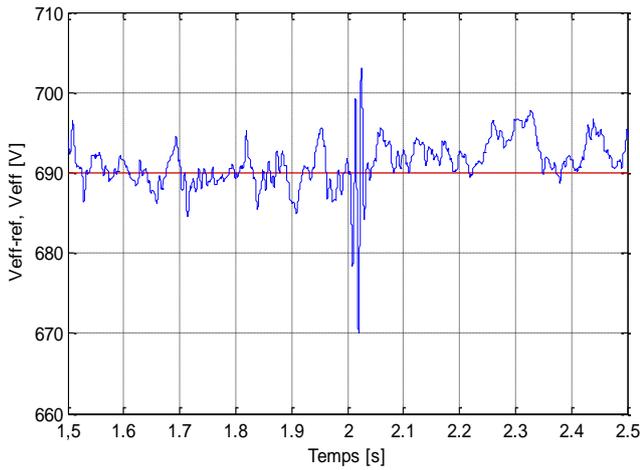


Figure III-52-b: Zoom sur l'allure de la tension statorique efficace à l'instant $t=2s$

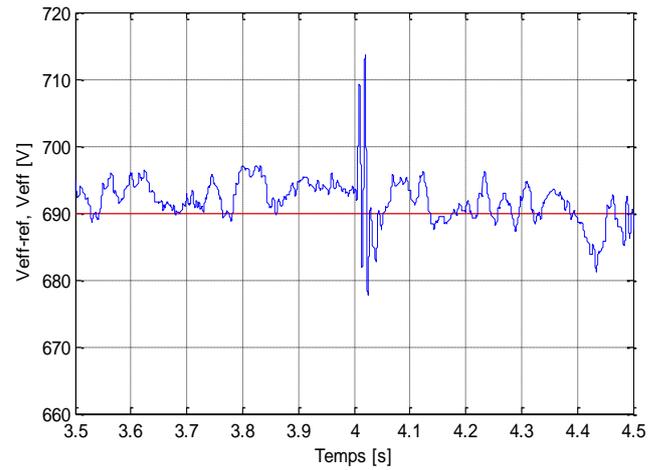


Figure III-52-c: Zoom sur l'allure de la tension statorique efficace à l'instant $t=4s$

III.6.2.3 Charge capacitive (R,C)

A l'instant ($t=3s$), on fait varier la charge R de -50% (de $10\ \Omega$ à $5\ \Omega$) et C de +50% (de $500\ \mu F$ /phase à $1000\ \mu F$ /phase), les résultats de simulation pour différents modes de fonctionnement de la MADA sont donnés par les courbes suivantes :

III.6.2.3.a Vitesse hyposynchrone (750tr/mn)

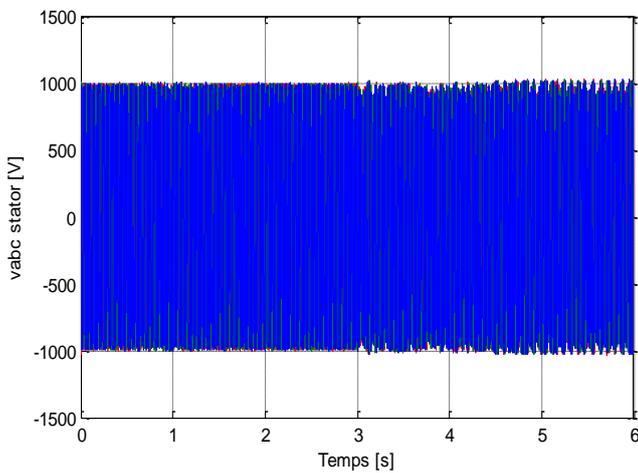


Figure III-53: Allure des tensions statoriques

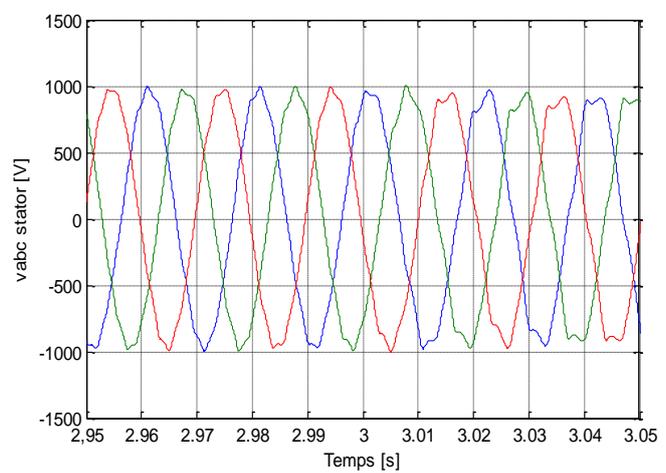


Figure III-53-a: Zoom sur l'allure des tensions statoriques

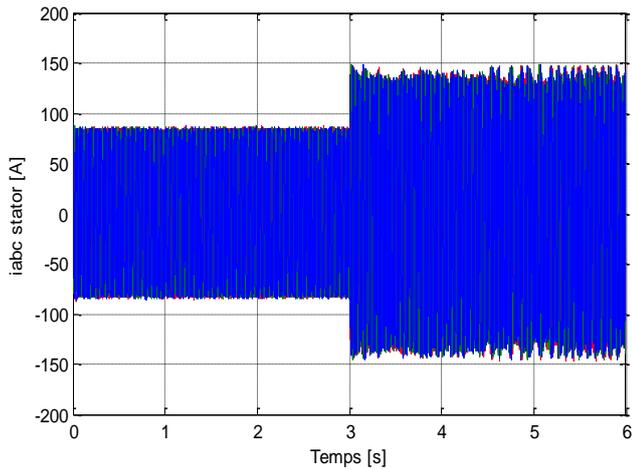


Figure III-54: Allure des courants statoriques

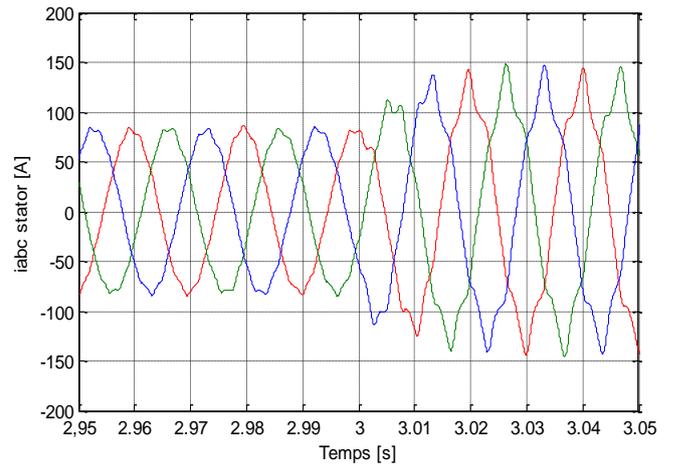


Figure III-54-a: Zoom sur l'allure des courants statoriques

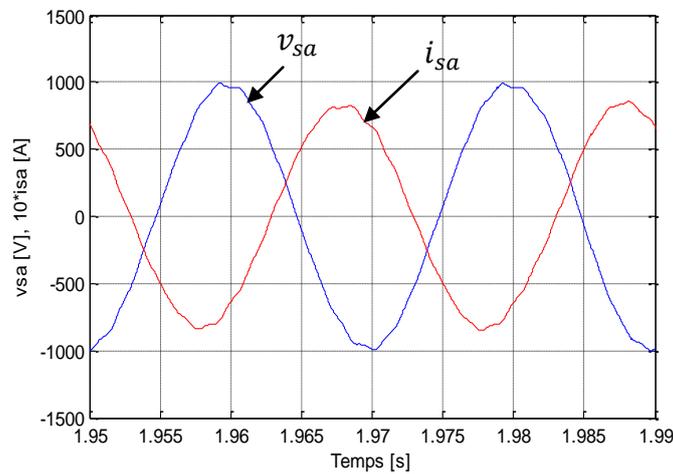


Figure III-55: Courant et tension d'une phase statorique

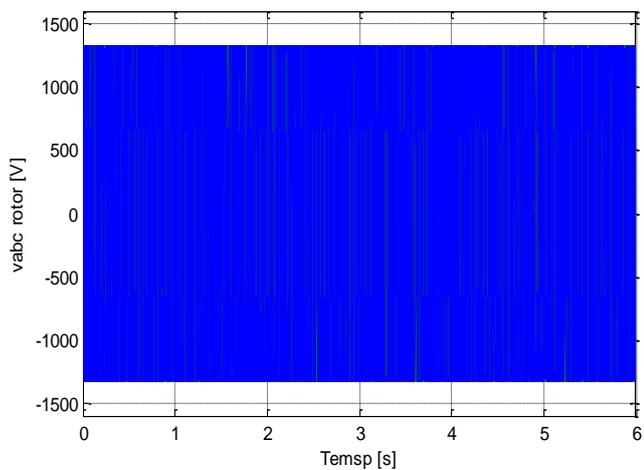


Figure III-56: Allure des tensions rotoriques

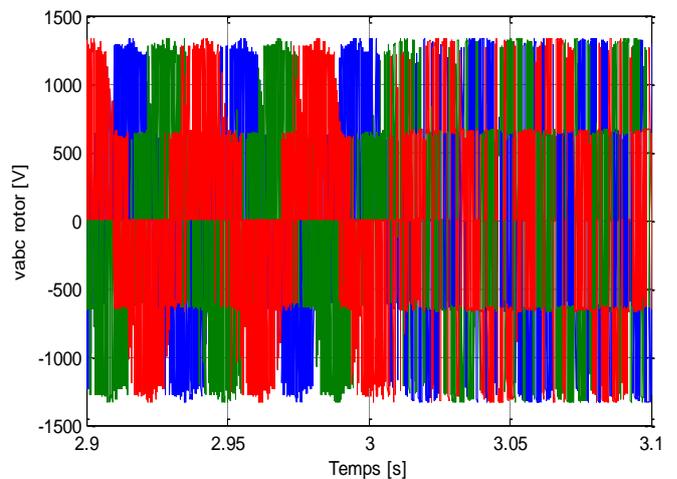


Figure III-56-a: Zoom sur l'allure des tensions rotoriques

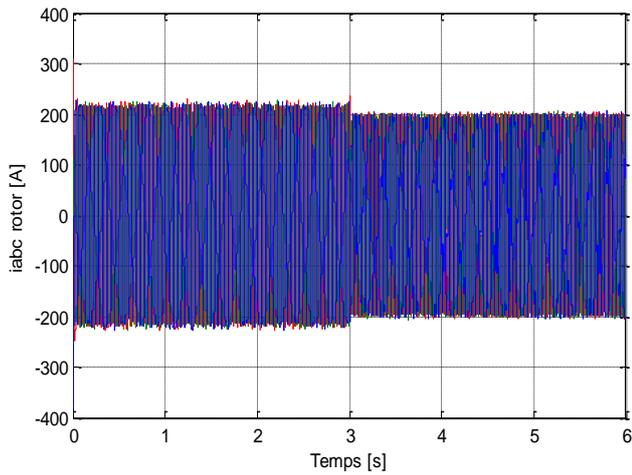


Figure III-57: Allure des courants rotoriques

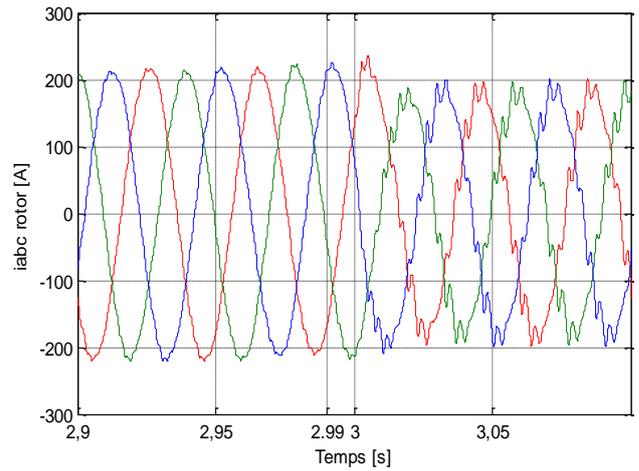


Figure III-57-a: Zoom sur l'allure des courants rotoriques

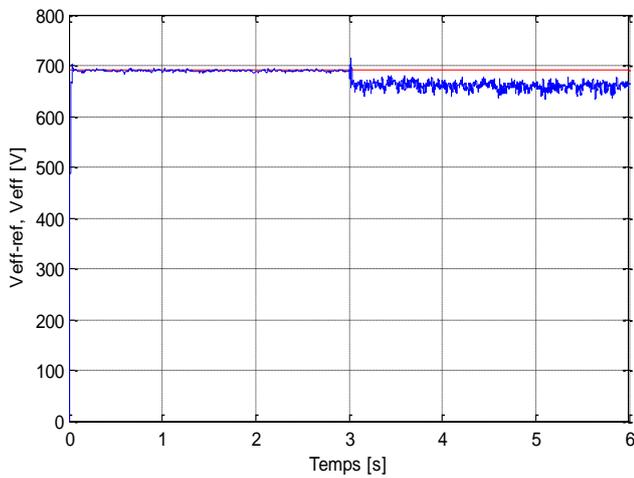


Figure III-58: Allure de la tension statorique Efficace

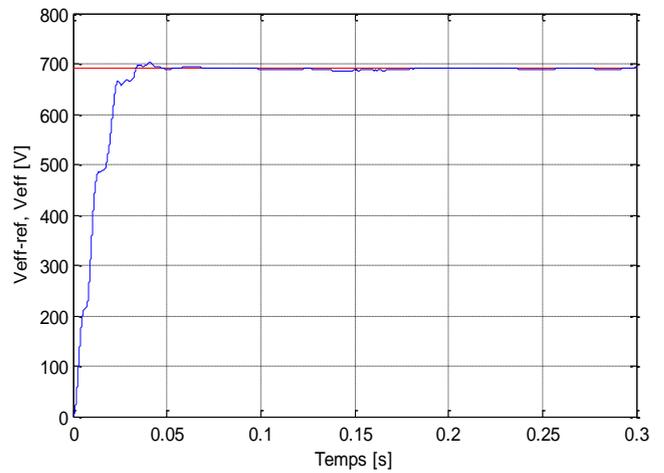


Figure III-58-a: Zoom sur l'allure de la tension statorique efficace

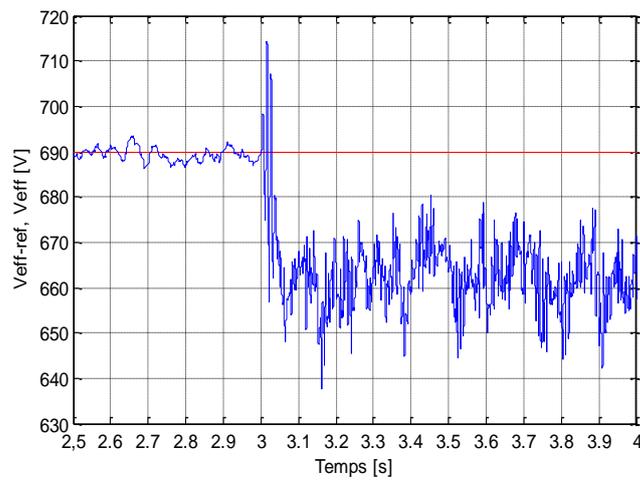


Figure III-58-b: Zoom sur l'allure de la tension statorique efficace à l'instant t=3s

III.6.2.3.b Vitesse synchrone (1500tr/mn)

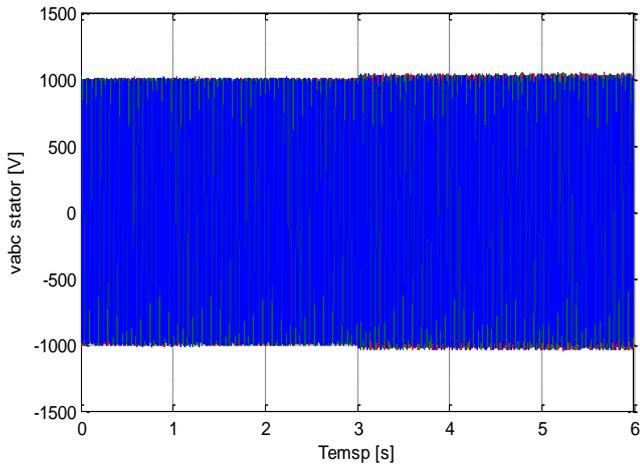


Figure III-59: Allure des tensions statoriques

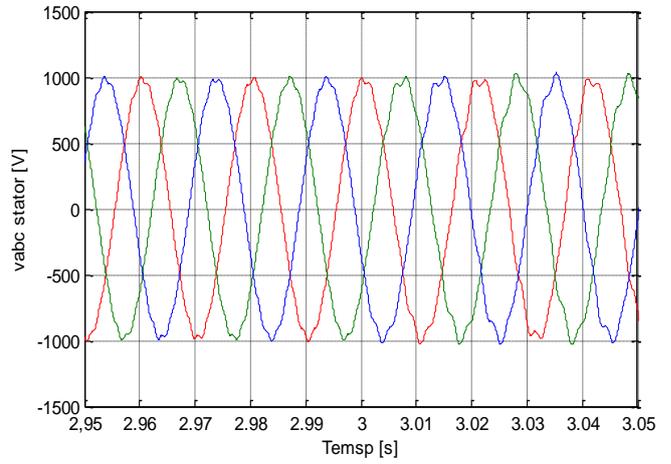


Figure III-59-a: Zoom sur l'allure des tensions statoriques

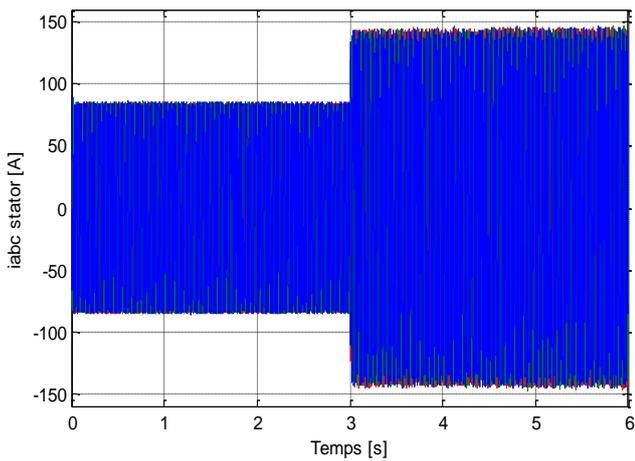


Figure III-60: Allure des courants statoriques

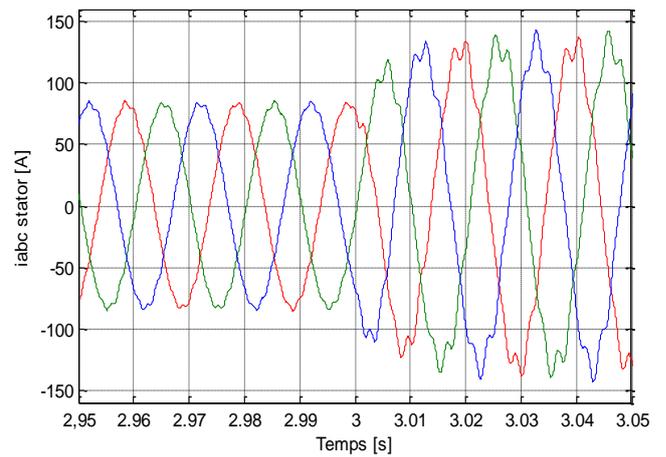


Figure III-60-a: Zoom sur l'allure des courants statoriques

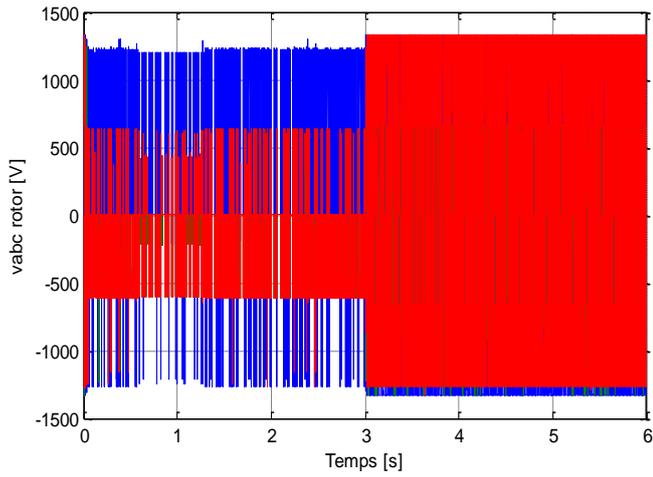


Figure III-61: Allure des tensions rotoriques

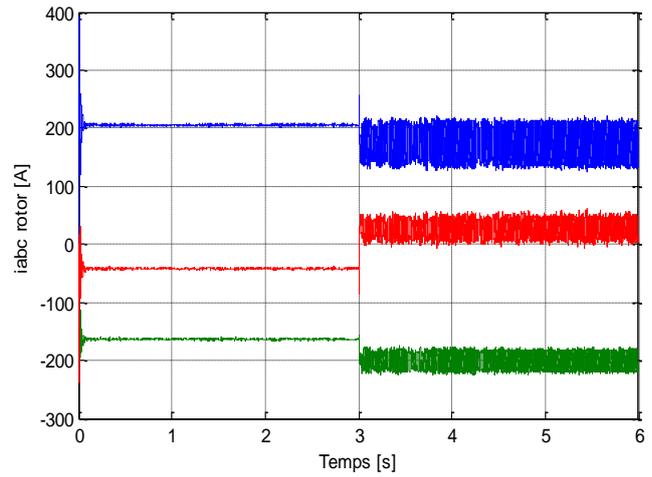


Figure III-62: Allure des courants rotoriques

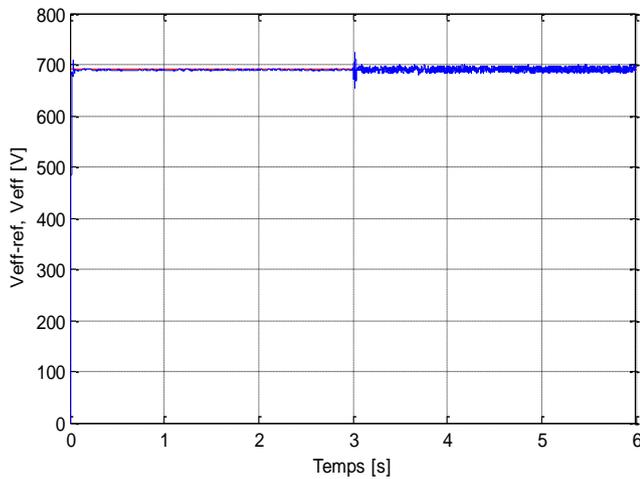


Figure III-63: Allure de la tension statorique Efficace

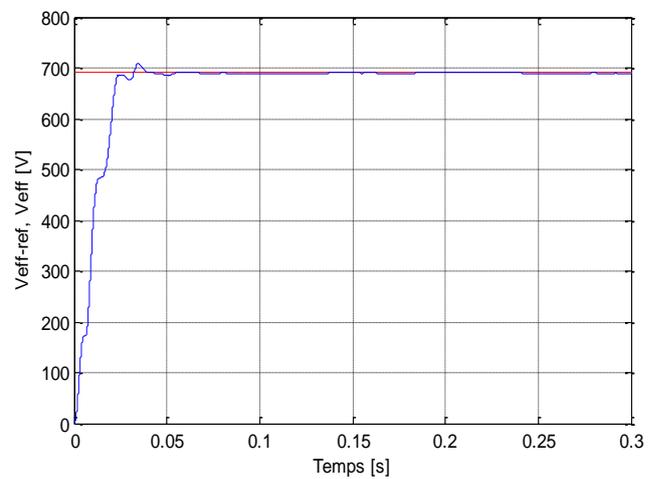


Figure III-63-a: Zoom sur l'allure de la tension statorique efficace

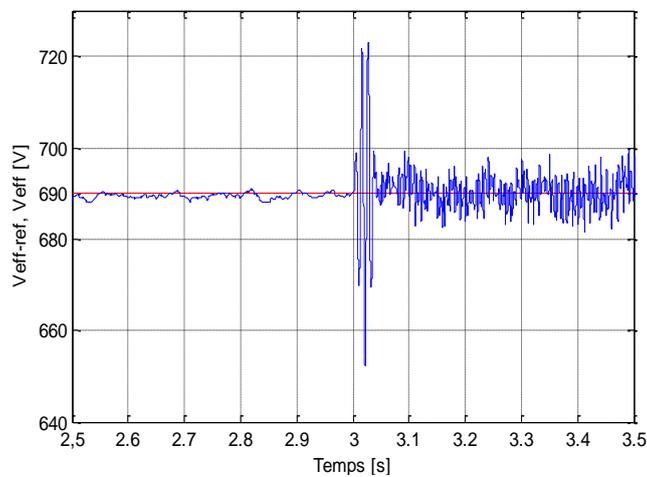


Figure III-63-b: Zoom sur l'allure de la tension statorique efficace à l'instant $t=3s$

III.6.2.3.c Vitesse hypersynchrone (2250tr/mn)

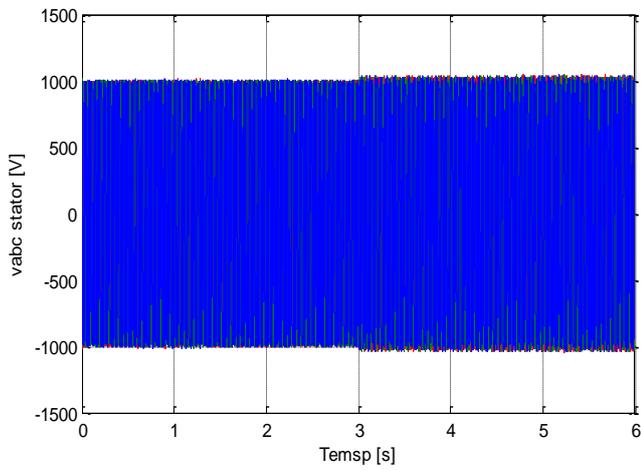


Figure III-64: Allure des tensions statoriques

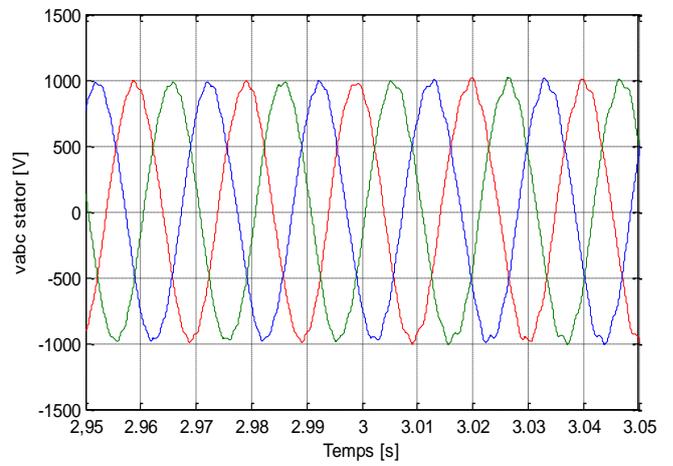


Figure III-64-a: Zoom sur l'allure des tensions statoriques

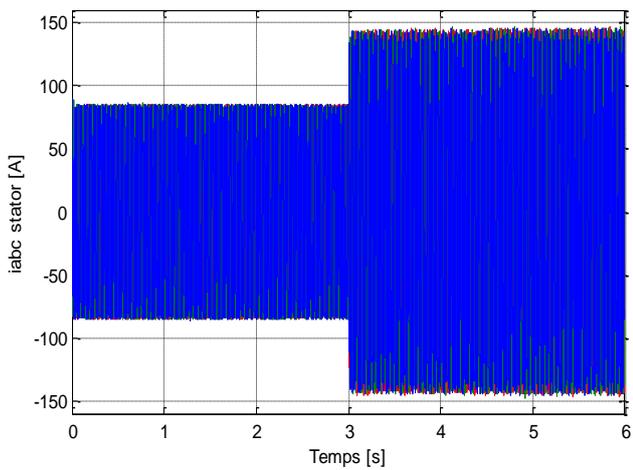


Figure III-65: Allure des courants statoriques

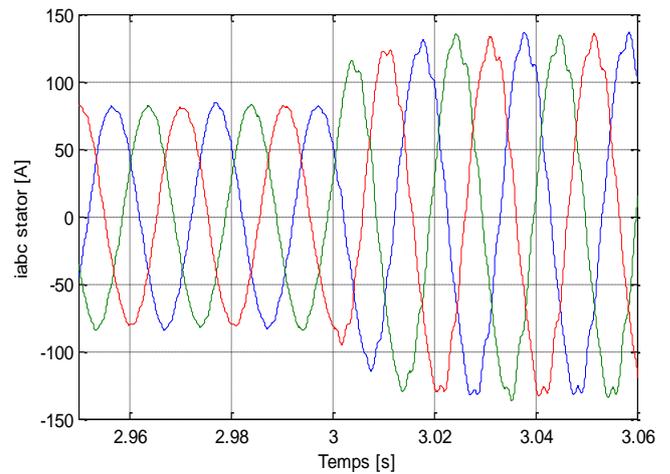


Figure III-65-a: Zoom sur l'allure des courants statoriques

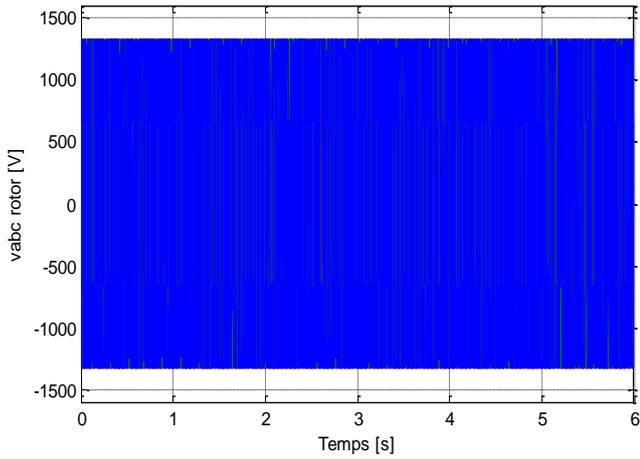


Figure III-66: Allure des tensions rotoriques

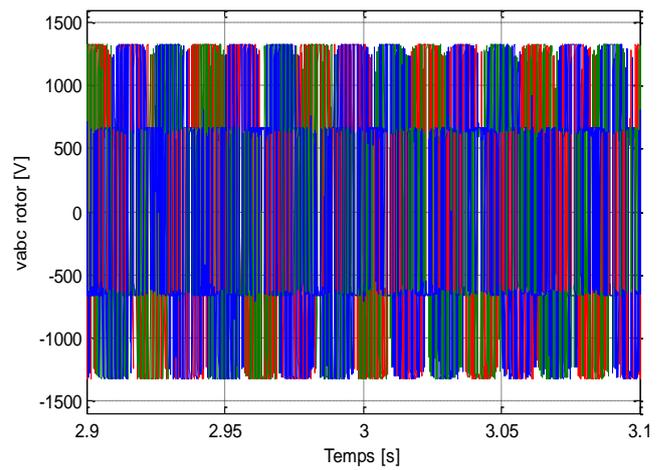


Figure III-66-a: Zoom sur l'allure des tensions rotoriques

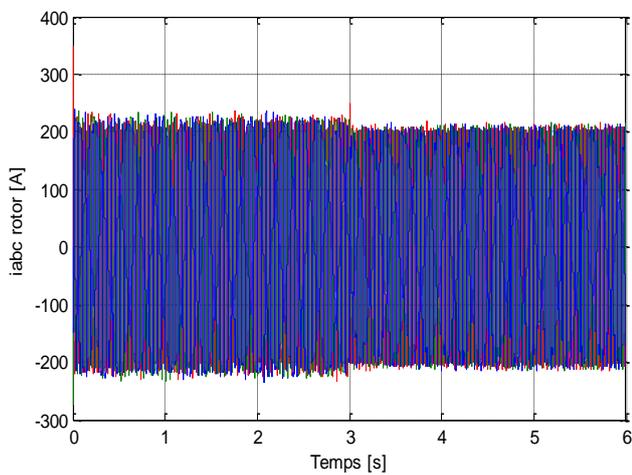


Figure III-67: Allure des courants rotoriques

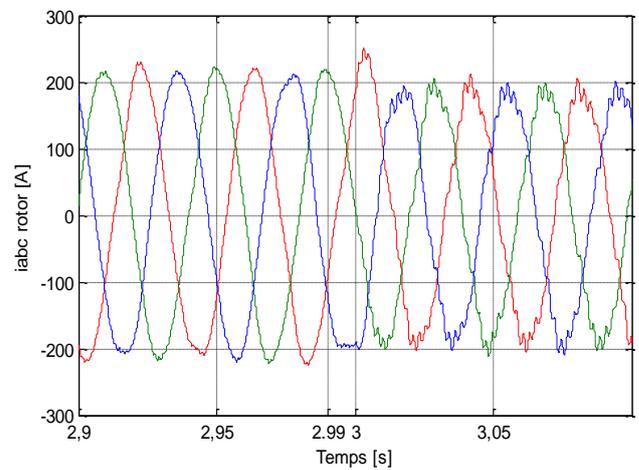


Figure III-67-a: Zoom sur l'allure des courants rotoriques

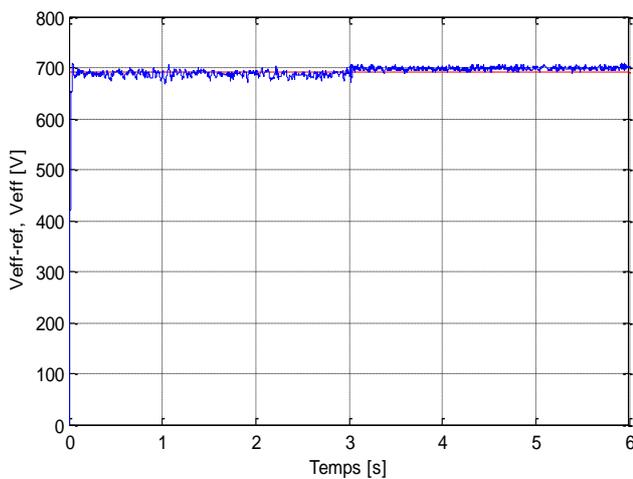


Figure III-68: Allure de la tension statorique efficace

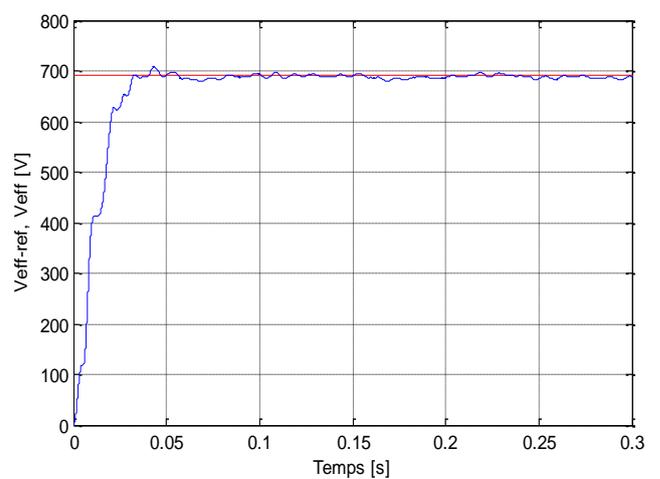


Figure III-68-a: Zoom sur l'allure de la tension statorique efficace

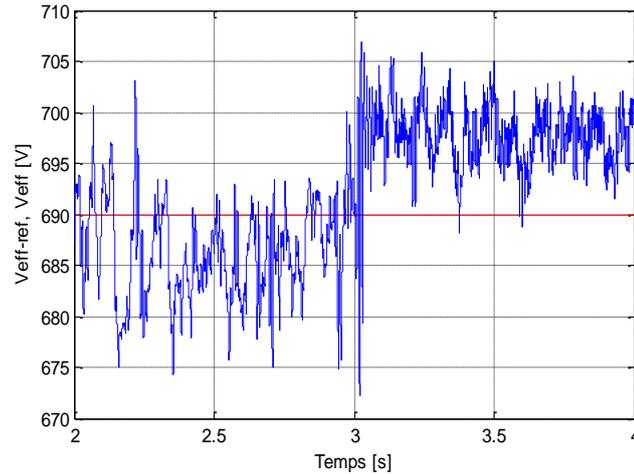


Figure III-68-b: Zoom sur l'allure de la tension statorique efficace à l'instant t=3s

III.6.3 Tests à vitesse variable et charge fixe :

Dans cette partie du travail, on se base sur l'impact de la variation de la vitesse d'entraînement sur le fonctionnement du générateur. Pour cela, on entraîne la machine à ses différentes vitesses en lui imposant une allure de vitesse variables de $\pm 50\%$ de la vitesse de synchronisme. Les tests sont effectués sur trois types de charge (charge résistive, charge inductive et charge capacitive).

L'allure de la vitesse est montrée sur la figure suivante :

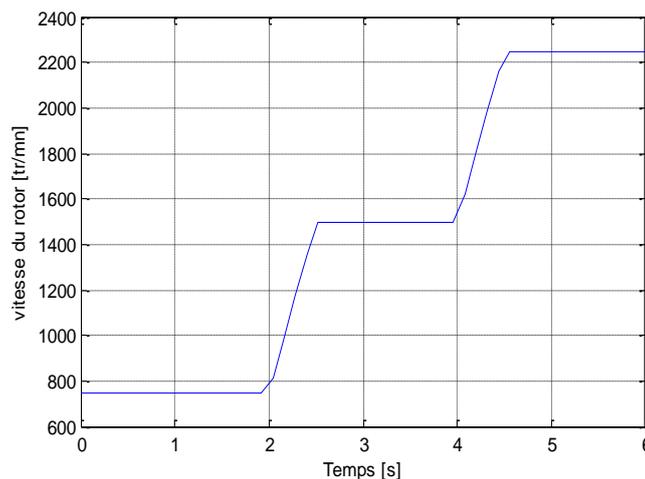


Figure III-69: Allure variable de la vitesse du rotor

Les résultats de simulation montrent que la tension du stator demeure intacte pendant la transition de la vitesse du rotor pour les trois types de charges. Ceci est montré par Les figures (III-70, III-75, III-80).

Les figures (III-70-a, III-71-a, III-75-a, III-76-a, III-80-a, III-81-a) montrent que la fréquence des grandeurs statoriques (tension et courant) est égale à 50 Hz sur toute la plage de la variation de la vitesse. Par contre la fréquence des grandeurs rotoriques varie en fonction du glissement. Pour $t=0s$ jusqu'à $t=2.5s$, la machine fonctionne en hyposynchrone ($g=0.5$), les figures (III-77-a, III-82-a) montrent que la fréquence des tensions rotoriques est égale à 25Hz, et pour $t=2.5s$ jusqu'à $t=4s$, la machine tourne à la vitesse de synchronisme ($g=0$), les figures (III-73, III-78, III-83) montrent que les courants rotoriques présentent des valeurs continues donc leurs fréquences étant nulles, et pour la plage $t=4s$ jusqu'à $t=6$, la machine fonctionne en hypersynchrone ($g=-0.5$), la figure III-72-a montre que la fréquence de la tension rotorique vaut 25 Hz.

Les figures (III-74, III-74-a, III-79, III-79-a, III-84, III-84-a) représentent l'allure de la tension statorique efficace et on voit bien son évolution autour de sa valeur de référence 690V.

D'après les résultats obtenus, on peut déduire que le système reste insensible même dans des circonstances de grandes variations de la vitesse telles $\pm 50\%$ de la vitesse de synchronisme.

III.6.3.1 Charge résistive (R)

La machine débite sur une charge résistive ($R = 50\Omega$).

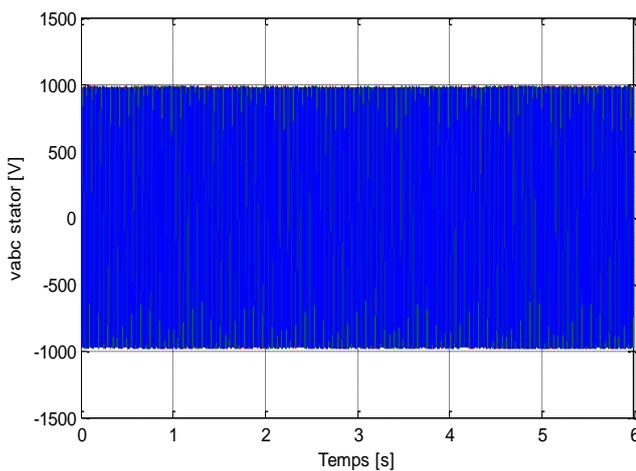


Figure III-70: Allure des tensions statoriques

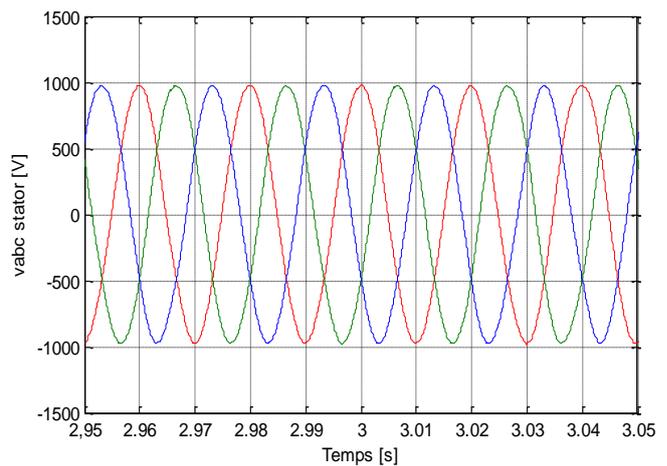


Figure III-70-a: Zoom sur l'allure des tensions statoriques

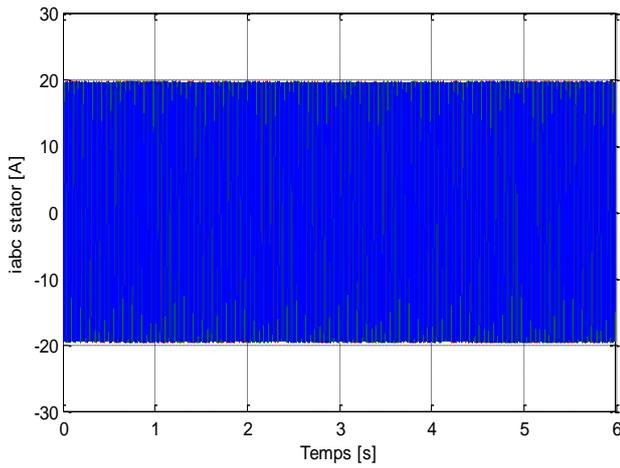


Figure III-71: Allure des courants statoriques

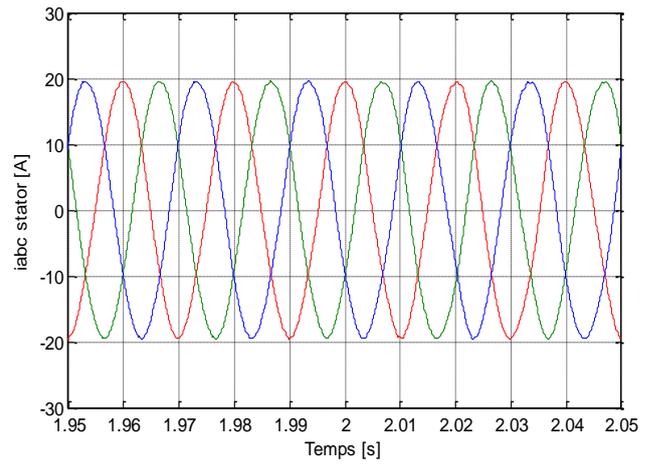


Figure III-71-a: Zoom sur l'allure des courants statoriques

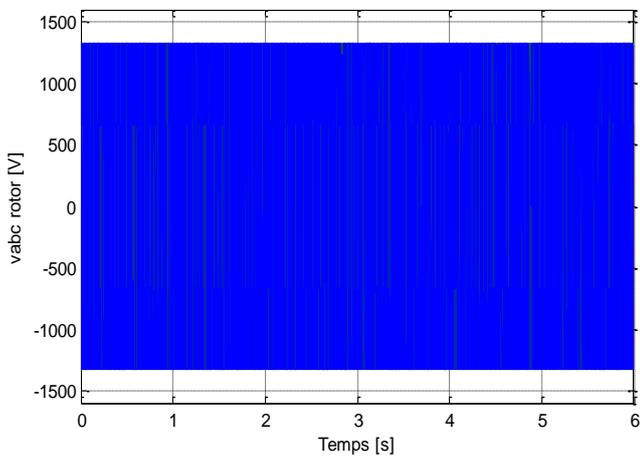


Figure III-72 : Allure des tensions rotoriques

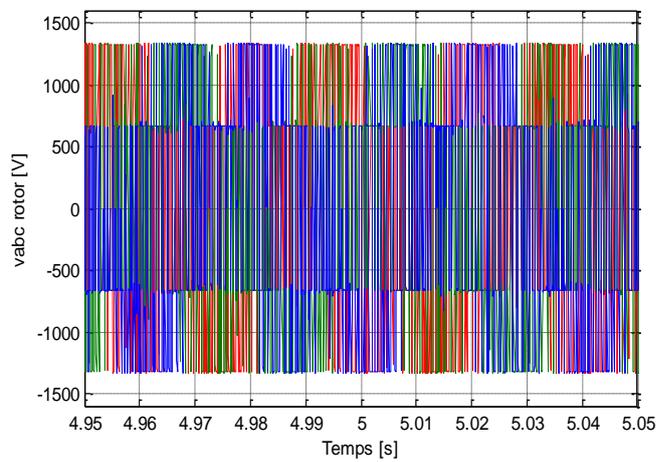


Figure III-72-a : Zoom sur l'allure des tensions rotoriques

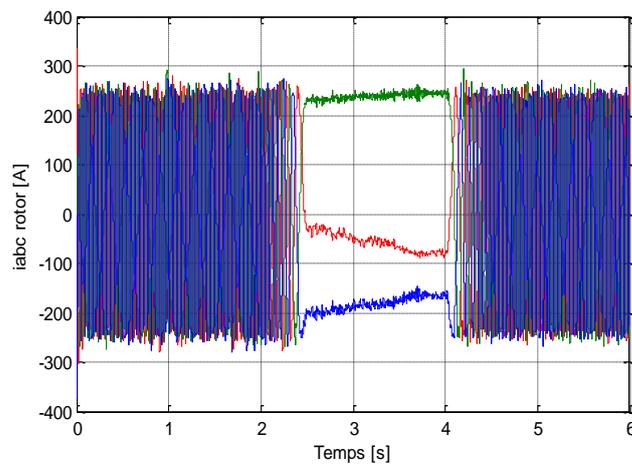


Figure III-73 : Allure des courants rotoriques

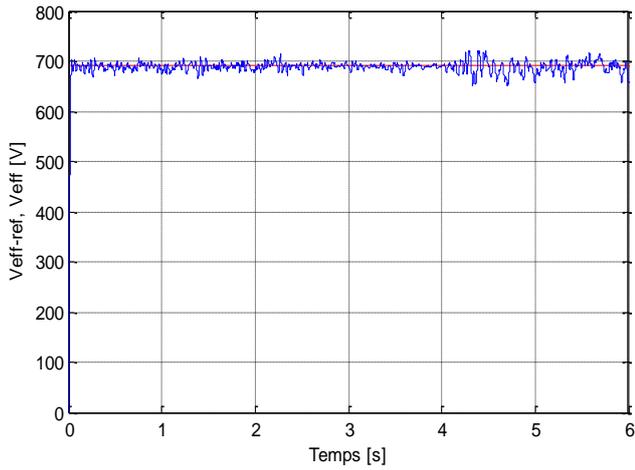


Figure III-74 : Allure de la tension statorique efficace

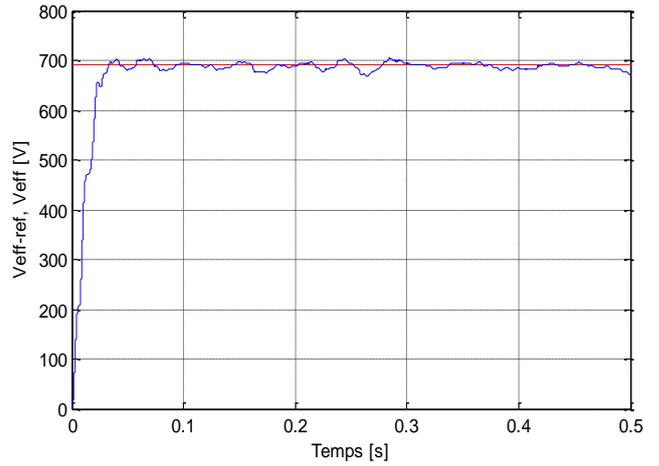


Figure III-74-a : Zoom sur l'allure de la tension statorique efficace

III.6.3.2 Charge inductive (R,L)

La machine débite sur une charge inductive ($R = 50\Omega$, $L = 0.01H$).

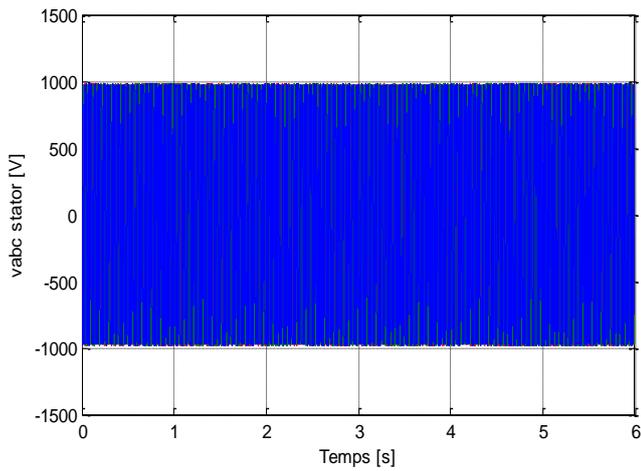


Figure III-75: Allure des tensions statoriques

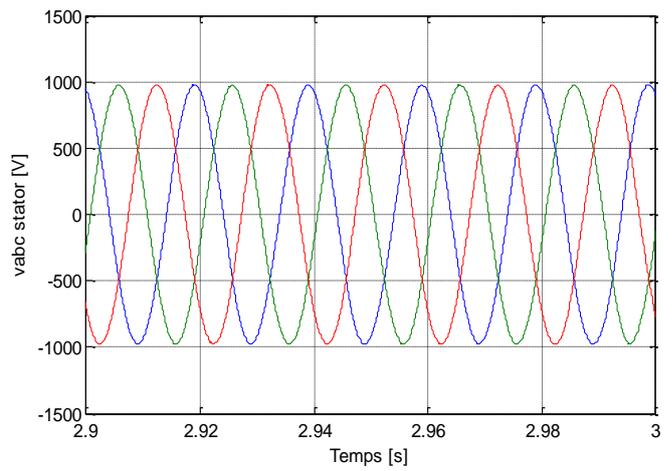


Figure III-75-a: Zoom sur l'allure des tensions statoriques

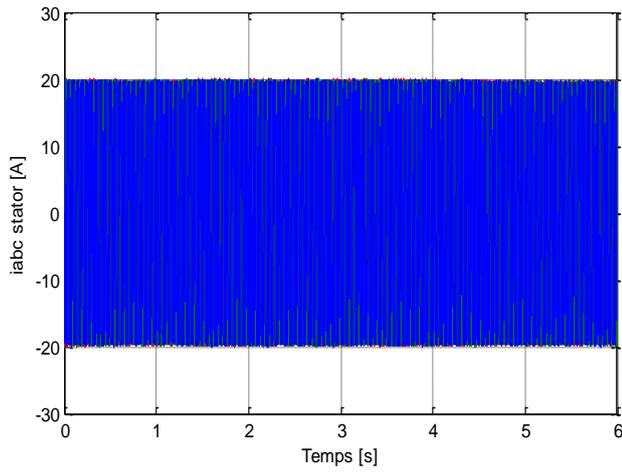


Figure III-76: Allure des courants statoriques

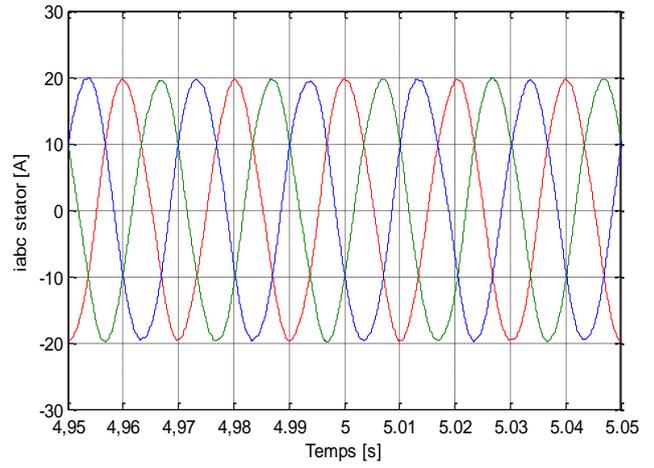


Figure III-76-a: Zoom sur l'allure des courants statoriques

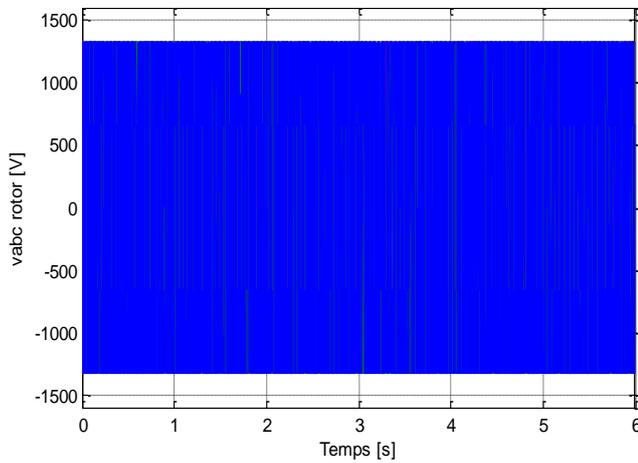


Figure III-77: Allure des tensions rotoriques

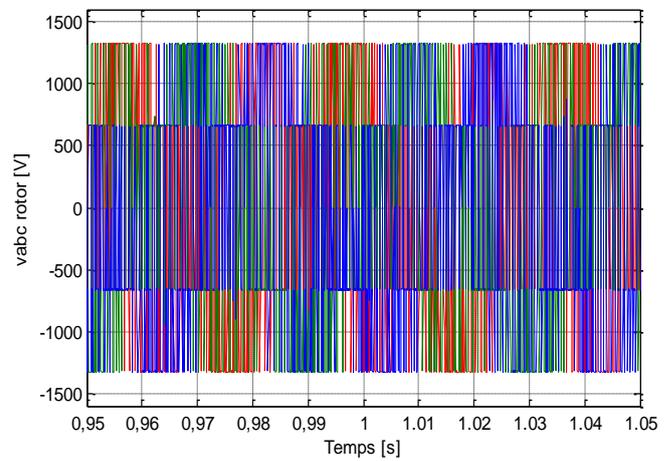


Figure III-77-a : Zoom sur l'allure des tensions rotoriques

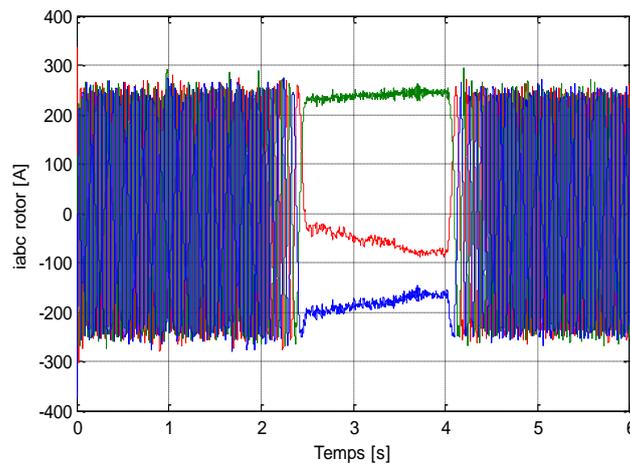


Figure III-78 : Allure des courants rotoriques

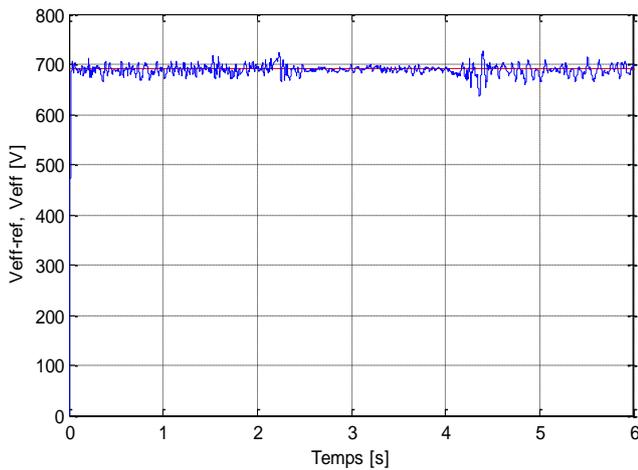


Figure III-79 : Allure de la tension statorique efficace

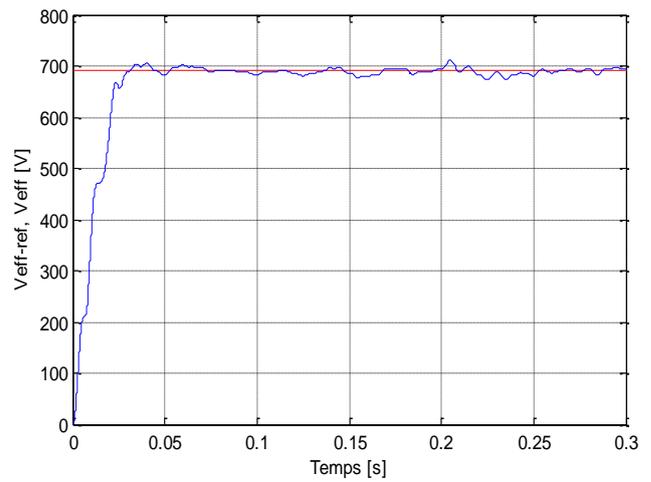


Figure III-79-a : Zoom sur l'allure de la tension statorique efficace

III.6.3.3 Charge capacitive (R,C)

La machine débite sur une charge capacitive ($R = 50\Omega$, $C = 500\mu$).

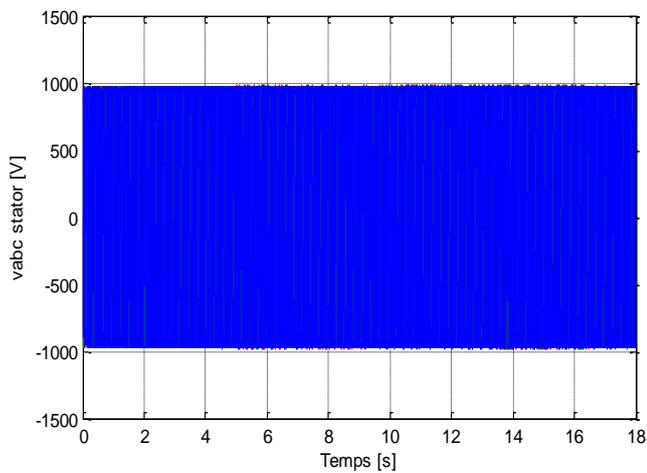


Figure III-80: Allure des tensions statoriques

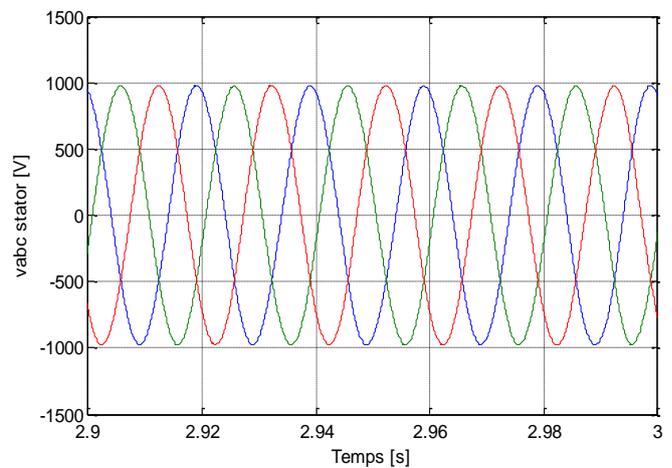


Figure III-80-a: Zoom sur l'allure des tensions statoriques

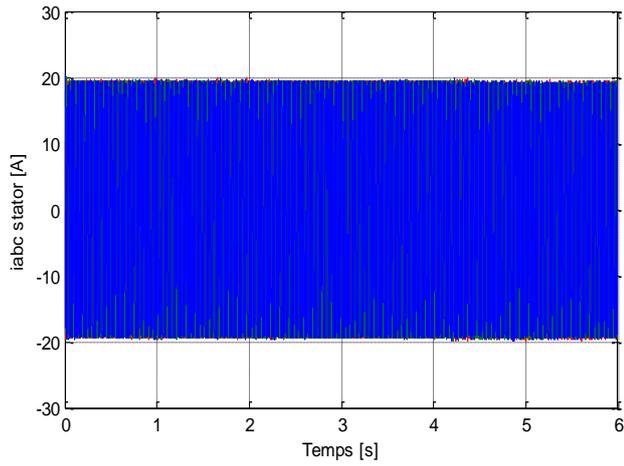


Figure III-81: Allure des courants statoriques

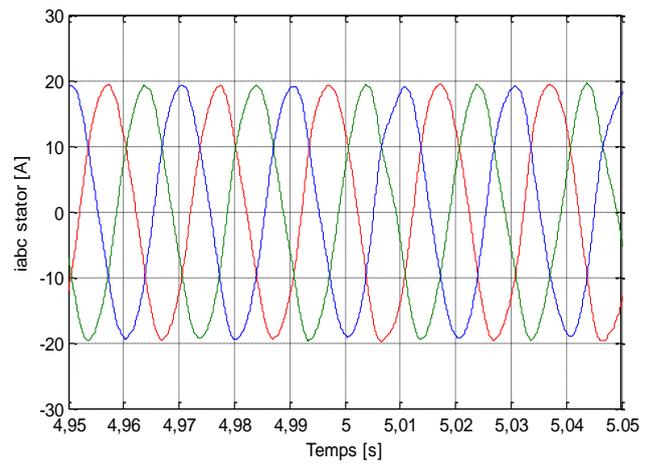


Figure III-81-a: Zoom sur l'allure des courants statoriques

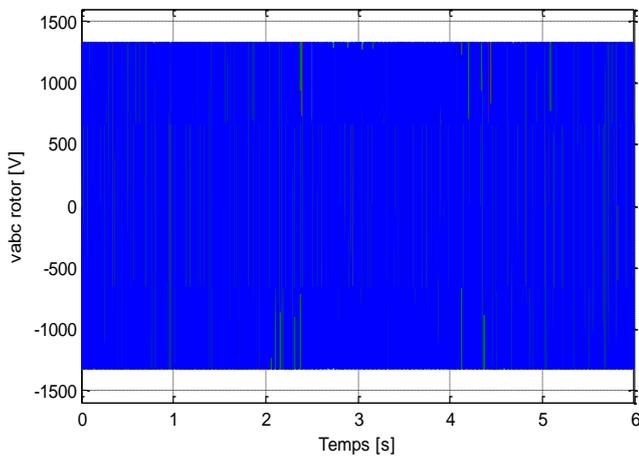


Figure III-82: Allure des tensions rotoriques

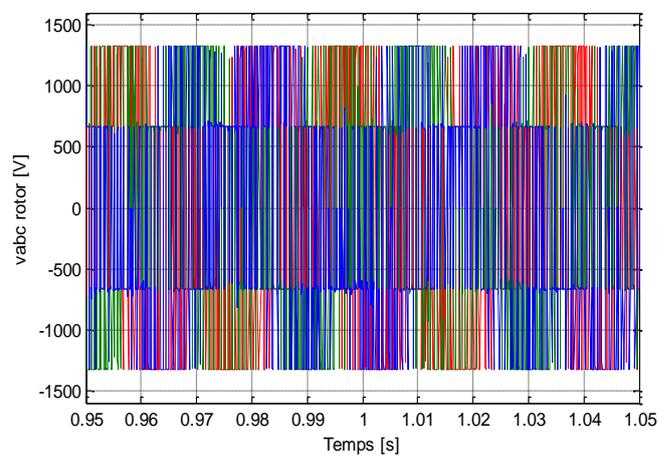


Figure III-82-a: Zoom sur l'allure des tensions rotoriques

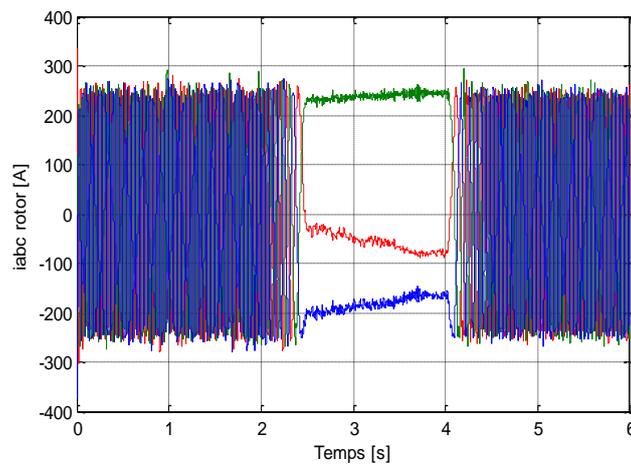


Figure III-83: Allure des courants rotoriques

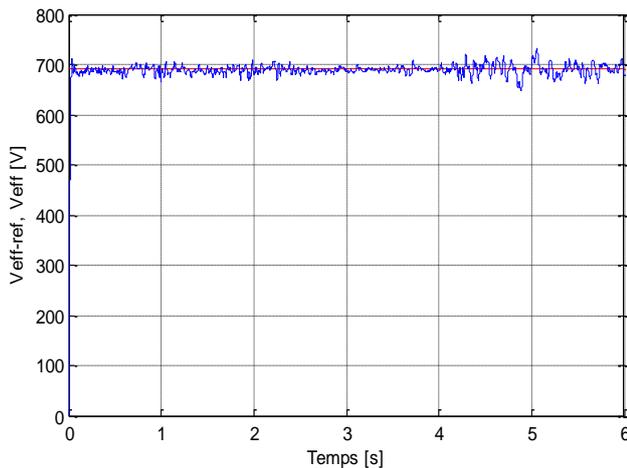


Figure III-84: Allure de la tension statorique efficace

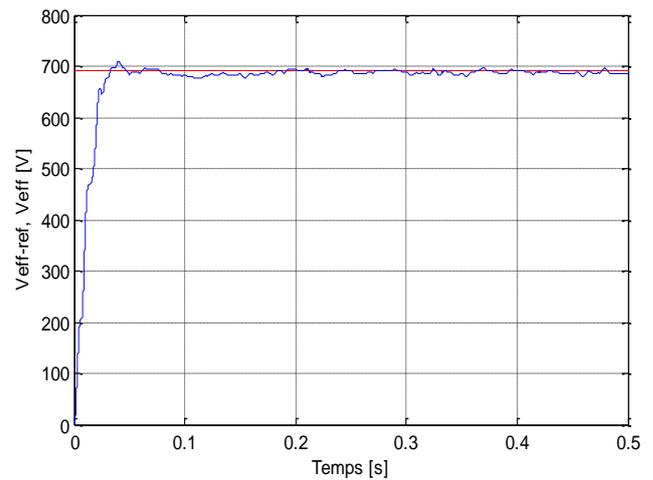


Figure III-84-a: Zoom sur l'allure de la tension statorique efficace

III.7 Conclusion

Dans ce chapitre un état de l'art regroupant l'ensemble des travaux qui sont effectués sur les réseaux autonomes basé sur les machines asynchrone doublement alimentées, que nous avons choisis de sélectionner pour commencer notre étude, a été présenté. A chaque fois, nous avons taché de présenter dans quelle configuration de commande l'auteur s'est placé et quelle a été sa thématique de recherche.

Dans ce chapitre, on a commencé par présenter les modèles de différentes parties utilisées pour la simulation du système autonome global. Le modèle de la batterie d'accumulateurs a été abordé, et on a enchainé avec celui du hacheur élévateur et abaisseur de tension.

Ainsi en s'appuyant sur l'ensemble des articles et travaux déjà parus sur le thème traité, on a proposé une stratégie de contrôle pour régler la tension et la fréquence de la MADA débitant sur un réseau autonome en se basant sur le principe de l'orientation du flux statorique. Le contrôle a été réalisé en utilisant deux boucles de régulation. La première consiste à asservir la tension statorique à une valeur désirée. Les deux boucles de régulation des courants rotoriques sont élaborées en utilisant des régulateurs classiques de type PI. On peut noter que les tensions statoriques ne sont pas perturbées malgré la variation de la vitesse ($\pm 50\%$ de la vitesse de synchronisme) et la fréquence statorique est toujours égale à 50Hz.

L'évolution du système pour une variation de la charge est testé pour les trois modes de fonctionnement de la MADA sur différentes charges (R, RL, RC), et les résultats de simulation ont

démontré que le contrôle proposé est capable de rejeter des perturbations extérieures comme les variations de la charge et de la vitesse d'entraînement même sur une grande plage de transition.

En outre, cet aspect de contrôle est également fondamental dans les applications embarquées vu sa simplicité et sa facilité de mise en œuvre.

Conclusion

Générale

Conclusion générale

Le travail mené dans ce mémoire a pour objectif d'étudier le fonctionnement de la génératrice asynchrone à double alimentation en fonctionnement autonome et de quantifier ses performances dans l'optique d'une utilisation dans les réseaux embarqués.

Notre étude s'est portée sur une génératrice asynchrone doublement alimentée de 1.5 MW connectée au réseau dans la première partie du travail, et débitant sur un réseau autonome dans la seconde partie.

Au cours du premier chapitre, nous avons commencé par présenter l'état de l'art des architectures utilisées dans les réseaux embarqués, puis nous avons présenté les différentes structures des générateurs électriques et les convertisseurs statiques associés dans ce type de réseau. Ainsi on a porté un intérêt particulier pour l'architecture utilisant des MADA vu que c'est une machine qui conquiert les domaines des puissances élevées, de plus elle offre plusieurs possibilités de reconfiguration grâce à sa double alimentation et sa grande plage de variation de vitesse.

Dans le deuxième chapitre, une modélisation de différentes parties du système étudié a été présentée. Le modèle du générateur basé sur la machine asynchrone à double alimentation qui est alimentée par deux convertisseurs de puissance bidirectionnels au niveau du rotor et dont le stator est connecté directement au réseau. Le modèle des différents convertisseurs de puissance utilisés est présenté ainsi que la modélisation de la liaison au réseau. Pour piloter la MADA, une technique de commande vectorielle en puissance à base des régulateurs PI a été abordée en prenant comme grandeurs de commande les tensions rotoriques. Les résultats de simulation attestent favorablement la modélisation proposée et montrent bien que le contrôle découplé en puissance, présente la simplicité de mise en œuvre et de hautes performances dans le cas des entraînements à vitesse variable, et nous avons constaté que les différentes caractéristiques de la machine dépendent directement du glissement ainsi que de l'alimentation du stator et du rotor.

Dans le troisième chapitre, nous nous sommes focalisés sur l'étude de la génératrice asynchrone à double alimentation en fonctionnement autonome. On a commencé par présenter les modèles de différentes parties utilisées pour la simulation du système autonome global. Le modèle de la batterie d'accumulateurs a été abordé, et on a enchaîné avec celui du hacheur élévateur et abaisseur de tension.

Ainsi en s'appuyant sur l'ensemble des articles et travaux déjà parus sur le thème traité, on a proposé une stratégie de contrôle pour régler la tension et la fréquence de la MADA débitant sur un réseau autonome en se basant sur le principe de l'orientation du flux statorique. Le contrôle a été réalisé en utilisant deux boucles de régulation. La première consiste à asservir la tension statorique à une valeur désirée. Les deux boucles de régulation des courant rotoriques sont élaborées en utilisant des régulateurs classiques de type PI. On peut noter que les tensions statoriques ne sont pas perturbées malgré la variation de la vitesse ($\pm 50\%$ de la vitesse de synchronisme) et la fréquence statorique est toujours égale à 50Hz.

L'évolution du système pour une variation de la charge est testée pour les trois modes de fonctionnement de la MADA sur différentes charges (R, RL, RC), et les résultats de simulation ont démontré que le contrôle proposé est capable de rejeter des perturbations extérieures comme les variations de la charge et de la vitesse d'entraînement même sur une grande plage de transition.

Pour la continuité de ce travail, on peut dresser les perspectives de recherche associées au thème abordé dans ce mémoire.

- Les perspectives concernant l'architecture porte sur l'étude et la simulation du système globale constitué de quatre générateurs conformes à un cahier des charges précis d'application aéronautique.
- Dans le domaine de la modélisation, on peut proposer d'affiner le modèle établis de la MADA pour prendre en compte les pertes fer et intégrer les phénomènes de saturations magnétique.
- Pour la commande, on envisage l'utilisation des régulateurs avancé à la place des régulateurs classiques PI et des filtres actifs pour le réglage de la tension et de la fréquence statorique.

Références

Bibliographiques

Bibliographie

- [Abd 11] **F.Abdoune**, “Etude et contrôle des aérogénérateurs basés sur les machines asynchrone à rotor bobiné”, Mémoire de magister de l’université de Bejaia, Algérie, Octobre 2011.
- [Aim 04] **S.El Aimani** “Modélisation de différentes technologies d’éoliennes intégrées dans un réseau de moyenne tension”, Thèse de doctorat de l’école centrale de l’université des sciences et technologies de Lille, France, Décembre 2004.
- [Aou 05] **D.Aouzellag, K.Ghedamsi, E.M.Berkouk** “Modeling of doubly fed induction generator with variable speed wind turbine for network power flow control”, WSEAS Transaction on Power System, pp: 1995-2000, Issue 12, Volume 1, December 2005.
- [Bar 05] **F.Barruel**, “Analyse et conception des systèmes électriques embarqués. Application aux réseaux de bord d’avion”, Thèse de doctorat de l’université Joseph Fourier, France, Juillet 2005.
- [Bau 09] **C.Baumann**, “Architecture et gestion d’un réseau continu maillé haute-tension pour l’aéronautique”, Thèse de doctorat de l’université de Toulouse, France, Mars 2009.
- [Bel 2010] **C.Belfedal, et all**, “Robust control of doubly fed induction generator for stand-alone applications”, Electric Power System Research, Vol. 80, Pages: 230 – 239, 2010.
- [Ber 11] **D.Bérubé**, “Conception et simulation d’une alimentation hybride de secours pour un avion plus électrique”, Maitrise en génie électrique, Ecole de technologie supérieure, Université du Québec, Décembre 2011.
- [Boy 06] **A.Boyette**, “Contrôle-commande d’un générateur asynchrone à double alimentation Avec système de stockage pour la production éolienne”, Thèse de doctorat de l’université Henri Poincaré, Nancy I, France, décembre 2006.
- [Com 05] **C.Combert** “Simulation temps-réel des dispositifs d’électronique de puissance dédiés aux réseaux d’énergie électrique”, Thèse de doctorat de l’institut polytechnique de Grenoble, France, septembre 2005.
- [Den 09] **A.Dendouga**, “Contrôle des puissances active et réactive de la machine à double alimentation”, Thèse de doctorat de l’université de Batna, Algérie, 2009.

- [Dri 05] **S.Drid** “Contribution à la modélisation et à la commande robuste d’une machine à induction double alimentée à flux orienté avec optimisation de la structure d’alimentation”, Thèse de doctorat de l’université de Batna, Novembre 2005.
- [Ema 00] **A.Emadi, M.Ehsani**, “Aircraft power systems : Technology state of the art, and future trends ”, Aerospace and Electronic Systems Magazine, IEEE, Jan 2000, Volume 15, Issue1,Page(s): 28 - 32.
- [For 07] **D.G.Forchetti et all**, “A control strategy for stand-alone wound rotor induction machine”, Electric Power System Research, Vol. 77, Pages: 163 – 169, 2007.
- [Hoc 88] **C.Hochgraf, R.H.Lasseter** “Statcom controls for operation with unbalanced voltages”, IEEE Trans. Power Deliv, Pages: 538 – 544, 1988.
- [Idj 10] **K.Idjdarene** “Contribution à l’étude et la commande de génératrice asynchrones à cage dédiées à des centrales éoliennes autonomes”, Thèse de doctorat de l’université de Béjaia (Algérie) et de l’université de Lille1 (France), Mai 2010.
- [Jia 09] **H.Jiabing, H.Yikang** “Modeling and enhanced control of DFIG under unbalanced grid voltage conditions”, Electric Power System Research, Vol. 79, Pages: 273 – 281, 2009.
- [Khe 07] **L.Khettache**, “Etude et commande d’un système éolien à base d’une machine électrique double alimentée”, Mémoire de magister de l’université de Batna, Algérie, 2007.
- [Kho 06] **S.Khojet El Khil**, “Commande vectorielle d’une machine asynchrone doublement alimentée (MADA)”, Thèse de doctorat de l’institut national polytechnique de Toulouse, France, Décembre 2006.
- [Lad 04] **P.Ladoux, F.Richardeau, L.Raulin**, “Electronique de puissance pour la qualité de l’énergie des réseaux de bord d’avion”, Club EEA, Mars 2004, Cergy-Pontoise.
- [Lan 04] **O.Langlois, E.Foch, X.Roboam, H.Piquet**, “De l’avion plus électrique à l’avion tout électrique : Etat de l’art et prospective sur les réseaux de bord”, Club EEA, Mars 2004, Cergy-Pontoise.
- [Lan 06] **O.Langlois**, “Conception d’un réseau de secours électrique pour l’aéronautique”, Thèse de doctorat de l’institut national polytechnique de Toulouse, France, juin 2006.

- [Ler 06] **M.Leroy**, “Etude et mise au point de motoventilateurs à haute performance pour l’aéronautique”, Thèse de doctorat de l’institut national polytechnique de Toulouse, France, Novembre 2006.
- [Lev 97] **D.Levy** “Stand alone induction generators”, Electric Power System Research, Vol. 41, Pages: 191 – 201, 1997.
- [Lia 98] **Y.W.Liao, E.Levi**, “Modeling and simulation of a stand-alone induction generator with rotor flux oriented control”, Electric Power System Research, Vol. 46, Pages: 141 – 152, 1998.
- [Mat 09] **Mathworks** « Battery », Documentation SimPowerSystems de Matlab *R2009b* .
- [Mav 07] **J.Mavier**, “Convertisseurs génériques à tolérance de panne : Application pour le domaine aéronautique ”, Thèse de doctorat de l’institut national polytechnique de Toulouse, France, Mars 2007.
- [Naa 10] **A.Naamane, N.K.Msirdi** “Double feed induction generator control for an urban wind turbine”, International Renewable Energy Congress, Sousse, Tunisia, November 5-7, 2010.
- [Nfo 06] **G.Nfonguem**, “Contribution au développement d’actionneurs plus électriques–modélisation inverse et composants mécaniques spécifiques à une application aéronautique ”, Thèse de doctorat de l’Institut National des Sciences Appliquées de Toulouse (INSA), France, Janvier 2006.
- [Ngu 08] **H.Nguyen Huu**, “Méthode et outils pour la conception de composants intégrés dans un réseau électrique embarqué”, Thèse de doctorat de l’université Joseph Fourier , France, Novembre 2008.
- [Pat 08] **N.Patin**, “Analyse d’architectures, modélisation et commande de générateurs pour réseaux autonomes ”, Thèse de doctorat de l’école normale supérieure de Cachan, France, Janvier 2008.
- [Pen 09] **R.Pena et all**, “Control strategy for a doubly-fed induction generator feeding an unbalanced grid or stand-alone load”, Electric Power System Research, Vol. 79, Pages: 355 – 364, 2009.

- [Pha1 2010] **V.T.Phan, H.H.Lee** “Enhanced proportional-resonant current controller for unbalanced stand alone DFIG-based wind turbines”, *Journal of Electrical Engineering and Technology*, Vol. 5, N° 3, Pages: 443 – 450, 2010.
- [Pha2 2010] **V.T.Phan, H.H.Lee, T.W.Chun** “An improved control strategy using a PI-Resonant controller for an unbalanced stand-alone doubly-feed induction generator ”, *Journal of Power Electronics*, Vol. 10, N° 2, March 2010.
- [Pha3 2010] **V.T.Phan, H.H.Lee, T.W.Chun** “An effective rotor current controller for unbalanced stand-alone DFIG systems in the rotor reference frame”, *Journal of Power Electronics*, Vol. 10, N° 6, November 2010.
- [Poi 03] **F.Poitiers**, “Etude et commande de génératrices asynchrones pour l’utilisation de l’énergie éolienne : Machine asynchrone à cage autonome ; Machine asynchrone à double alimentation reliée au réseau”, Thèse de doctorat de l’école polytechnique de l’université de Nantes, France, Décembre 2003.
- [Poi 09] **F.Poitier, T.Bouaouiche, M.Machmoum**, “Advanced control of double feed induction generator for wind energy conversion”, *Electric power system research* 79 (2009) 1085-1096, February, 2009.
- [Raj 2009] **L.Rajaji, C.Kumar** “Neural network controller based induction generator for wind turbine applications”, *Indian Journal of Science and Technology*, Vol. 2, N° 2, February 2009.
- [Rek 07] **D.Rekioua, D.Aouzellag, S.Taraft** “Etude des performances de la MADA dans une éolienne à vitesse variable connectée au réseau”, *ICRE 07 University of Bejaia* ,pp 1-6, 2007.
- [Ret 03] **N.Retière**, “Modéliser et concevoir les réseaux d’énergie électrique”, Habilitation à diriger des recherches, UJF, Novembre 2003.
- [Ros 07] **J.A.Rosero, et all**, “Moving towards a more electric aircraft”, *Aerospace and Electronic Systems Magazine*, IEEE, March 2007, Volume 22, Issue 3, Page(s): 3 – 9.

- [Sal 07] **G.Salloum**, “Contribution à la commande robuste de la machine asynchrone à double alimentation ”, Thèse de doctorat de l’institut national polytechnique de Toulouse, France, Mars 2007.
- [Tao 2011] **W.Tao, L.Yongbo, W.Xuefan** “The research of stand-alone power generation with a novel wounded rotor BDFM”, International Workshop of Automobile, Power and Energy Engineering, Procedia Engineering, Vol. 16, Pages: 101 – 107, 2011.
- [Tar 08] **S.Tarafi**, “Etude du stockage inertiel d’énergie dans une chaîne de conversion éolienne à vitesse variable basée sur une machine asynchrone à double alimentation”, Mémoire de Magister en électrotechnique de l’université de Bejaia, Mai 2008.
- [Vid 04] **P.Vidal**, “Commande non-linéaire d’une machine asynchrone à double alimentation ”, Thèse de doctorat de l’institut national polytechnique de Toulouse, France, Décembre 2004.
- [Wei 93] **J.A.Weimer**, “Electical power technology for the more electric aircraft”, Digital Avionics Systems Conference, 1993. 12th DASC, AIAA/IEEE, 25 - 28 Oct. 1993, Page(s): 445 – 450.
- [Zha 08] **H.Zhang et al**, “Comparaison of technical features between a more electric aircraft and a hybrid electric vehicle”, 2008 IEEE Vehicle Power And Propulsion Conference, Harbin China, 3 – 5 Sept. 2008.
- [Zha 09] **H.Zhang et al**, “Electrical features comparaison between more electric aircraft and a hybrid electric vehicles”, Electromotion Journal Vol. 16/2009, Pages: 111 – 119.
- [Zha 10] **H.Zhang**, “Gestion décentralisée de réseaux continus à forte disponibilité en aéronautique”, Thèse de doctorat de l’université Lille1, France, 2010.

Annexes

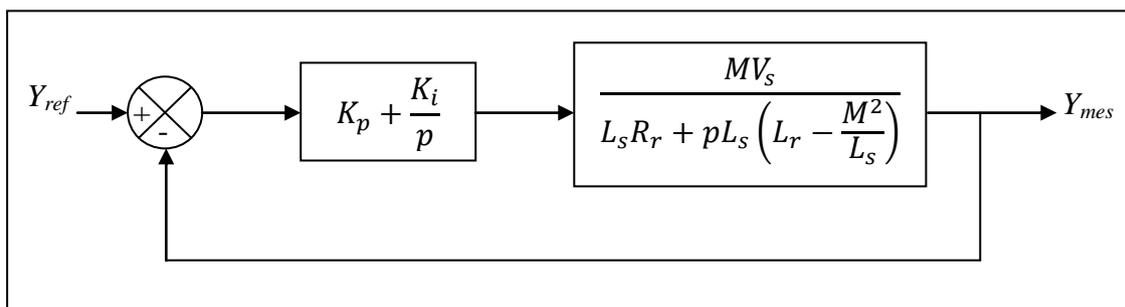
ANNEXE A

Synthèse des régulateurs PI

1. Régulateur de puissance

Le régulateur PI reste le plus communément utilisé pour la commande de la MADA en génératrice, ainsi que dans de nombreux systèmes de régulation industriels. Il est simple et rapide à mettre en œuvre tout en offrant de meilleures performances tant au niveau de la dynamique qu'à celui de la robustesse et du rejet de perturbations.

Dans la littérature, il existe plusieurs méthodes de la conception des régulateurs PI. Dans notre travail, nous nous intéressons à la méthode de conception qui est basée sur la compensation de la constante de temps du régulateur avec celle du processus à réguler.



La fonction de transfert du correcteur est donnée par :

$$C(p) = K_p + \frac{K_i}{p}$$

et celle du système par :

$$H(p) = \frac{MV_s}{L_s R_r + p L_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right)}$$

La fonction de transfert en boucle ouverte du système corrigé est donnée par :

$$FTBO = \frac{p + \frac{K_i}{K_p}}{\frac{p}{K_p}} \cdot \frac{\frac{MV_s}{L_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right)}}{p + \frac{L_s R_r}{L_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right)}}$$

Afin d'éliminer le zéro présent sur la fonction de transfert, nous choisissons la méthode de compensation de pôles pour la synthèse du régulateur, ce qui se traduit par l'égalité suivante :

$$\frac{K_i}{K_p} = \frac{L_s R_r}{L_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right)}$$

Cette relation montre que les gains du régulateur sont calculés en fonction des paramètres réels de la machine. Si les paramètres réels sont différents de ceux utilisés dans la synthèse, la compensation est inefficace. Après compensation, la fonction de transfert en boucle ouverte devient :

$$FTBO = \frac{K_p \frac{MV_s}{L_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right)}}{p}$$

La fonction de transfert en boucle fermée s'exprime alors par :

$$FTBF = \frac{1}{1 + p\tau_r}$$

$$\tau_r = \frac{1}{K_p} \frac{L_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right)}{MV_s}$$

Ainsi, on peut exprimer les gains k_p et k_i en fonction du temps de réponse et des paramètres de la machine par :

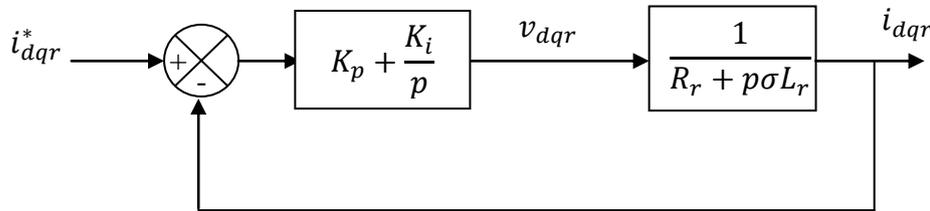
$$K_p = \frac{1}{\tau_r} \frac{L_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right)}{MV_s}$$

$$K_i = \frac{1}{\tau_r} \frac{L_s R_r}{MV_s}$$

Notons ici que la méthode de compensation des pôles s'avère la plus efficace pour garantir une rapidité du système, mais il est évident qu'elle n'est pas la seule pour la synthèse des régulateurs PI.

2. Régulateur de courants rotoriques

En négligeant l'effet de la perturbation sur la boucle de régulation, on obtient le schéma suivant :



Pour calculer les paramètres K_p et K_i du régulateur PI , plusieurs méthodes sont utilisées, ici on opte pour la méthode de la compensation de la constante du temps.

La fonction de transfert du correcteur est donnée par :

$$C(p) = K_p + \frac{K_i}{p}$$

Celle du système par :

$$H(p) = \frac{1}{R_r + p\sigma L_r}$$

La fonction de transfert du système corrigé en boucle ouverte est :

$$FTBO = \frac{p + \frac{K_i}{K_p}}{\frac{p}{K_p}} \cdot \frac{1}{\sigma L_r} \cdot \frac{1}{p + \frac{R_r}{\sigma L_r}}$$

Après compensation on trouve :

$$\frac{K_i}{K_p} = \frac{R_r}{\sigma L_r}$$

La fonction de transfert en boucle fermée s'écrit :

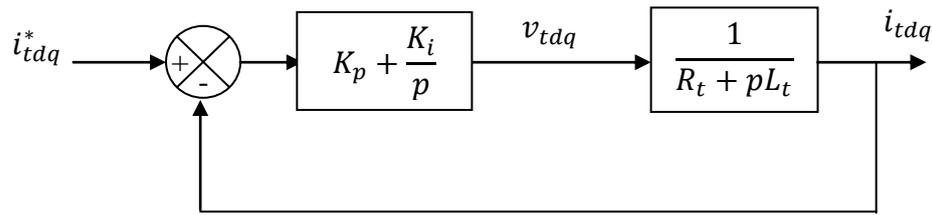
$$FTBF = \frac{H_{BO}(p)}{1 + H_{BO}(p)} = \frac{1}{1 + p\tau}$$

Ainsi, on aura :

$$\begin{aligned} FTBF &= \frac{\frac{K_p}{p\sigma L_r}}{1 + \frac{K_p}{p\sigma L_r}} \\ &= \frac{K_p}{K_p + p\sigma L_r} \\ &= \frac{1}{1 + p\frac{\sigma L_r}{K_p}} \end{aligned}$$

Donc : $\tau = \frac{\sigma L_r}{K_p} \Rightarrow K_p = \frac{\sigma L_r}{\tau}$ et $K_i = \frac{R_r}{\tau}$ avec : τ : temps de réponse à imposer au système pour avoir la dynamique désirée.

3. Régulateur de courants transients le filtre



On précède de la même manière :

$$H(p) = \frac{1}{R_r + p\sigma L_r}$$

La fonction de transfert du système corrigé en boucle ouverte est :

$$FTBO = \frac{p + \frac{K_i}{K_p}}{\frac{p}{K_p}} \cdot \frac{\frac{1}{L_t}}{p + \frac{R_t}{L_t}}$$

Après compensation on trouve :

$$\frac{K_i}{K_p} = \frac{R_t}{L_t}$$

Et celle en boucle fermée est :

$$FTBF = \frac{1}{1 + p \frac{L_t}{K_p}}$$

Le temps de réponse t_r du système bouclé pour atteindre 95 % de la de la consigne vaut :

$$t_r = 3\tau = 3 \frac{L_t}{K_p}$$

Donc : $K_p = \frac{3L_t}{t_r}$ et $K_i = \frac{3R_t}{t_r}$

Annexe B

Les paramètres de la MADA utilisée sont donnés par le tableau suivant:

Tableau1 : Paramètre de la MADA

Puissance nominale	$P_n = 1.5 \text{ MW}$
Tension nominale	$V_n = 690 \text{ V}$
Vitesse nominale	$\Omega_n = 1500 \text{ tr/mn}$
Fréquence nominale	$f_s = 50 \text{ Hz}$
Nombre de paire de pôles	$P = 2$
Résistance d'une phase statorique	$R_s = 0.012$
Résistance d'une phase rotorique	$R_r = 0.021$
Inductance cyclique d'une phase statorique	$L_s = 13.732 \text{ mH}$
Inductance cyclique d'une phase rotorique	$L_r = 13.703 \text{ mH}$
Inductance mutuelle stator/rotor	$M = 13.528 \text{ mH}$

Tableau2 : Paramètre de la connexion au réseau

Bus continu	Tension	$u_{dc} = 2000 \text{ V}$
	Capacité	$C = 5000 \mu\text{F}$
Filtre	Résistance	$R_t = 0.002e - 3 \Omega$
	Inductance	$L_t = 5e - 3 \text{ H}$
	Temps de réponse	$T_r = 0.001 \text{ s}$
Réseau	Tension simple efficace	$V = 690 \text{ V}$
	Fréquence	$f_s = 50 \text{ Hz}$

Résumé : L'objectif de ce travail est de proposer un système d'alimentation autonome (sans raccordement au réseau) dédié à des applications aéronautiques en se basant sur la machine asynchrone à double alimentation (MADA). La configuration choisie nous a permis un gain en terme de masse et d'encombrement qui est l'objectif recherché dans les systèmes embarqués. Elle consiste à l'utilisation de deux convertisseurs bidirectionnels (DC/DC et DC/AC) du côté rotor alimenté directement par une source d'énergie continue, qui est une batterie d'accumulateurs qui se charge et se décharge selon le mode de fonctionnement de la MADA. La stratégie de contrôle proposé est basée sur le principe de l'orientation du flux statorique en utilisant les tensions rotoriques comme variables de commande. Les résultats de simulation montrent que le contrôle permet le réglage de la tension et de la fréquence statorique à des valeurs constantes malgré les contraintes extérieures dues à la variation de la charge et de la vitesse du rotor.

Mots clés : MADA, réseau autonome, convertisseurs DC/DC et DC/AC bidirectionnels, batterie d'accumulateurs, réglage de la tension et de la fréquence statorique.

Abstract: The aim of this work is to propose an autonomous power supply system (without grid connection) dedicated to aeronautical applications based on the double-fed induction machine (DFIG). The chosen configuration allows us to gain in terms of weight and bulk that is the goal in embedded systems. It involves the use of two bidirectional converters (DC/DC and DC/AC) side of the rotor fed directly by a DC power source, which is a storage battery which charges and discharges according to the operating mode of the DFIG. The control strategy is proposed based on the principle of the orientation of the stator flux using rotor voltages as control variables. Simulation results show that the control allows the adjustment of the voltage and the stator frequency at constant values in spite of the external stresses due to the variation of the load and the speed of the rotor.

Keywords: DFIG, autonomous network, bidirectional converters (DC/DC and DC/AC), storage battery, adjustable voltage and stator frequency.

الملخص: الهدف من هذا العمل هو اقتراح التحكم الذاتي لنظام امدادات الطاقة (خارج الشبكة) مخصصة لتطبيقات الملاحة الجوية يعتمد على الالة الغير المتزامنة المزدوجة التغذية (MADA). اختيار التكوين يسمح لنا الكسب من حيث الوزن والسائبة وهذا هو الهدف في النظم المضمنة. أنه ينطوي على استخدام اثنين من محولات ثنائية الاتجاه (DC/DC et DC/AC) من جانب الدوار بوا سطة تغذية مباشرة من مصدر طاقة , وهو البطارية الثانوية التي تشحن و تصرف وفقا لطريقة تشغيل الالة الغير المتزامنة المزدوجة التغذية. استراتيجية التحكم المقترحة معتمدة علي مبداء توجيه التدفق في الجزء الثابت باستخدام متغير التحكم التوتر من جهة الدوار. نتائج المحاكاة تبين أن التحكم يسمح بتعديل التوتر و التردد الى قيم ثابتة في الجزء الثابت على الرغم من العواقب الخارجية نظرا لاختلاف الحمل و سرعة الدوران.

كلمات البحث: MADA ,شبكة مستقلة, محولات ثنائية الاتجاه (DC/DC et DC/AC) , بطارية الشحن, تعديل التوتر و التردد الثابت.