

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي و البحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة الدكتور الطاهر مولاي سعيـدة-

Université Saida Dr Tahar Moulay –

Faculté de TECHNOLOGIE



MEMOIRE

Mémoire de fin d'études présenté pour l'obtention du Diplôme de MASTER

En : Électrotechnique

Spécialité : Électrotechnique Industrielle

Par : BOUSSAID Oussama et LEMTOUCHE Walid

Sujet

**Modélisation dynamique et commande d'un réseau électrique
embarqué mono-alternateur**

Soutenue publiquement en **19/06/2023** devant le jury composé de :

Mr. TERRAS Tahar	MCA	Univ. Saida	Président
Mr. BENMAHDJOUR Mohammed Amin	MAB	Univ. Saida	Rapporteur
Mr. BENYAHIA Mokhtar	MCA	Univ. Saida	Examineur

Année universitaire 2022/2023



REMERCIEMENTS

Nous Remerciements Premièrement, nous remercions dieu, le tout puissant, de nous avoir donné la santé et la volonté pour faire cet humble travail.

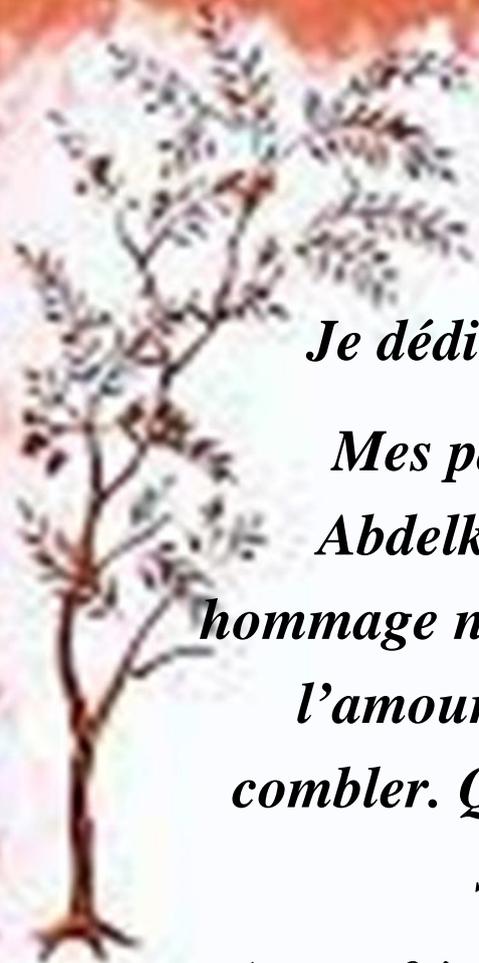
Ainsi, nous tenons également à exprimer nos vifs remerciements à notre encadreur Dr. Mohammed Amin BENMAHDJOUB

pour avoir d'abord proposée ce thème,

Nous tenons à remercier vivement toutes personnes qui nous ont aidé à élaborer et réaliser ce mémoire, ainsi à tous ceux qui nous ont aidés de près ou de loin à accomplir ce travail.

Nos remerciements vont aussi à tous les enseignants et le chef de département Dr. Amara mohamed qui a contribué à notre formation par ailleurs, Nos remerciements à tous les membres du jury qui ont accepté de juger notre travail.

En fin, nous tenons à exprimer notre reconnaissance à tous nos amis et collègues pour le soutien moral.



Dédicaces

Je dédie ce modeste travail à :

*Mes parents et mon grand frère
Abdelkader BOUSSAID. Aucun
hommage ne pourrait être à la hauteur de
l'amour, dont ils ne cessent de me
combler. Que Dieu leur procure Bonne
santé et longue vie.*

A mes frères Aymen, Zakaria et Salah ;

A ma famille BOUSSAID et BOUARFA ;

*A toutes mes oncles et mes tantes ; A tous mes
amis en particulier Benali et Halim, A mon
binôme Walid, la famille Lemtouche, et à tous
ceux qui ont contribué de près ou de loin pour que
ce projet soit possible, je vous dis merci j'aime.*

Oussama



Dédicaces

Je dédie ce travail :

*A Mes chers parents, sans eux, je ne serais pas
où je suis aujourd'hui.*

*J'avoue que c'est grâce à leur sacrifice je
suis arrivé à devenir ce que je suis
aujourd'hui. Je ne vous remercierai
jamais assez pour ce que vous avez été
pour moi et continuez à être.*

*A mes frères Imad et Fouad , et ma sœur
Wafaa , et ma tante Saïda je la considère comme
ma deuxième mère pour son soutien moral, son
encouragements continus et leurs amour
inconditionnel.*

*A Mes grands-parents. Que dieu vous garde en
bonne santé.*

A toutes les personnes de ma grande famille.

*A mes meilleurs amis Wassim Azeri, Abd elhalim
Oussama Boussaid et tous les autres sans exception.*

Walid

Table des matières

Remerciement	
Dédicace -1.....	
Dédicace -2.....	
Table des matières.....	i
Introduction générale	1

Chapitre I : Etat de l'art sur l'évolution des besoins énergétiques des outils du transport

I.1. Introduction	7
I.2. Les aéronefs	8
I.2.1. Politique d'électrification des aéronefs	9
I.2.2. L'évolution des besoins énergétiques dans les aéronefs	10
I.2.2.1. Les moteurs	11
I.2.2.2. APU (Auxiliary Power Unit, Source Auxiliaire de Puissance).....	12
I.2.2.3. RAT (Ram Air Turbine, Turbine à air dynamique)	12
I.2.2.4. Groupe de parc	13
I.2.3. Les sources énergétiques dans les aéronefs.....	13
I.2.3.1. Les systèmes à puissance électrique.....	15
I.2.4. Les aéronefs plus électriques.....	16
I.2.4.1. Les aéronefs « Hydraulicless».....	17
I.2.4.2. Les aéronefs « Bleedless»	18
I.2.4.3. Les aéronefs communicants	19
I.2.5. Les avantages des aéronefs plus électriques	20
I.2.6. Les contraintes des aéronefs plus électriques.....	20
I.3. Les navires	22
I.3.1. La politique des navires plus électriques.....	23
I.3.2. Développement des navires tout électriques	25
I.3.2.1. Réseau de distribution électrique	25
I.3.2.2. Stockage d'électricité	28
I.3.2.3. Les systèmes de propulsion électriques.....	30
I.3.2.4. Système de protection	31
I.3.3. Les contraintes des systèmes de puissance dans les navires tout électrique	32

I.4.	Conclusion.....	33
Chapitre II : Modélisation du réseau électrique embarqué		
II.1	Introduction	35
II 2	Description du réseau de bord d'un navire tout électrique.....	35
II .3	Méthodologie de modélisation du réseau électrique embarqué.....	37
II 3.1	Définition et propriétés de matrice de passage	38
II .3.2	Principe de construction du modèle électrique globale	39
II.4	Modélisation des systèmes élémentaires	41
II.4.1	Les alternateurs.....	41
II.4.1.2	Modélisation des alternateurs dans son propre repère de Park	42
II.4.	Modélisation des alternateurs dans le repère principal.....	47
II.4.1.3	Modèle mécanique de l'alternateur	49
II.4.2	Les lignes.....	49
II.4.3	Les charge passive	51
II.5	Modélisation de la charge passive dans le repère principal.....	55
II.5	Modélisation globale de l'ensemble de mono alternateur, des lignes et de la charge passive.....	55
II.6	Simulation d'un réseau mono alternateur, ligne et charge passive « RLC»	57
II.7	Conclusion.....	62
Chapitre III : Modélisation du réseau électrique embarqué en vue de la commande		
III.1	Introduction	63
III.2	Stabilité du réseau électrique embarqué.....	64
III.2.1	Stabilité de fréquence	66
III.2.2	Stabilité de tension	66
III.3	Exigences des systèmes d'excitation dans le réseau électrique embarqué.....	67
III3.1	Système d'excitation à courant continu (DC).....	67
III.3.2	Systèmes d'excitation à courant alternatif (AC).....	68
III.3.3	Système d'excitation statique (ST)	69
III.4	Modélisation du réseau électrique embarqué en vue de la commande.....	69
III.4.1	Régulation de fréquence en vue de la commande	71

III.4.2	Régulation de tension en vue de la commande	72
III.4.2.1	Etude fonctionnelle du régulateur AVR.....	73
III.4.2.2	Etude fonctionnelle du Redresseur à MLI.....	79
III.5	Etablissement des fonctions de transfert du réseau électrique embarqué.....	83
III.5.1	Modélisation sous forme de perturbations singulières	83
III.5.1.1	Modèle non linéaire simplifié du réseau « alternateur, ligne et charge RLC »	83
III.5.1.2	Linéarisation le modèle global du réseau électrique embarqué.....	85
III.5.1.3	Modèle d'état à petits signaux.....	85
III.5.1.4	Séparation des modes	86
III.5.1.5	Etablissement des fonctions de transfert	89
III.6	Conclusion.....	91

Chapitre IV : Commande du réseau électrique embarqué

IV.1	Introduction.....	93
IV.2	Régulation de fréquence.....	94
IV.2.1	Synthèse des correcteurs	95
IV.3	Régulation de tension.....	96
IV.3.1	Régulation de tension d'excitation (DC).....	98
IV.3.1.1	Méthode de découplage par compensation	100
IV.3.1.2	Régulation des courants triphasés	101
IV.3.1.3	Régulation la tension du bus continu	103
IV.3.1.4	Commande du redresseur à MLI.....	103
IV.3.2	Régulation de tension alternative (AC).....	110
IV.3.2.1	Méthode des Optimisation par Essais particuliers (OEP)	112
IV.3.2.2	Ajustement du régulateur PID par l'algorithme OEP	116
IV.4	Commande du réseau électrique embarqué.....	117
IV.4.1	Commande du réseau d'un mono alternateur, lignes et charge « RLC».....	118
IV.4.2	Simulation de commande du réseau électrique embarqué	119
IV.4.2.2	Résultats de simulation et discussions	120
IV.5	Conclusion	124

Chapitre V : Réalisation d'un redresseur MLI

V.1	Introduction	126
V.2	Composition	126
V.2.1	Structure matérielle (hardware).....	126
V.2.2	Structure software	127
V.3	Partie matérielle.....	131
V.3.1	Module d'isolation	131
V.3.2	Opto-coupleur 4N29 :.....	131
V.3.3	Driver IR2111 :	133
V.3.4	MOSFET'S.....	134
V.3.5	Filtre d'entrée.....	136
V.4	Réalisation d'un redresseur monophasé	136
V.5	Analyse des résultats expérimentaux :	137
V.6	Conclusion.....	139
	Conclusion générale.....	140
	Bibliographie.....	142
	Annexes.....	151

Table des notations et des symboles

I. Paramètres de modélisation de la machine synchrone:

$R_{s,i}$	Résistances statorique par phase dans le repère (\vec{d}_i, \vec{q}_i) ,
$R_{f,i}$	Résistances rotorique dans le repère (\vec{d}_i, \vec{q}_i) ,
R_D, R_Q	Résistances de l'enroulement amortisseur dans le repère (\vec{d}_i, \vec{q}_i) ,
$L_{s,i}$	Inductances propres statoriques par phase dans le repère (\vec{d}_i, \vec{q}_i) ,
$L_{f,d,q,i}$	Inductances propres rotoriques dans le repère (\vec{d}_i, \vec{q}_i) ,
M_{ab}, M_{bc}, M_{ac}	Inductances mutuelles statoriques dans le repère (\vec{d}_i, \vec{q}_i) ,
$M_{abc,f,i}$	Inductances mutuelles statoriques – rotoriques dans le repère (\vec{d}_i, \vec{q}_i) ,
$M_{abc,D,i}$	Inductances mutuelles stator – amortisseur selon (D-D'), dans le repère (\vec{d}_i, \vec{q}_i) ,
$M_{abc,Q,i}$	Inductances mutuelles stator – amortisseur selon (Q-Q'), dans le repère (\vec{d}_i, \vec{q}_i) ,
P_p	Nombre de paires de pôles.

II. Paramètres de modélisation de ligne

R_l	Résistance de ligne représentant les pertes Joule,
L_l	Inductance de ligne représentant l'énergie magnétique emmagasinée,
C_l	Condensateur de ligne représentant l'isolation,

III. Paramètres de modélisation de la charge

R_c	Résistance de la charge
L_c	Inductance de la charge
C_c	Condensateur de la charge

IV. Repère :

$\vec{S}_a, \vec{S}_b, \vec{S}_c$	Axes liés aux enroulements triphasés statoriques,
$\vec{R}_a, \vec{R}_b, \vec{R}_c$	Axes liés aux enroulements triphasés rotoriques,

(\vec{d}_i, \vec{q}_i)	Axes de référentiel de Park du modèle de la machine synchrone,
(\vec{d}_p, \vec{q}_p)	Axes de référentiel de Park du modèle global (tournant à la vitesse de synchronisme),
(\vec{d}_s, \vec{q}_s)	Axes de référentiel stationnaire,
(r, s)	Axes de référentiel de Park (fixe au stator),
θ_p	Position angulaire rotorique de la machine principale,
θ_i	Position angulaire rotorique de la machine entrant,
θ_s	Position angulaire du stator par rapport à l'axe (d) ,

V. Grandeurs électriques de la machine synchrone :

P_e	Puissance électrique,
C_e	Couple électrique,
$V_{s,i}$	Vecteur des tensions statoriques triphasées dans le repère (\vec{d}_i, \vec{q}_i) ,
$V_{r,i}$	Vecteur des tensions rotoriques triphasées dans le repère (\vec{d}_i, \vec{q}_i) ,
$V_{ds,i}, V_{qs,i}$	Tensions statoriques diphasées dans le repère (\vec{d}_i, \vec{q}_i) ,
$V_{ds,p}, V_{qs,p}$	Tensions statoriques diphasées dans le repère principal (\vec{d}_p, \vec{q}_p) ,
$I_{s,i}$	Vecteur des courants statoriques triphasés dans le repère (\vec{d}_i, \vec{q}_i) ,
$i_{ds,i}, i_{qs,i}$	Courants statoriques diphasés dans le repère (\vec{d}_i, \vec{q}_i) ,
$i_{ds,p}, i_{qs,p}$	Courants statoriques diphasés dans le repère principal (\vec{d}_p, \vec{q}_p) ,
$I_{r,i}$	Vecteur des courants rotoriques dans le repère (\vec{d}_i, \vec{q}_i) ,

VI. Grandeurs électrique de la source auxiliaire

E_{abc}	Vecteur des tensions statoriques triphasées,
e_d, e_q	Tensions statoriques diphasées,
I_{abc}	Vecteur des courants statoriques triphasées,
i_d, i_q	Courant statoriques diphasées,

VII. Grandeurs électrique de la charge

$V_{abc,c}$	Vecteur des tensions triphasées aux bornes de la charge,
$V_{dc,s}, V_{qc,s}$	Tensions diphasées dans le repère stationnaire (\vec{d}_s, \vec{q}_s) ,
$V_{dc,p}, V_{qc,p}$	Tensions diphasées dans le repère stationnaire (\vec{d}_p, \vec{q}_p) ,

$U_{dc,s}, U_{qc,s}$	Tensions diphasées aux borne de condensateur « C_c » dans le repère stationnaire (\vec{d}_s, \vec{q}_s),
$U_{dc,p}, U_{qc,p}$	Tensions diphasées aux borne de condensateur « C_c » dans le repère principale (\vec{d}_p, \vec{q}_p),
$I_{abc,c}$	Vecteur des courants triphasés aux bornes de la charge,
$i_{dc,s}, i_{qc,s}$	Courants diphasées dans le repère stationnaire (\vec{d}_s, \vec{q}_s),
$i_{dc,p}, i_{qc,p}$	Courants diphasées dans le repère stationnaire (\vec{d}_p, \vec{q}_p),

VIII. Grandeurs magnétiques de la machine synchrone :

W_{as}, W_{bs}, W_{cs}	Flux magnétiques au stator,
$\Phi_{abc,i}$	Vecteur de flux magnétiques au stator,
$W_{d,i}, W_{q,i}$	Flux statoriques diphasés dans le repère dans le repère (\vec{d}_i, \vec{q}_i),
$\Phi_{f,D,Q,i}$	Vecteur de flux rotorique diphasés dans le repère(\vec{d}_i, \vec{q}_i),

IX. Grandeurs mécaniques de la machine synchrone :

P_m	Puissance mécanique,
C_m	Couple mécanique sur le rotor de la machine synchrone,
\check{S}_i	Pulsation électrique correspondante à la vitesse de rotation,
\check{S}_p	Pulsation électrique de l'alternateur principale,
f_s	Fréquence électrique des grandeurs statoriques,
f_r	Fréquence électrique des grandeurs rotoriques,
Ω	Vitesse mécanique de rotation (rad / s),
N	Vitesse mécanique de rotation (tr / mn),
f_v	Coefficient de frottement visqueux
J	Moment d'inertie

X. Nomenclature :

CO2	Dioxyde de carbone
NOx	Oxydes d'azote
GNL	Gaz Naturel Liquéfié
AVR	Automatic Voltage Regulator (régulateur de tension d'une machine synchrone.)

ESS	Excitation System Stabilizer (Stabilisateur d'un système d'excitation)
PSS	Power System Stabilizer (Stabilisateur d'un système de puissance)
PSO	Particle Swarm Optimisation (Optimisation par Essaims Particulaires),
LVRT	Low Voltage Ride Through,
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion,
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor,
MOSFET	Metal-Oxyde-Semiconducteur /Transistors à Effet de Champ,
PID	Proportionnel-Intégrateur-Dérivateur,
PLL	Phase Locked Loop,
HT	Haute Tension,
MT	Moyenne Tension,
BT	Basse Tension,
PCC	Point Commun de Connexion,

Introduction générale

Les moyens du transport sont responsables d'une grande partie de la pollution atmosphérique en produisant des émissions de gaz à effet de serre tel que le CO₂ et le N₂O. Ces émissions provoquent des maladies respiratoires et contribuent au réchauffement de la planète. Pour réduire les émissions des gaz polluants, les chercheurs et les constructeurs envisagent de développer des moyens de transport « *plus ou tout électriques* / en anglais : More or All Electrical», qui ne produisent aucune émission d'échappement qui aurait un impact négatif sur la santé publique [Wel-17]. Dans ce contexte, les gouvernements du monde entier ont pris en charge les centres de recherches et ont encouragés à mener des études et des recherches approfondies sur l'électrification des moyens de transport, surtout lors de l'augmentation du facteur de pollution et de la crise pétrolière en 1970 [McC-14]. Ces recherches ont été menées pour électrifier et développer les différents systèmes internes dans les moyens du transport.

Dans les transports maritimes et aéronautiques, le concept d'électrification est appliqué sur les navires et les avions de façon progressive. Dans ce contexte, la dernière décennie a vu une augmentation de l'utilisation de l'électricité à bord des avions, en transformant les systèmes hydrauliques et pneumatiques en systèmes électriques [Han-15]. Cette tendance est connue sous le nom de terminologie « des avions tout électriques/ en anglais : All Electrical Aircraft». En effet, le développement des actionneurs électriques dans les aéronautiques a conduit à la suppression des circuits hydrauliques installés dans les avions, qui va entraîner une minimisation significative dans la masse des avions, même peut réduire la consommation des carburants [Lan-05]. Pour le transport maritime, les propulsions hybrides sont de plus en plus utilisées dans les différents types et tailles des navires, qui ont été transformées de propulsions hydrauliques en propulsions tout électriques [Han-15, McC-02].

Grâce à l'électrification des outils du transport, les techniques d'information et de communication (TIC) peuvent être intégrées dans leurs systèmes de fonctionnement, qui permettent une meilleure utilisation des moyens du transport par la communication à distance entre les différents systèmes installés, et un meilleur échange d'informations avec les centres qui l'entourent, tels que les centres de surveillance, les bases aéronautiques et les bases maritimes [Pri-20]. En effet, la technologie de TIC utilise des différents équipements de communication selon le processus d'échange des données entre l'émetteur et le récepteur tels que, les routeurs et les puces RFID (en anglais : Radio Frequency Identification).

L'électrification et l'intégration de la technologie de TIC sont considérées comme un axe de développement majeur pour les moyens du transport, pour atteindre les objectifs les plus ambitieux

tels que la réduction des émissions des gaz polluants, la minimisation de la consommation des carburants, et l'amélioration des performances des moyens du transport. Cependant, tous ces développements imposent un réseau de distribution plus performant et plus efficace pour satisfaire les besoins des équipements électriques, et afin d'obtenir de meilleures performances de ces équipements installés. La topologie de ce réseau de distribution doit offrir une meilleure efficacité, une continuité de fourniture d'énergie électrique, et une plus grande souplesse d'utilisation. Ce réseau de distribution installé dans les outils du transport de grande puissance est connue selon le nom « *réseau électrique embarqué* », qui est le sujet de la présente étude.

Les réseaux de distribution publique sont interconnectés, alimentés par des centrales de production, et peuvent transporter une quantité d'énergie "*infinie*". Cependant, les réseaux électriques embarqués fonctionnent partiellement ou continûment de manière isolée, et peuvent être intégrés dans les différents outils du transport tels que les navires et les avions. Ces réseaux sont fortement non linéaires, et sont constitués de systèmes mono-machines ou mono-alternateurs connectés en parallèle sur un jeu barre. Ces alternateurs produisent une quantité d'énergie "*finie*". Cette énergie électrique produite sera transférée au réseau de consommation à travers des lignes de transmission électriques. En effet, l'architecture du réseau électrique embarqué est du type radial, non maillée, et son flux de puissance est unidirectionnel. Dans ce contexte, la plupart des alternateurs en parallèle du réseau électrique embarqué sont contrôlés de manière à fournir une tension et une fréquence stables, même lors d'un défaut électrique qui apparaît sur le réseau. Pour cette raison, quelques objectifs sont définis dans cette étude par des réglementations et des normes qui sont prises en considération dans le fonctionnement du réseau électrique embarqué, imposant les conditions de synchronisation nécessaires pour le raccordement des alternateurs en parallèle du réseau électrique embarqué.

Problématique :

Récemment, des milliers de travaux de recherches ont été menés pour construire des réseaux électriques embarqués plus puissants et plus fiables. Par exemple, le projet **Advanse**, porté par le groupe français « **Naval Group** », vise à atteindre un navire d'une longueur de cent vingt mètres, d'un poids de quatre mille tonnes, d'une puissance de 20 MW et d'une vitesse de 28 nœuds [Lea-17]. Ces nouvelles caractéristiques des navires sont obtenues grâce au développement des équipements électriques, tels que les machines électriques, les transformateurs, les convertisseurs de puissance et les systèmes électriques de propulsion. De plus, la conversion des systèmes hydrauliques et pneumatiques vers des systèmes électriques, et l'intégration de la technologie de TIC ont permis de construire des navires plus puissants et plus efficaces. Dans ce contexte, les chercheurs et les constructeurs des navires s'intéressent au développement du réseau de distribution d'énergie électrique [Jav-19, Vic-15], de stockage de l'électricité [Mon-08], de la propulsion

électrique et de la protection des navires par l'intégration des systèmes intelligents [Gee-17, Ang-17].

Généralement, le réseau électrique embarqué est constitué des machines synchrones couplées en parallèle sur un jeu de barres, produisant de l'électricité pour alimenter les différents consommateurs électriques installés, tels que les actionneurs électriques, l'éclairage, les systèmes de climatisations et de chauffages, les batteries de stockage et les systèmes informatiques de supervision [Kum-19]. Ces équipements électriques sont de natures différentes, linéaires ou non linéaires, actives ou passives, de constantes de temps différentes et fortement interconnectées. De plus, le couplage des alternateurs synchrones en parallèle impose des conditions de synchronisation, qui doivent être surveillées et contrôlées avant de connecter l'alternateur entrant avec l'alternateur principal. Dans ce contexte, le couplage des alternateurs en parallèle, sans respect des conditions de synchronisation, peut provoquer des dysfonctionnements des alternateurs et des équipements électriques, et peut entraîner des distorsions dans les sorties statoriques des alternateurs [Ran-18]. De plus, la notion de stabilité est un défi principal dans la gestion des réseaux électriques embarqués. Elle est liée principalement à la stabilité de la fréquence et de la tension, même en présence des défauts que peuvent subir [Sul-16]. Ces défauts peuvent entraîner des chutes de tension ou des sursensions au point de raccordement des alternateurs en parallèle, et nécessitent l'intervention des solutions de contrôle et de régulation. Ces solutions peuvent être classées en deux catégories : solution logicielle et solution matérielle. Les solutions logicielles consistent à utiliser des algorithmes et des approches de contrôle, alors que les solutions matérielles sont basées sur l'insertion des équipements d'électronique de puissance de type FACTS (en français : Système de Transmission Flexible en Courant Alternatif, en anglais : Flexible Alternating Current Transmission System).

Définition des objectifs de l'étude :

Ce travail s'articule autour de l'amélioration des performances dynamiques d'un réseau électrique embarqué. À travers cette étude, une intention particulière sera portée sur la gestion et le contrôle les systèmes électriques, sur la technologie de TIC, et sur les applications d'électronique de puissance. Ces objectifs que nous voulons atteindre peuvent être résumés comme suit :

- **La supervision du réseau électrique embarqué :** le raccordement en parallèle des alternateurs du réseau électrique embarqué impose des conditions de synchronisation, qui doivent être respectées pour assurer un bon fonctionnement du réseau électrique, sinon des distorsions seront apparus sur les sorties statoriques des alternateurs, et qui peuvent endommager les équipements électrique et entraîner des dysfonctionnements du système global.

- **La stabilité du réseau électrique embarqué:** La stabilité du réseau électrique embarqué consiste à gérer les flux de puissance en présence des perturbations, tout en contrôlant les grandeurs mécaniques et électriques du réseau dans les limites admissibles, tels que les pulsations rotoriques et les tensions statoriques.
- **La continuité de production ou de service :** Le réseau électrique embarqué peut-être affecté par des défauts tels que les creux de tension. Ces défauts peuvent influencer négativement sur la stabilité du réseau électrique embarqué, et affecter directement la continuité et la qualité de la production électrique.
- **Amélioration des performances dynamiques du réseau électrique embarqué :** Afin d'assurer une meilleure efficacité aux équipements électriques installés, les performances du réseau électrique embarqué doivent être améliorées. Ces performances se traduisent par :
 - La rapidité d'atteindre le régime permanent en minimisant l'impact des régimes transitoires,
 - La réduction des fluctuations de la tension,
 - La rapidité de retrouver le point de fonctionnement après avoir des perturbations,
 - et l'amélioration de la qualité de l'énergie produite.

Organisation de la mémoire :

Ce manuscrit est organisé de manière à assurer le suivi du plan de travail utilisé en vue d'atteindre les objectifs de ce mémoire. À cette fin, le mémoire est divisé en cinq chapitres. Dans le premier chapitre de ce travail de recherche, nous présenterons un état de l'art sur les réseaux électriques embarqués. Une intention particulière sera portée sur l'évolution énergétique dans les aéronefs et les navires, pour justifier l'utilité et l'importance des réseaux électriques embarqués mono-alternateurs. Dans ce chapitre, une description globale des réseaux électriques embarqués sera détaillée. Par la suite, les conditions et les différents équipements de synchronisation des alternateurs en parallèle seront présentées. Ces conditions doivent être respectées dans le couplage des alternateurs en vue d'obtenir un meilleur fonctionnement du réseau électrique embarqué.

Dans le deuxième chapitre, nous allons élaborer la méthodologie de modélisation en vue de la simulation du réseau électrique embarqué. Cette méthodologie permet d'introduire un modèle d'état global qui décrit le comportement temporel du réseau électrique embarqué, en tenant compte des interactions entre les différents constituants du réseau électrique. Dans ce chapitre, les modèles globaux du réseau électrique embarqué mono-alternateur seront construits, et seront testés par des simulations en boucle ouverte sous le software « Matlab / Simulink ».

Introduction générale

Le troisième chapitre abordera dans la modélisation en vue de la commande du réseau électrique embarqué. Au début du chapitre, la stabilité du réseau électrique embarqué et l'exigence des systèmes d'excitation dans le réseau de distribution seront présentées. En effet, le concept du système d'excitation statique est choisi pour faire notre régulation, par lequel nous remplacerons les thyristors commandés par un redresseur à MLI, et nous implémenterons le régulateur AVR dans le système de commande en vue de corriger la tension efficace aux bornes de la charge. À cette fin, l'étude de fonctionnement du système AVR et du redresseur à MLI sera détaillée. La suite de chapitres sera consacrée aux équations de l'alternateur et à la théorie des perturbations singulières pour présenter un modèle linéaire du réseau électrique embarqué valable pour n'importe quel point de fonctionnement.

Dans le quatrième chapitre, les modèles en vue de la commande seront exploités pour la synthèse des régulateurs de la tension et de la fréquence. À cette fin, le régulateur de la vitesse angulaire des alternateurs synchrones sera implémenté dans la partie mécanique du réseau en vue d'assurer la stabilité de la fréquence. De plus, le régulateur AVR sera implémenté dans le système de commande du réseau électrique embarqué pour assurer la stabilité de la tension, en utilisant le redresseur à MLI comme un intermédiaire pour ajuster la tension d'excitation selon la consigne souhaitée. Dans ce chapitre, la méthode d'Optimisation par Essaims Particulaires (OEP) sera utilisée pour dimensionner les paramètres du correcteur PID utilisé dans la boucle AC du régulateur AVR. À la fin de ce chapitre, la méthodologie suivie dans la modélisation en vue de la commande du réseau électrique embarqué sera justifiée par une série de simulations en boucle fermée.

Dans le dernier chapitre, on va détailler maintenant les divers circuits électroniques tels que le circuit de puissance, les circuits d'alimentations et les circuits de commande. La conception matérielle du circuit de redresseur MLI monophasé mono-alternance qu'on va le réaliser pratiquement permettant de visualiser les formes des grandeurs de sortie en fonction des signaux de commande MLI. Ceux-ci permettent de commander la partie puissance (MOSFET pont redresseur) en continuant le passage par toutes les étapes de la réalisation de redresseur MLI de l'alimentation jusqu'à la sortie.

Enfin, le travail effectué dans le cadre de ce mémoire sera achevé par une conclusion générale et des perspectives pour de futurs travaux de recherche. De plus, quelques annexes seront ajoutées afin que le lecteur étranger au domaine, n'ait pas trop à se reporter à la littérature sur le sujet.

Etat de l'art sur l'évolution des besoins énergétiques des outils de transport

I.1.	Introduction	7
I.2.	Les aéronefs.....	8
I.2.1.	Politique d'électrification des aéronefs	9
I.2.2.	L'évolution des besoins énergétiques dans les aéronefs.....	10
I.2.2.1.	Les moteurs	11
I.2.2.2.	APU (Auxiliary Power Unit, Source Auxiliaire de Puissance).....	12
I.2.2.3.	RAT (Ram Air Turbine, Turbine à air dynamique).....	12
I.2.2.4.	Groupe de parc	13
I.2.3.	Les sources énergétiques dans les aéronefs.....	13
I.2.3.1.	Les systèmes à puissance électrique.....	15
I.2.4.	Les aéronefs plus électriques.....	16
I.2.4.1.	Les aéronefs « Hydraulicless».....	17
I.2.4.2.	Les aéronefs « Bleedless»	18
I.2.4.3.	Les aéronefs communicants	19
I.2.5.	Les avantages des aéronefs plus électriques	20
I.2.6.	Les contraintes des aéronefs plus électriques	20
I.3.	Les navires.....	22
I.3.1.	La politique des navires plus électriques.....	23
I.3.2.	Développement des navires tout électriques	25
I.3.2.1.	Réseau de distribution électrique.....	25
I.3.2.2.	Stockage d'électricité	28
I.3.2.3.	Les systèmes de propulsion électriques.....	30
I.3.2.4.	Système de protection.....	31
I.3.3.	Les contraintes des systèmes de puissance dans les navires tout électrique.....	32
I.4.	Conclusion.....	33

I.1. Introduction

L'utilisation intensive des outils du transport contribue aux émissions de gaz polluants, qui sont constitués du dioxyde de carbone « CO₂ » résultant de la combustion de carburants dans les systèmes de motorisation [Moj-17]. Par conséquent, le changement climatique peut se survenir sur notre planète entière, provoquant une crise alimentaire à cause de pluies acides, même peut être produire une destruction écosystème et une perte des régions habitables [Xia-18]. À cet égard, les chercheurs mènent des recherches approfondies sur l'électrification des outils du transport afin de réduire la consommation des matières premières lors de leurs déplacements [Mcc-14]. En résultant, les systèmes mécaniques et hydrauliques ont été transformés en systèmes électriques, les systèmes de stockage d'énergie électrique ont été améliorés, et les systèmes de distribution électrique sont devenus plus puissants.

Durant l'évolution des besoins énergétiques dans les outils du transport, le développement des composants d'électronique de puissance a ouvert la voie au développement durable des systèmes électriques. Dans ce contexte, les systèmes de contrôle mécaniques ou à commande manuelle sont supprimés et devenues tout électriques tel que les actionneurs mécaniques [Leq-15]. De plus, les convertisseurs statiques sont devenus les principaux composants dans le réseau électrique installés dans l'outil du transport en vue de gérer rapidement les flux énergétiques, par exemple un variateur de vitesse mécanique a été remplacé par un hacheur, et permettront de combiner les systèmes électriques entre eux à l'intérieur de l'outil du transport en vue d'améliorer les performances dynamiques du système installé, par exemple l'intégration des systèmes de compensation et de photovoltaïques dans les navires [Che-19]. À cause de ces changements électriques, les outils du transport voient récemment de nouvelles propriétés dans leurs caractéristiques telles que le poids, l'efficacité et la fiabilité.

L'électrification n'est pas le seul développement qui affectera les besoins énergétiques dans les modes de transport, même l'intégration des dispositifs de communication et des systèmes intelligents tels que les systèmes d'assistant intelligent vont influencer sur le taux de production électrique. Les systèmes de communication et de l'information sont intégrés dans les outils du transport afin d'améliorer la fiabilité du système installé et d'aménager les infrastructures de transport, en constituant des systèmes interconnectés avec des différents services urbanismes (Hôpital, centre de commande, protection civile...) [Beh-19]. Par conséquent, l'inter-connectivité entre les objets offrira des outils du transport plus confortable avec une meilleure manipulation dans la gestion des systèmes électriques.

La convergence de l'électrification, l'inter-connectivité et l'intelligence seront entraînées un changement radical et significatif dans la consommation énergétique, et provoquent un système d'alimentation plus puissant et plus accentué afin de satisfaire les besoins électriques des équipements installés dans l'outil du transport. Afin d'illustrer l'évolution des besoins énergétiques dans les outils

du transport, une vue générale sur cette révolution électrique dans l'aéronautique et le maritime sera présente. En effet, la distribution électrique dans les transports maritimes c'est le sujet de notre étude.

I.2. Les aéronefs

Au début des années 1900, les frères Wright utilisent en premier fois une machine électrique, pour entrainer les propulsions de l'avion « Wright Flyer ». En effet, l'avion « Wright Flyer » a été utilisé pour un premier vol motorisé, qui a été simple et reposait sur des systèmes tout électriques pendant leur aviation, mais elle manque de fiabilité et présente des défauts importants qui doivent être améliorés. Des années plus tard, les constructeurs des avions intégraient des équipements hydrauliques et pneumatiques dans les aéronefs, transformant le type de fonctionnement des aéronefs en mécanismes électriques, mécaniques, pneumatiques et hydrauliques [Moi-13]. À cet égard, le fonctionnement hybride entre les différents équipements installés offre des meilleures performances aux aéronefs, mais le problème qu'il reste toujours c'est les émissions de gaz à effet de serre, la consommation massive de la source énergétique et le problème du poids. Pour cette raison, les constructeurs ont eu recours à la technologie d'électrification des équipements pneumatiques et hydrauliques, pour améliorer les performances et les caractéristiques des aéronefs [Ros-07, Sar-15].

Avec l'avènement de l'initiative MEA (More Electric Aircraft), les aéronefs ont commencé à remplacer progressivement les équipements pneumatiques, hydrauliques et mécaniques par des systèmes de fonctionnement électriques. Au fil du temps, cette tendance a augmenté la puissance électrique requise, en particulier pour les gros aéronefs tels que Boeing-787 et Airbus-380, comme l'illustre la Figure I.8.

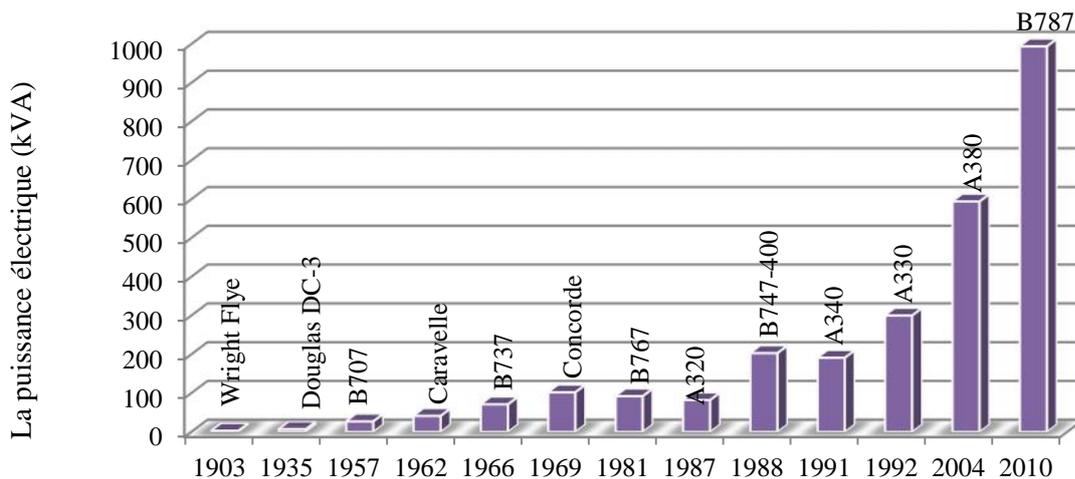


Figure I.1. L'évolution des besoins énergétiques dans les aéronefs, [Mad-18].
Première année de vol

I.2.1. Politique d'électrification des aéronefs

La demande de la puissance électrique au bord des aéronefs est liée directement par les besoins des charges électriques et les principaux moteurs. En effet, la production d'électricité dans les aéronefs a été débutée dans la période de la Première Guerre mondiale (1914-1918) lors des constructeurs ont commencé d'améliorer les performances des aéronefs en intégrant des périphériques et des systèmes électriques dans les bords des aéronefs militaires tels que le télégraphe sans fil [Hoc-46]. Entre les deux guerres, les services électriques tels que l'éclairage, le chauffage et la signalisation de sécurité ont été installés et mis en service dans les aéronefs. En effet, la progression des équipements électriques installés dans les aéronefs a conduit à une augmentation de la puissance électrique distribuée par les générateurs éoliens atteignant entre 250 et 1000 watts, et une hausse de la consommation d'énergie électrique par les charges électriques [Sar1-15]. À cette fin, le système électrique à 6 VCC (déjà utilisé dans l'industrie automobile) a été remplacé par un système à 12 VCC, qui avait été mis à niveau vers le système à 28 VCC en 1936. Pendant les années 1936-1938, la vitesse des avions de tourisme « 110 Simoun » a atteint les 280 km/h, ce qui pose un problème de la force d'entraînement associée aux générateurs éoliens. À cet égard, les générateurs entraînés par le vent ont été remplacés par des générateurs à moteur.

Pendant la Seconde Guerre mondiale (1939-1945), les performances des groupes électrogènes à moteur ont été améliorées, ce qui a affecté sur le poids des aéronefs, la résistance et la fiabilité des distributions électriques. Malgré tous les développements permanents qui affectaient les aéronefs mais les installations électriques restent toujours en courant continu (CC) [Moi-11]. Durant les années 1940 et 1950, la distribution principale de l'énergie électrique a été effectuée par deux groupes électrogènes entraînés par deux moteurs à courant continu de 28 V. En effet, cette dernière structure du réseau électrique repose sur une ou deux batteries intégrées pour stocker l'énergie électrique et l'utiliser comme source d'alimentation de secours. De plus, un convertisseur de puissance DC/AC a été implémenté dans le réseau électrique afin d'alimenter les charges électriques en courant alternatif (AC) [Mad-18].

Dans les années 1950, des générateurs triphasés ont été installés dans les «V-Bombers» britanniques, qui ont été les premiers avions à utiliser le concept des générateurs parallèles. En effet, le réseau de distribution électrique des aéronefs «V-Bombers» est basé dans leur fonctionnement sur quatre générateurs à courant alternatif débitant une puissance équivalente de 160 kVA (Totale), de fréquence 400 Hz et générant une tension comprise entre 115 et 200 VAC. Après trente ans, les producteurs ont arrêté de construire les avions du type V-Bombers. Cependant, leur système de production d'énergie électrique est toujours disponible dans les aéronefs, et il est largement utilisé dans les pétroliers de ravitaillement en vol « Vickers VC10 » [Moi-13].

Au début des années 90, les besoins des avions plus éco-énergétiques ont favorisé le concept de l'électrification des avions, qui était déjà connu depuis les années 1940. En effet, les gouvernements du monde entier encouragent les constructeurs des avions à transformer les systèmes pneumatiques et hydrauliques installés vers des systèmes tout électriques, afin de construire des avions moins lourds et non-polluants [Che-18]. En raison de cette tendance, des avions commerciaux ont été concrétisés dans la réalité, tels qu'Airbus-380, qui sont plus fiables et plus rapides à contrôler, consomment moins de combustibles fossiles, et offrent des meilleurs rendements pendant leurs déplacements. De plus, ils ont des nouvelles propriétés structurales et fonctionnelles telles que le poids léger et non pollués (réduit des émissions de gaz à effet de serre par rapport les anciens avions). La Figure I.9 montre l'évolution de la génération d'électricité dans le marché d'aéronautiques.

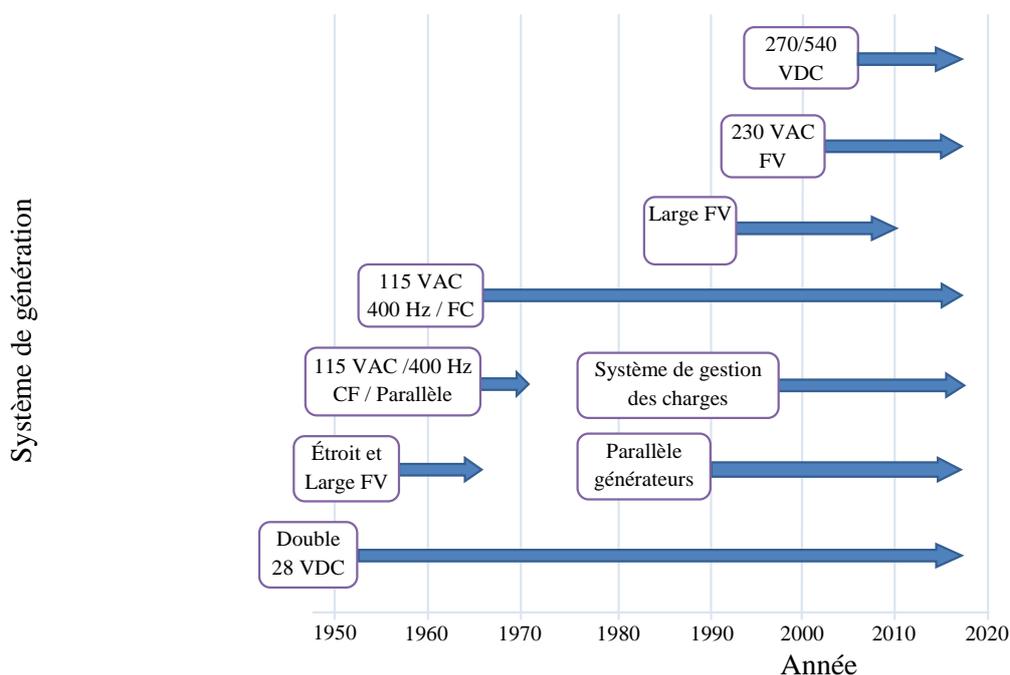


Figure I.2. L'évolution de la génération d'électricité dans les avions (FV: Fréquence Variable / CF: Fréquence Constante) [Mad-18].

I.2.2. L'évolution des besoins énergétiques dans les avions

L'avion repose sur des équipements essentiels pour le vol, qui nécessitent une grande quantité d'énergie pour assurer de meilleures performances de l'avion. Actuellement, la puissance de distribution électrique dans les avions toujours en progression, ce qui a entraîné une augmentation du nombre de dispositifs de distribution d'énergie primaire dans le réseau des avions avant qu'il ne dépende uniquement d'un générateur éolien. En fait, les dispositifs de distribution d'énergie primaire varient selon les besoins et le type d'avion, mais il existe des dispositifs principaux que l'on peut trouver dans la plupart des avions tels que, les moteurs, APU (Auxiliary Power Unit), RAT (Ram Air Turbine) et Groupe de parc. Chacun de ces dispositifs de distribution sera détaillé ci-dessous.

I.2.2.1. Les moteurs

Les moteurs sont des machines complexes et les principaux équipements des aéronefs, propulsant l'avion au sol et pendant le vol. Ils peuvent représenter jusqu'à 30% du prix d'achat des aéronefs. Aujourd'hui, les gros avions civils, tels que les Airbus (A320, A380), s'appuient sur des moteurs «Turboréacteurs», qui disposent de deux équipages mobile; basse et haute pression (BP, HP). En effet, leur fonctionnement est basé sur l'injection du gaz avec une grande vitesse en l'arrière, qui produit une force exercée à l'extrémité de l'aéronef [Lou-06].

En particulier, il existe une nouvelle technologie de turboréacteur appelée «double flux». Cette technologie est plus utilisée dans les aéronefs modernes car elle se caractérise par un meilleur compromis, rendement plus élevé, plus souple, et fait moins de bruit. Leur fonctionnement se base sur la division de l'air en deux flux principaux, comme l'illustre la Figure I.10 :

- Le flux primaire qui parcourt complètement le moteur.
- Le flux secondaire qui ne fait qu'un parcours dans le premier étage du moteur (soufflante ou bien la grande hélice).

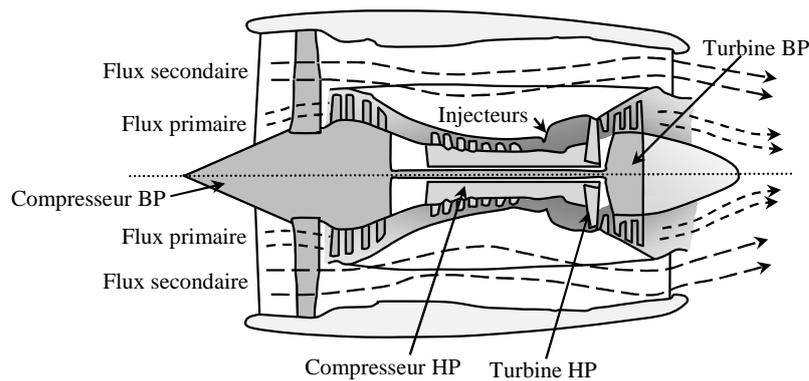


Figure I.3. Coupe d'un turboréacteur « double flux » [Lou-06]

Cependant, pour les aéronefs de plus petite taille, qui peuvent transporter moins de 100 passagers et nécessitent pas une vitesse élevée (seule une vitesse égale ou inférieure à 800 km / h répond aux exigences), les turbopropulseurs peuvent être utilisés dans ce type des avions moins puissants. Ce genre de motorisation à hélice est utilisé pour les aéronefs ATR42 et ATR72, qui plus souvent utilisés pour traverser des trajets de moins de 1500 km, et se caractérisent par leur faible consommation du carburant [Sal-19]. La Figure I.11 montre les turbopropulseurs installés dans les aéronefs.

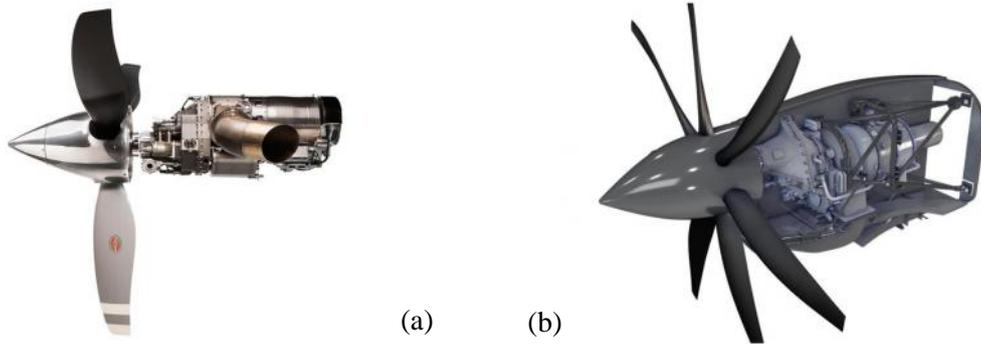


Figure I.4 Turbopropulseur de l'aéronef. (a), Turbopropulseur PBS TP100 pour les avions légers ; (b) Turbopropulseur pour les moyennes et hautes altitudes (45.000 pieds et plus).

I.2.2.2. APU (Auxiliary Power Unit, Source Auxiliaire de Puissance)

Les aéronefs disposent d'un système de distribution de puissance supplémentaire «APU», qui interviendra lorsque l'aéronef est au sol et que les moteurs de propulsion sont éteints. Cette turbine est intégrée à la queue de l'avion et consomme du kérosène pour alimenter divers moteurs pneumatiques et électriques [Gir-14]. De plus, il fournit de l'air comprimé à la turbine de démarrage (Air Starter Turbine) afin d'entraîner mécaniquement le générateur pendant sa première période de démarrage. La Figure I.12 illustre une vue en coupe de l'APU d'aéronef Airbus-A320.

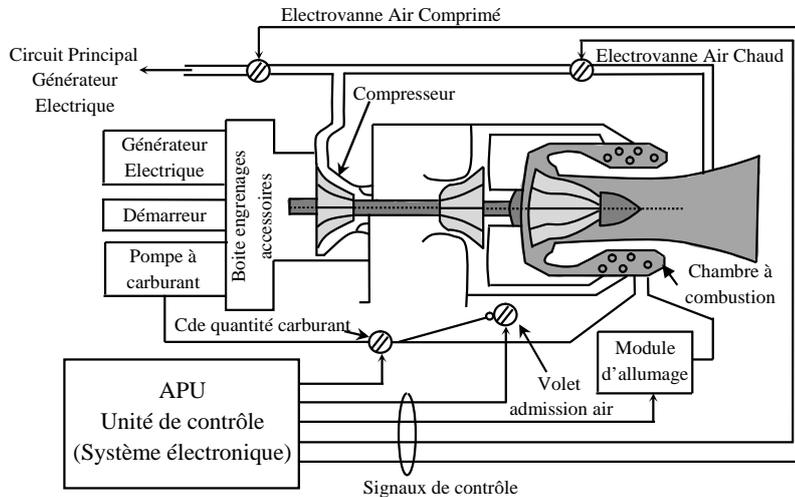


Figure I.5. Vue en coupe de l'APU installée dans l'aéronef A320 [Gir-14].

I.2.2.3. RAT (Ram Air Turbine, Turbine à air dynamique)

Lorsque les moteurs s'arrêtent en vol, le système RAT intervient afin de fournir l'énergie électrique et hydraulique aux principaux éléments du vol. En effet, la RAT s'agit comme un éolien entraîné par le vent qui génère par le mouvement de l'aéronef. Cette éolienne est intégrée typiquement dans l'aile de l'avion, et elle contient d'une turbine pour l'entraînement, une hélice à pas variable, pompe

hydraulique et vin de sortie, comme l'illustre la Figure I.13. Dans ce contexte, le rôle principal de la RAT est de ramener l'aéronef au sol et sera déclenché automatiquement lorsque les sources primaires de l'aéronef sont endommagées (par exemple, les générateurs électriques sont tombés en panne, l'alimentation en courant alternatif est coupée, les systèmes hydrauliques sont cessés de fonctionner...etc.), en faisant dépanner les systèmes hydrauliques et électriques principaux de l'aéronef (alimentation des instruments du cockpit, calculateurs, actionneurs de vol, les systèmes de commande de vol...etc.) [Lan-06]. Depuis l'A380 jusqu'à maintenant, la RAT a été transformée d'un système hydraulique à un système tout électrique.

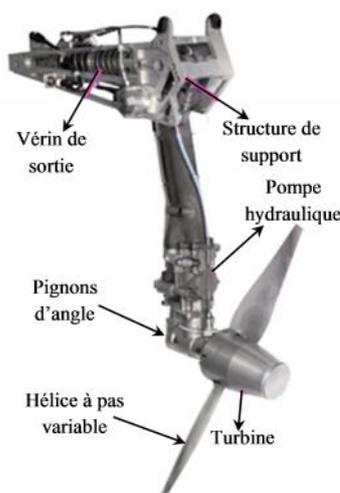


Figure I.6. Composition de la RAT de l'aéronef « Airbus-330 » [Lan-06]

I.2.2.4. Groupe de parc

Les aéronefs peuvent alimenter indépendamment au sol à l'aide de groupe de parc, qui sont situés à l'extérieur de l'aéronef et appartenant aux aéroports. En fait, il y a une prise électrique située à l'extrémité de l'aéronef pour être utilisée afin de transmettre l'énergie électrique du groupe de parc vers les équipements d'emmagasinassions d'énergies électriques qui sont intégrées dans l'aéronef. Cette énergie électrique sera utilisée dans le processus de démarrage, ou lorsque les générateurs principaux sont déconnectés ou endommagés. Tout ça pour améliorer les performances et d'augmenter la sécurité des aéronefs [Gir-14].

I.2.3. Les sources énergétiques dans les aéronefs

D'après l'étude ci-dessus, nous constatons qu'il existe quatre sources d'énergie dans les aéronefs modernes: électriques, mécaniques, pneumatiques et hydrauliques. En effet, les moteurs peuvent produire les quatre sources différentes, tandis que les APU ne produisent que l'énergie pneumatique et électrique. De plus, la RAT peut être considérée comme une source de l'énergie électrique ou pneumatique selon le type d'aéronef ; tel que dans les aéronefs Airbus- (A330 et A340), elle fournit uniquement une puissance électrique, tandis que dans d'autres aéronefs, elle peut fournir les deux

types d'énergie (électrique et pneumatique). En outre, le groupe de parc ne produit que l'énergie électrique [Bau-09].

Les mouvements des cylindres et l'engrenage entourant des arbres produisent de l'énergie mécanique, qui est utilisée dans l'entraînement des générateurs électriques et les pompes hydrauliques afin de produire de l'énergie électrique et hydraulique transportant au réseau de consommation. Dans ce contexte, la production d'énergie électrique est reposée sur le fonctionnement des machines utilisées en génératrices telles que les machines synchrones, et la production d'énergie pneumatique est basée sur la compression de l'air chaud dans les étages intermédiaires du compresseur. Ce dernier est prélevé avant l'addition d'hydrocarbures afin de construire un air parfaitement pur, et sera utilisé dans le conditionnement d'air de la cabine de l'aéronef. À cet égard, les pompes à fioul et à carburant mis en mouvement après l'entraînement des moteurs, qui consomment une puissance moins élevée que les autres sources énergétiques telles que les pompes électriques, mais leur capacité sont limitées et plus polluantes.

Le pourcentage d'énergie consommée par les équipements non propulsifs ne présente que 3% par rapport à la puissance totale produite par les moteurs, et le reste de puissance sera consommé pour mouvoir l'aéronef [Han-08]. En effet, les quantités de puissance prélevées changent selon le type d'équipement et la phase d'émission, comme l'illustre la Figure I.14. Dans ce contexte, la puissance pneumatique est plus utilisée durant le procès de vol (Décollage, Décrochage, Croisière, ...etc.), et représente jusqu'à 75 % de la puissance prélevée aux moteurs tandis que la consommation d'énergie électrique représente moins de 20 % de la puissance total. Cependant, la consommation d'énergie électrique pendant les phases d'émissions continue d'augmenter du fait de l'électrification des systèmes pneumatiques et hydrauliques installés dans l'aéronef, ce qui sera démontré dans la suite du chapitre, en présentant les systèmes à puissance électrique installés dans les aéronefs, et en montrant les différents développements des aéronefs plus électriques.

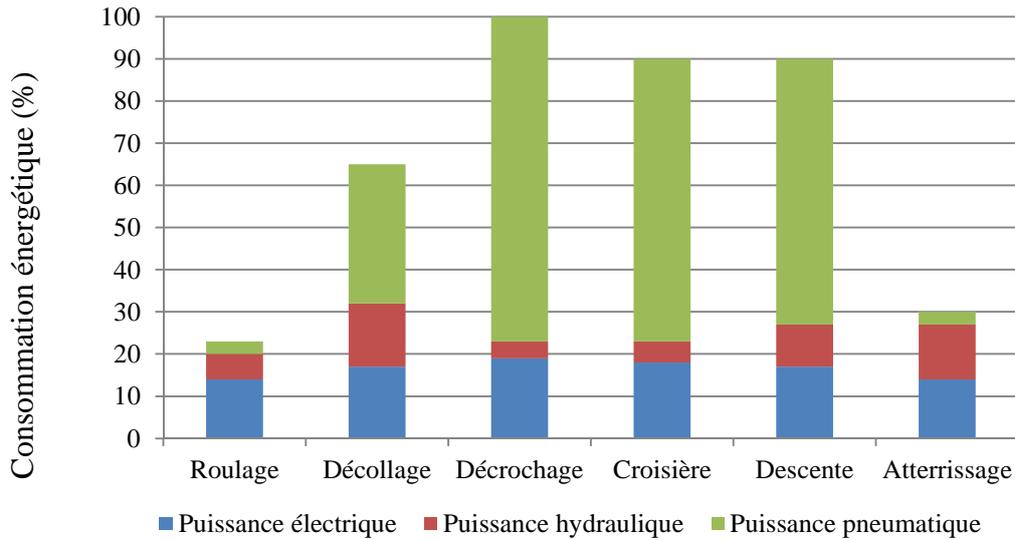


Figure I.7. Consommation énergétique de l'aéronef pendant les phases d'émissions [Han-08].

I.2.3.1. Les systèmes à puissance électrique

Le réseau électrique de l'aéronef contient trois zones principales; la zone de distribution qui s'agit comme des générateurs produisant de l'électricité pour les équipements électriques, la zone de transport qui représente les lignes de transmission électriques ou l'intermédiaire entre le réseau de distribution et les charges transportant l'énergie électrique aux différents dispositifs électriques de l'aéronef, et la zone de consommation dans laquelle l'énergie fournie par le réseau de distribution peut être gérée en fonction de sa puissance de consommation et représente les différents équipements électrique installés dans l'aéronef. Ces équipements consomment une quantité spécifique de l'électricité selon leurs fonctionnements dans l'aéronef, il existe donc des dispositifs secondaires qui consomment un peu de watt, et des autres équipements majeurs qui consomment plusieurs kilowatts pendant les phases d'émission de vol tel que décollage de l'aéronef. Notamment dans l'airbus de famille A330, il contient près de 700 systèmes électriques, parmi ces dispositifs électriques, on mentionne:

- **Les pompes à carburant électriques:** Son rôle principal est de fournir en premier lieu le kérosène aux moteurs pour le faire fonctionner. De plus, il existe un autre type de pompe qui déplace le carburant d'un réservoir vers l'autre afin de contrôler l'équilibre et maîtriser le centre de gravité de l'aéronef. Dans ce contexte, la puissance électrique totale fournie aux pompes est liée au nombre de réservoirs ou à la quantité de carburant stockée dans l'aéronef, par exemple la capacité de stockage pour Airbus-380 est 310000 litres.
- **Les pompes électro-hydrauliques:** Ces genres des pompes sont développés pour les applications des aéronefs hybrides, qui se composaient d'un moteur électrique à courant continu lié directement à une pompe hydraulique contrôlée par un variateur de tension haute

performance. L'objectif principale de ces pompes électro-hydrauliques est d'assurer la pressurisation des joints hydrauliques dans l'aéronef.

- **Le dégivrage du pare-brise:** Il s'agit d'un appareil électrique qui assure la visibilité de pilote pendant le vol, surtout dans le climat glaciaire, son objectif est d'éliminer les glaces sur les vitres du cockpit.
- **Le système de ventilation:** Ce système fournit la climatisation et dépend d'un groupe de ventilateurs électriques. Ces ventilateurs refroidissent les composants électroniques et électriques, en aspirant l'air chaud à l'extérieur de l'aéronef.
- **les calculateurs:** Ce sont les systèmes intelligents d'un avion, qui peuvent être définis comme ensemble des cerveaux qui donnent les commandes et les instructions aux différents dispositifs installés dans l'aéronef. Dans les aéronefs A380, chaque calculateur est intégré à un système installé pour une tâche spécifique dans l'aéronef. En fait, la somme des calculateurs peut consommer une puissance totale d'environ 10 kW.
- **Les équipements de cabine:** c'est des systèmes qu'ils assurent le facteur de confort, la sécurité de passager et la supervision des voyageurs, tel que l'éclairage de la cabine, climatisation, les appareils de préparation des repas (Galley), les systèmes de communication à distance, et les caméras de surveillance. L'intégration de ces accessoires électriques dans les aéronefs est toujours en augmentation, compte tenu de leur importance et de leur efficacité à satisfaire les voyageurs, même ils peuvent interférer dans le facteur d'achat de l'aéronef.

I.2.4. Les aéronefs plus électriques

Aujourd'hui, la production des aéronefs continue d'augmenter et cela est dû à leur importance dans la vie humaine. En effet, le marché de l'aéronautique a relevé une progression de 5% par an au cours des cinq dernières années, et ce nombre pourrait doubler au cours des vingt prochaines années pour atteindre 45.240 aéronefs en 2035. Cette progression influe négativement sur l'environnement par l'émission des gaz à effet de serre. Dans ce contexte, l'action de l'Union européenne souligne des objectifs afin de réduire les émissions de CO₂ en 50%, et pour les oxydes d'azote (NO₂) en 80% (par rapport aux statistiques de 1990). Pour répondre à ces objectifs ambitieux, de nombreux projets et des recherches ont été étudiées, qui ont conduit à un changement radical dans les systèmes de motorisation et les équipements installés dans les outils du transport et en faire rendre des outils non polluants. Dans le secteur de l'aéronautique, plusieurs recherches approfondies ont été étudiées et réalisées afin de construire des aéronefs plus économiques, plus fiables et moins polluants. Par conséquent, les dispositifs pneumatiques et hydrauliques ont été transformés aux systèmes électriques constituant des aéronefs plus électriques. Ce changement est considéré comme un pas important vers la création d'un environnement propre et non pollué, et un axe vers le développement extensif des systèmes installés dans les aéronefs.

En 2005, le premier vol de l'Airbus-380 (A-380) est lancé avec un avion plus électrique. En effet, les constructeurs ont changé les trois circuits hydrauliques dans les avions conventionnels en deux circuits seulement, de sorte que le circuit bleu de l'avion a été supprimé, et les deux autres circuits (vert et jaune) ont été pressurisés par des pompes électro-hydrauliques. De plus, la partie de contrôle du vol est devenue électrique, et une nouvelle topologie dite « 2H/2E » a été intégrée, qui signifie deux circuits hydrauliques/ deux circuits électriques. Cette topologie a alimenté de nombreux actionneurs qui déplacent les surfaces de contrôle (spoilers, ailerons...etc.), et est resté toujours utilisé dans les nouvelles naissances des avions Airbus tel que A400M et A350-XWB.

Dans le marché de l'aéronautique, il n'y a pas que les avions de famille Airbus qui ont changé leurs mécanismes pour un fonctionnement plus électrique, même les avions de la famille Boeing ont suivi le concept de l'électrification des systèmes hydrauliques et pneumatiques. Dans ce contexte, les constructeurs de Boeing-787 ont supprimé les systèmes pneumatiques installés et le réseau d'exploitation des avions de Boeing est devenu plus électrique, qui ne dispose désormais que de systèmes électriques et hydrauliques pour gérer les phases d'émissions de vol. Par conséquent, les systèmes dégivrages et antigivrages des ailes, système de climatisation et le démarrage des moteurs sont développés de manière totalement électrique. De plus, les actionneurs hydrauliques de freinage ont été électrifiés et leur fonctionnement est devenu 100% électrique.

L'électrification des avions apparaît des nouvelles terminologies, telles que « Hydraulicless » « Bleedless » et « Communicant ». En effet, les avions Hydraulicless consistent à supprimer les circuits hydrauliques installés, tandis que, les avions Bleedless consistent à remplacer les circuits pneumatiques par des systèmes électriques. Dans l'autre côté, les avions communicants consistent à intégrer la technologie de l'information et de communication dans le cockpit de l'avion afin de former des avions plus intelligents. Cette technologie d'électrification nécessite un réseau de distribution électrique plus robuste, et plus puissant, pour répondre aux besoins électriques des consommateurs, et afin d'assurer de meilleures performances des équipements électriques de l'avion. En résultant, le réseau électrique du Boeing-787 repose sur quatre générateurs principaux de 250 kVA, tandis que l'Airbus-380 nécessite quatre générateurs de 150 kVA pour produire une puissance électrique suffisante pour les besoins électriques des dispositifs installés.

I.2.4.1. Les avions « Hydraulicless »

Les premières étapes du développement des avions plus électriques consistent à supprimer les systèmes d'exploitation hydrauliques installés. En effet, les avions « Hydraulicless » reposent sur l'électrification des systèmes de commande et des terrains d'atterrissage, par l'utilisation des actionneurs électriques au lieu des actionneurs hydrauliques. Pour les avions modernes, deux types d'actionneurs sont intégrés, comme l'illustre la Figure I.15, à savoir:

- Actionneurs électro-hydrostatiques (Electro Hydrostatic Actuators, EHA) : Il s'agit d'un vérin hydraulique électrique, qui a été utilisé pour la première fois sur l'A380. Son entraînement est basé sur la pression délivrée par une pompe électrique. Dans ce contexte, la pompe électrique sera entraînée par un moteur synchrone à aimant permanent et un système de puissance (onduleur de tension).
- Actionneur électro-mécanique (Electro Mechanical Actuator, EMA) : Il s'agit d'un actionneur purement électrique, et il est plus applicable aux avions modernes que les actionneurs du type « EMA » afin de réduire le risque de coincement ou blocage, qui serait typiquement causé par les systèmes hydrauliques (effet de grippage) [Tod-12]. Aujourd'hui, de nombreux travaux et des recherches approfondis sont étudiés et mise en œuvre afin d'améliorer les performances et la rapidité de l'entraînement de ces actionneurs à la maîtrise complète des équipements de vol [Lis-10].



Figure I.8. Exemple d'actionneurs électro-hydrostatiques (à gauche), et d'actionneur électro-mécanique (à droite).

I.2.4.2. Les avions « Bleedless »

La deuxième partie du développement des avions plus électriques consiste à prélever l'air comprimé (L'air de purge) produit par les différents moteurs installés dans l'avion et d'électrifier les réseaux pneumatiques, tel que le conditionnement de l'air (ECS), l'entraînement du moteur, dégivrage et antigivrage des ailes (WIPS) [And-10]. Dans ce contexte, l'électrification des systèmes « ECS » consiste à utiliser deux packs de conditionnement d'air en parallèles, et chaque pack se compose de deux compresseurs électriques fonctionnant à haute vitesse, comme le montre la Figure I.16. Ces packs intégrés sont des équipements plus consommant de l'énergie électrique (environ de 70 kW) [And-12].

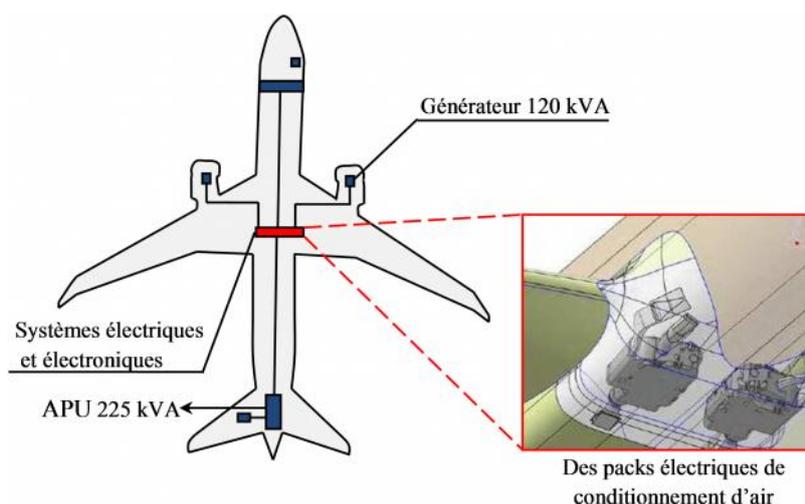


Figure I.9. Installation des packs électriques de conditionnement d'air dans l'aéronef.

Dans l'autre côté, deux techniques différents sont développés afin d'électrifier des équipements du dégivrage et antigivrage des ailes « WIPS », à savoir:

- **Solution Electrothermique:** Cette solution permet d'effectuer à la fois les deux tâches « dégivrages et antigivrage », et il s'agit de chauffer électriquement le tapis qui situé au bord de l'aéronef.
- **Solution Electromécanique:** Cette solution a été intégrée dans l'aéronef pour faire le dégivrage uniquement, son fonctionnement est basé sur des ondes électromagnétiques, qui produisent une force mécanique éliminant les couches de glace.

I.2.4.3. Les aéronefs communicants

L'objectif principal du système d'information est d'optimiser les calculs et d'assurer la mise en œuvre des applications de contrôle dans un délai précis et court, pour tout processus pouvant être exécuté dans des processeurs de contrôle (Microcontrôleur, Arduino, Automate...etc.) [Mat-12]. Dans ce contexte, le groupe TSF du LAAS et l'équipe TRACES de l'IRIT essaient de réaliser des calculateurs plus fiables et autonomes à travers deux principaux projets « ANR MasCotTE et SCEPTRE ». À cet égard, les résultats du projet ANR MasCotTE (Maitrise et Contrôle des Temps d'Exécution) sont plus adaptés aux transports routiers, tandis que le projet SCEPTRE (Systèmes Critiques Et Propriétés TempoRElles) tente à réaliser des calculateurs analysables et plus performants, et ses résultats ont été menés aux transports aériens.

Les réseaux des capteurs sans fil ou bien la technologie d'internet des objets sont en train de secouer la conception des aéronefs modernes afin de renforcer les systèmes de supervision et de contrôle. À cette fin, les résultats des calculateurs intégrés et les données mesurées seront envoyés aux opérateurs et à la base de commande en temps réel, en utilisant les protocoles de communication à distant tel que Ethernet [Lo-09]. L'intégration de la technologie de l'information et de la communication dans les

aéronefs sera augmentée la visualisation des données, et peut être minimisé les nombres de câblages entre les équipements électriques installés, mais conduira vers une nouvelle topologie dans la structure de tableau de bord de l'aéronef (Cockpit), comme l'illustre la Figure I.17.



Figure I.10. Cockpit de la Caravelle en 1955 (À gauche), Cockpit de l'Airbus 380 en 2005 (À droite).

I.2.5. Les avantages des aéronefs plus électriques

Aujourd'hui, les aéronefs plus électriques sont considérés dans le marché des aéronautiques comme étant plus rapides et plus fiables en fonctionnement, en répondant aux besoins des passagers, des contrôleurs et de l'environnement. En fait, parmi des avantages significatifs des avions plus électriques, on constate :

- **Des performances plus élevée :** La gestion et le contrôle de l'énergie dans les avions plus électriques sont devenus plus simples, comparant par le contrôle de quatre vecteurs énergétiques en même temps dans une seule aéronef (pneumatique, hydraulique, mécanique et électriques). Le contrôle unique sur le vecteur électrique va augmenter l'efficacité des machines électriques et les systèmes de commande.
- **La masse :** La technologie des convertisseurs électriques et la suppression des équipements pneumatiques et hydrauliques dans les aéronefs apporteront des nouvelles caractéristiques à l'aéronef, de sorte que la masse de l'avion deviendra plus légère.
- **La maintenance:** Le principal avantage des avions plus électriques est la facilité de détection des défauts de réseau et des équipements électriques endommagés. En fait, un dysfonctionnement du système électrique peut être détecté et isolé facilement, mais ce n'est pas la même chose avec les systèmes hydrauliques, il est plus difficile de déterminer le défaut.

I.2.6. Les contraintes des aéronefs plus électriques

Les aéronefs plus électriques reposent sur l'électrification des systèmes pneumatiques et hydrauliques. À cause de cette électrification, les constructeurs des aéronefs plus électriques ont été confrontés des

défis et des contraintes afin d'obtenir des meilleures performances de l'aéronef. Les développeurs et les chercheurs ont mis en évidence les objectifs et ont fait de nombreux travaux et recherches internationaux liées à l'amélioration des avions plus électriques, tel que, Power Optimized Aircraft (POA, 2001-2007), More Open Electrical Technologies « MOET, 2006-2009 », Clean Sky « 2008-2015 », Gestion Optimisée de l'Energie (GENOME, 2012-2017). Parmi les principaux défis liés à la construction des aéronefs plus électriques, on constate :

- **Les performances des composants d'électroniques de puissances:** La commande et le pilotage des machines électriques seront assurés par l'intégration des convertisseurs statiques, qui sont basés sur les équipements d'électronique de puissance (IGBT, MOSFET, diode...etc.). De ce fait, des milliers de projets et de recherche seront proposés pour améliorer les performances des composants binaires et ternaires (PbS, PbMnS, ZnS, GaN...etc.), en développant leurs propriétés structurales, électroniques et magnétiques, par des différentes méthodes de calcul (FP-LAPW, APW, LMTO...etc.).
- **L'architecture du réseau électrique:** À cause d'électrification des équipements pneumatiques et hydrauliques, les aéronefs aujourd'hui rendent plus consommant de l'énergie électrique. À cette fin, l'architecture du réseau électrique installé sera développé afin d'alimenter les équipements avec une grande énergie électrique résultant des meilleures performances pour l'aéronef. Parmi les réseaux qui répondent aux besoins de tous les consommateurs électriques installés dans l'aéronef, on retrouve les réseaux électriques embarqués ou bien ilôtés.
- **La gestion thermique :** Les aéronefs plus électriques ont provoqué une rejets de calories, ou une perte thermique. Ces pertes doivent être bien contrôlées afin d'augmenter le rendement thermique et électrique de l'aéronef.
- **La compatibilité électromagnétique :** Les équipements électriques et les réseaux à haute tension induisent des champs magnétiques qui entourent les dispositifs d'électronique de puissance installés dans l'aéronef, ce qui peut nuire aux systèmes de contrôle et de communication. Ce flux doit être optimisé et contrôlé, et il peut conduire à réfléchir à la création de nouvelles dimensions du câblage électrique (les lignes de transmission électriques).
- **L'aspect économique :** Ce n'est pas seulement l'aspect technique qui a retenu l'attention des chercheurs, même l'aspect économique où le prix d'achat de l'avion est devenu l'axe de l'intention des constructeurs en raison de leur importance sur le marché de l'aviation. À cette fin, la réduction des coûts de construction et de développement entraînera la normalisation du matériel des aéronefs telle que le projet européen « Actuation 2015 », conçu pour développer des briques élémentaires standardisées pour les vérins électriques.

I.3. Les navires

La demande croissante des besoins énergétiques dans les navires, ainsi que la pression croissante exercée sur la conservation de l'énergie et la protection de l'environnement, ont incité l'initiative à poursuivre le projet des navires plus électriques. Ce développement est envisagé de créer un paradigme dans la zone de production et de transmission afin d'alimenter les systèmes de propulsion et de fournir la puissance requise pour différentes charges.

Les systèmes d'alimentation intégrés (IPS, Integrated Power Services) dans les navires plus électriques combinent les systèmes d'alimentation des charges propulsifs et les systèmes d'alimentation des services du navire, pour fournir une plate-forme électrique commune assurée par un ensemble de générateurs parallèles [Dah-10]. Cette nouvelle topologie comprend généralement le module de production d'électricité, le module de stockage d'énergie, les modules de conversions électriques, le module de propulsion et les charges de service du navire [Ion-15]. Cette intégration de l'IPS dans les navires modernes permet une flexibilité architecturale afin de transférer la puissance électrique entre la propulsion et les charges électriques selon leurs besoins, et peut améliorer la capacité de survie et la fiabilité du système d'alimentation de bord, ainsi que des coûts de construction des systèmes de distribution peuvent être réduits par élimination des transformateurs et minimiser la longueur des câbles de transmissions électriques. De plus, il a été identifié comme la technologie de nouvelle génération pour la plate-forme de distribution électrique dans les navires et une étape importante pour réaliser l'initiative des navires tout électriques.

Les systèmes de distribution dans les navires modernes fournissent une grande quantité d'énergie qui peut être contrôlée pour répondre aux besoins des équipements électriques, et permettront également une reconfiguration automatique et intelligente des dispositifs de production d'électricité en cas de dysfonctionnement ou de dommage dans l'un des distributeurs électriques, ce qui entraînera la continuité de distribution électrique pendant la longueur de leur déplacement [Xiu-05]. Dans ce contexte, la puissance du réseau de distribution électrique dans les navires actuels est liée avec le mode d'exploitation des navires, comme illustré la Figure I.18, et peut être défini par la puissance des équipements électriques installés, le type de configuration du réseau électrique intégrées, et le nombre des alternateurs connectés.

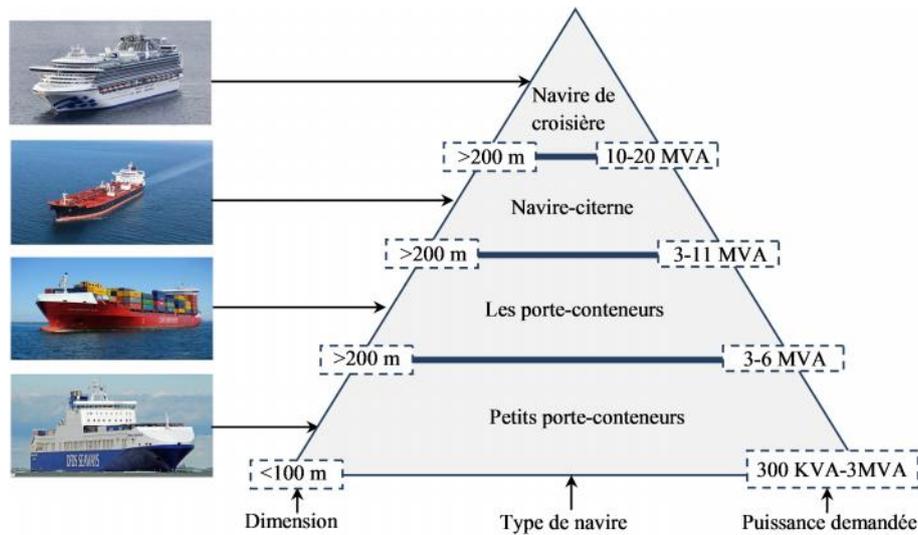


Figure I.11. Classification des navires selon la dimension et la puissance demandée [Rad-13].

I.3.1. La politique des navires plus électriques

À la fin des années 1830, l'inventeur allemand Moritz Hermann Jacoby a fait les premiers efforts consignés pour utiliser l'électricité dans un navire, en inventant un simple moteur à courant continu alimenté par une batterie [Dem-15, Dem-17]. Ce réseau d'alimentation classique a été installé dans un petit bateau, mais il a souffert de nombreuses imperfections et aucune propulsion électrique n'était adoptée pour cette navale. La première application réussie de l'énergie électrique aux navires s'est produite dans les circuits de tir d'armes à feu dans les années 1870 [Skj-15]. Dans les années 1880, les premières concrétisations des systèmes électriques dans le bord des navires étaient disponibles dans le marché maritime, et ils comprenaient un système d'alimentation continu intégrée au SS Columbia [Sul-15]. En effet, à la fin du 19^{ème} siècle et le début du 20^{ème}, l'invention du moteur à induction AC, transformateur et du moteur diesel ont déclenché des nouvelles activités et des développements durables dans les navires [Skj-16]. Les deux développements les plus importants ont été réalisés avant la Première Guerre mondiale, le premier navire diesel-électrique (Vandal) en 1903 et le premier navire de guerre à propulsion électrique en 1912 (USS Jupiter) [Sat-17]. Pendant la période de la Première Guerre mondiale, les navires de guerre exigeant plus de puissance, de fiabilité et de vitesse [Cho-04]. À cette fin, les premiers cargos à turbopropulseurs électriques ont été conçus et développés aux États-Unis et au Royaume-Uni [Car-18, O'Ro-20]. De plus, le déclenchement de la Seconde Guerre mondiale a stimulé de nouveaux développements qui ont le pétrolier T2 à propulsion turbo électrique [Spy-11]. Les navires à propulsion nucléaire sont apparus à la fin des années 50, et les premiers travaux à courant alternatif ont été étudiés en 1960 (SS Canberra).

De 1960 à 1985, la révolution de l'électronique de puissance a déclenché une technologie innovante dans les systèmes de commande et l'électrification des équipements pneumatiques et hydrauliques

dans les outils du transport maritime, et ce fut un début et une étape progressive de l'émergence des navires plus électriques. En conséquence, le navire britannique « Reine Elizabeth II » a été inauguré en 1987 avec le premier système de propulsion intégrée diesel-électrique, qui remplace sa turbine à vapeur [Skj-16]. Au cours des deux dernières décennies, la communauté maritime a assisté au développement des premiers navires utilisant le GNL (Gaz Naturel Liquéfié) comme carburant. En janvier 2015, le premier navire tout électrique a été réalisé et alimenté par deux moteurs électriques de 450 kW reliés à des batteries d'une puissance globale de 1000 kWh [Kun-19]. En effet, son développement est le résultat d'une compétition lancée par le ministère des Transports et des Communications du Norvège, pour développer un service de ferry respectueux de l'environnement entre les deux villages « Lavik et Oppedal ». La Figure I.19 montre l'évolution du système d'alimentation électrique dans les navires entre la période 1830 et 2015.

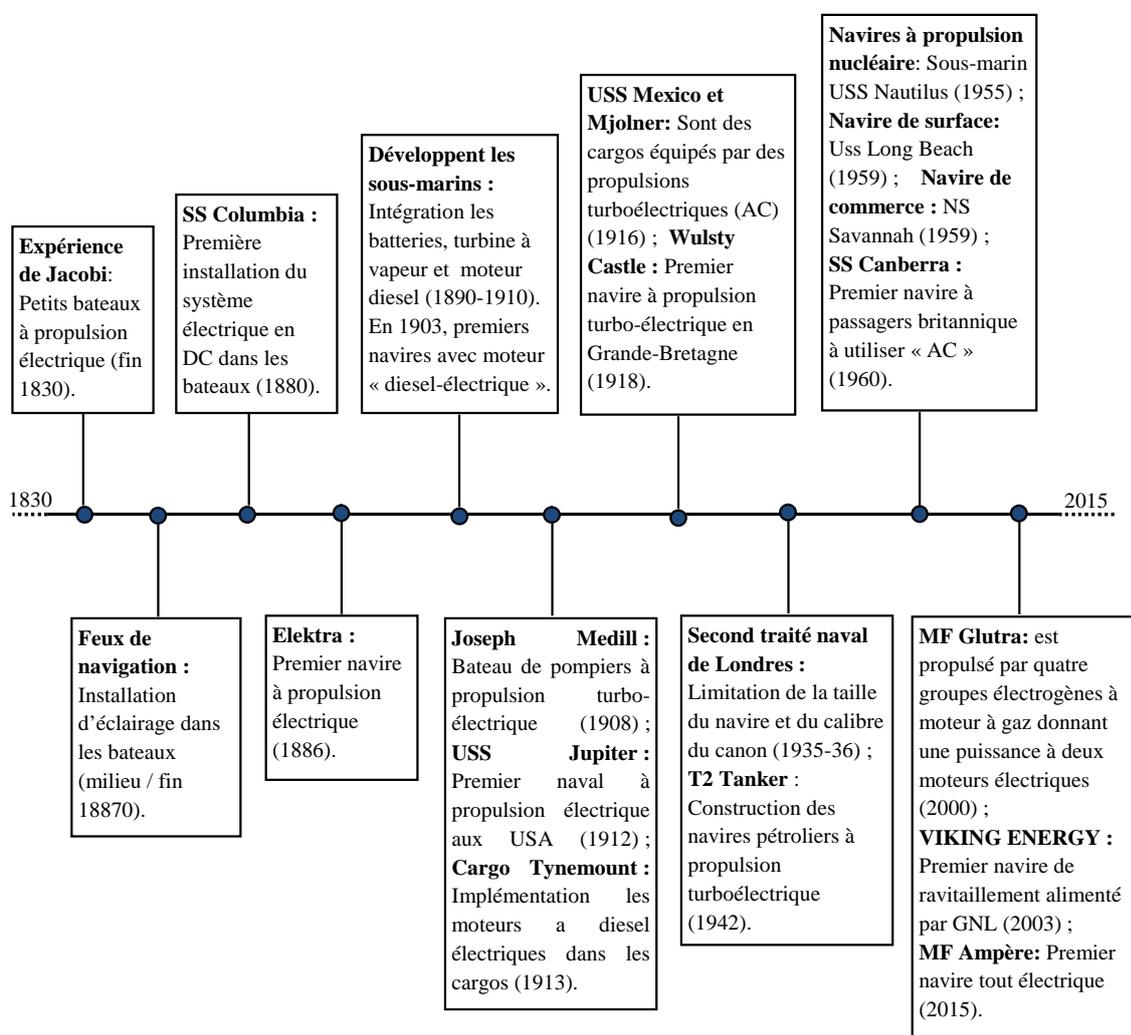


Figure I.12. Chronologiques de l'évolution les systèmes électriques intégrés dans les navires [Skj-15].

I.3.2. Développement des navires tout électriques

Récemment, des milliers de travaux et de recherches ont été étudiés liés à l'électrification des systèmes de navire pour réaliser des flottes maritimes tout électriques et construire des navales plus puissantes, fiables et non polluées. En effet, le projet Advansea, mis en œuvre par DCNS, vise un navire de longs cent vingt mètres pesant plus de quatre mille tonnes, d'une puissance électrique de 20 MW et capables d'atteindre 28 nœuds [Hos-17]. Ces nouvelles propriétés marines sont réalisées grâce au développement durable d'équipements électriques, tels que les moteurs, les transformateurs et les turboélectriques, pour construire des navires plus efficaces et plus compétents dans le transport maritime [Sha-16]. Les chercheurs du domaine de l'AES (All Electric Ships, les navires tout électriques) dans le monde entier se sont principalement intéressés à quatre axes principaux: le réseau de distribution électrique [Sha-16, Zha-19], le stockage d'électricité [Bov-18], le système de propulsion et la protection électrique [Jot-17, Cuz-17]. En effet, le réseau de distribution électrique du navire est l'axe de notre intérêt dans cette étude, et chacun de ces axes sera détaillé ci-dessous.

I.3.2.1. Réseau de distribution électrique

Actuellement, le système de puissance dans les navires utilise généralement une alimentation triphasée générée et distribuée dans une configuration non mise à la terre, qui peut maintenir l'équipement en exploitation continu en cas de défaut à la terre monophasée. À cette fin, les câbles des systèmes non mis à la terre doivent être isolés de la coque du navire. En outre, le système électrique moderne se caractérise par une distribution électrique continue, ce qui augmentera la fiabilité des équipements électriques installés dans les navires.

Dans les dernières années, la conception IPS (Integrated Power System) a été appliquée dans les navires plus électriques [Jay-17]. En effet, elle a été identifiée comme la technologie de prochaine génération pour les systèmes d'alimentation des navires à cause d'elle plus efficace et moins couteux. De plus, son exploitation dans le transport maritime peut être considérée comme une étape essentielle afin de concrétiser les navires tout électriques. Selon son système d'exploitation, l'énergie électrique sera distribuée de manière centralisée afin que les services du navire et les charges de propulsion soient alimentés par un ensemble commun de générateurs parallèles, comme l'illustre la Figure I.20, ce qui entraîne la capacité de basculer la puissance électrique entre les équipements de propulsion et les charges électriques selon leurs besoins électriques, augmentant la flexibilité et la fiabilité du système de puissance [Kum-19]. Dans ce contexte, l'IPS est conçu pour produire des navires non-polluants, et afin de minimiser le poids et le cout de construction des navires. De plus, il est recommandé que les systèmes de distribution d'énergie à bord des navires possèdent la capacité de transférer en permanence l'énergie aux divers systèmes électriques installés pendant et après les défaillances.

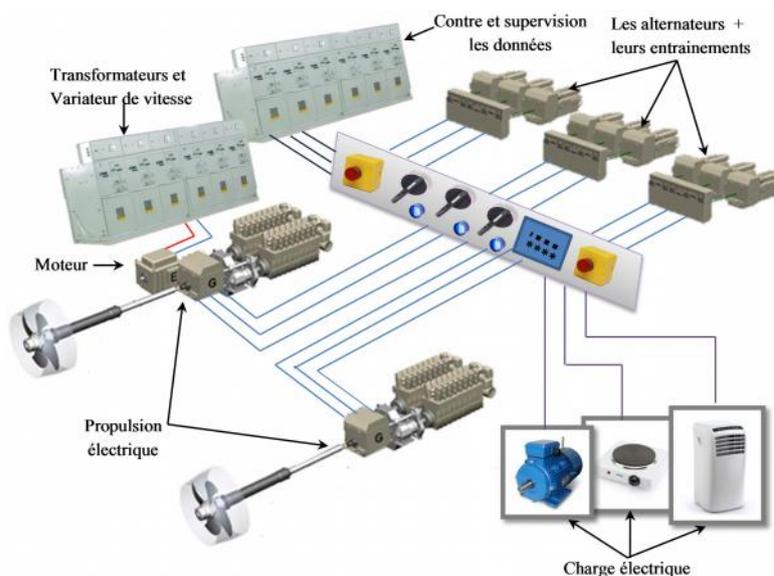


Figure I.13. Distribution d'énergie électrique dans les navires modernes [Kum-19].

Le système d'alimentation des navires modernes présente des caractéristiques différentes des systèmes d'alimentation traditionnels, en raison de la nouvelle structure du système de puissance et des caractéristiques des charges électrique intégrées. Parmi les caractéristiques les plus importants de cette alimentation:

- La gamme de fréquences plus large par rapport au système d'alimentation classique.
- Les pertes en lignes sont faibles et le taux de chutes de la tension produite dans un fonctionnement normal est plus agréable dû à l'utilisation de câbles courts dans la zone de transport électrique.
- La puissance de production de l'énergie électrique est plus élevée que les systèmes de distribution classique en raison de l'électrification les systèmes pneumatiques et hydrauliques dans les navires.
- Un grand nombre de composants électriques sont étroitement couplés dans un petit espace.
- Un grand nombre de charges électroniques, telles que des capteurs de combat, de contrôle et de communication, des radiateurs et les ordinateurs, qu'ils sont plus sensibles aux coupures de courant et à la qualité de l'alimentation.
- Une défaillance dans une partie du système de puissance peut affecter d'autres parties électriques dans le navire.
- Il existe des différents types de charges ont été installés dans la zone de consommation (linéaire, non linéaire, active, passive, tournants...etc.), qui consomment une grande quantité d'énergies électriques par rapport aux autres charges installées sur les réseaux électriques des navires classiques.

Grâce à ces caractéristiques uniques du système de puissance, certaines des solutions mathématiques utilisées dans l'analyse du réseau de distribution électrique moderne ne peuvent pas être appliquées au système d'alimentation classique tel que la construction du modèle global et unique pour tous les éléments du réseau électrique installé dans le navire (les alternateurs connectés, les lignes de transmissions et les charges électriques). Le réseau électrique installé dans les navires modernes contient des différentes charges, un bref aperçu des classifications de charges dans le système de puissance du navire tout électrique [Xiu-05]:

1. **Non-vital** : Ce sont des charges facilement transportables qui peuvent être immédiatement sécurisées, sans nuire aux opérations de transport maritime, à la capacité de l'isoler pendant leurs défaillances. Parmi les charges non vitales installées sur les navires ; système de chauffage, les équipements électriques de la cuisine; systèmes de ravitaillement, systèmes de réfrigération, et d'autres charges qui peuvent être arrêtées pendant une courte période jusqu'à ce que la capacité électrique soit rétablie.
2. **Semi-vital** : Ce sont des charges importantes pour le navire mais pouvant être arrêtées ou commutées vers une autre installation afin d'éviter une perte totale de la puissance électrique du navire. Exemples: système d'éclairage, ascenseurs, tapis roulants, pompes à eau de mer et certains systèmes radar et de communication.
3. **Vital** : Ce sont des charges non transférables qui peuvent influencer sur les performances du navire, et leurs alimentations ne doivent pas être coupées intentionnellement dans le cadre du schéma de délestage des charges. Des exemples de charges vitales sont les générateurs, les moteurs à propulsion, les armoires électriques.

Dans ce contexte, les charges classées comme charges non vitales dans les missions du navire sont connectées à une seule source d'alimentation dans le système de puissance. Cependant, les charges vitales doivent être connectées à deux sources d'alimentation indépendante dans le système de puissance, et cela se fait comme suit ;

- Si une charge est classée comme charge vitale dans une mission majeure du navire, telle qu'un système de propulsion, elle doit être connectée au système de puissance via le transfert automatique de bus (ABT). En effet, l'ABT est un appareil capable de détecter la perte de puissance d'une source d'alimentation normale. En l'absence d'alimentation normale, ABT peut automatiquement déconnecter la charge de l'alimentation normale et permuter le flux d'alimentation de la charge à partir d'une autre source d'alimentation alternative.
- Si une charge est classée comme charge vitale dans certaines missions et comme charge non vitale dans d'autres missions, telle que le système d'éclairage, la charge est connectée à son système de puissance via un transfert de bus manuel (MBT). En effet, l'MBT est un périphérique, comme un ABT, qui peut connecter des charges à une source d'alimentation

normale ou à une source d'alimentation alternative. Mais contrairement à l'ABT, l'opérateur doit déplacer manuellement le MBT lorsque celui-ci constate que la principale source d'alimentation de la charge n'est plus disponible.

I.3.2.2. Stockage d'électricité

La propulsion électrique et les charges intermittentes, telles que des armes électroniques ou des capteurs, nécessitent des impulsions de puissance de très haute amplitude et de courte durée pour leur fonctionnement ou l'entraînement, qui consomment une quantité considérable de l'énergie électrique totale produite. Par conséquent, il est nécessaire que les systèmes de stockage d'énergie renforcent l'énergie produite par les générateurs installés [Cim-05]. De plus, les systèmes de stockage d'énergie peuvent être utilisés pour compenser les pics de puissance et de réguler la puissance demandée aux générateurs principaux [Nas-16]. En outre, leur utilisation entraînera également des avantages opérationnels en matière de qualité de l'énergie et d'économie de carburant. À cette fin, les systèmes de stockage d'énergie à action rapide peuvent compenser la réponse lente des générateurs et réduire les effets négatifs sur la qualité de l'énergie. Dans ce contexte, Il existe plusieurs méthodes de stockage d'énergie, qui peuvent être classées en deux catégories principales:

1. Stockage à court terme (avec une durée moins de 10 min).
2. Stockage à long terme (avec une durée plus de 10 min).

Parmi les méthodes les plus utilisées dans le stockage d'électricité en long durée, on mentionne :

- **Stockage sous forme d'énergie potentielle de l'air comprimé :** Cette méthode a été appliquée en Allemagne à Hundorf, en 1978, et peut fournir une puissance allant jusqu'à 290 MW. Cette technologie repose généralement sur un grand réservoir pour stocker l'air comprimé, qui sera par la suite utilisé pour l'entraînement de turbine à gaz.
- **Stockage sous forme d'énergie chimique :** Ce stockage dépend du contenu chimique des batteries. Actuellement, les accumulateurs au plomb ou lithium sont les plus courants dans le marché des batteries, et les plus utilisables dans les outils de transport moderne.

Dans l'autre côté, le stockage d'électricité en court durée est basé sur des méthodes d'accumulation, on a :

- **Stockage d'énergie magnétique dans des bobinages supraconducteurs:** Cette technique est basée sur le courant qui circule dans la bobine supraconductrice, qui produira un champ magnétique emmagasiné dans l'inductance. Ce principe de stockage est utilisé dans un hacheur élévateur (Boost).
- **Stockage d'énergie électrique dans des super-condensateurs :** Il s'agit d'une technologie de stockage qui a été spécifiquement utilisée pour emmagasiner l'énergie électrique, mais sa

capacité de stockage est limitée entre 7 et 10 W. A cette fin, de nombreuses recherches et travaux sont en phase d'étude pour améliorer les performances du super-condensateur et afin d'augmenter sa puissance de stockage jusqu'à centaine de kW.

- **Stockage d'énergie cinétique dans un volant d'inertie (Fly-Wheel) :** Ce type de stockage est basé essentiellement sur un volant d'inertie rotative couplé à une machine tournante qui fonctionne comme un moteur ou générateur selon l'état du réseau électrique. Ce système est intégré dans les navires pour gérer le flux de puissance et maintenir la fréquence et la tension du réseau électrique dans les limites préférées.

Le Tableau I.7 et I.8 illustrent le bilan des différentes caractéristiques des moyens de stockage à petite et grande échelle pour les deux catégories « courte et longue durée ».

Tableau I.1. Le bilan simplifié des caractéristiques des moyens de stockage à petite échelle [Cim-05].

Technologie	Inducteur supraconducteur	Super condensateur	Volant d'inertie	Electro-chimique	Air comprimé
Forme d'énergie	Magnétique	Electrostatique	Chimique	Mécanique	Air comprimé
Densité d'énergie	de 1 à 5 Wh/kg	de 10 à 60 Wh/kg	De 1 à 5 Wh/kg	De 20 à 120 Wh/kg	8 Wh/kg (200bars)
Constantes de temps	<1 min	<10 min	< 1 h	10 min à 10 h	1 h à qq jours
Cyclabilité	de 10000 à 100000 (Fatigue mécanique)	de 10000 à 100000	de 10000 à 100000 (Fatigue mécanique)	de 100 à 1000 dégradations chimiques	de 100 à 1000 (Fatigue mécanique)
Rendement électrique	> 0.9	de 0.8 à 0.9 selon régime	de 0.8 à 0.9 selon régime	de 0.7 à 0.8 selon régime	de 0.3 à 0.5 selon régime
Remarques	Cryogénie	Grande cyclabilité	Coût globale compétitif sur la durée de vie	Technologie mature	Rendement faible

Tableau I.2. Le bilan simplifié des caractéristiques des moyens de stockage à grande échelle.

Technologie	Hydraulique gravitaire	Air comprimé en caverne	Batteries électrochimiques	Batteries a circulation	Thermique à turbine
Densité d'énergie	1 kWh/m ³ pour une chute de 360	12 kWh/m ³ à 100 bars	Batterie (Pb) : 33 kWh Batterie (Li-ion) : 100 kWh	33 kWh/m ³	200 kWh/m ³
Capacité réalisable	de 1 à 100 GWh	de 0.1 à 10 GWh	de 0.1 à 40 MWh	de 10 à 100 MWh	de 10 à 100 GWh
Rendement électrique	De 65% à 80%	50% (avec l'apport de gaz naturel)	70% ou moins en décharge rapide	70%	60%
Maturité	Très bonne	Plusieurs expériences dans le monde	Plusieurs expériences avec des technologies matures	En développement prototypes en fonctionnement	A l'état de projet
Remarques	Sites avec dénivelés et retenus d'eau	Sites avec cavernes	Métaux lourds	Produits chimiques	Indépendant des contraintes géographiques

I.3.2.3. Les systèmes de propulsion électriques

Pendant de nombreux siècles, les flottes navales, quel que soient leurs types et leurs tailles (navire commercial, navire de guerre...etc.), ont été propulsées avec une seule force appliquée à leurs extrémités. En effet, la puissance des hommes était la seule force exercée sur les galères, tandis que les navires marchands avaient besoin d'une grande vitesse, mais ils comptaient principalement sur la force des vents pour les propulser. Cette technologie classique a été radicalement modifiée au début du XIX^e siècle avec l'apparition des machines à vapeur, qui entraîneraient les roues et les hélices des navires. Dans ce contexte, les moteurs à combustion externe consistent à transformer l'énergie thermique de la vapeur produite par une chaudière en énergie mécanique appliquée aux arbres des hélices. En 1933, l'entreprise Alsthom de Belfort a installé à bord du Normandie un système turboélectrique, qui a été bénéficié de l'expérience des porte-avions USS Lexington et USS Saratoga afin d'installer les turboélectriques. À cette fin, le câblage électrique se substituait aux longs arbres d'hélice, ce qui permet de répartir les masses du dispositif propulsif obtenant moins de contraintes et plus de sécurité. Ainsi, les 29 chaudières Normandie ont fourni de la vapeur aux turbo-alternateurs, qui à leur tour, ont fourni aux moteurs de propulsion un courant triphasé de 5.500 volts [Col-13]. Actuellement, la propulsion navale est basée sur des réacteurs nucléaires produisant de la chaleur transformée en vapeur afin d'entraîner la turbine ou les moteurs électriques, mais la majorité des navires utilisent les moteurs à diesel pour assurer l'entraînement propulsif. En effet, le développement durable des moteurs à diesels, les turbines à gaz, les alternateurs, les systèmes d'électronique de puissance et les moteurs à induction permettent de fournir les 20 MW nécessaires aux propulsions maritimes d'un navire de 20000 tonnes pour le propulser à 20 nœuds [Col-13]. Dans les dernières années, les systèmes internes de propulsion ont été changés aux propulsions hybrides, tels que Frégate militaire [Gee (a)-17]. En effet, les systèmes de propulsion hybrides sont principalement basés sur la combinaison parallèle d'un moteur diesel et d'une turbine à gaz, ou entre deux moteurs diesel, comme l'illustre Figure I.21. À cette fin, les moteurs diesel seront connectés à un générateur pour les navires de grande puissance qui nécessitent une grande force pour les propulser. Cette technique a été appliquée sur les navires afin d'accroître la vitesse de déplacement du navire [Gee (b)-17].

De nombreuses recherches et expériences approfondies étudient les systèmes de propulsion maritime afin d'améliorer leurs performances, parmi les recherches qui ont été menées on mentionne; les propulseurs Rim-Driven, propulsion par des forces magnétohydrodynamiques, turbo voiles et cerf-volant de traction. Le développement des systèmes de propulsion maritime dépend de l'un de ces principaux critères, qui sont:

- Flexibilité de fonctionnement (la vitesse, rotation, freinage...etc.)
- Réduction des gaz polluants (NO_x, CO₂...etc.) avec un rendement plus élevé.
- Système de propulsions moins coûteux

- Meilleur entre compacité, endurance, performance et la modularité.
- Discrétion acoustique et vibratoire, pour les navires frégates et les navires croisière.

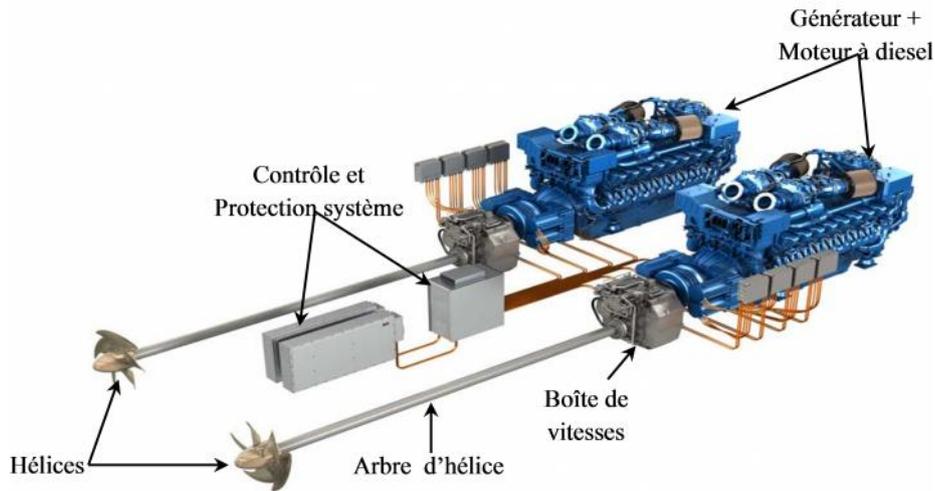


Figure I.14. Système de propulsion hybride de MTU maritime [Gee (a)-17]

I.3.2.4. Système de protection

Dans le système d'alimentation d'un navire, divers défauts électriques peuvent survenir les dispositifs électriques du réseau tel que les surtensions, les court-circuités et les déséquilibres dans les conditions de synchronisation des générateurs. À cette fin, les systèmes de protection doivent être intégrés aux systèmes de commande et au système de puissance afin de contrôler correctement le flux d'énergie dans les limites requises et d'isoler rapidement l'équipement en cas de leurs défaillances [Vic-15]. Dans ce contexte, les systèmes de protection d'alimentation sont intégrés au réseau électrique pour détecter les défaillances et les conditions indésirables et sont nécessaires pour maintenir automatiquement l'équilibre de puissance pour le reste du système, garantissant la continuité du service et minimisant les pertes de charge causées par un comportement anormal ou des dommages hostiles du système électrique [Col-13]. En effet, les dispositifs de protection hardware peuvent être trouvés dans les armoires électriques principales du réseau ou à l'intérieur de chaque dispositif électrique, et ils pourraient être comme des dispositifs tout électrique, électronique, magnétothermiques et optiques. En outre, les algorithmes de protection et de contrôle peuvent être intégrés dans les systèmes des calculs (les microprocesseurs, les automates) afin de suivi et contrôler les données mesurées et les sorties de chaque dispositif installé.

Plusieurs méthodes de contrôle des navires ont été incorporées pour superviser les diagnostics du système d'alimentation et pour améliorer la fiabilité et la robustesse du réseau électrique. Parmi les méthodologies de contrôle les plus utiles de ces dernières années, on mentionne :

1. La méthode de «feeder reconfiguration» pour les systèmes de distribution. Il s'agit d'un algorithme de reconfiguration, basé sur la théorie de réseau de neurones artificiels, et utilisé pour réduire la perte de puissance.
2. Une méthodologie basée sur la logique floue a été développée dans le but de restaurer et d'équilibrer le système de puissance en temps réel.
3. Système automatique basé sur des algorithmes de processus pour la reconfiguration du système électrique. L'objectif du processus de reconfiguration est d'alimenter les équipements de panne et d'isoler les charges après leurs défaillances.
4. Une stratégie d'auto-guérison pour reconfigurer et rétablir le service dans la distribution électrique du navire. Il s'agit d'un modèle de la disposition 3D du système de bord, utilisant un système d'informations géographiques.
5. La méthode de reconfiguration du réseau électrique à l'aide de l'algorithme génétique (GA). Dans cette méthodologie, le processus de reconfiguration peut isoler le défaut et récupérer rapidement l'alimentation de manière autonome.
6. Algorithme du réseau de neurones artificiel. Cet algorithme est utilisé pour localiser les défauts du système de distribution électrique à bord d'un navire.

I.3.3. Les contraintes des systèmes de puissance dans les navires tout électrique

Les systèmes d'alimentation des navires existent depuis plus de 100 ans, et l'histoire de leur développement a montré un niveau élevé de recherche et d'innovation, qui a commencé par apporter les premières applications de l'électricité aux navires dans les années 1880 jusqu'à la construction des systèmes de puissances plus puissants, fiables et intelligents. Cette évolution a entraîné des contraintes qui doivent être abordées afin d'augmenter les performances du navire. Parmi ces contraintes et leurs solutions, nous mentionnons:

- **Augmentation la puissance du réseau de distribution électrique:** À cause d'électrification les navires par la conversion des systèmes pneumatiques et hydrauliques en des systèmes tout électriques, la puissance des navires a augmenté de façon progressive et leur consommation électrique a atteint de 20 MVA. À cet égard, les constructeurs ont tenté d'augmenter la puissance électrique distribuée dans les navires en changeant la topologie conventionnelle du réseau en un système d'alimentation unique et global pour tous les consommateurs d'électricité, en utilisant le couplage des générateurs en parallèle. Par conséquent, la puissance totale distribuée aux dispositifs électriques est liée au nombre des alternateurs parallèles.
- **Contraintes de l'alimentation des navires à quai :** Afin de construire des navires non-pollués et pour réduire la consommation d'énergie fossile dans les navires, les autorités ont fourni à disposition des armatures de recharge électrique dans les quais des navires. Cependant, la différence de fréquence d'un pays à l'autre (50 ou 60 Hz) peut poser des

problèmes dans l'alimentation électrique des navires via les réseaux locaux. À cette fin, l'entreprise ABB a décidé d'intégrer des modules de conversion de fréquence « ACS6000 » afin que les navires puissent être alimentés par tout système de distribution électrique installé sur le quai du navire.

- **La robustesse du système de puissance :** Les réseaux électriques installés dans les navires peuvent être affectés par des petites ou grandes perturbations, entraînant des dysfonctionnements dans le fonctionnement des dispositifs électriques du navire. Dans ce contexte, les développeurs ont intégré les systèmes de compensation d'énergie réactive, les systèmes de contrôles robustes, et des systèmes électriques supplémentaires afin d'assurer la continuité de la production électrique pendant leurs déplacements.
- **La synchronisation des alternateurs parallèles :** Le couplage des alternateurs en parallèle est soumis à des conditions importantes qui doivent être vérifiées afin d'assurer les meilleures performances du réseau de distribution. À cette fin, les dispositifs de synchronismes ont été intégrés dans les armoires électriques afin de vérifier ces conditions.

I.4. Conclusion

Ce chapitre introductif permet de dresser un état de l'art sur l'évolution énergétique dans les outils du transport, mettant l'accent sur le concept des avions et des navires plus électriques. En effet, la technologie de l'électrification consiste à transformer les systèmes hydrauliques et pneumatiques installés dans les outils du transport en systèmes électriques. Cet état de l'art montre les avantages et les contraintes attendus au niveau d'électrification des outils du transport. Les avantages s'agissent de minimiser les émissions des gaz polluants, réduction du poids, et augmenter la fiabilité des équipements installés. En outre, les contraintes demeurent principalement au niveau du système de puissance, qui doivent être améliorés afin d'obtenir un réseau électrique plus fiable et robuste. À cette fin, les systèmes de stockage en sont venus à s'appuyer sur des batteries au lithium qui ont des propriétés élevées en poids et en densité énergétique, les systèmes de propulsion maritime ont été améliorés et devenus des propulsions hybrides. De plus, la technologie de l'information et de communication a été intégrée dans les systèmes électriques afin de surveiller à distance les données mesurées, et pour construire une plateforme urbanisme intelligente.

Le système de puissance dans les outils du transport (aéronef et navire) devient plus puissant dans les dernières années et nécessite plus d'énergie afin de satisfaire les besoins des dispositifs électriques. Dans ce contexte, le réseau de distribution conventionnelle a été changé et est devenu dépendant sur le couplage des alternateurs parallèles afin de fournir l'énergie requise aux différents équipements électriques. À cette fin, le travail de cette thèse s'intéresse plus particulièrement sur le réseau de distribution électrique, et on a choisi la topologie du réseau électrique du navire comme modèle électrique pour notre étude.

Modélisation du réseau électrique embarqué

II.1 Introduction	35
II 2 Description du réseau de bord d'un navire tout électrique.....	35
II .3 Méthodologie de modélisation du réseau électrique embarqué.....	37
II 3.1 Définition et propriétés de matrice de passage	38
II .3.2 Principe de construction du modèle électrique globale	40
II.4 Modélisation des systèmes élémentaires	41
II.4.1 Les alternateurs.....	41
II.4.1.2 Modélisation des alternateurs dans son propre repère de Park.....	42
II.4.Modélisation des alternateurs dans le repère principal.....	47
II.4.1.3Modèle mécanique de l'alternateur	49
II.4.2 Les lignes.....	49
II.4.3 Les charge passive.....	51
II.5 Modélisation de la charge passive dans le repère principal.....	53
II.5 Modélisation globale de l'ensemble de mono alternateur, des lignes et de la charge passive.....	55
II.6 Simulation d'un réseau mono alternateur, ligne et charge passive « RLC»	57
II.7 Conclusion.....	62

II.1 Introduction

Le réseau électrique embarqué se caractérise par une forte interaction entre les différentes sources et charges. Ce réseau est constitué des alternateurs parallèles tels que les machines synchrones qui vont être entraînées par des turbines ou des moteurs à diesel et des charges électriques de différentes natures (passives, actives, linéaires et non linéaires). En effet, ces sources énergétiques sont connectées en parallèle sur le jeu de barres afin de produire l'énergie électrique aux consommateurs électriques, à condition que la connexion des alternateurs respecte les conditions de synchronisation. Le réseau électrique embarqué est intégré dans les outils de transport pour augmenter la puissance de distribution et la fiabilité de l'ensemble du système d'alimentation, et afin d'assurer la continuité de la distribution électrique même en cas d'une défaillance d'un alternateur.

Au vu de comprendre le comportement dynamique et le fonctionnement du réseau électrique embarqué, il paraît intéressant de représenter mathématiquement le modèle du réseau électrique embarqué. Cette représentation ne doit pas être trop complexe mais approches vers la réalité physique qui permet d'étudier et de simuler le comportement global du réseau électrique. En effet, le modèle construit doit être dynamique pour effectuer les différentes opérations sur la topologie du réseau tel que, couplage/découplage d'un alternateur, la variance de la charge et prévoir d'appliquer les défauts électriques sur le modèle du réseau tel que les chutes de tension et les courts-circuits. Ce modèle dynamique du réseau électrique embarqué permet de justifier le modèle construit, et de vérifier la fiabilité des correcteurs et les systèmes de commande qui seront utilisés pour contrôler le réseau électrique embarqué.

Dans ce chapitre, nous allons illustrer les composants élémentaires du réseau électrique embarqué, en prenant comme exemple le réseau de bord du navire tout électrique. De plus, la méthodologie de modélisation du réseau électrique embarqué est présentée et son principe sera détaillé de sorte que chaque composant du réseau électrique embarqué est modélisé. En conséquence, Dans ce chapitre qui consiste à mettre un modèle global d'un mono-alternateur connecté à une charge RLC via des lignes de transport électrique. Dans l'annexe B .Enfin, le modèle global du réseau électrique embarqué présentée dans ce chapitre sont justifiés par de simulation en boucle ouverte, en mettant en évidence la variation de la charge et la condition de synchronisation.

II 2 Description du réseau de bord d'un navire tout électrique

Actuellement, la distribution d'énergie électrique dans les navires repose sur le couplage parallèle des alternateurs afin d'assurer la fiabilité des navires et répondre aux besoins électriques des équipements installés. En effet, ce type du réseau est constitué de « n » générateurs et « m » charges connectés entre eux à travers des lignes, ces générateurs se connectent en parallèle sans

intégrant des transformateurs entre les alternateurs et le jeu de barres. Quant aux charges, ils sont des natures diverses linéaires ou non linéaires, de constantes de temps différentes et de paramètres souvent mal connu.

Généralement, le réseau du bord d'un navire tout électrique contient une zone de distribution permettant de transférer l'énergie électrique des centres de production vers diverses charges, une zone de transport combinant entre la zone de production et les consommateurs électriques et une zone de consommation présentant les différentes charges électriques. La structure du réseau de bord d'un navire tout électrique peut représenter dans la Figure II.1.

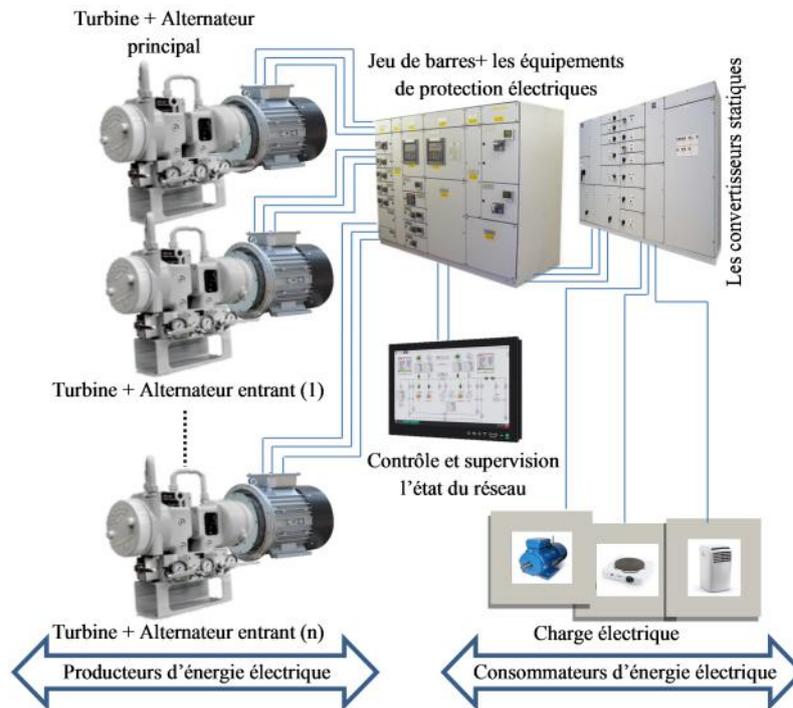


Figure II.1. Structure du réseau électrique de bord d'un navire.

Les alternateurs parallèles seront entraînés par des turbines à gaz ou des moteurs à diesel. Aujourd'hui, les turbines à gaz sont l'un des techniques de production d'électricité les plus utilisées, sa l'utilisation remonte à 1939. Elles sont des moteurs à combustion interne (IC) dans lequel la combustion d'un mélange d'air et du carburant produit des gaz chauds qui font tourner la turbine pour produire de l'électricité. En général, il s'agit des turbines d'aéronautiques adaptées à des applications marines (résistance à l'usure, etc.) et ayant des performances très intéressantes (résistance, vitesse, etc.). En revanche, les moteurs à diesels peuvent être utilisés dans les systèmes d'entrainements à moindre coût mais ils sont plus polluants et plus carburants.

La puissance mécanique fournie aux alternateurs est convertie en puissance électrique puis mise en disposition aux consommateurs par des lignes de transport. Il est important de noter que dans le réseau électrique embarqué, toute variation dans la charge ou dans la topologie du réseau a un impact significatif sur les estimations du réseau tel que la tension, la fréquence et la puissance

transportée. Par conséquent, la visualisation de l'impact des défauts électriques sur le réseau électrique embarqué et de l'effet des régulateurs sur les défauts appliqués conduit à trouver une méthode de modélisation plus fiable qui assure la construction d'un modèle globale proche de la réalité et l'obtention des paramètres de régulation plus précis.

II .3 Méthodologie de modélisation du réseau électrique embarqué

L'étude et le concept de fonctionnement du réseau électrique embarqué sur un navire nécessitent la connaissance du modèle global de ce réseau qui représente son comportement dynamique. Ce modèle ne doit pas être trop simple pour s'écarter de la réalité physique, ni trop complexe pour simplifier l'analyse et la synthèse des structures de contrôle. Dans cette modélisation, le repère de l'alternateur principal est choisi comme un repère de référence, et que les paramètres capacitifs des lignes de transport sont négligés.

La méthodologie de modélisation du réseau électrique embarqué [Dem-75] consiste à mettre les équations mécaniques des machines tournantes et des entraînements dans un bloc indépendant et en cascade avec les équations électriques du réseau embarqué. Les deux blocs sont combinés entre eux par une chaîne direct « Pulsation S » et une boucle de retour « La puissance électrique », comme le montre la Figure II.2. Cette méthode de modélisation peut être appliquée au réseau électrique embarqué parce-que la condition des constantes de temps du bloc 1 et de bloc 2 de Figure II.2 est toujours vérifiée. Dans ce contexte, le constant de temps mécanique $\tau_{mécanique}$ est plus grande que le constant de temps électrique $\tau_{électrique}$, comme présenté dans l'équation II.1.

$$\tau_{électrique} \ll \tau_{mécanique} \tag{II.1}$$

Pour les modélisations élémentaires des composants du réseau électrique embarqué, le simple modèle « E-R-L » ou le modèle d'état sous forme matricielle est utilisé pour construire les sous-modèles du réseau électrique. En effet, ces sous-modèles d'état des différents composants élémentaires peuvent être présentés dans le repère triphasé « abc », ou dans des repères spécifiques tels que le repère diphasé tournant de l'alternateur principal [Adk-1975].

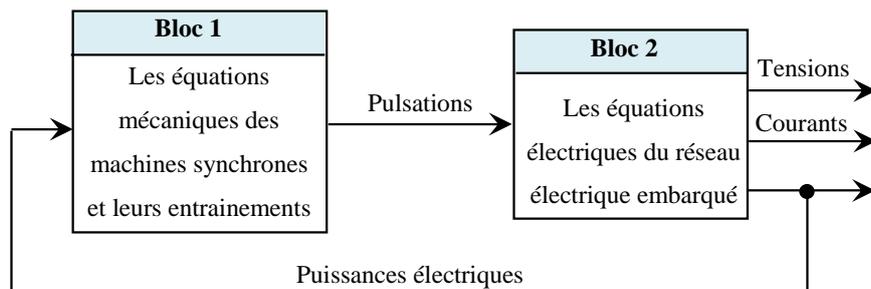


Figure II.2. Approche de modélisation en cascade du réseau électrique embarqué.

Afin de construire le modèle global du réseau électrique embarqué d'un navire, les sous-modèles électriques des composants élémentaires (Alternateurs, lignes et la charge) doivent être reliés entre eux par les égalités de tension au bout de lignes et par l'application la loi des nœuds pour les courants [Abd-06]. En effet, l'application de la loi de Kirchhoff et de courant sur les sous-modèles construits est valable uniquement si tous les sous-modèles des composants électriques sont mis dans un repère commun et prédéfini. À cet égard, il est important de noter que le repère de Park d'un alternateur est lié à son rotor. Par conséquent, lorsqu'il y a deux alternateurs connectés en parallèle ayant des angles rotoriques différents, alors deux repères de Park distincts seront obtenus. Donc, pour construire le modèle global unique du réseau électrique embarqué, le repère de Park de l'alternateur principal est défini comme un repère principal, ensuite, tous les autres modèles diphasés des alternateurs entrants, des lignes et des charges sont projetées vers le repère principal, en utilisant la matrice de passage. La définition et les propriétés de matrice de passage, ainsi que les étapes de construction du modèle global sont détaillées au-dessous.

II 3.1 Définition et propriétés de matrice de passage

La matrice de passage $P(n_{ip})$ est définie comme une matrice de changement de base, de sorte que n'importe quel vecteur \vec{x} de coordonnées (x_{di}, x_{qi}) et tournant avec une vitesse rotorique \vec{S}_i dans un repère (\vec{d}_i, \vec{q}_i) peut être exprimé dans un repère principal (\vec{d}_p, \vec{q}_p) tournant à la vitesse \vec{S}_p par les coordonnées $(x_{di,p}, x_{qi,p})$, comme l'illustre la Figure II.3.

Par la projection les coordonnées (x_{di}, x_{qi}) sur le repère principal (\vec{d}_p, \vec{q}_p) , on trouve les équations suivantes:

$$\begin{cases} x_{di,p} = x_{di} \cos(n_{ip}) - x_{qi} \cos(\frac{f}{2} - n_{ip}) \\ x_{qi,p} = x_{di} \sin(n_{ip}) + x_{qi} \sin(\frac{f}{2} - n_{ip}) \end{cases} \tag{II.2}$$

Avec : $n_{ip} = n_i - n_p$ (II.3)

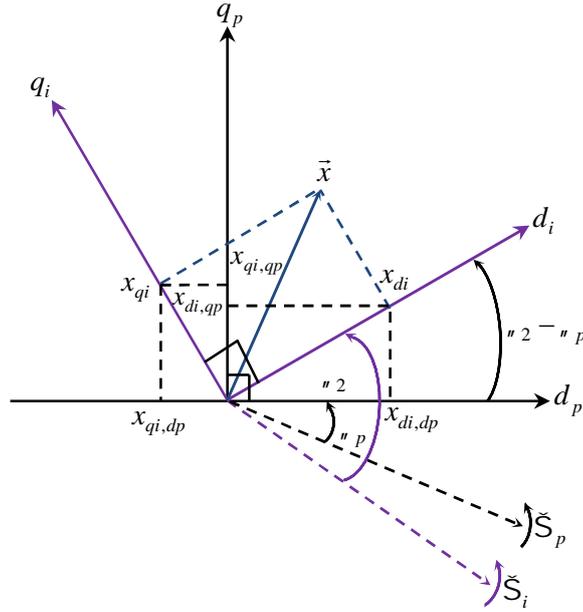


Figure II.3. Transformation du repère local vers le repère d’alternateur principal.

En appliquant les lois triangulaires sur l’équation III.2, les coordonnées du vecteur \vec{x} dans le repère (\vec{d}_i, \vec{q}_i) peuvent être exprimées dans le repère principal (\vec{d}_p, \vec{q}_p) comme suit :

$$\begin{cases} x_{di,p} = x_{di} \cos(\theta_{ip}) - x_{qi} \sin(\theta_{ip}) \\ x_{qi,p} = x_{di} \sin(\theta_{ip}) + x_{qi} \cos(\theta_{ip}) \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

Les équations de projection au-dessus permettent de définir la matrice de passage $P(\theta_{ip})$ présentée dans l’équation III.5. En effet, la matrice $P(\theta_{ip})$ peut être utilisée pour réécrire les coordonnées du vecteur \vec{x} dans un repères (\vec{d}_i, \vec{q}_i) vers des coordonnées dans le repère diphasé de l’alternateur principal (\vec{d}_p, \vec{q}_p) . Les repères (\vec{d}_i, \vec{q}_i) et (\vec{d}_p, \vec{q}_p) sont tournés avec des vitesses rotoriques \check{S}_i et \check{S}_p , qui correspondent à des rotations d’angles θ_{ip} et θ_{ip}^{-1} , respectivement.

$$\begin{bmatrix} x_{di,p} \\ x_{qi,p} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_{ip}) & -\sin(\theta_{ip}) \\ \sin(\theta_{ip}) & \cos(\theta_{ip}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{di} \\ x_{qi} \end{bmatrix} = P(\theta_{ip}) \begin{bmatrix} x_{di} \\ x_{qi} \end{bmatrix} \quad (\text{II.5})$$

La connaissance des propriétés de matrice de passage $P(\theta_{ip})$ permet de simplifier les calculs dans les prochaines étapes de modélisation du réseau électrique embarqué. En effet, les deux propriétés les plus intéressantes sont le calcul de l’inverse et la dérivée de l’inverse de matrice de passage. Les calculs des résultats obtenus sont détaillés dans l’annexe B.

- l’inverse de matrice de passage est:

$$P^{-1}({}_n ip) = P(-{}_n ip) \quad (\text{II.6})$$

- dérivé l'inverse de matrice de passage est :

$$\frac{d}{dt}(P^{-1}({}_n ip)) = (\check{S}_p - \check{S}_i) \begin{bmatrix} \sin({}_n ip) & -\cos({}_n ip) \\ \cos({}_n ip) & \sin({}_n ip) \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

II .3.2 Principe de construction du modèle électrique globale

Le model global du réseau électrique embarqué contient un bloc pour les systèmes mécaniques et l'autre pour les systèmes électriques du réseau. Ce dernier est concerné par la sortie statorique des alternateurs (courant et tension), les tensions au bout de lignes, et la consommation électrique de la charge. Afin d'établir le modèle électrique global du réseau électrique embarqué, les étapes ci-dessous doivent être suivies:

1. En première étape, la modélisation élémentaire doit être effectuée de sorte que chaque composant électrique dans le réseau électrique embarqué (les alternateurs, les lignes et la charge) est modélisé dans le repère triphasé « abc ». En suit, tous les sous-modèles seront transformés vers son propos repère biphasé « dq ».
2. En deuxième étape, tous les sous-modèles construits sont réécrits dans un repère principal (\vec{d}_p, \vec{q}_p) utilisant la matrice de passage $P({}_n ip)$. En effet, le repère biphasé de l'alternateur principal est choisi comme un repère commun pour tous les modèles élémentaires.
3. L'étape dernière consiste à faire une liaison entre les modèles électriques des composants du réseau électrique embarqué (Alternateur, ligne et la charge). Cette relation sera effectuée en appliquant les lois des tensions et des courants.

Si tous les modèles élémentaires du réseau électrique embarqué ont été établis dans le repère de l'alternateur principal, le modèle électrique global du réseau constitué de « n » alternateurs et « m » charges connectés entre eux à travers des lignes peut être présenté selon l'axe « d_p », comme illustré à la Figure II.4.

À travers la Figure II.4, les lois de Kirchhoff et de nœud seront appliquées pour construire le modèle électrique global du réseau électrique embarqué. En effet, les relations établies dans l'équation II.8 et II.9 combinent entre le modèle électrique des alternateurs et le modèle électrique de ligne et de consommateur électrique (la charge).

- Par l'application la loi de Kirchhoff, on trouve :

$$\begin{cases} V'_{d,p} = V'_{di,p} = V'_{dlj,p} \\ V'_{q,p} = V'_{qi,p} = V'_{qli,p} \end{cases} \quad i, j \in N \quad (\text{II.8})$$

- Par l'application la loi de nœud, on trouve :

$$\begin{cases} \sum_{i=1}^{i=n} i_{di,p} = \sum_{j=1}^{j=m} i_{dlj,p} \\ \sum_{i=1}^{i=n} i_{qi,p} = \sum_{j=1}^{j=m} i_{qlj,p} \end{cases} \quad i, j \in N \quad (II.9)$$

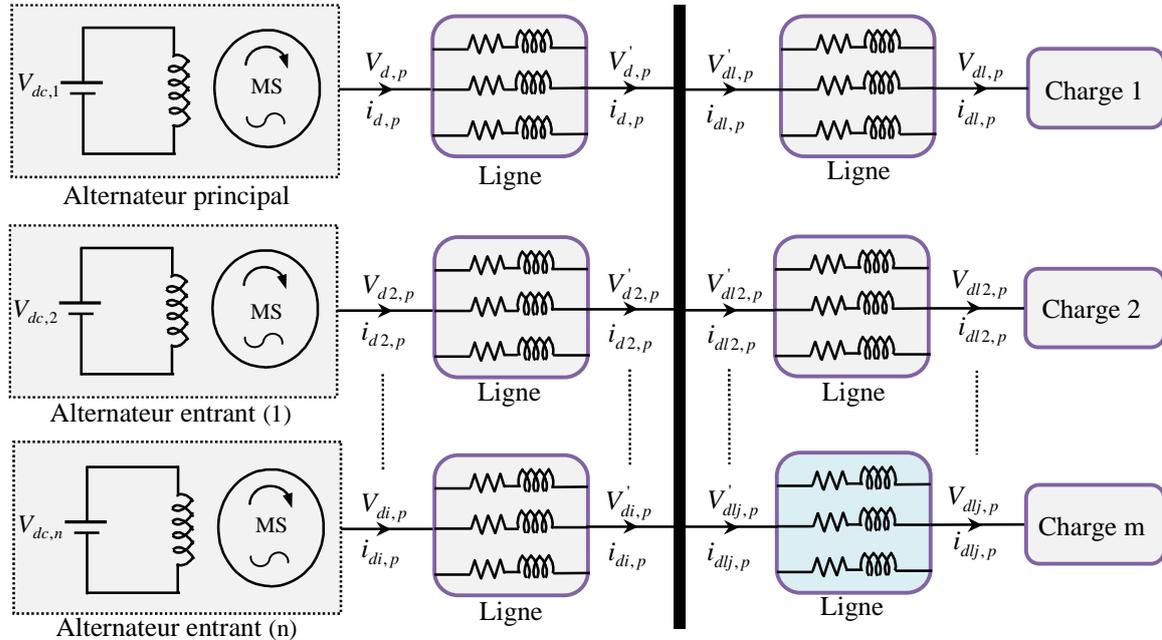


Figure II.4. Schéma illustratif du réseau électrique embarqué selon l'axe « d_p ».

II.4 Modélisation des systèmes élémentaires

L'application de la méthodologie de modélisation sur le réseau électrique embarqué consiste à modéliser chaque composant élémentaire dans son propre repère de Park. Ensuite, les différents sous-modèles établis doivent être réécrits dans le repère principal. Dans la modélisation des machines tournantes, les hypothèses suivantes sont prises en considération :

- La saturation est négligée,
- Les harmoniques d'espace sont négligés,
- L'effet de la température, l'effet de peau, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligés,
- La distribution du courant est uniforme dans les sections des conducteurs.

II.4.1 Les alternateurs

Le terme de machine synchrone regroupe toutes les machines qui ont une vitesse de rotation de l'arbre égale à la vitesse de rotation du champ tournant. Pour obtenir un tel fonctionnement, le champ magnétique rotorique est généré par un aimant permanent ou par un circuit d'excitation. En

effet, la position du champ magnétique rotorique dans les machines synchrones est fixe par rapport au rotor et la vitesse de rotation du rotor est identique avec le champ tournant statorique.

Dans le réseau électrique embarqué, les machines synchrones sont des machines électriques qui peuvent être fonctionnées comme des distributeurs d'énergie électrique « fonctionnement en génératrices », ou bien comme des moteurs électriques qui absorbent le courant délivré par le réseau de distribution. Ces machines synchrones sont relativement proches dans la structure, ils sont composés d'une partie fixe « le stator » et une partie tournante « le rotor ». Le stator est généralement constitué de trois enroulements triphasés répartis tandis que le rotor ayant trois différents types selon la machine synchrone utilisée :

- Les rotors bobinés à pôles lisses,
- Les rotors bobinés à pôles saillants,
- Les rotors à aimants permanent.

II.4.1.2 Modélisation des alternateurs dans son propre repère de Park

Les machines électriques tournantes sont des systèmes physiques régis par différents phénomènes, tels que les phénomènes électriques, magnétiques et mécaniques. Dans l'objectif d'assurer la stabilité de fréquence et de tension dans le réseau électrique embarqué, les phénomènes électromagnétiques et électromécaniques sont plus intéressants pour obtenir un modèle simplifié et représentatif de la machine synchrone. En effet, la modélisation de la machine synchrone est basée sur trois types des équations :

1. **Equations magnétiques** : ils sont représentés le flux en fonction des courants de l'enroulement.
2. **Equations électriques** : il s'agit des équations qui décrivent la relation entre les tensions et les courants. Ces équations sont obtenues par l'application la loi d'Ohm et la loi de Faraday.
3. **Equations mécaniques** : ils décrivent la variation de la vitesse rotorique de la machine synchrone en fonction du couple.

La modélisation de la machine synchrone triphasée conduit vers des équations beaucoup trop complexes, qui sera menée à des modèles plus compliqués dans l'étude analytique du réseau électrique embarqué. À cet égard, le modèle simplifié de la machine synchrone est utilisé, prenant en compte, un seul enroulement suivant l'axe direct, et un seul enroulement suivant l'axe en quadrature des effets des amortisseurs. Dans ce contexte, la représentation d'une machine synchrone entrante à rotor bobiné et à une vitesse de rotation \check{S}_i dans son repère triphasé $(\vec{a}_i, \vec{b}_i, \vec{c}_i)$ est illustrée dans la Figure II.5. En effet, les équations générales des tensions de la machine synchrone s'écrivent sous forme matricielle suivante:

$$\begin{cases} [V_{s,i}] = [R_{s,i}][I_{s,i}] + \frac{d}{dt}([L_{ss,i}][I_{s,i}] + [M_{sr,i}][I_{r,i}]) \\ [V_{r,i}] = [R_{r,i}][I_{r,i}] + \frac{d}{dt}([M_{sr,i}][I_{s,i}] + [L_{rr,i}][I_{r,i}]) \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

Avec ;

- Les vecteurs de tension et de courant statoriques et rotoriques sont :

$$[V_{s,i}] = \begin{bmatrix} V_{a,i} \\ V_{b,i} \\ V_{c,i} \end{bmatrix}; \quad [V_r] = \begin{bmatrix} V_{f,i} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; \quad [I_s] = \begin{bmatrix} i_{a,i} \\ i_{b,i} \\ i_{c,i} \end{bmatrix}; \quad [I_r] = \begin{bmatrix} i_{f,i} \\ i_{D,i} \\ i_{Q,i} \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

- Les matrices des résistances statoriques et rotoriques sont :

$$[R_{s,i}] = \begin{bmatrix} R_{s,i} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s,i} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s,i} \end{bmatrix}; \quad [R_{r,i}] = \begin{bmatrix} R_{f,i} & 0 & 0 \\ 0 & R_{D,i} & 0 \\ 0 & 0 & R_{Q,i} \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

- Les matrices d'inductances statoriques et rotoriques sont définis comme suivants :

$$[L_{ss,i}] = \begin{bmatrix} L_{s,i} & M_{s,i} & M_{s,i} \\ M_{s,i} & L_{s,i} & M_{s,i} \\ M_{s,i} & M_{s,i} & L_{s,i} \end{bmatrix}; \quad [L_{rr,i}] = \begin{bmatrix} L_{f,i} & M_{fD,i} & M_{fQ,i} \\ M_{Df,i} & L_{D,i} & M_{DQ,i} \\ M_{Qf,i} & M_{Qf,i} & L_{Q,i} \end{bmatrix} \quad (\text{II.13})$$

- La matrice de l'inductance mutuelle entre le stator et le rotor est :

$$[M_{sr}] = \begin{bmatrix} M_{af,i} & M_{aD,i} & M_{aQ,i} \\ M_{bf,i} & M_{bD,i} & M_{bQ,i} \\ M_{cf,i} & M_{cD,i} & M_{cQ,i} \end{bmatrix} \quad (\text{II.14})$$

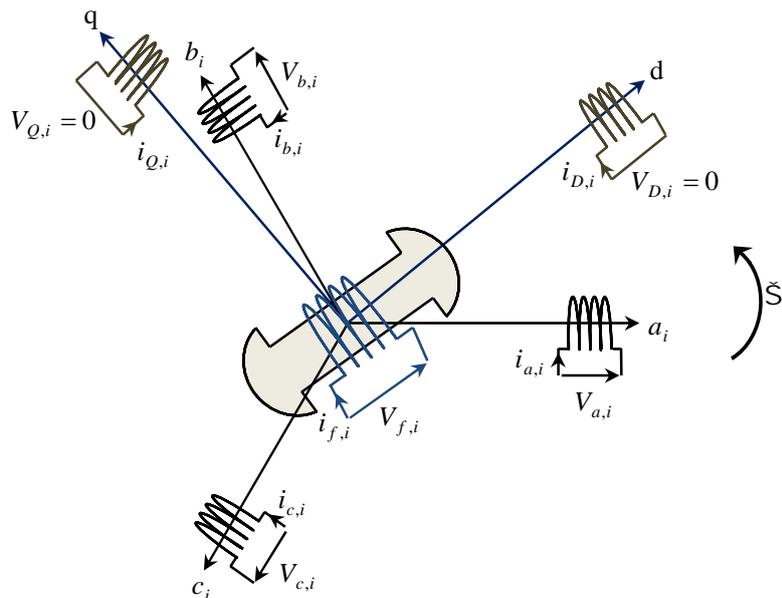


Figure II.5. Représentation de la machine synchrone triphasée à rotor bobiné.

La modélisation de la machine synchrone consiste d'utiliser les équations magnétiques dans le repère (\vec{d}_i, \vec{q}_i) . Ces équations magnétiques sont reliées avec les relations des inductances suivantes :

- **Les inductances propres statoriques** : Elles sont définies par les relations suivantes :

$$\begin{cases} L_{a,i} = L_{s,i} + L_{m,i} \cos^2(\theta_i) \\ L_{b,i} = L_{s,i} + L_{m,i} \cos^2(\theta_i - \frac{2f}{3}) \\ L_{c,i} = L_{s,i} + L_{m,i} \cos^2(\theta_i + \frac{2f}{3}) \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

- **Les inductances propres rotoriques** : Dans cette modélisation, on prend comme hypothèse que la saturation est négligée dans le circuit rotorique. Par conséquent, les inductances propres seront obtenus constantes et seront définies par :

$$\begin{cases} L_{ff,i} = L_{f,i} \\ L_{DD,i} = L_{D,i} \\ L_{QQ,i} = L_{Q,i} \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

- **Les inductances mutuelles statoriques** : Elles sont présentées les inductances communes entre les phases statoriques, et leurs équations sont définies comme suit :

$$\begin{cases} M_{ab,i} = M_{s,i} + L_{m,i} \cos^2(\theta_i + \frac{2f}{3}) \\ M_{bc,i} = M_{s,i} + L_{m,i} \cos^2(\theta_i) \\ M_{ac,i} = M_{s,i} + L_{m,i} \cos^2(\theta_i - \frac{2f}{3}) \end{cases} \quad (\text{II.17})$$

- **Les inductances mutuelles rotoriques** : Les inductances mutuelles entre le circuit d'excitation f-f, et l'amortisseur D-D, sont des inductances constantes. Prenant en compte, les coefficients de couplage entre le circuit Q-Q', entre les deux circuits D-D', et f-f' sont nuls car ils sont perpendiculaires. Par conséquent, les inductances mutuelles rotoriques sont définies comme suivant:

$$\begin{cases} L_{fD,i} = M_{r,i} \\ L_{fQ,i} = 0 \\ L_{DQ,i} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

- **Les inductances mutuelles entre le stator et l'amortisseur** : selon le type des circuits d'amortissements, on peut distinguer deux relations:

1. Les inductances mutuelles entre le circuit statorique et les circuits d'amortisseur D-D' sont:

$$\begin{cases} M_{aD,i} = M_{D,i} \cos(\theta_i) \\ M_{bD,i} = M_{D,i} \cos(\theta_i - \frac{2f}{3}) \\ M_{cD,i} = M_{D,i} \cos(\theta_i + \frac{2f}{3}) \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

2. Les inductances mutuelles entre le circuit statorique et les circuits d'amortisseur Q-Q' sont:

$$\begin{cases} M_{aQ,i} = M_{Q,i} \cos(\theta_i) \\ M_{bQ,i} = M_{Q,i} \cos(\theta_i - \frac{2f}{3}) \\ M_{cQ,i} = M_{Q,i} \cos(\theta_i + \frac{2f}{3}) \end{cases} \quad (\text{II.20})$$

Après avoir écrit les équations électriques, et magnétiques de la machine synchrone. Il est à noter que les inductances dépendent de l'angle de rotation θ_i , et il est difficile de faire l'étude analytique de la machine synchrone dans le réseau électrique embarqué à travers ces équations complexe. À cette fin, la méthode de Park a été utilisée pour simplifier la description mathématique du système électrique, en effectuant un changement de repère sur les grandeurs statoriques (tension, courant et le flux) à l'aide de la matrice de transformation de PARK $P(\theta_i)$, comme le montre l'équation II.21. Figure II.6 illustre la représentation de la machine synchrone dans le repère biphasé (\vec{d}_i, \vec{q}_i) .

$$\begin{cases} [V_{dq,i}] = P(\theta_i) [V_{abc,i}] \\ [I_{dq,i}] = P(\theta_i) [I_{abc,i}] \\ [\Phi_{dq,i}] = P(\theta_i) [\Phi_{abc,i}] \end{cases} \quad (\text{II.21})$$

Avec ; $P(\theta_i)$ correspondent la matrice de transformation de PARK, et définis comme suivant:

$$P(\theta_i) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta_i) & -\sin(\theta_i) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta_i - \frac{2f}{3}) & -\sin(\theta_i - \frac{2f}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta_i + \frac{2f}{3}) & -\sin(\theta_i + \frac{2f}{3}) \end{pmatrix} \quad (\text{II.22})$$

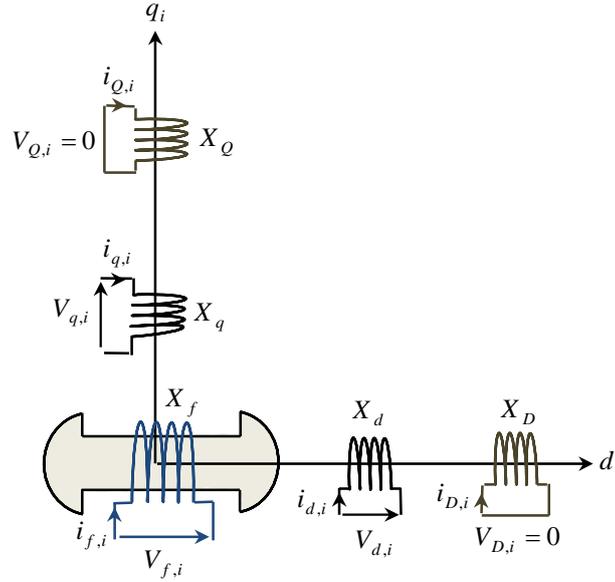


Figure II.6. Représentation de la machine synchrone triphasée sur les axes de Park.

En premier lieu on présentera la relation entre les flux et les courants sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{d,i} \\ \Phi_{q,i} \\ \Phi_{f,i} \\ \Phi_{D,i} \\ \Phi_{Q,i} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{d,i} & 0 & KM_{F,i} & KM_{D,i} & 0 \\ 0 & L_{q,i} & 0 & 0 & KM_{Q,i} \\ KM_{F,i} & 0 & L_{f,i} & M_{r,i} & 0 \\ KM_{D,i} & 0 & M_{r,i} & L_{D,i} & 0 \\ 0 & KM_{Q,i} & 0 & 0 & L_{Q,i} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d,i} \\ i_{q,i} \\ i_{f,i} \\ i_{D,i} \\ i_{Q,i} \end{bmatrix} \quad \text{Avec : } K = \frac{3}{2} \quad (\text{II.23})$$

En posant :

$$\begin{cases} L_{d,i} = -M_{s,i} + \frac{3}{2}L_{s,i} ; & L_{q,i} = -M_{s,i} - \frac{3}{2}L_{s,i} ; & M_{F,i} = \sqrt{\frac{3}{2}}M_{f,i} ; & M_{kd,i} = \sqrt{\frac{3}{2}}M_{D,i} ; \\ M_{kq,i} = \sqrt{\frac{3}{2}}M_{Q,i} ; & M_{fd} = M_{fD} ; & \check{S}_i = \frac{d_{\#i}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.24})$$

L'étape suivante consiste à écrire le modèle électrique global de la machine synchrone, en prenant en compte que la machine synchrone tourne dans le repère (\vec{d}_i, \vec{q}_i) avec une vitesse angulaire \check{S}_i . À cet égard, l'équation électrique globale de la machine synchrone dans son repère de Park (\vec{d}_i, \vec{q}_i) se définit comme suit :

$$[V_{alt,i}] = [R_{alt,i}][I_{alt,i}] + [L_{alt,i}] \frac{d}{dt} [I_{alt,i}] \quad (\text{II.25})$$

Avec :

- Les vecteurs de tension et de courant :

$$\begin{cases} [V_{alt,i}] = [V_{ds,i} & V_{qs,i} & V_{f,i} & 0 & 0]^T \\ [I_{alt,i}] = [i_{ds,i} & i_{qs,i} & i_{f,i} & i_{KD,i} & i_{KQ,i}]^T \end{cases} \quad (\text{II.26})$$

- Les matrices de la résistance généralisée $[R_{alt,i}]$ et de l'inductance généralisée $[L_{alt,i}]$ de l'alternateur « i » dans le repère de Park (\vec{d}_i, \vec{q}_i) :

$$\left\{ \begin{array}{l} [R_{alt,i}] = \begin{bmatrix} R_{s,i} & -\check{S}_i L_{d,i} & 0 & 0 & -\check{S}_i M_{kq,i} \\ \check{S}_i L_{d,i} & R_{s,i} & \check{S}_i M_{fd,i} & \check{S}_i M_{kd,i} & 0 \\ 0 & 0 & R_{f,i} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_{kd,i} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_{kq,i} \end{bmatrix} \\ [L_{alt,i}] = \begin{bmatrix} L_{d,i} & 0 & M_{fd,i} & M_{kd,i} & 0 \\ 0 & L_{q,i} & 0 & 0 & M_{kq,i} \\ M_{fd,i} & 0 & L_{f,i} & M_{fd,i} & 0 \\ M_{kd,i} & 0 & M_{fd,i} & L_{kd,i} & 0 \\ 0 & M_{kq,i} & 0 & 0 & L_{kq,i} \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad (II.27)$$

II.4. Modélisation des alternateurs dans le repère principal

De manière générale, le repère principal (\vec{d}_p, \vec{q}_p) représente le repère biphasé de la première machine synchrone (l'alternateur principal). En effet, le modèle électrique de l'alternateur entrant dans son repère (\vec{d}_i, \vec{q}_i) a été construit ci-dessus. L'étape suivante de la méthodologie de modélisation du réseau électrique embarqué consiste à ramener les sous-modèles électriques au l'espace vectoriel de l'alternateur principal (\vec{d}_p, \vec{q}_p) . Pour cela, les grandeurs statoriques de l'alternateur « i » doivent être ramenées au repère principal (\vec{d}_p, \vec{q}_p) , en appliquant la matrice de passage P_{ip} définie dans l'équation III.5. Cependant les grandeurs rotoriques (les grandeurs d'excitations et d'amortissements) ne sont pas concernées au réseau de consommation. Pour cela, il est préférable de les laisser dans son espace vectoriel (\vec{d}_i, \vec{q}_i) pour éviter l'alourdissement des équations électriques du réseau électrique embarqué. Dans ce contexte, les matrices de résistance et l'inductance généralisée de l'alternateur entrant « i » seront subdivisées en quatre sous-matrices:

- $[R_{11,i}], [L_{11,i}]$: Représentant la relation entre les entrées statoriques $(V_{d,i}, V_{q,i})$ et les grandeurs d'état statoriques $(I_{d,i}, I_{q,i})$.
- $[R_{12,i}], [L_{12,i}]$: Représentant la relation entre les entrées statoriques $(V_{d,i}, V_{q,i})$ et les grandeurs d'état rotoriques $(I_{f,i}, I_{KD,i}, I_{KQ,i})$.
- $[R_{21,i}], [L_{21,i}]$: Représentant la relation entre les entrées rotoriques $(V_{f,i}, V_{D,i}, V_{Q,i})$ et les grandeurs d'état statoriques $(I_{d,i}, I_{q,i})$.

- $[R_{22,i}], [L_{22,i}]$: Représentant la relation entre les entrées rotoriques $(V_{f,i}, V_{D,i}, V_{Q,i})$ et les grandeurs d'état rotoriques $(I_{f,i}, I_{KD,i}, I_{KQ,i})$.

Après les calculs, on peut déduire les nouvelles matrices de résistance et d'inductance généralisée de l'alternateur « i » dans le repère principal (\vec{d}_p, \vec{q}_p) :

$$\begin{cases} [R_{alt,i,p}] = \begin{bmatrix} [R_{11,i,p}] & [R_{12,i,p}] \\ [R_{21,i,p}] & [R_{22,i,p}] \end{bmatrix} \\ [L_{alt,i,p}] = \begin{bmatrix} [L_{11,i,p}] & [L_{12,i,p}] \\ [L_{21,i,p}] & [L_{22,i,p}] \end{bmatrix} \end{cases} \quad (\text{II.28})$$

Avec :

- Les équations de sous-matrices de résistance généralisée dans le repère (\vec{d}_p, \vec{q}_p) sont:

$$\begin{cases} [R_{11,i,p}] = p({}_n ip) [R_{11,i}] p(-{}_n ip) + p(-{}_n ip) [L_{11,i}] \frac{d}{dt} p(-{}_n ip) \\ [R_{12,i,p}] = p({}_n ip) [R_{12,i}] \\ [R_{21,i,p}] = [R_{21,i}] p(-{}_n ip) + [L_{21,i}] \frac{d}{dt} p(-{}_n ip) \\ [R_{22,i,p}] = [R_{22,i}] \end{cases} \quad (\text{II.29})$$

- Les équations de sous-matrices de l'inductance généralisée dans le repère (\vec{d}_p, \vec{q}_p) sont:

$$\begin{cases} [L_{11,i,p}] = p({}_n ip) [R_{11,i}] p(-{}_n ip) \\ [L_{12,i,p}] = p({}_n ip) [R_{12,i}] \\ [L_{21,i,p}] = [R_{21,i}] p(-{}_n ip) \\ [L_{22,i,p}] = [R_{22,i}] \end{cases} \quad (\text{II.30})$$

Après les calculs matriciels de la résistance et l'inductance généralisée dans l'espace vectoriel (\vec{d}_p, \vec{q}_p) , le modèle d'état global de l'alternateur « i » est défini dans le repère principal (\vec{d}_p, \vec{q}_p) sous la forme suivante:

$$[V_{alt,i,p}] = [R_{alt,i,p}] [I_{alt,i,p}] + [L_{alt,i,p}] \frac{d}{dt} [I_{alt,i,p}] \quad (\text{II.31})$$

Avec :

$$\begin{cases} [V_{alt,i,p}] = [V_{ds,i,p} \quad V_{qs,i,p} \quad V_{f,i,p} \quad 0 \quad 0]^T \\ [I_{alt,i,p}] = [i_{ds,i,p} \quad i_{qs,i,p} \quad i_{f,i,p} \quad i_{KD,i,p} \quad i_{KQ,i,p}]^T \end{cases} \quad (\text{II.32})$$

Et les matrices de résistance et l'inductance généralisée dans l'espace vectorielle (\vec{d}_p, \vec{q}_p) sont définies comme suivant:

$$\begin{aligned}
 [R_{alt,i,p}] &= \begin{bmatrix} R_{s,i} - c.a & -\tilde{S}_p L_{d,i} + a[b - \tilde{S}_i] & -\tilde{S}_i M_{fd,i} \sin(\alpha_{ip}) & -\tilde{S}_i M_{kd,i} \sin(\alpha_{ip}) & -\tilde{S}_i M_{kq,i} \cos(\alpha_{ip}) \\ \tilde{S}_p L_{d,i} - a[\tilde{S}_i + b] & R_{s,i} + c.a & \tilde{S}_i M_{fd,i} \cos(\alpha_{ip}) & \tilde{S}_i M_{kd,i} \cos(\alpha_{ip}) & -\tilde{S}_i M_{kq,i} \sin(\alpha_{ip}) \\ (\tilde{S}_p - \tilde{S}_i) M_{fd,i} \sin(\alpha_{ip}) & (\tilde{S}_i - \tilde{S}_p) M_{fd,i} \sin(\alpha_{ip}) & R_{f,i} & 0 & 0 \\ (\tilde{S}_p - \tilde{S}_i) M_{kd,i} \sin(\alpha_{ip}) & (\tilde{S}_i - \tilde{S}_p) M_{kd,i} \sin(\alpha_{ip}) & 0 & R_{kd,i} & 0 \\ (\tilde{S}_p - \tilde{S}_i) M_{kq,i} \sin(\alpha_{ip}) & (\tilde{S}_i - \tilde{S}_p) M_{kq,i} \sin(\alpha_{ip}) & 0 & 0 & R_{kq,i} \end{bmatrix} \\
 [L_{alt,i,p}] &= \begin{bmatrix} a \cos^2(\alpha_{ip}) + L_{q,i} & (1/2)a \sin(2\alpha_{ip}) & M_{fd,i} \cos(\alpha_{ip}) & M_{kd,i} \cos(\alpha_{ip}) & -M_{kq,i} \sin(\alpha_{ip}) \\ (1/2)a \sin(2\alpha_{ip}) & -a \cos^2(\alpha_{ip}) + L_{q,i} & M_{fd,i} \sin(\alpha_{ip}) & M_{kd,i} \cos(\alpha_{ip}) & M_{kq,i} \cos(\alpha_{ip}) \\ M_{fd,i} \cos(\alpha_{ip}) & -M_{fd,i} \sin(\alpha_{ip}) & L_{f,i} & M_{fd,i} & 0 \\ M_{kd,i} \cos(\alpha_{ip}) & M_{kd,i} \sin(\alpha_{ip}) & M_{fd,i} & L_{kd,i} & 0 \\ -M_{kq,i} \cos(\alpha_{ip}) & M_{kq,i} \cos(\alpha_{ip}) & 0 & 0 & L_{kq,i} \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

Les équations des paramètres a, b et c sont :

$$a = L_{d,i} - L_{q,i} ; \quad b = (2\tilde{S}_i - \tilde{S}_p) \cos^2(\alpha_{ip}) ; \quad c = 0.5a(\tilde{S}_p - 2\tilde{S}_i) \sin(2\alpha_{ip}) \quad (\text{II.33})$$

II.4.1.3 Modèle mécanique de l'alternateur

Afin de trouver l'équation différentielle de la vitesse angulaire \tilde{S}_i de la machine synchrone, les relations entre la puissance mécanique fournie par l'entraînement mécanique $P_{m,i}$, la puissance électrique consommée par la charge électrique $P_{e,i}$, le couple mécanique $C_{m,i}$ et le couple de puissance électrique $C_{e,i}$ sont décrits dans l'équation III.35.

$$\begin{cases} P_{e,i} = C_{e,i} \Omega_i \\ P_{m,i} = C_{m,i} \Omega_i \\ C_{m,i} - C_{e,i} = \frac{P_{m,i} - P_{e,i}}{\Omega_i} = J_i \frac{d\Omega_i}{dt} + f_{v,i} \Omega_i^2 \end{cases} \quad (\text{II.34})$$

Sachant que, $\tilde{S}_i = P_{p,i} \Omega_i$, donc l'équation mécanique de la machine synchrone devient:

$$P_{m,i} - P_{e,i} = \frac{J}{2P_{p,i}^2} \frac{d\tilde{S}_i^2}{dt} + \frac{f_{v,i}}{P_{p,i}} \tilde{S}_i^2 \quad (\text{II.35})$$

Avec la puissance électrique consommée par la charge électrique donnée par l'équation suivante:

$$P_{e,i} = V_{ds,i} I_{ds,i} + V_{qs,i} I_{qs,i} \quad (\text{II.36})$$

II.4.2 Les lignes

Les lignes électriques assurent la fonction de transport électrique aux consommateurs installés dans le réseau électrique embarqué. Elles sont constituées de trois phases, et chaque phase peut être constituée d'un faisceau de plusieurs conducteurs de 1 à 4, espacés de quelques centimètres afin de

limiter l'effet couronne qui peut entraîner des pertes joule en ligne. L'ensemble de ces 3 phases électriques constitue un terne.

Les lignes électriques dans le réseau électrique embarqué sont des câbles à constantes réparties, c'est-à-dire que les grandeurs physiques telles que, les résistances, inductances et les capacités sont réparties sur toute la longueur de la ligne de transport, et ne sont donc pas localisées [Lag-00, Esc-99]. Le modèle d'une partie de ligne électrique est présenté dans la Figure II.7, et ses équations analytiques sont définies comme suites:

$$\begin{cases} -\frac{dV_{alt,i}}{dx} = R_l I_{alt,i} + L_l \frac{dI_{alt,i}}{dt} \\ -\frac{dI_{alt,i}}{dx} = g V_{alt,i} + C_l \frac{dV_{alt,i}}{dt} \end{cases} \quad (II.37)$$

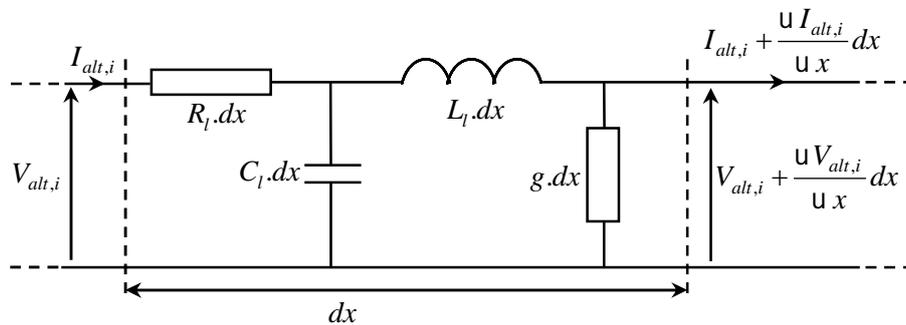


Figure II.7. Modèle d'une partie de la ligne de transport électrique.

Pour simplifier la modélisation de la ligne chargée, les capacités phase-terre ont été négligées, et les trois capacités de l'isolation sont transformées à triangle-étoile qui aboutit un modèle suivant:

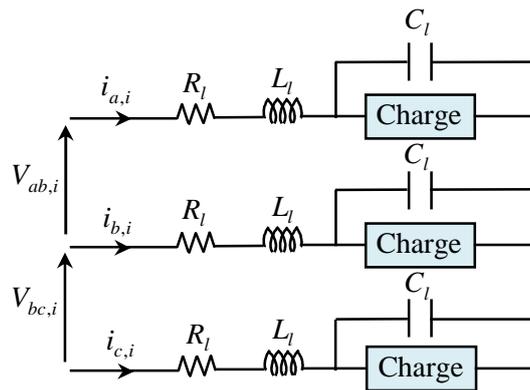


Figure II.8. Modèle d'une ligne électrique chargée.

Dans la modélisation des lignes dans le réseau électrique embarqué, il est plus important de noter que les paramètres capacitifs n'interviennent que sur les lignes avec des longueurs très importantes et dans le réseau à haute tension (Lagonotte, 2000). À cette fin, le modèle de ligne simplifié dans le réseau électrique embarqué peut être considéré comme résistance en série avec une inductance.

Dans ces conditions de modèle des lignes, on peut déduire que le courant statorique $I_{alt,i}$ qui traverse les résistances et les inductances statoriques ($R_{alt,i}, L_{alt,i}$) de l’alternateur « i » c’est le même courant qui travers les résistances et les inductances des lignes ($R_{l,i}, L_{l,i}$). Dans ce cas, les paramètres des lignes de transport électriques (les résistances et les inductances) seront intégrés dans le modèle électrique global de l’alternateur « i », comme l’illustre la Figure II.9. Cette hypothèse sera encore appliquée sur le réseau de consommation.

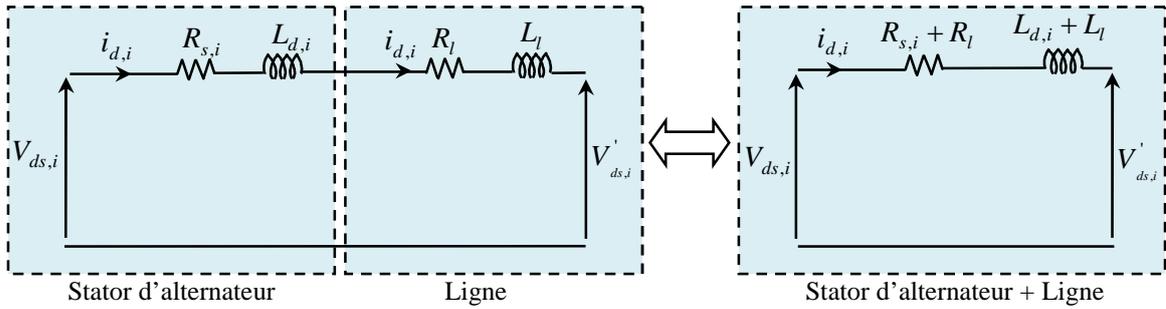


Figure II.9. Intégration les paramètres statoriques de l’alternateur « i » avec les paramètres de ligne électrique.

Dans ce contexte, les paramètres définis dans l’équation II.40 sont remplacés dans le modèle électrique de l’alternateur « i » afin d’écrire le modèle électrique global de l’ensemble de lignes et d’alternateur.

$$\begin{cases} R_{alt,i} = R_{s,i} + R_{l,i} \\ L_{alt,d,i} = L_{d,i} + L_{l,i} \\ L_{alt,q,i} = L_{q,i} + L_{l,i} \end{cases} \quad (II.38)$$

II.4.3 Les charge passive

Les différentes charges dans les navires tout électriques, tel que les éclairages, les moteurs et les batteries de stockages peuvent être considérés comme un ensemble des résistances « R_c », des inductances « L_c » et des capacités « C_c ». En effet, la modélisation du réseau électrique embarqué conduit vers la modélisation élémentaire de la charge passive « $R_c L_c C_c$ ». À cette fin, les équations électriques triphasées doivent être établies, en appliquant les lois de maille sur le circuit « $R_c L_c C_c$ ». Ensuite, la transformation de Concordia sera appliquée afin de transformer les grandeurs triphasées de la charge ($V_{abc,c}, I_{abc,c}$) vers le repère stationnaire (\vec{d}_s, \vec{q}_s). Le modèle de la charge passive « $R_c L_c C_c$ » dans l’espace vectoriel (\vec{d}_s, \vec{q}_s) se présente comme suit selon l’axe direct « d_s »:

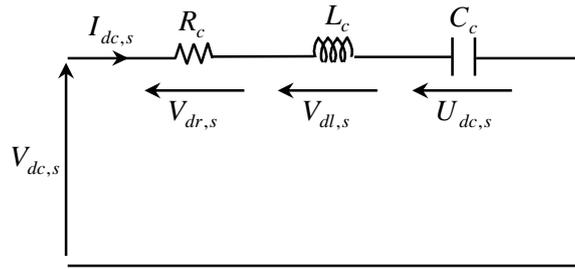


Figure II.10. Modèle électrique de la charge passive « $R_c L_c C_c$ » selon l'axe direct du repère (\vec{d}_s, \vec{q}_s) .

Par l'application la loi de maille sur les circuits électriques de la charge « $R_c L_c C_c$ », selon l'axe direct « d_s » et l'axe quadrant « q_s », les équations suivantes sont obtenues:

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{dc,s} = R_c i_{dc,s} + L_c \frac{dI_{dc,c}}{dt} + U_{dc,s} \\ V_{qc,s} = R_c i_{qc,s} + L_c \frac{dI_{qc,c}}{dt} + U_{qc,s} \\ 0 = C_c \frac{dU_{dc,s}}{dt} - i_{dc,s} \\ 0 = C_c \frac{dU_{qc,s}}{dt} - i_{qc,s} \end{array} \right. \quad (\text{II.39})$$

Donc, le modèle d'état généralisé de la charge « $R_c L_c C_c$ » peut être défini dans le repère stationnaire (\vec{d}_s, \vec{q}_s) sous la forme suivante:

$$[V_{c,s}] = [R_{c,s}] [X_{c,s}] + [L_{c,s}] \frac{d[X_{c,s}]}{dt} \quad (\text{II.40})$$

Avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} [V_{c,s}] = [V_{dc,s} \quad V_{qc,s} \quad 0 \quad 0] \\ [X_{c,s}] = [I_{dc,s} \quad I_{qc,s} \quad U_{dc,s} \quad U_{qc,s}]^T \end{array} \right. \quad (\text{II.41})$$

De plus, la matrice de résistance et d'inductance généralisée de la charge « $R_c L_c C_c$ » peut être définie comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} [R_{c,s}] = \begin{bmatrix} R_c & 0 & 1 & 0 \\ 0 & R_c & 0 & 1 \\ -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \\ [L_{c,s}] = \begin{bmatrix} L_c & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_c & 0 & 0 \\ 0 & 0 & C_c & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C_c \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad (II.42)$$

II.5 Modélisation de la charge passive dans le repère principal

Pour appliquer la loi de Kirchhoff sur les sous modèles du réseau électrique embarqué, les courants et les tensions dans le réseau de distribution et de consommation doivent être situées dans le même espace vectoriel (\vec{d}_p, \vec{q}_p) . Donc, les grandeurs électriques du modèle de la charge passive obtenu dans le repère stationnaire (\vec{d}_s, \vec{q}_s) seront pivotées vers le repère principal (\vec{d}_p, \vec{q}_p) , en utilisant la matrice de passage $P({}_{ip})$. Dans ce contexte, le repère diphasé de la charge passive est stationnaire, donc l'angle de rotation « ${}_{ip}$ » doit être nul, et la matrice de passage devient comme suit :

$$P({}_{ip}) = P(-{}_{ip}) = \begin{bmatrix} \cos({}_{ip}) & \sin({}_{ip}) \\ -\sin({}_{ip}) & \cos({}_{ip}) \end{bmatrix} \quad (II.43)$$

Le processus de projection des grandeurs de la charge passive « $R_c L_c C_c$ » sur le repère principal de l'alternateur (\vec{d}_p, \vec{q}_p) est effectué selon la Figure II.11.

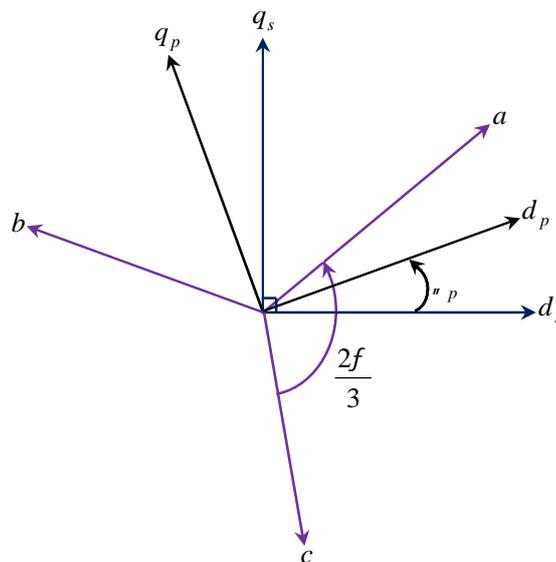


Figure II.11. Transformation du repère stationnaire vers le repère d'alternateur principal.

Afin d'appliquer la matrice de passage $P(-{}_n p)$ sur le modèle électrique obtenu dans l'équation III.42, la matrice de résistance et d'inductance généralisée $\left[\begin{matrix} R_{c,s} \\ L_{c,s} \end{matrix} \right]$ de la charge passive seront divisés en quatre sous matrices, afin que la taille de ces sous-matrices corresponde à la taille de matrice de passage $P(-{}_n p)$. Par conséquent, le modèle d'état de la charge peut être écrit sous la forme matricielle suivante:

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} V_{dc,s} \\ V_{qc,s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{c,s,11} \\ R_{c,s,12} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dc,s} \\ i_{qc,s} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_{c,s,12} \\ R_{c,s,22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{dc,s} \\ U_{qc,s} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{c,s,11} \\ L_{c,s,21} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{dc,s} \\ i_{qc,s} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{c,s,12} \\ L_{c,s,22} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} U_{dc,s} \\ U_{qc,s} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{c,s,21} \\ R_{c,s,22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dc,s} \\ i_{qc,s} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_{c,s,21} \\ R_{c,s,22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{dc,s} \\ U_{qc,s} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{c,s,21} \\ L_{c,s,22} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{dc,s} \\ i_{qc,s} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{c,s,21} \\ L_{c,s,22} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} U_{dc,s} \\ U_{qc,s} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (\text{II.44})$$

En appliquant la matrice de passage $P(-{}_n p)$ et sa propriété sur l'équation III.46, les sous matrices de résistance et d'inductance du modèle de charge passive sont définis dans le repère principal (\vec{d}_p, \vec{q}_p) par les relations matricielles suivantes:

- Les sous matrices de la résistance généralisée $\left[R_{c,p} \right]$:

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} R_{c,p,11} \\ R_{c,p,12} \\ R_{c,p,21} \\ R_{c,p,22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p({}_n p) [R_{c,s,11}] p(-{}_n p) + p({}_n p) [L_{c,s,11}] \frac{d}{dt} p({}_n p) \\ p({}_n p) [R_{c,s,12}] p(-{}_n p) \\ p({}_n p) [R_{c,s,21}] p(-{}_n p) \\ p({}_n p) [L_{c,s,21}] \frac{d}{dt} p(-{}_n p) \end{bmatrix} \end{cases} \quad (\text{II.45})$$

- Les sous matrices de l'inductance généralisée $\left[L_{c,p} \right]$:

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} L_{c,p,11} \\ L_{c,p,12} \\ L_{c,p,21} \\ L_{c,p,22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p({}_n p) [L_{c,s,11}] p(-{}_n p) \\ 0 \\ 0 \\ p({}_n p) [L_{c,s,22}] p(-{}_n p) \end{bmatrix} \end{cases} \quad (\text{II.46})$$

Après les calculs matriciels des équations II.47 et II.48, le modèle d'état de la charge passive « $R_c L_c C_c$ » dans le repère principal (\vec{d}_p, \vec{q}_p) est défini sous la forme suivante:

$$\left[V_{c,p} \right] = \left[R_{c,p} \right] \left[X_{c,p} \right] + \left[L_{c,p} \right] \frac{d}{dt} \left[X_{c,p} \right] \quad (\text{II.47})$$

Avec :

$$\begin{cases} \left[V_{c,p} \right] = \begin{bmatrix} V_{dc,p} & V_{qc,p} & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \\ \left[X_{c,p} \right] = \begin{bmatrix} i_{dc,p} & i_{qc,p} & U_{dc,p} & U_{qc,p} \end{bmatrix}^T \end{cases} \quad (\text{II.48})$$

Et :

$$\left\{ \begin{aligned} [R_{c,p}] &= \begin{bmatrix} R_c & -\check{S}_p L_c & 1 & 0 \\ \check{S}_p L_c & R_c & 0 & 1 \\ -1 & 0 & 0 & -\check{S}_p C_c \\ 0 & -1 & \check{S}_p C_c & 0 \end{bmatrix} \\ [L_{c,p}] &= \begin{bmatrix} L_c & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_c & 0 & 0 \\ 0 & 0 & C_c & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C_c \end{bmatrix} \end{aligned} \right. \quad (II.49)$$

II.5 Modélisation globale de l'ensemble de mono alternateur, des lignes et de la charge passive

Au départ de la modélisation globale, le réseau électrique embarqué que nous souhaitons de le modéliser est constitué d'un mono alternateur « machine synchrone » connecté à une charge passive « $R_c L_c C_c$ » à travers des lignes électrique. Les différents potentiels des tensions et des courants dans le réseau de distribution et de consommation de cette topologie sont illustrés dans la Figure II.12.

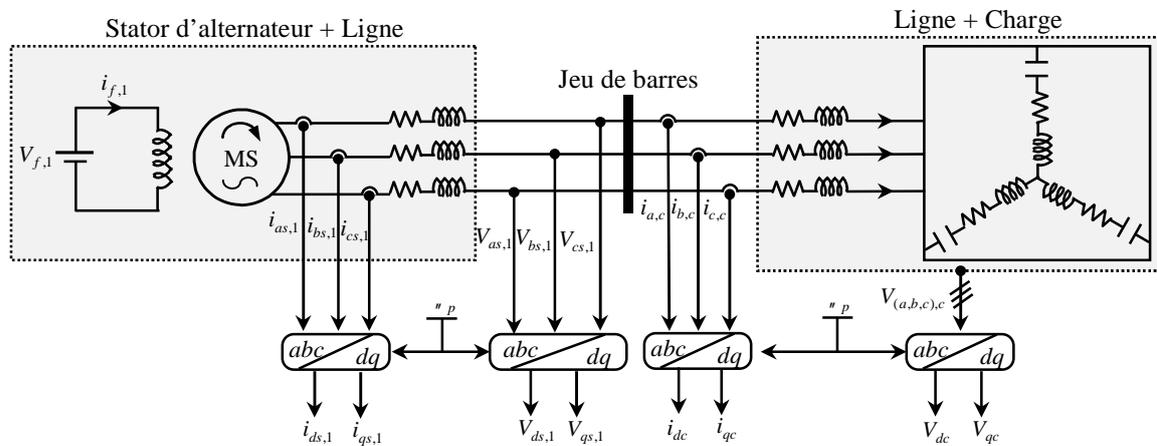


Figure II.12. Schéma électrique du réseau d'un alternateur connecté avec une charge RLC à travers les lignes électriques.

Selon les hypothèses énoncées dans la modélisation des lignes, les paramètres des lignes (les résistances et les inductances) de réseau de distribution et de consommation seront intégrés dans le modèle électrique global de l'alternateur et de la charge « $R_c L_c C_c$ », respectivement. De plus, les aspects capacitifs des lignes sont négligés. Dans ce contexte, les équations électriques suivantes sont obtenues, en appliquant la loi des nœuds et des mailles sur la topologie de la Figure II.1 :

$$\begin{cases} V_{ds,1,p} = V_{dc,p} \\ V_{qs,1,p} = V_{qc,p} \\ i_{ds,1,p} = i_{dc,p} \\ i_{qs,1,p} = i_{qc,p} \end{cases} \quad (\text{II.50})$$

En prenant le repère de Park de l'alternateur comme le repère principal (\vec{d}_p, \vec{q}_p) , et en remplaçant les grandeurs électriques de l'équation II.52 par leurs valeurs obtenues dans la modélisation des systèmes élémentaires du réseau électrique embarqué. Par conséquent, les relations matricielles suivantes sont obtenues:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -V_{ds,1,p} \\ -V_{qs,1,p} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{cd,p} \\ V_{cq,p} \end{bmatrix} = [R_{alt,1,p,11}] \begin{bmatrix} i_{ds,1,p} \\ i_{qs,1,p} \end{bmatrix} + [R_{alt,1,p,12}] \begin{bmatrix} i_{f,1,p} \\ i_{D,1,p} \\ i_{Q,1,p} \end{bmatrix} + [L_{alt,1,p,11}] \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ds,1,p} \\ i_{qs,1,p} \end{bmatrix} + \\ & [L_{alt,1,p,12}] \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{f,1,p} \\ i_{D,1,p} \\ i_{Q,1,p} \end{bmatrix} + [R_{c,p,11}] \begin{bmatrix} i_{ds,1,p} \\ i_{qs,1,p} \end{bmatrix} + [R_{c,p,11}] \begin{bmatrix} U_{cd,p} \\ U_{cq,p} \end{bmatrix} + [L_{cd,p,11}] \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ds,1,p} \\ i_{qs,1,p} \end{bmatrix} + [L_{cd,p,12}] \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} U_{cd,p} \\ U_{cq,p} \end{bmatrix} \\ & \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = [R_{c,p,21}] \begin{bmatrix} i_{ds,1,p} \\ i_{qs,1,p} \end{bmatrix} + [R_{c,p,22}] \begin{bmatrix} U_{cd,p} \\ U_{cq,p} \end{bmatrix} + [L_{c,p,21}] \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ds,1,p} \\ i_{qs,1,p} \end{bmatrix} + [L_{c,p,22}] \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} U_{cd,p} \\ U_{cq,p} \end{bmatrix} \\ & \begin{bmatrix} V_{f,1,p} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = [R_{alt,1,p,21}] \begin{bmatrix} i_{ds,1,p} \\ i_{qs,1,p} \end{bmatrix} + [R_{alt,1,p,22}] \begin{bmatrix} i_{f,1,p} \\ i_{KD,1,p} \\ i_{KQ,1,p} \end{bmatrix} + [L_{alt,1,p,21}] \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ds,1,p} \\ i_{qs,1,p} \end{bmatrix} + [L_{alt,1,p,22}] \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{f,1,p} \\ i_{KD,1,p} \\ i_{KQ,1,p} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

Par conséquent, le modèle d'état global du réseau électrique embarqué décrivant la connexion entre un mono alternateur et une charge passive « $R_c L_c C_c$ » via les lignes électriques peut être défini comme suit:

$$[V_{G,1}] = [R_{G,1}][X_{G,1}] + [L_{G,1}] \frac{d}{dt} [X_{G,1}] \quad (\text{II.51})$$

Avec :

$$\begin{cases} [V_{G,1}] = [0 \ 0 \ V_{f,1,p} \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]^T \\ [X_{G,1}] = [i_{ds,1,p} \ i_{qs,1,p} \ U_{cd,p} \ U_{cq,p} \ i_{f,1,p} \ i_{D,1,p} \ i_{Q,1,p}]^T \end{cases} \quad (\text{II.52})$$

De plus, les matrices de résistance et l'inductance généralisée $([R_{G,1}], [L_{G,1}])$ de cette topologie du réseau électrique embarqué sont calculées comme suites:

$$\begin{aligned}
 \diamond [R_{G,1}] &= \begin{bmatrix} [R_{alt,1,p,11}] + [R_{c,p,11}] & [R_{c,p,12}] & [R_{alt,1,p,12}] \\ [R_{c,p,21}] & [R_{c,p,22}] & 0 \\ [R_{alt,1,p,21}] & 0 & [R_{alt,1,p,22}] \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} R_{alt,1} + R_c & \tilde{S}_p(L_{alt,q,1} + L_c) & 1 & 0 & 0 & 0 & -\tilde{S}_p M_{kd,1} \\ \tilde{S}_p(L_{alt,d,1} + L_c) & R_{alt,1} + R_c & 0 & 1 & \tilde{S}_p M_{fd,1} & \tilde{S}_p M_{kd,1} & 0 \\ -1 & 0 & 0 & -C_c \tilde{S}_p & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & C_c \tilde{S}_p & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_{f,1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_{kd,1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_{kq,1} \end{bmatrix} \\
 \diamond [L_{G,1}] &= \begin{bmatrix} [L_{alt,1,p,11}] + [L_{c,p,11}] & [L_{c,p,12}] & [L_{alt,1,p,12}] \\ [L_{c,p,21}] & [L_{c,p,22}] & 0 \\ [L_{alt,1,p,21}] & 0 & [L_{alt,1,p,22}] \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} L_{alt,d,1} + L_c & 0 & 1 & 0 & M_{fd,1} & M_{kd,1} & 0 \\ 0 & L_{alt,q,1} + L_c & 0 & 1 & 0 & 0 & M_{kq,1} \\ 0 & 0 & C_c & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C_c & 0 & 0 & 0 \\ M_{fd,1} & 0 & 0 & 0 & L_{f,1} & M_{fd,1} & 0 \\ M_{kd,1} & 0 & 0 & 0 & M_{kd,1} & L_{kd,1} & 0 \\ 0 & M_{kq,1} & 0 & 0 & 0 & 0 & L_{kq,1} \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

II.6 Simulation d'un réseau mono alternateur, ligne et charge passive « RLC »

Le but principal de cette simulation est de justifier la méthodologie suivie dans la modélisation du réseau électrique embarqué, et de faire une étude analytique sur le principe de fonctionnement de cette topologie du réseau. À cette fin, trois simulations sont effectuées sur ce type de réseau par le modèle de simulation illustré dans la Figure III.14.

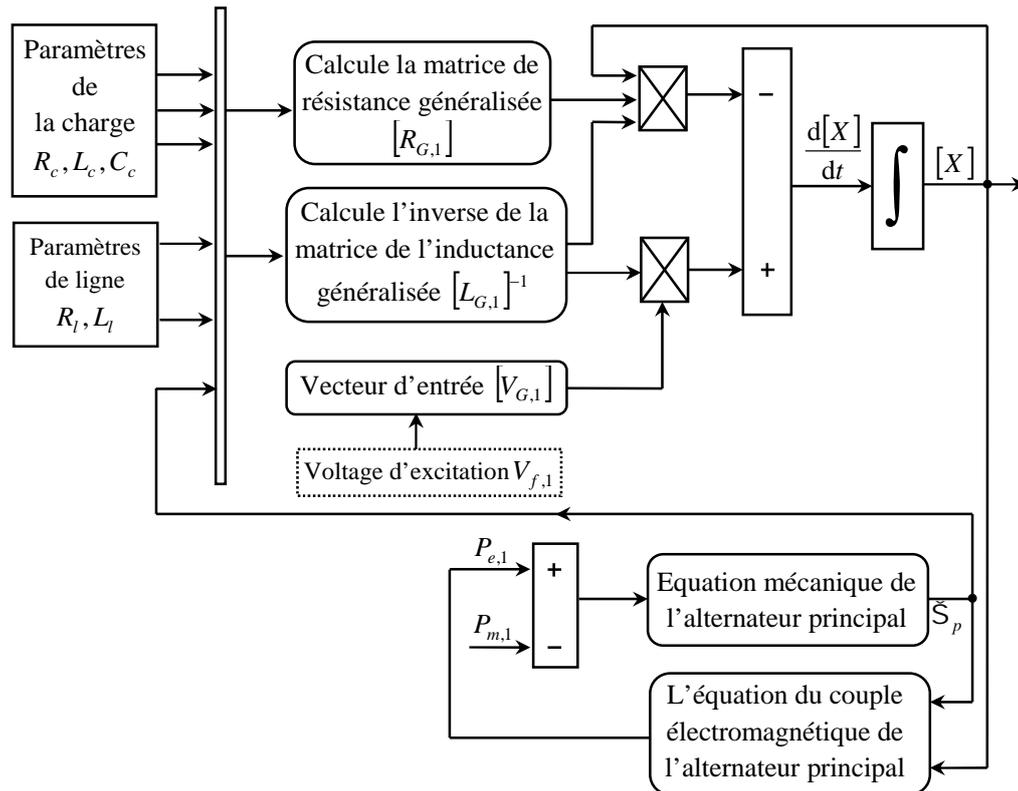


Figure II.13. Model de simulation d'un alternateur connecté avec une charge « RLC ».

Dans la première simulation, la pulsation rotorique \check{S}_p , la tension d'excitation $V_{f,1}$, et les paramètres des lignes (R_l, L_l) sont maintenus constants. De plus, la valeur de la charge passive « $R_c L_c C_c$ » sera variée toutes les 50s. Donc, les valeurs des grandeurs de cette topologie du réseau sont prises en fonction du temps de simulation comme suivant :

1. $0 \leq t \leq 150s$: $\check{S}_p = 314 \text{ rad/s}$; $V_{f,1} = 0.33 \text{ pu}$; $R_l = 0.642 \text{ } \Omega/\text{km}$; $L_l = 2.642 \cdot 10^{-4} \text{ H/Km}$; $l = 3 \text{ Km}$.
2. $0 \leq t \leq 50s$: $R_c = 0.8 \text{ pu}$; $L_c = 1.5 \text{ pu}$; $C_c = 1 \text{ pu}$.
3. $50 \leq t \leq 100s$: $R_c = 1.6 \text{ pu}$; $L_c = 3 \text{ pu}$; $C_c = 2 \text{ pu}$.
4. $100 \leq t \leq 150s$: $R_c = 0.8 \text{ pu}$; $L_c = 1.5 \text{ pu}$; $C_c = 1 \text{ pu}$.

Les résultats obtenus en simulation montrent que la variation dans la charge entrainera une variation de la valeur efficace du courant de charge et de la tension mesurée aux bornes de la charge, comme le montre la Figures II.15. En effet, la tension et le courant obtenu à la sortie de l'alternateur et à la borne de la charge sont des signaux sinusoïdaux triphasés de fréquences 50Hz et de déphasages $2f/3$ rad, comme l'illustrent les Figures II.16 et II.17. Dans ce contexte, puisque la pulsation rotorique a été maintenue constante pendant toute la durée de la première simulation « $\check{S}_p = 314 \text{ rad/s}$ », les fréquences des signaux obtenus sont constantes et égales de 50Hz. Ainsi que, il est plus remarquable dans la Figure II.17 que le courant statorique est identique avec le courant de la charge, ce qui justifie l'égalité de courant dans l'équation II.52. D'autre part,

le courant d'amortissement a un signal sinusoïdal triphasé de fréquences 50 Hz et de déphasage $2f/3$ rad, comme l'illustre la Figure II.18. En effet, au départ de chaque changement de la charge « $R_c L_c C_c$ », le courant d'amortissement augmente rapidement jusqu'à atteindre une certaine amplitude, ensuite il diminue jusqu'à une valeur proche de zéro. Le temps de sa disparition est signifié le temps de stabilité du réseau électrique embarqué, ou à autre façon, c'est le temps d'atteindre le régime permanent de l'alternateur.

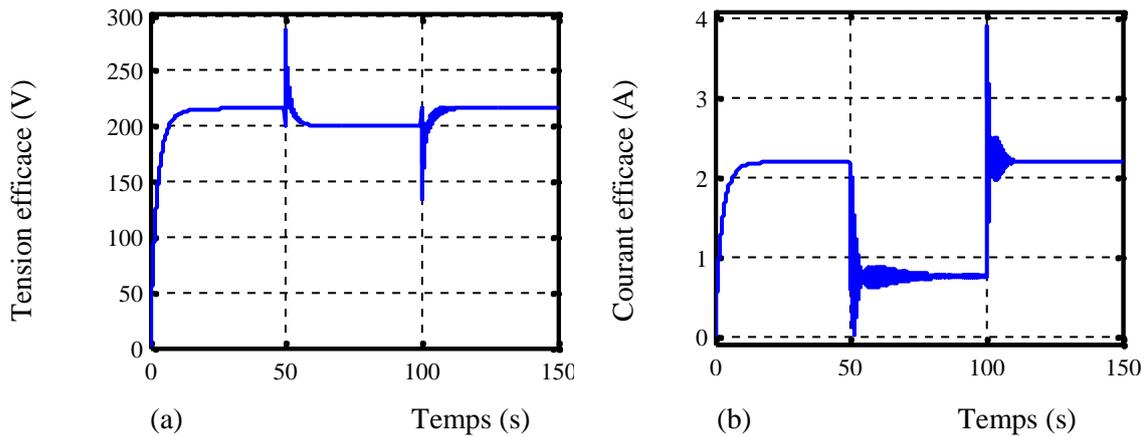


Figure II.14. Courant et tension aux bornes de la charge passive « RLC»: (a) Tension efficace, (b) Courant efficace.

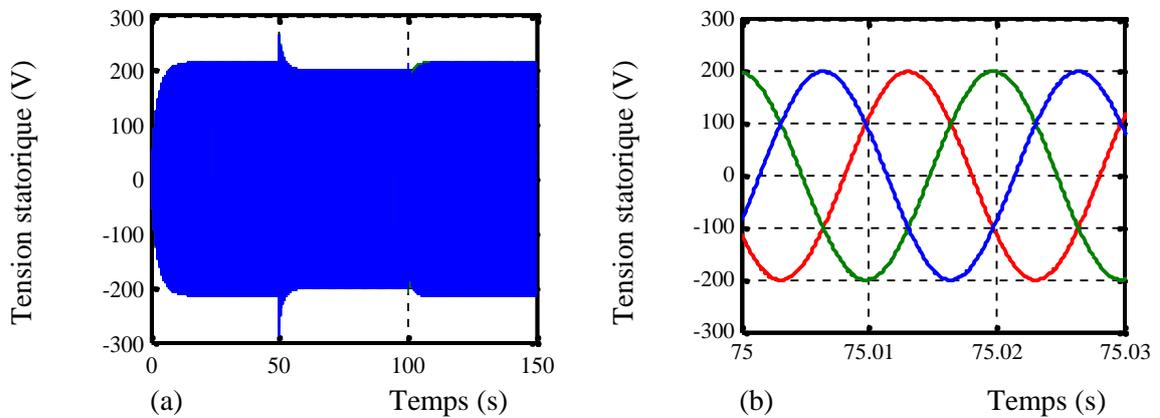
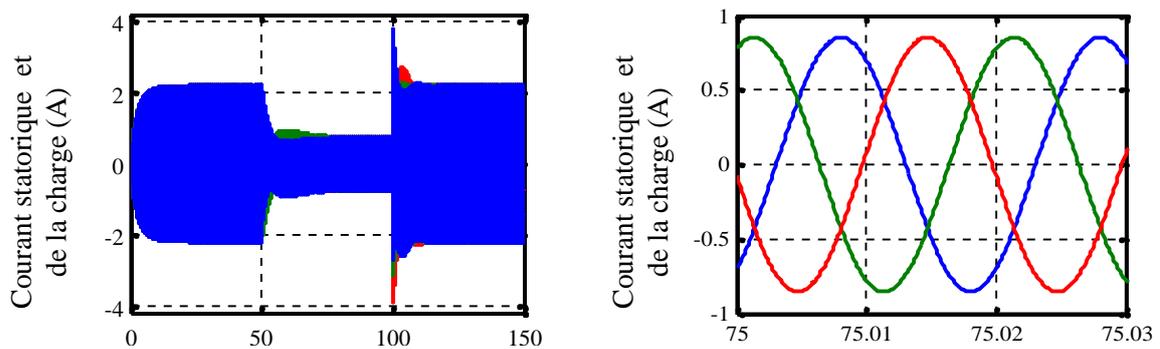


Figure II.15. Tension statorique du réseau: (a) Tension triphasée, (b) Zoom de la tension triphasée du réseau électrique embarqué.



(a) Temps (s) (b) Temps (s)
Figure II.16. Courant statorique du réseau: (a) Courant triphasé, (b) Zoom du courant triphasé du réseau électrique embarqué.

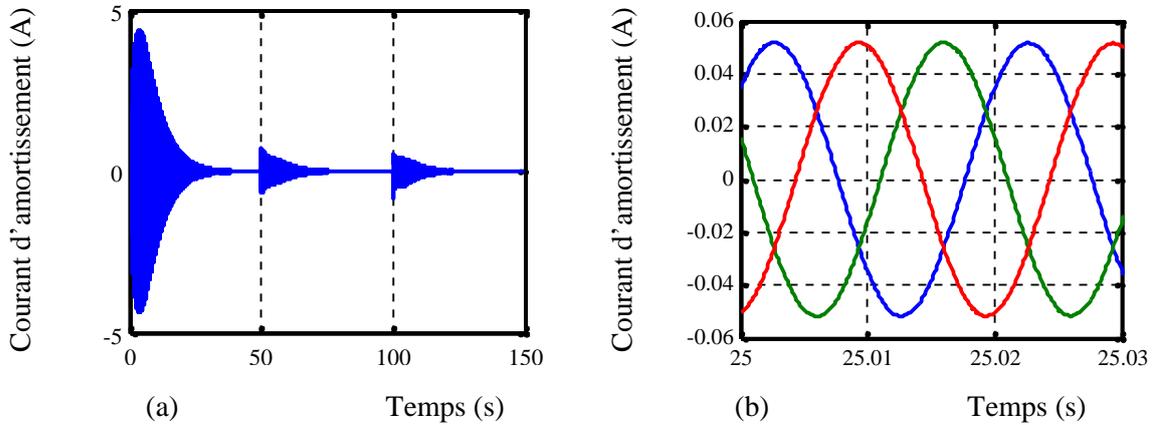


Figure II.17. Courant d’amortissement du réseau: (a) Courant d’amortissement triphasé, (b) Zoom du courant d’amortissement.

Dans la deuxième simulation, la charge et les paramètres des lignes sont maintenus constants. De plus, la tension d’excitation sera variée sur une période de 120s. Donc, les grandeurs de cette topologie du réseau sont variées comme suivantes:

1. $0 \leq t \leq 120s : \dot{\delta}_p = 314 \text{ rad/s}; R_l = 0.642 \text{ } \Omega/\text{km}; L_l = 2.642 \cdot 10^{-4} \text{ H/Km}; l = 3 \text{ Km};$
 $R_c = 0.8 \text{ pu}; L_c = 1.5 \text{ pu}; C_c = 1 \text{ pu}$
2. $0 \leq t \leq 50s : V_{f,1} = 0.33 \text{ pu}.$
3. $50s \leq t \leq 80s : V_{f,1} = 0.44 \text{ pu}.$
4. $80s \leq t \leq 120s : V_{f,1} = 0.22 \text{ pu}.$

D’après les Figures II.19 et II.20, la variation de la tension d’excitation entraîne une variation dans la valeur efficace de la tension statorique et dans le courant d’excitation de l’alternateur. Par conséquent, l’intégration des régulateurs dans l’entrée d’excitation peut assurer la stabilité de tension dans le réseau électrique embarqué.

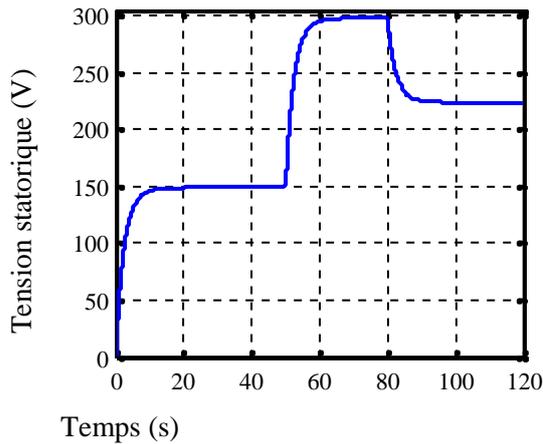


Figure II.18. Tension efficace statorique du réseau électrique embarqué.

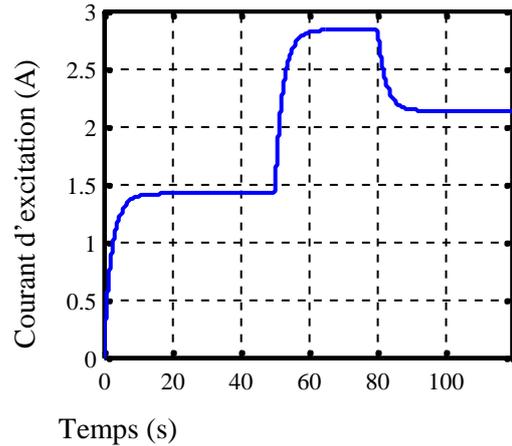


Figure II.20. Courant d'excitation de l'alternateur principal.

Dans la troisième simulation, les paramètres des grandeurs de deuxièmes simulations seront conservés, et la tension d'excitation sera fixe à 0.33Pu. De plus, la pulsation rotorique \check{S}_p sera changée sur une période de 150s comme suit:

1. $0 \leq t \leq 50s$: $\check{S}_p = 314 \text{ rad/s}$.
2. $50 \leq t \leq 100s$: $\check{S}_p = 500 \text{ rad/s}$.
3. $100s \leq t \leq 150s$: $\check{S}_p = 314 \text{ rad/s}$.

Les résultats de troisième simulation montrent que la variation dans la pulsation statorique \check{S}_p entraîne une variation dans la fréquence de tension et peut être influée sur leur intensité, comme l'illustre la Figure II.2. Par conséquent, l'intégration des régulateurs dans l'entrée de pulsation rotorique peut être assurée la stabilité de fréquence du réseau électrique embarqué.

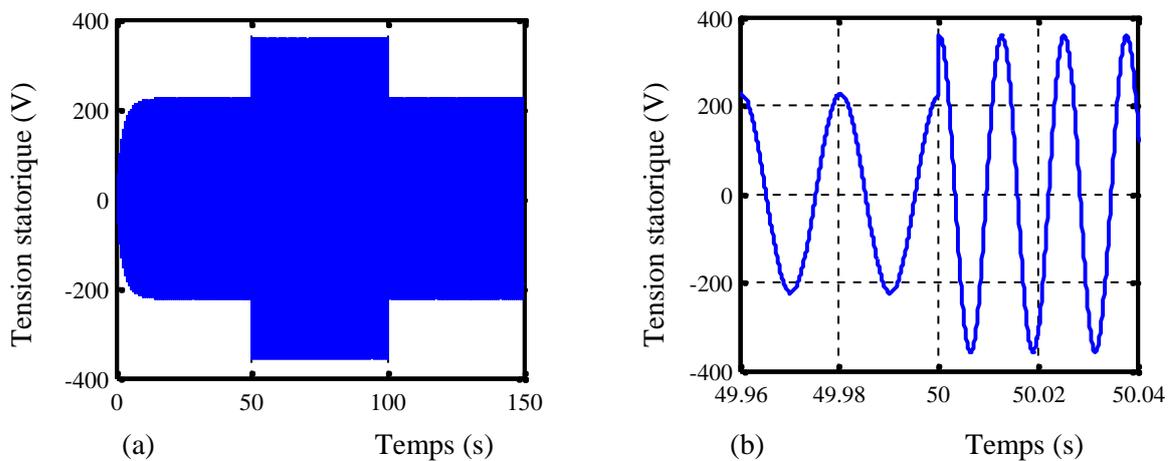


Figure II.19. Tension statorique du réseau: (a) Tension monophasée, (b) Zoom de la tension monophasée du réseau électrique embarqué.

II.7 Conclusion

Le système de distribution électrique des navires est basé sur le couplage des alternateurs parallèles, qui assure la distribution d'énergie électrique au réseau de consommation. Ce système d'alimentation électrique est reconnu par le réseau électrique embarqué et son objectif est d'assurer la continuité de la distribution électrique pour diverses charges et de répondre aux besoins électriques des équipements installés à bord des navires.

Afin de comprendre le comportement général du réseau électrique embarqué, une modélisation globale de ce type de réseau électrique a été présentée. À cette fin, une méthodologie de modélisation du réseau électrique embarqué a été suggérée afin de construire un modèle global et unique pour n'importe quel nombre de générateurs parallèles et la nature des charges installées à bord des navires. En effet, la méthodologie de modélisation proposée conduit à construire un modèle d'état dynamique qui peut être analysé en faisant les différentes variations sur ses grandeurs d'entrées. Elle est basée sur la modélisation élémentaire de chaque composant électrique du réseau électrique embarqué. Ensuite, tous les sous modèles construits seront transformés dans un repère commun, sachant que le repère de Park de l'alternateur principal a été pris comme un repère global. À la fin de la méthodologie de modélisation, les égalités de tension et la loi des nœuds pour le courant ont été appliquées aux sous-modèles afin de construire un modèle global du réseau électrique embarqué. En tant qu'application, trois différents modèles du réseau électrique embarqué sont établis utilisant la méthodologie de modélisation proposée. En effet, un modèle est présenté dans ce chapitre qui consiste à mettre un modèle global d'un mono alternateur connecté à une charge passive « RLC » à travers les lignes électriques dans l'annexe B.

À la fin du chapitre, la topologie de réseau électrique embarqué construit dans ce chapitre ont été prises comme une application de simulation afin de justifier le modèle électrique obtenu et pour montrer les conditions de fonctionnement du réseau électrique embarqué. En effet, le meilleur fonctionnement du réseau électrique embarqué consiste à respecter les conditions de synchronisation, sinon des harmoniques seront apparus dans les sorties statoriques des alternateurs. De plus, la stabilité de tension et de fréquence consiste à mettre des régulateurs dans les entrées d'excitations et de pulsations des alternateurs, respectivement. À cet égard, la modélisation du réseau électrique embarqué en vue de commande sera présentée dans le prochain chapitre.

Modélisation du réseau électrique embarqué en vue de la commande

III.1	Introduction.....	64
III.2	Stabilité du réseau électrique embarqué.....	65
III.2.1	Stabilité de fréquence.....	66
III.2.2	Stabilité de tension.....	67
III.3	Exigences des systèmes d'excitation dans le réseau électrique embarqué.....	67
III.3.1	Système d'excitation à courant continu (DC).....	67
III.3.2	Systèmes d'excitation à courant alternatif (AC).....	68
III.3.3	Système d'excitation statique (ST).....	69
III.4	Modélisation du réseau électrique embarqué en vue de la commande.....	70
III.4.1	Régulation de fréquence en vue de la commande.....	71
III.4.2	Régulation de tension en vue de la commande.....	72
III.4.2.1	Etude fonctionnelle du régulateur AVR.....	73
III.4.2.2	Etude fonctionnelle du Redresseur à MLI.....	79
III.5	Etablissement des fonctions de transfert du réseau électrique embarqué.....	83
III.5.1	Modélisation sous forme de perturbations singulières.....	83
III.5.1.1	Modèle non linéaire simplifié du réseau « alternateur, ligne et charge RLC »	83
III.5.1.2	Linéarisation le modèle global du réseau électrique embarqué.....	85
III.5.1.3	Modèle d'état à petits signaux.....	85
III.5.1.4	Séparation des modes.....	86
III.5.1.5	Etablissement des fonctions de transfert.....	89
III.6	Conclusion.....	90

III.1 Introduction

Un système de puissance dans les navires tout électriques se compose d'un ensemble de différents équipements électriques, tels que les machines synchrones, lignes de transport et les charges de consommations électriques. Ces composants électriques sont interconnectés dans le jeu de barres, constituant un réseau électrique embarqué qui produit, transport et distribue l'énergie électrique aux différentes charges. Selon le nombre et la taille des consommateurs électriques, le degré de complexité structurale introduira. Généralement, cette complexité est reliée avec le nombre des alternateurs parallèles existant dans le réseau de distribution.

L'augmentation dans la complexité du réseau de distribution et la variation dans les conditions de fonctionnement du réseau électrique embarqué entraînent une variation dans les vitesses rotoriques entre les alternateurs parallèles, un écart entre la vitesse rotorique et la vitesse de synchronisme dans les machines synchrones et peuvent être provoquées des variations dans les sorties statoriques du réseau de distribution. Ces variations électriques et mécaniques conduisent à des déséquilibres dans les conditions de synchronisations et à des écarts dans les puissances électriques et mécaniques souhaitées. De plus, des problèmes de stabilité dynamiques de tension et de fréquence vont apparaître dans le réseau électrique, qu'ils sont arrivés comme des petites ou grandes oscillations apparaissent sur les différents signaux de références dans les systèmes de puissance et au niveau des charges. À fin de résoudre ces déséquilibres dans le réseau électrique embarqué et d'assurer la stabilité des grandeurs d'entrée et de sortie, des différents systèmes de commande sont intégrés dans les principaux éléments dans le réseau tel que les machines synchrones, turbines et le jeu de barres.

Dans ce chapitre, la modélisation du réseau électrique embarqué en vue de la commande sera traitée. À cet égard, la stabilité du réseau électrique embarqué et l'exigence des systèmes d'excitation dans le réseau de distribution seront présentées. En effet, la stabilité de tension sera conservé par un système de commande reconnue selon le nom « AVR », qui contrôle la tension effective aux bornes de la charge. Ce système de commande sera réagi lorsque le réseau affecté par une petite perturbation pour conserver la stabilité de tension du réseau électrique. Cependant, afin d'appliquer la commande AVR sur le réseau électrique embarqué, la méthode de perturbation singulière sera appliquée sur le modèle global du réseau électrique afin d'obtenir les fonctions de transferts des modèles électriques et mécaniques. De plus, la commande par redresseur à MLI sera intégrée dans les systèmes d'excitations des alternateurs afin de varier la tension d'excitation selon l'écart entre la tension de sortie souhaitée et mesurée. Par ailleurs, la stabilité de fréquence nécessite à modéliser la turbine à vapeur simple réchauffage pour construire une fonction de transfert entre la puissance de l'écoulement de vapeur et la puissance mécanique fournit à l'alternateur. Enfin, l'algorithme de compensation des tensions entre les alternateurs sera discuté.

Cet algorithme sera intégré au système de commande du réseau électrique embarqué pour compenser l'écart de tension aux bornes des alternateurs parallèles.

III.2 Stabilité du réseau électrique embarqué

La stabilité du réseau électrique embarqué est définie par la capacité à gérer les flux de puissances (puissance active et réactive) en tout point du réseau électrique. Cela signifie que la capacité des machines synchrones à revenir à l'état de référence après avoir des perturbations quelconques (petite ou grande perturbation), en gardant la plupart des variables du réseau électrique embarqué dans leurs limites, de sorte que le réseau fonctionne à tous les moments dans un état stable. En effet, le réseau électrique embarqué est dit dynamiquement stable « maintenir la stabilité dynamique », c'est lorsque le réseau peut retourner à ses points de fonctionnements après avoir une petite perturbation pendant son régime permanent stable tel qu'une variation dans la charge électrique ou bien un changement structurel dans le réseau. À cette fin, la stabilité dynamique sera assurée par l'intégration des systèmes de commande dans les différentes zones du réseau électrique embarqué (les alternateurs, jeux de barres et zone de consommation). D'autre part, la stabilité transitoire du réseau électrique embarqué est définie par la capacité du réseau électrique de maintenir le synchronisme des alternateurs et d'assurer la stabilité de tension aux bornes des consommateurs électrique après avoir subi une perturbation sévère. Parmi les grandes perturbations qui sont utilisées dans cette étude, on mentionne:

- **Creux et coupures de tension**

Un creux de tension est une chute brutale de l'amplitude de la tension en dessous du seuil inférieur de la plage nominale, comme l'illustre la Figure IV.1. Ils sont provoqués par l'apparition de défauts sur le réseau électrique embarqué. De plus, la coupure brève est un cas particulier du creux de tension, elle est dite brève si elle n'excède pas trois minutes, sa profondeur est supérieure à 90 %. Sinon, la coupure est dite longue.

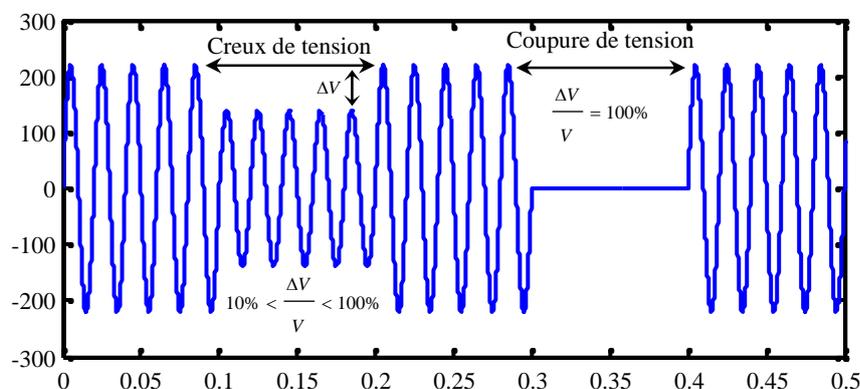


Figure III.1 Creux et coupure de tension [Fel-09].

- **Surtensions temporaires ou transitoires :**

Les surtensions de durée inférieure à $10ms$ sont appelées surtensions transitoires, comme le montre la Figure IV.2. Ces surtensions sont mesurées à l'aide des appareils numériques des fréquences d'échantillages élevées.

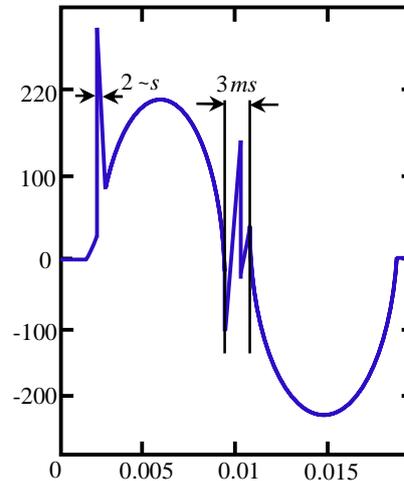


Figure III.2 Surtension transitoires [Fel-09].

La stabilité globale du réseau électrique embarqué est divisée en deux groupes principaux, à savoir; stabilité de tension et de fréquence, chaque type de stabilité sera détaillé ci- dessous. En effet, il est plus important de noter que notre objective dans cette étude est de maintenir les deux types de stabilités dans le réseau électrique embarqué après avoir des grandes ou petites perturbations.

III.2.1 Stabilité de fréquence

La stabilité de fréquence du réseau électrique embarqué est définie par la circulation d'un courant électrique alternatif à fréquence fixe entre le réseau de distribution et le réseau de consommation. Cette stabilité est assurée en maintenant une valeur de fréquence proche de la valeur nominale suite à une perturbation sévère. Elle est étroitement liée à la stabilité angulaire des machines synchrones, en maintenant tous les vitesses de rotation des alternateurs proches de la vitesse de synchronisme en présence de petites ou grandes perturbations. En outre, l'augmentation des oscillations angulaires de certains alternateurs peut entraîner une perte de synchronisation des alternateurs parallèles et peut provoquer l'instabilité de fréquence dans le réseau électrique embarqué[IEEE-04].

III.2.2 Stabilité de tension

La stabilité de tension du réseau électrique embarqué consiste à maintenir la tension aux bornes de la charge dans les limites spécifiées pour un fonctionnement normal ou après avoir des perturbations. Elle est maintenue en régulant les tensions d'excitations des alternateurs parallèles ou en variant la quantité de puissance réactive dans le jeu de barres du réseau électrique embarqué. À cette fin, la régulation de la tension dépend généralement de la manière dont le réseau électrique embarqué est modélisé en vue de la commande [IEEE-04].

III.3 Exigences des systèmes d'excitation dans le réseau électrique embarqué

La stabilité de tension du réseau électrique embarqué aux bornes de la charge nécessite à maintenir la tension de sortie selon la consigne pour n'importe quelle perturbation pouvant affecter le réseau électrique. En effet, la régulation de tension est déterminée principalement par des systèmes d'excitations, qui ajustent le courant et la tension d'excitation des machines synchrones selon l'état électrique du réseau. À cette fin, les systèmes d'excitation réagissent sur le rotor des machines synchrones lorsque le réseau électrique affecté par des perturbations quelconques afin de corriger l'erreur entre la tension d'excitation mesurée et estimée. De plus, ces systèmes sont permis d'amortir les oscillations de puissance du réseau électrique à l'aide des stabilisateurs de puissance (Power System Stabilizer (PSS) et Excitation Système Stabilizer (ESS)). D'autre part, les systèmes d'excitation peuvent garantir la protection des machines synchrones contre les surintensités de tension ou de courant à travers les blocs de protection, de sorte que les grandeurs des machines synchrones telles que la tension d'excitation et les flux de puissance varient dans des limites agréables. Actuellement, les différents types des systèmes d'excitations sont employés en trois catégories principales [IEEE-05], ces catégories peuvent être identifiées comme suit:

III.3.1 Système d'excitation à courant continu (DC)

Ce type de système d'excitation utilise une machine à courant continu comme source d'excitation. En effet, la machine à courant continu est connectée avec le rotor de la machine synchrone par des bagues collectrices, comme l'illustre la Figure III.3. Le principe de fonctionnement de ce système d'excitation dépend sur l'intégration d'un moteur à excitation séparée ou auto-excitée dans le système d'excitation afin d'entraîner et de varier la vitesse de la machine à courant continu. Ce dernier va entraîner une variation dans le courant qui traversera les bagues collectrices vers le rotor de la machine synchrone.

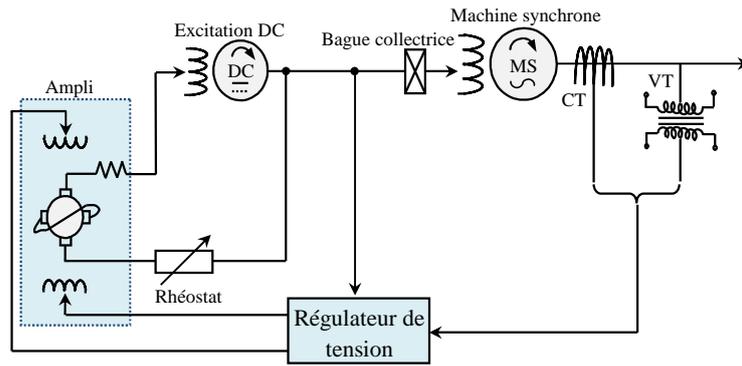
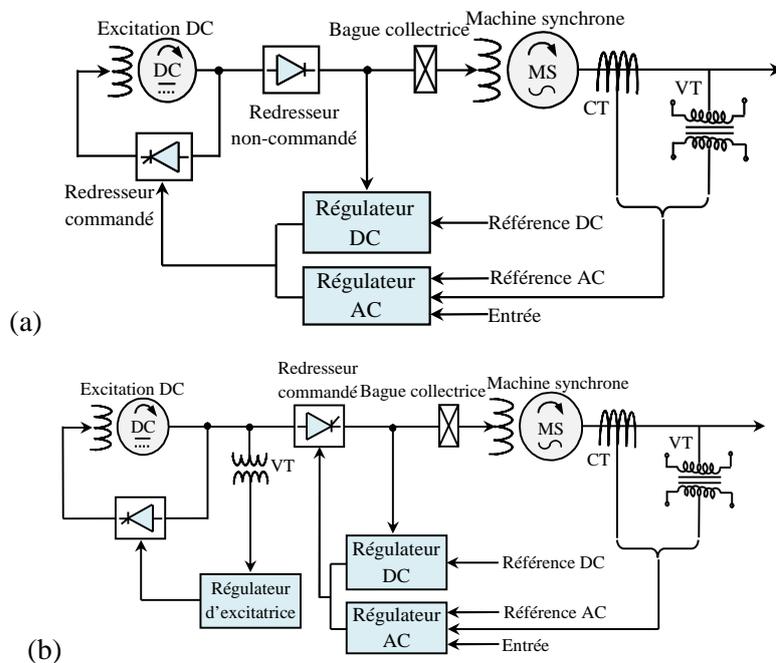


Figure III.3 Système d'excitation à courant continu.

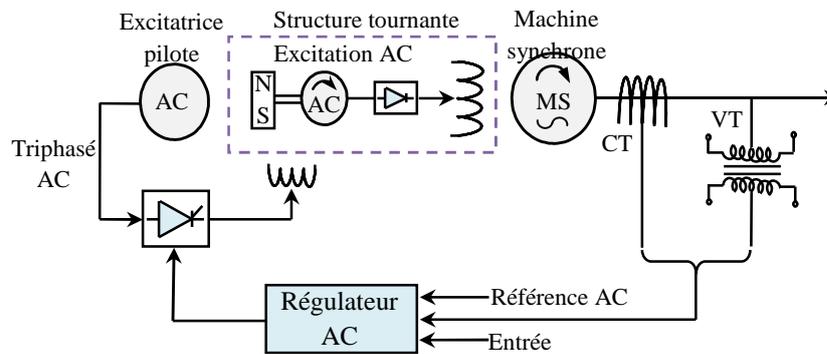
III.3.2 Systèmes d'excitation à courant alternatif (AC)

Les systèmes d'excitation à courant alternatif contiennent deux types de commande, à savoir : un system d'excitation avec un redresseur stationnaire (redresseur fixe), et l'autre par l'utilisation d'un redresseur tournant. En effet, l'excitatrice à courant alternatif utilise un alternateur associé à un redresseur stationnaire pour produire le courant de champ excitant dans le rotor de la machine synchrone. Notamment, le redresseur utilisé dans ce système peut-être soit commandé ou non commandé, comme l'illustre la Figure III.4. Dans le cas d'un redresseur non commandé, le réglage s'effectue sur les enroulements de champs au niveau de l'excitatrice AC. En effet, l'excitatrice à courant alternatif utilise un alternateur associé à un redresseur stationnaire pour produire le courant de champ excitant dans le rotor de la machine synchrone.



Figures III.4 Système d'excitation à courant alternatif muni d'un redresseur stationnaire. (a), Système d'excitation a redresseur non commandé. (b), Système d'excitation a redresseur commandé.

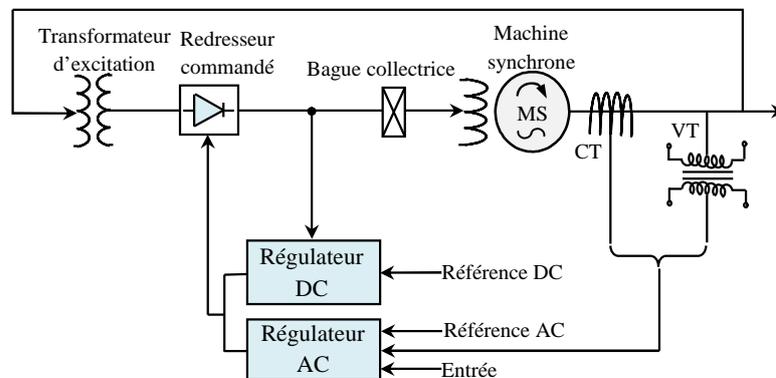
De plus, le système d'excitation à courant alternatif avec un redresseur tournant ou bien l'excitation Brushless consiste à éliminer les bagues collectrices existant dans la Figure III.4. Par conséquent, la sortie de redresseur sera liée directement avec le rotor de la machine synchrone. La sortie de redresseur contrôle la variation de champ excitant dans le rotor de la machine synchrone, comme le montre la Figure III.5.



Figures III.5 Système d'excitation à courant alternatif du type Brushless.

III.3.3 Système d'excitation statique (ST)

Ce modèle plus utilisé dans les modélisations des systèmes d'excitation à cause de la simplicité de ses équations d'état, contrairement aux systèmes d'excitation à courant continu qui exigent d'une modélisation plus complexe. D'après la Figure III.6, le redresseur commandé reçoit à ses entrées, la mesure de la tension triphasée du générateur synchrone par l'intermédiaire d'un transformateur d'isolation du type abaisseur et l'angle d'amorçage fourni par le système de commande. Dans ce contexte, la sortie de redresseur fournit un courant continu au rotor de génératrice à travers les bagues collectrices. Ce principe de fonctionnement du système d'excitation statique sera utilisé dans notre commande pour assurer la stabilité dynamique du réseau électrique embarqué, tout en remplaçant les thyristors de redresseur par des IGBTs.

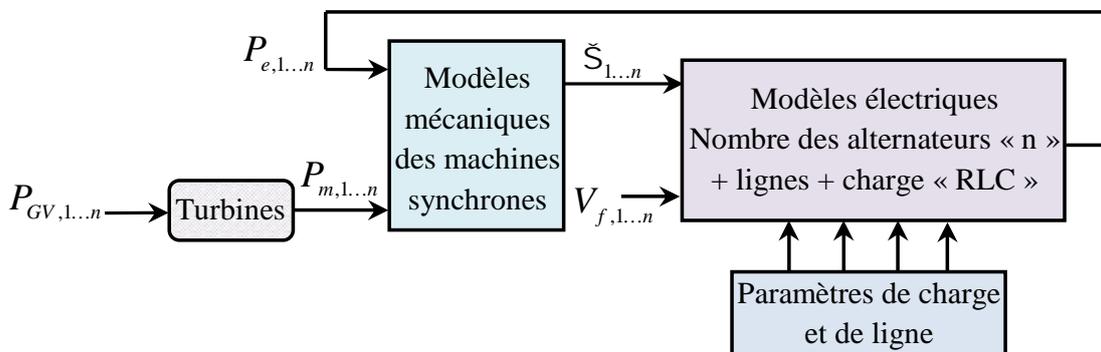


Figures III.6 Système d'excitation statique.

III.4 Modélisation du réseau électrique embarqué en vue de la commande

La stabilité du réseau électrique embarqué et la rapidité de retrouver le point de fonctionnement après avoir une perturbation nécessitent l'utilisation des systèmes de commande et des régulateurs plus fiables, tout en assurant de maintenir l'équilibre de transport et de distribution des puissances actives et réactives dans le réseau électrique et de garantir la protection des composants électriques du réseau électrique embarqué. En effet, la production satisfaisante d'énergie électrique et la maintenance d'un grand nombre des points de fonctionnements dans le réseau électrique embarqué nécessitent de contrôler systématiquement le couple mécanique C_m appliqué au rotor de la machine synchrone et la tension d'excitation V_f . En conséquence, les variations et les déséquilibres dans les grandeurs électriques et mécaniques du réseau électrique embarqué sont stabilisés et deviennent plus stables [Bel-06 (a)].

Le système responsable de la génération du couple mécanique et de l'entraînement du rotor du générateur synchrone est appelé "système de force motrice". En effet, le contrôle de fréquence dans le réseau électrique embarqué conduit au contrôle de la transmission de puissance active dans les lignes de transport électriques, qui est associé à la régulation de la vitesse rotorique des générateurs synchrones. Par ailleurs, le système d'excitation statique est le responsable de la gestion et du contrôle de la tension d'excitation fournie aux générateurs synchrones. En effet, la régulation de tension aux bornes de la charge conduite vers la régulation de puissance réactive dans le réseau de transport. À cette fin, la régulation de tension rotorique est associée de modifier les valeurs du système d'excitation afin d'obtenir les tensions désirées aux bornes de la charge électrique. La Figure III.7 montre le positionnement et la relation entre les différentes grandeurs d'entrées et de sorties dans le modèle global du réseau électrique embarqué, ces grandeurs d'entrées (V_f, P_{GV}) doivent être ajustés pour maintenir la stabilité du réseau électrique.



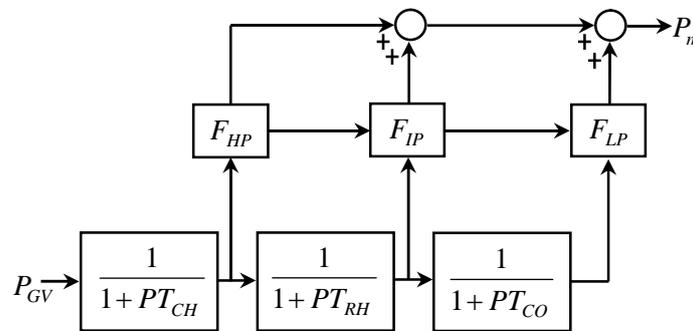
Figures III.7 Diagramme élémentaire du réseau électrique embarqué.

Afin de gérer les flux de puissances dans le réseau électrique embarqué, on va présenter par la suite les principes généraux de:

- 1- La régulation de fréquence en vue de la commande.
- 2- La régulation de tension en vue de la commande.

III.4.1 Régulation de fréquence en vue de la commande

La régulation de fréquence dans le réseau électrique embarqué est liée au contrôle de vitesse des générateurs synchrones, ce qui nécessite la connaissance de leurs modèles de l'entraînement. En effet, la turbine à vapeur simple réchauffage « tandem compound » a été utilisée dans cette étude. Le modèle linéaire approximatif de la turbine à vapeur [IEEE-73, Kun-93] est identifié dans la Figure III.8.



Figures III.8 Modèle linéaire approximé de la turbine à vapeur « tandem compound ».

La valeur de la puissance mécanique délivrée par la turbine à vapeur est déterminée par le pourcentage de fermeture de la vanne analogique, qui contrôlera le débit de vapeur. Des retards se forment généralement entre les différentes parties de l'écoulement de vapeur, qui sont modélisés par une fonction de transfert du premier ordre. Certaines fractions de l'énergie totale sont extraites dans différentes turbines, qui sont modélisées par des facteurs de puissance F_{HP} , F_{IP} , F_{LP} . À partir de la Figure III.8, les constantes de temps des blocs de retard sont définies comme suivante:

- T_{CH} : Constante de temps du retard entre le contrôle de la vanne et la turbine à vapeur, sa valeur est comprise entre [0,1s ; 0,4s].
- T_{RH} : Constante de temps du réchauffage, sa valeur est estimée entre [4s ; 11s].
- T_{CO} : Constante de temps pour le délai entre la pression moyenne et la pression basse, sa valeur est comprise entre [0,3s ; 0,6s].

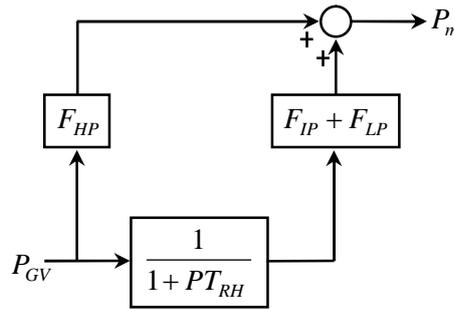
Dans notre étude, les paramètres suivants ont été pris en considération :

$$\begin{cases} F_{HP} = 0.3, F_{IP} = 0.4, F_{LP} = 0.3 \\ T_{CH} = 0.1s, T_{RH} = 4s, T_{CO} = 0.3s \end{cases} \quad (III.1)$$

De plus, on suppose que le temps de réchauffage est plus grand que les deux autres retards tel que:

$$T_{CH} \ll T_{RH} \text{ et } T_{CO} \ll T_{RH}$$

Par conséquent, les blocs de retard des constantes de temps T_{CH} et T_{RH} sont négligées, et le modèle simplifié de la turbine à vapeur devient:



Figures III.9 Modèle linéaire simplifié de la turbine à vapeur.

À partir de la Figure III.9, la fonction de transfert représentant la turbine à vapeur simple réchauffage peut être défini comme suit:

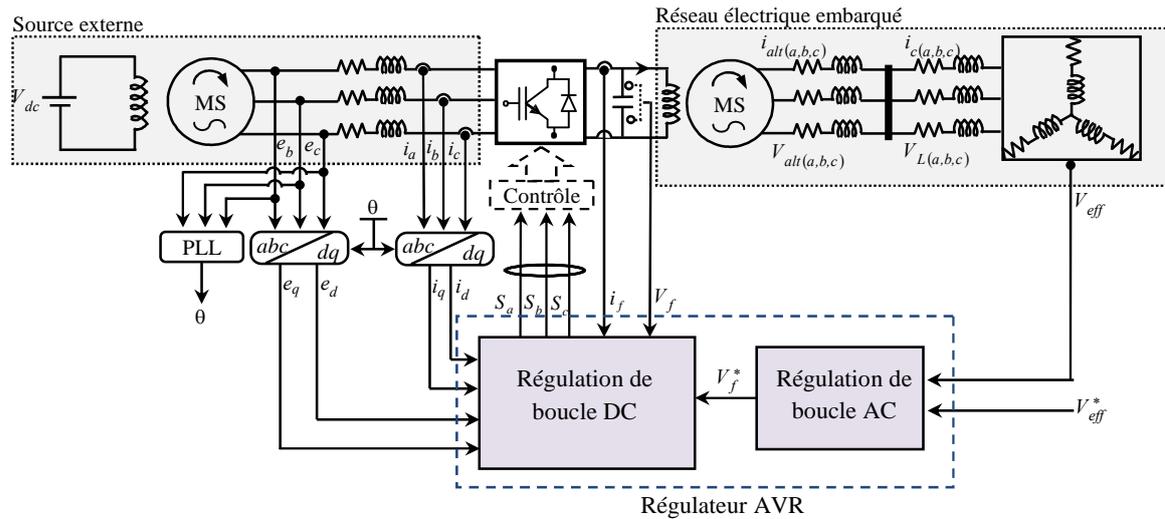
$$\frac{P_m}{P_{GV}} = \frac{F_{ch}p + 1}{T_{ch}p + 1} = \frac{3p + 1}{4p + 1} \quad (III.2)$$

III.4.2 Régulation de tension en vue de la commande

Afin de réguler la tension triphasée aux bornes de la charge, le principe de fonctionnement du système d'excitation statique et de redresseur à MLI ont été utilisés dans la régulation de tension du réseau électrique embarqué en vue de la commande. En effet, le bon fonctionnement d'un système d'excitation statique concerne d'implanter des régulateurs de tension plus fiables. Dans ce contexte, le régulateur AVR a été utilisée pour contrôler la tension aux bornes de la charge, en excitant l'excitatrice dans un premier temps, et à son tour, l'excitatrice va exciter le rotor de la machine synchrone, ce qui réglera le flux magnétique dans le rotor de la machine synchrone et corrigera la tension de sortie selon la consigne [Alk-08].

Le régulateur AVR est équipé deux contrôleurs principaux dans la boucle fermée du courant alternatif (AC) et continu (DC), comme le montre la Figure III.10. En effet, le régulateur de courant alternatif (AC) reçoit la mesure de tension triphasée du générateur via un transformateur d'isolation du type abaisseur et reçoit également un signal de référence à ses entrées (la tension de consigne). À cet égard, la régulation de l'écart existant entre la mesure de la tension et le signal de référence sera effectuée, il s'agit de faire augmenter ou diminuer la tension mesurée selon le signal

d'écart. Ensuite, le signal de sortie de la boucle AC est passé à un étage d'excitatrice du régulateur à courant continu (DC) comme une référence de tension d'excitation. Le régulateur à courant continu (DC) adopte un redresseur MLI triphasé de six interrupteurs commandés à l'ouverture et à la fermeture et une source triphasée auxiliaire qui délivre une tension sinusoïdale triphasée de l'amplitude égale à la tension maximale d'excitation. Le redresseur à MLI contrôle l'ouverture et la fermeture des IGBTs afin d'ajuster la sortie de boucle d'excitatrice selon la tension d'excitation souhaitée à l'entrée de la boucle DC.



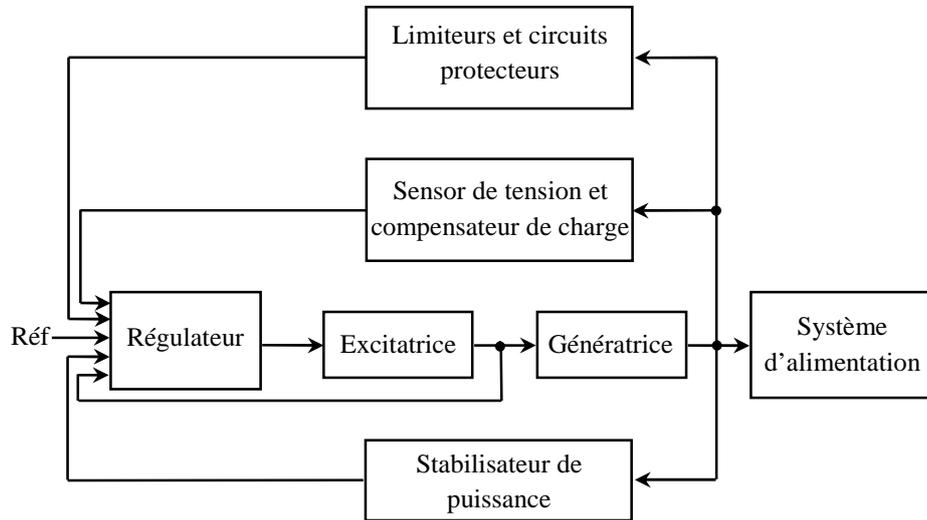
Figures III.10 Schéma synoptique du régulateur AVR.

Le régulateur AVR permet d'appliquer des autres systèmes de contrôles et des fonctions de protection sur les boucles fermées du régulateur afin d'améliorer les performances de la stabilisation des signaux statoriques et rotoriques de la machine synchrone et pour réduire le temps de réponse du système de puissance [Cus-02]. Cette amélioration est assurée par l'utilisation du stabilisateur d'excitation et de puissance (PSS, ESS), des systèmes de filtrages, des compensations de phases et des limiteurs pour la protection. Par ailleurs, plusieurs types de régulateurs peuvent être intégrés dans les boucles fermées du régulateur AVR, tels que les correcteurs conventionnels (PI, PID...etc.), afin d'ajuster les écarts entre les grandeurs mesurées et estimées.

III.4.2.1 Etude fonctionnelle du régulateur AVR

La stabilité du réseau électrique embarqué est considérée comme une condition très importante pour le fonctionnement normal des équipements électriques, sinon des perturbations et des dysfonctionnements se produiront dans le réseau électrique du navire. À cette fin, le régulateur AVR est intégré au réseau électrique embarqué afin d'assurer la stabilité du système de puissance et pour garantir la protection des équipements électriques installés dans le réseau tel que les

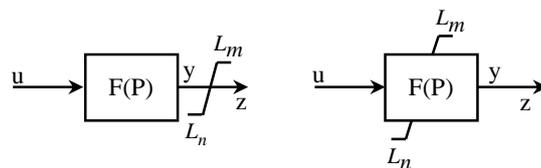
machines synchrones. De plus, il permet de retrouver rapidement les points de fonctionnement lorsque le réseau sera perturbé à l'aide des correcteurs et des stabilisateurs de puissance. Dans ce contexte, le régulateur AVR contient des blocs de stabilisation et de protection afin d'améliorer les performances du réseau électrique, comme l'illustre la Figure III.11. Chaque bloc du régulateur sera détaillé dans la suite du chapitre.



Figures III.11 Schéma synoptique du régulateur AVR muni des blocs de stabilisation et de protection.

a) Les limiteurs et circuits protecteurs

Les limiteurs et les circuits de protections sont des moyens qui garantissent les limites du bloc d'excitatrice de la machine synchrone pendant la régulation de tension du réseau électrique embarqué. À cette fin, les limiteurs permettent de protéger les génératrices synchrones contre la saturation à travers les limiteurs du courant d'excitation, de surexcitation, de tension et de sous-excitation. En effet, les limiteurs après bloc (Windup) et en bloc (Non-Windup) sont utilisés afin d'assurer les limites du bloc d'excitatrice de la machine synchrone [Kun-93], comme le montre la Figure III.12.



Figures III.12 Principe des limitations dans le régulateur AVR. (à gauche), Bloc du limiteur Windup; (à droite), Bloc du limiteur Non-Windup.

Selon la Figure III.12, la sortie du bloc Windup « z » est calculé par la limitation de la sortie « y » par les deux limiteurs (L_n et L_m), dans les conditions suivantes :

$$\text{Si:} \begin{cases} L_n < y < L_m \\ L_n \geq y \\ L_m \leq y \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} z = y \\ z = L_n \\ z = L_m \end{cases} \quad \text{(III.3)}$$

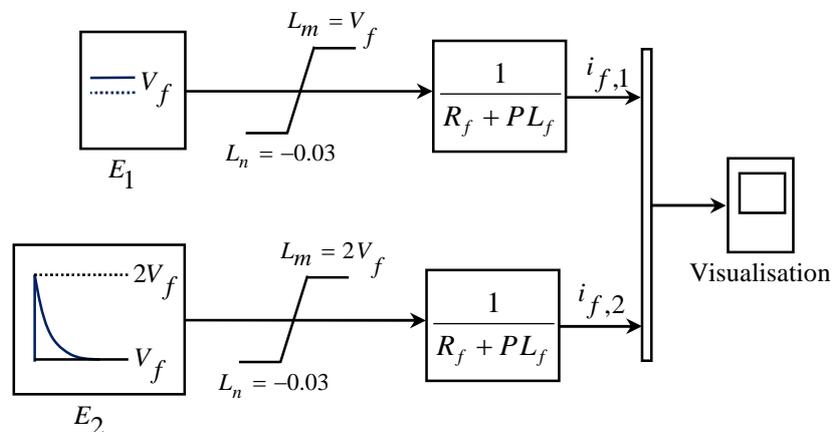
En revanche, dans le bloc du limiteur « Non-Windup », la sortie de la fonction de transfert est limitée et il n'y a pas de bloc séparé pour le limiteur. Dans ce contexte, lorsque la sortie est supérieure ou inférieure à la limite maximum ou minimum, respectivement, la sortie reste égale à la limite jusqu'à ce que le signal d'entrée devienne nul. Par conséquent, les conditions de fonctionnement du limiteur « Non-Windup » peuvent être résumées comme suit:

$$\text{Si:} \begin{cases} y = L_m \text{ et } u > 0 \\ L_n \geq y \text{ et } u < 0 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} y = L_m \\ y = L_n \end{cases} \quad \text{(III.4)}$$

Sinon : $\frac{dy}{dt} = u$

Afin d'illustrer le principe de fonctionnement des limiteurs, l'intégration de la fonction de transfert du premier ordre avec l'implémentation des deux limiteurs « Windup et Non-Windup » dans un bloc fonctionnel est présenté dans l'annexe C. Mais la question qui se suppose sur les blocs de limitations, comment on va choisir les valeurs de limitation (L_n, L_m)?

La réponse à cette question conduite à faire une simulation en Matlab/Simulink du schéma bloc illustré dans la Figure III.13. En effet, la simulation est élaborée par une fonction de transfert du premier ordre ayant un temps de réponse égale à $\frac{L_f}{R_f}$ (modèle d'excitatrice) et une limitation du type «Windup » a été placé à l'entrée du bloc d'excitatrice.

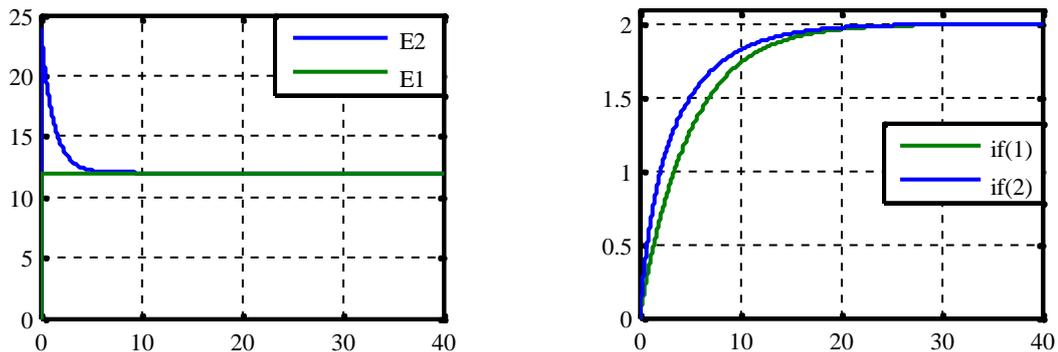


Figures III.13 Schéma bloc fonctionnel du limiteur « Windup » dans le bloc d'excitatrice.

La simulation est effectuée selon les deux limitations suivantes:

- Limitation égale à la tension d'excitation de fonctionnement ($L_m = V_f$).
- Limitation égale à deux fois la tension d'excitation de fonctionnement ($L_m = 2V_f$). Dans ce cas, la sortie de l'excitatrice augmente jusqu'à ce qu'elle atteigne une valeur supérieure à la tension de fonctionnement, puis diminue jusqu'à ce qu'elle atteigne la tension d'excitation fonctionnelle.

Le résultat obtenu est présenté dans la Figure III.14. En effet, il est plus remarquable que la réponse de bloc de la génératrice dans une limitation égale à deux fois la tension d'excitation de fonctionnement est plus rapide que sa réponse dans une limitation égale à la tension d'excitation fonctionnelle. Pour cela, les valeurs de limitation maximales de la tension d'excitation doivent être légèrement supérieures au point de fonctionnement afin de gagner la surtension de l'excitatrice dans la rapidité de réponse du bloc de génératrice. Par conséquent, après avoir une régulation de tension d'excitation dans le réseau électrique embarqué, il est plus admirable de trouver une surtension dans le régime transitoire avec des limites agréables.



Figures III.14 Résultats de simulation du schéma bloc fonctionnel du limiteur « Windup ». (a), les entrées de bloc de l'excitatrice ; (b), les sorties de bloc de l'excitatrice.

b) Bloc de filtrage et de stabilisateur du système d'excitation

Afin de garantir une haute efficacité des machines synchrones dans le réseau de distribution, le filtre passe-haut « circuit de Washout » et le stabilisateur du système d'excitation (ESS) peuvent être intégrés dans la chaîne de retour du bloc d'excitatrice de façon série, comme l'illustre la Figure III.15 (a). L'objectif principal du filtre passe-haut est d'éliminer tous les oscillations à faible fréquence. Cependant, le stabilisateur du système d'excitation est intégré comme une compensation additionnelle pour améliorer les performances dynamiques de bloc d'excitatrice, réduisant le temps de réponse du bloc. Dans ce contexte, l'ESS peut être pratiquement mis en œuvre à l'aide d'un

transformateur de stabilisation et en ajoutant un circuit d'un l'ensemble de résistance et d'inductance dans le secondaire du transformateur, comme le montre la Figure III.15 (b).

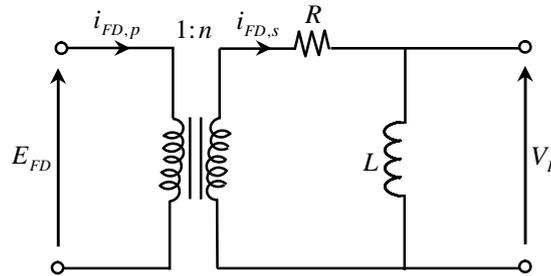


Figure III.15 Schéma de principe de la régulation du bloc d'excitatrice. (a), Intégration du filtre «Washout» et de stabilisateur «ESS» dans la régulation du bloc d'excitatrice. (b), Réalisation d'un stabilisateur ESS.

Les fonctions de transferts des deux blocs (filtre Washout et stabilisateur ESS) peuvent être écrites sous la forme suivante:

- Fonction de transfert du filtre «Washout» :

$$F_W(s) = \frac{1}{1 + PT_w} \quad (III.5)$$

- Fonction de transfert du stabilisateur «ESS» :

$$F_{ESS}(s) = \frac{K_f P}{1 + PT_f} \quad (III.6)$$

Le constant de temps T_w dans la fonction de transfert du filtre Washout peut être choisi entre le 1 et le 20. En effet, si les oscillations des alternateurs sont situées dans un réseau local « Local mode» pour cela on peut le choisir entre 1 et 2. En revanche, si les oscillations basses fréquences sont situées dans un réseau commun « Wide-area mode», dans ce cas, on peut le choisir entre 10 et 20. De plus, les paramètres de la fonction de transfert d'ESS peuvent être calculés par les équations suivantes :

$$\begin{cases} T_f = \frac{L_{ESS}}{R_{ESS}} \\ K_f = \frac{n L_{ESS}}{R_{ESS}} \end{cases} \quad (III.7)$$

Avec ;

n : Rapport de transformation du transformateur de stabilisateur.

En effet, par l'intégration le bloc de filtrage et de stabilisation dans le système d'excitation, le contrôle de génératrice synchrone au niveau de l'excitatrice deviendra comme suivant:

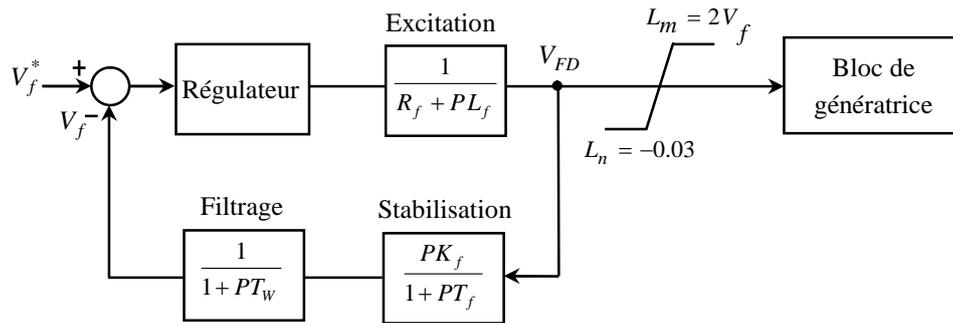


Figure III.16 Schéma de contrôle du bloc d'excitatrice de la machine synchrone.

c) Stabilisateur de puissance (PSS)

Les systèmes d'excitation statiques, les régulateurs et les stabilisateurs ont été intégrés dans le réseau de distribution pour assurer la stabilité de la tension et afin de garantir un bon fonctionnement des charges électriques. À cet égard, l'utilisation des grands gains dans les systèmes de contrôle peut être engendrée des oscillations nuisibles dans les sorties statoriques ou rotoriques du réseau électrique embarqué. Afin de remédier ces oscillations nuisibles, un stabilisateur de puissance a été ajouté dans la boucle AC du régulateur AVR, comme le montre la Figure III.17. En effet, le principe de fonctionnement du stabilisateur de puissance consiste à introduire un signal additif V_{PSS} pour produire un couple électrique supplémentaire, assurant l'amortissement des oscillations [Kun-89]. Généralement, le stabilisateur de puissance est intégré pour gérer les oscillations rotoriques de la machine synchrone, et des autres entrées telles que:

- L'écart de l'angle de charge.
- L'écart de courant et de tension d'excitation.
- L'écart de la puissance électrique.

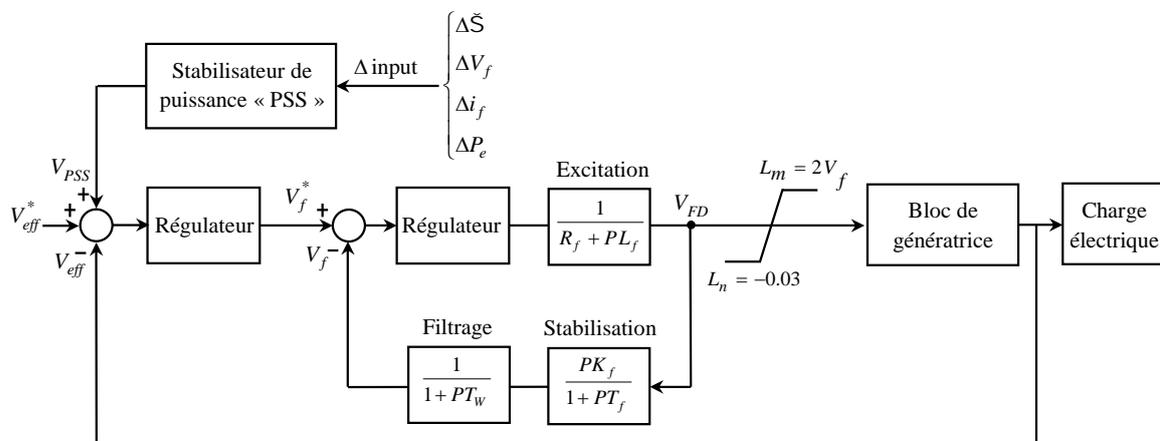


Figure III.17 Schéma de principe du stabilisateur de puissance « PSS ».

Le schéma bloc du stabilisateur PSS consiste à utiliser trois blocs en série (Gain de stabilisateur, filtre passe haut et compensation dynamique), comme l'illustré la Figure III.18. Ces blocs fournissent un signal de stabilisation qui entraîne une réaction négative (contre-réaction) à l'entrée de la boucle AC du contrôleur AVR. En effet, le gain du stabilisateur déterminera la quantité d'atténuation dans les écarts des entrées du PSS. De plus, le bloc de filtrage est intervenu si des signaux nuisibles à basses fréquences sont détectés dans son entrée. Enfin, le bloc de compensation de phase est permis de compenser le retard de phase entre l'entrée du bloc d'excitation et le couple électrique de la génératrice synchrone.

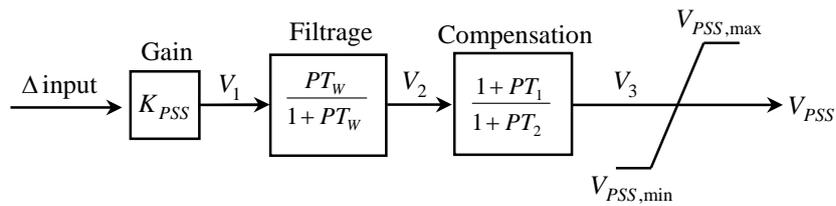


Figure III.18 Schéma bloc du stabilisateur de puissance « PSS ».

III.4.2.2 Etude fonctionnelle du Redresseur à MLI

Dans notre étude, la régulation de la tension d'excitation dans le bloc d'excitatrice du régulateur AVR est assurée par un redresseur à MLI, qui convertit la tension triphasée de la source auxiliaire en tension continue réglable. En effet, il constitue d'un filtre à haute capacité pour réduire les ondulations de la tension d'excitation reliant la partie rotorique de la génératrice synchrone au redresseur. Ce redresseur est du type redresseur à MLI de tension, et peut être développé à travers des transistors bipolaires à grille isolée « IGBT » et des diodes placées en antiparallèle avec les IGBTs, comme le montre la Figure III.19. Les commutateurs étant unidirectionnels en tension et bidirectionnels en courant, ce qui donne au redresseur l'avantage d'un contrôle instantané des courants sortant de la source auxiliaire, assurant le transfert d'énergie entre la source d'auxiliaire triphasée et le récepteur rotorique de la machine synchrone.

L'étude fonctionnelle du redresseur à MLI consiste à modéliser globalement le réseau qui connecte la source auxiliaire, le filtre électrique, le redresseur triphasé et la charge rotorique de la génératrice synchrone (R_f, L_f). De plus, il consiste également à comprendre les propriétés et le principe de fonctionnement de la méthode MLI. Dans notre étude, la méthode MLI à sinus-triangle a été utilisée pour contrôler la tension d'excitation du générateur synchrone.

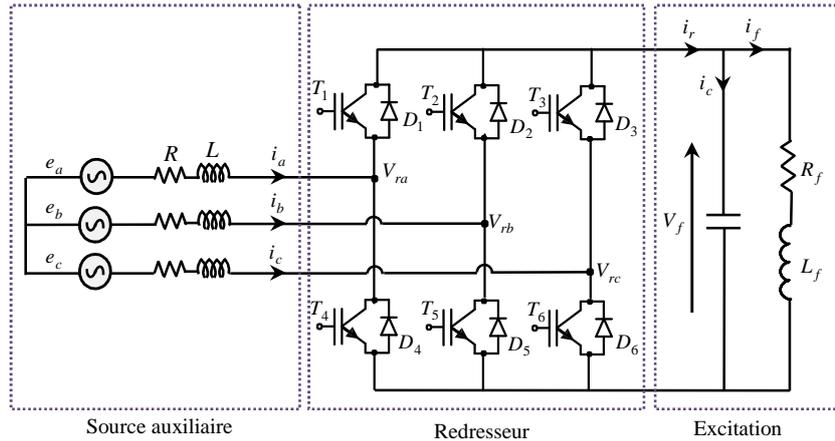


Figure III.19 Structure globale du redresseur à MLI.

a) Modélisation du Redresseur a MLI

À partir de la Figure III.19, les blocs de redresseur sont modélisés comme suit :

- la source auxiliaire est modélisée par une source de tension sinusoïdale triphasée :

$$\begin{cases} e_a = E_m \sin(\check{S}t) \\ e_b = E_m \sin(\check{S}t - 2f / 3) \\ e_c = E_m \sin(\check{S}t + 2f / 3) \end{cases} \quad \text{(III.8)}$$

- Le filtre est modélisé par une résistance R en série avec une inductance L , comme le montre la Figure III.20.

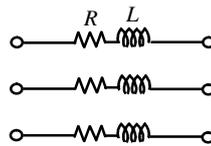


Figure III.20 Circuit de filtre (RL).

En appliquant la loi des mailles au schéma électrique de la Figure III.19, les équations électriques du redresseur à MLI sont obtenues comme suit :

$$\begin{cases} e_a = L \frac{di_a}{dt} + Ri_a + V_{ra} \\ e_b = L \frac{di_b}{dt} + Ri_b + V_{rb} \\ e_c = L \frac{di_c}{dt} + Ri_c + V_{rc} \end{cases} \quad \text{(III.9)}$$

Avec les tensions V_{ra}, V_{rb} et V_{rc} sont définies en fonction de la tension de sortie V_f par:

$$\begin{cases} V_{ra} = \left[S_a - \frac{1}{3}(S_a + S_b + S_c) \right] V_f \\ V_{rb} = \left[S_b - \frac{1}{3}(S_a + S_b + S_c) \right] V_f \\ V_{rc} = \left[S_c - \frac{1}{3}(S_a + S_b + S_c) \right] V_f \end{cases} \quad (\text{III.10})$$

Par conséquent, le modèle électrique du redresseur à MLI peut être écrit sous forme matricielle comme suit :

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & L \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{V_f}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix}$$

Par ailleurs, le courant de sortie du redresseur est donné par :

$$i_r = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c \quad (\text{III.11})$$

Le modèle d'état du redresseur à MLI dans le repère triphasé (a, b, c) est donné par le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} L \frac{di_a}{dt} = e_a - Ri_a + \frac{S_b + S_c - 2S_a}{3} V_f \\ L \frac{di_b}{dt} = e_b - Ri_b + \frac{S_a + S_c - 2S_b}{3} V_f \\ L \frac{di_c}{dt} = e_c - Ri_c + \frac{S_a + S_b - 2S_c}{3} V_f \\ C \frac{dV_f}{dt} = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c - i_f \\ L_f \frac{di_f}{dt} = V_f - R_f i_f \end{cases} \quad (\text{III.12})$$

b) La commande MLI sinus-triangle

Le bloc de commande du redresseur reçoit aux entrées les tensions triphasées de références. Ces références sont comparées avec un signal triangulaire afin de constituer des signaux de commutation qui seront commandés les semi-conducteurs « IGBT » du redresseur, comme l'illustre la Figure III.21. Par conséquent, les IGBTs du redresseur sont commandés selon les conditions suivantes:

- Si $V_{ref} > V_p$: l'interrupteur supérieur du bras de redresseur conduit.
- Si $V_{ref} < V_p$: l'interrupteur inférieur du bras de redresseur conduit.

Ou V_{ref} représente la tension de référence, et V_p représente le signal de porteuse (triangulaire). En effet, le signal de référence est un signal sinusoïdal de fréquence 50 Hz et le signal de porteuse est un signal triangulaire caractérisé par sa fréquence f_p et son amplitude maximale V_p . Le signal de porteuse peut être défini dans sa période $[0 T_p]$ par l'équation suivante:

$$\begin{cases} v_p = V_p \left(-1 - 4 \frac{t}{T_p} \right) & \text{Si } t \in \left[0, \frac{T_p}{2} \right] \\ v_p = V_p \left(3 - 4 \frac{t}{T_p} \right) & \text{Si } t \in \left[\frac{T_p}{2}, T_p \right] \end{cases} \quad \text{(III.13)}$$

La technique utilisée dans la commande des IGBTs du redresseur est appelé commande à modulation de largeur d'impulsion ou commande à MLI sinus-triangle, qui exige une commande séparée pour chaque phase de la source axillaire du régulateur AVR. Elle caractérisée par deux paramètres de commande: l'indice de modulation I_m et le taux de modulation T_m , qui sont définis par les équations suivantes:

- Indice de modulation :

$$I_m = \frac{f_p}{f_{ref}} \quad \text{(III.14)}$$

- Taux de modulation :

$$T_m = \frac{V_p}{V_{ref}} \quad \text{(III.15)}$$

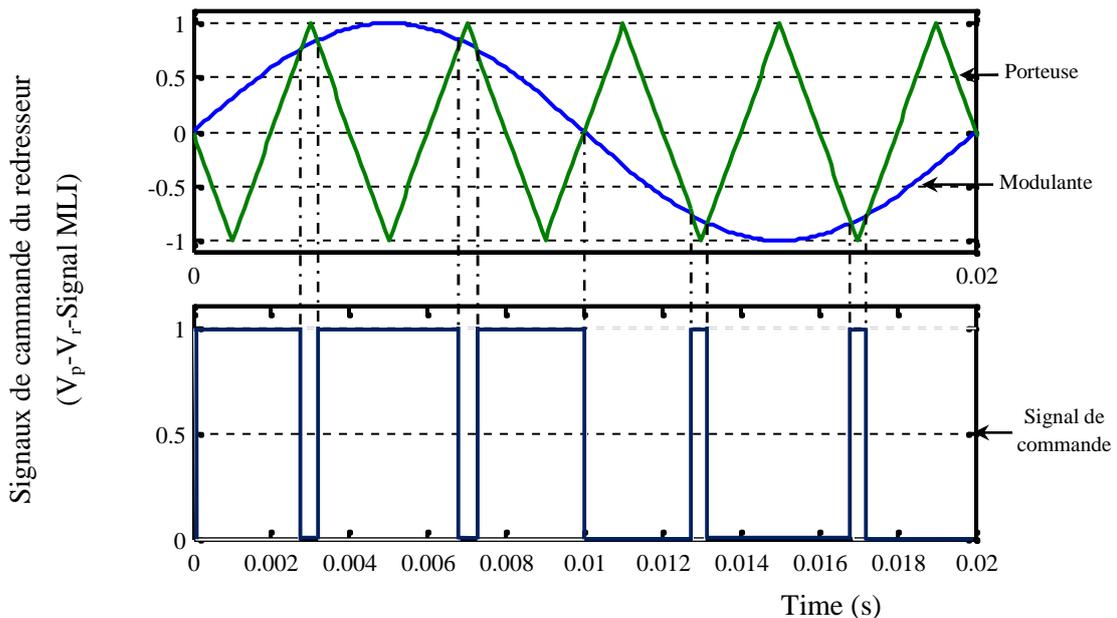


Figure III.21 Principe de la commande MLI sinus-triangle.

III.5 Etablissement des fonctions de transfert du réseau électrique embarqué

Afin d'assurer le bon fonctionnement des équipements électriques dans le système de puissance du navire, la tension et la fréquence doivent être stables dans le réseau électrique embarqué pour toute perturbation pouvant affecter les propriétés fonctionnelles du réseau électrique. À cette fin, il est important d'incorporer des régulateurs plus faibles dans le bloc d'excitatrice, le bloc de génératrice et dans l'entraînement. Dans ce contexte, l'obtention des performances satisfaisantes et souhaitées du réseau électrique nécessite de choisir des paramètres appropriés des correcteurs intégrés dans le système de commande du réseau électrique. En effet, la synthèse des correcteurs est liée de façon directe avec l'identification des fonctions de transfert du bloc de génératrice et de l'entraînement mécanique des machines synchrones. De plus, la commande du redresseur à MLI dans le régulateur AVR nécessite de déterminer les fonctions de transfert des courants direct et quadrant et de source continue du convertisseur. À cet égard, la méthode de perturbation singulière a été utilisée sur le modèle électrique global du réseau électrique embarqué et la transformation de la place a été appliquée sur les équations mathématiques du redresseur à MLI.

III.5.1 Modélisation sous forme de perturbations singulières

Le but principal de la modélisation sous forme de perturbations singulières est d'établir un modèle linéaire pour n'importe quel point de fonctionnement du réseau électrique embarqué, et de simplifier la commande par une séparation entre les parties mécaniques et électriques du réseau. Ce modèle linéaire sera construit à partir des équations électriques et mécaniques des alternateurs parallèles du réseau de distribution [Bel-14 (b)]. Dans cet objectif, le modèle non linéaire simplifié de réseau « Alternateur, Ligne et charge RLC » a été construit (les amortisseurs ont été négligés). Ensuite, les points de fonctionnement et les modèles à petits signaux du réseau ont été établis. Enfin, la séparation des modes a été appliquée et les fonctions de transfert du réseau seront construites.

III.5.1.1 Modèle non linéaire simplifié du réseau « alternateur, ligne et charge RLC »

Afin de trouver les fonctions de transfert mécanique et électrique du réseau électrique embarqué, le modèle global du réseau électrique sera écrit sous forme de perturbations singulières, et la séparation entre les variables d'état rapides et lentes sera appliquée. Afin de simplifier les équations mathématiques du modèle non linéaire dans la commande, les équations électriques des amortisseurs de la machine synchrone sont négligées parce qu'elles disparaissent lorsque le réseau atteint le régime permanent. De plus, à cause de l'identité des tensions aux bornes des alternateurs parallèles et aux bornes de la charge, le modèle global de chaque alternateur connecté à la charge « alternateurs + ligne + charge » est utilisé pour extraire les fonctions de transfert électrique et mécanique du réseau électrique embarqué, comme indiqué dans l'équation III.16.

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{V_{eff,1}}{V_{f,1}}, \frac{V_{eff,2}}{V_{f,2}} \dots \frac{V_{eff,m}}{V_{f,m}} \\ \frac{\check{S}_1}{P_{m,1}}, \frac{\check{S}_2}{P_{m,2}} \dots \frac{\check{S}_n}{P_{m,n}} \end{array} \right. \quad (III.16)$$

En tant que les alternateurs parallèles ayant les mêmes caractéristiques électriques et mécaniques, la relation entre les fonctions de transfert du réseau électrique embarqué définies dans l'équation (III.16) devient la suivante:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{V_{eff,1}}{V_{f,1}} = \frac{V_{eff,2}}{V_{f,2}} = \dots = \frac{V_{eff,m}}{V_{f,m}} \\ \frac{\check{S}_1}{P_{m,1}} = \frac{\check{S}_2}{P_{m,2}} = \dots = \frac{\check{S}_n}{P_{m,n}} \end{array} \right. \quad (III.17)$$

En appliquant la loi des mailles sur le réseau qui connecte le premier alternateur avec une charge « RLC » à travers les lignes électriques et en négligeant les équations d'amortissement de l'alternateur, le modèle d'état simplifié de ce réseau « premier alternateur + ligne + charge passive » peut être présenté comme suit:

$$\left\{ \begin{array}{l} [V] = [R_{G,1,s}] [X] + [L_{G,1,s}] \frac{d}{dt} [X] \\ Y = [A] [X] + B[U] \end{array} \right. \quad (III.18)$$

Avec ;

$$\left\{ \begin{array}{l} [V] = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ V_{f,1}]^T \\ [X] = [i_{d,1} \ i_{q,1} \ U_{c,d} \ U_{c,q} \ i_{f,1}]^T \\ Y = [\check{S} \ V_{eff}] = g(X, U) \end{array} \right.$$

De plus, les matrices de résistance et l'inductance généralisée $([R_{G,1,s}], [L_{G,1,s}])$ de cette structure du réseau sont définies comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} [R_{G,1,s}] = \begin{bmatrix} R_{alt,1} + R_c & \check{S}_p (L_{alt,q,1} + L_c) & 1 & 0 & 0 \\ \check{S}_p (L_{alt,d,1} + L_c) & R_{alt,1} + R_c & 0 & 1 & \check{S}_p M_{fd,1} \\ -1 & 0 & 0 & -C_c \check{S}_p & 0 \\ 0 & -1 & -C_c \check{S}_p & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_{f,1} \end{bmatrix} \\ [L_{G,1,s}] = \begin{bmatrix} L_{alt,d,1} + L_c & 0 & 1 & 0 & M_{fd,1} \\ 0 & L_{alt,q,1} + L_c & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & C_c & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C_c & 0 \\ M_{fd,1} & 0 & 0 & 0 & L_{f,1} \end{bmatrix} \end{array} \right.$$

Par l'insertion l'équation mécanique dans le modèle électrique simplifié, le modèle global du réseau d'un premier alternateur connecté avec une charge RLC à travers les lignes électriques peut être écrit sous formes des fonctions $f(X,U)$ comme la suivante:

$$\frac{d[X]}{dt} = [f_1(X,U) \quad f_2(X,U) \quad f_3(X,U) \quad f_4(X,U) \quad f_5(X,U) \quad f_6(X,U)]^T \quad (III.18)$$

Avec $f_6(X,U)$ c'est l'équation mécanique du réseau électrique embarqué.

III.5.1.2 Linéarisation le modèle global du réseau électrique embarqué

Afin de linéariser le modèle global du réseau électrique embarqué, les points de fonctionnement du réseau électrique doivent être calculés, en rendant les dérivées des grandeurs d'état du modèle égal à zéro. Par conséquent, l'équation (III.18) doit être résolue comme suit:

$$\frac{d[X]}{dt} = [0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0]^T \quad (III.19)$$

Ces points de fonctionnement du réseau électrique embarqué (x_0, u_0) correspondent à des puissances active et réactive transporté dans le réseau électrique embarqué (P_0, Q_0) , ainsi qu'à la tension et à la pulsation de fonctionnement (V_0, \check{S}_0) . Ils sont considérés comme des points d'équilibre lorsque le réseau atteint le système permanent et peuvent être définis comme suit:

$$\begin{cases} x_0 = [i_{d,0} \quad i_{q,0} \quad U_{cd,0} \quad U_{cq,0} \quad i_{f,0} \quad \check{S}_0] \\ u_0 = [V_{f,0} \quad P_{m,0}] \\ y_0 = [V_{eff,0} \quad \check{S}_0] \end{cases} \quad (III.20)$$

III.5.1.3 Modèle d'état à petits signaux

Comme nous venons de le montrer, le modèle du réseau électrique embarqué «Premier alternateur, ligne et charge RLC» qui distribue des puissances active et réactive (P, Q) aux consommateurs électriques peut être représentée par un modèle d'état de la forme suivante:

$$\begin{cases} \frac{dX}{dt} = f(X,U) \\ Y = g(X,U) \end{cases} \quad (III.21)$$

Dans ce contexte, un modèle du réseau électrique embarqué en petits signaux est construit pour décrire le comportement du réseau électrique, qui est représenté par des petites variations (x, y, u) autour de ses points de fonctionnement (x_0, u_0, y_0) , tel que défini dans l'équation (III.22) :

$$\begin{cases} X = x + x_0 \\ Y = y + y_0 \\ U = u + u_0 \end{cases} \quad (\text{III.22})$$

Par conséquent, le modèle d'état décrivant les variations des signaux autour les points de fonctionnement du réseau électrique embarqué se représente comme suit:

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = Cx + Du \end{cases} \quad (\text{III.23})$$

Avec :

$$\begin{cases} A = \frac{\partial f}{\partial x^T}(x_0, u_0) = \begin{bmatrix} A_{110} & A_{120} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \\ B = \frac{\partial f}{\partial u^T}(x_0, u_0) = \begin{bmatrix} B_{10} \\ B_2 \end{bmatrix} \\ C = \frac{\partial g}{\partial x^T}(x_0, u_0) = [C_1 \quad C_2] \\ D = \frac{\partial g}{\partial u^T}(x_0, u_0) \end{cases}$$

Et :

$$\begin{cases} x = [\Delta i_d \quad \Delta i_q \quad \Delta U_{cd} \quad \Delta U_{cq} \quad \Delta i_f \quad \Delta \tilde{S}] \\ u = [\Delta V_f \quad \Delta P_m] \\ y = [\Delta V_{eff} \quad \Delta \tilde{S}] \end{cases}$$

III.5.1.4 Séparation des modes

Le modèle à petits signaux défini dans l'équation (III.23) est un modèle linéaire qui contient deux variables d'état de constantes de temps différentes «variables d'état électriques et mécaniques». En effet, les variables électriques dans le modèle linéaire ont des constantes de temps très faibles tandis que les variables mécaniques ont des constantes de temps importantes. Cette propriété donne l'avantage d'appliquer la méthode des perturbations singulières sur le modèle linéaire du réseau électrique embarqué. Généralement, la méthode des perturbations singulières consiste à séparer les éléments ou les variables d'état ayant des constantes de temps différentes dans le modèle global. Par conséquent, le modèle d'état du réseau électrique embarqué sera découpé en deux sous-modèles, l'un lent et l'autre rapide. La décomposition du modèle d'état en deux sous-modèles (rapide et lent) peut faciliter la commande sur les blocs du système d'excitation statique.

Afin d'écrire le modèle d'état de l'équation (III.23) sous forme de perturbations singulières, les variables d'état rapides et lentes doivent être déterminées. Dans notre modèle linéaire, deux sous-modèles ont été identifiées, le premier électrique et la deuxième mécanique, qui ont des propriétés

dynamiques très différentes selon leur nature et leur constante de temps. Par conséquent, les variables d'état du modèle linéaire peuvent être définies comme suivant :

- Les variables d'état rapides sont :

$$[X_1] = [\Delta i_d \quad \Delta i_q \quad \Delta U_{cd} \quad \Delta U_{cq} \quad \Delta i_f]$$

- Les variables d'état lentes sont :

$$[X_2] = [\Delta \dot{S}]$$

Ensuite, le paramètre de perturbation v est introduit afin de normaliser la matrice A . En effet, la matrice A est comportée des différentes grandeurs qui combinent les variables d'état avec les sorties électriques et mécaniques. D'après la normalisation, le modèle linéaire du réseau électrique embarqué sous forme singulièrement perturbée s'écrit :

$$\begin{cases} v \frac{dX_1}{dt} = A_{11}X_1 + A_{12}X_2 + B_1u \\ \frac{dX_2}{dt} = A_{21}X_1 + A_{22}X_2 + B_2u \\ Y = C_1X_1 + C_2X_2 + Du \\ X_1(0) = 0 \\ X_2(0) = 0 \end{cases} \quad (\text{III.24})$$

Avec ;

$$A_{11} = v A_{110}; A_{12} = v A_{120}; B_1 = v B_{10}$$

Le paramètre v peut être considéré comme une perturbation. Grâce à ce paramètre, la forme du modèle d'état dans l'équation (III.23) devient singulièrement perturbée, et s'il est mis à zéro, la singularité du modèle linéaire du réseau électrique sera atteinte.

Puisque le paramètre de normalisation v n'apparaît pas dans les modèles d'état découplés, la valeur du paramètre de normalisation n'a pas à être déterminée de façon exacte. En effet, le paramètre v ne présente que le rapport dynamique entre les deux modes (lents et rapides) dans le modèle linéaire global. À cette fin, le paramètre de normalisation peut prendre des valeurs comprises entre un et zéro ($v \in [0, 1]$) et peut définir par la relation suivante:

$$v = \frac{\left\| \frac{dX_2}{dt} \right\|}{\left\| \frac{dX_1}{dt} \right\|} \quad \text{et} \quad \left\| \frac{dX_2}{dt} \right\| \ll \left\| \frac{dX_1}{dt} \right\| \quad (\text{III.25})$$

Dans les cas des alternateurs, la méthode de perturbation singulière a été appliquée et détaillée dans (De Leon Morales2, 2001 ; Tsang, 2001 ; Sauer, 1988). En effet, pour un alternateur couplé dans un réseau électrique à puissance infinie, l'expression du paramètre de normalisation v peut être définie par l'équation mathématique suivante:

$$v = \frac{T'_{d0} X'_{dT}}{X_{dT}} \frac{1}{\sqrt{JX'_{dT}}} = \frac{A\sqrt{L_f}}{R_f L_{dT} \sqrt{J\tilde{S}_0 A}} \quad (\text{III.26})$$

Avec :

$$\begin{cases} X'_{dT} = \tilde{S}_0 (L_d + L - \frac{M_{fd}^2}{L_f}) \\ T'_{d0} = \frac{L_f}{R_f} \\ A = (L_d + L_q)L_f - M_{fd}^2 \end{cases}$$

Afin de construire les fonctions de transfert du modèle global dans la suite du chapitre, les variables d'état du modèle linéaire du réseau électrique embarqué doivent être dissociées en des sous-parties lentes et rapides. En effet, les variables d'état lentes ne sont décomposées qu'en des variables lentes:

$$\begin{cases} X_2 = X_{2l} \\ X_{2r} = 0 \end{cases} \quad (\text{III.27})$$

De plus, les variables d'état rapides sont décomposées en variables lentes et rapides:

$$\begin{cases} X_1 = X_{1l} + X_{1r} \\ \Delta V_{eff} = \Delta V_{eff,l} + \Delta V_{eff,r} \end{cases} \quad (\text{III.28})$$

Par conséquent, les différents vecteurs du modèle d'état sont décomposés comme suit:

- Les vecteurs d'états :

$$\begin{cases} X_{1l} = [\Delta i_{dl} \quad \Delta i_{ql} \quad \Delta U_{dcl} \quad \Delta U_{qcl} \quad \Delta i_{fl}]^T \\ X_{1r} = [\Delta i_{dr} \quad \Delta i_{qr} \quad \Delta U_{dcr} \quad \Delta U_{qcr} \quad \Delta i_{fr}]^T \end{cases} \quad (\text{III.28})$$

- Les vecteurs d'entrées:

$$\begin{cases} U_l = [0 \quad \Delta P_m]^T \\ U_r = [\Delta V_f \quad 0]^T \end{cases} \quad (\text{III.29})$$

- Les vecteurs de sorties :

$$\begin{cases} Y_l = [\Delta \tilde{S} \quad \Delta_{eff}]^T \\ Y_r = [0 \quad \Delta_{eff,r}]^T \end{cases} \quad (\text{III.30})$$

III.5.1.5 Etablissement des fonctions de transfert

Le réseau électrique embarqué d'un premier alternateur connecté avec une charge « RLC » à travers les lignes électriques est modélisé sous forme de perturbation singulière afin d'établir les fonctions de transfert du réseau électrique. À cette fin, le modèle global du réseau électrique a été linéarisé et les vecteurs d'état du modèle linéaire ont été décomposés en deux vecteurs (lente et rapide), comme indiqué dans les équations (III.24), (III.28), (III.29) et (III.30). À travers ces équations mathématiques, l'équation d'état du sous-modèle lent peut être calculée en prenant $v = 0$:

$$\begin{cases} 0 = A_{11} X_{1l} + A_{12} X_{2l} + B_1 U_l \\ \frac{dX_{2l}}{dt} = A_{21} X_{1l} + A_{22} X_{2l} + B_2 U_l \\ 0 = X_{1l}(0) \\ X_{2l}(0) = -A_{22}^{-1} A_{21} X_{1l}(0) = 0 \end{cases} \quad (III.31)$$

Après des simplifications mathématiques, l'équation (III.31) devient comme suivant:

$$\begin{cases} X_{1l} = -A_{11}^{-1} A_{12} X_{2l} - A_{11}^{-1} B_1 U_l \\ \frac{dX_{2l}}{dt} = (-A_{21} A_{11}^{-1} A_{12} + A_{22}) X_{2l} + (-A_{21} A_{11}^{-1} B_1 + B_2) U_l \end{cases} \quad (III.32)$$

Afin d'établir la fonction de transfert du modèle mécanique du réseau électrique embarqué, la transformation de Laplace a été appliquée sur l'équation (III.32). Par conséquent, la fonction de transfert du modèle mécanique du réseau électrique embarqué « premier alternateur, ligne et charge RLC » peut être présentée comme suit :

$$\frac{\Delta\check{S}}{\Delta P_m} = \frac{A_g}{P - B_g} \quad (III.33)$$

Avec :

$$\begin{cases} A_g = -A_{21} A_{11}^{-1} B_1 + B_2 \\ B_g = -A_{21} A_{11}^{-1} A_{12} + A_{22} \end{cases}$$

La fonction de transfert du modèle mécanique obtenue dans l'équation (III.33) ne présente que le modèle mécanique de la machine synchrone dans le réseau électrique embarqué mais le modèle de la turbine n'a pas été pris en compte dans l'équation obtenue. Pour cela, le modèle de la turbine qui a été trouvé dans l'équation (III.2) doit être intégré à la fonction de transfert du modèle mécanique. Par conséquent, la fonction de transfert du modèle global mécanique représentant l'ensemble de la turbine et la machine synchrone et qui relie la puissance à l'entrée de la turbine « ΔP_{GV} » avec la sortie de la machine synchrone « $\Delta\check{S}$ » peut être calculé comme suivant :

$$\frac{\Delta\check{S}}{\Delta P_{GV}} = \frac{\Delta\check{S}}{\Delta P_m} \frac{\Delta P_m}{\Delta P_{GV}} = \frac{A_g}{P - B_g} \frac{1 + F_{CH}P}{1 + T_{CH}P} \quad (\text{III.35})$$

La fonction de transfert du modèle global mécanique obtenue en (III.35) peut être utilisée pour réguler la vitesse rotorique de la machine synchrone du réseau électrique embarqué.

Par ailleurs, l'équation d'état du sous-modèle rapide peut être calculée en prenant $X_{2r} = 0$:

$$\begin{cases} \forall \frac{dX_{1r}}{dt} = A_{11}X_{1r} + B_1U_r \\ Y_r = C_1X_{1r} + DU_r \\ X_{1r}(0) = X_1(0) - X_{1l}(0) \end{cases} \quad (\text{III.36})$$

En utilisant l'équation $\forall A_{110} = A_{11}$ et $\forall B_{10} = B_1$, le modèle perturbé dans l'équation (III.36) devient:

$$\begin{cases} \frac{dX_{1r}}{dt} = A_{110}X_{1r} + B_{10}U_r \\ Y_r = C_1X_{1r} + DU_r \end{cases} \quad (\text{III.37})$$

Afin d'établir la fonction de transfert du modèle électrique du réseau embarqué, la transformation de Laplace a été appliquée sur l'équation (III.37). Par conséquent, la fonction de transfert

$\frac{\Delta V_{eff,1}}{\Delta V_{f,1}}$ peut être présentée comme suivant :

$$\frac{\Delta V_{eff,1}}{\Delta V_{f,1}} = \frac{a_5P^5 + a_4P^4 + a_3P^3 + a_2P^2 + a_1P + a_0}{b_5P^5 + b_4P^4 + b_3P^3 + b_2P^2 + b_1P + b_0} \quad (\text{III.38})$$

Afin de simplifier la fonction de transfert de l'équation (III.38), la compensation de pôles et de zéros sera utilisée pour obtenir une fonction de transfert du premier ordre. Par conséquent, la fonction de transfert du modèle électrique est devenue:

$$\frac{\Delta V_{eff,1}}{\Delta V_{f,1}} = \frac{a_0}{b_1P + b_0} \quad (\text{III.39})$$

III.6 Conclusion

Le réseau électrique embarqué peut être affecté par des perturbations, qui peuvent être entraînées des écarts dans les points de fonctionnement du réseau électrique. À cette fin, le système de puissance du réseau électrique embarqué doit contenir des systèmes de commande afin de maintenir la stabilité du réseau électrique après avoir des perturbations. Dans ce chapitre, le principe du système d'excitation statique a été utilisé afin de développer le système de commande du réseau électrique. À cet égard, le régulateur AVR a été utilisée dans la commande du réseau électrique embarqué pour assurer la stabilité de tension aux bornes de la charge et afin de garantir une protection et un bon fonctionnement des différents équipements du réseau électrique à l'aide

des limiteurs et des stabilisateurs de puissance. En effet, le redresseur à MLI a été intégré dans la boucle DC du régulateur AVR afin de contrôler l'excitatrice de la machine synchrone, qui convertit la tension triphasée de la source auxiliaire en tension continue réglable utilisant la technique MLI sinus-triangle dans la commande des semi-conducteurs du redresseur. Cependant, l'efficacité du système de commande est liée à la synthèse des correcteurs, qui dépend également à la méthode permettant d'identifier les fonctions de transfert du modèle électrique et mécanique du réseau électrique embarqué.

La modélisation du réseau électrique embarqué en vue de la commande consiste à comprendre le comportement fonctionnel du régulateur AVR et de redresseur à MLI. De plus, il consiste à trouver les fonctions de transfert du modèle mécanique et électrique du réseau électrique embarqué. À cet égard, les différents blocs du régulateur AVR et la technique MLI sinus-triangle ont été modélisés en vue de la commande. De plus, la turbine a été modélisée et leur fonction de transfert a été extraite, ainsi que la méthode de perturbation singulière a été utilisée afin d'écrire le modèle global du réseau électrique embarqué sous forme singulièrement perturbée. Dans ce contexte, la méthode de perturbation singulière consiste à linéariser le modèle global du réseau électrique embarqué et de le réécrire sous forme des petits signaux. Ensuite, le modèle de ce dernier sera décomposé sous forme deux sous-modèles, un lent et l'autre rapide. Cette propriété de décomposition donner l'avantage de construire les fonctions de transfert du modèle électrique et mécanique du réseau électrique embarqué.

Dans le prochain chapitre, la commande du réseau électrique embarqué sera introduite utilisant le concept du système d'excitation statique, le régulateur AVR, le redresseur à MLI et les fonctions de transfert du modèle électrique et mécanique obtenues dans ce chapitre.

Commande du réseau électrique embarqué

IV.1 Introduction.....	93
IV.2 Régulation de fréquence.....	94
IV.2.1 Synthèse des correcteurs	95
IV.3 Régulation de tension.....	96
IV.3.1 Régulation de tension d'excitation (DC).....	98
IV.3.1.1 Méthode de découplage par compensation	100
IV .3.1.2 Régulation des courants triphasés	101
IV.3.1.3 Régulation la tension du bus continu	103
IV.3.1.4 Commande du redresseur à MLI.....	103
IV.3.2 Régulation de tension alternative (AC).....	110
IV.3.2.1 Méthode des Optimisation par Essaims particuliers (OEP)	112
IV.3.2.2 Ajustement du régulateur PID par l'algorithme OEP	116
IV.4 Commande du réseau électrique embarqué.....	117
IV.4.1 Commande du réseau d'un mono alternateur, lignes et charge « RLC»	118
IV.4.2 Simulation de commande du réseau électrique embarqué	119
IV.4.2.2 Résultats de simulation et discussions	120
IV.5 Conclusion	117

IV.1 Introduction

La stabilité du réseau électrique embarqué consiste à gérer les flux de puissance de toute perturbation pouvant affecter le réseau électrique, tout en maintenant la plupart des variables du réseau dans leurs limites de sorte que le réseau électrique embarqué demeure en fonctionnement stable. Cette stabilité est assurée par des systèmes de commande, qui doivent être fidèlement modélisés afin d'obtenir des paramètres de régulation plus fiables. Dans ce contexte, la modélisation en vue de la commande du réseau électrique embarqué a été présentée dans le chapitre précédent. En effet, les blocs du régulateur AVR et de redresseur à MLI ont été modélisés. De plus, les fonctions de transfert « mécanique et électrique » du réseau électrique embarqué ont été extraites. Ces résultats de la modélisation en vue de la commande seront utilisés pour développer un système de régulation de tension et de fréquence du réseau électrique embarqué et afin de faire la synthèse de correcteurs dans les différentes boucles des systèmes de régulations telles que, les boucles du régulateur AVR, du redresseur à MLI, et des vitesses rotoriques des machines synchrones.

Afin d'assurer que les machines synchrones parallèles reviennent aux mêmes états de référence après avoir des perturbations quelconques, tel qu'un changement dans la topologie structurelle du réseau électrique ou une chute de tension aux bornes de la charge, les capteurs installés dans le système de puissance mesurent à tout moment les références à régler dans le réseau électrique embarqué, telle que la tension aux bornes de la charge, la tension d'excitation et la vitesse angulaire de la machine synchrone, puis ces mesures sont transmises aux régulateurs du système mécanique et électrique. Ce dernier compare les mesures des capteurs avec les consignes, puis transmettra les grandeurs régulées aux différents actionneurs, telle que la vanne de la turbine, ou vers des autres blocs de commande, tel que redresseur à MLI. A cette fin, les écarts trouvés entre les consignes et les mesures seront corrigées selon l'algorithme suivi et le type de correcteur intégré dans le système de la commande.

Dans ce chapitre, la stabilité dynamique de fréquence et de tension seront assurées dans le réseau électrique embarqué après avoir des petites perturbations dans laquelle la valeur de la charge électrique « RLC » sera variée dans le modèle global du réseau électrique. À cet égard, la stabilité de fréquence sera maintenue par l'intégration des régulateurs de vitesse angulaire dans la partie mécanique du réseau électrique assurant la distribution de puissance électrique à une fréquence uniforme et garantissant la synchronisation de vitesse entre les alternateurs parallèles. D'autre part, la stabilité de tension sera conservée par le régulateur « AVR », qui contrôle la tension alternative aux bornes de la charge à l'aide d'un correcteur dans la boucle AC et un redresseur à MLI dans la boucle DC. En effet, le redresseur à MLI ajustera la tension d'excitation selon l'écart trouvé dans la régulation de la tension alternative aux bornes de la charge. Dans ce contexte, la méthode

d'optimisation par Essais particuliers (OEP) et la méthode de placement de pole seront utilisées pour dimensionner les paramètres de correcteur dans la boucle AC et DC du régulateur AVR, respectivement. De plus, l'algorithme de compensation sera intégré dans le système de commande du réseau d'un double alternateur connecté avec une charge «RLC» à travers les lignes de transport électrique afin d'assurer l'équilibre des tensions statoriques dans le réseau électrique embarqué.

IV.2 Régulation de fréquence

Les alternateurs du réseau électrique embarqué doivent à tout moment produire la quantité d'énergie nécessaire pour satisfaire les besoins électriques des équipements installés dans le réseau électrique. Pour répondre à cet impératif, les alternateurs dans le réseau électrique embarqué sont interconnectés grâce au couplage parallèle, et peuvent se secourir mutuellement en cas de défaut ou panne dans d'un des alternateurs dans le réseau de distribution. Afin de produire une tension de fréquence uniforme dans le système de puissance du réseau électrique embarqué, les alternateurs parallèles doivent tourner à la même vitesse rotorique, assurant le synchronisme des alternateurs. En effet, le respect de synchronisation entre les machines synchrones est une obligation commune à toutes les centrales de production d'électricité. Sinon, les sorties électriques du réseau (tension, courant) peuvent être affectées par des harmoniques importantes et des dysfonctionnements graves apparaîtront dans les équipements électriques du réseau. À cette fin, la fréquence doit être maintenue autour de la valeur nominale de 50 Hz pour n'importe quelles variations pouvant affecter le réseau de consommation ou de production.

Afin de maintenir la stabilité de fréquence du réseau électrique embarqué, la vitesse rotorique des alternateurs parallèles est régulée grâce à un régulateur PID. En effet, le bloc de régulation de la fréquence sera intégré dans chaque alternateur dans le réseau de distribution, tout assurant que les machines synchrones restent tournantes à la même vitesse de synchronisme. Figure IV.1

montre le procès d'intégration de régulateur de vitesse dans le modèle global du réseau électrique embarqué.

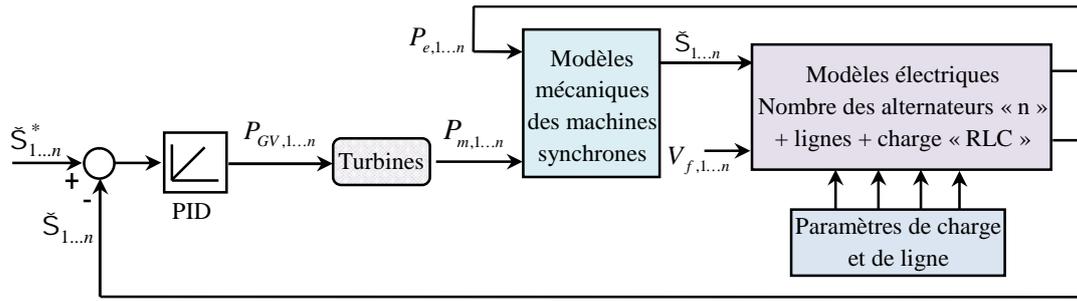


Figure IV.1. Modèle synoptique de régulation de vitesse dans le réseau électrique embarqué.

IV.2.1 Synthèse des correcteurs

Afin d’assurer la stabilité de fréquence dans le réseau électrique embarqué, le régulateur PID est intégré dans la boucle de régulation de vitesse rotorique. En effet, le régulateur PID est un correcteur le plus répandu et le plus utilisable dans l’industrie à cause de leur standardisation en vue du matériel et conceptuel. Son fonctionnement est basé sur les trois actionneurs suivants:

- L’action proportionnelle (P) pour accélérer la réponse du système rotorique.
- L’action intégrale (I) pour annuler l’erreur statique entre la vitesse souhaitée et mesurée.
- L’action dérivée (D) pour assurer la stabilisation du système rotorique.

Afin de dimensionner les paramètres de correcteur PID, la fonction de transfert mécanique du modèle global (Alternateur et son entraînement) en boucle ouverte a été extraite en appliquant la méthode de perturbation singulière sur le modèle global du réseau électrique embarqué. Ensuite, la fonction de transfert mécanique est réécrite en intégrant l’équation du correcteur PID dans la chaîne directe pour contrôler la vitesse rotorique de la machine synchrone. Finalement, la fonction de transfert en boucle fermée a été construite, représentant le modèle mécanique du réseau électrique embarqué et le correcteur. En effet, ces trois fonctions de transfert du modèle mécanique peuvent être définies comme suit :

- La fonction de transfert en boucle ouvert qui représenté le modèle mécanique (alternateur et son l’entraînement):

$$FT_{\hat{S},o} = \frac{b_1 P + b_0}{P^2 + a_1 P + a_0} \tag{IV.1}$$

- La fonction de transfert en boucle ouverte qui représenté le modèle mécanique et le correcteur PID :

$$FT_{\hat{S},o} = \frac{b_1 P + b_0}{P^2 + a_1 P + a_0} \frac{K_{p,\hat{S}} T_{d,\hat{S}}}{P} \left(P^2 + P \frac{1}{T_{d,\hat{S}}} + \frac{1}{T_{i,\hat{S}} T_{d,\hat{S}}} \right) \tag{IV.2}$$

- La fonction de transfert en boucle fermée qui représenté le modèle mécanique du réseau électrique embarqué et le correcteur PID :

$$FT_{\xi,f} = \frac{(b_1P + b_0) \left(P^2 + P \frac{1}{T_{d,\xi}} + \frac{1}{T_{i,\xi}T_{d,\xi}} \right) K_{p,\xi} T_{d,\xi}}{P(P^2 + a_1P + a_0) + (b_1P + b_0) \left(P^2 + P \frac{1}{T_{d,\xi}} + \frac{1}{T_{i,\xi}T_{d,\xi}} \right) K_{p,\xi} T_{d,\xi}} \quad (IV.3)$$

La compensation de pôles a été effectuée sur la fonction de transfert définie dans (IV.3) afin de calculer les constantes de temps du régulateur PID « $T_{d,\xi}$ et $T_{i,\xi}$ ». Par conséquent, la fonction de transfert mécanique deviendra en boucle fermée comme suite:

$$FT_{\xi,f} = \frac{\left(\frac{b_1}{b_0} P + 1 \right)}{1 + P \left(\frac{1}{b_0 K_{p,\xi} T_{d,\xi}} + \frac{b_1}{b_0} \right)} = \frac{\left(\frac{b_1}{b_0} P + 1 \right)}{1 + PT_{\xi}} \quad (IV.4)$$

La fonction de transfert mécanique trouvée dans l'équation (IV.4) est une fonction du premier ordre avec un zéro. Au but d'approcher la réponse de la fonction de transfert trouvée vers une réponse du premier ordre, un filtre de consigne $\frac{1}{\frac{b_1}{b_0} P + 1}$ peut être implémenté dans le système de régulation. Par conséquent, le choix du paramètre de l'actionneur $K_{p,\xi}$ se fait à travers la constante de temps T_{ξ} , tel que:

$$K_{p,\xi} = \left(T_{d,\xi} b_0 \left(T_{\xi} - \frac{b_1}{b_0} \right) \right)^{-1} \quad (IV.5)$$

Selon l'équation (IV.5), le paramètre $K_{p,\xi}$ est positif si la condition suivante est vérifiée:

$$T_{\xi} \geq \frac{b_1}{b_0} = 0.088s \quad (IV.6)$$

IV.3 Régulation de tension

La tension est une grandeur fondamentale dans le réseau électrique embarqué. En effet, la surtension de ce dernier peut endommager les équipements électriques installés dans le réseau de consommation. À pareil, la distribution de tension trop basse introduira un courant plus élevé, qui peut causer des pertes par effet Joule plus importantes dans les lignes de transport électriques et peut provoquer des risques de surintensité de courant qui peut endommager facilement les charges

électriques. En raison des mauvais effets et des problèmes de fonctionnement liés aux sur- ou sous-tensions aux bornes de la charge du réseau électrique embarqué, les systèmes de régulation de tension doivent être implémentés dans le système de puissance du réseau électrique. Ces régulateurs de tension doivent répondre aux exigences suivantes:

- **Respecter les plages des tensions:** Les sorties des régulateurs de tension doivent correspondre aux plages de tension spécifiées dans les réseaux de distribution des navires. En effet, le respect de ces gammes de tension permet le bon fonctionnement des installations électriques. En revanche, la non-conformité peut entraîner le déclenchement des installations de protection et la défaillance des équipements électriques des navires.
- **Assurer la sécurité de fonctionnement du système :** Afin d'assurer la protection du réseau électrique du navire, le système de commande doit être équipé d'une régulation de tension performante. De plus, le système de contrôle doit contenir des systèmes de protection, tel que les limiteurs, pour éviter les dégâts matériels dans le réseau de distribution.
- **Maintenir la stabilité et la continuité de distribution électrique:** La variation de tension dans le réseau électrique embarqué est due à de nombreux facteurs tels que, le changement de la topologie structurelle du réseau électrique, le déclenchement d'un alternateur dans le réseau de distribution et les fluctuations de tension dans le réseau de consommation. Ces facteurs provoquent des sur-ou sous-tensions dans le réseau électrique embarqué. À cet égard, les surtensions causent des destructions des équipements électriques, et les tensions trop basses entraînent des surcharges dans les lignes de transport électriques. Par conséquent, les variations de tension ont des effets négatifs sur l'efficacité et la fiabilité des équipements du réseau électrique. À cette fin, ces variations doivent être contrôlées de sorte que la tension du réseau électrique aux bornes de la charge reste toujours stable.

La régulation de tension dans le réseau électrique embarqué et le processus de sa répartition dans le réseau de distribution et de consommation nécessitent le respect des conditions de synchronisation et la supervision temporelle et spatiale des actionneurs de contrôle. En effet, la conformité aux conditions de synchronisation et de la régulation de tension permet d'obtenir un système de commande rapide et plus fiable. De plus, il permet d'éviter l'instabilité du réseau électrique qui pourrait avoir de graves conséquences sur le fonctionnement électrique du navire. Dans ce contexte, le principe du système d'excitation statique a été utilisé pour contrôler la tension triphasée aux bornes de la charge en utilisant le régulateur AVR. En effet, la modélisation en vue de la commande du régulateur AVR a été détaillée au chapitre IV, et dans ce chapitre la synthèse des correcteurs dans la boucle AC et dans la boucle fermée du système d'excitation seront présentées. À cet égard, la tension triphasée dans la boucle AC sera contrôlée par un correcteur PID, tandis que

la régulation de la tension d'excitation dans le bloc d'excitatrice dépendra sur la commande du redresseur à MLI, ce qui conduit à faire la régulation des courants de la source auxiliaire triphasée et à la mise en œuvre de la stratégie de commande du convertisseur.

IV.3.1 Régulation de tension d'excitation (DC)

La stabilité de tension du réseau électrique embarqué est assuré par la régulation de la boucle AC et DC du régulateur AVR. A cette fin, le redresseur à MLI a été implanté dans la boucle DC pour contrôler la tension d'excitation de la machine synchrone.

Afin d'appliquer la commande du redresseur à MLI dans la boucle DC du régulateur AVR, les équations triphasées du redresseur à MLI trouvées dans le chapitre précédent doivent être ramenées à un système diphasé. Cette transformation est effectuée en appliquant la transformation de PARK au modèle électrique triphasé du redresseur à MLI, comme le montre l'équation (IV.7) :

$$[V_{a,b,c}] = P(\alpha) [L] \frac{d}{dt} (P^{-1}(\alpha) [I_{dq}]) + P(\alpha) [R] P^{-1}(\alpha) [I_{dq}] + V_f P(\alpha) [K] [S_{a,b,c}] \quad (IV.7)$$

Avec :

$$P(\alpha) [K] = \frac{1}{3} \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos(\alpha - \frac{2f}{3}) & \cos(\alpha - \frac{4f}{3}) \\ -\sin(\alpha) & \sin(\alpha - \frac{2f}{3}) & \sin(\alpha - \frac{4f}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \quad (IV.8)$$

Par conséquent, le modèle électrique diphasé du redresseur à MLI devient comme suit:

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L} [e_d - Ri_d + \check{S}Li_q - v_{rd}] \\ \frac{di_q}{dt} = \frac{1}{L} [e_q - Ri_q - \check{S}Li_d - v_{rq}] \\ \frac{dV_f}{dt} = \frac{1}{C} [(S_d i_d + S_q i_q) - i_f] \\ \frac{di_f}{dt} = \frac{1}{L_f} [V_f - R_f i_f] \end{cases} \quad \text{Avec: } \begin{cases} v_{rd} = S_d V_f \\ v_{rq} = S_q V_f \end{cases} \quad (IV.9)$$

Les grandeurs de l'équation (IV.9) peuvent être définies comme suit :

- v_{rd}, v_{rq} : sont les tensions d'entrées du redresseur à MLI dans le repère diphasé.
- S_d, S_q : Les états des interrupteurs IGBTs du redresseur triphasé.

- e_d, e_q, i_d, i_q : Les tensions et les courants diphasés de la source auxiliaire du réseau électrique embarqué.
- S : est représenté la pulsation de la source auxiliaire.

En appliquant la transformation de la place sur le modèle électrique de l'équation (IV.9), le modèle devient comme suivant:

$$\begin{cases} P i_d = -\frac{R}{L} i_d + \check{S} i_q - \frac{S_d}{L} V_f + \frac{1}{L} e_d \\ P i_q = -\frac{R}{L} i_q + \check{S} i_d - \frac{S_q}{L} V_f + \frac{1}{L} e_q \\ P V_f = \frac{1}{C} (S_d i_d + S_q i_q) - V_f \left(\frac{1}{L_f P + R_f} \right) \end{cases} \quad (IV.10)$$

En simplifiant l'équation (IV.10) à travers des calculs mathématiques simples, le modèle électrique du redresseur est défini comme suivant:

$$\begin{cases} i_d = \frac{1}{R} \left(\frac{1}{\frac{L}{R} P + 1} \right) (\check{S} L i_q - S_d V_f + e_d) \\ i_q = \frac{1}{R} \left(\frac{1}{\frac{L}{R} P + 1} \right) (\check{S} L i_d - S_q V_f + e_q) \\ V_f = \frac{1}{C} \left(\frac{L_f P + R_f}{L_f P^2 + R_f P + 1} \right) (S_d i_d + S_q i_q) \end{cases} \quad (IV.11)$$

En utilisant les relations définies dans l'équation (IV.10) et en posant la constante de temps électrique $T_r = L / R$, le schéma bloc suivant est obtenu:

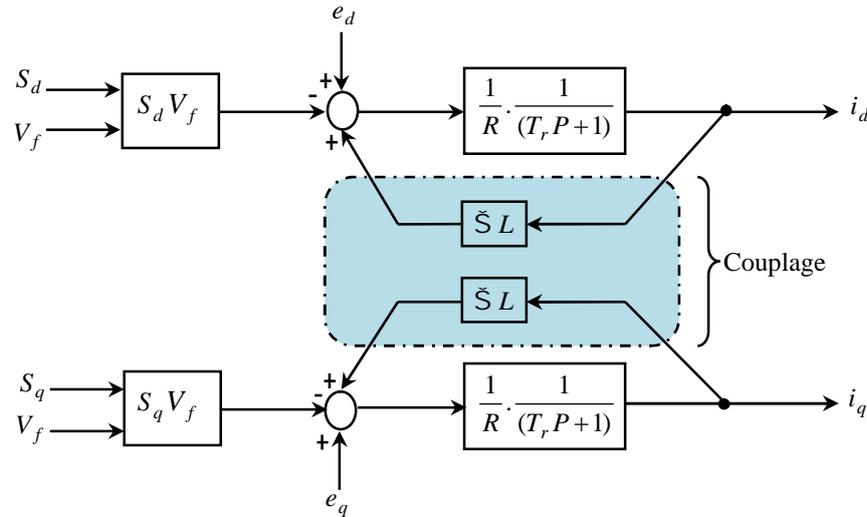


Figure IV.2. Schéma bloc fonctionnel du redresseur à MLI.

IV.3.1.1 Méthode de découplage par compensation

Afin d'éviter le couplage entre les équations des courants dans l'équation (IV.11), la méthode de compensation a été utilisée pour éliminer les termes croisés et les termes non-linéaires. En effet, la méthode de compensation consiste à faire la régulation des courants de la source auxiliaire du réseau électrique embarqué en négligeant les termes de couplage. Ces équations de couplage sont ajoutées à la sortie des correcteurs, constituant les tensions de références nécessaires pour la commande du redresseur à MLI. Dans ce contexte, les termes supplémentaires sont choisis de sorte que les tensions restent en relation avec les fonctions des premiers ordres des courants. À cet égard, l'équation (IV.11) permet d'écrire l'équation suivante :

$$\begin{cases} v_{rd} = e_d - \left(R i_d + L \frac{di_d}{dt} \right) + \check{S} L i_q \\ v_{rq} = e_q - \left(R i_q + L \frac{di_q}{dt} \right) + \check{S} L i_d \end{cases} \quad (IV.12)$$

Afin d'appliquer la méthode de découplage par compensation, les deux variables de commande sont définies :

$$\begin{cases} v_{rd-1} = R \left(T_r \frac{di_d}{dt} + i_d \right) = e_d - v_{rd} + f_{em-d} \\ v_{rq-1} = R \left(T_r \frac{di_q}{dt} + i_q \right) = e_q - v_{rq} + f_{em-q} \end{cases} \quad (IV.13)$$

Avec :

$$\begin{cases} f_{em-d} = \check{S} L i_q \\ f_{em-q} = \check{S} L i_d \end{cases}$$

Selon l'équation (IV.13), le schéma bloc simplifié du redresseur à MLI peut être présenté selon l'axe direct (d) comme suit:

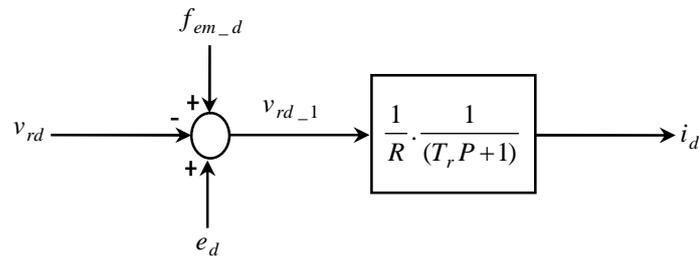


Figure IV.3. Schéma synoptique simplifié du redresseur à MLI selon l'axe direct (d).

D'autre part, en supposant que la partie rotorique de la machine synchrone atteint le régime permanent et en utilisant les relations spécifiées en (IV.11) et (IV.14), le modèle simplifié en boucle ouverte de la tension du bus continu du redresseur à MLI (la tension à la borne de la capacité) peut présenter selon l'axe direct (d) sur la Figure IV.4.

$$\begin{cases} i_{rd} = S_d i_d \\ i_{rq} = S_q i_q \end{cases} \quad (IV.14)$$

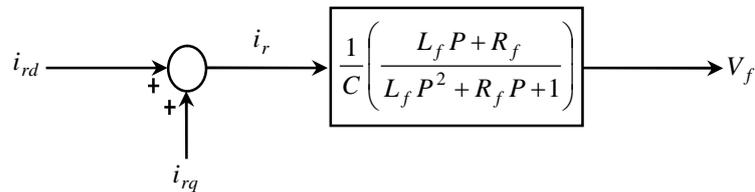


Figure IV.4. Modèle électrique simplifié en boucle ouverte de la tension du redresseur.

IV .3.1.2 Régulation des courants triphasés

Afin de construire les boucles internes des courants entrants au redresseur, des tensions additives sont ajoutées à la sortie des correcteurs mais avec des signes opposés de sorte que les boucles de régulation selon l'axe (d) et (q) sont séparées, comme l'illustre la Figure (IV.5).

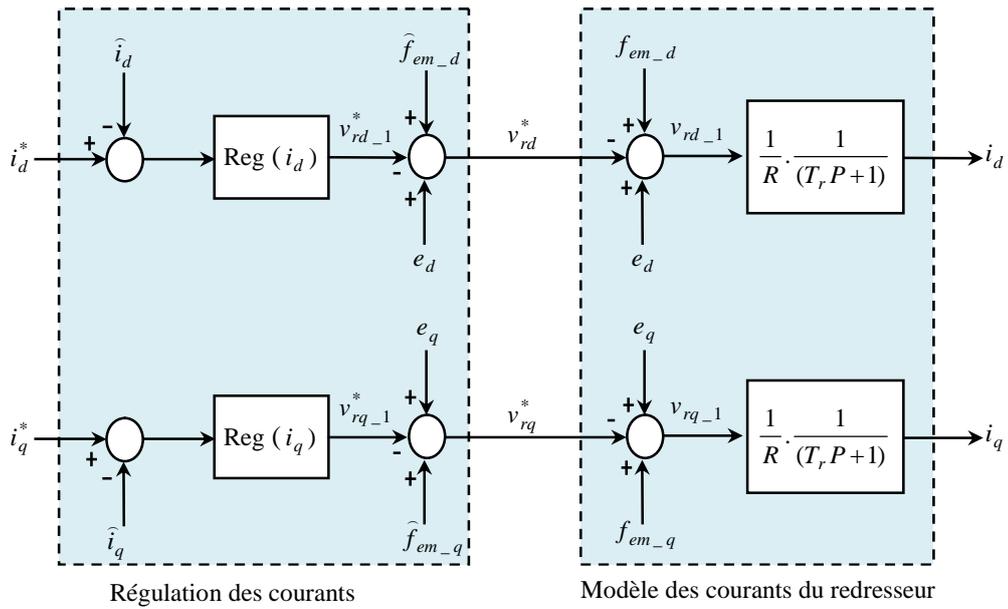


Figure IV.5. Modèle électrique en boucle fermée de la régulation des courants diphasés.

Par conséquent, les schémas blocs de la régulation du courant direct et quadrant de la source auxiliaire du réseau électrique embarqué peuvent être représentés comme suite :

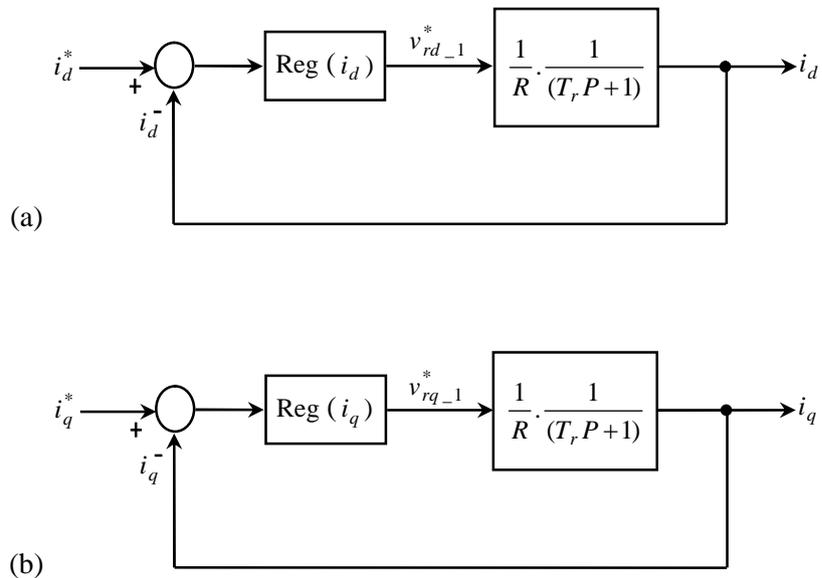


Figure IV.6. Schéma bloc en boucle fermée de la régulation des courants du redresseur. (a), Régulation du courant direct ; (b), Régulation du courant quadrant.

IV.3.1.3 Régulation de la tension du bus continu

Le redresseur à MLI a été intégré dans la boucle DC du régulateur AVR pour régler la tension continue aux bornes de la charge rotorique de la machine synchrone (R_f, L_f). À cet égard, la boucle fermée de tension du bus continu maintient la tension aux bornes de la capacité du redresseur « V_f » selon la valeur de référence « V_f^* ». En effet, la capacité C a été placée en parallèle avec la charge rotorique pour assurer le filtrage de la tension continue. Afin de simplifier le dimensionnement des paramètres de correcteur de la boucle fermée de tension continue du redresseur, l'étude de la charge rotorique est effectuée dans le régime permanent. Par conséquent, la boucle de régulation de tension du bus continu peut être présentée comme suivant :

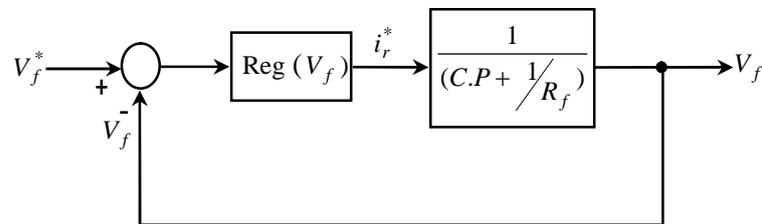


Figure IV.7. Régulation de tension du bus continu du redresseur à MLI.

IV.3.1.4 Commande du redresseur à MLI

Afin d'assurer la stabilité de tension du réseau électrique embarqué, le redresseur à MLI a été implanté dans le régulateur AVR pour contrôler la boucle DC du système d'excitatrice. Pour cela, la modélisation en vue de la commande du redresseur à MLI a été discutée et les boucles de régulation interne (pour les courants de la source auxiliaire) et externe (pour la tension continue du redresseur) ont été extraites. L'étape suivante consiste à choisir une stratégie de régulation et à définir les paramètres des correcteurs dans les boucles fermées du redresseur. À cet égard, la stratégie basée sur l'orientation du vecteur de tension (VOC) et la méthode de placement de pôle seront utilisées pour contrôler le redresseur à MLI. À cette fin, un schéma bloc global de contrôle du redresseur à MLI sera présenté, qui comprend la régulation des courants de la source auxiliaire, la régulation de tension continue aux bornes de la charge rotorique et la stratégie de la commande par la méthode VOC.

1. Stratégie basée sur l'orientation du vecteur de tension (VOC)

La méthode utilisée pour effectuer la commande du redresseur triphasé est connue selon le nom VOC (Voltage Oriented Control), est développée à partir de l'analogie avec la commande vectorielle des machines électriques, qui permet de contrôler les courants sortant de la source auxiliaire du réseau électrique embarqué. En effet, son principe de fonctionnement est basé sur

l'orientation du vecteur de courant dans la même direction avec le vecteur de tension, en contrôlant le courant de la source auxiliaire dans les deux axes d et q . Par conséquent, la méthode VOC permet d'obtenir un contrôle découplé des deux grandeurs du vecteur de courant dans le repère tournant orienté dans la même direction avec le vecteur de tension de la source auxiliaire du réseau électrique embarqué.

Dans l'espace vectorielle déphasée « $d-q$ », le vecteur de courant de la source auxiliaire comprend deux grandeurs perpendiculaires $\vec{i}_r = (\vec{i}_d, \vec{i}_q)$. En effet, la grandeur \vec{i}_q peut être déterminée la puissance réactive, tandis que la grandeur \vec{i}_d est liée à la puissance active consommée. Dans ce contexte, la puissance réactive peut être contrôlée dans le réseau électrique embarqué par d'autres méthodes plus fiables tel que les systèmes « FACTS », ce qui permet de mettre le vecteur du courant quadrature à zéro dans la commande du redresseur à MLI. Afin d'obtenir un facteur de puissance unitaire, le vecteur de courant doit être aligné avec le vecteur de tension de la source auxiliaire, comme illustré dans la Figure V.8, en obtenant l'axe du système des coordonnées tournants placés sur le vecteur de tension de la source auxiliaire.

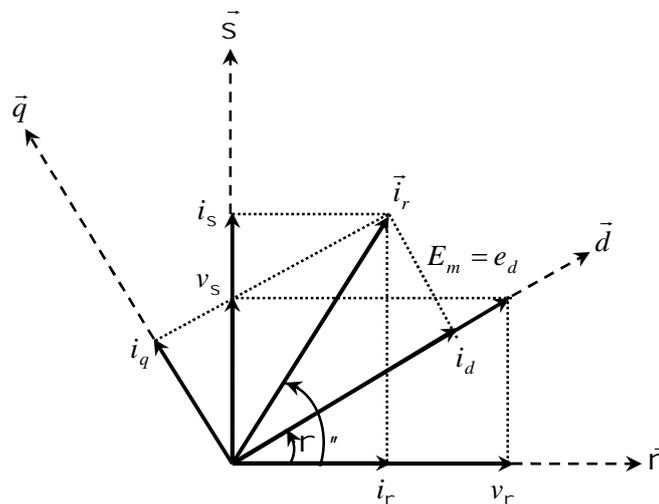


Figure IV.8. Diagramme vectorielle pour la stratégie de commande du redresseur «VOC».

Selon la Figure V.8, le courant quadrature de la source auxiliaire est mis à zéro tout au long du processus de la commande du redresseur à MLI afin d'obtenir un facteur de puissance unitaire dans le système. Cependant, le vecteur de courant direct doit être contrôlé à tout moment en contrôlant la

tension de bus continu. En effet, l'angle du vecteur de tension θ peut être défini dans l'espace vectorielle diphasée ($d - q$) par les relations suivantes:

$$\begin{cases} \cos(\theta) = e_r / (\sqrt{e_r^2 + e_s^2}) \\ \sin(\theta) = e_s / (\sqrt{e_r^2 + e_s^2}) \end{cases} \quad (IV.15)$$

Donc, l'angle du vecteur de tension θ peut être calculé selon le schéma bloc présenté sur la Figure V.9, en appliquant l'équation suivante:

$$\theta = \tan^{-1} \left(\frac{e_s}{e_r} \right) \quad (IV.16)$$

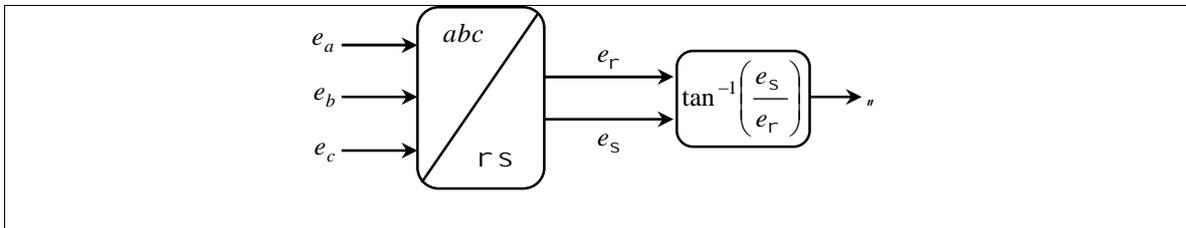


Figure IV.9. Principe du calcul de l'angle du vecteur de tension par la méthode (VOC).

Par l'intégration la méthode VOC dans la commande de redresseur à MLI, le schéma bloc de la commande du redresseur par la méthode VOC peut être présenté dans la Figure IV.10

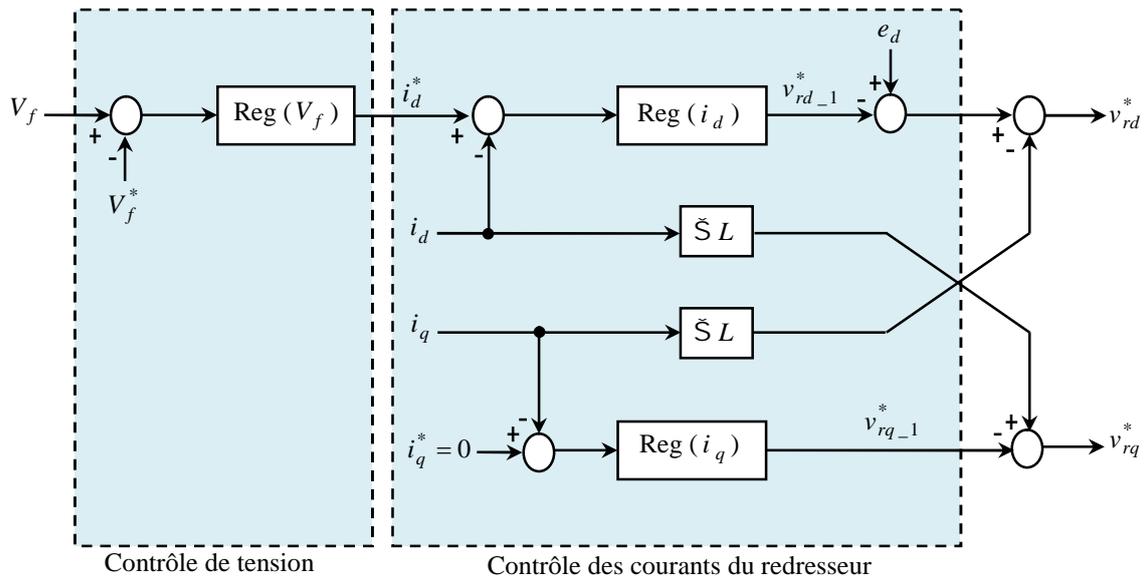


Figure IV.10. Schéma de contrôle de courant et de tension par la méthode de commande du redresseur « VOC ».

2. Synthèse des correcteurs

Dans le contexte de réguler la tension d'excitation du réseau électrique embarqué, le redresseur à MLI est implémenté dans le régulateur AVR pour varier la tension continue aux bornes de la charge rotorique. Ce système de régulation du bloc d'excitatrice imposée des correcteurs pour ajuster la tension d'excitation selon la consigne désirée. Par conséquent, le correcteur Proportionnel-Intégrale (PI) sera intégré dans les boucles fermées des courants, ainsi que dans la boucle de régulation de tension du bus continu du redresseur, et en appliquant la stratégie de la méthode VOC dans la régulation du courant direct et quadrant. En effet, l'action proportionnelle permet de régler la rapidité de trouver le point de fonctionnement désiré, tandis que l'action intégrale sert à éliminer l'écart entre la grandeur désirée et la consigne. Généralement, la fonction de transfert du correcteur PI peut être écrite sous la forme suivante:

$$G(P) = K_p + \frac{K_i}{P} \tag{IV.17}$$

Les fonctions de transferts des courants et de tension du redresseur triphasé sont des fonctions des premiers ordres, et peuvent être présentées selon la forme globale :

$$F_{r,BO}(P) = \frac{A_{r,G}}{1 + T_{r,G}P} \tag{IV.18}$$

Alors, les trois boucles de régulation seront présentées selon la forme globale suivante:

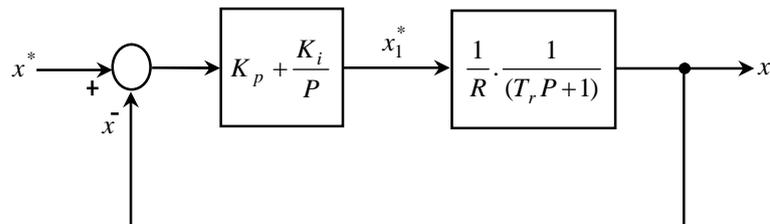


Figure IV.11. Schéma bloc de régulation à travers le correcteur PI.

Selon la Figure (V.11), les fonctions de transferts en boucle fermée s'écrivent de manière suivante:

$$F_{r,BF}(P) = \frac{\frac{A_{r,G}}{T_{r,G}} (K_p P + K_i)}{P^2 + P \left(\frac{1 + A_{r,G} K_p}{T_{r,G}} \right) + \frac{A_{r,G} K_i}{T_{r,G}}} \tag{IV.19}$$

La méthode de placement de pole est utilisée pour dimensionner les paramètres du correcteur PI. En tant que le polynôme de l'équation (V.19) est du deuxième ordre, deux pôles a partie réel négative ont été imposés. Afin de déterminer les paramètres du correcteur PI, le polynôme de la

fonction de transfert (III.19) sera mis en correspondance avec le polynôme à deuxième ordre suivant :

$$D(P) = P^2 + 2\zeta\tilde{\omega}_0 P + \tilde{\omega}_0^2 \tag{IV.20}$$

Par conséquent, les paramètres du correcteur obtenus sont en fonction de l'amortissement ζ et de pulsation propre $\tilde{\omega}_0$. Donc, les paramètres de correcteur PI peuvent être écrits sous la forme globale, telle que :

$$\begin{cases} K_p = \frac{2T_{r,G}\zeta\tilde{\omega}_0 - 1}{A_{r,G}} \\ K_i = \frac{T_{r,G}\tilde{\omega}_0^2}{A_{r,G}} \end{cases} \tag{IV.21}$$

Par mise en correspondance les valeurs de $T_{r,G}$ et $A_{r,G}$ avec leur valeur dans les fonctions de transferts des courants et de tension du redresseur, les boucles de régulation et les paramètres de correcteur PI de chaque boucle deviennent comme suit:

2.1. Correcteur des courants du redresseur

Les boucles de régulation des courants du redresseur à MLI peuvent être présentées sous les formes suivantes:

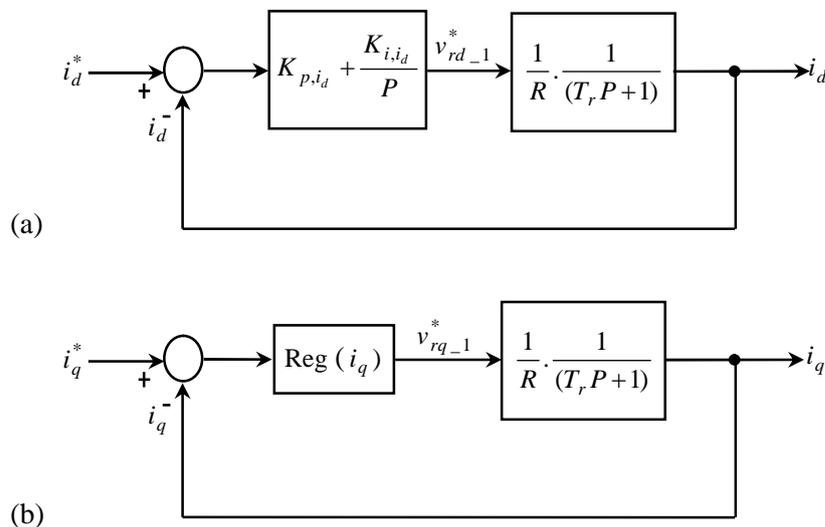


Figure IV.12. Schéma bloc de régulation des courants du redresseur à travers le correcteur PI. (a), la régulation du courant direct; (b), la régulation du courant direct.

En appliquant la méthode de placement de pole, les paramètres des correcteurs des courants s'écrivent comme suit :

$$\begin{cases} K_{p,id} = K_{p,iq} = \frac{2T_r \zeta_i \check{S}_{0,i} - 1}{A_r} \\ K_{i,id} = K_{i,iq} = \frac{T_r \check{S}_{0,i}^2}{A_r} \end{cases} \quad (IV.22)$$

Par définir les valeurs de l'amortissement ζ_i et de pulsation $\check{S}_{0,i}$ de chaque correcteur, les résultats suivants sont obtenus :

- **Correcteur de courant direct i_d**

	\check{S}_{0,i_d}	ζ_{i_d}	K_{p,i_d}	K_{i,i_d}
Correcteur PI	100	0.7	170	12

- **Correcteur de courant quadrant i_q**

	\check{S}_{0,i_q}	ζ_{i_q}	K_{p,i_q}	K_{i,i_q}
Correcteur PI	100	0.7	170	12

2.2. Correcteur de tension continue du redresseur : La boucle de régulation de tension du redresseur à MLI peut être présentée sous la forme suivante:

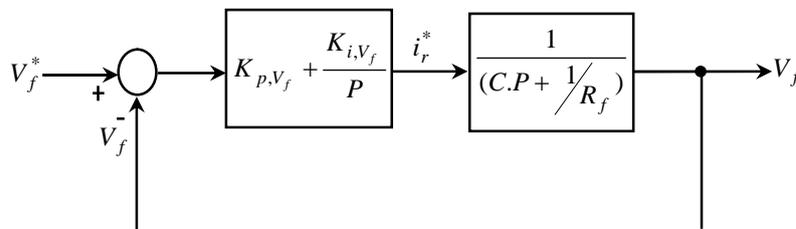


Figure IV.13. Schéma bloc de régulation de tension du redresseur à travers le correcteur PI.

En appliquant la méthode de placement de pôle sur la fonction de transfert en boucle fermée, les paramètres de correcteur de la tension s'écrivent comme suit :

$$\begin{cases} K_{p,V_f} = \frac{2T_{ch} \zeta_{U_{dc}} \check{S}_{0,V_f} - 1}{A_{ch}} \\ K_{i,V_f} = \frac{T_{ch} \check{S}_{0,V_f}^2}{A_{ch}} \end{cases} \quad (IV.23)$$

Avec :

$$\begin{cases} A_{ch} = R_{ch} \\ T_{ch} = R_{ch}C \end{cases}$$

Par définir les valeurs de l'amortissement ζ_{v_f} et de pulsation \tilde{S}_{0,V_f} de chaque correcteur, les résultats suivants sont obtenus :

	\tilde{S}_{0,V_f}	ζ_{v_f}	K_{p,V_f}	K_{i,V_f}
Correcteur PI	100	0.7	0.2014	6.1245

3. Schéma bloc de la commande du redresseur à MLI

La méthode VOC a été utilisée dans la commande du redresseur à MLI afin de faire la synthèse des correcteurs des courants et de tension du redresseur. Elle consiste à mettre le vecteur de courant dans la même direction avec le vecteur de tension de la source auxiliaire. En effet, les correcteurs PI ont été intégrés dans les boucles de courants et de tension du redresseur pour ajuster les grandeurs mesurées selon les consignes, en gardant à l'esprit que le courant quadrant du redresseur est mis à zéro, comme l'illustre la Figure IV.14. Ce système de commande sera intégré dans le bloc d'excitatrice du régulateur AVR afin d'ajuster la tension rotorique de la machine synchrone.

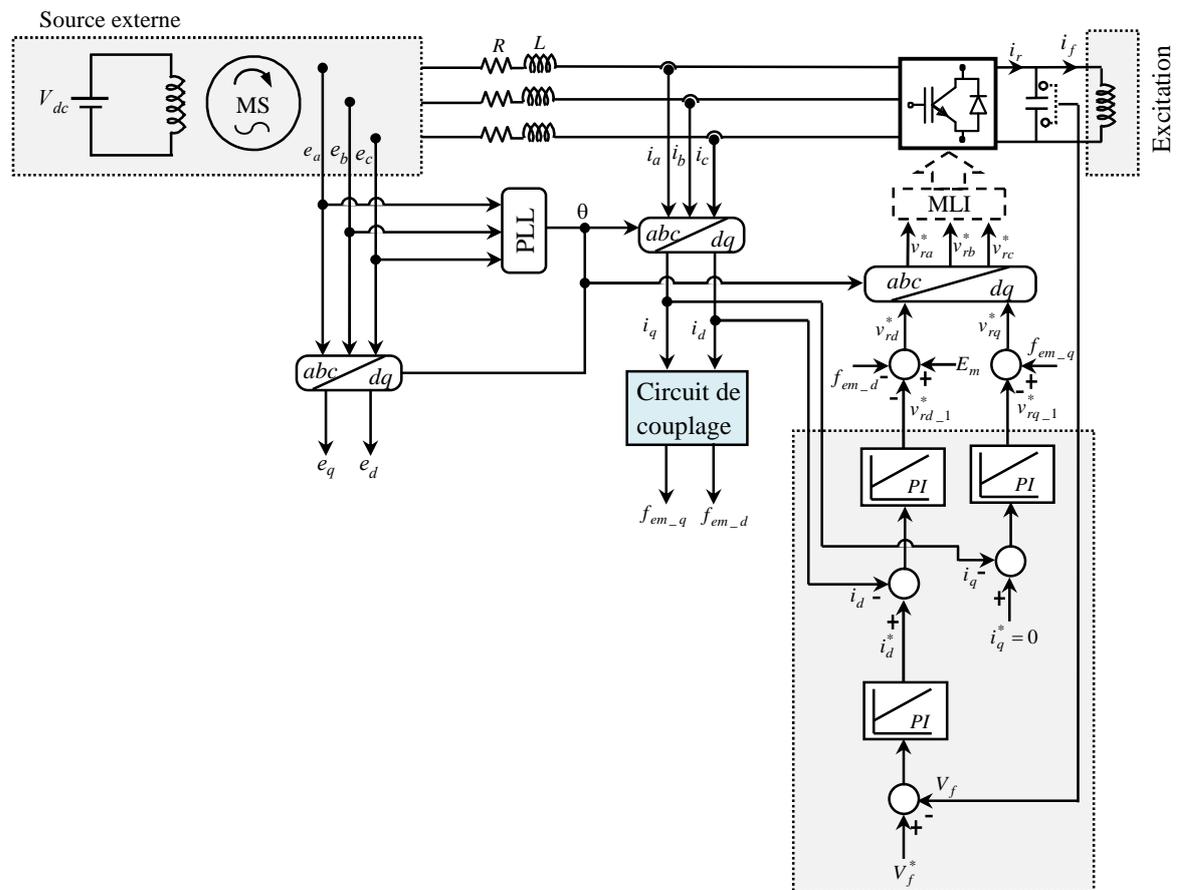


Figure IV.14. Schéma bloc fonctionnel de la commande du redresseur à MLI.

IV.3.2 Régulation de tension alternative (AC)

L'AVR est un régulateur de tension qui a été implanté dans le système de commande du réseau électrique embarqué. L'objectif principal du régulateur AVR est d'améliorer la tension de sortie du réseau de distribution et de l'ajuster selon la tension requise en cas de petites perturbations et fluctuations de charge. De plus, le régulateur AVR est utile pour protéger les équipements du système de puissance contre les sur- ou sous-tensions et les interférences électriques. En effet, la conception des commandes du système AVR est divisée en deux étapes. Dans la première étape, la régulation de la tension d'excitation dans la boucle DC du régulateur AVR a été envisagée. Dans la deuxième étape, la régulation de tension mesurée aux bornes de la charge sera traitée, en spécifiant les paramètres de correcteur PID dans la boucle fermée du courant alternative (AC).

Le modèle typique du système AVR dans la boucle AC se compose de quatre parties principales: le modèle d'amplificateur, le modèle d'excitateur, le modèle de générateur et le modèle de capteur.

À partir du modèle typique du régulateur AVR, le schéma bloc simplifié de régulation de tension alternative aux bornes de la charge en boucle fermée peut être considéré comme suivant :

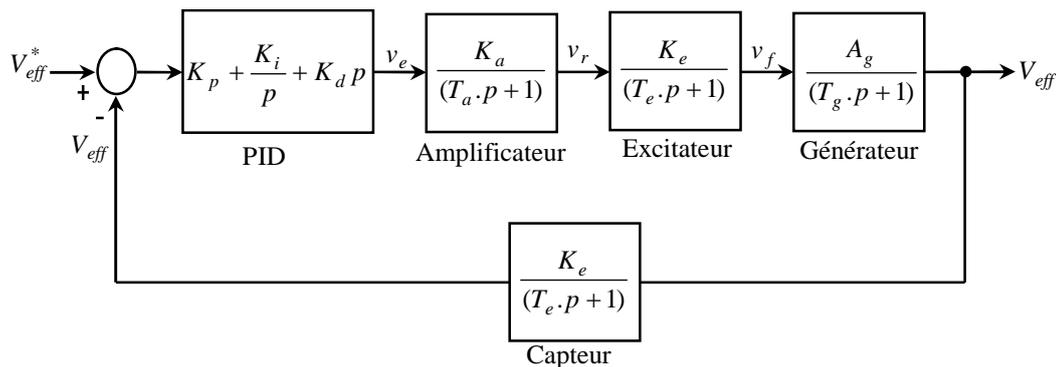


Figure IV.15. Schéma synoptique simplifié de régulation de tension à travers la boucle AC du régulateur AVR.

Où V_{ref} est la tension de référence et V_{eff} est la tension efficace aux bornes de la charge.

À partir de la Figure IV.14, les composants de chaque bloc dans le modèle typique du régulateur AVR dans la boucle AC peuvent être décrits comme suit :

- **Bloc d'amplificateur:** Le modèle d'amplificateur peut être exprimé par une fonction de transfert du premier ordre, telle que:

$$\frac{V_r}{V_e} = \frac{K_a}{T_a P + 1} \tag{IV.24}$$

Où K_a est un gain positif dans la plage de 10 à 400, et T_a est la constante de temps qui a une valeur faible comprise entre 0,02 à 0,1 seconde.

- **Bloc d'excitateur:** Le modèle d'excitation peut s'exprimer par la fonction de transfert suivant:

$$\frac{V_f}{V_r} = \frac{K_e}{T_e P + 1} \quad (IV.25)$$

Où K_e est un gain positif compris entre 10 et 400, et T_e est la constante de temps dont la valeur est comprise entre 0,5 à 1,0 seconde.

- **Bloc de générateur :** La fonction de transfert du modèle électrique du réseau d'un alternateur connecté avec une charge « RLC » à travers les lignes électriques a été extraite par la méthode de perturbation singulière, et se définit dans le modèle à petit signaux comme suivant :

$$\frac{V_{eff}}{V_f} = \frac{a_0}{b_1/b_0 P + 1} = \frac{A_g}{T_g P + 1} \quad (IV.26)$$

Où A_g est une valeur de gain ajustable entre 0,7 à 1,0, et T_g est la constante de temps, qui a d'une valeur comprise entre 1,0 à 2,0 secondes.

La fonction de transfert obtenue dans l'équation (IV.26) est représenté le bloc de générateur dans le modèle typique du système AVR dans la boucle AC, ce qui combine entre la tension de sortie aux bornes de la charge V_{eff} et la tension d'excitation de la machine synchrone V_f .

- **Bloc de capteur :** Le modèle de capteur peut s'exprimer par un modèle de fonction de transfert du premier ordre comme suit:

$$\frac{V_s}{V_t} = \frac{K_r}{T_r P + 1} \quad (IV.27)$$

Où K_r est un gain positif dans la plage de 0,1 à 2,0, et T_r est la constante de temps dont la valeur faible est comprise entre 0,001 à 0,06 seconde.

Afin de spécifier les paramètres de correcteur PID dans la boucle AC du régulateur AVR, la méthode de l'Optimisation par Essais Particulaire (OEP) sera appliquée sur le schéma bloc illustré dans la Figure IV.14.

IV.3.2.1 Méthode des Optimisation par Essaims particulaires (OEP)

La méthode d'optimisation par essaims particulaires (Practice Swarm Optimization) repose sur un ensemble des particules qui sont disposées de façon aléatoire et homogène. Ces particules sont déplacées dans une espace de recherche constituant une solution potentielle. En effet, chaque particule possède d'une mémoire pour enregistrer sa meilleure solution visitée, ainsi qu'elle peut communiquer avec les autres particules dans son entourage. En effet, une particule suivra une tendance à revenir à sa solution optimale ou à imiter les solutions d'autres particules voisines. Dans ce contexte, l'ensemble des particules peut converger vers la solution optimale globale à l'aide d'un algorithme de l'OEP et des règles des déplacements dans l'essaim.

Le déplacement de l'ensemble des particules d'essaim est un peu complexe, et leur dynamique est soumise à des règles et facteurs très spécifiques, à savoir:

1. Chaque particule a une certaine intelligence limitée, qui lui permet de prendre une décision,
2. Chaque particule doit connaître sa position locale et obtenir des informations locales d'autres particules voisines,
3. Adhérer à ces trois règles simples ; la première est de rester proche des autres particules, la deuxième est d'aller dans la même direction et finalement consiste à voler à la même vitesse dans l'essaim.

En revanche, le déplacement de la particule dans l'essaim sera influencé par les trois composantes suivantes :

- La particule tend à suivre la direction propre de son déplacement.
- La particule tend à se diriger vers le meilleur déplacement par lequel elle est déjà passée.
- La particule tend à se fier à l'expérience de ses voisins, par conséquent, à se diriger vers le meilleur déplacement déjà atteint par les autres voisins de l'ensemble.

Le respect de ces facteurs et règles sont obligatoires pour maintenir la cohésion dans l'essaim, et de permettre l'exécution de l'algorithme OEP de manière adaptative et réussite. À cette fin, la formulation générale de la méthode d'OEP et son algorithme de base doivent être détaillée. De plus, le réajustement du régulateur PID par l'algorithme OEP sera discuté.

1. Formulation générale de l'algorithme OEP

La méthode de l'essaim (OEP) est constituée de n particules, qui sont déplacées dans un essaim afin de trouver une solution optimale. En effet, la position de chaque particule représente une solution dans l'espace de recherche. Ces particules changeront leur état selon les raisons suivantes :

- **Une composante d’inertie** : La particule tente de suivre automatiquement sa direction de déplacement.
- **Une composante cognitive** : La particule fait tout pour se déplacer vers la meilleure position trouvée par les autres voisins de l’essaim.
- **Une composante sociale** : La particule s’inspire également de l’expérience du vol d’autres particules dans l’espace de recherche, pour se diriger vers la meilleure position que ses voisins rencontrent, comme l’illustre la Figure IV.15.

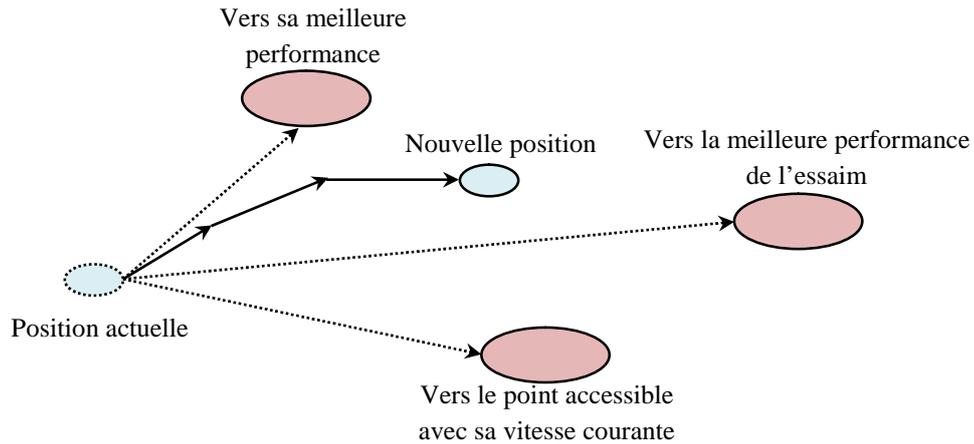


Figure IV.16. Principe du déplacement d’une particule dans l’espace de recherche.

Selon la Figure IV.15, les particules « i » se déplacent en fonction de trois composantes à chaque itération « k » dans l’espace de recherche, à savoir:

- La vitesse actuelle de particule « $v_i(k)$ »,
- La meilleure solution de particule « $p_{meil,i}$ »,
- La meilleure solution obtenue par ses voisins « $g_{meil,i}$ ».

Dans le but de recherche la solution optimale dans l'espace de recherche, la position de la particule $x_i(k)$, et sa vitesse $v_i(k)$ sont renouvelées par les équations suivantes :

$$\begin{cases} v_i(k+1) = \tilde{S}v_i(k) + c_1r_1[p_{meil,i}(k) - x_i(k)] + c_2r_2[g_{meil,i}(k) - x_i(k)] \\ x_i(k+1) = x_i(k) + v_i(k+1) \end{cases} \quad (IV.28)$$

Avec :

- $x_i(k)$: C’est la position de particule « i » a l’itération « k ».
- S : est représenté la masse d’inertie qui contrôle l’effet de vitesse précédente de la particule sur la suivante, est appelée la vitesse d’inertie.

- c_1, c_2 : Ce sont des grandeurs fixes et sont représentés l'accélération des particules.
- r_1, r_2 : Ce sont des grandeurs qui génère aléatoirement pendant l'exécution de l'algorithme OEP et leurs valeurs sont confinés entre l'intervalle $[0, 1]$.

Les coefficients c_1, c_2, r_1 et r_2 d'équation (V.28) sont appelés coefficients de confiance, car ils permettent de pondérer les tendances des particules «*i*» à suivre leur instinct de conservation ou leur illusion. En effet, les coefficients c_1, c_2 sont des variables constants qui vérifient la relation suivante :

$$c_1 + c_2 \leq 4 \quad (\text{IV.29})$$

De plus, les coefficients r_1, r_2 sont des grandeurs aléatoires qui redéfinies à chaque itération pendant l'exécution de l'algorithme, suivant une loi uniforme. Quant au coefficient d'inertie S permet de déterminer le pouvoir d'exploration de chaque particule de trouver la solution optimale afin d'améliorer la convergence de la méthode OEP. Le coefficient d'inertie représente le sens aventureux de chaque particule dans l'essaim et sa valeur dépend de la recherche d'un compromis entre une exploration globale ($\check{S} > 1$) et une exploration locale ($\check{S} < 1$).

2. Algorithme de l'OEP

La méthode de l'OEP est basée sur des instructions et des formules indispensables afin d'assurer la convergence de la méthode et de retrouver la solution optimale. Les étapes essentielles de l'optimisation par essaim (OEP) de particules peuvent être représentées dans l'organigramme suivant:

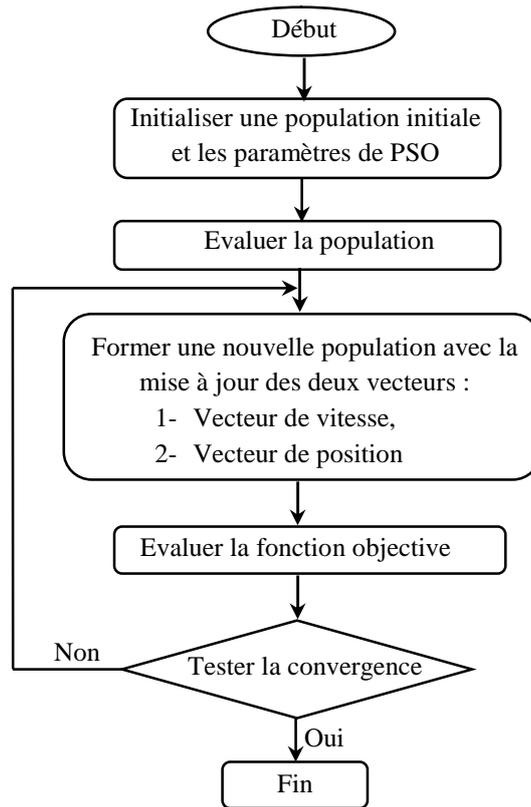


Figure IV.17. Organigramme de l’algorithme de l’OEP.

Selon l’organigramme de l’OEP, l’exécution de l’algorithme reste en boucle fermée jusqu’à la condition de convergence doit être vérifiée. Généralement, le critère d’arrêt peut être un nombre d’itérations fixe, ou selon la fonction objective à optimiser (fitness), ou bien lorsque les vitesses des particules tendent vers zéros. En effet, l’algorithme est principalement basé sur la détermination des vecteurs de position et des vitesses de chaque particule dans l’essaim, en appliquant la relation définie dans (IV.28). Dans ce contexte, la combinaison entre les coefficients de confiance c_1, c_2 et la grandeur d’inertie S permet de contrôler l’équilibre entre les étapes de diversification et d’intensification lors du processus de recherche de la solution optimale. À cet effet, la bonne convergence de l’algorithme OEP peut être obtenue en réalisant l’équation d’inertie suivante:

$$\check{S} = \check{S}_{\min} + (\check{S}_{\max} - \check{S}_{\min}) \frac{i_{iter}}{i_{iter_max}} \tag{IV.30}$$

Avec :

i_{iter}, i_{iter_max} : Signifie respectivement le nombre d’itération courante et maximal,

$\check{S}_{\min}, \check{S}_{\max}$: Ce sont les coefficients d’inertie maximale et minimale.

IV.3.2.2 Ajustement du régulateur PID par l'algorithme OEP

La régulation de la tension alternative dans le système de puissance du réseau électrique embarqué nécessitent de mettre un correcteur PID dans la boucle AC du régulateur AVR, comme l'illustre la Figure (IV.14). Afin de dimensionner les paramètres de correcteur PID, la méthode OEP a été utilisée dans le système de commande du régulateur AVR. En effet, le régulateur PID peut être défini dans sa version discrète par :

$$u(k) = u(k-1) + k_p [e(k) - e(k-1) + k_i e(k)] + k_d [e(k) - 2e(k-1) + e(k-2)] \quad (IV.31)$$

Les particules de l'algorithme OEP sont les trois paramètres du correcteur PID (K_p, K_i, K_d), et les vecteurs $e(k), e(k-1), e(k-2), u(k-1)$ sont les vecteurs d'entrées dans le bloc du correcteur PID, comme l'illustre la Figure (IV.17). En effet, chaque particule possède sa propre position et vitesse pour son déplacement dans l'essaim, et sera initialisée aléatoirement. Les vecteurs de position et de vitesse du régulateur PID sont redéfinis à travers les équations suivantes :

$$\begin{cases} \Delta K_{p,m}^{k+1} = \Delta K_{p,m}^k + c_1 r_1 (p_{meil,m}^k - K_{p,m}^k) + c_2 r_2 (g_{meil,m}^k - K_{p,m}^k) \\ \Delta K_{i,m}^{k+1} = \Delta K_{i,m}^k + c_1 r_1 (p_{meil,m}^k - K_{i,m}^k) + c_2 r_2 (g_{meil,m}^k - K_{i,m}^k) \\ \Delta K_{d,m}^{k+1} = \Delta K_{d,m}^k + c_1 r_1 (p_{meil,m}^k - K_{d,m}^k) + c_2 r_2 (g_{meil,m}^k - K_{d,m}^k) \end{cases} \quad (IV.32)$$

Avec :

m : C'est le nombre de particule dans l'essaim.

Et :

$$\begin{cases} \Delta K_{p,m}^{k+1} = K_{p,m}^{k+1} - K_{p,m}^k \\ \Delta K_{i,m}^{k+1} = K_{i,m}^{k+1} - K_{i,m}^k \\ \Delta K_{d,m}^{k+1} = K_{d,m}^{k+1} - K_{d,m}^k \end{cases}$$

La fonction d'erreur quadratique moyenne est choisie comme critère d'estimation de la performance du l'algorithme OEP et est définie selon l'équation (IV.33):

$$E = \frac{1}{2} \sum_{j=1}^m (y_m^j(k+1) - x_{ref}^j(k+1))^2 \quad (IV.33)$$

La structure générale utilisée pour dimensionner les paramètres du correcteur PID dans la boucle AC du régulateur AVR utilisant la méthode de l'OEP est présenté sur la Figure (V.18), ou le correcteur PID est synthèse à travers l'équation (IV.31) présentée dans le schéma bloc fonctionnel de la Figure (IV.19).

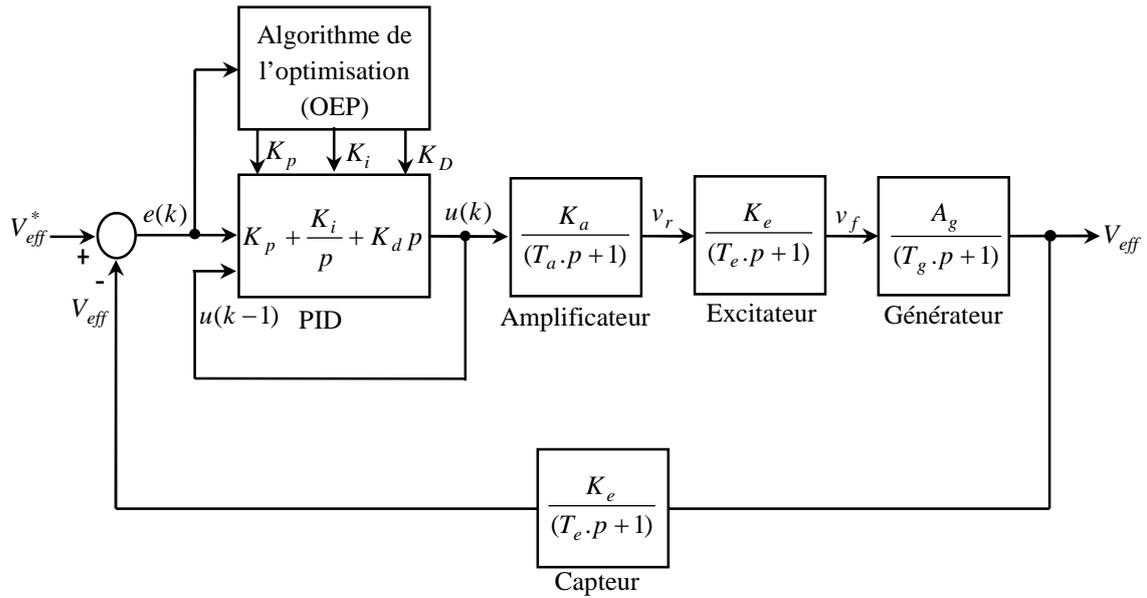


Figure IV.18. Ajustement du régulateur PID dans la boucle AC du régulateur AVR par l’algorithme de l’optimisation (OEP).

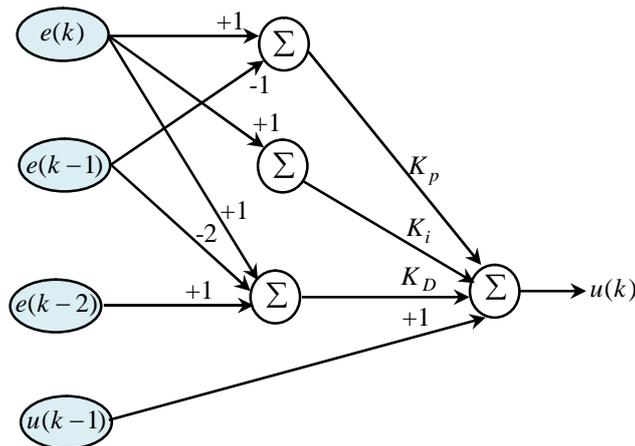


Figure IV.19. Schéma bloc de la version discrète du régulateur PID.

IV.4 Commande du réseau électrique embarqué

Afin d’assurer la stabilité de fréquence et de tension dans le réseau électrique embarqué, le comportement du système d’excitation statique a été appliqué sur la commande du système de puissance. Dans ce contexte, la méthode de perturbation singulière a été appliquée sur le modèle global afin d’extraire la fonction de transfert électrique et mécanique du réseau. À cet égard, la fréquence a été régulée au moyen d’un correcteur PID, qui ajusté la vitesse rotorique des machines synchrones selon le point de fonctionnement désiré. De plus, le régulateur AVR a été intégré dans le système de commande afin d’assurer la stabilité de tension du réseau électrique embarqué. Le régulateur de tension utilisé est contenu deux boucles de régulation principale; la boucle de régulation de tension d’excitation (DC) et l’autre de régulation de tension alternative aux bornes de la charge (AC). En effet, la boucle de régulation DC consiste à ajuster la tension d’excitation de la

machine synchrone selon la consigne obtenue dans la sortie de la boucle de régulation de tension alternative, en utilisant un redresseur à MLI. En effet, la méthode de VOC a été utilisée pour contrôler les courants et la tension du bus continu du redresseur. De plus, la commande à MLI sinus-triangle a été utilisée pour commander les semi-conducteurs « IGBT » du redresseur. D’autre part, la deuxième boucle du régulateur AVR consiste à régler la tension alternative mesurée aux bornes de la charge. À cet égard, le correcteur PID a été intégré dans la boucle AC du régulateur AVR et le dimensionnement des paramètres de correcteur implémenté a été déterminé par l’application de l’algorithme OEP. Cet algorithme consiste à trouver les solutions optimales des particules de l’essaim, identifiant la valeur de chaque actionneur du correcteur à l’itération « k ».

IV.4.1 Commande du réseau d’un mono alternateur, lignes et charge « RLC »

Le schéma bloc de la commande du réseau électrique embarqué d’un alternateur connecté avec une charge « RLC » à travers les lignes de transport électrique peut être présenté sur la Figure IV.20. En effet, le régulateur AVR consiste à régler la tension rotorique de la machine synchrone V_f et la tension aux bornes de la charge V_{eff} . De plus, la méthode VOC a été utilisé dans la commande du redresseur, de sorte que le courant quadrant de la source auxiliaire du réseau électrique embarqué est mis à zéro ($i_q^* = 0$) afin d’obtenir un facteur de puissance unitaire dans le système.

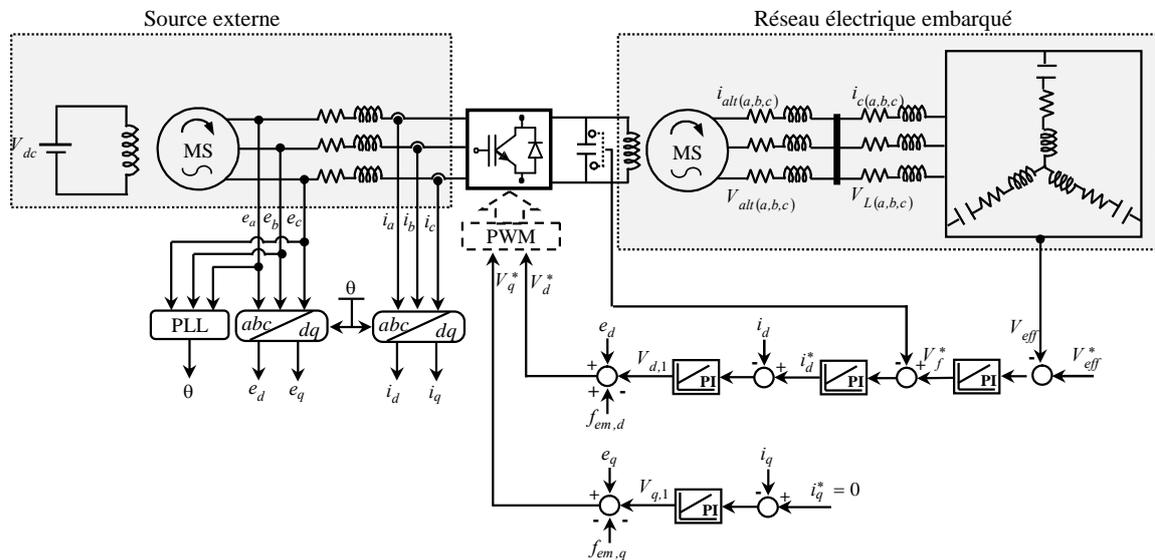


Figure IV.20. Commande du réseau électrique embarqué d’un alternateur, lignes et charge « RLC ».

IV.4.2 Simulation de commande du réseau électrique embarqué

Dans le chapitre de modélisation du réseau électrique embarqué, l'effet de variation de la charge et de la vitesse rotorique sur le comportement du réseau électrique ont été présentés. En effet, la variation de la charge induit l'instabilité de tension aux bornes de la charge, tandis que la variation de la vitesse rotorique influe à la fréquence des sorties statoriques. Dans cette partie de simulation sous l'environnement Matlab/Simulink, les systèmes de commande seront testés pour but de montrer le comportement du réseau électrique embarqué à base du régulateur de fréquence et de tension. À cet égard, la simulation des systèmes de commande sera appliquée sur le topologie du réseau électrique embarqué suivant :

- Mono alternateur connecté avec une charge RLC à travers les lignes de transport.

IV.4.2.1 Réseau d'un mono alternateur, lignes et charge « RLC »

Dans la première simulation de la topologie du réseau d'un mono alternateur connecté avec une charge à travers les lignes électriques, le modèle du réseau électrique est testé durant un défaut de changement de la charge pour montrer l'influence des systèmes de commande sur la stabilité dynamique du réseau électrique. Par conséquent, l'influence du régulateur de tension et de fréquence sur le comportement dynamique du réseau électrique sera présentée, ainsi que les résultats de la commande du redresseur à MLI seront illustrés, en présentant la régulation des courants et de tension du bus continu du redresseur. De plus, les solutions optimales de l'algorithme OEP dans la boucle AC du régulateur AVR seront montrées. Dans ce contexte, le réseau électrique embarqué de la topologie définie est testée selon les paramètres suivants :

- **Les lignes :** Les paramètres de ligne sont prises constants pendant toute la durée de la simulation, telle que:

$$0 \leq t \leq 35s : R_l = 0.642 \text{ } \Omega/\text{km}; L_l = 2.642 \cdot 10^{-4} \text{ H/Km}; l = 3 \text{ Km.}$$

- **La charge :** Les paramètres de la charge seront variés toutes les 15 secondes. Ce temps représente le temps nécessaire pour atteindre les performances requises du réseau électrique embarqué, et est le temps nécessaire à la disparition du courant d'amortissement de la machine synchrone. Donc, les paramètres de la charge seront variés comme suit :

1. $0 \leq t \leq 15s : R_c = 0.8 \text{ pu}; L_c = 1.5 \text{ pu}; C_c = 1 \text{ pu},$
2. $15s \leq t \leq 30s : R_c = 1.6 \text{ pu}; L_c = 3 \text{ pu}; C_c = 2 \text{ pu},$
3. $30s \leq t \leq 35s : R_c = 0.8 \text{ pu}; L_c = 1.5 \text{ pu}; C_c = 1 \text{ pu}.$

- **L’algorithme de l’OEP:** Afin de dimensionner les paramètres du correcteur PID dans la boucle AC du régulateur AVR, les paramètres de l’algorithme OEP sont pris comme suit:

Paramètres	Valeurs
\tilde{S}_{\min}	0.4
\tilde{S}_{\max}	0.9
c_1	1.4
c_2	1.4
k	60

IV.4.2.2 Résultats de simulation et discussions

Les Figures IV.21- IV.29 représentent les résultats de simulation de la commande du réseau électrique embarqué de la topologie d’un mono alternateur, ligne et charge « RLC ». Les systèmes de régulation ont été intégrés dans le réseau électrique, en utilisant un régulateur de vitesse pour contrôler la vitesse rotorique de la machine synchrone, ainsi qu’un régulateur de tension afin de contrôler la tension aux bornes de la charge. En effet, pour un défaut de variation de la charge appliqué à la topologie du réseau, la stabilité dynamique du réseau électrique embarqué a été maintenue et les performances du réseau ont été améliorées, en assurant la stabilité de la tension et de la fréquence et en réduisant le temps transitoire du système de 50s (sans régulation) à 15s (avec régulation). Le temps de la stabilité du système de puissance représente le temps de disparition du courant d’amortissement de l’alternateur présenté sur la Figure IV.21. Dans ce contexte, la stabilité de fréquence et de tension ont été assurées dans le réseau électrique, en obtenant la valeur de tension et de fréquence requise dans le système de commande, comme l’illustrent les Figures IV.22 et IV.23. En effet, la tension obtenue aux bornes de la charge est une tension sinusoïdale triphasée d’amplitude constante pendant toute la durée de la simulation, de fréquence 50 Hz et de déphasage égal à $2\pi/3$ rad. À cette fin, la variance de la charge provoque une variation dans le courant statorique de l’alternateur, comme l’illustre la Figure. 24, et une petite oscillation dans la vitesse rotorique de l’alternateur mais elle reste toujours plus proche vers la valeur requise (314rad/s) afin de maintenir une fréquence stable dans le réseau électrique embarqué, comme le montre la Figure IV.25.

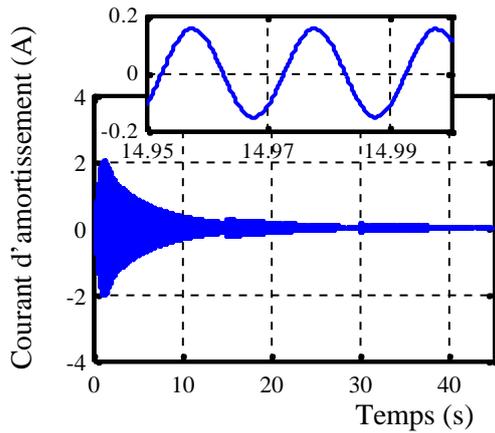


Figure IV.21. Courant d'amortissement de la machine synchrone.

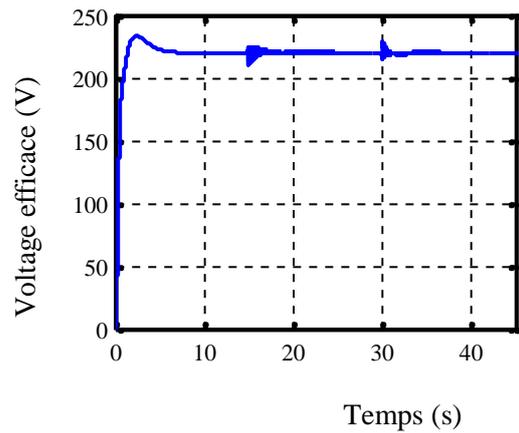


Figure IV.22. Voltage efficace aux bornes de la charge (RLC).

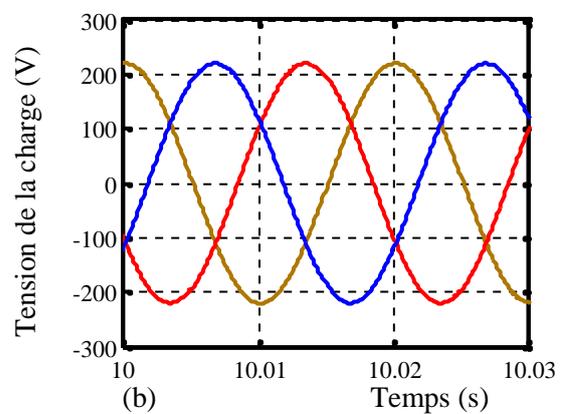
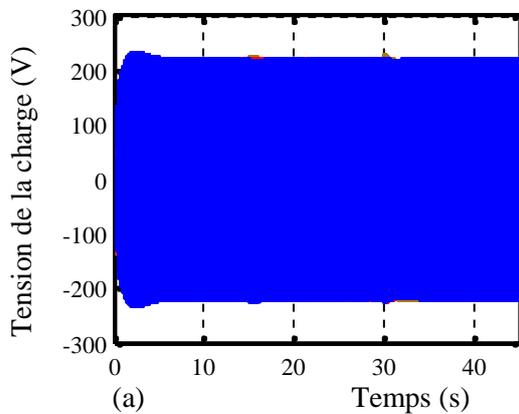


Figure IV.23. Tension mesurée aux bornes de la charge: (a) Tension triphasée, (b) Zoom de la tension triphasée de la charge.

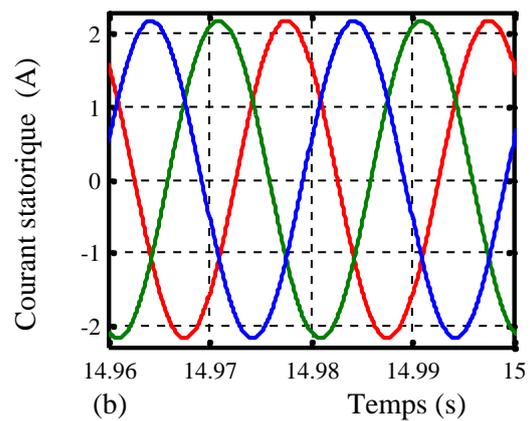
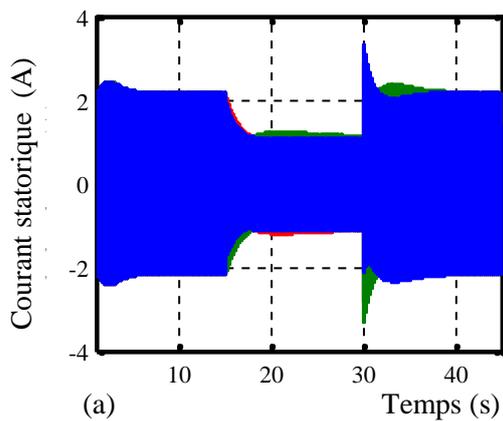


Figure IV.24. Courant statorique du réseau: (a) Courant triphasé, (b) Zoom du courant triphasé du réseau électrique embarqué.

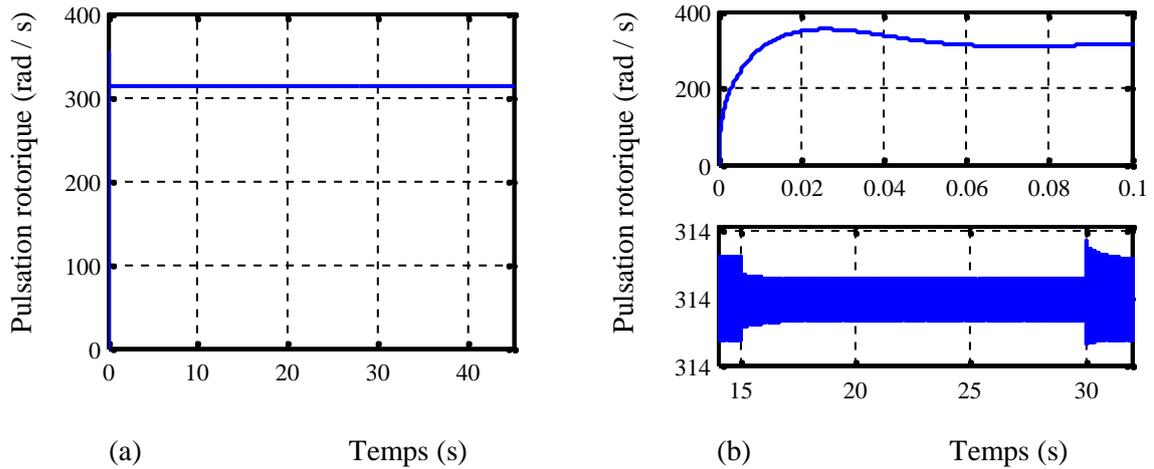


Figure IV.25. Vitesse rotorique d'alternateur. (a), Pulsation rotorique d'alternateur; (b), Zoom de la pulsation pendant le régime transitoire et pendant la variation de la charge.

Afin de conserver la stabilité de tension durant la variation de la charge, l'algorithme de l'OEP dimensionne les paramètres du correcteur PID dans la boucle AC du régulateur AVR, qui convergera après la trentième itération, comme le montre la Figure IV.26, offrant à l'entrée du redresseur la tension d'excitation nécessaire pour la stabilité de tension aux bornes de la charge. Par conséquent, la valeur du courant et de la tension d'excitation dans le bloc d'excitatrice du régulateur AVR a été ajustée à l'aide du redresseur à MLI, comme l'illustre la Figure IV.27 et IV.28. Dans ce contexte, les signaux de commande des interrupteurs du redresseur à MLI sont obtenus à partir de l'intersection entre les tensions de références et la porteuse. Suivant la stratégie VOC, le vecteur de courant du redresseur est orienté à la même direction avec le vecteur de tension, ce qui annule le courant quadrant du redresseur, comme présenté sur la Figure IV.29.

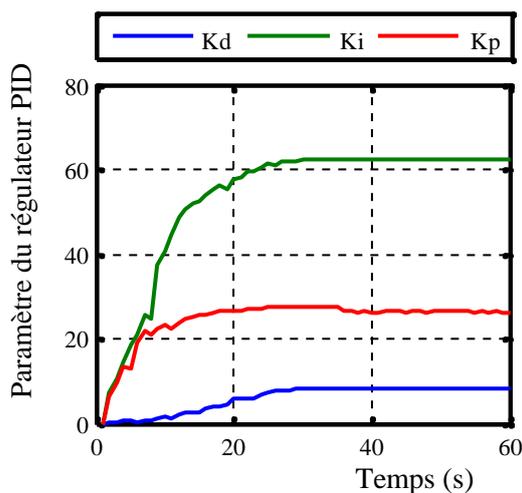


Figure IV.26. Dimensionnement des paramètres du régulateur PID

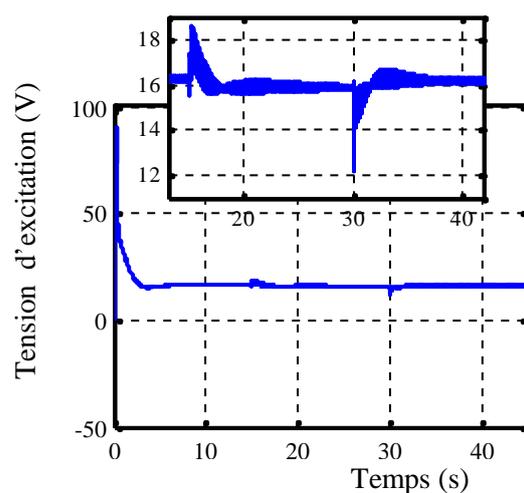


Figure IV.27. Tension d'excitation de la machine synchrone.

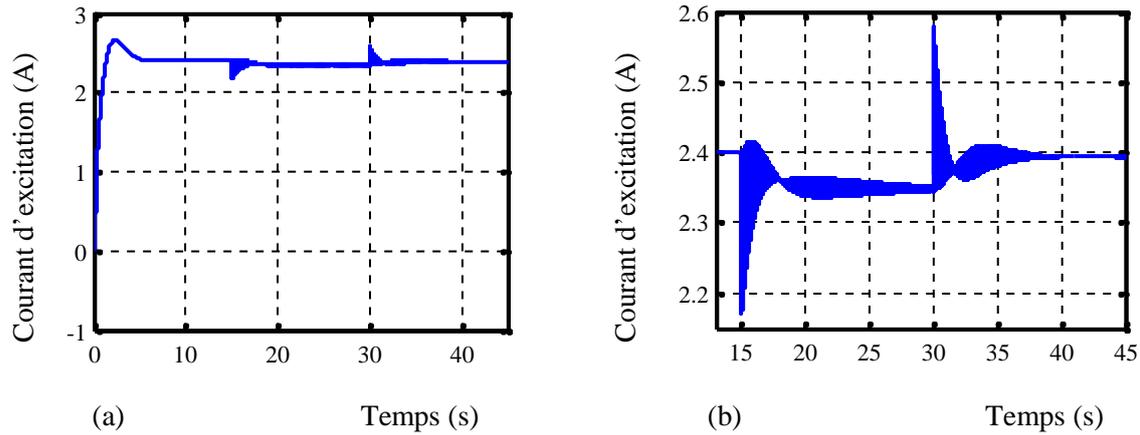


Figure IV.28. Courant d’excitation de la machine synchrone. (a), Courant de charge du redresseur (i_f) ; (b), Zoom du courant de charge du redresseur à MLI.

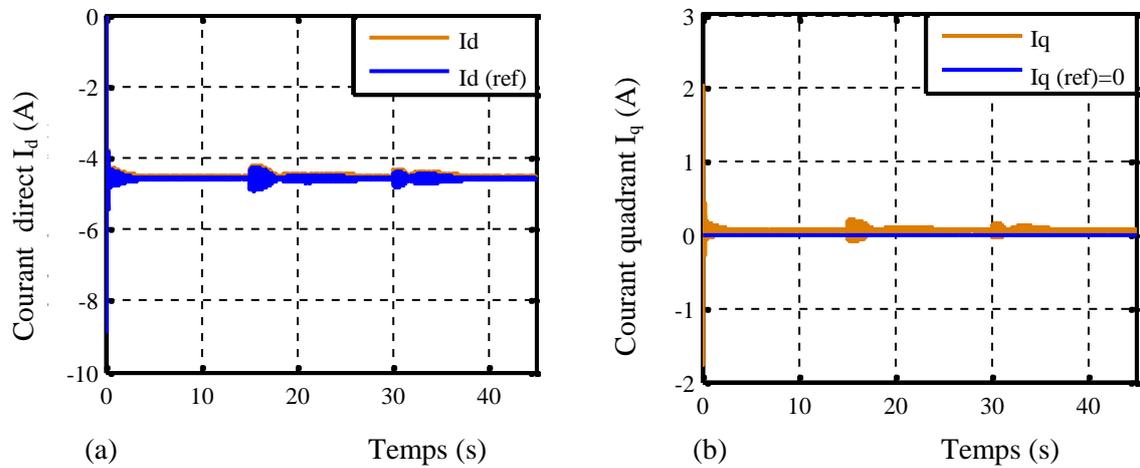


Figure IV.29. Courant du redresseur à MLI. (a), Courant direct i_d ; (b), Courant quadrant i_q .

IV.5 Conclusion

Le bon fonctionnement des équipements installés dans le système de puissance du réseau électrique embarqué consiste à maintenir la stabilité de fréquence et de tension dans les conditions de fonctionnement normal ou lorsque le réseau affecté par des perturbations quelconques. Ces perturbations provoquent des déséquilibres et l’instabilité du réseau électrique, apparent comme des petites ou grandes oscillations dans les signaux de la vitesse rotorique et de la tension alternative du réseau électrique. À cet égard, les systèmes de régulation ont été modélisés et implantés dans le modèle global du réseau électrique embarqué afin d’assurer les performances souhaitées du système de puissance. Dans ce contexte, le régulateur de vitesse et de tension (AVR) ont été utilisés pour maintenir la stabilité de fréquence et de tension aux bornes de la charge, respectivement.

Les systèmes de régulation de tension et de fréquence consistent à suivre des stratégies et des algorithmes pour dimensionner les paramètres des correcteurs implémentés dans les boucles

fermées des régulateurs. À cette fin, la méthode de placement de pôle a été utilisée pour définir les paramètres du correcteur PID, qui a été intégré dans les boucles de régulation de vitesse, des courants et de tension continue du redresseur. En effet, la stratégie de la commande (VOC) a été utilisée afin de contrôler les courants et la tension du redresseur à MLI, qui permettent d'obtenir un facteur de puissance unitaire dans le système en réglant le courant quadrant du redresseur à zéro. En revanche, la méthode de l'optimisation (OEP) a été utilisée pour dimensionner les paramètres du correcteur PID dans la boucle AC du régulateur AVR. Cette méthode consiste à trouver des solutions optimales dans l'essaim, en obtenant la convergence des paramètres du correcteur PID après un certain nombre d'itérations.

Selon les résultats obtenus, le régulateur de vitesse et de tension assure la stabilité dynamique du réseau électrique embarqué pour un défaut de petite perturbation (variation de la charge). À cet égard, la fréquence et la tension sont maintenues constantes selon les valeurs requises. Cependant, le régulateur AVR ne peut plus être réagi lorsque le réseau électrique affecté par une grande perturbation (défaut de creux et surtension).

Réalisation d'un redresseur MLI

V.1	Introduction	126
V.2	Composition	126
V.2.1	Structure matérielle (hardware).....	126
V.2.2	Structure software	127
V.3	Partie matérielle.....	131
V.3.1	Module d'isolation	131
V.3.2	Opto-coupleur 4N29 :.....	131
V.3.3	Driver IR2111 :	133
V.3.4	MOSFET'S.....	134
V.3.5	Filtre d'entrée.....	136
V.4	Réalisation d'un redresseur monophasé	136
V.5	Analyse des résultats expérimentaux :	137
V.6	Conclusion.....	139

V.1 Introduction

Après avoir étudié théoriquement le redresseur MLI en absorption sinusoïdale de courant et avec les simulations de MATLAB dans le chapitre précédent, dans ce chapitre, on va détailler maintenant les divers circuits électroniques tels que le circuit de puissance, les circuits d'alimentations et les circuits de commande. La conception matérielle du circuit de redresseur MLI monophasé double alternance qu'on va le réaliser pratiquement permettant de visualiser les formes des grandeurs de sortie en fonction des signaux de commande MLI. Ceux-ci permettent de commander la partie puissance (MOSFET pont redresseur) en continuant le passage par toutes les étapes de la réalisation de redresseur MLI de l'alimentation jusqu'à la sortie.

V.2 Composition

Ce travail est divisé essentiellement en deux parties : la première est la partie hardware qui comporte la carte de commande, le module d'isolation et l'étage de puissance, la deuxième est software contenant les programmes en langage C qui doivent se charger dans le microcontrôleur.

V.2.1 Structure matérielle (hardware)

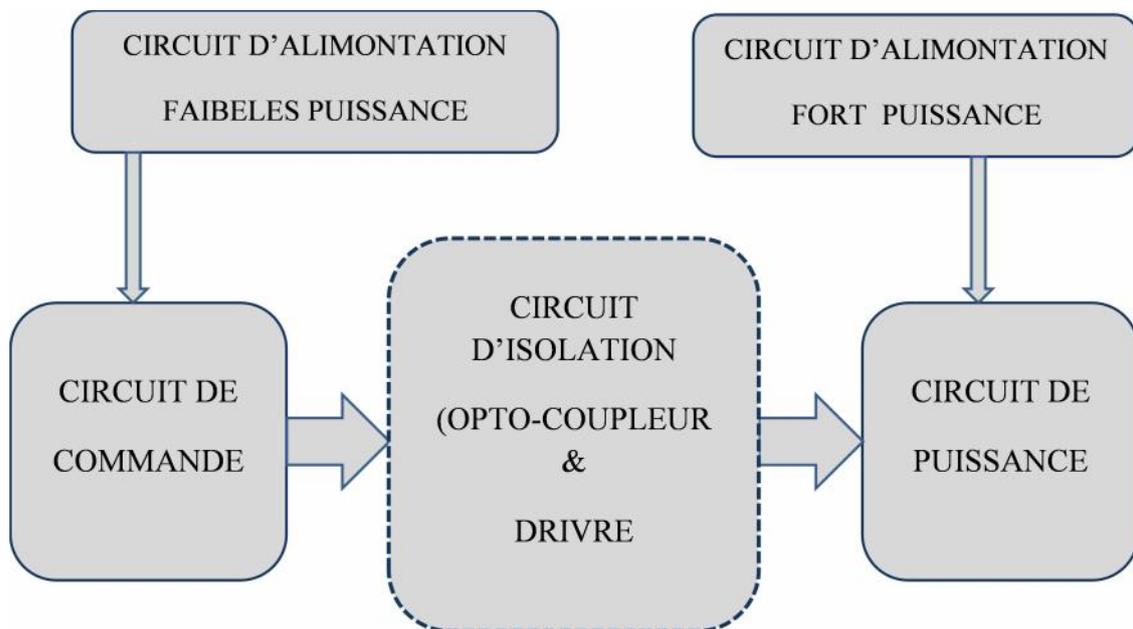


Figure V.1. Schéma électrique de trois blocks de redresseur MLI

V.2.2 Structure software

La carte de commande est constituée d'une carte Arduino UNO, alimentée par une alimentation de 5 Volts. Le microcontrôleur Arduino délivre les signaux PWM aux drivers Mosfet du redresseur La figure ci-dessous montre la carte Arduino UNO et le Brochage de l'ATMega328.

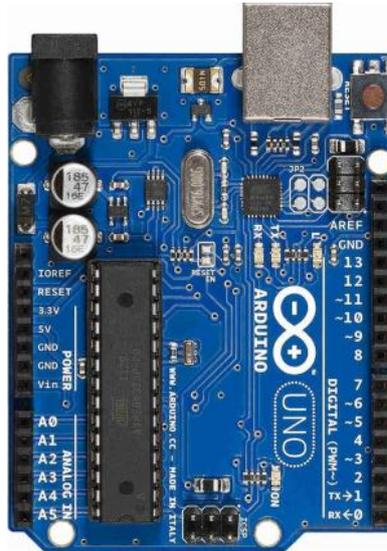


Figure V.2. Carte Arduino UNO.

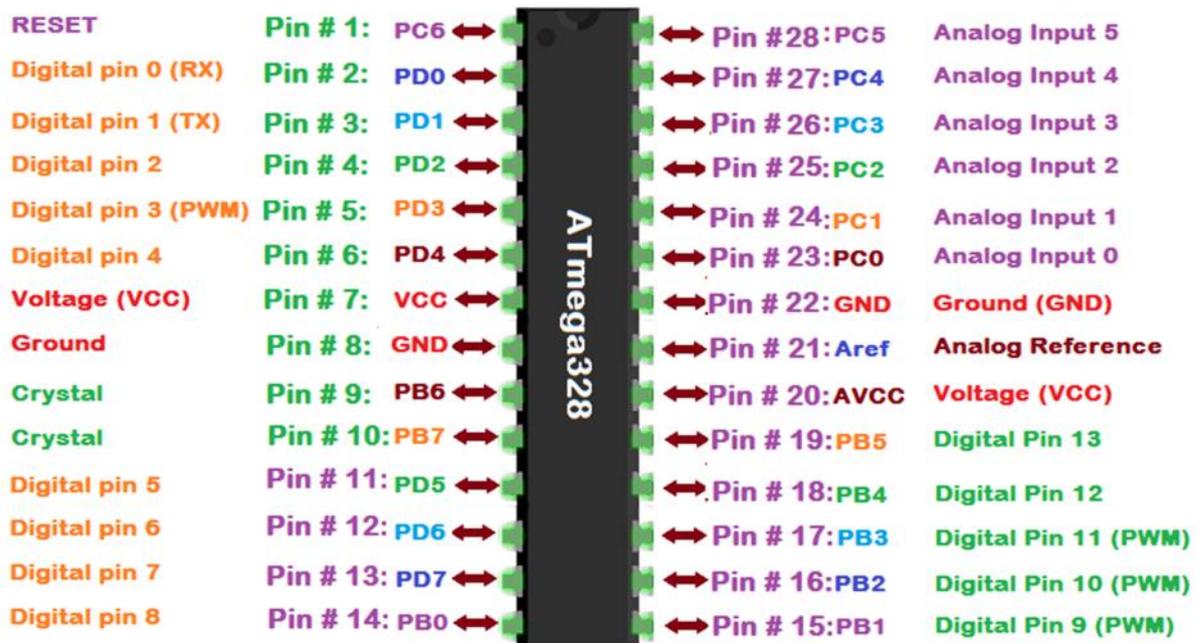


Figure V.3. Brochage de l'ATMega328.

➤ **Vue d'ensemble**

Le modèle UNO de la société ARDUINO est une carte électronique dont le cœur est un microcontrôleur ATMEL de référence ATmega328. Le microcontrôleur ATmega328 est un microcontrôleur 8bits avec une vitesse d'horloge de 16Mhz de la famille AVR dont la programmation peut être réalisée en langage C. L'intérêt principal des cartes ARDUINO (d'autres modèles existant) est leur facilité de mise en œuvre. ARDUINO fournit un environnement de développement s'appuyant sur des outils open source. Le chargement du programme dans la mémoire du microcontrôleur se fait de façon très simple par port USB. En outre, des bibliothèques de fonctions "clé en main" sont également fournies pour l'exploitation d'entrées/sorties courantes : gestion des E/S TOR, gestion des convertisseurs ADC, génération de signaux PWM, exploitation de bus TWI/I2C, exploitation de servomoteurs..

Nous avons choisi le microcontrôleur Arduino Uno grâce à ces avantages suivants :

- Pas cher : les cartes Arduino sont relativement peu coûteuses comparativement aux autres plates-formes.
- La moins chère assemblée à la main, et même les cartes Arduino pré €uros (microcontrôleur inclus).
- multiplateforme : le logiciel Arduino, écrit en Java, tourne sous les systèmes d'exploitation Windows, Macintosh et Linux. La plupart des systèmes à microcontrôleurs sont limités à Windows.
- un environnement de programmation clair et simple : l'environnement de programmation Arduino (le logiciel Arduino) est facile à utiliser pour les débutants, tout en étant assez flexible pour que les utilisateurs avancés puissent en tirer profit également.
- logiciel Open Source et extensible : le logiciel Arduino et le langage Arduino sont publiés sous licence open source, disponible pour être complété par des programmes expérimentés.
- matériel Open source et extensible : les cartes Arduino sont basées sur les microcontrôleurs Atmel ATMEGA8, ATMEGA168, ATMEGA 328, etc... Les schémas des modules sont publiés sous une licence Creative Commons, et les concepteurs de circuits expérimentés peuvent réaliser leur propre version des cartes Arduino, en les complétant et en les améliorant. Même les utilisateurs

relativement inexpérimentés peuvent fabriquer la version sur plaque d'essai de la carte Arduino, dans le but de comprendre comment elle fonctionne.

➤ **Les entrées et sorties de la carte Arduino**

Le microcontrôleur utilisé dans notre réalisation expérimentale contient deux broches principales :

- **Broche numérique** : Chacune des 14 broches numériques de la carte UNO (numérotées de 0 à 13) peut être utilisée soit comme une entrée numérique, soit comme une sortie numérique, en utilisant les instructions `pinMode()`, `digitalWrite()` et `digitalRead()` du langage Arduino. Ces broches fonctionnent en 5V. Chaque broche peut fournir ou recevoir un maximum de 40mA d'intensité et dispose d'une résistance interne "rappel au plus" (pull-up) (déconnectée par défaut) de 20-50 KOhms. Cette résistance interne s'active sur une broche en entrée à l'aide de l'instruction `digitalWrite(broche, HIGH)`.
- **Broche analogique** : La carte Uno dispose de 6 entrées analogiques (numérotées de 0 à 5), chacune pouvant fournir une mesure d'une résolution de 10 bits (c-à-d sur 1024 niveaux soit de 0 à 1023) à l'aide de la très utile fonction `analogRead()` du langage Arduino. Par défaut, ces broches mesurent entre le 0V (valeur 0) et le 5V (valeur 1023),

De plus, certaines broches ont des fonctions spécialisées :

- ✓ **Communication Série**: Port série (USART) Broches 0 (RX) et 1 (TX). Utilisées pour recevoir (RX) et transmettre (TX) les données série.
- ✓ **Interruptions Externes**: Broches 2 et 3. Ces broches peuvent être configurées pour déclencher une interruption sur une valeur basse, sur un front montant ou descendant, ou sur un changement de valeur. Voir l'instruction `attachInterrupt()` pour plus de détails Timers/Counters: Timer0 et Timer2 (comptage 8 bits), Timer1 (comptage 16bits), on peut les utiliser comme temporisateur ou compteur.
- ✓ PWM 8-bits à travers les broches 3, 5, 6, 9, 10, et 11.
- ✓ **SPI (Interface Série Périphérique)**: Broches 10 (SS), 11 (MOSI), 12 (MISO), 13 (SCK). Les broches SPI sont également connectées sur le connecteur ICSP qui est mécaniquement compatible avec les cartes Mega.
- ✓ **Communication I2C**: Broches 4 (SDA) et 5 (SCL). Supportent les communications de protocole I2C (ou interface TWI (TwoWire Interface - Interface "2 fils"),

disponible en utilisant la librairie Wire/I2C (ou TWI - Two-Wire interface - interface "2 fils").

➤ Programmation de la carte

Pour programmer la carte Aduino UNO, nous avons utilisé le logiciel Arduino C prévu à cet effet. C'est un logiciel libre et gratuit développé pour Windows, Mac et Linux. Ce logiciel présente une interface épurée et permet de développer facilement des programmes qui peuvent être transférés sur la carte en branchant celle-ci sur un port USB. Le langage utilisé par le logiciel est basé sur le C, auquel s'ajoutent des instructions spécifiques au langage Arduino. Le logiciel dispose d'une banque d'exemples très riche qui permet d'utiliser des morceaux de codes pré-écrit.

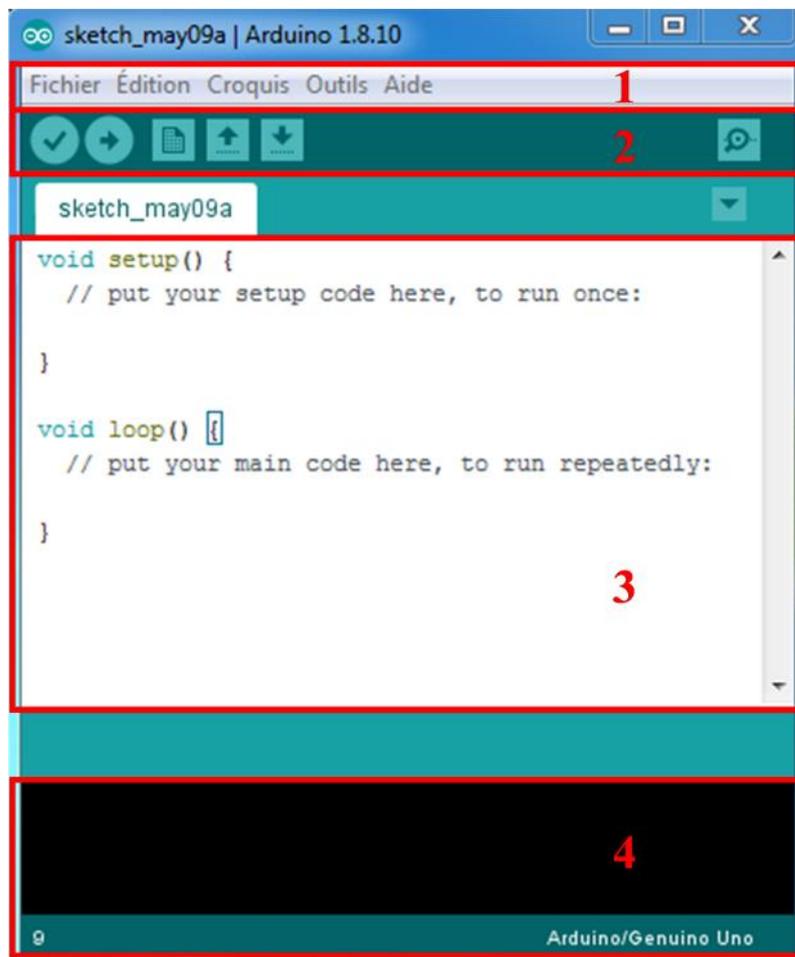


Figure V.4. : Présentation du logiciel de programmation pour le microcontrôleur Arduino

- Le cadre numéro 1 : ce sont les options de configuration du logiciel,

- Le cadre numéro 2 : il contient les boutons qui vont nous servir lorsque l'on va programmer la carte Arduino,
- Le cadre numéro 3 : ce bloc va contenir le programme que nous allons écrire,
- Le cadre numéro 4 : celui-ci est important, car il va nous aider à corriger les fautes dans notre programme.

V.3 Partie matérielle

V.3.1 Module d'isolation

L'importance du circuit d'isolation dans le domaine de l'électronique de puissance est très important pour éviter plusieurs problèmes qui sont rencontrés lors du fonctionnement en liaison directe avec le circuit de commande et le circuit de puissance, tels que le retour de masse et le bruit thermique provoqué par les dispositifs électriques afin d'éviter les boucles de masse et tous les problèmes de ce genre, d'autant plus que les tensions mises en jeux ne sont pas compatibles d'une part et d'autre part (sortie logique de commande alimentée en 5V vient raccorder à l'entrée logique d'un montage alimenté en 12V), le circuit de commande doit être électriquement isolé du circuit de puissance figure(III.8). Cette isolation peut être réalisée à l'aide des OPTO-coupleurs et des drivers.

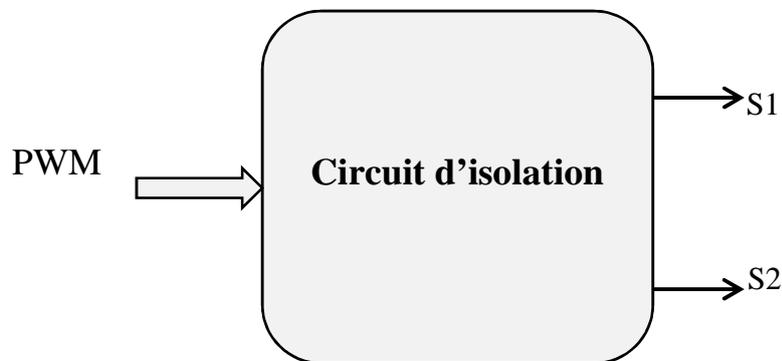


Figure V.5. Schéma présent le circuit d'isolation

V.3.2 Opto-coupleur 4N29 :

L'OPTO-coupleur est un composant qui permet le transfert d'informations entre deux parties électriquement isolées l'une à l'autre. La première partie est un émetteur et la seconde partie est un récepteur. On peut l'assimiler à un composant qui a une sortie (émetteur) et une entrée (récepteur). On parle d'émission parce qu'il s'agit d'une émission de lumière d'où le préfixe OPTO de OPTO-coupleur. L'émetteur produit donc de la lumière

(qui peut être visible ou invisible), et le récepteur qui est sensible à la lumière émise par l'émetteur (sensibilité maximale à la longueur d'onde utilisée pour la partie émission). L'OPTO-coupleur utilisé dans notre circuit est le 4N29 qui est de type phototransistor.

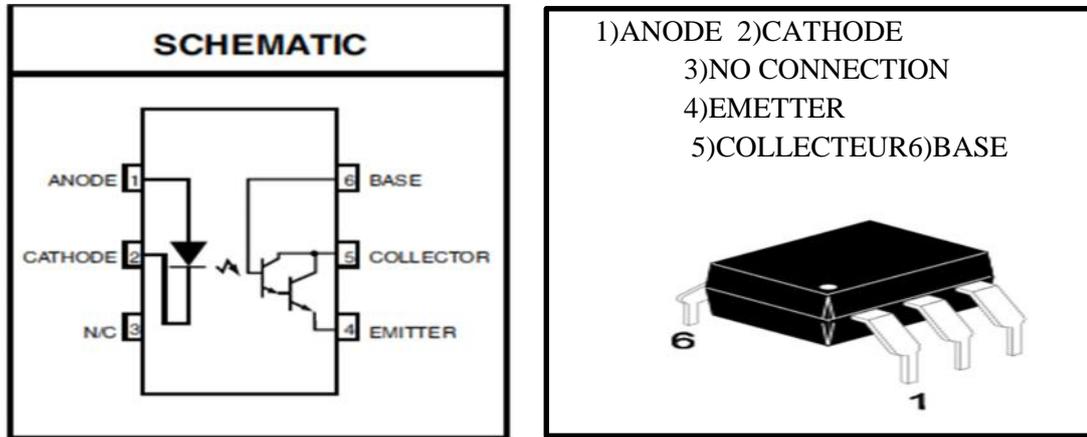


Fig.III.6. Schéma de l'OPTO-COUPLEUR 4N29

Les caractéristiques techniques de l'OPTO-coupleur 4N29 sont les suivantes :

- $V_f \text{ max} : 1,5\text{V}-10\text{mA}$
- $V_{CE0} \text{ min (base ouverte) } : 30 \text{ V.}$
- $V_{CE} \text{ (SAT) max} : 1\text{V}-2\text{mA.}$
- Taux de transfert : 2500 V.
- Commutation t_{on} ou fréquence : 200kHz

Chaque OPTO-coupleur doit être relié à une résistance R de 10 Ω entre la cathode et la masse et une résistance R_e de 5k Ω entre la base et le 12V [10]. La sortie est relevée entre la base et le 12V pour attaquer l'entrer du driver IR2111.

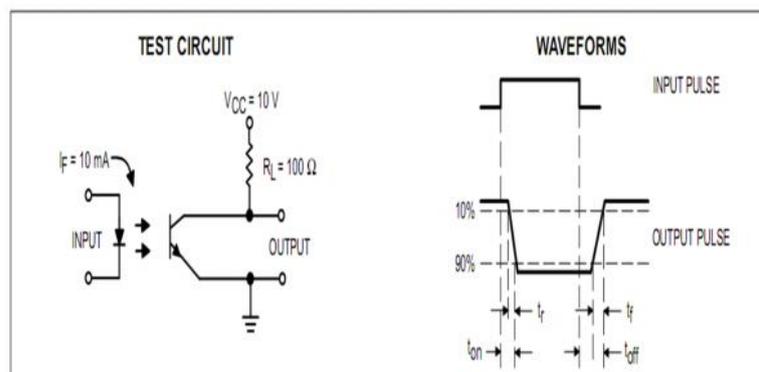


Figure V.7. Commutateur test de temps de circuit et formes d'onde

V.3.3 Driver IR2111 :

C'est un circuit intégré qui permet le pilotage en haute fréquence de deux MOSFET'S ou de deux IGBT'S, sous des tensions pouvant atteindre jusqu'à 600V.

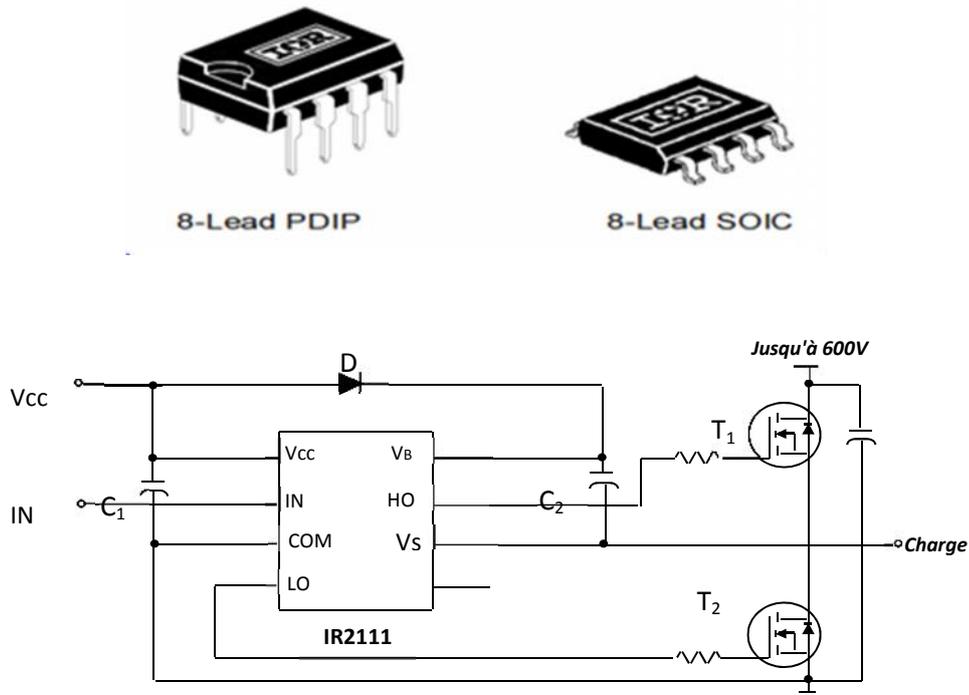


Figure V.8. Schéma de commande de deux MOSFET par le driver IR2111

Dans ce montage, les condensateurs C_1 , C_2 assurent le filtrage pour les alimentations V_{CC} et V_B . La tension V_{CC} doit être comprise entre 10V et 20V. L'alimentation V_B est obtenue à partir de V_{CC} , par la charge de C_2 à travers la diode D et le récepteur lorsque T_2 est le driver IR2111 possède un temps mort (Dead time) entre ces deux sorties logique (HO et LO) afin d'éviter un court-circuit de la tension d'alimentation à travers les deux MOSFET, donc ces derniers ne seront jamais dans le même état, soit fermés ou ouverts.

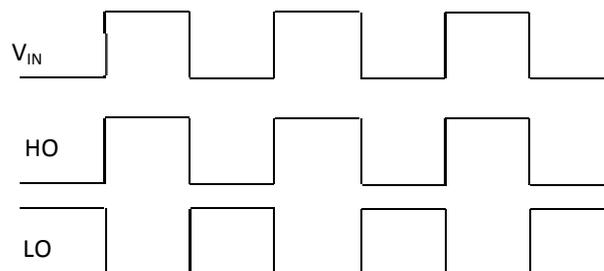


Figure V.9. Diagramme de synchronisation d'entrée/sortie

Le Tableau (V.1) représentation des conditions d'utilisation d'IR2111.

Symboles	Définition des paramètres	Valeurs		Unités
		Min	Max	
V_B	Tension d'alimentation flottante latérale élevée	-0.3	625	V
V_S	Tension flottante d'approvisionnement de côté élevé	$V_B - 25$	$V_B + 0.3$	V
V_{HO}	Tensions de sortie de la voie «haute»	$V_S - 0.3$	$V_B + 0.3$	V
V_{CC}	Tension d'alimentation logique	0.3	25	V
V_{LO}	Tensions de sortie de la voie «basse»	-0.3	$V_{CC} + 0.3$	V
V_{IN}	Tensions d'entrée logique	-0.3	$V_{CC} + 0.3$	V

Les caractéristiques techniques du driver IR2111 sont les suivantes [13] :

- Tension d'alimentation ($V_{offset} = 600$ V max.)
- Courants de sortie : $I_{o+} = 200$ mA (côté haut), $I_{o-} = 420$ mA (côté bas)
- Tension de sortie de commande-grille (V_{out}) 10-20 V.
- $t_{on} = 750$ ns
- $t_{off} \approx 150$ ns
- Temps de garde (temps mort) = 650 ns

V.3.4 MOSFET'S

Les **MOSFET'S** sont des structures à quatre couches. Interrupteur unidirectionnel en courant généralement asymétrique en tension. La structure de MOSFET'S permet à résoudre le problème de la forte valeur de la résistance $R_{DS(on)}$ des MOSFET'S haute tension (≥ 400 V). Les faibles chutes de tension à l'état passant obtenus avec la structure MOSFET'S autorise un fonctionnement à densité de courant plus élevée que celles des transistors bipolaires au Darlington (60 A/cm² à 1000 V).

On réalise maintenant des MOSFET'S pour contrôler des gros moteurs (traction électrique *ex* : 3KV/1,2 KA).

L'IRF740 est un interrupteur unidirectionnel en tension et bidirectionnel en courant. Pour faire passer le **MOSFET'S** à l'état conducteur il suffit d'appliquer à la grille une tension positive, plus le canal est large et plus le courant est important lorsque aucune tension n'est appliquée sur la grille, le composant est à l'état bloqué.

TYPE	V_{DSS}	$R_{DS(on)}$	I_D
IRF740	400 V	< 0.55 Ω	10 A

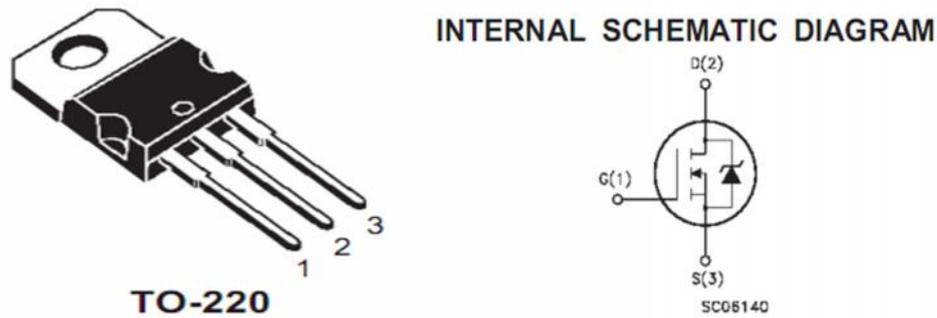


Figure V.10. Schéma du MOSFET'S (IRF740)

Un interrupteur est considéré comme parfait si :

- il est possible de commander ou de contrôler son ouverture et sa fermeture.
- la durée de la commutation est très courte devant la période de fonctionnement du convertisseur.
- il ne provoque pas de perturbation dans un montage, à cause de ses caractéristiques propres.
- il ne consomme aucune puissance.

Les caractéristiques de IRF740 sont:

- $V_{CES} = 400V$ (collector-to-Emitter Voltage)
- $V_{CE(on)typ} = 1V$
- $V_{GE} = 20 V$
- $I_C = 10 A$ (courant supported)
- $R_{\theta JC} = 1.0 \text{ } ^\circ C/W$ (junction –to –Case –IGBT)
- $T_C = 25^\circ C$ (maximum power dissipation 160 w)
- $R_{DS(on)} = 0.48 \text{ } \Omega$
- Boîtier TO-220

Donc, à partir de ces caractéristiques, on peut considérer les IRF740 comme des interrupteurs assurément[10].

Les Application de IRF740 sont :

- Haute commutation courant load .
- Haute fréquence d'application ($\geq 200\text{KHz}$).
- $< 500\text{ W}$ power de sortie .
- Low voltage d'application ($< 250\text{ V}$).

V.3.5 Filtre d'entrée

Généralement, on utilise les filtres pour éliminer les harmoniques des signaux, dans notre travail, on utilise le filtre d'entrée pour filtrer le signal de courant alternative qui entrée au redresseur.

V.4 Réalisation d'un redresseur monophasé

Dans le schéma suivant on va présenter les parties du redresseur réalisé :

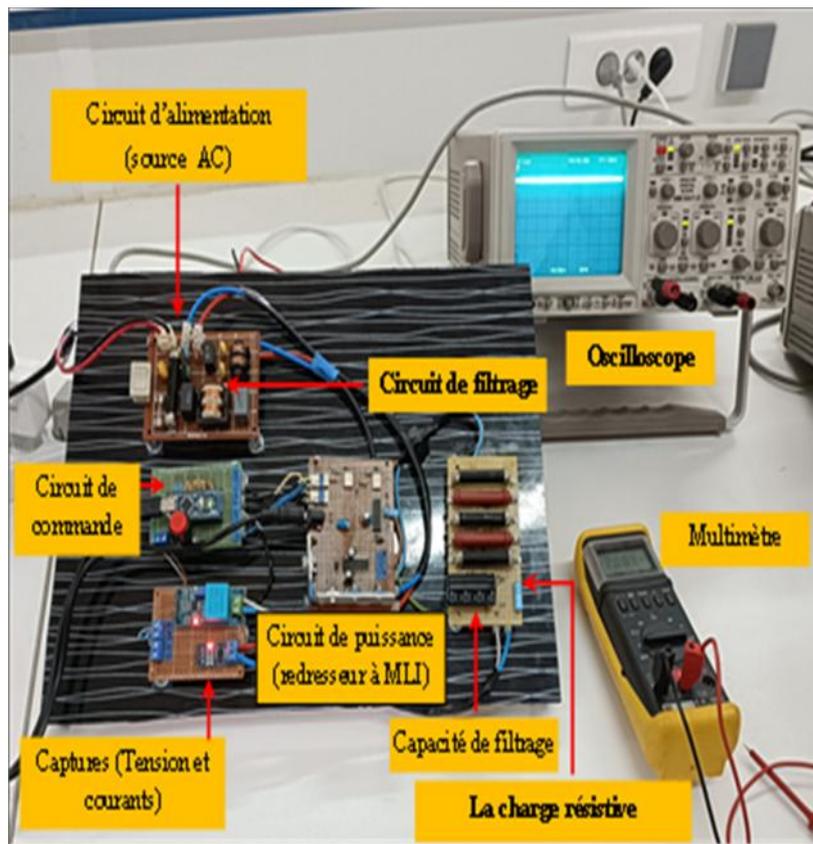


Figure V.11 : Configuration expérimentale du redresseur à ML.

V.5 Analyse des résultats expérimentaux :

Alors, après la réalisation de montage du redresseur à commande MLI complet en boucle ouverte on constate que :

- Au début de la réalisation de la partie commande, on a fait le conditionnement de signal V_r du réseau de [0 à 5V] avant l'appliqué au Arduino Uno, ensuite les signaux PWM qui sortent du microcontrôleur, passent par le circuit d'isolation qui permet de donner quatre signaux PWM, ces derniers vont attaquer le pont redresseur.
- Le pont redresseur a besoin de deux sortes de tensions: la tension d'alimentation AC (220 V dans notre cas) et les quatre signaux PWM pour commander l'ouverture/fermeture des MOSFETS qui doivent décaler par le circuit driver afin d'éviter le problème de chevauchement des signaux de commande PWM.
- Les résultats obtenus dans le 1^{er} test donnent la forme de tension de sortie qui est continue avec un peu d'élévation dans sa forme, mais les formes des courants /tension d'entrée sont déformées et ne sont pas sinusoïdales puisqu'il n'y a pas d'appel de courant à l'entrée de redresseur. Par contre, dans le 2^{eme} test, nous remarquons l'influence inverse, c'est pour cela, on passe à la boucle fermé BF pour corriger le problème de la déformation de courant/tension d'entrée et puis la confirmation des résultats.

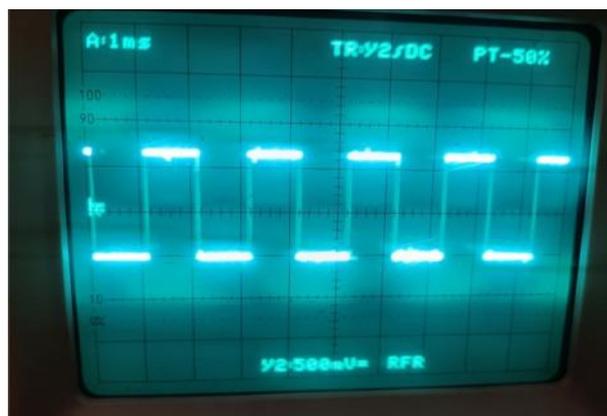


Figure V.12 : Signal d'optocoupleur

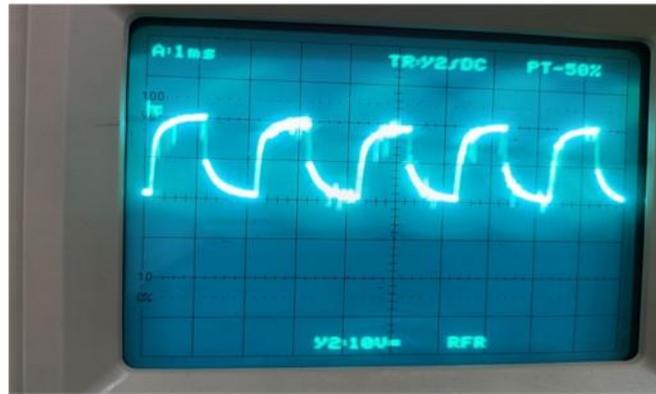


Figure V.13 : Signal de sortie de driver IR212

En boucle fermé

Dans la deuxième partie de réalisation, on effectue le programme de la boucle fermée qui permet de faire la boucle de régulation de tension, et ainsi ajuster les formes de courant/tension d'entrée. Mais, malheureusement à cause de quelques facteurs (manque du matériel, l'insuffisance du temps ...), la réalisation de la boucle fermée n'est pas complétée.

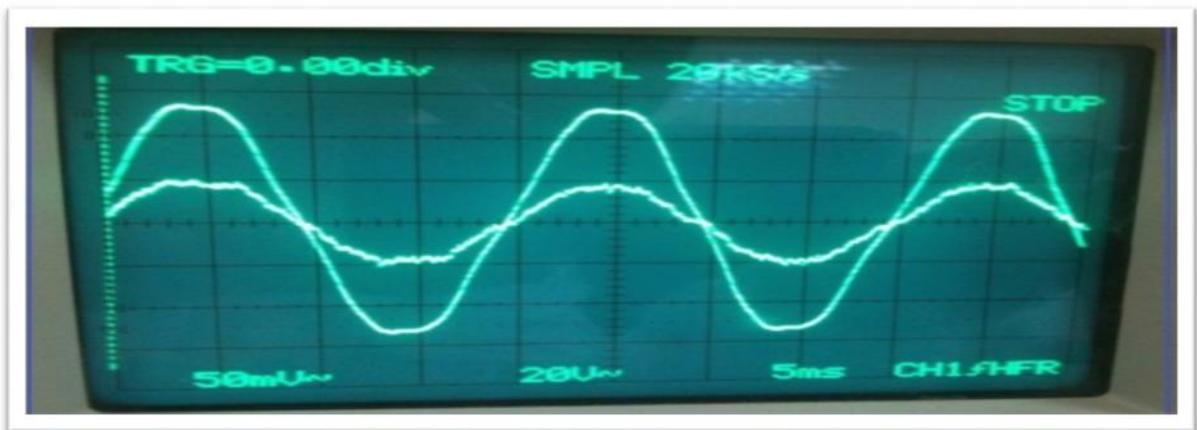


Figure V.14 : Signaux de tension et de courant de source



Figure V.15 : Signaux de tension et de courant de charge

V.6 Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté la conception et la réalisation des modules suivants:

- Un module de commande à base du microcontrôleur PIC 16F876A, qui sert à générer les signaux de commande MLI du redresseur monophasé en pont en boucle ouverte.
- Un module d'isolation à base de l'OPTO-coupleur 4N29 et le driver IR2111.
- Un module de puissance à base des MOSFET'S (IRF740).

Conclusion générale

Les travaux présentés dans cet mémoire de fin d'étude s'inscrivent dans le cadre de gestion et de contrôle des systèmes électriques mono-machines. Ce thème de recherche s'intéresse particulièrement aux systèmes de régulation de la tension et de la fréquence en vue d'améliorer les performances dynamiques d'un réseau électrique embarqué à base d'alternateurs synchrones à rotor bobiné. Plus précisément, notre contribution dans le domaine de la gestion et du contrôle des systèmes électriques consiste à construire un réseau électrique embarqué plus fiable et plus performant, tout en proposant des solutions logicielles et matérielles. La solution logicielle consiste à développer un système de régulation contenant un régulateur de vitesse et un régulateur de tension de type AVR associé à un redresseur à MLI, alors que la solution matérielle consiste à réaliser un redresseur à MLI.

Les travaux présentés dans ce manuscrit sont répartis en cinq chapitres. Le premier chapitre introduit un état de l'art sur les réseaux électriques embarqués. Cet état de l'art comporte la définition et la conception des réseaux électriques embarqués, les différentes conditions de couplage des alternateurs en parallèle et les dispositifs de supervision du réseau électrique embarqué.

Le deuxième et le troisième chapitre présentent la méthodologie de la modélisation des réseaux électriques embarqués en vue de la simulation et de la commande. Dans le deuxième chapitre, nous avons présenté un modèle de simulation du réseau électrique embarqué pour les deux cas; mono-alternateur et double-alternateur. Dans le troisième chapitre, nous avons modélisé le régulateur AVR et le redresseur à MLI. De plus, nous avons définis les fonctions de transfert des systèmes électriques et mécaniques du réseau électrique embarqué, en appliquant la méthode des perturbations singulières sur le modèle global.

Le quatrième chapitre présente la commande du réseau électrique embarqué. Dans ce chapitre, nous avons appliqué la méthode de placement des pôles et l'algorithme d'optimisation OEP pour synthétiser les paramètres des correcteurs PID dans les boucles de régulation.

Le dernier chapitre se concentre sur la description détaillée des différents circuits électroniques utilisés dans le redresseur MLI en absorption sinusoïdale de courant, y compris le circuit de puissance, les circuits d'alimentation et les circuits de commande. Nous allons également réaliser la conception matérielle d'un circuit de redresseur MLI monophasé double alternance afin de visualiser les formes des grandeurs de sortie en fonction des signaux de commande MLI. Ces signaux permettent de

commander la partie puissance (MOSFET pont redresseur) en passant par toutes les étapes de la réalisation du redresseur MLI, de l'alimentation jusqu'à la sortie.

Les travaux présentés dans ce mémoire ont montré que l'objectif principal est atteint, à savoir, un fonctionnement performant et robuste d'un réseau électrique embarqué, notamment, en présence de changement de la charge.

Bibliographie

- [Abd-06] L. Abdeljalil, « Modélisation Dynamique et Commande des Alternateurs Couplés dans un réseau électrique embarqué », (Doctoral dissertation), 2006.
- [Acc-19] A. Accetta, M. Pucci, «Energy management system in DC micro-grids of smart ships: Main gen-set fuel consumption minimization and fault compensation », IEEE Transactions on Industry Applications, 55, (3), pp. 3097-3113, 2019.
- [Adk-75] B. Adkins R. G. Harley , « The general theory of alternating current machines”, Application to practical problems”, Editor. Chapman and Hall, London, 1975
- [Ais-18] T. Aissat, Z. Metsaha, « L’impact de la ligne ferroviaire électrifiée Alger/Tizi-Ouzou sur le développement économique régional » (Doctoral dissertation, Université Mouloud Mammeri), 2018.
- [Alk-08] H. Alkhatib, « Etude de la stabilité aux petites perturbations dans les grands réseaux électriques: optimisation de la régulation par une méthode métaheuristique», (Doctoral dissertation), 2008.
- [Ame-10] N. Amelon, « Contribution à la modélisation dynamique des alternateurs en vue de la simulation des réseaux embarqués ou îlotés », (Doctoral dissertation, Nantes).
- [Ami-14] U. Amin, G. Ahmad, S., Zahoor, F. Durrani, « Implementation of parallel synchronization method of generators for power & cost saving in University of Gujrat», Energy and Power Engineering, 6(10), 317, 2014.
- [And-11] A. De. Andrade, B. Sareni, X. Roboam, M. Couderc, R. Ruelland, « Conception intégrée par optimisation multicritère d’un système d’actionnement électrique pour l’aéronautique », Electroniques du futur, Belfort, 2011.
- [And-12] A. De.Andrade, A. Lesage, B. Sareni, T. Meynard, X. Roboam, R. Ruelland, M. Couderc, «Integrated optimal design for power systems of more electrical aircraft», Conférence More Electric Aircraft, Bordeaux, 2012.
- [Ang-17] J. H. Ang, C. Goh, A. A. F. Saldivar, Y., Li, « Energy-efficient through-life smart design, manufacturing and operation of ships in an industry 4.0 environment», Energies, 10(5), 610, 2017.
- [Ayo-20] W. Ayoub, A. E. Samhat, M. Mroue, H. Joumaa, F. Nouvel, J. C. «Prévolet Technology Selection For IoT-Based Smart Transportation Systems», In Vehicular Ad-hoc Networks for Smart Cities (pp. 19-29). Springer, Singapore. 2020.
- [Bar-05] F. Barruel , « Analyse et conception des systèmes électriques embarqués. Application aux réseaux de bord d’avion », (Doctoral dissertation), 2005

- [Bau-09] B. Baumann, « Architecture et gestion d'un réseau continu maillé haute-tension pour l'aéronautique », (Doctoral dissertation, Institut National Polytechnique de Toulouse-INPT). 2009
- [Beh-19] F. Behrendt, «Cycling the smart and sustainable city: analyzing EC policy documents on internet of things, mobility and transport, and smart cities», *Sustainability*, 11(3), 763, 2019.
- [Bel-06 (a)] L. A. Belhaj, M. Ait-Ahmed, M. F. Benkhoris, « Temporal simulation of multi-sources system in embarked electrical network», *IEEE International Symposium on Industrial Electronics (IS E)*, Montréal, ISBN 1-4244- 0497-5, 2006.
- [Bel-06 (b)] Abdeljalil, L. (2006). *Modélisation Dynamique et Commande des Alternateurs Couplés dans un réseau électrique embarqué* (Doctoral dissertation).
- [Bel-14] L. A. Belhaj, M. Ait-Ahmed, M. F. Benkhoris, « Embarked electrical network robust control based on singular perturbation model», *ISA transactions*, 53(4), 1143-1151, 2014.
- [Ber-18] M. K. Berrah, « Les immatriculations des vehicules automobiles », *Parc national automobile*, 2018.
- [Bés-06] Y. Bésanger, «Vers l'amelioration de la securite des reseaux electriques de puissance», *HDR*, Institut National Polytechnique de Grenoble-INPG, 2006
- [Bis-19] P. A. Bisson, «CHEVROLET HAUSSE LA BARRE : LA BOLT EV 2020 OFFRIRA UNE IMPRESSIONNANTE AUTONOMIE DE 417 KM», *Chevrolet news*, 2019.
- [Bou-18] Y. Bousse, M.V. Corazza, D.S. Arriaga, G. Sessing, «Electrification of Public Transport in Europe: Vision and Practice from the ELIPTIC project », *IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering and IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe*, pp. 1-6, 2018.
- [Bov-18] A. Boveri, F. Silvestro, M. Molinas, E. Skjong, « Optimal sizing of energy storage systems for shipboard applications», *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 34(2): 801-811, 2018.
- [Car-18] J. Carlton, « Marine propellers and propulsion. Butterworth-Heinemann», 2018.
- [Che-18] J. Chen, C. Wang, « Investigation on the selection of electric power system architecture for future more electric aircraft», *IEEE Trans Transp Electr* 4(2):563–576, 2018.
- [Che-19] L. Chen, J. Wang, C. Xu, «The Application of Solar Photovoltaic Power Generation System in Ships», *Journal of Coastal Research*, 94(SI), 525-529, 2019.
- [Cho-04] E.Y. Choueiri, E. Y, « A critical history of electric propulsion: The first 50 years (1906-1956) », *Journal of Propulsion and Power*, 20(2): 193-203, 2004.
- [Cim-05] G. O. Cimuca, «Flywheel energy storage system associated to the wind generators», (Doctoral dissertation), 2005.
- [Col-13] B. Collin, « L'énergie électrique embarquée», *Technologie maritime*, 2013

- [Cra-03] M. Crape, «Commande et régulation des réseaux électriques», Hermès Science Publications, 2003.
- [Cus-02] T. V. Custem, « Systèmes électriques de Puissance I », Cours ELEC 029, Département d'Electricité, Electronique et Informatique : Institut Montefiore, Université de Liège, 2002.
- [Cuz-17] R.M. Cuzner, V. Singh, « Future shipboard MVdc system protection requirements and solid-state protective device topological tradeoffs », IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 5(1): 244-259, 2017.
- [Dah-10] W. M. Dahalan, H. Mokhlis, «Techniques of network reconfiguration for service restoration in shipboard power system: A review», Australian Journal of Basic and Applied Sciences, 4(11), 5556-5563, 2010.
- [Del-01] J. De Leon-Morales, K. Busawon, G. Acosta-Villarreal, S. Acha-Dazaa, , « Nonlinear control for small synchronous generator », Electrical Power & Energy systems 23, p. 1-11, 2001.
- [Del-02] P. De Larminat, « Commande des systèmes linéaires», Editor Hermes, Lavoisier, 2002.
- [Dem-15] K. Desmond, « Gustave Trouve: French Electrical Genius (1839-1902) », McFarland, 2015.
- [Dem-17] K. Desmond, «Electric Boats and Ships: A History »,McFarland, 2017.
- [Dem-75] F. P. De Mello , « Power System Dynamics-Overview”, Symposium on adequacy and philosophy of modelling», Dynamic system performance IEEE paper CHO 970-4 PWR, 1975.
- [Dur-14] A. Durand, N., Lavigne-Lefebvre, J.F. Rougès, M. Carrier, C. Gagné, J. Mercier, B. Montreuil, L'électrification des transports: une perspective québécoise. Université Laval, Rapport du groupe de travail, 2014.
- [Ehs-12] M. Ehsani, M. Falahi, S. Lotfifard, « Vehicle to Grid Services: Potential and Applications » , Energies, vol. 5, no 10, pp. 4076-4090.2012.
- [Ehs-18] M. Ehsani, Y. Gao, S. Longo, K. Ebrahimi, « Modern electric, hybrid electric, and fuel cell vehicles», CRC press, 2018.
- [Esc-99] P. Escané J.M., Escané, « Réseaux électriques linéaires à constantes réparties”, Techniques de l'ingénieur, traité génie électrique», Convertisseurs et machines électriques, D1100, vol. D1, Février 1999.
- [Fel-09] E. Félice, P. Révilla, « Qualité des réseaux électriques et efficacité énergétique», Dunod. 2009.
- [Fou-17] A. Fouquier, Y. Thomas, « Histoire de la voiture électrique et de ses constituants », ISTE Group, 2017.
- [Gee (a)-17] R. D. Geertsma, R. R. Negenborn, K. Visser, J.J. Hopman, « Design and control of hybrid power and propulsion systems for smart ships: A review of developments», Applied Energy, 194, 30-54, 2017.
- [Gee-17] R. D. Geertsma, R. R. Negenborn, K. Visser, J. J. Hopman, « Design and

- control of hybrid power and propulsion systems for smart ships: A review of developments», *Applied Energy*, 194, 30-54, (2017).
- [Gir-14] X. Giraud, « Méthodes et outils pour la conception optimale des réseaux de distribution d'électricité dans les aéronefs », (Doctoral dissertation, Toulouse, INSA), 2014.
- [Gna-18] R. Gnanamalar, S. Sheeba, V. Gomathy, R. Geethamani, R. Khan, « Embedded Design in Synchronization of Alternator Automation», *International Journal of Engineering and Technology*, 2018, 7(2.24): 460-463.
- [Han-08] S. Liscouët-Hanke, « A model-based methodology for integrated preliminary sizing and analysis of aircraft power system architectures », Thèse de doctorat, INSA Toulouse, 2008.
- [Han-15] J. F. Hansen, and F. Wendt, «History and state of the art in commercial electric ship propulsion, integrated power systems, and future trend», *Proceedings of the IEEE*, 103(12), 2229-2242, 2015.
- [Hen-09] M. Hennebel, «Valorisation des services système sur un réseau de transport d'électricité en environnement concurrentiel», Thèse de Doctorat, Université Paris Sud-Paris XI, 2009
- [Hoc-46] I. O. Hockmeyer, « The generation and regulation of electric power in aircraft: A survey of design features of generators and their control», *J. Inst. Elect. Eng. II, Power Eng.*, vol. 93, no. 31, pp. 2–14, 1946.
- [Hos-16] M.R. Hossain, H. L. Ginn, «Real-time distributed coordination of power electronic converters in a DC shipboard distribution system», *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 32(2): 770-778, 2017.
- [IEEE-04] IEEE/CIGRE Joint Task Force on Stability Terms and Definitions, « Definition and Classification of Power System Stability », *IEEE Trans. On Power Systems*, vol. 19, n°. 2, pp. 1387-1401, May 2004.
- [IEEE-05] IEEE Power Engineering Society, « Ieee recommended practice for excitation system models for power system stability », *Energy Development and Power Generating Committee of the Power Engineering Society*, P. 1-95, 2005.
- [IEEE-73] IEEE committee report, « Dynamic models for steam and hydro turbines in power system studies», *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, Vol. PAS-92, No. 6, p. 1904-1915, 1973
- [Irm-11] E. Irmak, I. Colak, O. Kaplan, N. Guler, « Design and application of a novel zero-crossing detector circuit », *Proceedings of the 3rd International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives*, pp.1–4, 11–13,2011.
- [Jaa-14] I. Jaafar, B.V. Wenger, « New PLL based signal conditioning circuitry for capacitive sensors», In 2014 IEEE Workshop on Advanced Research and Technology in Industry Applications (WARTIA), IEEE, 2014(pp. 7-12).
- [Jav-19] U. Javaid, F.D. Freijedo, W. van der Merwe, D. Dujic «Stability Analysis of Multi-Port MVDC Distribution Networks for All-Electric Ships», *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 8(2), 1164-1177, 2019.

- [Jay-17] S. G. Jayasinghe, L., Meegahapola, N., Fernando, Z., Jin, J.M. Guerrero , «Review of ship microgrids: System architectures, storage technologies and power quality aspects», *inventions*, 2(1), 4, 2017.
- [Jot-17] S. Jothibasu, S.Santoso, « New electric shipboard topologies for high resiliency. *IEEE Transactions on Power Systems*, 33(3): 2975-2983, 2017.
- [Kum-19] D. Kumar, F. Zare, « A Comprehensive Review of Maritime Microgrids: System Architectures, Energy Efficiency, Power Quality and Regulations», *IEEE Access*, 2019.
- [Kum-19] D. Kumar, F. Zare, « A Comprehensive Review of Maritime Microgrids: System Architectures, Energy Efficiency, Power Quality and Regulations», *IEEE Access*, 2019.
- [Kun-89] P. Kundur M. Klein G. J. Rogers, M.S. Zywno, « Application of Power System Stabilizers for Enhancement of Overall System Stability », *IEEE Transaction on Power System*, vol. 4, n°. 2, pp. 614-626. May, 1989.
- [Kun-93] P. Kundur, « Power system stability and control», *Electric Power Research Institute, Power System Engineering Series*, McGraw-Hill, Inc, 1993
- [Lag-00] P. Lagonotte M., Pouloujadoff A., Calvaer, « Introduction to an improved modelling of electric lines propagation », *IEEE Power Engineering Review*, December, p. 49-51. 2000.
- [Lan-05] O. Langlois, E. Foch, X. Roboam, H., Piquet, « De l'avion plus électrique à l'avion tout électrique: état de l'art et prospective sur les réseaux de bord ». *J3eA*, 4, 001, 2005
- [Lan-06] O. Langlois, « Conception d'un réseau de secours électrique pour l'aéronautique», *Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse*, 2006.
- [Lea-17] K. Leary, «China Has Launched the World's First All-Electric Cargo Ship», *Futurism*, 2017. [Online]. Available: <https://futurism.com/chinalaunched-worlds-first-all-electric-cargo-ship/>.
- [Lec-19] D. Leclercq, «Émissions de CO2 : Toyota qui rit, Mercedes qui pleure », *Environnement*, 2019.
- [Leq-15] B. Lequesne, «Automotive electrification: the nonhybrid story», *IEEE Trans Transp Electr* 1(1):40–53, 2015.
- [Lis-10] J. Liscouet, « Conception préliminaire des actionneurs électromécaniques-Approche hybride, directe/inverse» , *Thèse de doctorat, INSA Toulouse*, 2010.
- [Lo-09] C.H. Lo, E. H. Fung, Y. K. Wong, « Intelligent automatic fault detection for actuator failures in aircraft»,*IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 5(1), 50-55, 2009 ».
- [Mad-18] V. Madonna, P. Giangrande, M. «Galea, Electrical power generation in aircraft: Review, challenges, and opportunities». *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 4(3), 646-659, 2018.

- [Mat-20] R. Mathieu, «Modélisation de l'influence de la rapidité de recharge totale ou partielle sur les performances électro-thermiques et la durée de vie des batteries pour applications automobiles» Doctoral dissertation, Bordeaux), 2020.
- [May-12] D. Mayfield, O. Clean Fuels, «Siting Electric Vehicle Charging Stations », Sustainable Transportation Strategies Report, 2012.
- [McC-02] T. J. McCoy, «Trends in ship electric propulsion», In IEEE Power Engineering Society Summer Meeting, Vol. 1, pp. 343-346), 2002.
- [McC-14] D. Mccollum, V. Krey, P. Kolp, «Transport electrification: A key element for energy system transformation and climate stabilization», Climatic change, 123:651-664, 2014.
- [Moi-11] I. Moir, A. Seabridge, «Electrical systems », in Aircraft Systems: Mechanical, Electrical, and Avionics Subsystems Integration, vol. 52. New York, NY, USA: Wiley, pp. 181–237, 2011.
- [Moi-13] I. Moir, A. Seabridge, and M. Jukes, « Electrical systems », in Civil Avionics Systems, 2nd ed. New York, NY, USA: Wiley, 2013, pp. 235–290, 2013
- [Moj-17] . Mojtaba O. Hasan, K.. Seunggu, «Vehicle Energy Consumption and an Environmental Impact Calculation Model for the Transportation Infrastructure Systems», Journal of Cleaner Production. 174: 424-436, 2017.
- [Mon-08] A. Monti, S. D'Arco, L., Gao, R. A. «Dougal Energy storage management as key issue in control of power systems in future all electric ships», International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (pp. 580-585), 2008.
- [Mon-08] A. Monti, S. D'Arco, L., Gao, R. A. «Dougal Energy storage management as key issue in control of power systems in future all electric ships», International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (pp. 580-585), 2008.
- [Mor-08] K. Morrow, D. Karner, J., Francfort , «US Department of energy vehicle technologies program—advanced vehicle testing activity—plug-in hybrid electric vehicle charging infrastructure review», Final Report by Battelle Energy Alliane. 2008.
- [Nad-20] N. Demirdöven, J. Deutch, «Hybrid cars now, fuel cell cars later », Science, 305, (5686), pp. 974-976, 2004.
- [Ngu-08] H. H. Nguyen, « Méthodes et outils pour la conception de composants intégrés dans un réseau électrique embarqué », (Doctoral dissertation), 2008
- [Nou-08] A. Nouh, « Contribution au développement d'un simulateur pour les véhicules électriques routiers», PhD thesis, Universités de Technologie Belfort Montbeliard et de Franche Comté, 2008.
- [O'Ro-20] R. O'Rourke, « Electric-drive Propulsion for US Navy ships: Background and issues for Congress», Library Of Congress Washington Dc Congressional Research Service, 2000.

- [Oua-17] M. Ouazene, « Expérience algérienne dans la promotion des carburants et véhicules propres », workshop sur la Promotion des Carburants Propres, 2017.
- [Pat-15] U. Patil, M. More, V. Magar, V.S. Kamble, « Design and Fabrication of Synchronizing Panel for Parallel Operation of Alternators », International Journal for Scientific Research and Development (IJSRD), 3(5), pp.766-768, 2015.
- [Per-20] J. Perou, « Voitures électriques : les chiffres clés dans le monde », Pro l'argus, 2020.
- [Rad-13] D. Radu, R. Jeannot, M.Megdiche, J.P. Sorrel, « Shore Connection Applications – Main challengers », 2013.
- [Ros-07] J. A. Rosero, J. A. Ortega, E. Aldabas, and L. Romeral, « Moving towards a more electric aircraft », IEEE Aerosp. Electron. Syst. Mag., vol. 22, no. 3, pp. 3–9, Mar. 2007.
- [Sal-19] F. Salucci, L., Trainelli, R., Faranda, M. Longo an « Optimization Model for airport Infrastructures in Support to Electric aircraft ». In 2019 IEEE Milan PowerTech, (pp. 1-5),IEEE, 2019.
- [San-11] J. De Santiago, H. Bernhoff, B. Ekergård, S. Eriksson, S. Ferhatovic, R. Waters, «Electrical motor drivelines in commercial all-electric vehicles: A review», IEEE Transactions on vehicular technology, 61(2), 475-484, 2011.
- [Sar-15] B. Sarlioglu and C. T. Morris, « More electric aircraft: Review, challenges, and opportunities for commercial transport aircraft », IEEE Trans. Transport. Electrific., vol. 1, no. 1, pp. 54–64, Jun. 2015.
- [SAT-19] Société Algérienne des Techniques d'Information, « Bilan énergétique national », Direction Générale des Etudes et Perspectives Direction des Etudes et statistiques La sous-direction des statistique et bilans et synthèses Ministère de l'Energie, 2019.
- [Sau-88] P. W. Sauer, S. Ahmed-zaid, P. V. Kokotovic , « An integral manifold approach to reduced order dynamic modeling of synchronous machine », IEEE transactions on Power Systems, vol. 3, No. 1, p. 17-23, 1988.
- [Sha-16] F. Shariatzadeh, N. Kumar, A.K. Srivastava, « Optimal control algorithms for reconfiguration of shipboard microgrid distribution system using intelligent techniques », IEEE Transactions on Industry Applications, 53(1): 474-482, 2016.
- [Skj-15] E. Skjong, E. Rødskar, M. M. Molinas Cabrera, T. A. Johansen, J. Cunningham, «The marine vessel's electrical power system: From its birth to present day», Proceedings of the IEEE, 2015.
- [Skj-15] E. Skjong, E. Rødskar, M. Molinas, T. Johansen, and J. Cunningham, «The Marine Vessel's Electrical Power System: From its Birth to Present Day», Proceedings of the IEEE, vol. 103, no. 12, pp. 2410–2424, 2015.
- [Skj-16] E. Skjong, R. Volden, E. Rødskar, M. Molinas, T.A. Johansen, J. Cunningham, «Past, present, and future challenges of the marine vessel's electrical power system », IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2(4): 522-537,2016.

- [Sor-00] J. P. Sorrel , « Architecture, conception et protection des réseaux de distribution: Le navire tout électrique », REE. Revue de l'électricité et de l'électronique, (9), 62-66.
- [Spy-11] A.G. Spyrou, « From T-2 to Supertanker: Development of the Oil Tanker, Revised. iUniverse», 1940-2000, 2011.
- [Sul-15] C. Sulzberger, « First Edison Lights at Sea: The SS Columbia Story, 1880-1907 [history] », IEEE Power and Energy Magazine,13(1) : 92-101, 2015.
- [Sul-16] G. Sulligoi, A. Vicenzutti, V. Arcidiacono, Y. Khersonsky, «Voltage stability in large marine-integrated electrical and electronic power systems», IEEE Transactions on industry applications, 52(4), 3584-3594,2016.
- [Tho-19] J. Thoin-Bousquie, « Six graphiques pour comprendre l'explosion du marché du véhicule électrique », L'usine nouvelle, 2019.
- [Tod-12] M. Todeschi, « Airbus – EMAs for flight control actuation system 2012 status and perspective», International Conference on Recent Advances in Aerospace Actuation Systems and Components, June 13-14, Toulouse, p 1-8, 2012.
- [Tur-12] H. Turker, « Véhicules électriques Hybrides Rechargeables: évaluation des Impacts sur le Réseau électrique et Stratégies Optimales de recharge » (Doctoral dissertation), 2012.
- [Vic-15] A. Vicenzutti, D. Bosich, G. Giadrossi, G. Sulligoi, «The Role of Voltage Controls in Modern All-Electric Ships: Toward the all electric ship». IEEE Electrification Magazine, 3(2), 49-65, 2015.
- [Vic-15] A. Vicenzutti, D. Bosich, G., Giadrossi, G. Sulligoi, «The Role of VoltageControls in Modern All-Electric Ships: Toward the all electric ship», IEEE Electrification Magazine, 3(2), 49-65, 2015.
- [Wel-17] D. Welch, « electrified transportation for all: how electrification can benefit low-income communities», Center for Climate and Energy Solutions, Technology, 2017.
- [Xia-18] X. Xiaoyu, E. G. Jorge, S. Shuanghe, S «Impacts of urbanization and air pollution on building energy demands —Beijing case study», 225: 98-109,2018.
- [Yil-13] M. Yilmaz, P. Krein, «Review of battery charger topologies, charging power levels, and infrastructure for plug-in electric and hybrid vehi- cles», IEEE Trans. Power Electron., vol. 28, no. 5, pp. 2151–2169, May 2013.
- [Yua-20] Y. Yuan, J. Wang, X., Yan, B., Shen, T., Long, « A review of multi-energy hybrid power system for ships», Renewable and Sustainable Energy Reviews, 132, 110081.2020.
- [Zha-19] X. Zhaoxia, Z. Tianli, L. Huaimin, J.M. Guerrero, C. L. Su, J. C. Vásquez , «Coordinated Control of a Hybrid-Electric-Ferry Shipboard Microgrid», IEEE Transactions on Transportation Electrification, 5(3): 828-839, 2019.

Annexe

Modélisation du réseau électrique embarqué

1. Les caractéristiques et les paramètres des composants électriques

Afin d'illustrer le comportement dynamique du réseau électrique embarqué, le modèle d'un mono ou double alternateur connecté à une charge électrique à travers les lignes de transport a été construit. En effet, les caractéristiques et les paramètres des composants électriques des modèles construits sont:

1.1. Les alternateurs

Les alternateurs parallèles utilisés dans la simulation des modèles globale du réseau électrique embarqué sont égaux et leurs caractéristiques nominales sont :

Parameters	Valeurs
Puissance nominal	3.0 kW
Vitesse nominal/Fréquence	1500 rpm / 50Hz
Courant statorique	4.4/7.6A
Voltage rotorique	20 V
Courant rotorique	6.5 A

Les paramètres des alternateurs sont :

Parameters	Valeurs
R_s	2.8 Ω
R_f	4.8 Ω
L_d	0.2 H
L_q	0.1 H
L_f	0.68 H
M_{fd}	0.38 H

1.2. La charge

La charge utilisée dans la simulation des modèles globale du réseau électrique embarqué est une charge passive du type « RLC ». Les paramètres de cette charge sont:

Parameters	Valeurs
Puissance active	5.2 kW
Puissance réactivé	3.2 kVAR

2. Propriétés de la matrice de passage

La matrice de passage $P({}_n ip)$ a été utilisée afin de ramener les sous modèles électriques construits dans leurs propres repères au repère principal. En effet, la matrice de passage a des propriétés mais les plus intéressantes sont l'inverse et la dérivée de l'inverse de matrice de passage.

2.1. L'inverse de matrice de passage

Afin de calculer l'inverse de matrice de passage $P^{-1}({}_n ip)$, l'équation ci-dessous sera appliquée.

$$P^{-1}({}_n ip) = \frac{1}{\det(P({}_n ip))} [\text{Com}(P({}_n ip))]^t \quad (1)$$

Avec :

$$P({}_n ip) = \begin{bmatrix} \cos({}_n ip) & -\sin({}_n ip) \\ \sin({}_n ip) & \cos({}_n ip) \end{bmatrix} \quad \text{Avec: } {}_n ip = {}_n i - {}_n p$$

Déterminant de la matrice de passage $P({}_n ip)$ est :

$$\det(P({}_n ip)) = \cos^2({}_n ip) + \sin^2({}_n ip) = 1$$

Transposée de la comatrice est :

$$[\text{Com}(P({}_n ip))]^t = \begin{bmatrix} \cos({}_n ip) & \sin({}_n ip) \\ -\sin({}_n ip) & \cos({}_n ip) \end{bmatrix}$$

Par conséquent, l'inverse de matrice de passage est défini comme suit :

$$P^{-1}({}_n ip) = \begin{bmatrix} \cos({}_n ip) & \sin({}_n ip) \\ -\sin({}_n ip) & \cos({}_n ip) \end{bmatrix} = P(-{}_n ip) \quad (2)$$

2.2. Dérivée de l'inverse de matrice de passage

La dérivée de l'inverse de matrice de passage est calculée comme suite:

$$\frac{d(P^{-1}({}_n ip))}{dt} = \frac{d(P(-{}_n ip))}{dt} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \cos({}_n ip) & \sin({}_n ip) \\ -\sin({}_n ip) & \cos({}_n ip) \end{bmatrix} \quad (3)$$

En utilisant la propriété suivante :

$$\frac{d{}_n ip}{dt} = \frac{d}{{}_n i - {}_n p} = \dot{\xi}_i - \dot{\xi}_p \quad (4)$$

Donc, l'inverse de matrice de passage est défini comme suit :

$$\begin{aligned} \frac{d(P^{-1}({}^n ip))}{dt} &= (\tilde{\xi}_i - \tilde{\xi}_p) \begin{bmatrix} -\sin({}^n ip) & \cos({}^n ip) \\ -\cos({}^n ip) & -\sin({}^n ip) \end{bmatrix} \\ &= (\tilde{\xi}_p - \tilde{\xi}_i) \begin{bmatrix} \sin({}^n ip) & -\cos({}^n ip) \\ \cos({}^n ip) & \sin({}^n ip) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5)$$

3. Modélisation global de l'ensemble de double alternateur, des lignes et de la charge passive et active

Dans la troisième étape de la modélisation globale, le réseau électrique embarqué que nous allons entrain de le modéliser est constitué de deux machines synchrones a rotor bobiné connectées en parallèle dans le jeu de barres. Ils sont permis de distribuer l'énergie électrique à la charge passive « $R_c L_c C_c$ » et à la charge active « machine asynchrone » à travers des lignes de transport électriques, comme l'illustre la Figure 1. Dans ce contexte, la modélisation globale de cette topologie du réseau consiste à utiliser les modèles élémentaires obtenus dans le repère principal (\vec{d}_p, \vec{q}_p) de la machine synchrone et de la charge passive « $R_c L_c C_c$ », et consiste à construire le modèle élémentaire de la machine asynchrone dans le repère (\vec{d}_p, \vec{q}_p) afin d'appliquer les lois des mailles.

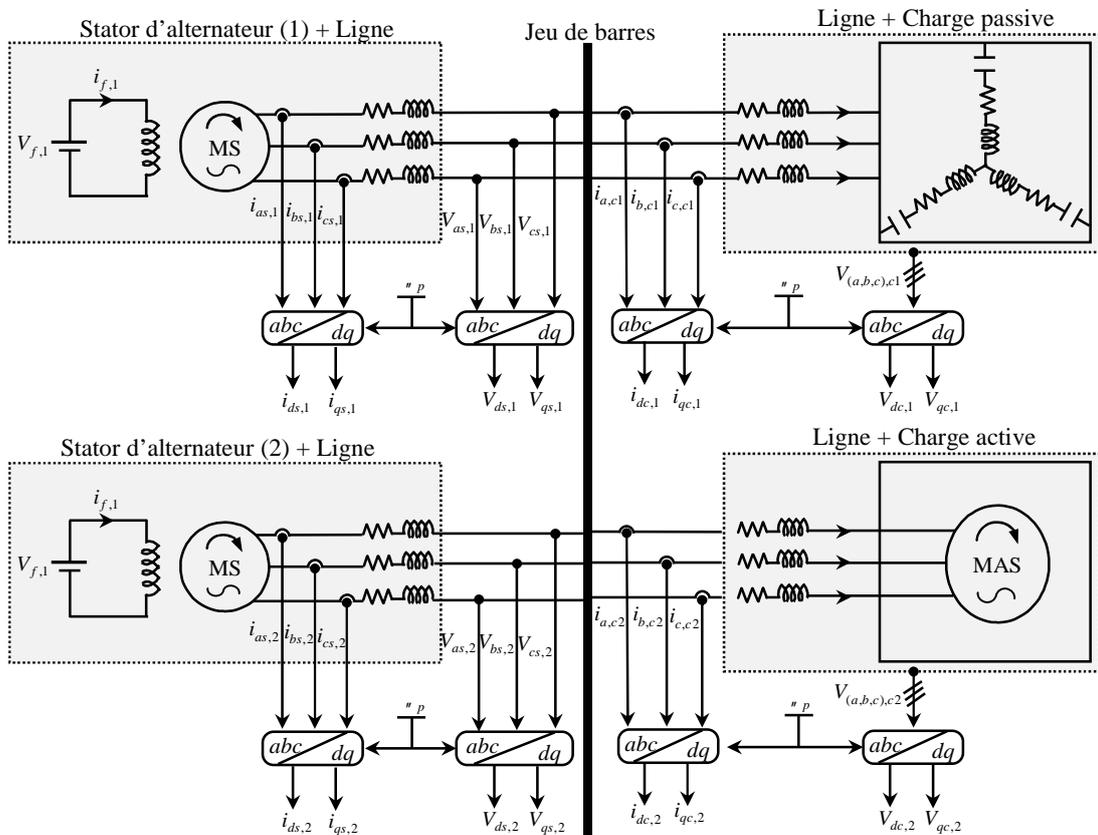


Figure 1. Schéma électrique du réseau d'un double alternateur connecté avec une charge passive « RLC » et une charge active « machine asynchrone » à travers les lignes électriques.

3.1. Modélisation de la machine asynchrone dans son propre repère de Park

La modélisation de la machine asynchrone dans le repère triphasé permet d'obtenir six équations différentielles avec des coefficients périodiques provenant des inductances mutuelles. En effet, l'utilisation de transformation de PARK permet de réduire les nombres des équations différentielles et de rendre le système à coefficients constants. Cette transformation consiste à transformer les enroulements statoriques et rotoriques à deux enroulements biphasés orthogonaux. À cet égard, les équations électriques et magnétiques de la machine asynchrone dans le repère (\vec{d}_s, \vec{q}_s) sont :

- Les équations électriques de la machine asynchrone :

$$\begin{cases} V_{dc,2} = R_{as} i_{dc,2} + \frac{dW_{ds}}{dt} - \check{S}_s W_{qs} \\ V_{dc,2} = R_{as} i_{qc,2} + \frac{dW_{qs}}{dt} - \check{S}_s W_{ds} \\ 0 = R_r i_{dr} + \frac{dW_{dr,2}}{dt} + \check{S}_r W_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{dW_{qr,2}}{dt} - \check{S}_r W_{dr} \end{cases} \quad (6)$$

- Les équations magnétiques de la machine asynchrone :

$$\begin{cases} W_{ds} = L_{as} i_{dc,2} + L_{sr} i_{dr} \\ W_{qs} = L_{as} i_{qc,2} + L_{sr} i_{qr} \\ W_{dr} = L_r i_{dr} + L_{sr} i_{dc,2} \\ W_{qr} = L_r i_{qr} + L_{sr} i_{qc,2} \end{cases} \quad (7)$$

Par conséquent, les équations générales des tensions de la machine asynchrone dans le repère (\vec{d}_s, \vec{q}_s) s'écrivent sous forme matricielle suivante:

$$[V_{as,s}] = [R_{as,s}] [I_{as,s}] + [L_{as,s}] \frac{d}{dt} [I_{as,s}] \quad (8)$$

Avec :

- Les vecteurs de tension et de courant:

$$\begin{cases} [V_{as,s}] = [V_{dc,2} \quad V_{qc,2} \quad 0 \quad 0]^T \\ [I_{as,s}] = [i_{dc,2} \quad i_{qc,2} \quad i_{rd} \quad i_{rq}] \end{cases} \quad (9)$$

- Les matrices de la résistance généralisée $[R_{as,s}]$ et de l'inductance généralisée $[L_{as,s}]$ de machine asynchrone dans le repère de Park (\vec{d}_s, \vec{q}_s) :

$$\left\{ \begin{array}{l} [R_{as,s}] = \begin{bmatrix} R_{as} & -L_{as}\check{S}_s & 0 & -M\check{S}_s \\ -L_{as}\check{S}_s & R_{as} & M\check{S}_s & 0 \\ 0 & -M\check{S}_r & R_r & -L_r\check{S}_r \\ M\check{S}_r & 0 & L_r\check{S}_r & R_r \end{bmatrix} \\ [L_{as,s}] = \begin{bmatrix} L_{as} & 0 & M & 0 \\ 0 & L_{as} & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad (10)$$

Les pulsations de la machine asynchrone sont obtenues grâce à l'équation mécanique :

$$\left\{ \begin{array}{l} J \frac{d\Omega}{dt} + f_v \Omega = C_e - C_r \\ C_e = pM(i_{rd}i_{qc,2} - i_{dc,2}i_{rq}) \end{array} \right. \quad (11)$$

3.2. Modélisation de la machine asynchrone dans le repère principal

Le modèle électrique de la machine asynchrone dans le repère (\vec{d}_s, \vec{q}_s) peut être réécrit dans le repère principal (\vec{d}_p, \vec{q}_p) en utilisant la matrice de passage $P(\cdot_{sp})$. Dans ce contexte, les grandeurs rotoriques de la machine asynchrone sont maintenues dans le repère (\vec{d}_s, \vec{q}_s) car elles ne sont pas concernées par les égalités des tensions statoriques et afin d'éviter l'alourdissement des équations du réseau électrique embarqué. À cette fin, les matrices de résistance et l'inductance généralisée de la machine asynchrone seront subdivisées en quatre sous-matrices:

- $[R_{a11,s}], [L_{a11,s}]$: Représentant la relation entre les entrées statoriques $(V_{dc,2,s}, V_{qc,2,s})$ et les grandeurs d'état statoriques $(I_{dc,2,s}, I_{qc,2,s})$.
- $[R_{a12,s}], [L_{a12,s}]$: Représentant la relation entre les entrées statoriques $(V_{dc,2,s}, V_{qc,2,s})$ et les grandeurs d'état rotoriques $(i_{rd,s}, i_{rq,s})$.
- $[R_{a21,s}], [L_{a21,s}]$: Représentant la relation entre les entrées rotoriques $(V_{rd,s}, V_{rq,s})$ et les grandeurs d'état statoriques $(I_{dc,2,s}, I_{qc,2,s})$.
- $[R_{a22,s}], [L_{a22,s}]$: Représentant la relation entre les entrées rotoriques $(V_{rd,s}, V_{rq,s})$ et les grandeurs d'état rotoriques $(i_{rd,s}, i_{rq,s})$.

Après les calculs, on peut déduire les nouvelles matrices de résistance et d'inductance généralisée de la machine asynchrone dans le repère principal (\vec{d}_p, \vec{q}_p) :

$$\begin{cases} [R_{as,p}] = \begin{bmatrix} [R_{a11,p}] & [R_{a12,p}] \\ [R_{a21,p}] & [R_{a22,p}] \end{bmatrix} \\ [L_{as,p}] = \begin{bmatrix} [L_{a11,p}] & [L_{a12,p}] \\ [L_{a21,p}] & [L_{a22,p}] \end{bmatrix} \end{cases} \quad (12)$$

Avec :

- Les équations de sous-matrices de résistance généralisée dans le repère (\vec{d}_p, \vec{q}_p) sont:

$$\begin{cases} [R_{a11,p}] = P(n_{sp})[R_{a11,s}]P(-n_{sp}) + P(-n_{sp})[L_{a11,s}]\frac{d}{dt}P(-n_{sp}) \\ [R_{a12,p}] = P(n_{sp})[R_{a12,s}] \\ [R_{a21,p}] = [R_{a21,s}]P(-n_{sp}) + [L_{a21,s}]\frac{d}{dt}P(-n_{sp}) \\ [R_{a22,p}] = [R_{a22,s}] \end{cases} \quad (13)$$

- Les équations de sous-matrices de l'inductance généralisée dans le repère (\vec{d}_p, \vec{q}_p) sont:

$$\begin{cases} [L_{a11,p}] = P(n_{sp})[L_{a11,s}]P(-n_{sp}) \\ [L_{a12,p}] = P(n_{sp})[L_{a12,s}] \\ [L_{a21,p}] = [L_{a21,s}]P(-n_{sp}) \\ [L_{a22,p}] = [L_{a22,s}] \end{cases} \quad (14)$$

Après les calculs matriciels de la résistance et l'inductance généralisée dans l'espace vectoriel (\vec{d}_p, \vec{q}_p) , le modèle d'état global de la machine asynchrone est défini dans le repère principal (\vec{d}_p, \vec{q}_p) sous la forme suivante:

$$[V_{as,p}] = [R_{as,p}][I_{as,p}] + [L_{as,p}]\frac{d}{dt}[I_{as,p}] \quad (15)$$

$$\begin{cases} [V_{as,p}] = [V_{dc,2} \quad V_{qc,2} \quad 0 \quad 0]^T \\ [I_{as,p}] = [i_{dc,2} \quad i_{qc,2} \quad i_{rd} \quad i_{rq}]^T \end{cases} \quad (16)$$

Et les matrices de résistance et l'inductance généralisée dans l'espace vectorielle (\vec{d}_p, \vec{q}_p) sont définies comme suivant:

$$[R_{as,p}] = \begin{bmatrix} R_{as} & -L_{as}\check{S}_p & -M\check{S}_s \sin(\alpha_{sp}) & -M\check{S}_s \cos(\alpha_{sp}) \\ L_{as}\check{S}_p & R_{as} & M\check{S}_s \cos(\alpha_{sp}) & -M\check{S}_s \sin(\alpha_{sp}) \\ M(\check{S}_r + \check{S}_p - \check{S}_s) \sin(\alpha_{sp}) & M(-\check{S}_r - \check{S}_p + \check{S}_s) \cos(\alpha_{sp}) & R_r & -L_r\check{S}_r \\ M(\check{S}_r + \check{S}_p - \check{S}_s) \cos(\alpha_{sp}) & M(\check{S}_r + \check{S}_p - \check{S}_s) \sin(\alpha_{sp}) & L_r\check{S}_r & R_r \end{bmatrix}$$

$$[L_{as,p}] = \begin{bmatrix} L_{as} & -L_{as}\check{S}_p & -M \cos(\alpha_{sp}) & -M \sin(\alpha_{sp}) \\ L_{as}\check{S}_p & L_{as} & M \sin(\alpha_{sp}) & M \cos(\alpha_{sp}) \\ M \cos(\alpha_{sp}) & M \sin(\alpha_{sp}) & L_r & 0 \\ -M \sin(\alpha_{sp}) & M \cos(\alpha_{sp}) & 0 & L_r \end{bmatrix}$$

3.3. Modèle global du réseau de double alternateur, des lignes et de la charge passive et active

En appliquant les égalités de tensions de bout de ligne et la loi des nœuds considérant, en tenant compte des hypothèses énoncées dans le troisième chapitre, les relations analytiques entre les différentes grandeurs de réseau de distribution et de consommation peuvent être définies comme suites:

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds,1,p} = V_{dc,1,p} \\ V_{qs,1,p} = V_{qc,1,p} \\ V_{ds,2,p} = V_{dc,1,p} \\ V_{qs,2,p} = V_{qc,1,p} \\ V_{ds,1,p} = V_{dc,2,p} \\ V_{qs,1,p} = V_{qc,2,p} \\ V_{ds,2,p} = V_{dc,2,p} \\ V_{qs,2,p} = V_{qc,2,p} \\ i_{ds,1,p} + i_{ds,2,p} = i_{dc,1,p} + i_{dc,2,p} \\ i_{qs,1,p} + i_{qs,2,p} = i_{qc,1,p} + i_{qc,2,p} \end{array} \right. \quad (17)$$

Les relations définies dans l'équation (17) seront remplacées par leurs équations obtenues dans la modélisation élémentaire de l'alternateur, de la charge passive « $R_c L_c C_c$ » et de la machine asynchrone, sachant que les trois machines sont tournés avec trois pulsations différentes ($\check{S}_p \neq \check{S}_2 \neq \check{S}_s$).

Après les calculs matriciels, le modèle global du réseau de doubles alternateurs connectés avec une charge « $\ll RLC \gg$ » et avec une machine asynchrone à travers les lignes de transport peut être défini sous la forme suivante:

$$[V_{G,3}] = [R_{G,3}][X_{G,3}] + [L_{G,3}] \frac{d}{dt} [X_{G,3}] \quad (18)$$

Avec :

$$\begin{cases} [V_{G,3}] = [0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & V_{f,1} & 0 & 0 & 0 & V_{f,2} & 0 & 0 & 0]^T \\ [X_{G,3}] = [i_{ds,1,p} & i_{qs,1,p} & i_{ds,2,p} & i_{qs,2,p} & i_{dc,2,p} & i_{qc,2,p} & U_{cd,p} & U_{cq,p} & i_{f1} & i_{kd1} & i_{kq1} & i_{f2} & i_{kd2} & i_{kq2} & i_{rd} & i_{rq}]^T \end{cases}$$

et la matrice de résistance et d'inductance généralisée de cette topologie du réseau électrique embarqué sont définies comme suivant :

$$\begin{cases} [R_{G,3}] = \begin{bmatrix} [R_{G11}] & [R_{G12}] \\ [R_{G21}] & [R_{G22}] \end{bmatrix} \\ [L_{G,3}] = \begin{bmatrix} [L_{G11}] & [L_{G12}] \\ [L_{G21}] & [L_{G22}] \end{bmatrix} \end{cases}$$

Avec les sous matrices de la résistance généralisée s'écrit sous la forme suivante:

- $[R_{G11}] = \begin{bmatrix} [R_{alt,1,p,11}] + [R_{c,p,11}] & [R_{c,p,11}] & [R_{c,p,11}] & [R_{c,p,11}] \\ [R_{c,p,11}] & [R_{alt,2,p,11}] + [R_{c,1,p,11}] & [R_{c,1,p,11}] & [R_{c,p,11}] \\ [R_{c,p,11}] & [R_{c,1,p,11}] & [R_{as,p,11}] - [R_{c,1,p,11}] & [R_{c,p,11}] \\ [R_{c,p,21}] & [R_{c,p,21}] & [R_{c,p,21}] & [R_{c,p,21}] \end{bmatrix}$
- $[R_{G12}] = \begin{bmatrix} [R_{alt,1,p,11}] & [0]_{2 \times 3} & [0]_{2 \times 2} \\ [0]_{2 \times 3} & [R_{alt,2,p,12}] & [0]_{2 \times 2} \\ [0]_{2 \times 3} & [0]_{2 \times 3} & [R_{as,p,12}] \end{bmatrix}$
- $[R_{G21}] = \begin{bmatrix} [R_{alt,1,p,21}] & [0]_{3 \times 2} & [0]_{3 \times 2} \\ [0]_{3 \times 2} & [R_{alt,2,p,21}] & [0]_{3 \times 2} \\ [0]_{2 \times 3} & [0]_{2 \times 3} & [R_{as,p,21}] \end{bmatrix}$
- $[R_{G22}] = \begin{bmatrix} [R_{alt,1,p,22}] & [0]_{3 \times 2} & [0]_{2 \times 2} \\ [0]_{3 \times 2} & [R_{alt,2,p,22}] & [0]_{2 \times 2} \\ [0]_{2 \times 3} & [0]_{2 \times 3} & [R_{as,p,22}] \end{bmatrix}$

et les sous matrices de la résistance généralisée s'écrit comme suite:

$$\bullet \quad [L_{G11}] = \begin{bmatrix} [L_{alt,1,p,11}] + [L_{c,p,11}] & [l_{c,p,11}] & -[L_{c,p,11}] & [L_{c,p,12}] \\ [L_{c,p,11}] & [L_{alt,2,p,11}] + [L_{c,1,p,11}] & -[L_{c,1,p,11}] & [L_{c,p,12}] \\ [L_{c,p,11}] & [L_{c,p,11}] & [L_{as,p,11}] - [L_{c,1,p,11}] & [L_{c,p,12}] \\ [L_{c,p,21}] & [L_{c,p,21}] & [L_{c,p,21}] & [L_{c,p,22}] \end{bmatrix}$$

$$\bullet \quad [L_{G12}] = \begin{bmatrix} [L_{alt,1,p,11}] & [0]_{2 \times 3} & [0]_{2 \times 2} \\ [0]_{2 \times 3} & [L_{alt,2,p,12}] & [0]_{2 \times 2} \\ [0]_{2 \times 3} & [0]_{2 \times 3} & [L_{as,p,12}] \end{bmatrix}$$

$$\bullet \quad [L_{G21}] = \begin{bmatrix} [L_{alt,1,p,21}] & [0]_{3 \times 2} & [0]_{3 \times 2} \\ [0]_{3 \times 2} & [L_{alt,2,p,21}] & [0]_{3 \times 2} \\ [0]_{2 \times 3} & [0]_{2 \times 3} & [L_{as,p,21}] \end{bmatrix}$$

$$\bullet \quad [L_{G22}] = \begin{bmatrix} [L_{alt,1,p,22}] & [0]_{3 \times 2} & [0]_{2 \times 2} \\ [0]_{3 \times 2} & [L_{alt,2,p,22}] & [0]_{2 \times 2} \\ [0]_{2 \times 3} & [0]_{2 \times 3} & [L_{as,p,22}] \end{bmatrix}$$