

Analyse de stabilité d'un système de propulsion électrique intégré (PÉI) d'un dirigeable-cargo

par

Kevin MEZQUITA

MÉMOIRE PRÉSENTÉ À L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE
COMME EXIGENCE PARTIELLE À L'OBTENTION DE LA MAÎTRISE
AVEC MÉMOIRE EN GÉNIE ÉLECTRIQUE
M. Sc. A.

MONTRÉAL, LE 10 AOÛT 2018

ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE
UNIVERSITÉ DU QUÉBEC

©Tous droits réservés, Kevin Mezquita, 2018

©Tous droits réservés

Cette licence signifie qu'il est interdit de reproduire, d'enregistrer ou de diffuser en tout ou en partie, le présent document. Le lecteur qui désire imprimer ou conserver sur un autre média une partie importante de ce document, doit obligatoirement en demander l'autorisation à l'auteur.

PRÉSENTATION DU JURY
CE MÉMOIRE A ÉTÉ ÉVALUÉ
PAR UN JURY COMPOSÉ DE :

Mme Ouassima Akhrif, directrice de mémoire
Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure

M. Handy Fortin Blanchette, codirecteur de mémoire
Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure

M. Vahé Nerguizian, président du jury
Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure

M. Pierre Jean Lagacé, membre du jury
Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure

IL A FAIT L'OBJET D'UNE SOUTENANCE DEVANT JURY ET PUBLIC

LE 7 AOÛT 2018

À L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE

REMERCIEMENTS

Je tiens à remercier sincèrement les professeurs Ouassima Akhrif et Handy Fortin Blanchette pour m'avoir donné l'opportunité d'entreprendre cette recherche sous leur supervision. Tout au long de la recherche, leurs engagements et leurs conseils m'ont permis de surmonter les obstacles rencontrés et à mener à terme cette recherche.

Je tiens également à remercier mes collègues Jérémy Chambon et Elyes Haouas pour leur support et leurs conseils pertinents à l'égard de certains aspects de la présente recherche.

Finalement, je tiens à remercier profondément ma famille et mes amis pour leurs encouragements durant toute la recherche qui m'a permis d'aller de l'avant. Merci!

ANALYSE DE STABILITÉ D'UN SYSTÈME DE PROPULSION ÉLECTRIQUE INTÉGRÉ (PÉI) D'UN DIRIGEABLE-CARGO

Kevin MEZQUITA

RÉSUMÉ

De nos jours, l'ambition de développer des nouvelles technologies plus écologiques est très présente, surtout quand les effets secondaires des gaz à effet de serre sont de plus en plus visibles. LTA Aérostructures (LTAA) ambitionne de développer des dirigeables hybrides pour transporter des grandes quantités de matières premières dans les régions isolées dans le Nord du Québec. Ces dirigeables hybrides seront dotés d'un système de propulsion électrique intégré (PÉI). Par contre, les systèmes PÉI sont toujours en développement dans le domaine aéronautique et donc des études supplémentaires doivent être effectuées avant de les implémenter. L'objectif de cette recherche est d'effectuer l'analyse de stabilité du système PÉI du dirigeable LTAA-10. Pour ce faire, l'analyse de stabilité par critères de stabilité petit gain est appliquée pour analyser le système avec simplicité sans calculer les fonctions de transfert. Cette analyse de stabilité requiert la matrice d'impédances de la source et la matrice d'admittances de la charge, dans le référentiel dq , qui sont obtenues à l'aide d'un algorithme d'extraction d'impédances par injections de voltages ou de courants triphasés. Somme toute, l'analyse de stabilité effectuée avec la combinaison des deux méthodes est concluante. Les principales recommandations consistent à rajouter des filtres anti-repliements pour améliorer les résultats de l'algorithme d'extraction d'impédances et de retrouver des nouvelles normes moins restrictives pour améliorer l'efficacité de l'analyse de stabilité.

Mots-clés : Analyse de stabilité, critères de stabilité petit gain, extraction d'impédances, propulsion électrique intégré (PÉI), référentiel dq

STABILITY ANALYSIS OF AN INTEGRATED ELECTRIC PROPULSION SYSTEM (IEPS) OF AN AIRSHIP-CARGO

Kevin MEZQUITA

ABSTRACT

Nowadays, the ambition to develop new eco-friendly technologies is very present, especially when the effects of gas emissions are more and more visible. LTA Aerostructures (LTAA) has the ambition to develop a hybrid airship for transporting large quantities of raw materials to isolated regions in Northern Quebec. The hybrid airships will be propelled using an integrated electric propulsion system (IEPS). However, IEPS are still in development for aeronautics applications and so further studies are required to implement these systems. The objective of this research is to perform a stability analysis of the IEPS of the LTAA-10 airship. To accomplish this objective, the stability analysis using small-gain stability criteria is applied to analyze with simplicity and without the use of transfer functions. This stability analysis requires the matrix of impedances of the source and the matrix of admittances of the load, in dq reference frame, which are both obtained with an impedance extraction algorithm using three-phase voltages or currents injections. Overall, the stability analysis with the combined methods was functional. The main recommendations are to add anti-aliasing filters in order to improve the results of the impedance extraction algorithm and to find new mathematical norms that are less restrictive to improve the stability analysis using small-gain stability criteria.

Keywords: Dq reference frame, impedance extraction, integrated electric propulsion system (IEPS), small-gain stability criteria, stability analysis

TABLE DES MATIÈRES

		Page
INTRODUCTION		1
CHAPITRE 1 REVUE DE LA LITTÉRATURE		5
1.1 Introduction.....		5
1.2 Définition de la stabilité.....		5
1.3 Méthodologies existantes pour effectuer une analyse de stabilité		7
1.3.1 Méthode graphique par simulation		7
1.3.2 Méthode par le critère généralisé de Nyquist		8
1.3.3 Méthode par stabilité de Lyapunov.....		12
1.3.4 Méthode par critères de stabilité petit gain		13
1.4 Conclusion		19
CHAPITRE 2 STABILITÉ DES CIRCUITS TRIPHASÉS AVEC CPL		21
2.1 Introduction.....		21
2.2 Phénomène d'impédance négative.....		22
2.3 Stabilité d'un circuit triphasé avec CPL sur MATLAB/Simulink.....		25
2.3.1 Modèle temporel du CPL idéal triphasé		27
2.3.2 Modèle temporel du CPL avec filtre d'entrée.....		31
2.3.3 Simulation du circuit équivalent grand signal qd dans Simulink		34
2.3.4 Application des critères de stabilité petit gain au circuit CPL.....		38
2.4 Restrictions des critères de stabilité petit gain		45
2.5 Conclusion		53
CHAPITRE 3 TECHNIQUE D'EXTRACTION D'IMPÉDANCES POUR CIRCUITS CA.....		55
3.1 Introduction.....		55
3.2 Extraction d'impédances par injection de tension		56
3.2.1 Résumé de la technique d'extraction d'impédances		56
3.2.2 Modèle d'un circuit triphasé avec injection de tension		56
3.3 Algorithme pour l'extraction d'impédances		60
3.3.1 Étape 1 : Injection d'une tension triphasée		61
3.3.2 Étape 2 : Mesure des tensions et des courants dans le repère abc		62
3.3.3 Étape 3 : Passage des mesures du repère abc au repère dq		63
3.3.4 Étape 4 : Application du FFT pour extraire la partie réelle et imaginaire des mesures.....		65
3.3.5 Étape 5 : Application des systèmes d'équations pour le calcul des impédances.....		67
3.4 Validation de la technique par MATLAB		69
3.4.1 Schéma de simulation		69
3.4.2 Résultats de la simulation		72
3.4.2.1 Résultats de l'étape 1		73

	3.4.2.2	Résultats de l'étape 2	74
	3.4.2.3	Résultats de l'étape 3	77
	3.4.2.4	Résultats de l'étape 4	82
	3.4.2.5	Résultats de l'étape 5	84
3.5	Conclusion		88
CHAPITRE 4	ANALYSE DE STABILITÉ DU SYSTÈME PÉI DU DIRIGEABLE.....		89
4.1	Introduction.....		89
4.2	Présentation des systèmes PÉI		90
	4.2.1	Système général	90
	4.2.2	Modèle LTAA.....	91
4.3	Circuit PÉI dans l'environnement MATLAB/Simulink		93
	4.3.1	Une branche détaillée du système PÉI.....	93
	4.3.2	Une branche simplifiée du système PÉI	95
4.4	Application de l'extraction d'impédances et de l'analyse de stabilité.....		96
	4.4.1	Une branche simplifiée du système PÉI	97
		4.4.1.1	Résultats préliminaires..... 97
		4.4.1.2	Correction des valeurs théoriques..... 103
		4.4.1.3	Impédances sous forme polaire..... 109
		4.4.1.4	Analyse de stabilité..... 113
		4.4.1.5	Validation de l'analyse de stabilité..... 118
	4.4.2	Une branche du système PÉI	122
4.5	Analyse des résultats et de la combinaison analyse/extraction d'impédances		132
4.6	Conclusion		134
CONCLUSION.....			137
RECOMMANDATIONS			141
ANNEXE I	RÉSULTATS DES AUTRES IMPÉDANCES DQ ET DE L'ANALYSE DE STABILITÉ POUR LE CIRCUIT DE VALIDATION.....		143
ANNEXE II	RÉSULTATS DES AUTRES IMPÉDANCES DQ POUR LE CIRCUIT PÉI SIMPLIFIÉ		149
ANNEXE III	RÉSULTATS DES AUTRES IMPÉDANCES DQ POUR LE CIRCUIT PÉI NON SIMPLIFIÉ.....		155
ANNEXE IV	COURBES DE VITESSES POUR LE SYSTÈME PÉI NON SIMPLIFIÉ		167
ANNEXE V	CODE MATLAB POUR L'ANALYSE DE STABILITÉ		171

ANNEXE VI	CODE MATLAB POUR L'ALGORITHME D'EXTRACTION D'IMPÉDANCES.....	173
LISTE DE RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES.....		183

LISTE DES TABLEAUX

	Page
Tableau 2.1 Paramètres pour la simulation du circuit Filtre/CPL triphasé	36
Tableau 2.2 Fréquences donnant la valeur limite pour les trois normes	46
Tableau 3.1 Gains typiques du régulateur PI	65
Tableau 3.2 Valeurs des éléments du circuit de validation	70
Tableau 3.3 Paramètres du FFT	82
Tableau 3.4 Résultats du FFT pour les mesures transformées ($f_i = 100$ Hz)	83
Tableau 3.5 Résultats du FFT pour les mesures transformées ($f_i = -100$ Hz)	83
Tableau 4.1 Valeurs des éléments du circuit simplifié	98
Tableau 4.2 Table de Routh pour le circuit PÉI simplifié	121

LISTE DES FIGURES

	Page
Figure 0.1	Système PÉI du dirigeable LTAA-102
Figure 1.1	Système en boucle fermée.....9
Figure 1.2	Système en boucle ouverte.....9
Figure 1.3	Contour C encerclant le demi-plan droit du plan s11
Figure 1.4	Systèmes interconnectés.....14
Figure 1.5	Différentes restrictions pour le diagramme de Nyquist15
Figure 1.6	Circuit composé d'une source et d'une impédance de source et de charge16
Figure 2.1	Convertisseur CC/CC avec filtre d'entrée.....23
Figure 2.2	Circuit CPL avec une bobine24
Figure 2.3	Relation voltage courant d'un CPL et d'une bobine25
Figure 2.4	Filtre/Convertisseur triphasé CPL.....26
Figure 2.5	Circuit Filtre/CPL triphasé simplifié.....31
Figure 2.6	Circuit équivalent qd grand-signal du circuit Filtre/CPL triphasé33
Figure 2.7	Schéma Simulink du circuit Filtre/CPL triphasé35
Figure 2.8	Résultats de la simulation du circuit équivalent du Filtre/CPL triphasé37
Figure 2.9	Système en boucle fermée MIMO39
Figure 2.10	Schéma du système en boucle fermée du circuit CPL triphasé43
Figure 2.11	Analyse par critères de stabilité petit gain pour $P = 20$ kW.....44
Figure 2.12	Analyse par critères de stabilité petit gain pour $P = 82.1$ kW.....44
Figure 2.13	Schéma du système en boucle fermée modifié du circuit CPL triphasé48

Figure 2.14	Lieu des racines pour qq	50
Figure 2.15	Lieu des racines pour qd et dq	50
Figure 2.16	Lieu des racines pour dd	51
Figure 2.17	Comparaison des limites de P avec $Q = 0$ VAR	52
Figure 3.1	Circuit triphasé avec injection de tension	57
Figure 3.2	Circuit triphasé équivalent dq avec injection de tension.....	58
Figure 3.3	Schéma de branchements et de mesures	62
Figure 3.4	Schéma de principe du PLL	64
Figure 3.5	Algorithme de l'extraction d'impédances	68
Figure 3.6	Schéma Simulink du circuit de test.....	69
Figure 3.7	Structure interne du bloc des tensions d'injections	70
Figure 3.8	PLL dans l'environnement Simulink	71
Figure 3.9	Schéma de simulation pour le PLL et les transformations dq des mesures	72
Figure 3.10	Tensions d'injections pour $f_i = \pm 100$ Hz.....	73
Figure 3.11	Tension de la source suite à l'injection de tensions ($f_i = \pm 100$ Hz)	74
Figure 3.12	Tension de la charge suite à l'injection de tensions ($f_i = \pm 100$ Hz).....	75
Figure 3.13	Courant du circuit suite à l'injection de tensions ($f_i = \pm 100$ Hz)	76
Figure 3.14	Angle de la source mesuré par le PLL	77
Figure 3.15	Tension de la source en dq ($f_i = \pm 100$ Hz)	78
Figure 3.16	Tension de la charge en dq ($f_i = \pm 100$ Hz)	79
Figure 3.17	Courant du circuit en dq ($f_i = \pm 100$ Hz)	80
Figure 3.18	Agrandissements des mesures dans le repère dq ($f_i = \pm 100$ Hz)	82
Figure 3.19	Impédance de la source (Z_{Sdd})	84
Figure 3.20	Impédance de la source (Z_{Sqg})	85

Figure 3.21	Impédance de la charge (Z_{Ldd}).....	86
Figure 3.22	Impédance de la charge (Z_{Lqq}).....	87
Figure 4.1	Système PÉI typique	90
Figure 4.2	Une branche du système PÉI de LTAA-10.....	92
Figure 4.3	Modèle Simulink d'une branche du système PÉI	94
Figure 4.4	Régulateurs d'une branche du système PÉI dans Simulink.....	95
Figure 4.5	Modèle simplifié Simulink d'une branche du système PÉI	96
Figure 4.6	Une branche simplifiée du système PÉI avec injections.....	97
Figure 4.7	Impédance de la source (Z_{Sdd})	99
Figure 4.8	Impédance de la source (Z_{Sqq})	100
Figure 4.9	Impédance du moteur (Z_{Ldd}).....	101
Figure 4.10	Impédance du moteur (Z_{Lqq}).....	102
Figure 4.11	Impédance de la source avec correction (Z_{Sdd}).....	105
Figure 4.12	Impédance de la source avec correction (Z_{Sqq}).....	106
Figure 4.13	Impédance de la source avec correction (Z_{Sdd}) pour un K_p et un K_i différents	107
Figure 4.14	Impédance de la source avec correction (Z_{Sqq}) pour un K_p et un K_i différents	108
Figure 4.15	Impédance de la source (Z_{Sdd}) en polaire	109
Figure 4.16	Impédance de la source (Z_{Sqq}) en polaire	110
Figure 4.17	Impédance du moteur (Z_{Ldd}) en polaire	111
Figure 4.18	Impédance du moteur (Z_{Lqq}) en polaire	112
Figure 4.19	Analyse de stabilité de la branche simplifiée du système PÉI	114
Figure 4.20	Analyse de stabilité de la branche simplifiée du système PÉI (Théorique).....	115
Figure 4.21	Vitesses du système pour différentes consignes	116

Figure 4.22	Vitesse du système pour une consigne de 7500 tr/min (500 Hz).....	117
Figure 4.23	Schéma bloc équivalent du circuit PÉI simplifié	118
Figure 4.24	Schéma bloc équivalent sans non-linéarités du circuit PÉI simplifié.....	119
Figure 4.25	Schémas blocs pour les deux entrées	120
Figure 4.26	Voltage de la source pour le circuit PÉI non simplifié	123
Figure 4.27	Z_{Sqq} pour le système non simplifié (Injections : 0.1 V).....	124
Figure 4.28	Z_{Lqq} pour le système non simplifié (Injections : 0.1 V).....	125
Figure 4.29	Z_{Sqq} pour le système non simplifié (Injections : 100 V).....	127
Figure 4.30	Z_{Lqq} pour le système non simplifié (Injections : 100 V).....	128
Figure 4.31	Impédances sous forme polaire d'un onduleur triphasé	130
Figure 4.32	Analyse de stabilité pour le système non simplifié.....	131

LISTE DES ABRÉVIATIONS, SIGLES ET ACRONYMES

BIBO	Bounded-input, bounded-output
BIBS	Bounded-input, bounded-state
CA	Courant alternatif
CC	Courant continu
CPL	Constant power load
DFT	Discrete Fourier transform
dq	Direct-quadrature
FFT	Fast Fourier transform
IGBT	Insulated gate bipolar transistor
LTAA	LTA Aérostructures
MIMO	Multiple-input, multiple-output
PÉI	Propulsion électrique intégré
PI	Proportionnel et intégral
PLL	Phase-locked loop
PMSG	Permanent magnet synchronous generator
PMSM	Permanent magnet synchronous motor
PWM	Pulse width modulation
RL	Résistif et inductif
qd	Quadrature-direct
SISO	Single-input, single-output
SVPWM	Space vector pulse width modulation

LISTE DES SYMBOLES ET UNITÉS DE MESURE

$\ A\ _{\infty}$	Norme infinie d'une matrice A
$\ A\ _1$	Norme unitaire d'une matrice A
$\ A\ _G$	Norme Gershgoran d'une matrice A
C_m	Matrice diagonale de la capacitance (F)
f_0	Fréquence de la fondamentale (Hz)
f_{aff}	Fréquence d'affichage du FFT (Hz)
f_H	Fréquence de l'harmonique (Hz)
f_s	Fréquence de la source (Hz)
f_i	Fréquence de test (Hz)
i	Courant (A)
\mathbf{i}_{abc}	Matrice des courants dans le repère abc (A)
\mathbf{i}_{abcL}	Matrice des courants dans le repère abc allant au CPL (A)
$\mathbf{i}_{cc,qd}$	Matrice des courants de court-circuit dans le repère qd (A)
\mathbf{i}_{qd0}	Matrice des courants dans le repère $qd0$ (A)
\mathbf{I}_{qdop}	Matrice des courants à un point d'opération dans le repère qd (A)
K_d	Gain dérivatif
K_i	Gain intégral
K_{iI}	Gain intégral du régulateur de courant
K_{iV}	Gain intégral du régulateur de vitesse
K_p	Gain proportionnel
K_{pI}	Gain proportionnel du régulateur de courant
K_{pV}	Gain proportionnel du régulateur de vitesse

K_s	Matrice pour la transformation de Park
L_m	Matrice diagonale de l'inductance (H)
m	Magnitude
$n_{\mathbb{C}}$	Nombre complexe
P_{in}	Puissance à l'entrée du convertisseur (W)
P_{out}	Puissance à la sortie du convertisseur (W)
$P_{pôles}$	Nombre de pôles instables en boucle ouverte
r_{inc}	Résistance incrémentale (Ω)
\mathbf{r}_m	Matrice diagonale de la résistance incrémentale (Ω)
t	Temps (s)
v	Voltage (V)
\mathbf{v}_{abc}	Matrice des voltages dans le repère abc (V)
\mathbf{v}_{abcS}	Matrice des voltages dans le repère abc de la source (V)
V_{inj}	Tension d'injection (V)
V_L	Tension du côté charge (V)
V_m	Amplitude des tensions d'injection (V)
\mathbf{v}_{qd0}	Matrice des voltages dans le repère $qd0$ (V)
$\tilde{\mathbf{v}}_{qd}$	Matrice des voltages dq moins des voltages dq à un point d'opération (V)
\mathbf{V}_{qdop}	Matrice des voltages à un point d'opération dans le repère qd (V)
V_S	Tension du côté source (V)
$\mathbf{v}_{th,qd}$	Matrice des tensions Thévenin dans le repère qd (V)
$V(x)$	Fonction de Lyapunov
\mathbf{x}_{abc}	Matrice des variables d'états dans le repère abc

\mathbf{Y}_L	Matrice d'admittance de la charge (Ω^{-1})
\mathbf{Y}_{qdL}	Matrice d'admittances de la charge dans le repère qd (Ω^{-1})
Z_{PI}	Impédance du régulateur (Ω)
Z_{PII}	Impédance du régulateur de courant (Ω)
Z_{PIV}	Impédance du régulateur de vitesse (Ω)
$Z_{pôles}$	Nombre de pôles instables en boucle fermée
\mathbf{Z}_{qdS}	Matrice d'impédances de la source dans le repère qd (Ω)
\mathbf{Z}_S	Matrice d'impédances de la source (Ω)
$\mathbf{Z}_{th,qd}$	Matrice d'impédances de Thevenin dans le repère qd (Ω)
$ZY_{\infty l}$	Valeur du critère utilisant la norme infinie et la norme unitaire
ZY_{GG}	Valeur du critère utilisant la norme Gershgoran
$ZY_{\sigma\sigma}$	Valeur du critère utilisant la norme quadratique
η	Rendement du convertisseur
$\bar{\sigma}$	Norme quadratique
θ	Phase de la source (rad)
θ^d	Phase (deg)
θ_m	Angle du rotor (rad)
ω_s	Fréquence fondamentale angulaire de la source (rad/s)
ω_s	Fréquence angulaire de la source (rad/s)

INTRODUCTION

Au cours des dernières années, les changements climatiques sont devenus un sujet alarmant puisque graduellement leurs effets deviennent de plus en plus visibles, comme par exemple la fonte des glaciers dans l'Antarctique. Ces effets négatifs ont amené la population, les compagnies et les gouvernements à trouver de nouvelles alternatives afin de diminuer les émissions de gaz à effet de serre. D'ailleurs, au Québec, le gouvernement a mis de l'avant un plan d'action d'électrification des transports pour diminuer l'empreinte écologique de la province.

La grande majorité des gaz à effet de serre est émise à cause des moyens de transport terrestres, maritimes et aériens qui utilisent les carburants fossiles pour se déplacer. Ainsi, la volonté à combattre les émissions de gaz à effet de serre a incité la recherche et le développement d'une nouvelle alternative : le système de propulsion hybride. Un des systèmes hybrides le plus intéressant est le système de propulsion électrique intégré (PÉI), car la principale source d'énergie utilisée est l'énergie électrique. La grande différence entre les systèmes PÉI et les systèmes à combustion classique est le fait qu'on utilise des moteurs électriques pour faire tourner les hélices ou les roues servant à la propulsion du véhicule. Un système hybride ne signifie pas qu'il y a absence d'utilisation de combustible fossile. En effet, les génératrices électriques doivent être entraînées pour convertir leur mouvement de rotation en énergie électrique. Généralement, on utilise des moteurs à essence ou des moteurs Diesel pour fournir le mouvement mécanique demandé. Néanmoins, les systèmes PÉI offrent le principal avantage de maximiser le rendement de la propulsion puisque les moteurs électriques n'ont pas de cycle thermodynamique. En effet, dans les moteurs à combustion une grande partie de l'énergie produite par la combustion est perdue sous forme de chaleur dissipée. Aussi, vu que le système PÉI dispose de contrôles performants pour les moteurs à combustion responsables du mouvement des génératrices électriques, il est possible de diminuer l'émission de gaz à effet de serre du système puisque les moteurs à combustion ne fonctionneront pas nécessairement en pleine puissance durant tout le temps de fonctionnement.

Bien que les systèmes PÉI aient principalement été développés pour le secteur du transport terrestre et maritime, ces systèmes font l'objet de plusieurs recherches pour éventuellement pouvoir les appliquer au secteur du transport aérien. La recherche traitée dans ce mémoire est une collaboration avec l'entreprise LTA Aérostructures (LTAA) afin de les aider à développer un dirigeable électrique pour transporter des matières premières dans les régions isolées dans le Nord-du-Québec.

Le dirigeable-cargo en développement, le LTAA-10, sera doté d'un système PÉI standard qui est formé de trois composantes de bases, soit : une force motrice, une génératrice électrique et un moteur électrique. Le système de LTAA est doté de quatre turbines Diesel qui entraînent chacune quatre génératrices synchrones à aimant permanent (Permanent Magnet Synchronous Generator en anglais, d'où l'acronyme PMSG). Ces turbines sont les forces motrices du système PÉI puisque les mouvements mécaniques fournis sont convertis en électricité qui alimente le système en entier. Afin de déplacer le dirigeable, quatre hélices sont entraînées par quatre moteurs synchrones à aimant permanent (Permanent Magnet Synchronous Machine en anglais, d'où l'acronyme PMSM). L'ensemble du modèle est présenté à la Figure 0.1 que nous avons créée à partir des spécifications de la compagnie.

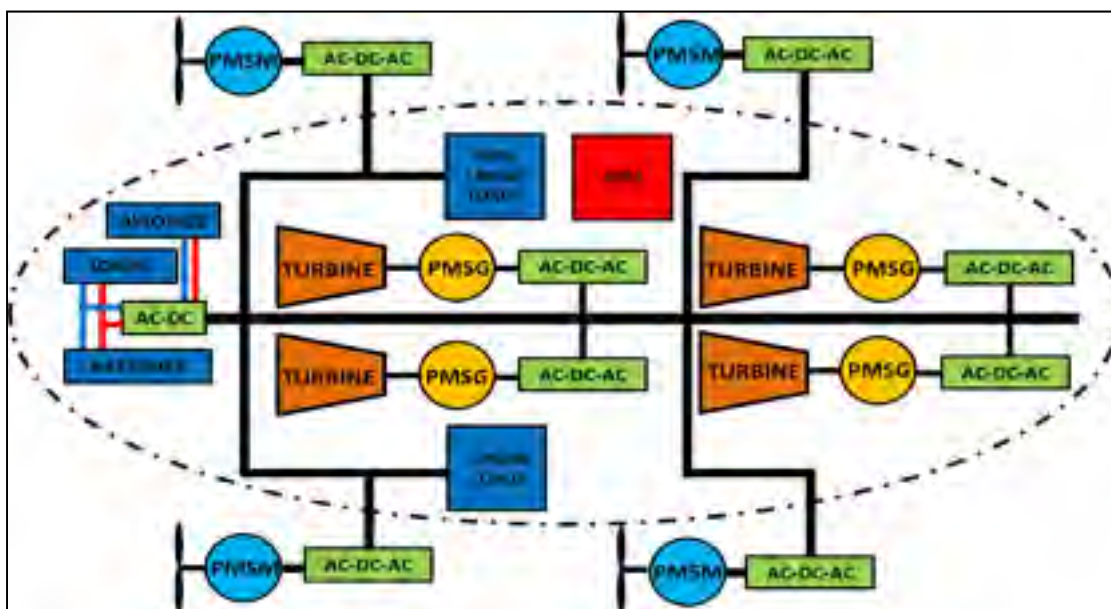


Figure 0.1 Système PÉI du dirigeable LTAA-10

D'après la Figure 0.1, on constate que l'ensemble du système PÉI est relativement complexe. Comme les systèmes PÉI ne sont pas à point encore, LTAA a décidé de se doter d'un modèle de simulation du système PÉI afin d'étudier et d'essayer diverses conceptions du système. Principalement, l'intérêt de LTAA d'avoir un modèle de simulation est d'analyser la stabilité du circuit. La connaissance de la stabilité du circuit est d'une grande importance puisqu'elle assure que le système n'opérera pas dans un état qui pourrait compromettre la sécurité du dirigeable. Généralement, dans un circuit complexe, la combinaison des charges linéaires et non linéaires avec d'autres composantes complexes, tel que des onduleurs triphasés, est propice à apporter des instabilités dans le circuit. L'objectif de la présente recherche consiste donc à effectuer l'analyse de stabilité et à conclure sur la stabilité du système PÉI proposé par LTAA.

Pour effectuer l'analyse de stabilité du système, il existe plusieurs méthodes classiques avec chacune sa propre précision. La grande majorité des méthodes font appel aux fonctions de transfert pour conclure sur la stabilité du circuit. Cependant, lorsque le circuit est complexe, comme dans le cas du système de LTAA-10, il devient très difficile d'obtenir et de manipuler les fonctions de transfert, surtout dans le cas où une grande précision serait nécessaire. Dans la littérature, il existe une méthode alternative qui utilise des critères de stabilité petit gain pour déterminer la stabilité du système pour un point d'opération donné. Ces critères ont été établis par Belkhatat (1997) et sont fondés sur le théorème du petit gain. L'idée de cette méthode est de calculer trois normes différentes et de comparer les valeurs obtenues par rapport aux trois critères établis. Si un des critères est respecté pour le point d'opération donné, le diagramme de Nyquist du système est garanti de ne pas encercler le point $(-1 + j0)$ et la réponse harmonique est contenue dans un cercle unitaire, ce qui implique que le système est stable. Par rapport aux méthodes classiques d'analyse de stabilité, cette méthode requiert le calcul de la matrice d'impédances de la source dans le référentiel dq et de la matrice d'admittances de la charge dans le référentiel dq pour conclure sur la stabilité du circuit. Avec cette méthode, il n'est donc plus nécessaire de devoir calculer les fonctions de transfert des éléments composant le système. Cependant, les matrices nécessaires à l'obtention de l'analyse de stabilité sont

autant difficiles à obtenir que les fonctions de transfert à cause de la complexité du système PÉI, et donc un moyen alternatif simple d'obtenir les matrices s'impose.

Dans la littérature, il existe une technique qui stipule que les matrices d'impédances de la source et de la charge, dans le référentiel dq , peuvent être approximées en injectant deux séries de voltage triphasé de faible amplitude, pour une plage de fréquences donnée, entre la source et la charge. Pour chaque fréquence choisie, une matrice d'impédances dq pour la charge et la source est obtenue, ce qui permet d'effectuer l'analyse pour le même point d'opération à différentes fréquences. De plus, la technique d'extraction d'impédances inclut les paramètres des régulateurs, ce qui permet d'effectuer une analyse de stabilité complète du système PÉI. Cette technique est très intéressante puisque même si la structure du circuit n'est pas connue, il est toujours possible d'obtenir les impédances du circuit. En combinant l'analyse de stabilité par critères de stabilité petit gain avec la technique d'extraction d'impédances, l'étude de stabilité du système PÉI du dirigeable-cargo LTAA-10 peut être effectuée avec plus d'aisance.

Le présent mémoire est divisé en quatre chapitres. Le premier chapitre présente une brève revue de la littérature concernant les différentes méthodes d'analyse de stabilité pour des systèmes similaires au système PÉI. Le deuxième chapitre traite de la stabilité des circuits triphasés qui contiennent des charges constantes en puissance (« Constant Power Load » en anglais ou « CPL ») alors que le chapitre 3 parle d'une technique d'extraction d'impédances pour des circuits à courant alternatif (CA) triphasé. Finalement, le chapitre 4 aborde l'application de l'analyse de stabilité par critères de stabilité petit gain sur le modèle du système PÉI de LTAA et une discussion sur les résultats de l'extraction d'impédances et de l'analyse de stabilité est présenté.

CHAPITRE 1

REVUE DE LA LITTÉRATURE

1.1 Introduction

Dans le présent chapitre, un bref survol de la littérature concernant les différentes méthodes d'analyse de stabilité applicables est présenté. Principalement, une analyse de stabilité est un processus qui permet d'identifier si un système fonctionnera normalement ou s'il risque de s'emballer et causer des dommages. Ce type d'analyse est généralement appliqué à des systèmes qui possèdent un ou des contrôles qui permettent de maintenir une ou plusieurs sorties à une valeur de consigne déterminée. Chaque méthode est différente et demande la connaissance de certaines valeurs pour pouvoir les appliquer. Le présent chapitre présente le principe de base des systèmes de contrôle et de la stabilité. Aussi, un bref survol des différentes méthodes d'analyse de stabilité trouvées dans la littérature est présenté pour voir les différentes options disponibles afin d'atteindre l'objectif de la recherche.

1.2 Définition de la stabilité

Lors de la conception d'un système quelconque, la spécification la plus importante est celle de la stabilité d'un système, d'où l'importance de bien comprendre sa définition. Dans la littérature, Nise (2008) définit clairement les principes de base utilisés dans le domaine de la stabilité. Les points les plus importants sont présentés dans ce qui suit.

Un système qui est conçu de façon instable offrira des performances médiocres et par conséquent, la sortie du système ne pourra jamais se stabiliser à une valeur fixe. Dans certains cas, la sortie du système peut s'emballer, donc la sortie peut s'élever à des valeurs exorbitantes, ce qui cause éventuellement des situations à risques, d'où l'importance d'effectuer une analyse de stabilité. Il existe plusieurs définitions de la stabilité selon le type de système à l'étude. Pour comprendre le principe de la stabilité, on prend le cas d'un système linéaire invariant dans le

temps vu sa simplicité. La réponse totale d'un système est la somme de la réponse naturelle et de la réponse forcée. Ceci est représenté par la relation suivante :

$$c(t) = c_{forcée}(t) + c_{naturelle}(t) \quad (1.1)$$

La réponse naturelle est l'énergie dissipée ou acquise par le système en soi. En d'autres termes, la réponse naturelle est la réponse qui dépend seulement du système ainsi que de ses conditions initiales et non de l'entrée. La réponse forcée quant à elle est dépendante de l'entrée. À partir de ces concepts, trois points sont ressortis pour définir la stabilité d'un système linéaire invariant dans le temps :

- un système linéaire et invariant dans le temps est stable si la réponse naturelle se rapproche de zéro lorsque le temps tend vers l'infini;
- un système linéaire et invariant dans le temps est instable si la réponse naturelle augmente indéfiniment lorsque le temps tend vers l'infini;
- un système linéaire et invariant dans le temps est marginalement stable si la réponse naturelle n'augmente pas ou ne diminue pas, mais reste constante ou oscille lorsque le temps tend vers l'infini.

Les trois définitions précédentes définissent la stabilité d'un système par rapport à la réponse naturelle. Cependant, la réponse naturelle n'est pas la seule à analyser puisque la réponse totale est une combinaison de deux réponses comme montrée à l'équation (1.1). Malgré que la stabilité soit bien définie avec les trois points précédents, il devient préférable de trouver une autre façon de mieux définir la stabilité par rapport à la réponse totale. Dans la littérature, la stabilité est très couramment définie à l'aide du principe de la stabilité BIBO (Bounded-input, Bounded-output). Ce principe est basé sur la réponse totale du système et stipule qu'un système est stable si toute entrée délimitée engendre une sortie délimitée. Du principe de la stabilité BIBO, il est possible d'explorer des concepts plus poussés de la stabilité comme le fait Belkhat (1997) dans sa thèse.

Comme le mentionne Belkhatat (1997), la définition de la stabilité BIBO est aussi bien valable pour les systèmes MIMO (Multiple-input, Multiple-output) que pour les systèmes SISO (Single-input, Single-output). La stabilité BIBO est un principe qui définit bien la stabilité, mais elle possède aussi son désavantage. En effet, la stabilité BIBO se limite seulement à analyser ce qui est à l'extérieur du système, c'est-à-dire à l'entrée et à la sortie du système. Dans plusieurs cas, les systèmes ne sont pas formés d'un seul système simple, mais d'un ensemble de sous-systèmes. Il peut arriver qu'un sous-système présente une instabilité, mais l'ensemble des autres sous-systèmes font en sorte que l'instabilité soit annulée et le système est donc défini BIBO stable. Ceci dit, il est donc important de ne pas se limiter à n'analyser que le système général, mais à analyser les sous-systèmes qui forment le système aussi. Il est aussi possible de retrouver le principe de la stabilité BIBS (Bounded-input, Bounded-state) qui inclut les sous-systèmes. Si l'ensemble des sous-systèmes est stable, alors il est certain que le système en entier est stable. En d'autres termes, un système qui est qualifié de BIBS stable est automatiquement BIBO stable mais pas l'inverse.

1.3 Méthodologies existantes pour effectuer une analyse de stabilité

Dans la section 1.2, les termes BIBO stable et BIBS stable sont employés pour déterminer si un système seul ou incluant ses sous-systèmes, dans le cas de la stabilité BIBS, sont stables. Cependant, pour identifier clairement si un système est stable ou non, il est plus convenable d'effectuer une étude beaucoup plus robuste soit l'analyse de stabilité. Dans la littérature, diverses méthodes peuvent être trouvées pour effectuer l'analyse de stabilité.

1.3.1 Méthode graphique par simulation

Il existe diverses méthodes théoriques qui permettent de conclure sur la stabilité d'un circuit, mais il existe également des méthodes plus visuelles pour conclure sur la stabilité d'un point d'opération ou d'une conception d'un circuit. En effet, des logiciels spécialisés permettent de simuler des circuits électriques et des systèmes mécaniques afin de tracer la réponse de la sortie du circuit ou du système. Les courbes obtenues permettent donc de voir l'évolution de la sortie du système et d'identifier si, visuellement, la sortie demeure stable ou instable suite à

l'application d'une entrée. Un système dont la sortie se stabilise à une valeur fixe est stable. Par contre, si la sortie augmente indéfiniment, alors le système est instable. Les courbes permettent aussi de calculer les performances du système soit : la précision, la rapidité et l'amortissement. Cette méthode d'analyse par simulation a d'ailleurs été appliquée à des systèmes de propulsion électrique. En effet, Voncilă, Voncilă et Fetecău (2010), et Nord (2006) effectuent leur analyse de stabilité pour un système de propulsion électrique intégré en analysant divers graphiques qui représentent la réponse du système suite à une perturbation ou à la simulation d'un scénario.

La méthode graphique par simulation se distingue des méthodes théoriques puisque très peu de calculs mathématiques sont nécessaires pour arriver à une conclusion sur la stabilité. Par contre, comme cette analyse se concentre essentiellement sur la forme des réponses et non sur les pôles et les zéros du système, cette méthode est alors moins précise que les autres. Aussi, cette méthode n'est pas axée sur la conception, c'est-à-dire que l'analyse de stabilité est effectuée sur un circuit déjà conçu et ne permet pas de concevoir un système stable. De plus, avec cette méthode, il faut simuler le plus de scénarios possibles afin de garantir la stabilité pour le plus de cas possibles, ce qui implique que cette méthode est longue à appliquer. Ce type d'analyse n'est donc pas idéal pour le cas de la présente recherche à cause du manque de précision et du grand nombre de simulations à effectuer.

1.3.2 Méthode par le critère généralisé de Nyquist

L'analyse de stabilité par le critère généralisé de Nyquist est une méthode classique et efficace pour déterminer si un circuit est stable ou non. Ce critère permet d'étudier la stabilité d'un système en boucle fermée en analysant la réponse harmonique du système en boucle ouverte et les emplacements des pôles en boucle ouverte. Pour obtenir la réponse harmonique du système, il est nécessaire de tracer le diagramme de Nyquist. Comme il s'agit d'une analyse en boucle fermée, le système doit avoir la forme d'un système $G(s)$ avec une boucle de rétroaction $H(s)$. La forme du système est montrée à la Figure 1.1.

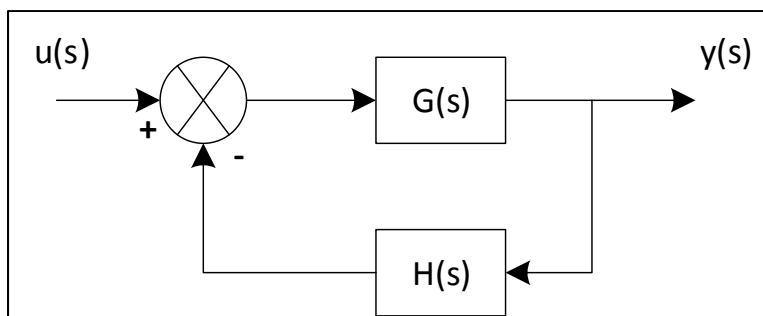


Figure 1.1 Système en boucle fermée

La fonction de transfert d'un système en boucle fermée peut s'écrire comme :

$$\frac{y(s)}{u(s)} = \frac{G(s)}{1 + G(s)H(s)} \quad (1.2)$$

Un système en boucle ouverte ne possède pas de rétroaction, comme on peut l'observer d'après la Figure 1.2. La fonction de transfert d'un système en boucle ouverte se définit comme :

$$\frac{y(s)}{u(s)} = G(s)H(s) \quad (1.3)$$

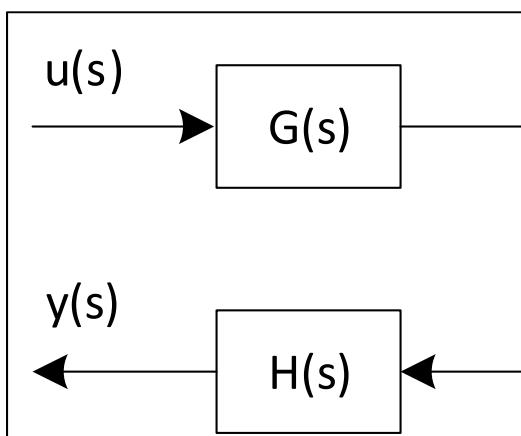


Figure 1.2 Système en boucle ouverte

À partir des équations (1.2) et (1.3), il est possible de voir la relation pôles et zéros qui existent entre $G(s)H(s)$, $1 + G(s)H(s)$ et la fonction de transfert en boucle fermée telle que définie dans Nise (2008). Si l'on considère :

$$G(s) = \frac{N_G}{D_G} \quad (1.4)$$

$$H(s) = \frac{N_H}{D_H} \quad (1.5)$$

Il est alors possible de définir les équations suivantes :

$$G(s)H(s) = \frac{N_G N_H}{D_G D_H} \quad (1.6)$$

$$1 + G(s)H(s) = \frac{D_G D_H + N_G N_H}{D_G D_H} \quad (1.7)$$

$$\frac{y(s)}{u(s)} = \frac{G(s)}{1 + G(s)H(s)} = \frac{N_G D_H}{D_G D_H + N_G N_H} \quad (1.8)$$

À partir des équations (1.6) à (1.8), il est intéressant de constater que les pôles de $1 + G(s)H(s)$ sont les mêmes que $G(s)H(s)$. Aussi, les zéros de $1 + G(s)H(s)$ sont égales aux pôles du système en boucle fermée. Ces notions permettront de définir le critère de Nyquist.

L'idée du diagramme de Nyquist est d'avoir un moyen graphique d'identifier les pôles se trouvant dans le demi-plan droit du plan s , en d'autres termes les pôles instables. Pour tracer ce diagramme, il faut utiliser des transformations conformes, *mapping* en anglais, pour facilement repérer les pôles instables. Une transformation conforme signifie que si l'on prend un nombre complexe quelconque dans le plan s et qu'on le substitue dans une fonction $F(s)$, alors un nouveau nombre est obtenu (Nise, 2008). Le même principe est applicable à un

contour de points, c'est-à-dire un contour A dans le plan s donnera un contour B suite à une transformation conforme. Alors, si l'on prend un contour C qui englobe tout le demi-plan droit du plan s , comme montré à la Figure 1.3, il est possible d'identifier les pôles et les zéros dans le demi-plan droit s avec le diagramme de Nyquist. Si on utilise $1 + G(s)H(s)$ comme $F(s)$, les pôles instables seront représentés par des encerclements du point d'origine du plan. D'une part, si un zéro du système est encerclé par le contour C , un encerclement horaire (360°) apparaîtra dans le diagramme de Nyquist. D'autre part, si un pôle du système est encerclé par le contour C , un encerclement antihoraire (-360°) apparaîtra dans le diagramme de Nyquist. Il a été défini que les pôles de $1 + G(s)H(s)$ sont les mêmes que $G(s)H(s)$, alors comme il est possible d'utiliser $G(s)H(s)$ comme $F(s)$. Dans ce cas, l'origine est déplacée au point $(-1 + j0)$, ce qui représente la limite de stabilité. Donc, un encerclement autour de $(-1 + j0)$ sur le diagramme de Nyquist indique la présence d'un pôle ou d'un zéro dans le demi-plan droit du plan s .

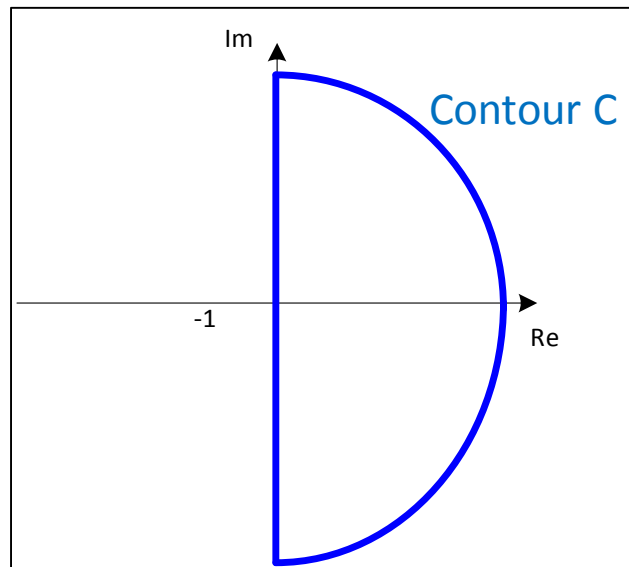


Figure 1.3 Contour C encercrant le demi-plan droit du plan s

À partir du diagramme, le critère généralisé de Nyquist peut être défini. Le critère stipule que le nombre de pôles en boucle ouverte (P) moins le nombre d'encerclements antihoraires autour du point $(-1 + j0)$ (N) équivaut au nombre de zéros dans le contour C (Z), donc dans le demi-plan droit du plan s . Le critère se traduit par :

$$Z = P - N \quad (1.9)$$

Pour garantir la stabilité du système, il est donc important de s'assurer que le nombre de pôles en boucle ouverte (P) soit égal au nombre d'encerclements horaires autour de $(-1 + j0)$ (N) pour que le nombre de zéros dans le demi-plan droit du s (Z) soit égal à zéro.

Le critère généralisé de Nyquist a été appliqué à des circuits équivalents au circuit du système de propulsion électrique intégré étudié dans la présente recherche. Sudhoff, Glover, Lamm, Schmucker et Delisle (2000), et Ahmadi (2013) étudient la stabilité de diverses composantes d'électronique de puissance. Cette méthode est très précise pour conclure sur la stabilité d'un système, car elle utilise les pôles et les zéros du système. Par contre, pour obtenir les pôles et les zéros, et tracer le diagramme de Nyquist, il faut connaître les fonctions de transfert du système. Pour un circuit complexe, tel que le circuit du système PÉI, l'identification des fonctions de transfert peut causer des ennuis à cause de la quantité d'éléments formant le système et de la présence d'éléments non linéaires. Il est possible de simplifier les fonctions de transfert pour les manipuler avec plus de facilité, mais la précision de l'analyse de stabilité diminue, car les fonctions de transfert ne représentent plus fidèlement les éléments qu'elles décrivent. Puisque cette méthode fait appel aux fonctions de transfert et que le circuit du système de propulsion électrique intégré est complexe, il est donc préférable d'opter pour une autre méthode d'analyse de stabilité.

1.3.3 Méthode par stabilité de Lyapunov

L'application de la stabilité de Lyapunov est une méthode qui se distingue des autres, car elle fait appel à la notion d'énergie totale du système et se base sur le modèle exact du système. De plus, la stabilité de Lyapunov peut s'appliquer à des systèmes non linéaires ce qui fait de cette méthode une des plus polyvalentes. Le concept de la stabilité de Lyapunov consiste à trouver une fonction définie positive $V(x)$ représentant généralement l'énergie totale du système. Il s'agit ensuite de démontrer que cette fonction est décroissante dans le temps, c'est-à-dire que

la dérivée de V (\dot{V}) par rapport au temps est une fonction définie négative. Si \dot{V} est négative alors l'énergie totale du système est dissipée et le système est considéré stable.

La stabilité de Lyapunov a été appliquée dans l'article de Tashakori et Ektesabi (2012) pour étudier la stabilité d'un onduleur et d'un moteur sans balais à courant continu. Comme l'onduleur est contrôlé par une modulation PWM (Pulse Width Modulation), il est donc plus avantageux d'étudier le circuit par la stabilité de Lyapunov. L'avantage d'utiliser la stabilité de Lyapunov est qu'en regardant comment la fonction $V(x)$ varie dans le temps, il est possible de conclure sur la stabilité du système sans avoir à résoudre des équations différentielles non linéaires. Cependant, cette méthode requiert également les fonctions de transfert, ce qui peut causer des difficultés comme mentionné précédemment dans la méthode basée sur le critère généralisé de Nyquist. Aussi, la fonction $V(x)$ doit être bien définie, sinon il faut refaire l'analyse de Lyapunov jusqu'à temps de trouver la bonne fonction $V(x)$. Malgré que cette méthode soit robuste pour des systèmes contenant des non-linéarités, la nécessité de connaître le modèle rend cette méthode difficile à appliquer au système à l'étude vu la complexité du circuit. Il est donc préférable de trouver une méthode alternative pour analyser la stabilité du système PÉI.

1.3.4 Méthode par critères de stabilité petit gain

Jusqu'à présent, les méthodes présentées sont soit imprécises ou soit complexes à appliquer car la connaissance des fonctions de transfert est nécessaire. Rappelons que pour le cas de la présente recherche une méthode simple et précise est recherchée afin de pouvoir analyser le système PÉI du dirigeable LTAA-10 qui est un circuit complexe. Dans la littérature, Belkhatat (1997) propose d'étudier des circuits contenant des charges à puissance constante (Constant Power Load en anglais d'où l'acronyme CPL) à l'aide du théorème du petit gain. Les circuits CPL sont particuliers, car le fait de maintenir une puissance constante fait apparaître un phénomène d'impédance négative dans le circuit. Cette impédance négative peut causer des instabilités lorsque combinée avec certaines composantes. Le théorème du petit gain permet d'analyser des systèmes qui sont interconnectés entre eux, tel qu'à la Figure 1.4. Également,

ce théorème est combiné avec le principe du diagramme de Nyquist, qui a été expliqué à la section 1.3.2.

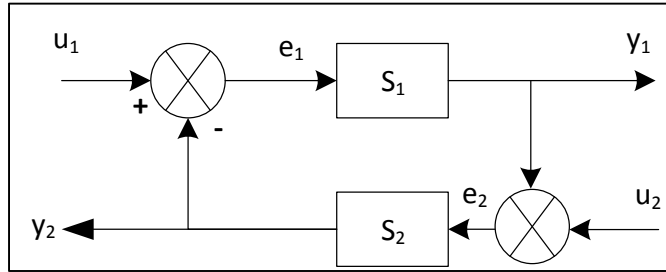


Figure 1.4 Systèmes interconnectés

Tirée de Wikipédia (2015)

Le théorème du petit gain, selon Wikipédia (2015), stipule que si le système S_1 est stable et que le système S_2 est stable également, alors la stabilité BIBO du système entier est garantie si et seulement si :

$$\|S_1\| \cdot \|S_2\| < 1 \quad (1.10)$$

Si la condition présentée par l'équation 1.10 est respectée, alors le diagramme de Nyquist est assuré de ne pas présenter d'encerclement autour du point $(-1 + j0)$ ce qui indique qu'aucun pôle en boucle fermée n'est présent dans le demi-plan droit du plan s . En d'autres termes, le système est stable. De plus, si le théorème est respecté, la réponse harmonique du système dans le diagramme de Nyquist est assurée d'être comprise à l'intérieur d'un cercle unitaire centré à l'origine. En d'autres termes, le théorème du petit gain est une restriction que l'on impose au diagramme de Nyquist. Il existe également d'autres restrictions pour obtenir des réponses harmoniques spécifiques pour un système, tel que montré à la Figure 1.4.

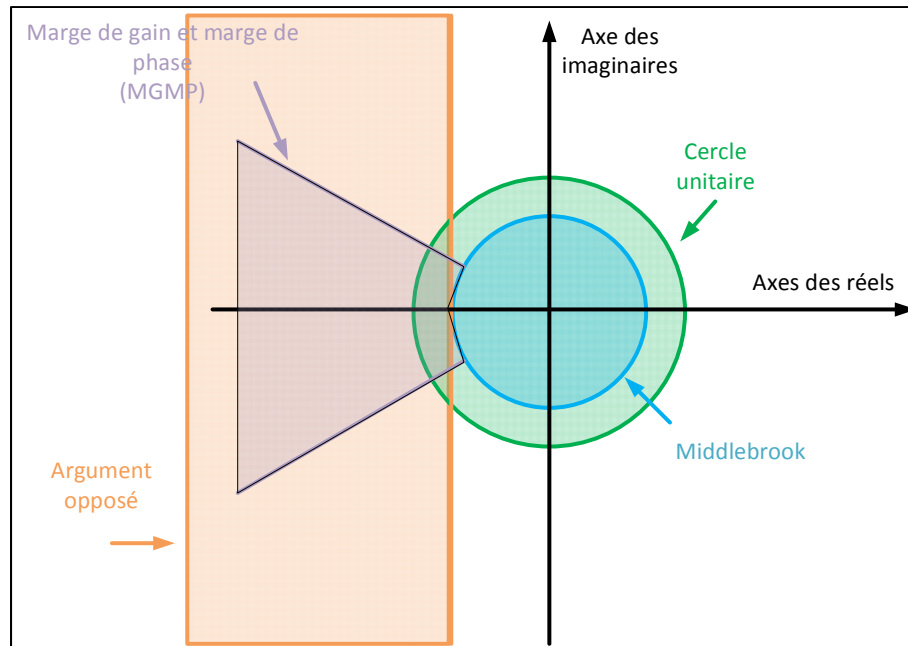


Figure 1.5 Différentes restrictions pour le diagramme de Nyquist

Tirée de Riccobono *et al.* (2014, p. 3526)

Précédemment, il a été mentionné qu'étudier la stabilité par le diagramme de Nyquist est difficile dans notre cas en raison de la nécessité de connaître les fonctions de transfert. Or, rappelons que le diagramme de Nyquist est un graphique contenant la magnitude et la phase du système. Alors, il est possible de pouvoir l'appliquer à des impédances pour les limiter avec le théorème du petit gain et ainsi garantir la stabilité du circuit. Dans ce qui suit, basé sur la thèse de Belkhat (1997), la démonstration de l'application du théorème du petit gain à des impédances est présentée.

Tout d'abord, prenons un circuit simple formé d'une source et d'une impédance de source Z_S et d'une impédance de charge Z_L , tel que montré à la Figure 1.6.

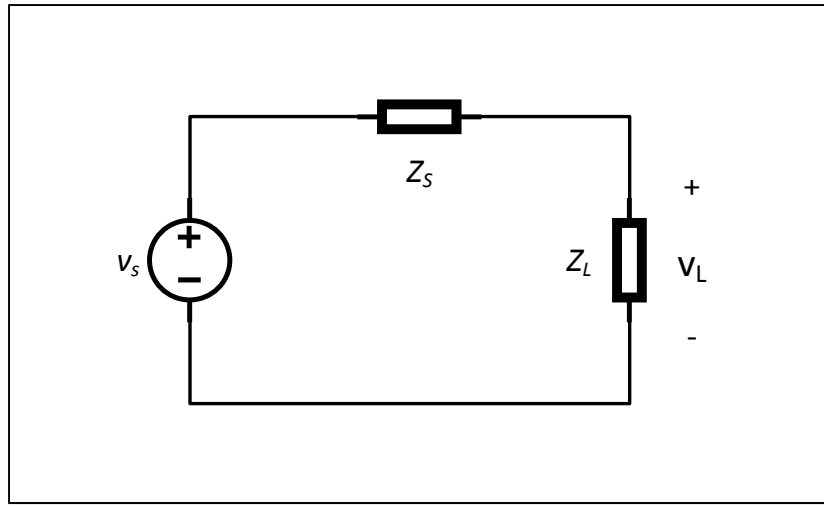


Figure 1.6 Circuit composé d'une source et d'une impédance de source et de charge

À partir du circuit présenté à la Figure 1.6, il est possible de retrouver la fonction de transfert qui représente le circuit. En prenant v_s comme entrée et v_L comme sortie, la fonction de transfert représentant le circuit peut s'écrire comme étant :

$$\frac{v_L}{v_s} = \frac{1}{1 + \frac{Z_s}{Z_L}} \quad (1.11)$$

Les pôles du circuit sont donc contenus dans le dénominateur $1 + Z_s/Z_L$, plus précisément dans Z_s/Z_L . Donc, si l'on applique le théorème du petit gain, la norme de Z_s/Z_L doit être plus petite que la valeur 1 pour s'assurer de ne pas avoir d'encerclements du point $(-1 + j0)$. Pour obtenir la norme d'un nombre complexe, il suffit d'utiliser la norme euclidienne. La norme euclidienne d'un nombre complexe est sa valeur absolue. Donc, il est possible de définir la restriction suivante :

$$\left| \frac{Z_s}{Z_L} \right| < 1 \text{ ou } |Z_s Y_L| < 1 \text{ pour } -\infty < \omega < \infty \quad (1.12)$$

Si cette restriction est respectée, alors il est possible de conclure que le système est BIBO stable. Le circuit présenté à la Figure 1.6 peut représenter un circuit équivalent de Thévenin d'un circuit plus complexe. Par contre, dans le cas à l'étude, le système PÉI est un circuit triphasé avec des charges à puissance constante et donc la forme du circuit de la Figure 1.6 n'est plus applicable. La seule façon de pouvoir appliquer le théorème petit signal avec des impédances pour un circuit triphasé est de transposer le circuit dans le référentiel dq . La transformation du repère abc au repère dq est présentée au Chapitre 3. Malheureusement, cette transformation engendre un nouveau problème, soit les impédances deviennent des matrices deux par deux. D'autre part, il est important de noter que la norme que l'on utilise pour le théorème du petit gain peut être en effet n'importe quelle norme mathématique. Cependant, comme le mentionne Belkhaty (1997), en étant une matrice deux par deux il n'est plus évident de savoir quelle norme engendrera la condition de stabilité établie par le théorème du petit gain. Pour cette raison, Belkhaty (1997) a utilisé trois normes différentes (La norme infinie/unitaire, la norme Gershgoran et la norme quadratique, définies dans ce qui suit) pour calculer des conditions à partir des impédances du circuit qui permettent de respecter le théorème du petit gain. Les conditions et les normes sont :

$$ZY_{\infty 1} = \|Z_{qd_S}\|_{\infty} \|Y_{qd_L}\|_1 < 0.5 \quad (1.13)$$

$$ZY_{GG} = \|Z_{qd_S}\|_G \|Y_{qd_L}\|_G < 0.25 \quad (1.14)$$

$$ZY_{\sigma\sigma} = \bar{\sigma}(Z_{qd_S}) \bar{\sigma}(Y_{qd_L}) < 1 \quad (1.15)$$

$$\|A\|_{\infty} = \max_i \left(\sum_{j=1}^m |A_{ij}| \right), \text{ où } i = 1, \dots, n \quad (1.16)$$

$$\|A\|_1 = \max_j \left(\sum_{i=1}^m |A_{ij}| \right), \text{ où } j = 1, \dots, n \quad (1.17)$$

$$\|A\|_G = \max(|A_{qq}|, |A_{qd}|, |A_{dq}|, |A_{dd}|) \quad (1.18)$$

Dans les équations précédentes, l'équation (1.16) représente la formule de la norme infinie, l'équation (1.17) représente la formule de la norme unitaire et l'équation (1.18) représente la formule de la norme Gershgoran, toutes pour une matrice A . La norme quadratique ($\bar{\sigma}$) d'une matrice équivaut à calculer la valeur singulière la plus grande de la matrice. Chaque norme a une tolérance différente et donc, si un seul de ces critères est respecté, alors le circuit est stable. Il est à noter que ces normes peuvent être plus restrictives que le théorème du petit signal qui limite le système au cercle unitaire.

L'analyse par critères de stabilité petit gain offre l'avantage de pouvoir s'appliquer en utilisant les impédances du circuit, ce qui évite de devoir calculer les fonctions de transfert. Cet avantage est beaucoup plus visible quand le circuit à l'étude est grand ou complexe. Cependant, les impédances ne sont pas autant simples à identifier que les fonctions de transfert pour un circuit complexe. Dans ce cas, il est préférable de faire appel à un algorithme d'extraction d'impédances, comme celui proposé dans la thèse de Francis (2010), pour estimer les impédances de la source et de la charge. Le désavantage majeur de cette analyse est la tolérance des normes choisies. En effet, les normes choisies par Belkhaty (1997) sont plus restrictives que le cercle unitaire donc certains cas de stabilité sont rejetés. D'ailleurs, c'est pour cette raison que lorsqu'une instabilité est détectée, il est préférable de la valider avec une autre méthode pour s'assurer qu'il ne s'agisse pas d'un cas de stabilité qui a été rejeté à cause des normes choisies.

Cette analyse a été appliquée par Amouri (2014) afin d'étudier la stabilité d'un circuit filtre-convertisseur dans son mémoire. Comme le circuit est relativement complexe, un algorithme d'extraction d'impédance est utilisé pour appliquer l'analyse de stabilité par critères de stabilité petit gain et ainsi, conclure sur la stabilité du circuit. L'analyse de stabilité par critères de stabilité petit gain est très intéressante dans le cas à l'étude du système PÉI puisque les fonctions de transfert ne sont pas nécessaires à moins de valider si vraiment une instabilité est détectée. Par contre, pour faciliter davantage son application, il est préférable de la combiner

avec un algorithme d'extraction d'impédances pour simplifier l'obtention des matrices d'impédances dans le repère dq .

1.4 Conclusion

En conclusion, dans ce chapitre les principes de la stabilité et la présentation des circuits PÉI ont été présentés pour bien comprendre l'idée générale de la recherche. De plus, une revue de la littérature de différentes analyses de stabilité a été effectuée pour avoir une vue d'ensemble des méthodes qui sont appliquées pour analyser des types de circuit semblables aux circuits PÉI. La majorité des méthodes analysées nécessitent les fonctions de transfert pour conclure sur la stabilité du circuit. Par contre, selon la complexité du circuit, l'obtention des fonctions de transfert peut s'avérer très difficile, donc des erreurs peuvent se faufiler et l'analyse de stabilité sera erronée. La méthode d'analyse de stabilité par critères de stabilité petit gain se démarque des autres par le fait qu'elle ne requiert pas les fonctions de transfert, mais plutôt les matrices d'impédances dans le repère dq . Pour faciliter la tâche, un algorithme d'extraction d'impédance, comme le fait Amouri (2014), peut être combiné avec l'analyse de stabilité par critères de stabilité petit gain afin d'obtenir les impédances nécessaires même si le circuit est complexe. De plus, cette analyse peut être utilisée au niveau de la conception, ce qui permet facilement d'essayer différents prototypes de circuit et valider qu'ils sont stables. Grâce à ses avantages, l'analyse de stabilité par critères de stabilité petit gain combinée avec l'algorithme d'extraction d'impédances proposé par Francis (2010) est donc appliquée dans cette recherche afin d'étudier plus en détail la stabilité du circuit PÉI du dirigeable LTAA-10.

CHAPITRE 2

STABILITÉ DES CIRCUITS TRIPHASÉS AVEC CPL

2.1 Introduction

Pour assurer un fonctionnement sécuritaire des circuits PÉI du dirigeable développé par LTAA, il est primordial d'identifier les limites d'opération des circuits qui amèneront des instabilités indésirables. Ces instabilités se reflètent généralement par des oscillations qui s'amplifient dans le temps et qui éventuellement causent des dommages importants aux circuits. Dans la littérature, la méthode d'analyse de stabilité par critères de stabilité petit gain se démarque des autres par sa simplicité d'application. Dans sa thèse, Belkhatat (1997) a défini des conditions à partir de trois normes pour appliquer le théorème du petit gain à un circuit triphasé avec CPL. L'intérêt d'étudier des circuits triphasés avec des CPL est le fait qu'un phénomène d'impédance négative apparaît et, lorsque combiné avec un filtre d'entrée ou une autre composante, cause des instabilités. Pour valider la stabilité, des normes sont calculés à l'aide de la matrice d'impédances de la source et de la matrice d'admittance de la charge. Selon si les normes sont plus grandes ou plus petites que les conditions établies, le circuit est instable ou stable. Dans le cas du présent mémoire, les circuits PÉI sont considérés comme des circuits CPL puisqu'à tout moment, la puissance développée doit être constante.

Dans ce chapitre, le phénomène d'impédance négative est détaillé et expliqué à l'aide d'un circuit convertisseur triphasé doté d'un CPL et d'un filtre d'entrée. Ensuite, le circuit est simulé sous l'environnement MATLAB/Simulink afin de valider la présence d'une instabilité pour une certaine puissance de fonctionnement donnée. De plus, l'analyse de stabilité par critères de stabilité petit gain est appliquée afin de valider la présence de l'instabilité trouvée par la simulation. Finalement, une analyse de la plage de stabilité offerte par la méthode proposée est effectuée afin de conclure sur la tolérance de cette méthode.

2.2 Phénomène d'impédance négative

Un circuit à puissance constante ou CPL en anglais, possède la caractéristique de fournir une puissance constante à sa sortie peu importe les fluctuations de voltage à l'entrée. Ce type de circuit est très couramment utilisé pour des systèmes dotés de moteurs électriques ou pour des circuits dotés de convertisseurs tel que les systèmes PÉI. Par contre, cette autorégulation de la puissance entraîne un phénomène d'impédance négative. À la base, une impédance négative seule ne cause pas de problème au fonctionnement du circuit, mais lorsqu'elle est combinée avec un filtre d'entrée, l'impédance négative peut provoquer un emballement du voltage. Les oscillations causées par l'emballement peuvent éventuellement endommager les différentes composantes, ce qui pourrait mener à des situations dangereuses, surtout pour des systèmes PÉI en plein vol.

La thèse Belkhat (1997) offre une explication pour mieux comprendre l'apparition du phénomène d'impédance négative. Tout d'abord, prenons le circuit présenté à la Figure 2.1. Le voltage fourni à la charge (v_L) est maintenu constant grâce à un contrôleur PWM. Si le courant de la charge ne fluctue pas et si nous considérons le rendement du convertisseur η comme étant 1, alors nous pouvons exprimer la relation suivante :

$$P_{in} = \eta \cdot P_{out} \approx P_{out} = Constant \quad (2.1)$$

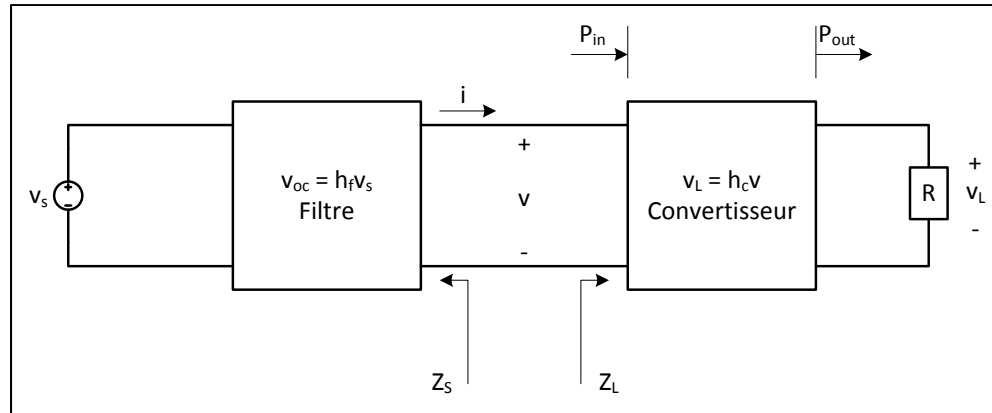


Figure 2.1 Convertisseur CC/CC avec filtre d'entrée

Tirée de Belkhat (1997, p. 4)

À partir de l'équation (2.1), il est possible d'exprimer le changement différentiel de puissance à l'entrée du circuit CPL. Le changement différentiel s'exprime avec l'équation suivante :

$$dP_{in} = 0 = i \cdot dv + v \cdot di \quad (2.2)$$

En manipulant l'équation (2.2), l'équation suivante peut être exprimée :

$$\frac{dv}{di} = -\frac{v}{i} = r_{inc} \quad (2.3)$$

Pour avoir une relation de la résistance incrémentale r_{inc} en fonction du voltage et de la puissance d'entrée, le courant d'entrée au convertisseur doit être aussi exprimé en fonction de ces deux mêmes variables. Comme le courant est inversement proportionnel au voltage puisque la puissance est constante, le courant peut s'exprimer comme étant :

$$i = \frac{P_{in}}{v} \quad (2.4)$$

En substituant l'équation (2.4) dans l'équation (2.3), la résistance incrémentale peut donc s'exprimer comme étant :

$$r_{inc} = \frac{dv}{di} = -\frac{v^2}{P_{in}} \quad (2.5)$$

L'équation (2.5) démontre que pour toute valeur de puissance d'entrée positive P_{in} la valeur de la résistance d'incrémentale d'entrée est toujours négative. La combinaison de cette résistance incrémentielle négative avec un filtre d'entrée cause des oscillations amorties négatives qui sont dommageables pour le circuit. Il est également possible de voir l'effet instable de l'impédance négative en prenant un circuit CPL avec une bobine (Emadi, Khalig, Rivetta et Williamson, 2006), comme montré à la Figure 2.2.

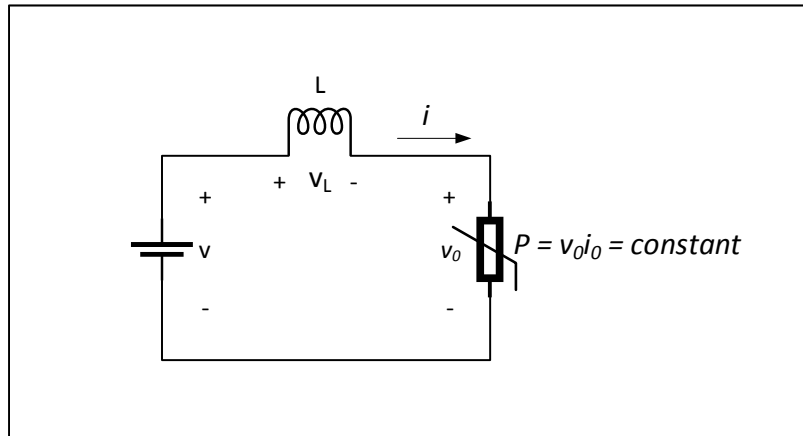


Figure 2.2 Circuit CPL avec une bobine

Nous savons que la charge a une puissance constante et donc la courbe du voltage par rapport au courant suit la relation établie à l'équation 2.3 à cause de l'impédance négative. Pour la bobine de la source, la courbe du voltage par rapport au courant doit nécessairement être une courbe qui diminue par rapport au temps. En traçant les deux courbes dans un même graphique, tel que la Figure 2.3, il est possible de voir l'instabilité causée par le phénomène d'impédance négative.

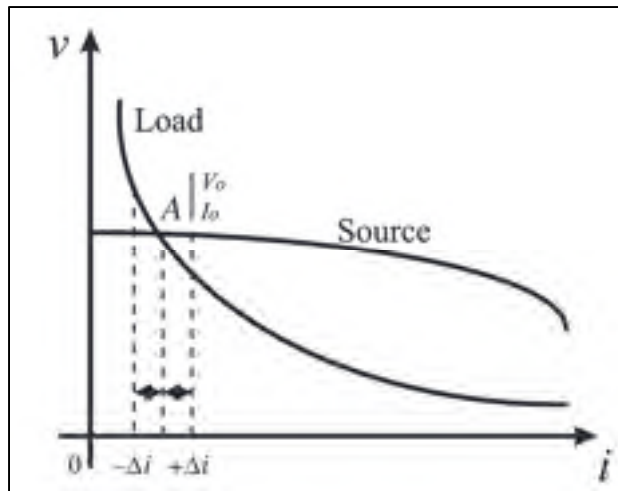


Figure 2.3 Relation voltage courant d'un CPL
et d'une bobine
Tirée de Emadi *et al.* (2006, p. 1116)

À partir de la Figure 2.3, il est facile de conclure que le système ne sera pas stable. En effet, en supposant que le système est à l'équilibre en A, si le courant diminue de Δi , le voltage de la source augmente et le voltage de la charge également, ce qui implique que le système se déviera du point d'équilibre. Aussi, si le courant augmente de Δi , le voltage de la source diminue et celui de la charge aussi, ce qui fera dévier le système du point d'équilibre. Si pour un circuit relativement simple le phénomène d'impédance négative affecte la stabilité, il est alors possible de dire que pour un circuit plus complexe, il y aura aussi des impacts au niveau de la stabilité. Alors, il devient intéressant d'étudier plus en profondeur la stabilité de circuits avec CPL pour éviter ces instabilités.

2.3 Stabilité d'un circuit triphasé avec CPL sur MATLAB/Simulink

Au Chapitre 1, il a été décidé que la méthode d'analyse de stabilité par critères de stabilité petit gain sera utilisée pour étudier le circuit électrique du système PÉI. La théorie derrière cette méthode a aussi été expliquée au Chapitre 1. Pour analyser la stabilité du circuit PÉI, la partie complétée a été reproduite sous l'environnement Simulink de MATLAB. Donc, l'analyse de stabilité par critères de stabilité petit gain doit être codée dans MATLAB. Afin de valider la méthode d'analyse de stabilité par critères de stabilité petit gain codée dans MATLAB, la

simulation d'un circuit CPL avec filtre d'entrée est effectuée. Le circuit à l'étude est présenté à la Figure 2.4. Ce circuit est considéré comme étant un circuit CPL puisque le contrôleur SVPWM maintient le voltage du côté CC à une valeur fixe peu importe les fluctuations de voltages à l'entrée. Comme mentionné précédemment, un tel circuit présentera une instabilité à partir d'une certaine valeur de puissance d'opération. Le but de la simulation est de valider la présence de l'instabilité dans les mesures. Ainsi, avec l'analyse de stabilité proposée, cette même instabilité doit être détectable afin de pouvoir garantir que cette méthode est valable.

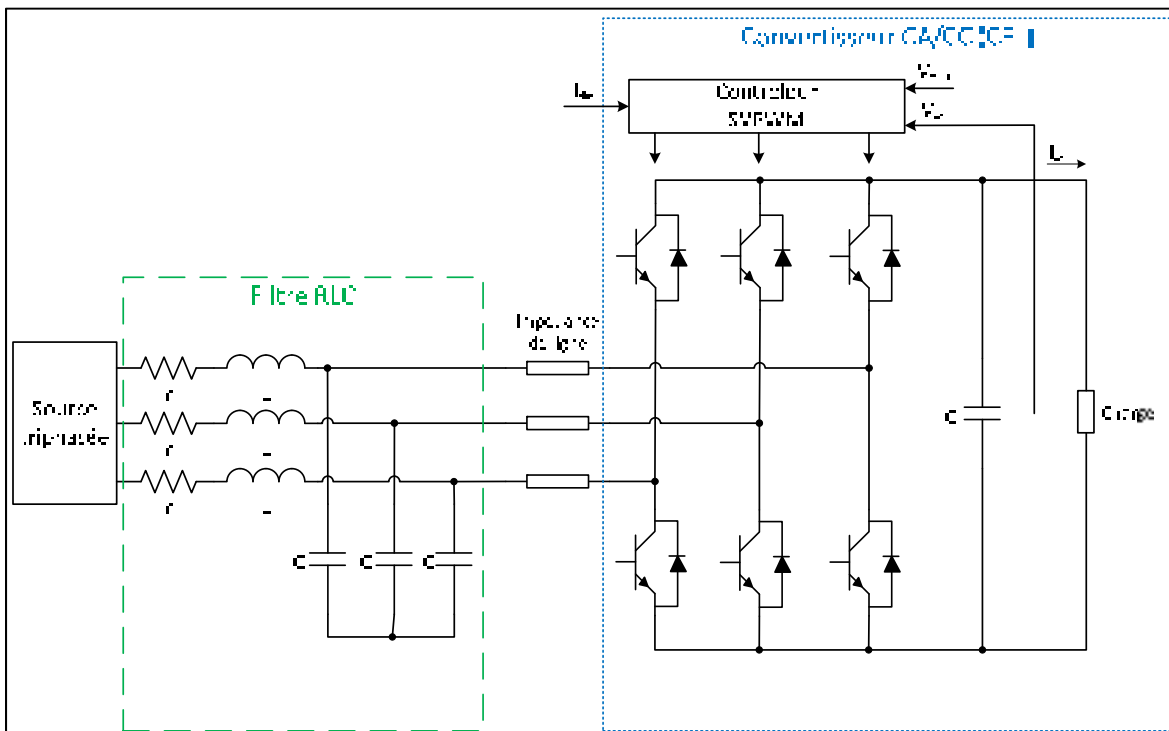


Figure 2.4 Filtre/Convertisseur triphasé CPL

Afin de visualiser l'instabilité sur Simulink, il faut considérer le circuit présenté à la Figure 2.4 comme étant idéal. En le considérant idéal, ceci implique donc que la correction du contrôleur SVPWM se fait instantanément et qu'il n'y a pas de pertes au niveau du convertisseur. Bien évidemment, si on simule le circuit de la Figure 2.4 comme étant idéal, le calcul des gains proportionnels et intégraux des régulateurs du SVPWM devient nécessaire pour obtenir cette correction instantanée. Or, afin d'éviter le calcul des gains, Belkhat (1997) propose de

simuler un circuit *qd* équivalent grand signal qui est tout aussi valide que le circuit présenté à la Figure 2.4. Il est à noter que l'impédance de ligne sera négligée dans le circuit équivalent obtenu.

Pour obtenir le modèle équivalent qui permet de simuler le circuit CPL, le modèle temporel du CPL idéal triphasé ainsi que le modèle temporel du CPL avec filtre d'entrée doivent être connus.

2.3.1 Modèle temporel du CPL idéal triphasé

Belkhat (1997) et Chaijarunudomrung, Areerak et Areerak (2011) mentionnent qu'un CPL peut être représenté par une source de courant qui dépend du voltage. Le CPL étant considéré comme une source de courant, l'amplitude de cette source peut être donnée par l'équation suivante :

$$I_{CPL} = \frac{P_{CPL}}{V_{in}} \quad (2.6)$$

Dans l'équation (2.6), P_{CPL} est la puissance du convertisseur en sortie et V_{in} représente le voltage instantané à l'entrée. Comme le mentionne Belkhat (1997), l'équation (2.6) est en d'autres termes le modèle non linéaire du CPL et peut être utilisée comme une bonne approximation à des fréquences plus basses que la bande passante du convertisseur. Notons qu'en appliquant la série de Taylor à l'équation (2.6) jusqu'au deuxième terme, un modèle linéaire peut être obtenu. Suite à l'application de la série de Taylor, le modèle linéaire du CPL devient donc :

$$I_{CPL}(v) \approx 2 \cdot \frac{P_{CPL}}{V_o} - \frac{P_{CPL}}{V_o^2} \cdot V_{in} = 2 \cdot I_o + r \cdot V_{in} \quad (2.7)$$

Dans l'équation (2.7), V_o et I_o représentent respectivement le voltage et le courant à un point d'opération et r représente la résistance d'entrée. Le CPL à l'étude est triphasé, donc il faut obtenir le modèle linéaire triphasé. Bien évidemment, dans un modèle triphasé, les valeurs changent dans le temps, ce qui rend difficile à manipuler les équations. En appliquant la transformation de Park pour aller du référentiel abc au référentiel qd , les courants et les tensions deviennent continus. Cette transformation sera expliquée au Chapitre 3 section 3.2.2. Pour trouver le modèle dans le repère qd , il faut tout d'abord prendre que la partie convertisseur CA/CC de la Figure 2.4. En d'autres termes, seul le CPL est pris en considération pour cette étape. Rappelons que le CPL peut être considéré comme une source de courant, alors il devient primordial de trouver l'équation représentant ce courant exprimé dans le repère qd . La puissance instantanée du convertisseur peut s'exprimer comme étant :

$$P(t) = v_a \cdot i_a + v_b \cdot i_b + v_c \cdot i_c = \mathbf{v}_{abc}^T \cdot \mathbf{i}_{abc} \quad (2.8)$$

Il est à noter que \mathbf{v}_{abc} et \mathbf{i}_{abc} sont des matrices qui contiennent les composantes en voltage et en courant respectivement des phases a , b et c . Pour transformer l'équation (2.8) dans le repère qd , il faut appliquer la transformation de Park. La matrice permettant d'effectuer la transformation de Park est définie comme étant :

$$\mathbf{K}_s = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin(\theta) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

Notons que la transformation de Park effectue une transition du repère abc au repère $qd0$. À la différence du repère $dq0$, la composante dans l'axe q est à l'avance de celle dans l'axe d et non le contraire. L'angle θ représente la fréquence angulaire nominale de la source ω_e plus l'angle de la source à l'instant $t = 0$. Ainsi, en utilisant la matrice de transformation présentée en (2.9), la puissance instantanée du convertisseur peut s'exprimer, dans le repère qd , comme étant :

$$P(t) = (\mathbf{K}_s \mathbf{v}_{abc})^T \cdot \mathbf{K}_s \mathbf{i}_{abc} = \frac{3}{2} \cdot \mathbf{v}_{qd0}^T \cdot \mathbf{i}_{qd0} \quad (2.10)$$

Le système CPL est considéré balancé, donc la composante sur l'axe θ a une valeur de zéro pour le voltage et pour le courant. L'équation (2.10) peut donc être simplifiée davantage et peut s'exprimer comme étant :

$$P(t) = \frac{3}{2} \cdot (v_q \cdot i_q + v_d \cdot i_d) \quad (2.11)$$

En regardant l'équation (2.11), on remarque que les courants i_q et i_d sont maintenant présents dans l'équation de la puissance instantanée du CPL, mais on ne peut pas les isoler puisque nous avons deux variables inconnues et une équation seulement. Afin d'obtenir une deuxième équation, il est possible de déduire l'équation de la puissance réactive instantanée $Q(t)$ à partir de la relation suivante :

$$P^2(t) + Q^2(t) = \frac{9}{4} \cdot (v_q^2 + v_d^2)(i_q^2 + i_d^2) \quad (2.12)$$

Connaissant l'équation de $P(t)$ et en effectuant des manipulations algébriques, la valeur de $Q(t)$ qui satisfait l'équation (2.12) est :

$$Q(t) = \frac{3}{2} \cdot (v_q \cdot i_d - v_d \cdot i_q) \quad (2.13)$$

Maintenant que nous avons deux équations et deux inconnus, il est possible d'isoler i_q et i_d à partir des équations (2.11) et (2.13).

$$i_q = \frac{2}{3} \cdot \frac{(P \cdot v_q - Q \cdot v_d)}{(v_q^2 + v_d^2)} \quad (2.14)$$

$$i_d = \frac{2}{3} \cdot \frac{(P \cdot v_d + Q \cdot v_q)}{(v_q^2 + v_d^2)} \quad (2.15)$$

Les équations (2.14) et (2.15) sont importantes puisqu'elles représentent finalement le CPL dans le circuit équivalent que l'on désire obtenir. Rappelons que Belkhatat (1997) et Chaijarunudomrung *et al.* (2011) précisent que le CPL dans le circuit équivalent est représenté par une source de courant dépendant du voltage. De plus, comme le mentionne Belkhatat (1997), la forme des équations (2.14) et (2.15) est similaire à la forme du modèle non linéaire défini à l'équation (2.6). En ayant la même forme, il est donc possible de linéariser avec la série de Taylor comme pour l'équation (2.6) afin d'obtenir la matrice d'admittances de la charge Y_{qdL} . Cette matrice d'admittances est d'une grande importance afin de pouvoir appliquer les critères proposés. En combinant les équations (2.14) et (2.15) sous une forme plus compacte, la série de Taylor jusqu'au deuxième terme de la combinaison, d'après Belkhatat (1997), est donnée par :

$$\mathbf{i}_{qd} = \mathbf{F}(\mathbf{v}_{qd}) \approx \mathbf{F}(\mathbf{v}_{qd})|_{\mathbf{v}_{qd}} + \nabla \mathbf{F}(\mathbf{v}_{qd})|_{\mathbf{v}_{qd}} \tilde{\mathbf{v}}_{qd} = \mathbf{I}_{qdop} + \mathbf{Y}_{qdL} \cdot \tilde{\mathbf{v}}_{qd} \quad (2.16)$$

$$\tilde{\mathbf{v}}_{qd} = \mathbf{v}_{qd} - \mathbf{V}_{qdop} \quad (2.17)$$

Il est à noter que V_q , V_d , I_q et I_d représentent les valeurs de tensions et de courants à un point d'opération sur le repère qd . D'après l'équation (2.16), la matrice d'admittances de la charge apparaît suite au développement de la série de Taylor. D'après Belkhatat (1997), la matrice d'admittances de la charge est donnée par :

$$\mathbf{Y}_{qdL} = \frac{2}{3(V_q^2 + V_d^2)} \begin{bmatrix} P - 3 \cdot V_q \cdot I_q & -Q - 3 \cdot V_d \cdot I_q \\ Q - 3 \cdot V_q \cdot I_d & P - 3 \cdot V_d \cdot I_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{qq} & y_{qd} \\ y_{dq} & y_{dd} \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

Maintenant que les équations des courants et la matrice d'admittances de la charge sont connues, la prochaine étape consiste à trouver les équations d'états d'un CPL avec un filtre d'entrée.

2.3.2 Modèle temporel du CPL avec filtre d'entrée

Les équations d'états sont d'une grande importance puisqu'elles donnent de l'information sur la structure du circuit équivalent. Par contre, pour obtenir les équations d'états, il devient nécessaire de simplifier la Figure 2.4. Rendu à cette étape, ce qui est essentiel à analyser est le filtre et non plus le CPL. Ceci signifie que le CPL peut être remplacé par une boîte noire comme le montre la Figure 2.5.

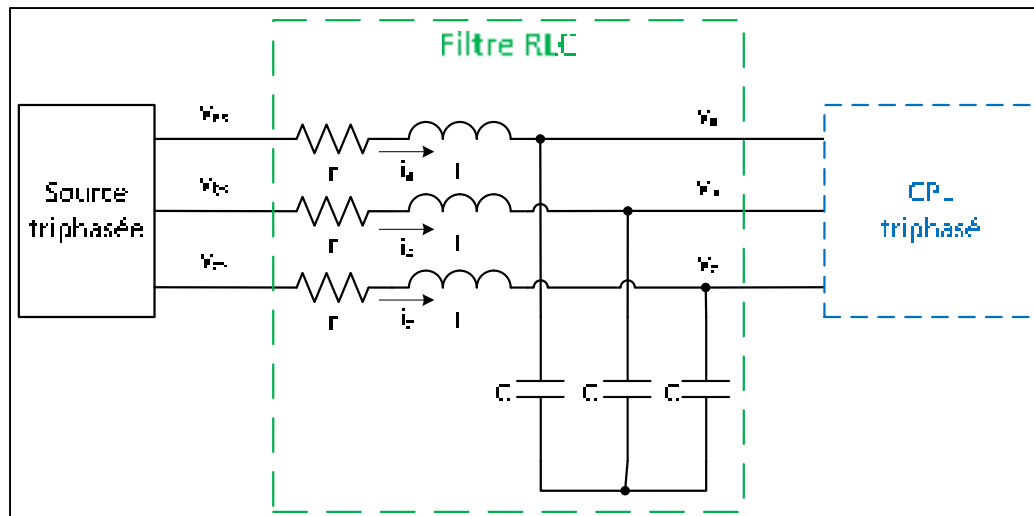


Figure 2.5 Circuit Filtre/CPL triphasé simplifié

Comme pour un circuit électrique quelconque, à partir des équations des tensions et des courants, les équations d'état décrivant le circuit présenté à la Figure 2.5 peuvent être trouvées. Les éléments clés pour obtenir les équations d'état sont les courants dans les inductances et les voltages aux bornes des condensateurs. En définissant les courants circulant dans la bobine (i_{abc}) et les voltages aux bornes du CPL (v_{abc}) comme étant les variables matricielles d'états (x_1 et x_2), l'obtention des équations d'état devient beaucoup plus simple. En effet, à partir de la Figure 2.5, l'équation d'état décrivant le courant dans les inductances peut s'écrire sous la forme matricielle suivante :

$$\frac{di_{abc}}{dt} = -L_m^{-1} \cdot r_m \cdot i_{abc} - L_m^{-1} \cdot v_{abc} + L_m^{-1} \cdot v_{abc_s} \quad (2.19)$$

Il est à noter que \mathbf{L}_m et \mathbf{r}_m représentent respectivement les matrices diagonales de l'inductance et de la résistance incrémentale. De la même façon que pour le courant dans l'inductance, l'équation d'état pour le voltage dans la capacitance peut s'écrire sous la forme matricielle suivante :

$$\frac{d\mathbf{v}_{abc}}{dt} = \mathbf{C}_m^{-1} \cdot \mathbf{i}_{abc} - \mathbf{C}_m^{-1} \cdot \mathbf{i}_{abcL} \quad (2.20)$$

Il est à noter que \mathbf{C}_m représente la matrice diagonale de la capacitance. Pour obtenir les équations d'état décrivant le circuit présenté à la Figure 2.5 sous une forme matricielle classique, c'est-à-dire à l'aide d'une matrice \mathbf{A} et d'une matrice \mathbf{B} , il faut obligatoirement définir les entrées matricielles (\mathbf{u}_1 et \mathbf{u}_2) du système. Pour le cas présent, le voltage de la source dans le repère abc (\mathbf{v}_{abcS}) et le courant entrant dans le CPL (\mathbf{i}_{abcL}) sont, respectivement, les entrées \mathbf{u}_1 et \mathbf{u}_2 du système. Ainsi, connaissant les entrées et les variables d'état, les équations d'état du système sont représentées, sous forme compacte, par l'expression suivante :

$$\frac{d\mathbf{x}_{abc}}{dt} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{abc} \\ \mathbf{v}_{abc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\mathbf{L}_m^{-1} \cdot \mathbf{r}_m & -\mathbf{L}_m^{-1} \\ \mathbf{C}_m^{-1} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_1 \\ \mathbf{x}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{L}_m^{-1} \\ -\mathbf{C}_m^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{u}_1 \\ \mathbf{u}_2 \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

Malgré que la matrice \mathbf{A} du système soit maintenant connue, l'équation (2.21) n'est pas directement applicable puisque le circuit équivalent développé est dans le repère qd et non dans le repère abc . Cependant, précédemment, la transformation de Park, qui permet le passage du repère abc au repère qd , a été définie à l'équation (2.9), et donc elle peut être appliquée directement sur l'équation (2.21). Il est à noter qu'il faut définir la matrice \mathbf{T} pour simplifier l'écriture de la nouvelle matrice \mathbf{A} . Belkhatat (1997) définit la matrice \mathbf{T} comme étant :

$$\mathbf{T} = \mathbf{K}_s \frac{d\mathbf{K}_s^{-1}}{dt} = \begin{bmatrix} 0 & \omega_e \\ -\omega_e & 0 \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

Sachant la valeur de la matrice \mathbf{T} , la représentation matricielle des équations d'état dans le repère qd de la Figure 2.5 peut s'écrire comme étant (Belkhatat, 1997) :

$$\frac{d\mathbf{x}_{qd}}{dt} = \begin{bmatrix} -\mathbf{L}_m^{-1} \cdot \mathbf{r}_m - \mathbf{T} & -\mathbf{L}_m^{-1} \\ \mathbf{C}_m^{-1} & -\mathbf{C}_m^{-1} \cdot \mathbf{Y}_{qdL} - \mathbf{T} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{1qd} \\ \mathbf{x}_{2qd} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{L}_m^{-1} \\ -2\mathbf{C}_m^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{u}_{1qd} \\ \mathbf{u}_{2qd} \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

Il est à noter que \mathbf{x}_{1qd} , \mathbf{x}_{2qd} , \mathbf{u}_{1qd} et \mathbf{u}_{2qd} représentent respectivement \mathbf{i}_{qd} , \mathbf{v}_{qd} , \mathbf{v}_{qd_s} et \mathbf{i}_{qdL} . Comme le mentionne Belkhat (1997) et Chaijarunudomrung *et al.* (2011), l'équation (2.23) permet de retrouver un modèle équivalent pour un circuit avec filtre et CPL triphasé. Rappelons que ce circuit équivalent permet de simuler le circuit présenté à la Figure 2.4 sans avoir à calculer les gains des régulateurs présents dans le contrôle SVPWM. En remplaçant les valeurs des sources de courants représentant le CPL en qd (\mathbf{i}_{qdL}) par les équations (2.14) et (2.14), et en utilisant le modèle d'état des équations en qd présenté en (2.23), le circuit équivalent qd grand signal à la Figure 2.6 peut être défini.

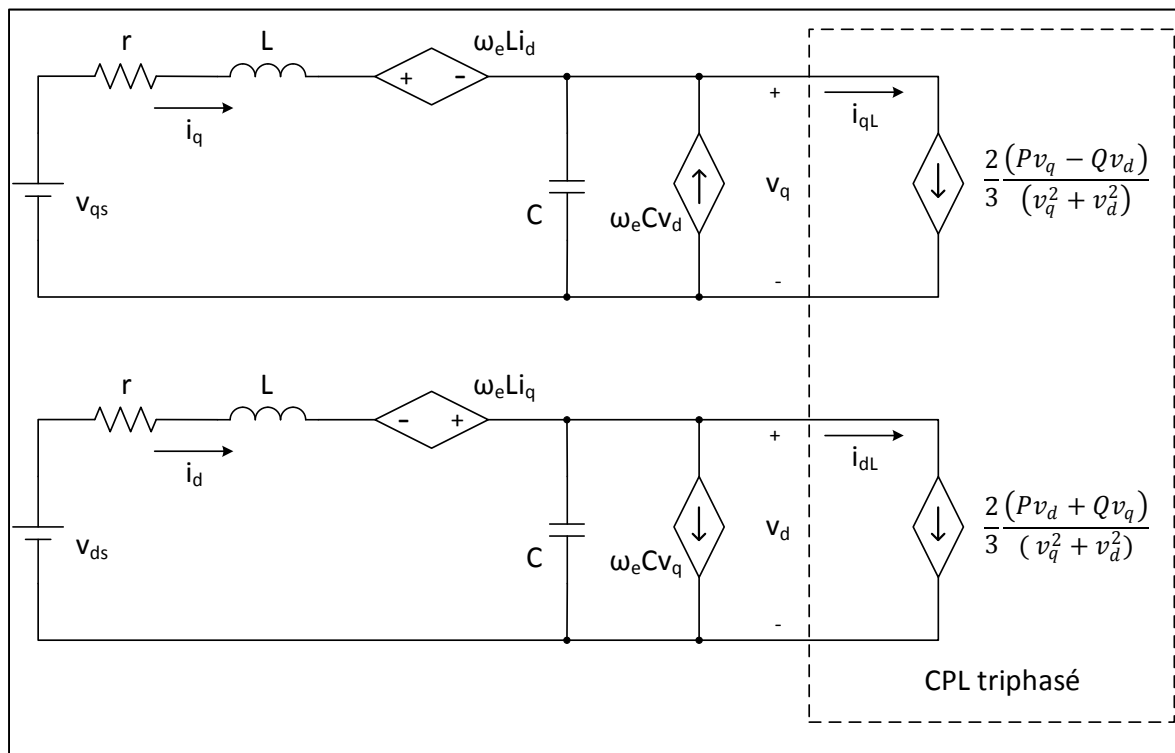


Figure 2.6 Circuit équivalent qd grand-signal du circuit Filtre/CPL triphasé

Tirée de Belkhat (1997, p. 15)

Connaissant maintenant le circuit équivalent qd grand signal, la simulation du circuit CPL peut être réalisée sans avoir à calculer les gains proportionnels et intégraux des régulateurs dans le contrôleur SVPWM. Du circuit présenté à la Figure 2.6, un circuit équivalent petit signal peut aussi être développé à l'aide de la matrice d'admittances de la charge et de points d'opérations, mais pour repérer l'instabilité, le circuit équivalent grand signal est suffisant.

2.3.3 Simulation du circuit équivalent grand signal qd dans Simulink

Afin de valider que l'analyse de stabilité par critères de stabilité petit gain est capable d'identifier un circuit instable, il devient primordial de prendre un circuit instable, comme le circuit présenté à la Figure 2.4 contenant un filtre d'entrée et un CPL, et de valider cette instabilité à l'aide d'une simulation et de la méthode proposée. Ainsi, il devient possible de conclure sur l'efficacité de la méthode d'analyse proposée et aussi de déterminer jusqu'à quel point, les critères choisis sont restrictifs. Dans la section précédente, un circuit équivalent qd grand signal a été développé afin de faciliter la simulation du circuit CPL. Grâce à la librairie SimPowerSystems dans Simulink, le circuit présenté à la Figure 2.6 est reproduit dans l'environnement de simulation. La Figure 2.7 présente le schéma de simulation, sous l'environnement Simulink, qui permet de simuler le circuit CPL.

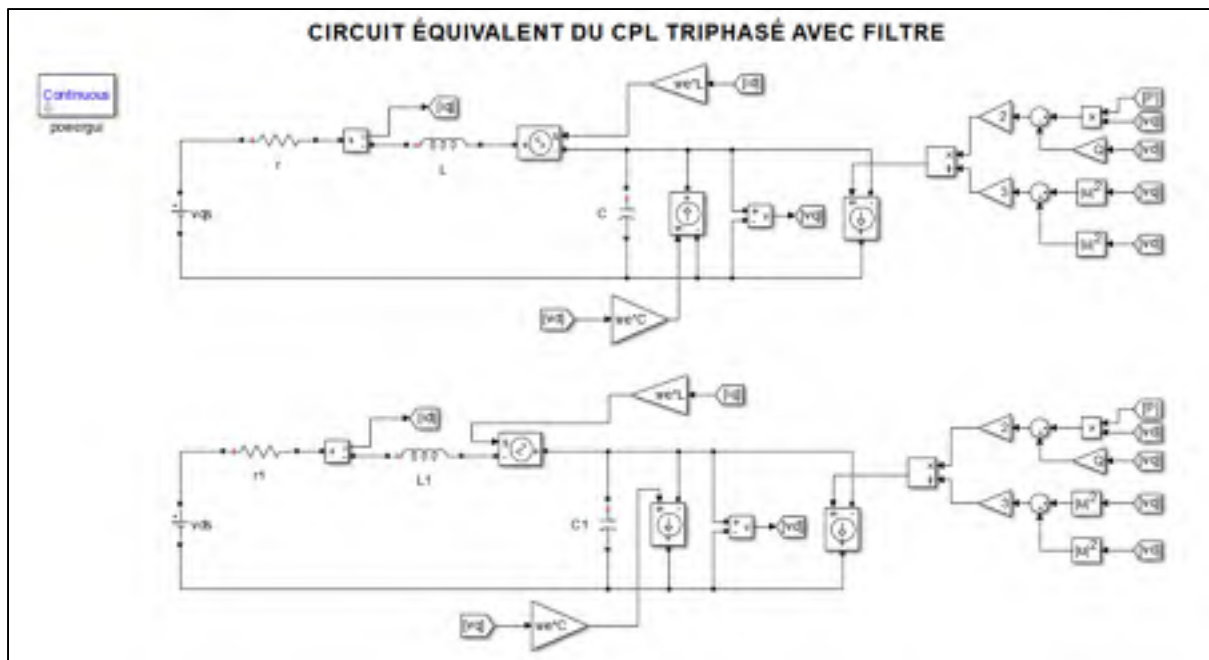


Figure 2.7 Schéma Simulink du circuit Filtre/CPL triphasé

Présentement, la limite de stabilité n'est pas encore connue, donc pour s'assurer que le circuit tombe en instabilité, la simulation est effectuée en trois parties soit : simulation à puissance nulle, simulation à puissance normale et simulation à puissance élevée. En simulant le circuit avec une valeur de puissance P élevée, les chances de faire fonctionner le circuit en instabilité augmentent. Le Tableau 2.1 présente les paramètres utilisés pour la simulation du circuit filtre/CPL triphasé.

Tableau 2.1 Paramètres pour la simulation du circuit Filtre/CPL triphasé

Paramètres	Valeurs		
	$0 \text{ s} \leq t < 0.01 \text{ s}$	$0.01 \text{ s} \leq t < 0.025 \text{ s}$	$t \geq 0.025 \text{ s}$
P	0 kW	20 kW	82.1 kW
Q	0 VAR		
f	60 Hz		
ω_e	$2\pi 60 \text{ rad/s}$		
r	0.1Ω		
L	$77 \mu\text{H}$		
C	$300 \mu\text{F}$		
v_{qs}	367 V		
v_{ds}	0 V		

Il est important de noter que la puissance de 82.1 kW est choisie pour bien apercevoir l'instabilité qui se produit dans le circuit. À une puissance plus élevée, l'instabilité est plus prononcée, ce qui provoque un arrêt abrupt de la simulation, et donc l'instabilité n'est presque pas visible. Afin de simuler à des puissances encore plus élevées, les paramètres de la simulation doivent être réglés en conséquence pour permettre au simulateur de tolérer de grandes fluctuations de valeurs. En simulant le circuit avec les paramètres définis dans le Tableau 2.1, les courbes présentées à la Figure 2.8 ont été obtenues.

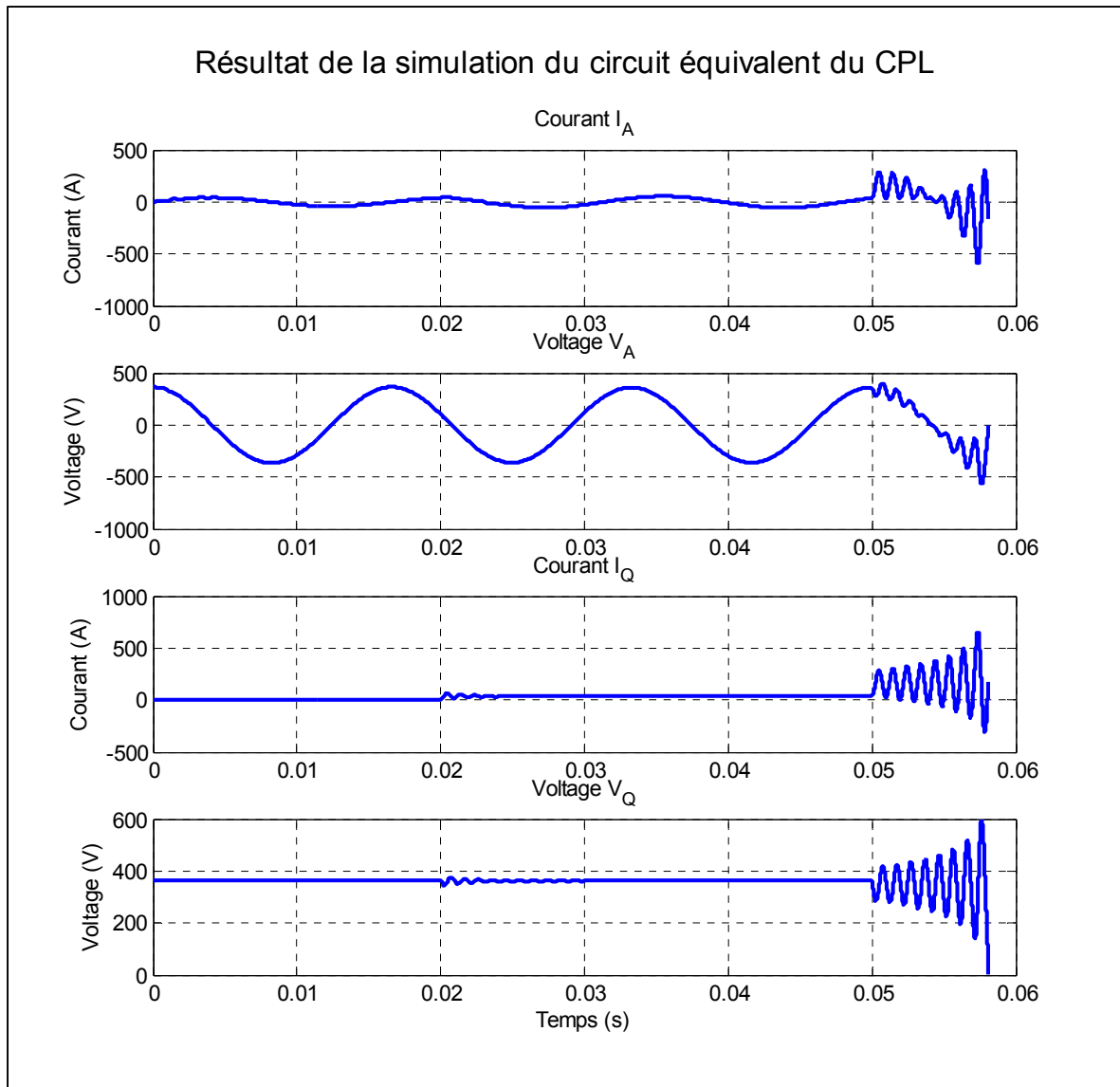


Figure 2.8 Résultats de la simulation du circuit équivalent du Filtre/CPL triphasé

D'après les résultats obtenus à la Figure 2.8, il est possible de constater la présence d'une instabilité lorsque la puissance passe de 20 kW à 82.1 kW à l'instant $t = 0.05$ secondes. Tout d'abord, à l'instant $t = 0$ seconde, le circuit est parfaitement à l'équilibre, d'après le courant i_q et le voltage v_q , lorsqu'une puissance nulle est demandée. De plus, la forme des signaux sinusoïdaux du courant i_a et du voltage v_a ne présente pas de déformation. Malgré qu'une légère déformation à l'instant $t = 0$ seconde soit visible pour le courant i_a , le signal se stabilise très rapidement et reste parfaitement constant, ce qui permet de conclure que le circuit est stable

pour une puissance nulle. La durée de cette petite déformation est en d'autres termes la période transitoire. À l'instant $t = 0.02$ secondes, une réponse similaire à celui de l'instant $t = 0$ est observable. La période transitoire est un peu plus prononcée et possède une durée plus longue que la réponse antérieure, mais le courant i_q et le voltage v_q se stabilisent rapidement ce qui permet de conclure que pour une puissance P de 20 kW, le circuit est toujours stable. Lorsque la puissance augmente à 82.1 kW, à l'instant $t = 0.05$, le circuit tombe clairement en instabilité. En effet, le courant i_q et le voltage v_q commencent à osciller à cet instant et commencent à s'emballer. Un circuit qui s'emballer signifie que le système commence à osciller et l'amplitude de ces oscillations augmente dans le temps. Les valeurs du courant i_q et du voltage v_q ne seront donc jamais stables dans le temps. De plus, la forme du courant i_a et v_a est clairement déformée ce qui permet de conclure que le système est instable avec une puissance P de 82.1 kW. Afin de valider le fonctionnement de la méthode par critères de stabilité petit gain proposée, en appliquant la méthode, la même instabilité qu'en simulation doit être trouvée. Dans la section suivante, l'application de la méthode par critères de stabilité petit gain avec les critères proposés par Belkhaty (1997) est appliquée au même exemple qu'en simulation.

2.3.4 Application des critères de stabilité petit gain au circuit CPL

L'application des critères de stabilité petit gain est une étape importante puisqu'elle permet de valider que les critères proposés par Belkhaty (1997) identifient précisément si un système est stable ou non. Rappelons que cette méthode consiste à valider les équations (1.13) à (1.15) pour une plage de fréquences déterminée. Si un des trois critères est respecté sur toute la plage de fréquence, le système est donc stable. Tout de même, si aucun critère est respecté, la stabilité n'est pas garantie et le système peut être instable comme il peut être stable. Rappelons que les critères ont été définis par Belkhaty (1997) pour satisfaire trois normes de stabilité différentes, donc il se peut que les critères soient trop restrictifs.

Afin de pouvoir calculer la valeur des normes nécessaires à la vérification des critères, la matrice d'admittances de la charge Y_{qdl} et la matrice d'impédances de la source Z_{qds} doivent être connues. En développant le circuit équivalent qd grand signal du circuit CPL triphasé avec

filtre d'entrée, la matrice représentant les admittances de la charge a été trouvée. L'expression trouvée est représentée par l'équation (2.18). La matrice d'impédances de la source est inconnue et il est nécessaire de trouver une façon de calculer cette matrice. Belkhatat (1997) présente dans sa thèse une façon de calculer cette matrice. En développant le circuit équivalent de Thévenin du circuit CPL, les équations nécessaires à l'application de l'analyse de stabilité peuvent être obtenues pour étudier la stabilité du circuit. En d'autres termes, on cherche à obtenir le modèle du système en boucle fermée MIMO, tel que montré à la Figure 2.9, qui représente le circuit CPL. La matrice d'impédances de Thévenin obtenue ($Z_{th,qd}$) équivaut à la matrice d'impédances de la source (Z_{qds}). Dans cette section, les étapes pour obtenir les équations du circuit équivalent de Thévenin sont effectuées pour trouver la matrice d'impédances de la source. En trouvant ces équations, le modèle du système en boucle fermée MIMO sera connu et permettra de faire une analyse sur la tolérance des critères proposés par Belkhatat (1997) à l'aide du lieu des racines.

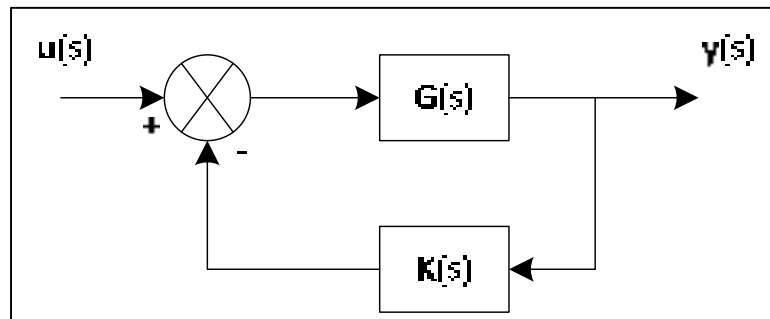


Figure 2.9 Système en boucle fermée MIMO

Tirée de Belkhatat (1997, p. 18)

Pour obtenir le circuit équivalent de Thévenin qd , il faut déterminer un élément d'intérêt qui sera, tout d'abord, débranché et ensuite court-circuité afin d'obtenir les tensions Thévenin ($v_{th,qd}$) et les courants de court-circuit ($i_{cc,qd}$). Dans le cas présent, le CPL est l'élément d'intérêt et le circuit utilisé est celui qui est présenté à la Figure 2.6. Belkhatat (1997) affirme que lorsque le CPL est débranché du circuit, la matrice des tensions Thévenin est donnée par l'expression suivante :

$$\mathbf{v}_{th,qd} = \mathbf{H}_{qd} \cdot \mathbf{v}_{qds} \quad (2.24)$$

Dans l'expression (2.24), \mathbf{H}_{qd} représente la fonction de transfert de $\mathbf{v}_{th,qd}$ par rapport à \mathbf{v}_{qds} . Rappelons que pour trouver une fonction de transfert à partir d'un modèle d'état, l'équation suivante doit être appliquée :

$$\mathbf{H} = \mathbf{C} \cdot (s \cdot \mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \cdot \mathbf{B} + \mathbf{D} \quad (2.25)$$

Les variables \mathbf{A} , \mathbf{B} , \mathbf{C} et \mathbf{D} représentent les matrices qui forment le modèle d'état d'un système. La variable \mathbf{I} représente la matrice identité de même dimension que la matrice \mathbf{A} . Dans le cas présent, la matrice \mathbf{D} est égale à zéro. La matrice \mathbf{A} a précédemment été trouvée pour développer le circuit qd équivalent grand signal du circuit CPL triphasé avec filtre d'entrée. La matrice des voltages de la source (\mathbf{v}_{qds}) a déjà été définie comme l'entrée \mathbf{u}_1 du système, donc en choisissant stratégiquement une nouvelle matrice \mathbf{B}_H et une matrice \mathbf{C}_H , il est possible d'obtenir \mathbf{H}_{qd} en appliquant l'équation (2.25). Comme la matrice d'entrée \mathbf{v}_{qds} est l'unique entrée interpellée par l'expression (2.24), la matrice \mathbf{B}_H est donc définie comme étant :

$$\mathbf{B}_H = [1 \quad 1 \quad 0 \quad 0]^T \quad (2.26)$$

Avec un raisonnement similaire, la fonction de transfert recherchée implique la matrice des voltages de Thévenin qui est égale à la matrice des voltages entrant dans le CPL (\mathbf{v}_{qd}). Seule la variable \mathbf{x}_{2qd} est nécessaire pour retrouver la fonction de transfert, donc la matrice \mathbf{C}_H peut être définie comme étant :

$$\mathbf{C}_H = [0 \quad 0 \quad 1 \quad 1] \quad (2.27)$$

En appliquant les matrices \mathbf{B}_H et \mathbf{C}_H à l'expression (2.25), Belkhatat (1997) conclut que l'expression de \mathbf{H}_{qd} est donnée par :

$$\mathbf{H}_{qd} = (\mathbf{I} + (s \cdot \mathbf{L}_m + \mathbf{r}_m + \mathbf{T} \cdot \mathbf{L}_m)(s \cdot \mathbf{C}_m + \mathbf{T} \cdot \mathbf{C}_m))^{-1} \quad (2.28)$$

Maintenant, le CPL doit être court-circuité afin de pouvoir trouver le modèle équivalent de Thévenin en qd . Belkhat (1997) affirme qu'en court-circuitant le CPL, l'équation du courant de court-circuit est exprimée par :

$$\mathbf{i}_{cc,qd} = \mathbf{Y}_{cc,qd} \cdot \mathbf{v}_{qd_s} \quad (2.29)$$

Comme dans le cas de \mathbf{H}_{qd} , $\mathbf{Y}_{cc,qd}$ représente aussi une fonction de transfert, $\mathbf{i}_{cc,qd}$ par rapport à \mathbf{v}_{qd_s} , et donc sa valeur peut être retrouvée en adoptant une stratégie similaire à \mathbf{H}_{qd} . En choisissant une matrice \mathbf{B}_γ et une matrice \mathbf{C}_γ selon les variables d'état et les variables d'entrées utilisées, l'expression de $\mathbf{Y}_{cc,qd}$ est obtenue en utilisant l'équation (2.25). Par élimination de variables, la matrice \mathbf{B}_γ et la matrice \mathbf{C}_γ nécessaires sont :

$$\mathbf{B}_\gamma = [1 \quad 1 \quad 0 \quad 0]^T \quad (2.30)$$

$$\mathbf{C}_\gamma = [1 \quad 1 \quad 0 \quad 0] \quad (2.31)$$

Suite au calcul de l'équation (2.25) avec les matrices \mathbf{B}_γ et \mathbf{C}_γ trouvées, Belkhat (1997) affirme que, après manipulations algébriques et en considérant l'inverse de la capacitance \mathbf{C}_γ^{-1} comme valant zéro en court-circuit, la fonction de transfert de $\mathbf{Y}_{cc,qd}$ est donnée par :

$$\mathbf{Y}_{cc,qd} = (s \cdot \mathbf{L}_m + \mathbf{r}_m + \mathbf{T} \cdot \mathbf{L}_m)^{-1} \quad (2.32)$$

Pour trouver les impédances équivalentes de Thévenin dans le repère qd ($\mathbf{Z}_{th,qd}$), il faut substituer \mathbf{v}_{qd_s} dans l'équation (2.24) à l'aide de l'équation (2.29). Après la substitution, la nouvelle équation de $\mathbf{v}_{th,qd}$ devient :

$$\mathbf{v}_{th,qd} = \mathbf{H}_{qd} \cdot \mathbf{Y}_{cc,qd}^{-1} \cdot \mathbf{i}_{cc,qd} = \mathbf{Z}_{th,qd} \cdot \mathbf{i}_{cc,qd} \quad (2.33)$$

Après la substitution, l'équation de $\mathbf{v}_{th,qd}$ est de la même forme que l'expression de la loi d'Ohm. Comme le courant et le voltage de Thévenin sont déjà clairement identifiés, par déduction, la matrice d'impédances de Thévenin $\mathbf{Z}_{th,qd}$ doit être égal au produit de \mathbf{H}_{qd} par $\mathbf{Y}_{cc,qd}^{-1}$. Belkhatat (1997) mentionne que $\mathbf{Z}_{th,qd}$ représente également la valeur de \mathbf{Z}_{qdS} . Ainsi, en connaissant la valeur \mathbf{Y}_{qdL} et \mathbf{Z}_{qdS} , il est possible d'appliquer la méthode d'analyse de stabilité par critères de stabilité petit gain à l'exemple présentement à l'étude. Cependant pour obtenir un modèle équivalent à celui présenté à la Figure 2.9, il faut trouver une équation avec une forme familière qui permettra de retrouver le modèle par association. Tout d'abord, rappelons que la fonction de transfert du système MIMO de la Figure 2.9 peut s'écrire comme étant :

$$\frac{\mathbf{y}(s)}{\mathbf{u}(s)} = (\mathbf{I} + \mathbf{G}(s) \cdot \mathbf{K}(s))^{-1} \cdot \mathbf{G}(s) \quad (2.34)$$

En retrouvant une équation de la même forme que (2.34), il est possible de retrouver par association les valeurs de $\mathbf{G}(s)$ et $\mathbf{K}(s)$ qui forment le système. En connaissant le circuit équivalent de Thévenin dans le repère qd , le CPL peut être rebranché au circuit et l'équation du voltage aux bornes du CPL peut être exprimée comme étant :

$$\mathbf{v}_{qd} = \mathbf{v}_{th,qd} - \mathbf{Z}_{th,qd} \cdot \mathbf{i}_{qdL} = \mathbf{H}_{qd} \cdot \mathbf{v}_{qdS} - \mathbf{Z}_{th,qd} \cdot \mathbf{Y}_{qdL} \cdot \mathbf{v}_{qd} \quad (2.35)$$

En arrangeant l'équation (2.35), Belkhatat (1997) précise qu'il est possible d'obtenir une forme similaire à (2.34). Avec des manipulations algébriques, l'équation (2.35) peut se réécrire comme suit :

$$\mathbf{v}_{qd} = (\mathbf{I} + \mathbf{Z}_{qdS} \cdot \mathbf{Y}_{qdL})^{-1} \mathbf{H}_{qd} \cdot \mathbf{v}_{qd} \quad (2.36)$$

La nouvelle forme obtenue est similaire à celle que l'on recherche. Cependant, il est seulement possible de trouver la valeur de $\mathbf{K}(s)$ par association. En effet, si l'association est appliquée, $\mathbf{G}(s)$ est égal à \mathbf{Z}_{qdS} et à \mathbf{H}_{qd} qui sont deux valeurs qui ne sont pas égales entre elles. Une solution simple est de fixer $\mathbf{G}(s)$ comme étant égale à \mathbf{H}_{qd} et trouver une valeur de $\mathbf{K}(s)$ qui

permettra d'obtenir $\mathbf{Z}_{qds}\mathbf{Y}_{qdL}$ en multipliant $\mathbf{G}(s)$ et $\mathbf{K}(s)$. À l'équation (2.33), $\mathbf{Z}_{th,qd}$, qui est égale à \mathbf{Z}_{qds} , a été défini comme étant égale à $\mathbf{H}_{qd}\mathbf{Y}_{cc,qd}^{-1}$, donc il est possible de conclure que :

$$\mathbf{G}(s) = \mathbf{H}_{qd} \quad (2.37)$$

$$\mathbf{K}(s) = \mathbf{Y}_{cc,qd}^{-1} \cdot \mathbf{Y}_{qdL} \quad (2.38)$$

Connaissant $\mathbf{G}(s)$ et $\mathbf{K}(s)$, le schéma du système en boucle fermée MIMO du circuit CPL triphasé avec filtre d'entrée peut être représenté par la Figure 2.10.

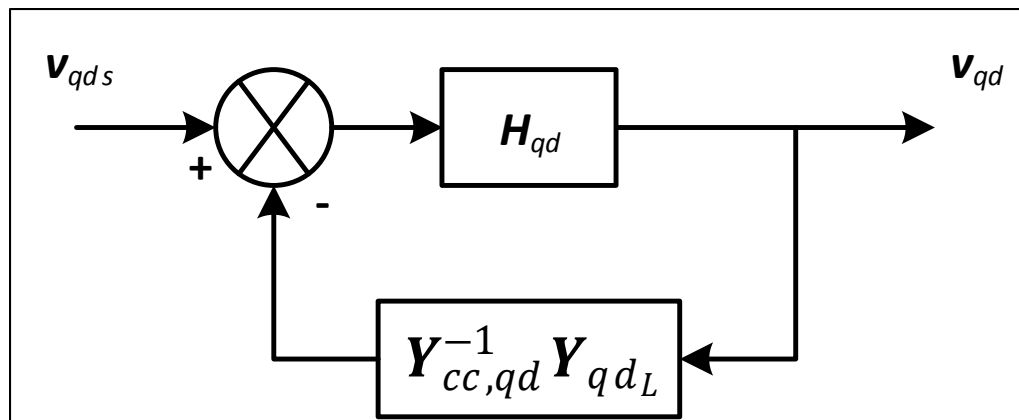


Figure 2.10 Schéma du système en boucle fermée du circuit CPL triphasé

Tirée de Belkhat (1997, p. 19)

Rappelons que l'analyse de stabilité par critères de stabilité petit gain utilise la matrice d'admittances de la charge et la matrice d'admittances de la source pour vérifier la valeur des normes (1.13) à (1.15) pour une plage de fréquences. Pour étudier la stabilité du circuit CPL avec filtre d'entrée triphasé, une plage de fréquences de 1 Hz à 3500 Hz est utilisée. À l'aide d'un code MATLAB, les trois normes ont été calculées pour une puissance de 20 kW et de 82.1 kW pour valider les conclusions tirées de la Figure 2.8. En traçant les différentes valeurs des normes pour la plage de fréquences définie, les résultats suivants ont été obtenus :

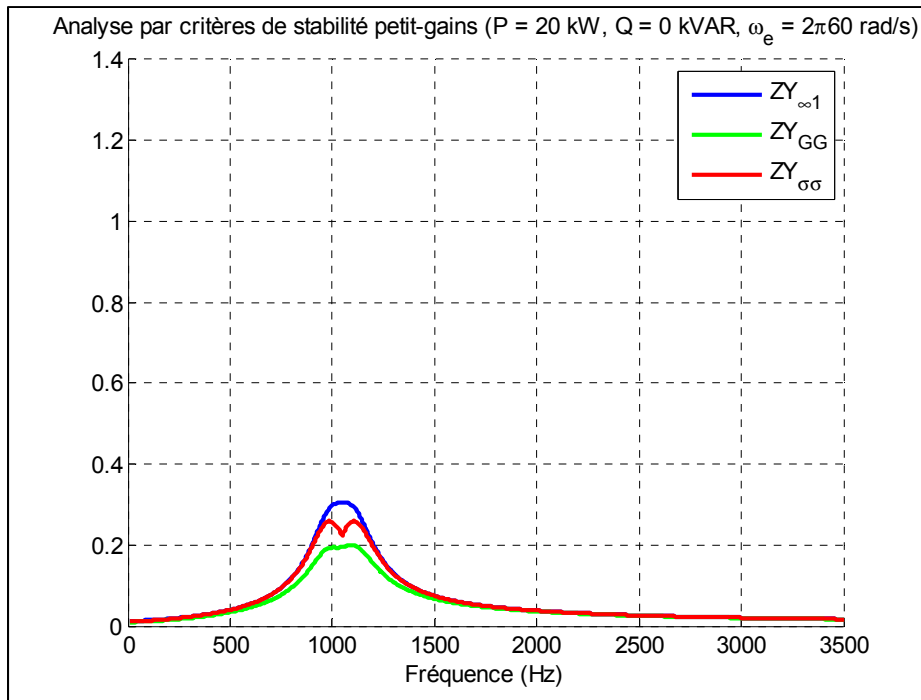


Figure 2.11 Analyse par critères de stabilité petit gain pour $P = 20 \text{ kW}$

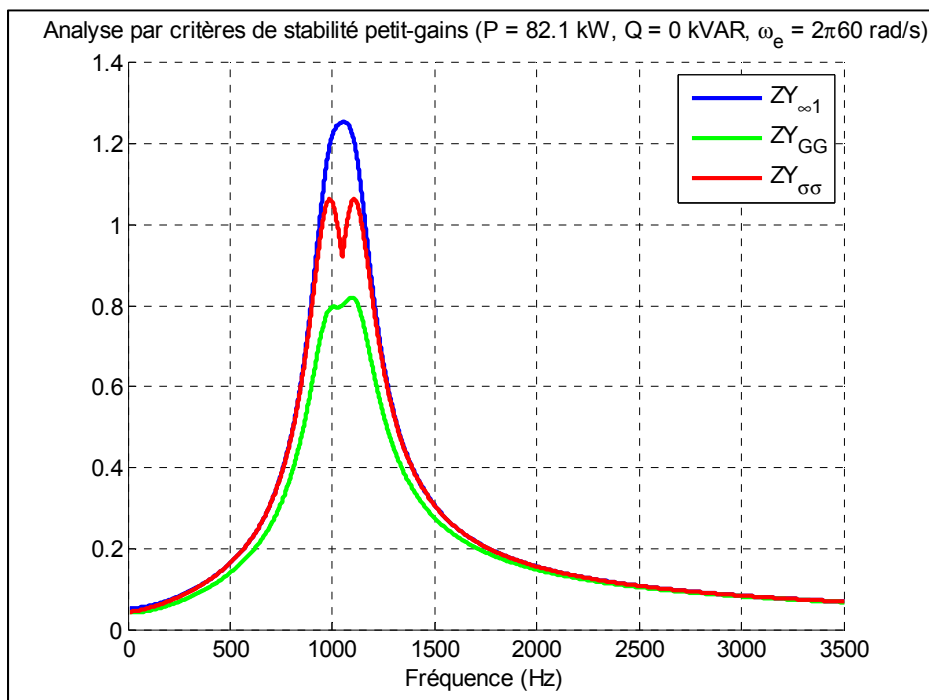


Figure 2.12 Analyse par critères de stabilité petit gain pour $P = 82.1 \text{ kW}$

D'après la Figure 2.11, les trois valeurs des normes ($ZY_{\infty l}$, ZY_{GG} et $ZY_{\sigma\sigma}$) sont plus petites que les valeurs des critères établies par Belkhat (1997), donc le circuit CPL est strictement stable. Comme pour la simulation, la conclusion est la même ce qui indique que l'analyse de stabilité par critères de stabilité petit gain a bien identifié un cas de stabilité. En augmentant la puissance, la stabilité du circuit est grandement influencée puisque les valeurs des normes augmentent aussi, s'approchant donc des limites établies. Cet effet peut être observé à partir de la Figure 2.12 quand la puissance a augmenté de 20 kW à 82.1 kW. En analysant les nouvelles valeurs des normes, les trois valeurs sont plus grandes que les limites ce qui permet de conclure que le circuit n'est pas stable à une puissance de 82.1 kW. Comme pour le cas de la puissance de 20 kW, en appliquant l'analyse de stabilité par critères de stabilité petit gain, la même conclusion qu'en simulation est obtenue ce qui permet de conclure que la méthode proposée identifie bien des cas d'instabilité et de stabilité. Il est intéressant de noter que les fréquences les plus influentes sur la stabilité du circuit sont celles qui se retrouvent aux alentours de la fréquence de résonance du filtre (1047.16 Hz).

Malgré que la méthode proposée ait engendré les mêmes conclusions qu'en simulation, il est important de rappeler que la norme mathématique à utiliser ne peut être définie, et donc Belkhat (1997) a choisi trois normes qui définissent des limites différentes, mais assurent toutes qu'aucun pôle ne se trouve dans le demi-plan droit s . Il est donc probable que les critères résultants de ces trois normes sont trop restrictifs ou même trop larges. Il est aussi important de connaître la plage qui garantit la stabilité pour chaque norme afin de conclure sur la restriction des critères établis.

2.4 Restrictions des critères de stabilité petit gain

Les critères étant choisis par Belkhat (1997), il est possible que les critères établis soient trop restrictifs ou même peut être trop larges pour considérer un circuit stable. Pour cette raison, il est primordial de trouver les valeurs limites de P et de Q qui permettent de garantir que le circuit CPL triphasé avec filtre d'entrée simulé est stable et de les comparer avec celles obtenues par l'intermédiaire d'une méthode alternative. Précédemment, les fonctions de

transfert représentant le circuit à l'étude pour valider la méthode par critères de stabilité petit gain ont été trouvées et peuvent donc servir à retrouver les limites de P et de Q d'une façon différente et plus précise. En effet, en appliquant le lieu des racines aux fonctions de transfert, l'identification de la vraie limite du circuit est possible à partir d'un gain k qui doit être défini stratégiquement. Ainsi, en ayant deux groupes de limites, une conclusion pourra être tirée sur les restrictions des critères proposés par Belkhatat (1997).

Tout d'abord, la première étape consiste à trouver les valeurs de P et de Q , pour la méthode des critères de stabilité petit gain, qui permettent d'obtenir les trois normes ($ZY_{\infty l}$, ZY_{GG} et $ZY_{\sigma\sigma}$) à la limite définie aux équations (1.13) à (1.15). En d'autres termes, les puissances P et Q doivent être isolées dans les inéquations pour retrouver les limites de chacune des puissances. Or, comme l'analyse des normes est effectuée sur une plage de fréquences, les valeurs des normes fluctuent d'une fréquence à une autre, comme illustré à la Figure 2.11 et la Figure 2.12. La méthode stipule que si toutes les valeurs franchissent le seuil défini, le circuit ne peut plus être garanti comme étant stable, mais n'est pas obligatoirement instable. En observant la Figure 2.11 et la Figure 2.12, il est clair qu'il existe une fréquence différente pour chaque norme qui donne la plus grande valeur sur la plage de fréquences. Donc, il est primordial de retrouver ces fréquences et de valider que pour différentes combinaisons de valeurs positives de P et de Q , elles ne changent pas de valeur. En utilisant un code MATLAB, une fréquence différente pour les trois normes a été retrouvée pour une fréquence d'opération ω_e de $2\pi 60$ rad/s. Les fréquences retrouvées sont présentées dans le Tableau 2.2.

Tableau 2.2 Fréquences donnant la valeur limite pour les trois normes

Norme	Fréquence pour obtenir la valeur limite
$ZY_{\infty l}$	1049 Hz
ZY_{GG}	987 Hz
$ZY_{\sigma\sigma}$	1097 Hz

En sachant la valeur des fréquences qui donnent la valeur maximale pour les normes $ZY_{\infty l}$, ZY_{GG} et $ZY_{\sigma\sigma}$, les puissances P et Q peuvent être isolées à partir des équations (1.13) à (1.15). Par contre, pour le calcul des trois valeurs, les normes unitaires et infinies doivent être calculées. En effet, ces normes font appel à des notions de valeurs maximales qui ne peuvent être solutionnées par un logiciel s'il y a des valeurs inconnues dans le calcul, tel est le cas avec P et Q . Il est donc préférable de développer algébriquement les équations pour isoler les variables inconnues. Or, très tôt dans le processus de développement des équations, les variables P et Q ne sont pas facilement isolables et donc il est préférable d'isoler des relations contenant les deux variables pour identifier la limite de stabilité. En développant minutieusement les équations, il est possible de retrouver quatre relations qui permettent de définir la limite de stabilité du circuit CPL triphasé avec filtre d'entrée avec la méthode de Belkhat (1997). Les relations sont les suivantes :

$$P + Q < 32.738 \cdot 10^3 \quad (2.39)$$

$$\sqrt{P^2 + Q^2} < 77.504 \cdot 10^3 \quad (2.40)$$

$$P < 25.025 \text{ kW} \quad (2.41)$$

$$Q < 25.025 \text{ kVAR} \quad (2.42)$$

Si une des relations (2.39) à (2.42) est respectée, le circuit CPL est considéré stable. Afin de déterminer si les limites trouvées sont raisonnables, la limite de stabilité est également recherchée à partir du lieu des racines pour ensuite pouvoir les comparer entre elles. Tout d'abord, pour appliquer le lieu des racines au circuit présentement à l'étude, il est nécessaire d'obtenir un modèle légèrement différent à celui présenté à la Figure 2.10. En effet, pour appliquer le lieu des racines avec MATLAB, il est nécessaire d'avoir un gain k variable dans la boucle de retour afin de savoir à partir de quelle valeur de gain k le système tombe en instabilité. La nouvelle forme du système est présentée par la Figure 2.13. Dans le cas présent,

les puissances P et Q sont les variables d'intérêts, donc ces puissances doivent être incluses dans le gain k à déterminer.

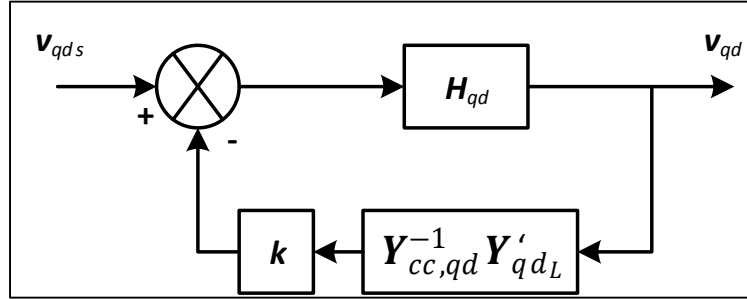


Figure 2.13 Schéma du système en boucle fermée modifié du circuit CPL triphasé

La matrice d'admittances Y_{qdL} est le seul élément qui contient les puissances P et Q , donc cette matrice est l'unique élément qui doit être modifié par une nouvelle matrice d'admittances Y'_{qdL} . Il est important de noter que le lieu des racines est seulement applicable à un système SISO. Le modèle à l'étude est un système MIMO, donc il doit être décomposé en quatre systèmes SISO. Afin de retrouver le gain k , la matrice d'admittances Y_{qdL} doit être développée dans un premier lieu. En développant la matrice d'admittances de la charge, les équations suivantes sont obtenues :

$$Y_{qqL} = \frac{-2}{3 \cdot (v_q^2 + v_d^2)} \left(-\frac{P \cdot (v_d^2 - v_q^2) + 2 \cdot Q \cdot v_d \cdot v_q}{v_d^2 + v_q^2} \right) \quad (2.43)$$

$$Y_{qdL} = Y_{dqL} = \frac{-2}{3 \cdot (v_q^2 + v_d^2)} \left(\frac{2 \cdot P \cdot v_d \cdot v_q - Q \cdot (v_d^2 - v_q^2)}{v_d^2 + v_q^2} \right) \quad (2.44)$$

$$Y_{ddL} = \frac{2}{3 \cdot (v_q^2 + v_d^2)} \left(-\frac{P \cdot (v_d^2 - v_q^2) + 2 \cdot Q \cdot v_d \cdot v_q}{v_d^2 + v_q^2} \right) \quad (2.45)$$

À partir des équations (2.43) à (2.45), il est possible de définir le gain k puisque les variables P et Q sont présentées seulement d'un côté de la multiplication. Les autres éléments de la multiplication sont les nouvelles admittances de la matrice \mathbf{Y}'_{qdL} . Pour simplifier davantage l'équation représentant le gain k , le voltage v_d peut être remplacé par la valeur de zéro, puisque le circuit est balancé en tout moment et le circuit est synchronisé sur l'axe q .

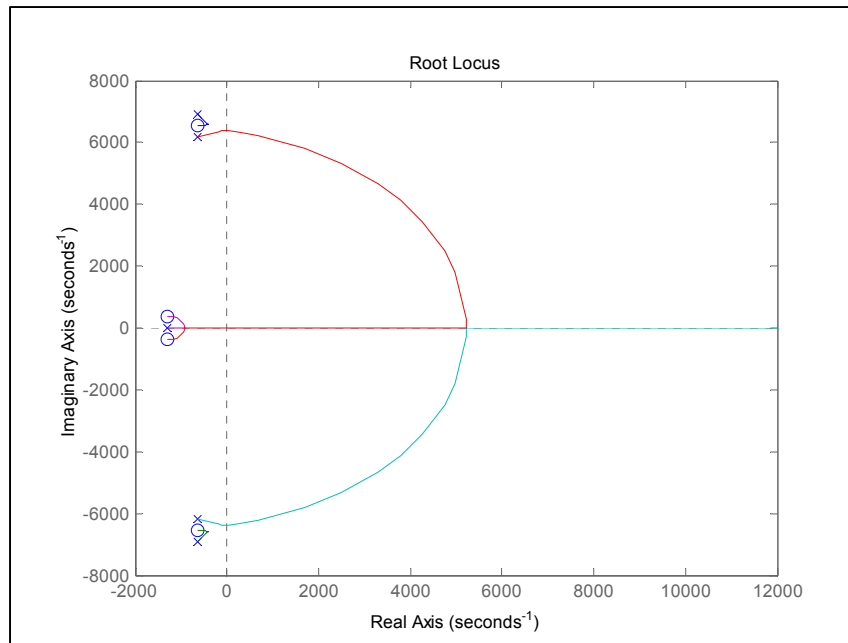
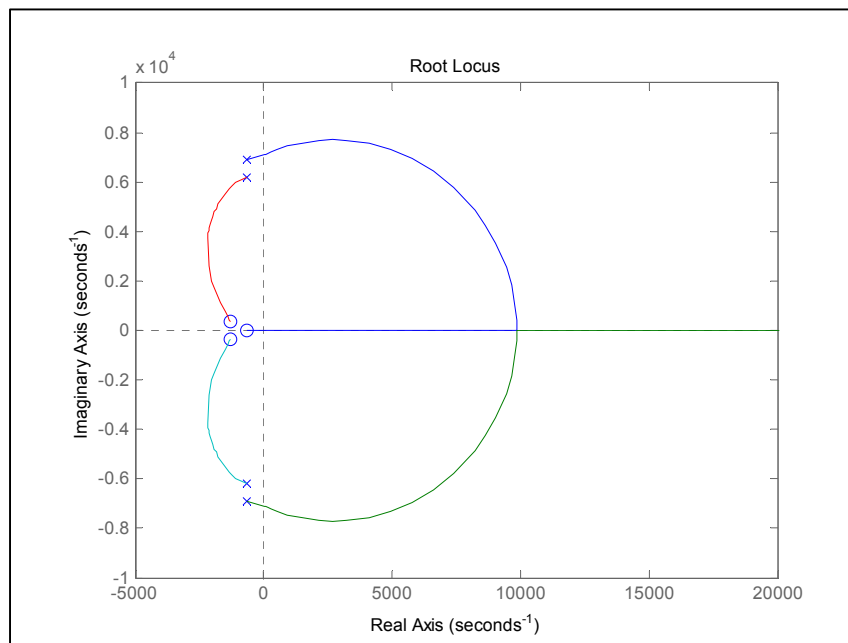
$$Y'_{qqL} = Y'_{qdL} = Y'_{dqL} = \frac{-2}{3 \cdot (v_q^2 + v_d^2)} \quad (2.46)$$

$$Y'_{ddL} = \frac{2}{3 \cdot (v_q^2 + v_d^2)} \quad (2.47)$$

$$k_{qq} = k_{dd} = - \left. \frac{P \cdot (v_d^2 - v_q^2) + 2 \cdot Q \cdot v_d \cdot v_q}{v_d^2 + v_q^2} \right|_{v_d=0} = P \quad (2.48)$$

$$k_{qd} = k_{dq} = \left. \frac{2 \cdot P \cdot v_d \cdot v_q - Q \cdot (v_d^2 - v_q^2)}{v_d^2 + v_q^2} \right|_{v_d=0} = Q \quad (2.49)$$

Le nouveau système maintenant connu, la fonction *rlocus* de MATLAB peut être appliquée afin d'obtenir le lieu des racines du circuit CPL triphasé avec filtre. Rappelons que pour appliquer la fonction *rlocus*, il faut diviser le système MIMO en quatre systèmes SISO (qq , qd , dq et dd), donc quatre lieux des racines doivent être obtenus.

Figure 2.14 Lieu des racines pour qq Figure 2.15 Lieu des racines pour qd et dq

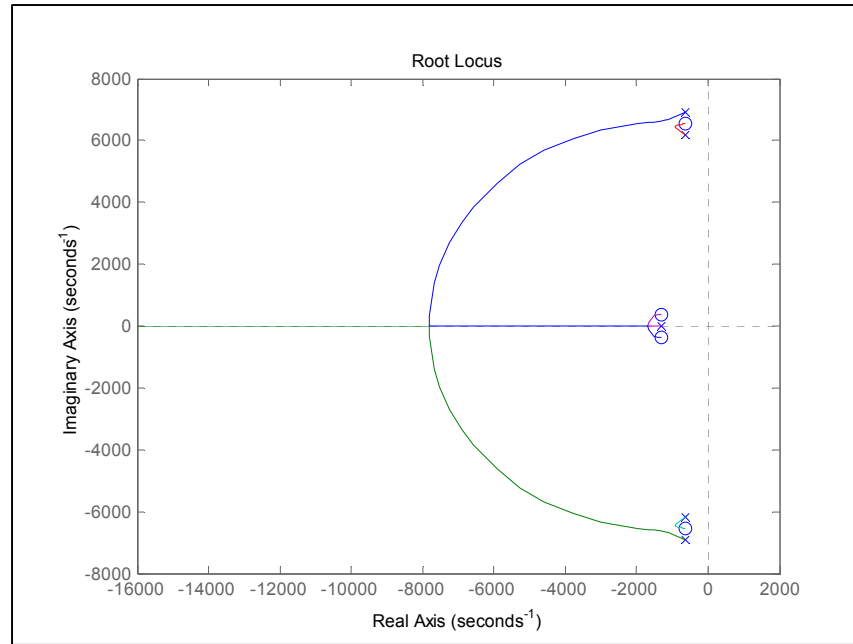


Figure 2.16 Lieu des racines pour dd

En analysant les lieux des racines individuellement, la stabilité n'est pas affectée par la fonction de transfert représentant dd , puisqu'à partir de la Figure 2.16, le lieu des racines demeure toujours dans le demi-plan gauche peu importe la valeur du gain k_{dd} . Les pôles ont toujours une partie réelle négative, donc le système dd est toujours positif. Par contre, le lieu des racines pour qq à une petite plage de stabilité seulement, selon la Figure 2.14. En analysant davantage le lieu des racines qq avec MATLAB, la limite du gain k_{qq} qui assure que le système soit stable, c'est-à-dire la valeur du gain qui permet d'avoir un pôle imaginaire pur, est de 104.630×10^3 . Comme k_{qq} est égal à P selon (2.54) et que k_{dd} est stable pour n'importe quelle valeur de P , la limite de puissance P pour le circuit triphasé CPL est donc de 104.630 kW. Pour le lieu des racines des fonctions de transferts qd et dq , le système peut également tomber en instabilité si le gain k_{qd} ou k_{dq} n'est pas choisi adéquatement selon la Figure 2.15. En analysant davantage le lieu des racines avec MATLAB, la limite de k_{qd} et k_{dq} peut être définie comme étant de 11.571×10^3 . Comme k_{qd} et k_{dq} sont égales à la puissance Q , il est possible de conclure que la limite en termes de Q est de l'ordre de 11.571 kVAR. Puisque les limites des puissances P et Q sont maintenant connues sous la méthode des lieux des racines, une comparaison des limites des critères définis par Belkhatat (1997) est maintenant possible et de plus, il est possible de

conclure sur les restrictions des critères. La Figure 2.17 résume les limites obtenues par l'analyse de stabilité par critères de stabilité petit gain et par la méthode des lieux de racines si Q vaut zéro.

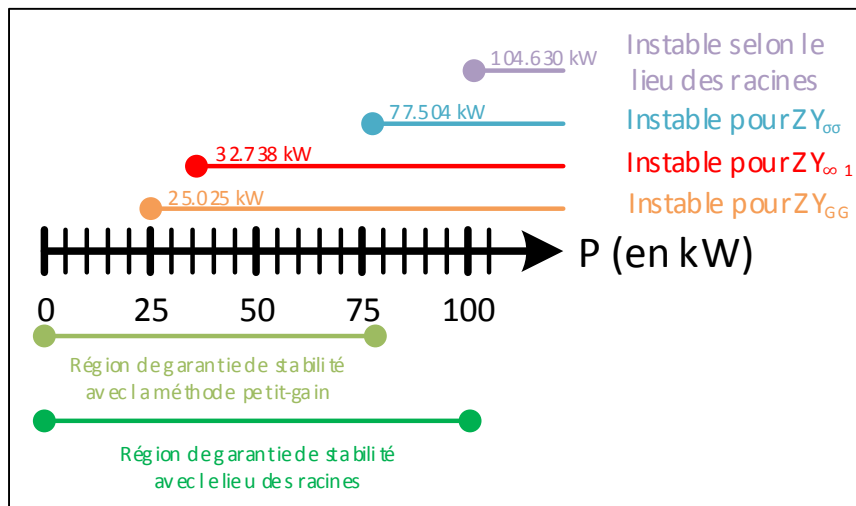


Figure 2.17 Comparaison des limites de P avec $Q = 0$ VAR

D'après la Figure 2.17, la plage qui garantit la stabilité par la méthode des critères de stabilité petit gain est plus petite que celle donnée par les lieux de racines. Il est donc déjà possible de conclure que l'analyse de stabilité par critères de stabilité petit gain est plus restrictive que la méthode du lieu de racines. Aussi, à partir de la Figure 2.17, il est intéressant de constater que chaque critère engendre un degré de restriction différent. En effet, $ZY_{\sigma\sigma}$ est le critère le moins restrictif tandis que ZY_{GG} est le critère le plus restrictif. En d'autres termes, le critère ZY_{GG} est celui qui garantit le plus que le circuit sera stable. Le fait d'être plus tolérant que le lieu de racines présente un avantage ainsi qu'un inconvénient. L'avantage est qu'avec le lieu des racines les points qui sont marginalement stables, c'est-à-dire les points qui font osciller indéfiniment la sortie avec une amplitude stable, sont inclus dans la définition de stabilité. Un système marginalement stable n'est pas intéressant d'un point de vue de conception, donc le fait d'avoir un critère plus strict permet justement d'éliminer ces points dits marginalement stable. Par contre, en étant plus stricte, la possibilité d'éliminer des points de stabilité intéressants est présente. Donc, comme le mentionne Belkhat (1997), si les trois critères ne

sont pas respectés, il est fort recommandé de valider la stabilité avec une autre méthode pour valider l'instabilité.

2.5 Conclusion

En conclusion, ce chapitre a mis en application la méthode d'analyse de stabilité par critères de stabilité petit gain afin de pouvoir étudier un circuit triphasé contenant un CPL. Une description du phénomène d'instabilité par la résistance négative a été donnée pour comprendre comment cette résistance peut influencer la stabilité d'un circuit. De plus, à l'aide d'un circuit triphasé CPL avec filtre d'entrée, la méthode a été validée en identifiant les mêmes instabilités qu'avec une simulation dans l'environnement Simulink. Une brève analyse de la tolérance de la méthode a été déterminée en comparant les limites avec celles obtenues par des lieux de racines. Cependant, la comparaison des limites démontre que les critères définis par Belkhat (1997) sont très restrictifs par rapport à la méthode de lieu des racines. Finalement, malgré que cette méthode soit robuste, elle requiert absolument la connaissance des matrices d'impédances et d'admittances qui ne sont pas nécessairement faciles à obtenir selon le circuit à l'étude. En effet, un circuit beaucoup plus complexe, comme par exemple le circuit PÉI, est beaucoup trop grand pour identifier les impédances de la même façon que pour le circuit triphasé CPL avec filtre d'entrée. Donc, il est nécessaire d'envisager une méthode qui permettra d'identifier rapidement les impédances et les admittances nécessaires à l'application des critères de stabilité petit gain au modèle du circuit PÉI de LTAA-10.

CHAPITRE 3

TECHNIQUE D'EXTRACTION D'IMPÉDANCES POUR CIRCUITS CA

3.1 Introduction

L'analyse de stabilité par critères de stabilité petit gain offre la possibilité d'étudier la stabilité d'un circuit triphasé doté d'un CPL ou non avec simplicité et précision. Pour appliquer cette analyse, la connaissance des matrices d'impédances de la source et de la charge dans le repère dq sont nécessaires. Si le circuit possède des composantes non fondamentales, tel que des moteurs ou des redresseurs triphasés, la difficulté à calculer théoriquement les impédances augmente. Dans le cas présent de la recherche, le système PÉI est un circuit complexe puisque le système contient des redresseurs, des génératrices à aimant permanent (« Permanent Magnet Synchronous Generator » ou « PMSG » en anglais), des charges non linéaires et des onduleurs. Pour identifier les matrices d'impédances dans le repère dq du système PÉI, la nécessité d'une méthode approximative avec une précision acceptable devient primordiale à appliquer. Dans la littérature, Francis (2010) propose dans sa thèse une méthode approximative qui permet d'identifier les matrices d'impédances dq d'un circuit triphasé. Cette méthode consiste à injecter un voltage ou un courant triphasé entre la charge et la source pour éventuellement identifier les matrices d'impédances.

Dans ce chapitre, la technique d'extraction d'impédances proposée par Francis (2010) est détaillée. À l'aide d'un circuit triphasé simple, les équations nécessaires à l'extraction des impédances peuvent être déterminées. Ensuite, l'algorithme complet permettant d'identifier les impédances dans le repère dq est détaillé en incluant les aspects théoriques. Finalement, une simulation d'un circuit sous l'environnement Simulink de MATLAB est effectuée afin de valider la programmation de l'algorithme sous MATLAB et de valider la véracité de la technique proposée.

3.2 Extraction d'impédances par injection de tension

L'extraction d'impédances par injection de tension est une technique qui permet d'estimer les matrices d'impédances dq à une fréquence de test f_i voulue pour un circuit triphasé quelconque. Plusieurs circuits sont très complexes à cause de la présence d'éléments complexes, donc le calcul des impédances par des méthodes classiques théoriques, tel que les lois de Kirchhoff ou la loi d'Ohm, devient difficile et nécessite des approximations afin d'obtenir des résultats. Aussi, dans certains cas, la composition complète du circuit n'est pas connue, donc l'identification des impédances devient quasiment impossible à déterminer. Francis (2010) propose donc une méthode qui permet d'identifier les matrices d'impédances de la source et de la charge pour une plage de fréquences sans même connaître le circuit.

3.2.1 Résumé de la technique d'extraction d'impédances

La technique consiste tout d'abord à appliquer un voltage ou un courant triphasé entre la source et la charge du circuit à diverses fréquences d'injection précises. L'injection de voltage ou de courant triphasés permet d'obtenir des mesures de courants et de tensions qui permettent de calculer les impédances du circuit. Il est à noter qu'afin d'obtenir les matrices dans le repère dq , des transformations de Park doivent être effectuées et la connaissance de l'amplitude et de la phase de ces voltages doivent être connues. Une fois les mesures transformées, il suffit d'appliquer les équations respectives pour obtenir les valeurs d'impédances de la source et de la charge dans le repère dq .

3.2.2 Modèle d'un circuit triphasé avec injection de tension

La technique proposée consiste à injecter une tension triphasée entre la source et la charge. En appliquant cette injection, des équations permettant le calcul des impédances peuvent être déterminées à l'aide des mesures en tension et en courant de la charge et de la source. Les principes de la technique d'extraction d'impédances qui suivent proviennent de la thèse de Francis (2010) et Amouri (2014). La Figure 3.1 représente un circuit triphasé de base contenant une injection en tension triphasée.

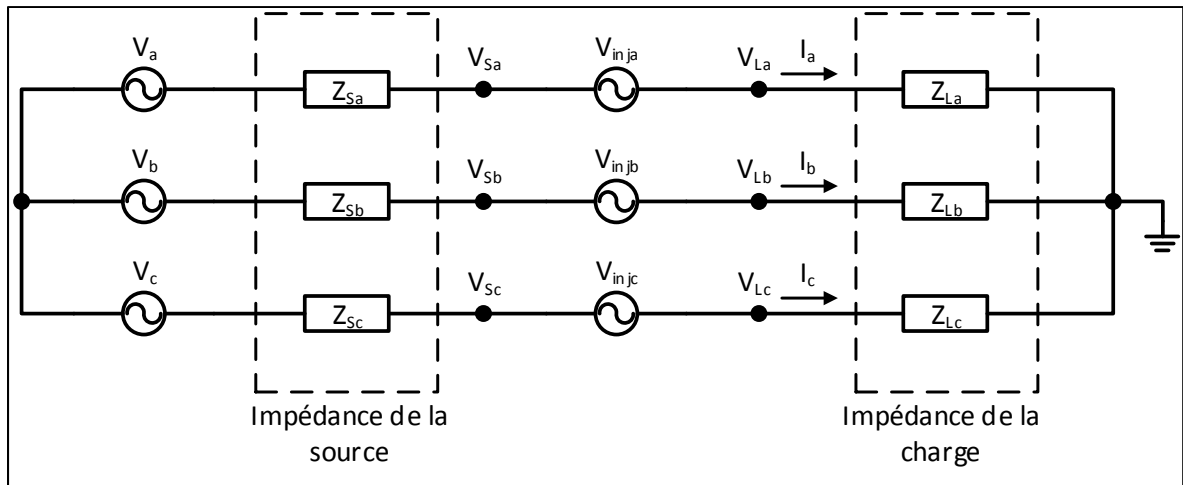


Figure 3.1 Circuit triphasé avec injection de tension

L'injection des tensions V_{inj_a} , V_{inj_b} et V_{inj_c} se fait à des fréquences précises et est généralement de faible amplitude. Idéalement, la fréquence d'injection est égale à la fréquence de test f_i plus la fréquence de la source f_s . Suite à l'injection, les mesures de tensions et courants nécessaires au calcul des impédances peuvent être acquises, mais la manipulation des mesures dans le repère abc amène un certain degré de difficulté aux calculs. Pour remédier à cette situation, la transformée de Park peut être appliquée au circuit afin d'alléger les calculs en passant d'un repère triphasé à un repère biphasé dq si et seulement si le circuit est balancé. La transformée de Park est donnée par l'équation suivante :

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

Dans le cas du système PÉI à l'étude, la composante V_0 peut être omise, car notre système est assumé balancé. Si le système est balancé, la dernière composante demeure à zéro en tout temps. En effectuant le passage du repère abc au repère dq du circuit de la Figure 3.1, le circuit présenté à la Figure 3.2.

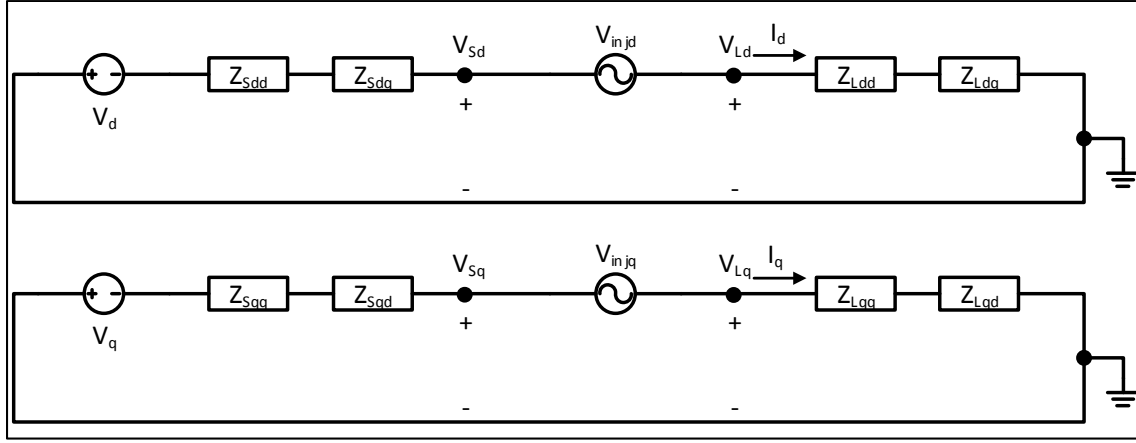


Figure 3.2 Circuit triphasé équivalent dq avec injection de tension

La transformation dq allège les calculs à cause de l'alignement sur l'angle de la source. Cet alignement permet de considérer la source de tension CA triphasée comme deux sources de tension CC, une pour l'axe direct et l'autre pour l'axe quadrature. Cependant, les tensions d'injections demeurent toujours alternatives et de fréquence $f_s + f_t$. À l'aide de la Figure 3.2, le système d'équations suivant peut être établi :

$$\begin{bmatrix} V_{Ld1} \\ V_{Lq1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{Ldd} & Z_{Ldq} \\ Z_{Lqd} & Z_{Lqq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{Ld1} \\ I_{Lq1} \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

D'après l'équation (3.2), quatre éléments sont inconnus, soit Z_{Ldd} , Z_{Ldq} , Z_{Lqd} et Z_{Lqq} . La matrice étant deux par deux n'offre pas la possibilité de trouver une solution aux quatre éléments inconnus. Afin de pouvoir trouver les valeurs des impédances, une deuxième série d'injections est nécessaire à effectuer pour obtenir un système d'équations à quatre inconnues et quatre équations.

$$\begin{bmatrix} V_{Ld2} \\ V_{Lq2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{Ldd} & Z_{Ldq} \\ Z_{Lqd} & Z_{Lqq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{Ld2} \\ I_{Lq2} \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

Il est à noter que pour combiner l'équation (3.2) et l'équation (3.3), la fréquence d'injection de la deuxième série doit nécessairement être $f_s - f_t$ pour que les valeurs de Z_{Ldd} , Z_{Ldq} , Z_{Lqd} et Z_{Lqq}

demeurent les mêmes. En combinant l'équation (3.2) et l'équation (3.3), le système d'équations suivant est obtenu :

$$\begin{bmatrix} V_{Ld1} & V_{Ld2} \\ V_{Lq1} & V_{Lq2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{Ldd} & Z_{Ldq} \\ Z_{Lqd} & Z_{Lqq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{Ld1} & I_{Ld2} \\ I_{Lq1} & I_{Lq2} \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

À partir de l'équation (3.4), la matrice d'impédances dq peut être isolée pour déterminer les quatre équations servant à calculer les impédances demandées. En isolant la matrice d'impédances, le système d'équations suivant est obtenu :

$$\begin{bmatrix} Z_{Ldd} & Z_{Ldq} \\ Z_{Lqd} & Z_{Lqq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{Ld1} & V_{Ld2} \\ V_{Lq1} & V_{Lq2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{Ld1} & I_{Ld2} \\ I_{Lq1} & I_{Lq2} \end{bmatrix}^{-1} \quad (3.5)$$

En développant l'équation (3.4), nous obtenons le système d'équations final :

$$\begin{bmatrix} Z_{Ldd} & Z_{Ldq} \\ Z_{Lqd} & Z_{Lqq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-(I_{Lq1} \cdot V_{Ld2} - I_{Lq2} \cdot V_{Ld1})}{I_{Ld1} \cdot I_{Lq2} - I_{Ld2} \cdot I_{Lq1}} & \frac{I_{Ld1} \cdot V_{Ld2} - I_{Ld2} \cdot V_{Ld1}}{I_{Ld1} \cdot I_{Lq2} - I_{Ld2} \cdot I_{Lq1}} \\ \frac{-(I_{Lq1} \cdot V_{Lq2} - I_{Lq2} \cdot V_{Lq1})}{I_{Ld1} \cdot I_{Lq2} - I_{Ld2} \cdot I_{Lq1}} & \frac{I_{Ld1} \cdot V_{Lq2} - I_{Ld2} \cdot V_{Lq1}}{I_{Ld1} \cdot I_{Lq2} - I_{Ld2} \cdot I_{Lq1}} \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

L'équation (3.6) est l'équation finale qui est implémentée dans l'algorithme afin d'obtenir les impédances dq de la charge. Il est à noter que pour la source, un procédé similaire à la charge est effectué et le système d'équations est de même forme que l'équation (3.6), soit :

$$\begin{bmatrix} Z_{Sdd} & Z_{Sdq} \\ Z_{Sq d} & Z_{Sq q} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} \frac{-(I_{Lq1} \cdot V_{Sd2} - I_{Lq2} \cdot V_{Sd1})}{I_{Ld1} \cdot I_{Lq2} - I_{Ld2} \cdot I_{Lq1}} & \frac{I_{Ld1} \cdot V_{Sd2} - I_{Ld2} \cdot V_{Sd1}}{I_{Ld1} \cdot I_{Lq2} - I_{Ld2} \cdot I_{Lq1}} \\ \frac{-(I_{Lq1} \cdot V_{Sq2} - I_{Lq2} \cdot V_{Sq1})}{I_{Ld1} \cdot I_{Lq2} - I_{Ld2} \cdot I_{Lq1}} & \frac{I_{Ld1} \cdot V_{Sq2} - I_{Ld2} \cdot V_{Sq1}}{I_{Ld1} \cdot I_{Lq2} - I_{Ld2} \cdot I_{Lq1}} \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

Pour le système d'équations de la source, un signe négatif apparaît devant la matrice, car le courant de la charge entre dans l'impédance de la source dans le sens opposé en comparaison de la source. L'équation (3.6) et l'équation (3.7) sont celles qui sont utilisées dans l'algorithme d'extraction d'impédances.

3.3 Algorithme pour l'extraction d'impédances

Comme il a été présenté précédemment, la méthode décrite dans la thèse de Francis (2010) consiste à injecter une tension triphasée entre la source et la charge pour obtenir des mesures en tension et en courant afin de calculer les d'impédances Z_{dd} , Z_{dq} , Z_{qd} et Z_{qq} . Également, la nécessité de deux ensembles de mesures pour la source et la charge oblige à effectuer deux séries d'injections de tension triphasée à des fréquences différentes. Il est donc clair que la nécessité de programmer un algorithme est favorable pour obtenir les impédances voulues afin d'appliquer l'analyse de stabilité. De plus, pour parvenir à calculer les impédances, des transformées de Park, des « phase-locked loop » (PLL) et des « fast Fourier transform » doivent nécessairement être programmés dans l'algorithme. Chaque étape de l'algorithme est détaillée dans la présente section. La liste suivante résume les grandes étapes de l'algorithme pour une phase de l'extraction d'impédances :

- 1) injecter une tension triphasée à une fréquence d'injection déterminée;
- 2) mesurer les tensions et les courants, dans le repère abc , de la source et de la charge suite à l'injection;
- 3) transformer les mesures du repère abc au repère dq ;
- 4) appliquer la FFT pour obtenir la partie réelle et imaginaire des signaux à la fréquence de test f_i ;
- 5) appliquer les deux systèmes d'équations pour obtenir les matrices de la charge et de la source.

3.3.1 Étape 1 : Injection d'une tension triphasée

La détermination des fréquences d'injections est primordiale à définir correctement pour extraire les valeurs demandées aux fréquences voulues. La solution la plus simple est d'utiliser une fréquence qui est égale à $f_s + f_t$ où f_t représente la fréquence de test ou d'injection et f_s représente la fréquence de la source. Rappelons que pour analyser la stabilité du circuit, la connaissance des impédances sur une plage de fréquences est nécessaire. De ce fait, la valeur de la fréquence de test prendra des valeurs prédéterminées par rapport à une plage de fréquences voulue. Les équations des sources de tension des injections pour la première phase sont donc décrites par :

$$\begin{aligned} V_{inj_a} &= V_m \cdot \cos(2\pi \cdot (f_s + f_t) \cdot t) \\ V_{inj_b} &= V_m \cdot \cos\left(2\pi \cdot (f_s + f_t) \cdot t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{inj_c} &= V_m \cdot \cos\left(2\pi \cdot (f_s + f_t) \cdot t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (3.8)$$

En prenant ce choix de fréquence d'injection, la FFT se synchronisera avec la fréquence de la source et l'extraction des mesures à la fréquence de test sera effectuée. Rappelons que, pour appliquer l'équation (3.7), deux ensembles de données sont nécessaires pour calculer les quatre impédances dans le repère dq . Or, la fréquence d'injection de la deuxième phase doit être choisie de sorte que la valeur des impédances soit identique à la première phase d'injection. Pour ce faire, la deuxième phase d'injections doit avoir une fréquence d'injection d'une valeur de $f_s - f_t$. En effet, en prenant cette fréquence d'injection, la symétrie des mesures est assurée, donc les valeurs d'impédances seront les mêmes pour la première et deuxième phase. Les équations des sources de tension des injections pour la deuxième phase sont décrites par :

$$\begin{aligned} V_{inj_a} &= V_m \cdot \cos(2\pi \cdot (f_s - f_t) \cdot t) \\ V_{inj_b} &= V_m \cdot \cos\left(2\pi \cdot (f_s - f_t) \cdot t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{inj_c} &= V_m \cdot \cos\left(2\pi \cdot (f_s - f_t) \cdot t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (3.9)$$

Il est à noter que l'amplitude de la tension d'injection V_m pour les deux phases est généralement petite en comparaison de la source.

3.3.2 Étape 2 : Mesure des tensions et des courants dans le repère abc

Une fois la tension d'injection triphasée correctement déterminée, l'application de l'injection doit se faire en série entre la charge et la source telle qu'illustrée à la Figure 3.3.

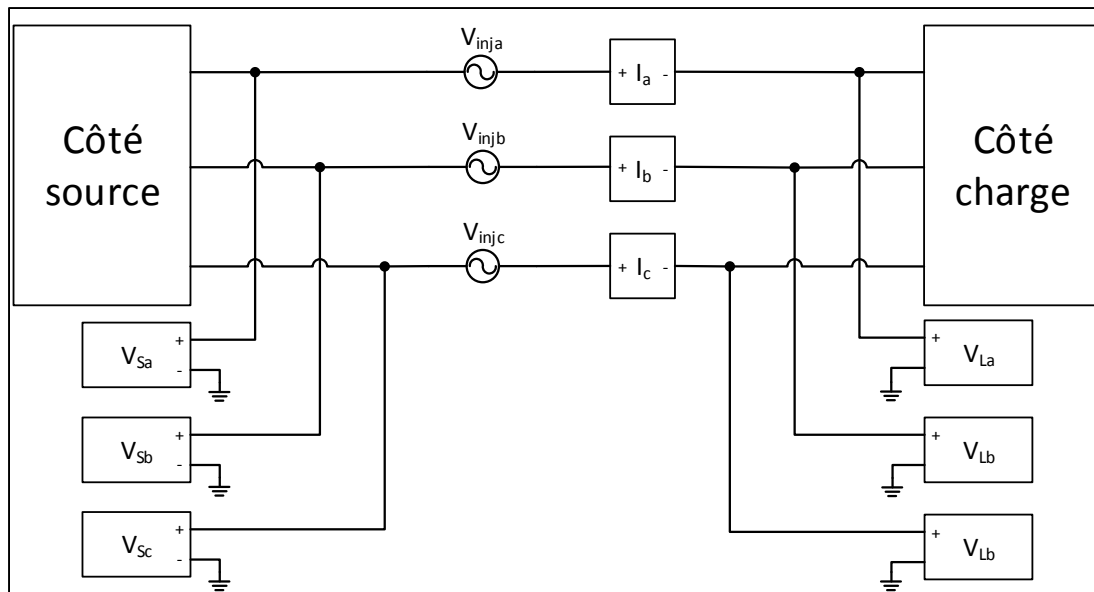


Figure 3.3 Schéma de branchements et de mesures

Une fois l'injection effectuée dans le circuit, des mesures de tensions et de courant sont pris dans le repère abc tel qu'illustré à la Figure 3.3. Les mesures primordiales à acquérir sont les tensions du côté de la source (V_{Sa} , V_{Sb} et V_{Sc}), les tensions du côté de la charge (V_{La} , V_{Lb} et V_{Lc}) et les courants ligne-neutre de chaque phase (I_a , I_b et I_c). Ces mesures doivent être prises pour chaque fréquence de test f_i utilisée et chacune des phases d'injection.

3.3.3 Étape 3 : Passage des mesures du repère abc au repère dq

Les valeurs d'impédances nécessaires à l'application de l'analyse de stabilité doivent relever du repère dq et non pas du repère abc . Un passage des mesures prises vers le référentiel dq s'impose en appliquant la transformée de Park. Cette transformation mathématique permet de pivoter le référentiel CA triphasé abc dans l'objectif de simplifier l'analyse. Dans les cas présentés dans ce mémoire, tous les circuits sont supposés balancés, c'est-à-dire que l'amplitude et la fréquence des trois phases sont identiques et chaque phase est déphasée de 120 degrés entre elles. Étant balancé, les trois composantes CA sont réduites en deux composantes CC. En effet, la composante θ demeure nulle en tout temps. La transformée de Park est décrite par l'équation (3.1).

Pour simplifier davantage l'analyse, il est préférable que l'angle θ de l'équation (3.1) soit identique avec celui des signaux mesurés. Étant des signaux sinusoïdaux, leur angle varie donc de 0 à 2π pour une période. En simulation, la phase de la source peut directement être prise pour effectuer la transformée. Par contre, en pratique, l'accessibilité de l'angle n'est pas directement disponible, donc l'utilisation d'un PLL devient nécessaire.

Le PLL est un circuit de synchronisation qui permet de suivre, avec un minimum d'erreur ou de manière constante, un signal de référence ou un signal d'entrée en fréquence ou en phase (Best, 2007). Pour l'extraction d'impédances, le PLL doit se synchroniser avec la phase du voltage de la source pour effectuer la transformation dq . Or, pour arriver à se synchroniser correctement pour effectuer les transformations, il est important de prendre un signal qui n'est pas influencé par des composantes qui affectent la phase, sinon l'angle obtenu par le PLL sera faussé. Idéalement, le voltage triphasé à la sortie est la meilleure option pour l'application du PLL. Le schéma de principe du PLL est présenté à la Figure 3.4.

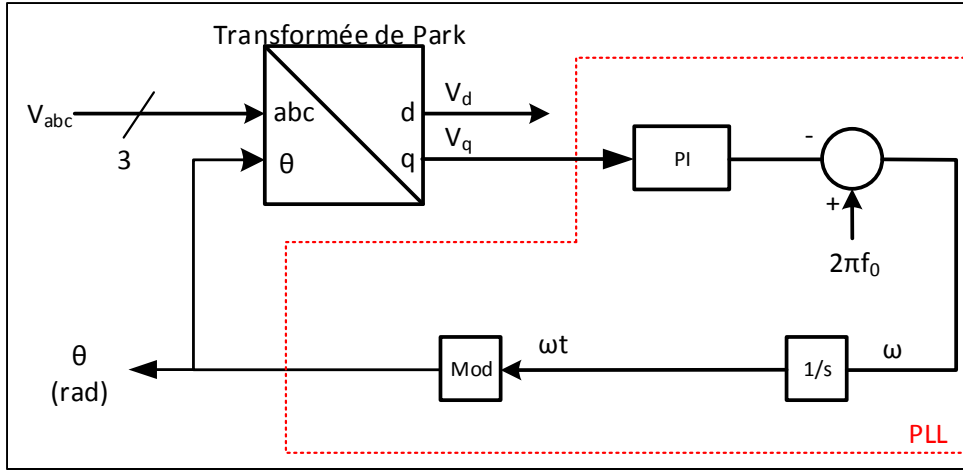


Figure 3.4 Schéma de principe du PLL

Lorsqu'on effectue une transformation dq avec θ , qui est égal à la phase d'un signal sinusoïdal, l'élément de l'axe q devient nul en tout moment ou devient sinusoïdal centré à zéro s'il contient une perturbation. À cause de cette condition, l'utilisation d'un régulateur PI est nécessaire pour corriger la valeur de la composante de l'axe q si jamais elle n'est pas nulle ou centrée à zéro. Selon l'erreur, qui est la valeur de la différence entre l'entrée (q) et la consigne nulle, le régulateur calcule une sortie (ω), selon ses gains, pour réduire le plus possible l'erreur. Rappelons que l'équation dans le domaine de Laplace d'un régulateur PI est donnée par :

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (3.10)$$

Or, d'après l'équation (3.10), les gains K_p et K_i doivent être fixés selon les performances désirées du PLL. Dans le bloc MATLAB, des gains typiques ont été retrouvés et ont été implémentés pour le PLL utilisé dans la présente recherche. Ces valeurs typiques sont présentées dans le Tableau 3.1.

Tableau 3.1 Gains typiques du régulateur PI

Gains	Valeurs
K_p	180
K_i	3200

La sortie générée par le PLL est une fréquence angulaire (ω). Or, la transformation dq requiert un angle (θ) en radians, donc il faut transformer cette valeur afin de pouvoir l'utiliser. En effectuant une intégrale et en prenant le modulo de la division par 2π , l'obtention de l'angle en radians est obtenue. Il est à noter que le PLL est nécessaire pour la transformation dq du voltage du côté de la source, du voltage du côté de la charge et du courant du circuit. Le PLL doit obligatoirement être appliqué à un signal, tel que le voltage de la source avant les impédances de source, pour éviter de fausser les résultats pour le calcul des impédances. Rappelons que la composante q est ramenée à zéro, donc cette valeur est modifiée de sa vraie valeur et si elle est utilisée, elle peut engendrer des erreurs au niveau des valeurs des impédances obtenues. Aussi, dans certains cas, un régulateur PID est utilisé et les gains demeurent les mêmes que ceux présentés dans le Tableau 3.1 et le gain dérivatif (K_d) vaut typiquement 1.

3.3.4 Étape 4 : Application du FFT pour extraire la partie réelle et imaginaire des mesures

Une fois les valeurs clés transformées dans le repère dq , la nécessité d'extraire la partie réelle et imaginaire de ces valeurs à la fréquence de test f_i s'impose. En effet, les matrices d'impédances dq sont données généralement sous forme de nombres complexes et d'ailleurs l'analyse de stabilité par critères de stabilité petit gain impose l'utilisation d'impédances sous forme complexe. Il est donc nécessaire de faire appel aux notions de DFT et FFT pour obtenir les mesures sous la forme nécessaire. Quelques notions sur la DFT et la FFT, tirées de Stremmer (1990), sont présentées dans cette section.

Le « discrete Fourier transform » (DFT) permet de décomposer un signal quelconque échantillonné en une série d'échantillons, généralement sous forme d'un nombre complexe, espacée uniformément en fonction de la fréquence. En considérant une séquence de N

échantillons complexes, la DFT peut être défini, dans le domaine fréquentiel, à partir de l'équation suivante :

$$F_D(n\Omega) = \sum_{k=0}^{N-1} f(kT)e^{-j\Omega Tnk}, \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (3.11)$$

En d'autres termes, la DFT permet de décomposer un signal quelconque en une série de spectres pour chaque harmonique composant le signal. Chacun de ses spectres est un nombre complexe et donc contient l'information par rapport à l'amplitude et la phase de ses harmoniques. Dans le cas présent de la recherche, les injections de tension peuvent être considérées comme des harmoniques puisqu'elles sont injectées à des fréquences différentes ($f_s \pm f_i$) à celle de la source (f_s).

Cependant, la DFT est un calcul mathématique qui requiert beaucoup de temps à calculer. En effet, la DFT effectue N^2 multiplications où N est le nombre d'échantillons à analyser. La FFT est un algorithme qui permet de réduire le nombre de calculs à effectuer pour obtenir le même résultat que la DFT. En utilisant la FFT, le nombre de calculs à effectuer est réduit à $N\log(N)$ où N est le nombre d'échantillons à analyser.

Il est à noter que la FFT affiche les résultats par rapport à la fréquence de la fondamentale généralement symbolisée par f_0 dans la littérature. La fréquence de la fondamentale représente la fréquence de la source (f_s) puisque l'intérêt du FFT est d'analyser les harmoniques dans un signal, c'est-à-dire les tensions ou les courants contenus dans le signal à des fréquences différentes à celles de la source. Ces harmoniques sont souvent responsables de la déformation de la forme du signal. Chacune de ces harmoniques est donc affichée, pour une représentation unilatérale, suivant l'équation suivante :

$$f_{aff} = |f_H - f_0| \quad (3.12)$$

En ayant choisi $f_s \pm f_i$ comme fréquence d'injection, l'analyse avec la FFT devient très simple puisque les tensions d'injections apparaîtront comme étant des harmoniques aux fréquences $\pm f_i$.

3.3.5 Étape 5 : Application des systèmes d'équations pour le calcul des impédances

La dernière étape consiste à calculer les matrices d'impédances dq à partir des mesures transformées. Comme la fréquence de test (f_i) prend des valeurs comprises dans une plage de fréquences déterminée (10 Hz à 10 kHz), des matrices pour différentes fréquences seront obtenues. Pour obtenir les matrices pour la plage de fréquences, il suffit d'appliquer l'équation (3.6) et l'équation (3.7) en utilisant les mesures obtenues pour chacune des fréquences de test. La Figure 3.5 résume les grandes étapes de l'algorithme de l'extraction d'impédances.

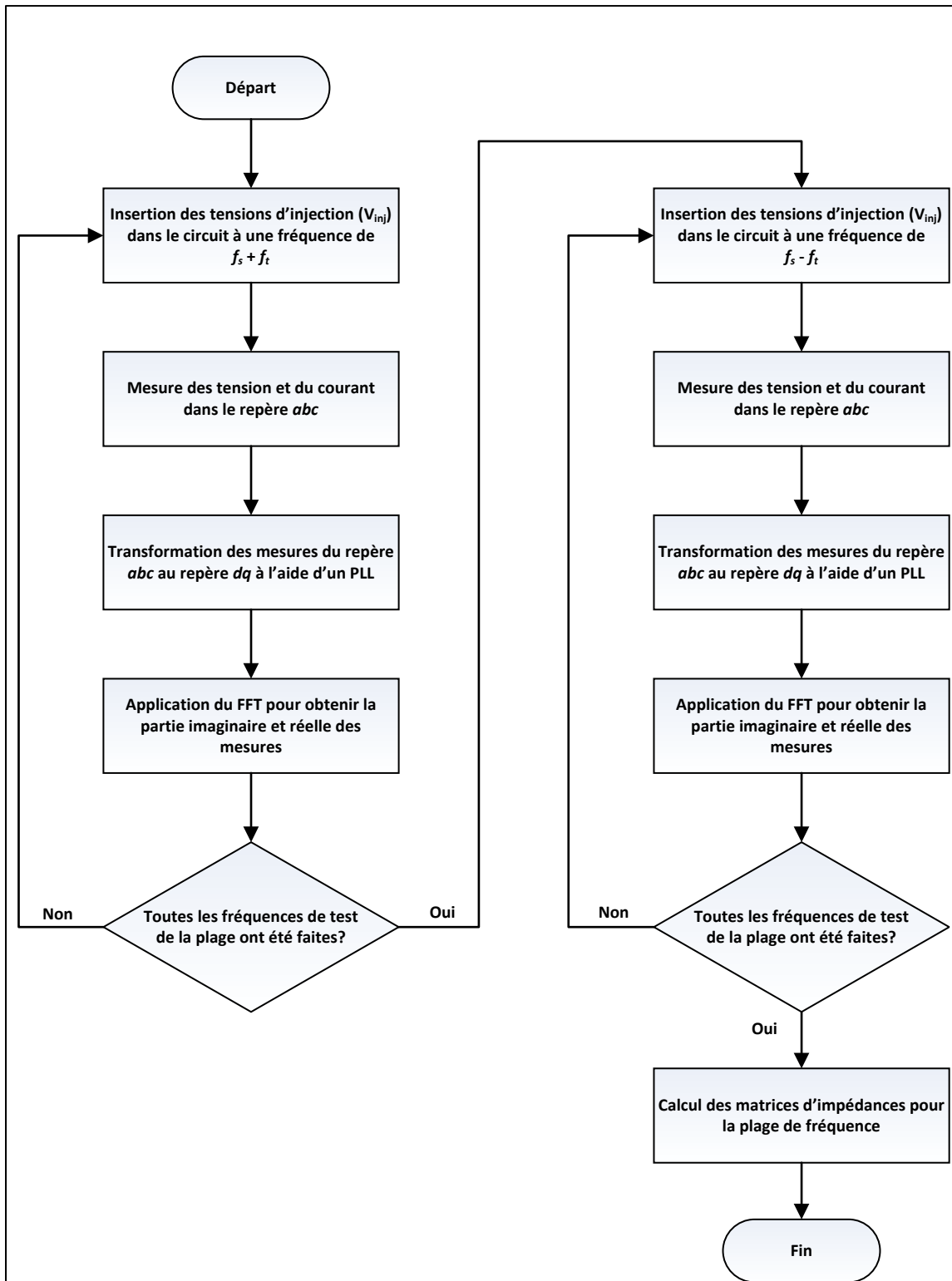


Figure 3.5 Algorithme de l'extraction d'impédances

3.4 Validation de la technique par MATLAB

3.4.1 Schéma de simulation

Afin de valider la technique d'extraction d'impédances et l'algorithme proposé par Francis (2010), un circuit de test est utilisé. L'idée derrière cette simulation est de valider si la technique d'extraction d'impédances peut calculer, avec un minimum d'erreur, des valeurs d'impédances proches des valeurs théoriques et ce, pour une plage de fréquences entre 1 Hz et 10 kHz. Le circuit proposé pour la validation est un circuit triphasé simple composé d'une source, d'une impédance RL de source et d'une charge RL. La Figure 3.6 montre le schéma du circuit de validation sous l'environnement Simulink de MATLAB.

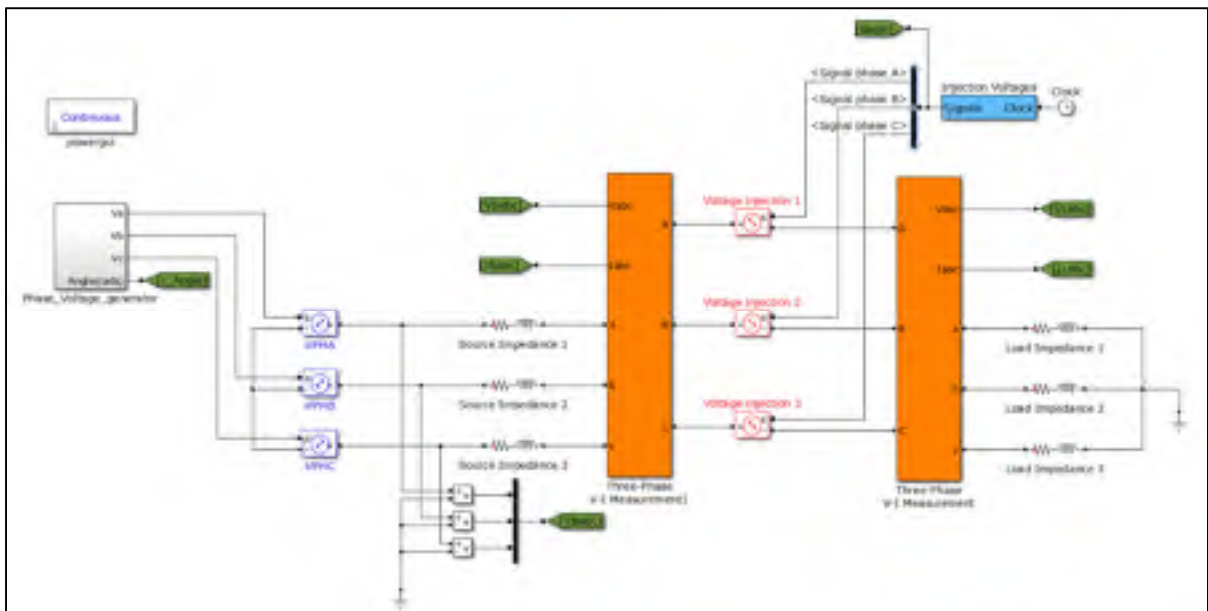


Figure 3.6 Schéma Simulink du circuit de test

Le Tableau 3.2 présente les valeurs des divers éléments utilisés dans le circuit de test.

Tableau 3.2 Valeurs des éléments du circuit de validation

Paramètres	Valeurs
Tension crête de la source	367 V
Fréquence de la source	60 Hz
Tension crête des injections	4 V
Plage de la fréquence de test	10 Hz à 10 kHz
Résistance de la source	0.01 Ω
Inductance de la source	10 μH
Résistance de la charge	7 Ω
Inductance de la charge	460 μH

Le bloc des tensions d'injections présent à la Figure 3.6 permet de générer les signaux d'injections sinusoïdaux pour les deux phases. Pour générer ces signaux, le bloc implémente l'équation (3.8) et l'équation (3.9) en changeant le signe de la fréquence de test (f_i) pour la deuxième phase. La Figure 3.7 présente la structure interne du bloc des tensions d'injections dans Simulink.

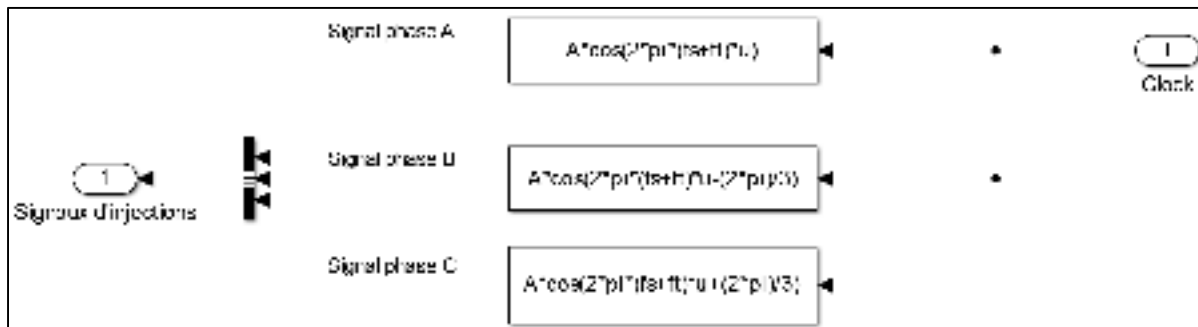


Figure 3.7 Structure interne du bloc des tensions d'injections

Le bloc pour générer la tension de source a été développé à partir des équations des tensions triphasées et à partir d'une séquence répétée pour simuler l'angle qui varie de 0 à 2π (H. Fortin-Blanchette, communication personnelle, 22 novembre 2016). Ce bloc permet de directement obtenir l'angle de la source pour effectuer la transformation dq . Cependant, pour simuler de

façon plus réaliste, l'angle pour la transformation dq est obtenu en utilisant un PLL comme mentionné à la section 3.3.3. Le schéma de la Figure 3.4 peut être reproduit tel quel pour réaliser le PLL nécessaire à l'obtention de l'angle pour les transformations dq .

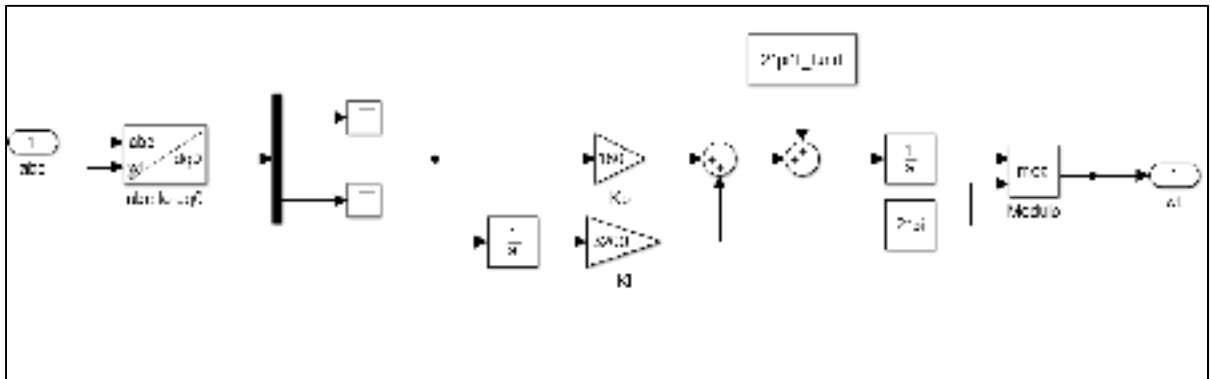


Figure 3.8 PLL dans l'environnement Simulink

Rappelons que pour obtenir le bon angle, il est fortement suggéré de prendre le voltage avant l'impédance de la source puisque ce signal n'est pas influencé par les composantes du circuit. Aussi, rappelons que si le voltage de la source (V_S) ou le voltage de la charge (V_L) est utilisé pour le PLL, les valeurs des composantes q de ces signaux ne seront plus les bonnes, donc le calcul des impédances sera faussé pour la composante q . La Figure 3.9 présente le schéma de simulation pour le bloc PLL ainsi que les transformations dq des mesures nécessaires au calcul des impédances.

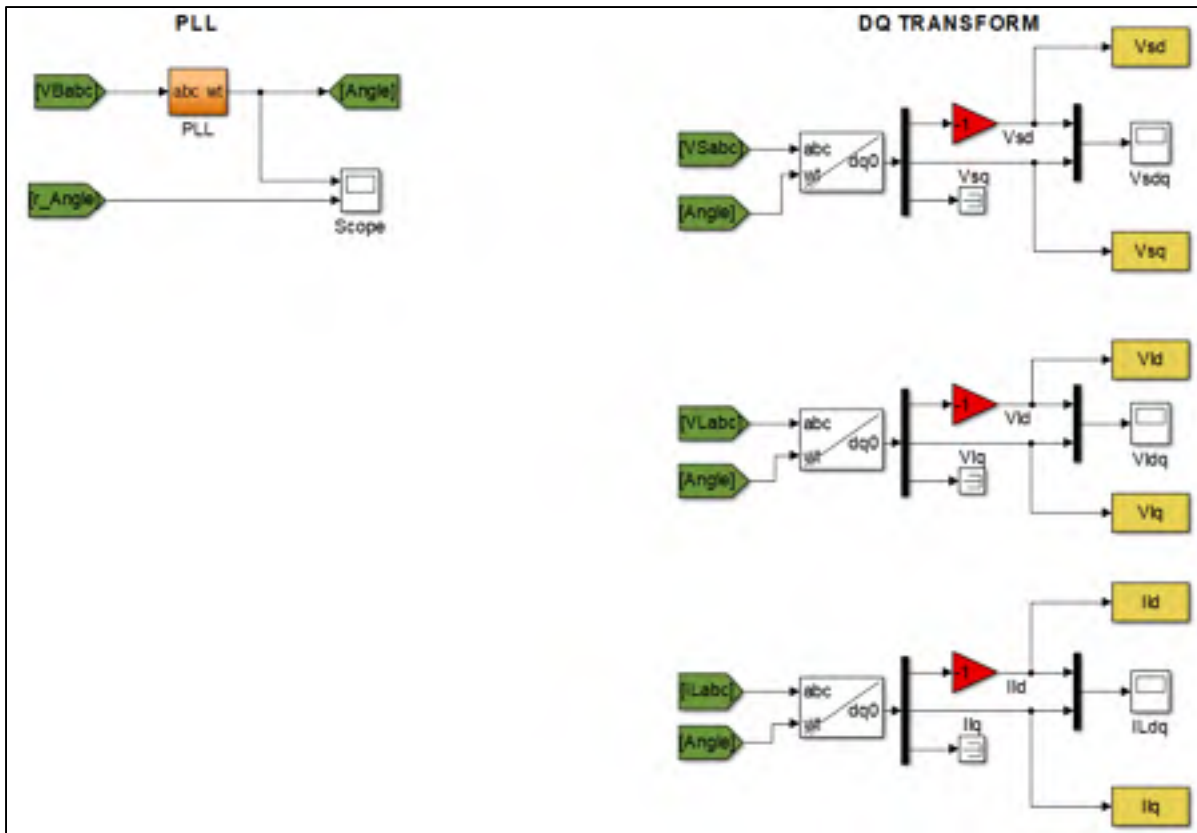


Figure 3.9 Schéma de simulation pour le PLL et les transformations dq des mesures

Pour obtenir les résultats les plus précis, la fonction FFT inclus dans le bloc « powergui » a été utilisé. En effet, comme le bloc appartient à la librairie « SimPowerSystems », cette fonction est plus adéquate pour manipuler les mesures acquises. De plus, « FFT Analysis » est utilisable à partir d'un code « m » et permet d'obtenir l'amplitude et la phase du signal à une fréquence donnée.

3.4.2 Résultats de la simulation

Afin d'implémenter correctement la technique d'extraction d'impédances, un code MATLAB a été développé. Ce code permet de simuler le circuit présenté à la Figure 3.6 pour la plage de fréquences de 10 Hz à 10 kHz pour les deux phases soit pour une fréquence d'injection de $f_s + f_i$ et puis de $f_s - f_i$. Pour chacune des phases de l'impédance d'extraction, le solveur « ode23tb »

a été utilisé pour une durée de simulation de 2 secondes. Cette section présentera les résultats obtenus pour chaque étape de la technique d'extraction d'impédances.

3.4.2.1 Résultats de l'étape 1

La première étape consiste à déterminer les tensions d'injections qui permettront d'évaluer les matrices d'impédances. Rappelons que cette étape s'effectue en deux phases, une avec une fréquence d'injection de $f_s + f_i$ et la deuxième phase avec une fréquence d'injection de $f_s - f_i$. Les formes d'ondes des tensions d'injections pour une fréquence de test de ± 100 Hz sont présentées à la Figure 3.10.

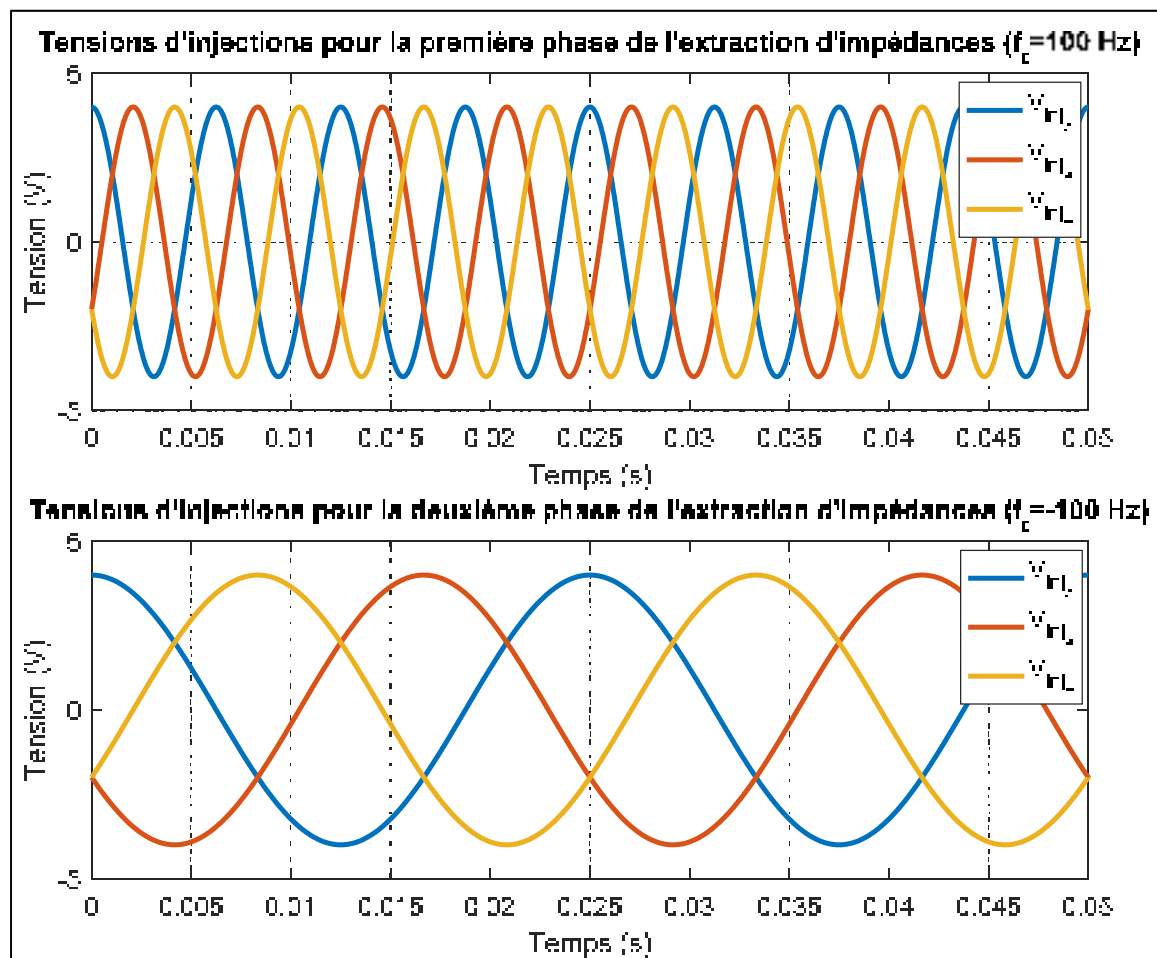


Figure 3.10 Tensions d'injections pour $f_i = \pm 100$ Hz

D'après la Figure 3.10, la séquence des phases est inversée pour la fréquence de test de -100 Hz. Ce changement est causé par la fréquence de la tension d'injection qui devient négative lors du calcul de la fréquence d'injection.

3.4.2.2 Résultats de l'étape 2

La deuxième étape consiste à mesurer la tension de la source et de la charge ainsi que le courant du circuit. Ces mesures servent à calculer les impédances du circuit. La Figure 3.11, la Figure 3.12 et Figure 3.13 montrent les tensions de la source et de la charge suite à une injection de tension.

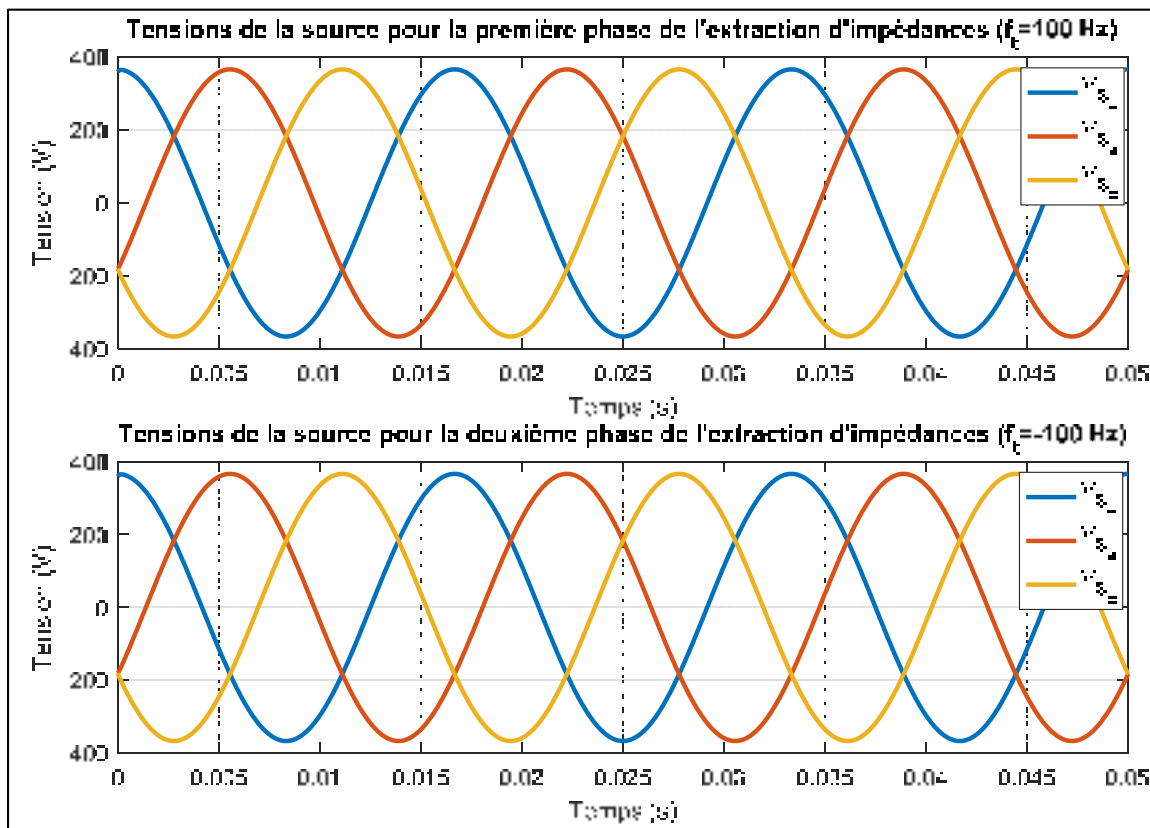


Figure 3.11 Tension de la source suite à l'injection de tensions ($f_i = \pm 100$ Hz)

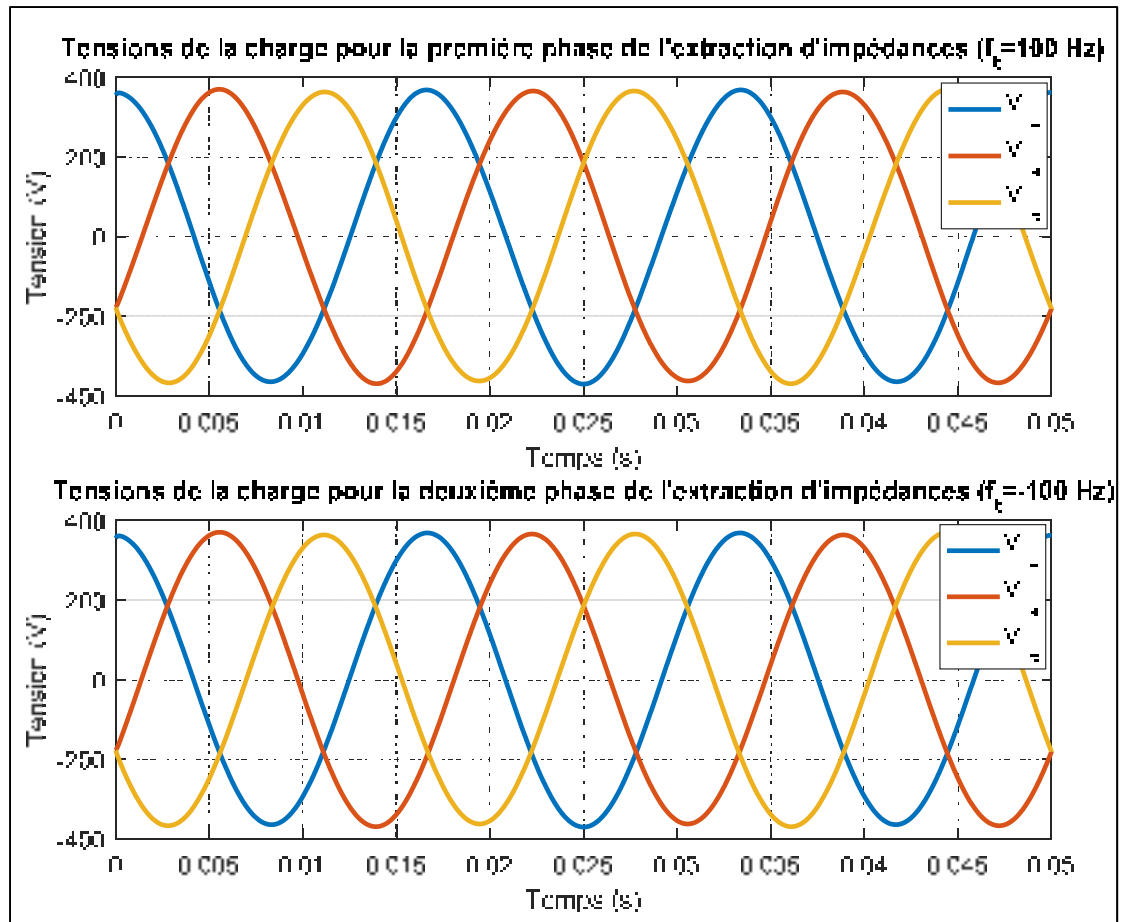


Figure 3.12 Tension de la charge suite à l'injection de tensions ($f_i = \pm 100$ Hz)

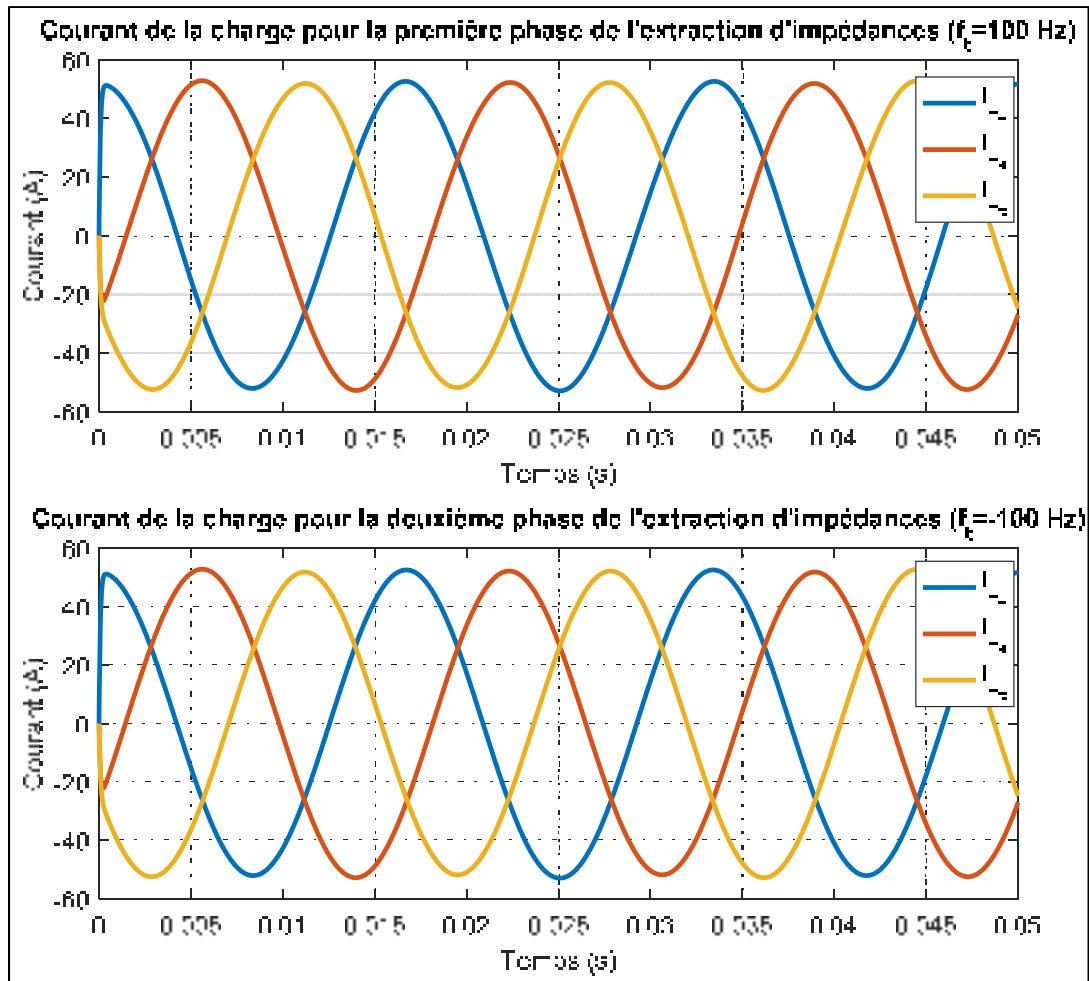


Figure 3.13 Courant du circuit suite à l'injection de tensions ($f_t = \pm 100$ Hz)

D'après la Figure 3.11, la Figure 3.12 et la Figure 3.13, l'influence de l'injection n'est presque pas visible pour aucune des mesures, et ce pour les deux phases. Cela est normal puisque l'amplitude des tensions d'injections (4 V) est très petite en comparaison de l'amplitude de la tension de source et aussi de celle du courant. Cependant, si un agrandissement est effectué pour la tension de la charge et pour le courant, on constate que les tensions d'injections influencent ces mesures au niveau de l'amplitude de chaque phase des mesures. En effet, d'une phase à une autre, les amplitudes varient légèrement et prouvent donc la présence d'une perturbation dans le circuit. Rappelons que cette perturbation permettra de déterminer les matrices d'impédances nécessaires à l'application de l'analyse de stabilité.

3.4.2.3 Résultats de l'étape 3

Désormais que les mesures servant aux calculs des impédances du circuit sont prises, il faut transformer ces mesures dans le repère dq pour obtenir les matrices dans le même référentiel. Rappelons que la transformation dq est effectuée à l'aide d'un PLL pour obtenir la phase du signal mesuré (θ). La Figure 3.14 présente l'angle obtenu pour la tension avant l'impédance de la source ainsi que l'angle théorique du circuit.

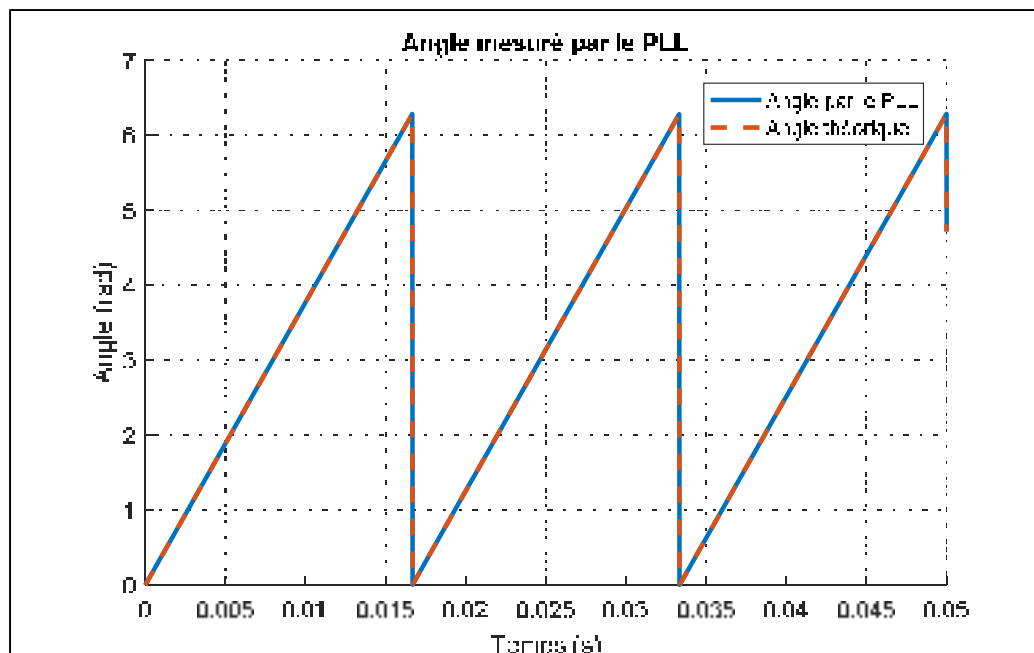


Figure 3.14 Angle de la source mesuré par le PLL

Comme le signal mesuré est un sinusoïdal, l'angle du signal varie de 0 à 2π à chaque période. De plus, l'angle mesuré est identique à l'angle théorique ce qui montre le bon fonctionnement du PLL. En ayant cet angle, les mesures transformées seront alignées à l'axe négatif d du plan dq à cause de la transformation dq utilisé dans l'environnement Simulink, Entre le signal mesurée et l'axe d , il y a donc un angle de 180° ce qui implique que la composante d doit valoir le négatif de la magnitude du signal et la composante q doit valoir zéro. La Figure 3.15, la Figure 3.16 et la Figure 3.17 présente la transformation dq pour la tension de la source, la tension de la charge et le courant du circuit.

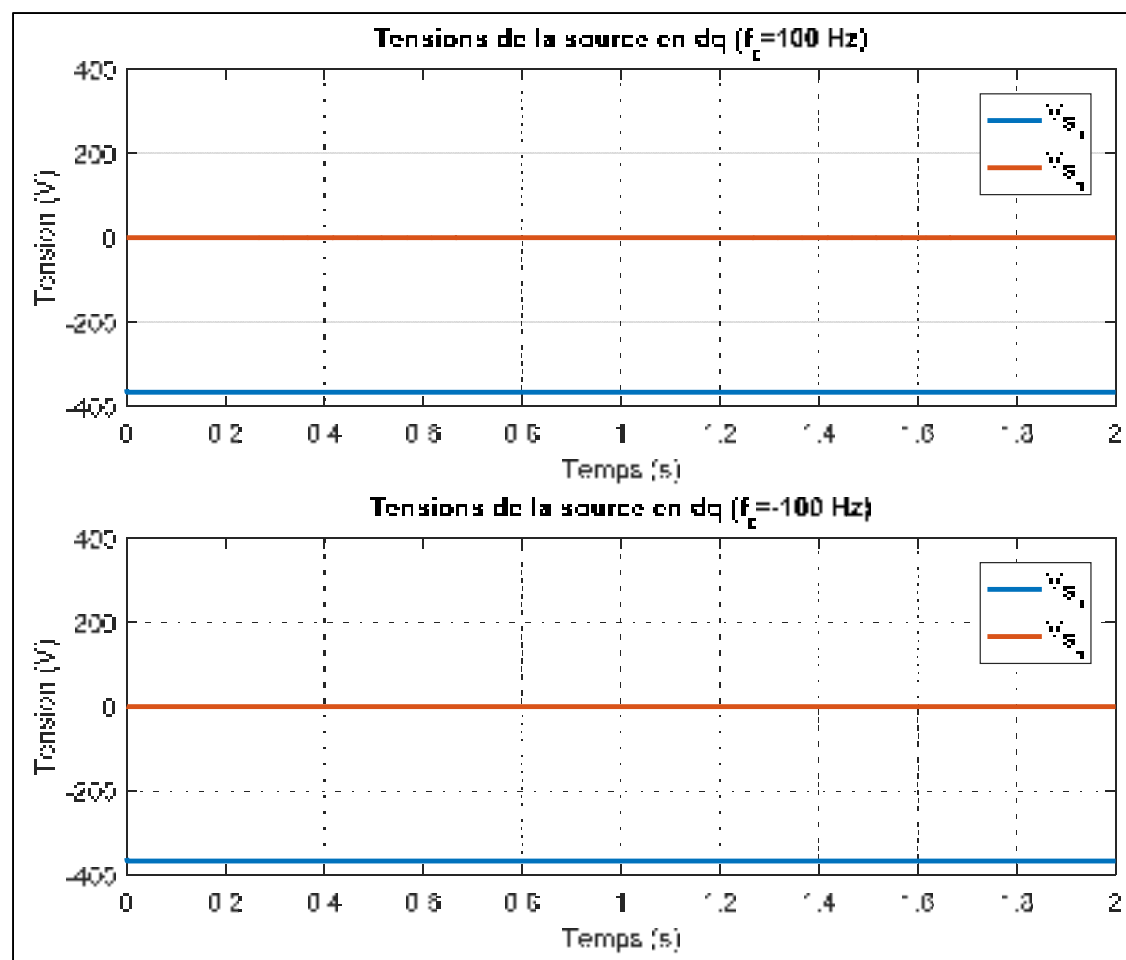


Figure 3.15 Tension de la source en dq ($f_i = \pm 100$ Hz)

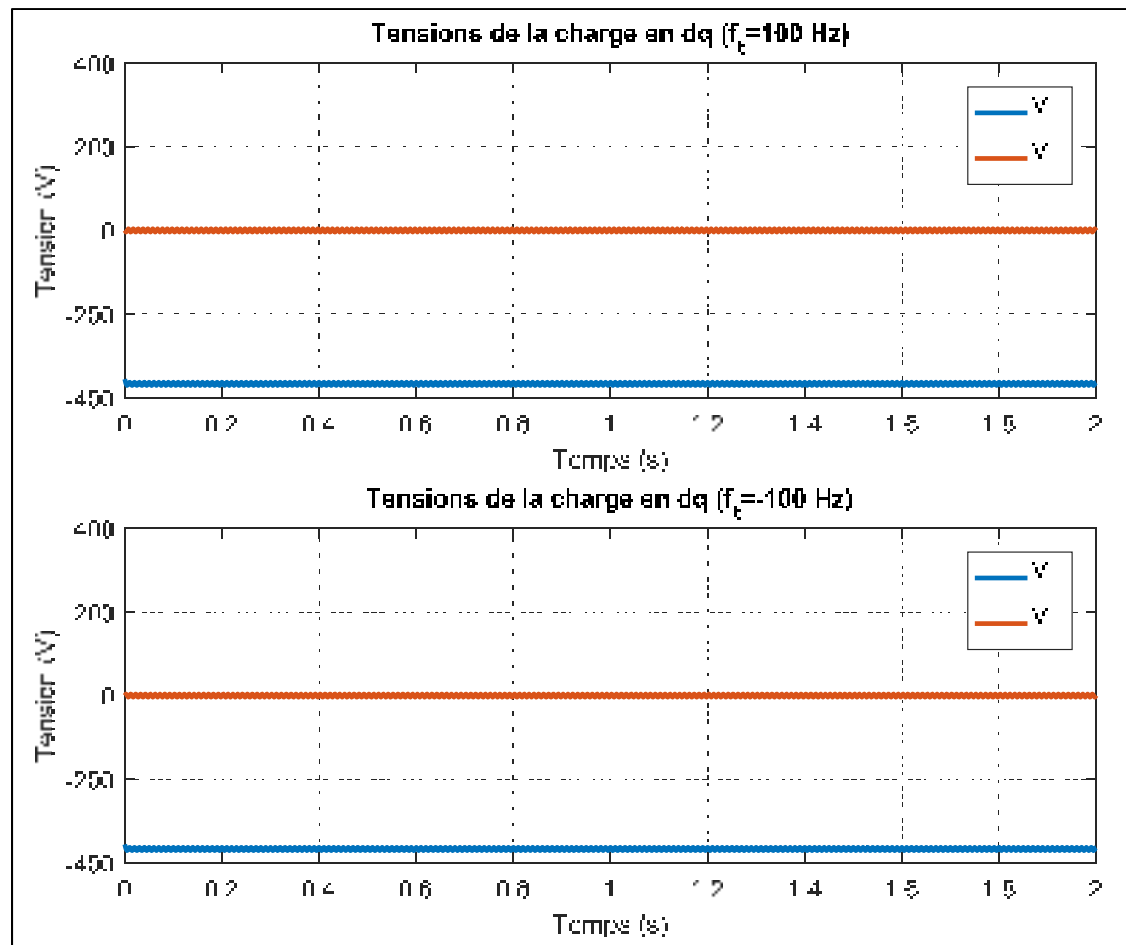


Figure 3.16 Tension de la charge en dq ($f_i = \pm 100$ Hz)

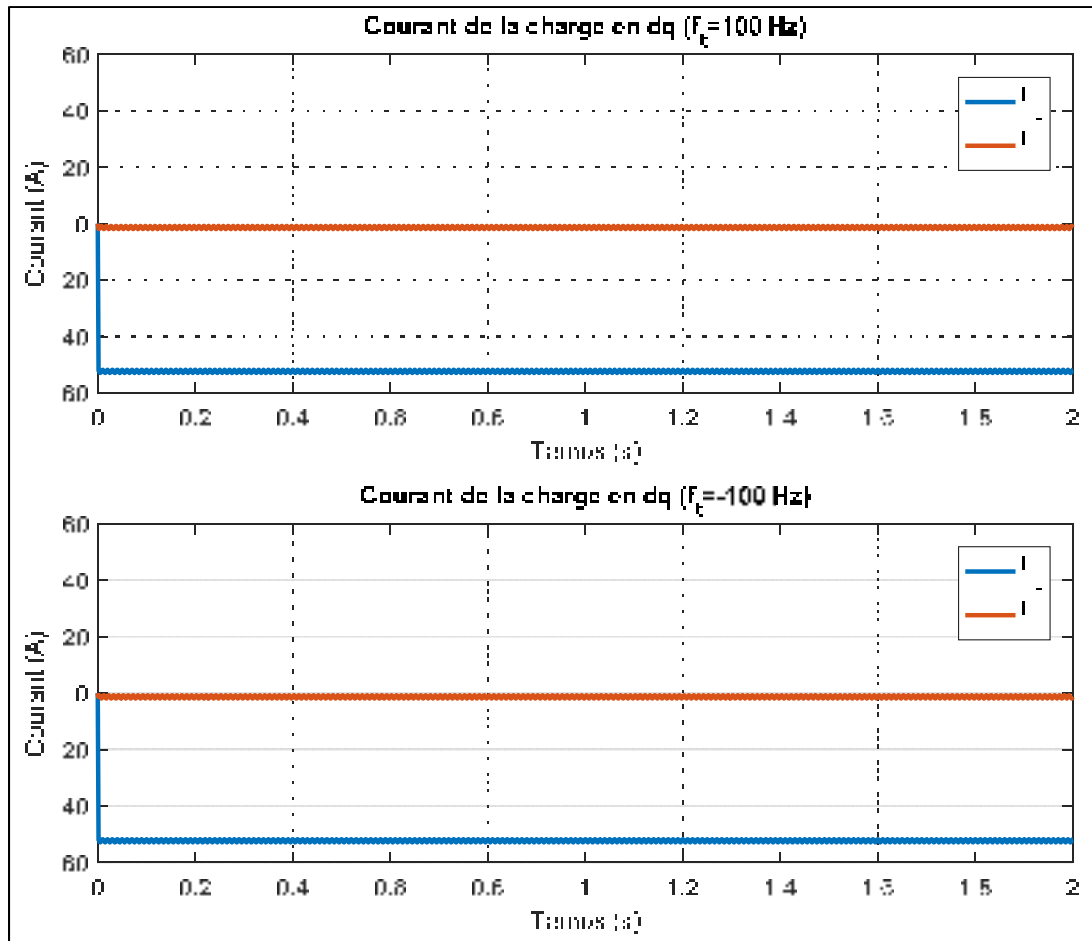


Figure 3.17 Courant du circuit en dq ($f_t = \pm 100$ Hz)

On remarque d'après la Figure 3.15, la Figure 3.16 et la Figure 3.17 que les mesures possèdent leur composante q centrée à zéro et leur composante d centrée à l'amplitude du signal. Rappelons que le courant vu du côté de la charge rentre à la source dans le sens inverse, donc un gain de -1 doit être présent lors du calcul des impédances de la source. Or, l'équation (3.7) tient en considération ce gain de -1 pour corriger ce détail. On remarque aussi que le régulateur PID du PLL génère une période transitoire pour stabiliser la composante q à notre consigne nulle. Le temps de la période transitoire peut être ajusté avec les gains K_p , K_i et K_d du régulateur, mais les valeurs par défaut offrent des performances acceptables pour l'application de la technique d'extraction d'impédances. Il est à noter que pour appliquer la FFT aux résultats dans le repère dq , il est important de s'assurer que la période transitoire ne soit pas incluse pour ne pas fausser les résultats.

En analysant davantage les résultats obtenus, on constate que les tensions et les courants obtenus ne sont pas des valeurs constantes dans le temps. En effet, en agrandissant les courbes obtenues, telles que montrées à la Figure 3.18, on constate que les signaux sont effectivement sinusoïdaux. Lorsqu'on applique la transformation dq d'un signal sinusoïdal avec θ qui est égal à l'angle du signal, la composante q est nulle en tout temps.

$$\frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_m \cos(\theta) \\ V_m \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_m \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_m \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

$$\theta \in [0, 2\pi]$$

D'après la Figure 3.18, on constate que les éléments q ne sont pas constants à cause des tensions d'injections qui sont injectées à une fréquence f_i différente à celle de la source f_s . Également, les éléments q ne sont pas nécessairement centrés à zéro. Rappelons que dans le circuit, les bobines déphasent le courant, donc l'élément q ne peut pas être centré à zéro, comme observé d'après la Figure 3.18.

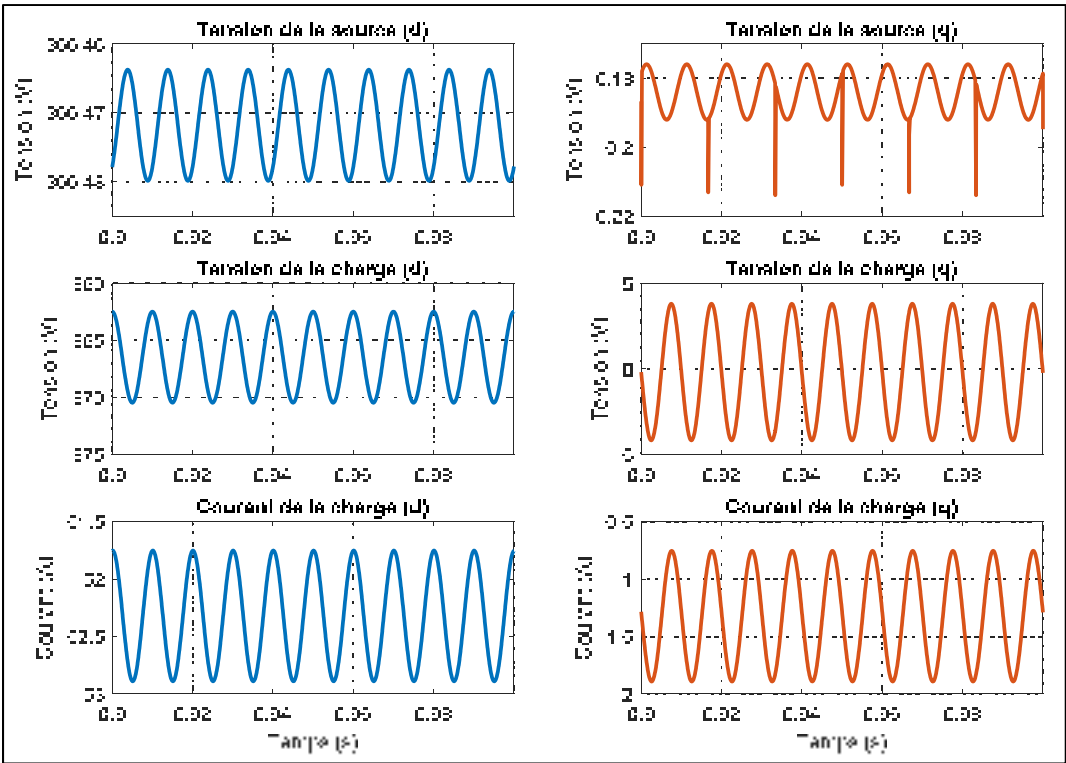


Figure 3.18 Agrandissements des mesures dans le repère dq ($f_i = \pm 100$ Hz)

3.4.2.4 Résultats de l'étape 4

Maintenant que les mesures sont transformées dans le repère dq , l'extraction de la partie réelle et imaginaire doit être effectuée à l'aide du FFT. Comme mentionné à la section 3.4.1, la FFT est réalisé en utilisant « FFT Analysis » ou « power_fftscope » en code MATLAB. Le Tableau 3.3 présente les paramètres qui ont été utilisés pour la FFT.

Tableau 3.3 Paramètres du FFT

Temps de début de l'analyse	0.6 s
Nombre de cycles à analyser	6
Fréquence fondamentale	60 Hz
Fréquence maximale	10 010 Hz

Le « FFT Analysis » est un outil robuste qui permet d'obtenir la magnitude et la phase d'un signal échantillonné, tel que les mesures prises par les oscilloscopes de MATLAB. Cependant, pour appliquer l'analyse de stabilité par critères de stabilité petit gain, les matrices d'impédances doivent être sous forme de nombre complexe, donc un passage de la forme polaire à une forme complexe doit être appliqué aux résultats obtenus par la FFT. L'équation suivante, en considérant la magnitude comme m et la phase en degrés comme θ^d , permet de faire le passage de polaire à complexe :

$$n_{\mathbb{C}} = (m \cos(\theta^d)) + (m \sin(\theta^d))j \quad (3.14)$$

Le Tableau 3.4 et le Tableau 3.5 montre les résultats obtenus pour $f_i = \pm 100$ Hz suite à l'utilisation de la fonction « FFT Analysis » et à l'application de l'équation (3.14) pour transformer les résultats sous forme complexe.

Tableau 3.4 Résultats du FFT pour les mesures transformées ($f_i = 100$ Hz)

V_{Sd1}	$0.0053 - 0.0061j$
V_{Sq1}	$0.0061 + 0.0053j$
V_{Ld1}	$0.0362 + 3.9938j$
V_{Lq1}	$-3.9937 + 0.0362j$
I_{Ld1}	$0.0427 + 0.5677j$
I_{Lq1}	$-0.5677 + 0.0427j$

Tableau 3.5 Résultats du FFT pour les mesures transformées ($f_i = -100$ Hz)

V_{Sd2}	$0.0012 - 0.0058j$
V_{Sq2}	$-0.0057 - 0.0012j$
V_{Ld2}	$0.0709 + 3.9936j$
V_{Lq2}	$3.9937 - 0.0709j$
I_{Ld2}	$0.0195 + 0.5702j$
I_{Lq2}	$0.5702 - 0.0195j$

3.4.2.5 Résultats de l'étape 5

La dernière étape consiste à prendre les résultats obtenus par la FFT et d'appliquer l'équation (3.6) pour toutes les fréquences de test qui ont été choisies. L'équation (3.7) n'est pas utilisée puisque la correction du sens du courant est incluse dans le bloc de la transformation dq . Pour valider l'exactitude des résultats obtenus, une comparaison entre les impédances théoriques et les impédances mesurées par l'extraction d'impédance a été effectuée pour la source et la charge. La Figure 3.19, la Figure 3.20, la Figure 3.21 et la Figure 3.22 présente la comparaison entre les réponses théoriques et les réponses obtenues par la méthode d'extraction d'impédances pour la charge et la source.

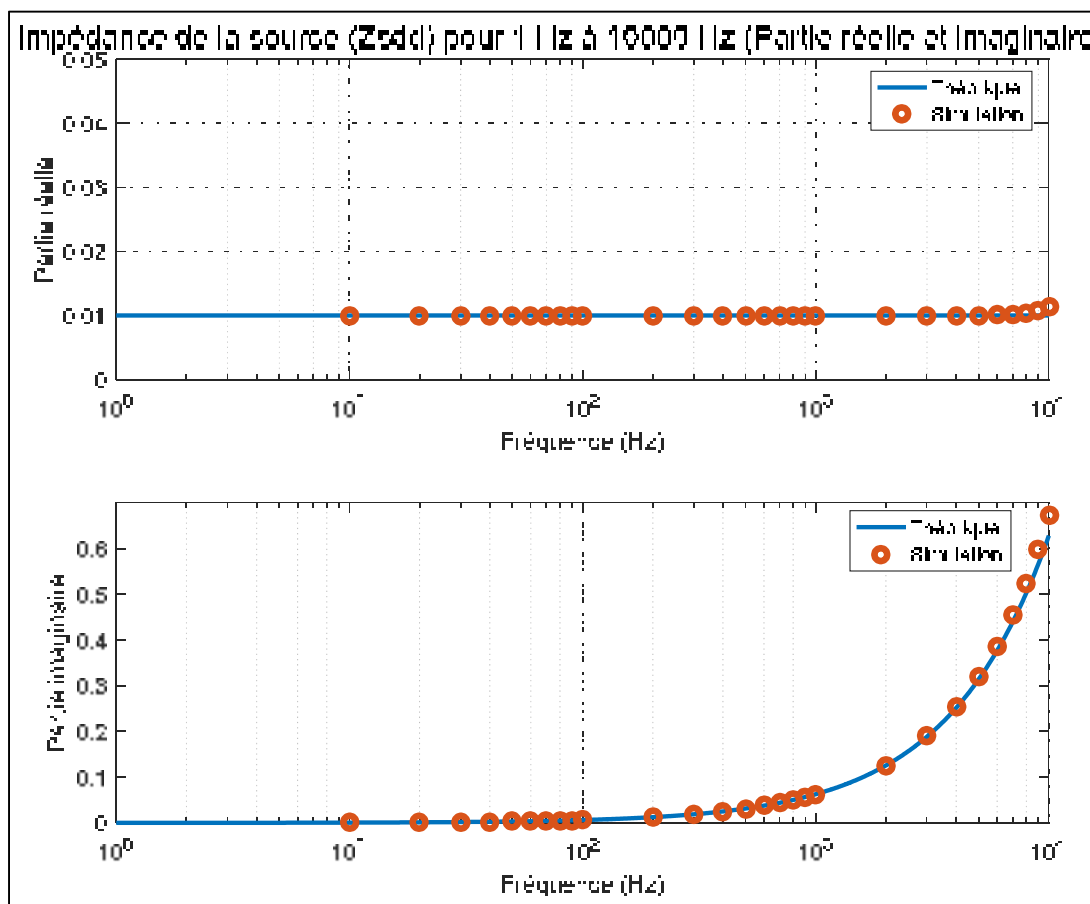


Figure 3.19 Impédance de la source (Z_{Sdd})

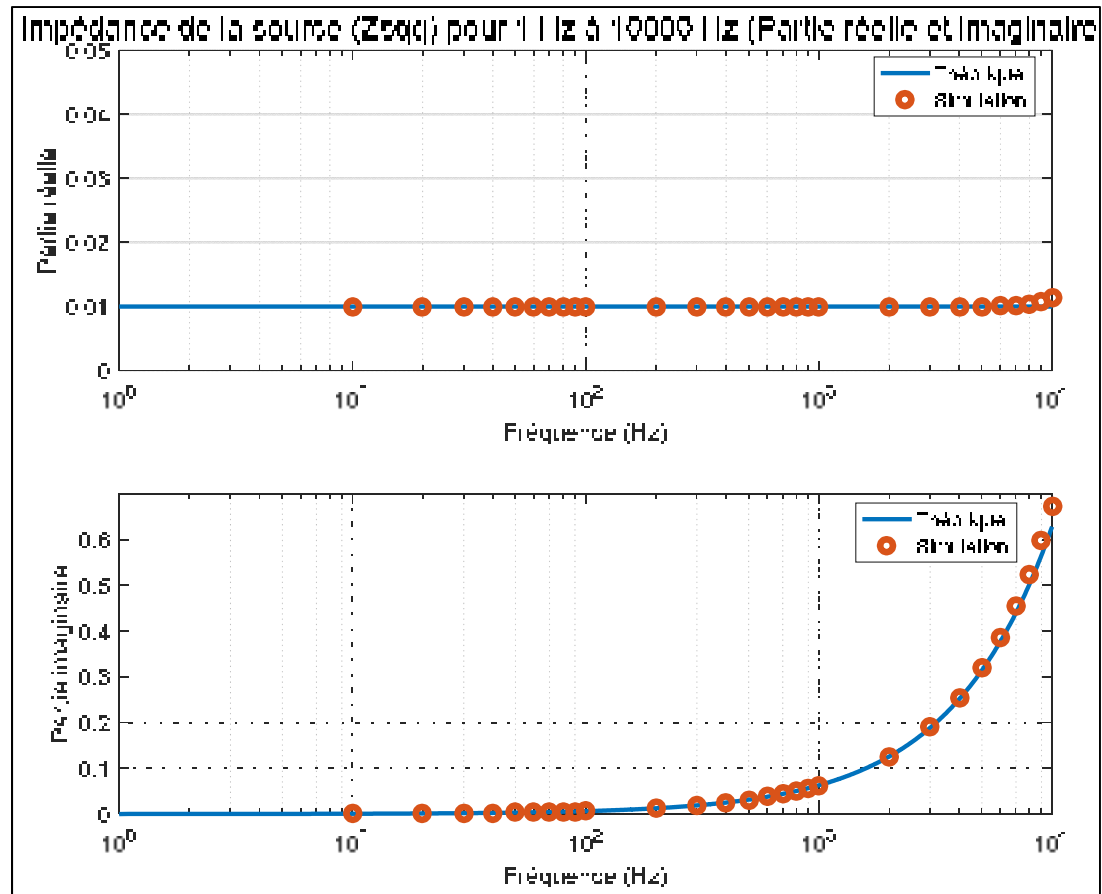


Figure 3.20 Impédance de la source (Z_{Sqq})

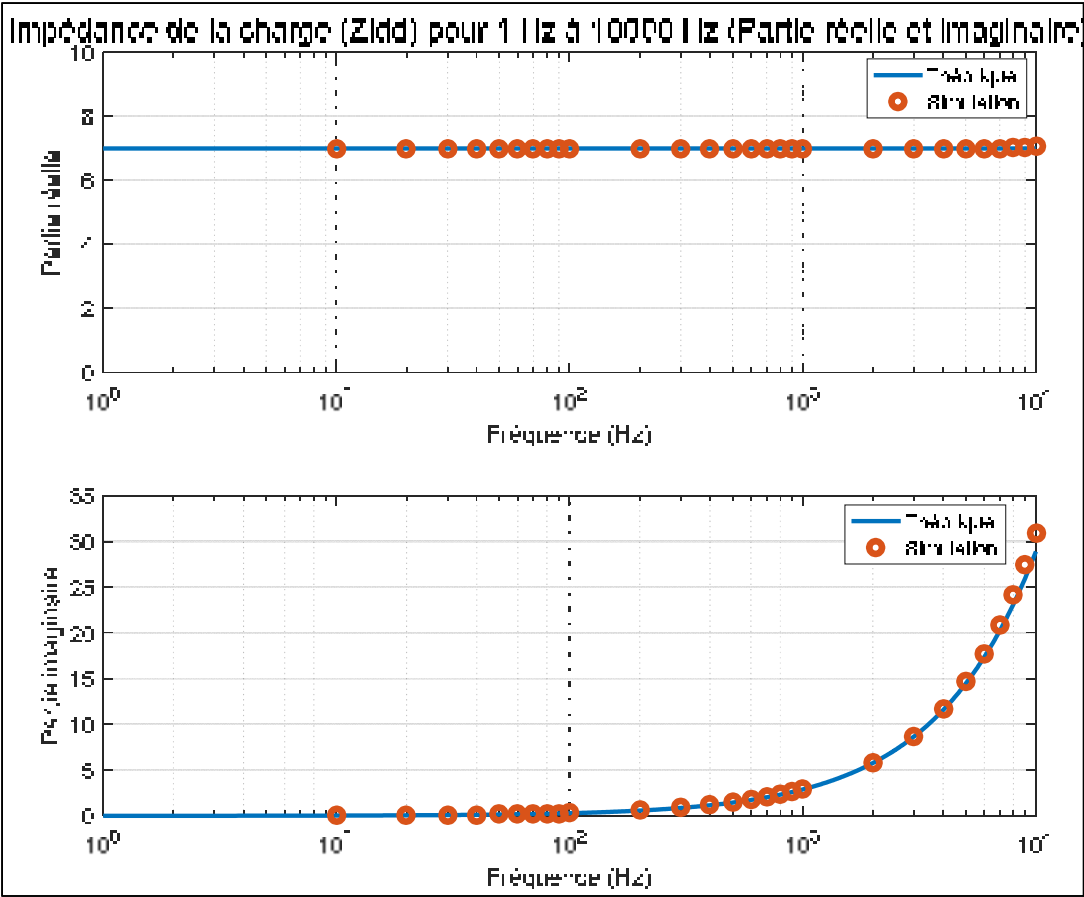


Figure 3.21 Impédance de la charge (Z_{Ldd})

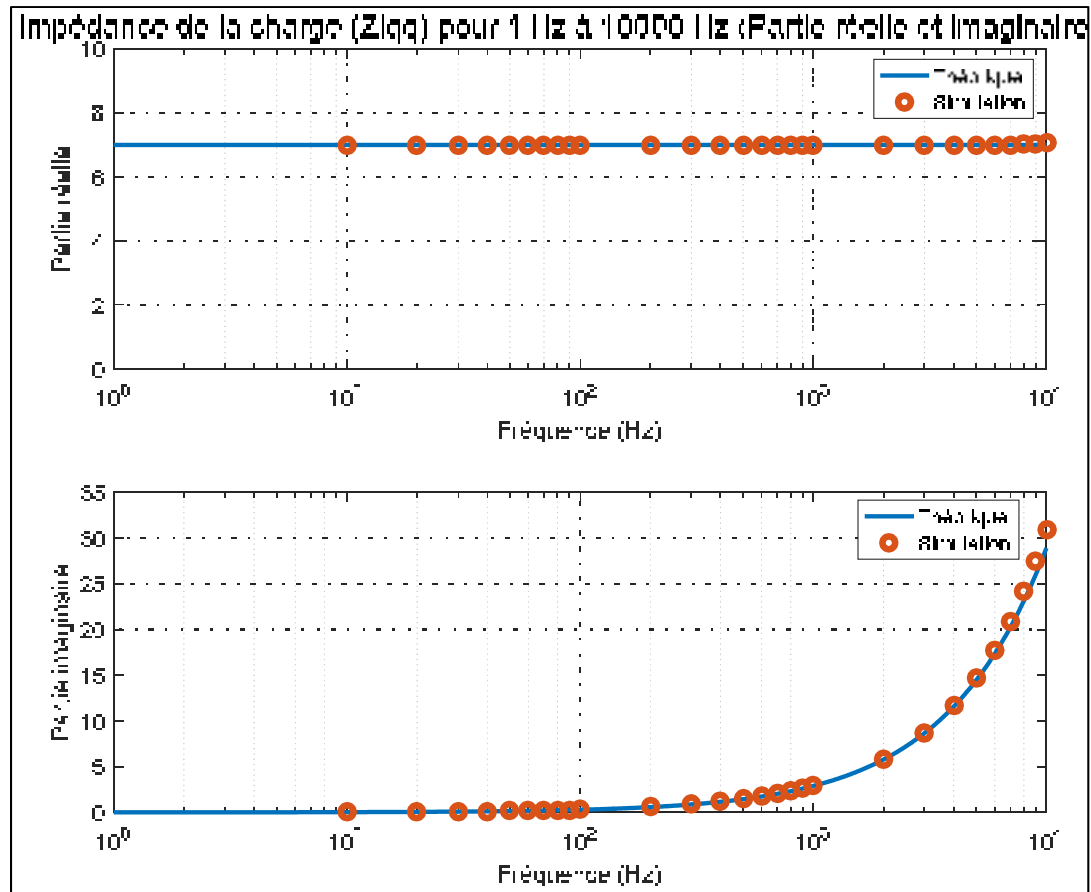


Figure 3.22 Impédance de la charge (Z_{Lq})

D'après les figures précédentes, on observe que la technique d'extraction d'impédance proposée par Francis (2010), approxime avec une très grande précision les impédances du circuit, que ce soit pour la charge ou pour la source. Cependant, on remarque que pour les hautes fréquences, la technique a plus de difficulté à approximer l'impédance. En effet, on voit que l'erreur entre le résultat théorique et le résultat par la technique d'extraction d'impédances est de 13.8 % ce qui représente une erreur assez significative. Pour la présente recherche, la plage de fréquences qui sera à l'étude ne dépasse pas 800 Hz et donc la technique se présente comme une solution adéquate pour trouver les matrices d'impédances dq pour appliquer l'analyse de stabilité choisie pour étudier le système PÉI. Rappelons que pour l'application de l'analyse de stabilité par critères de stabilité petit gain, il est important que toute la matrice

d'impédances soit bien approximée. Les résultats des autres impédances et l'application de l'analyse de stabilité pour le circuit de validation sont présentés à l'Annexe I.

3.5 Conclusion

En conclusion, ce chapitre a proposé l'application de la technique d'extraction d'impédances proposée par Francis (2010) afin d'obtenir les matrices nécessaires à l'application de l'analyse de stabilité par critères de stabilité petit gain. Une description du principe de la technique d'extraction d'impédances a été donnée à partir d'un exemple. De plus, les détails de chaque étape de l'algorithme ainsi que la structure du circuit de validation sous l'environnement Simulink de MATLAB ont été donnés. Finalement, la simulation du circuit de validation démontre que la technique proposée approxime avec une grande précision les impédances de la source et de la charge pour une plage de fréquences donnée. Cependant, à des hautes fréquences, le circuit démontre plus de difficulté et il devient moins recommandable d'utiliser cette technique. Le prochain chapitre traite de l'application de l'analyse de stabilité et de la technique d'extraction d'impédances sur le modèle du dirigeable pour étudier la stabilité du circuit PÉI.

CHAPITRE 4

ANALYSE DE STABILITÉ DU SYSTÈME PÉI DU DIRIGEABLE

4.1 Introduction

L'algorithme d'extraction d'impédances développé au chapitre précédent estime avec une très grande précision les valeurs d'impédances dq d'un circuit électrique. Grâce à cet algorithme, il est donc possible d'appliquer l'analyse de stabilité par critères de stabilité petit gain pour un circuit complexe et même pour un circuit inconnu. Ayant maintenant les outils nécessaires pour effectuer une analyse de stabilité adéquate, le circuit PÉI du dirigeable peut maintenant être analysé. Évidemment, comme le circuit PÉI n'est pas un circuit simple tel que les circuits d'essais analysés précédemment, l'analyse de stabilité et l'extraction d'impédances devront être appliquées à une version simplifiée et ensuite à une version complexe pour s'assurer du bon fonctionnement de l'analyse. Comme le circuit PÉI contient des boucles de régulation, il devient tout aussi important de les tenir en compte lors de l'analyse de stabilité. En effet, si le circuit à la base est stable, mais les boucles de régulation ne le sont pas, donc le système n'est pas stable.

Dans ce chapitre, les systèmes PÉI ainsi que le modèle à l'étude sont présentés. Aussi, l'ensemble extraction d'impédances et analyse de stabilité est appliqué à une version simplifiée du circuit qui ne comporte pas les IGBT. Ce premier circuit permet de valider si l'extraction d'impédances et l'analyse de stabilité fonctionnent correctement ensemble. Aussi, ce circuit permet de voir si les régulateurs sont inclus dans les impédances extraites par l'algorithme. Ensuite, l'analyse de stabilité est appliquée au circuit PÉI détaillé pour analyser la partie du circuit développée par LTAA. Finalement, une analyse des résultats finaux est effectuée pour conclure sur l'efficacité de l'algorithme et sur la stabilité du circuit PÉI du dirigeable.

4.2 Présentation des systèmes PÉI

4.2.1 Système général

Les systèmes PÉI sont des systèmes hybrides puisque ces systèmes combinent les carburants fossiles et l'électricité pour propulser un véhicule. Les systèmes PÉI sont donc une alternative intéressante par rapport aux systèmes conventionnels à combustion et peuvent aussi s'appliquer au transport terrestre, maritime et aérien. Pour un système PÉI, les hélices sont activées grâce à des moteurs électriques qui contribuent à diminuer les gaz à effet de serre et à améliorer le rendement du système. En effet, en comparaison des moteurs à combustion, il n'y a quasiment pas de pertes sous forme de dissipations thermique. Les systèmes PÉI contiennent trois composantes de bases, soit : une force motrice, une génératrice électrique et un moteur électrique. La Figure 4.1 montre un schéma typique d'un système PÉI qui fait tourner une charge mécanique quelconque.

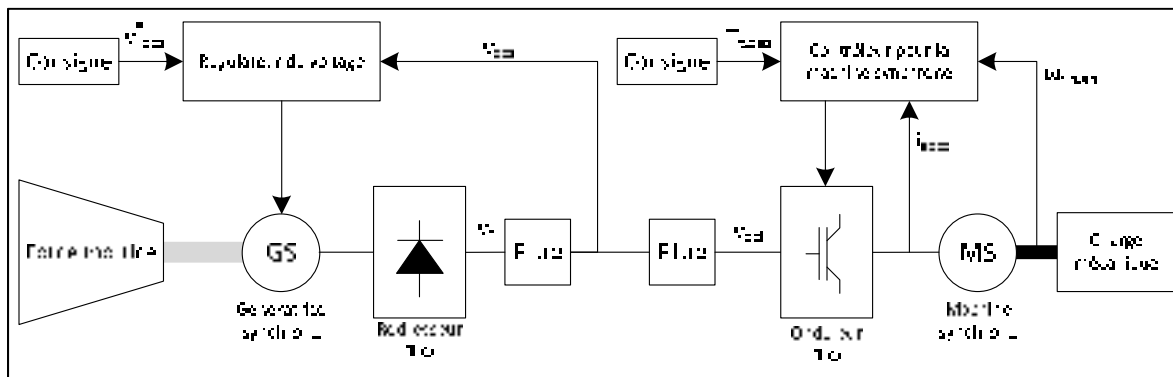


Figure 4.1 Système PÉI typique

Tirée de *Sudhoff et al.* (1998, p. 28)

Chacune des trois composantes de bases joue un rôle essentiel pour le fonctionnement du système PÉI. Tout d'abord, la force motrice est un élément vital au système PÉI puisqu'elle entraîne la génératrice synchrone afin de générer de l'électricité au système en entier. Typiquement, la force motrice est une turbine Diesel. Malgré que le système soit qualifié comme étant électrique, il n'en demeure pas moins qu'il est nécessaire de recourir à des

moteurs Diesel. Par contre, comme le mentionne Hanses, Ådnanes et Fossen (2010) dans leur article, les moteurs Diesel utilisés sont généralement plus petits que ceux utilisés pour la propulsion. La deuxième composante de base est la génératrice électrique. Comme mentionné précédemment, la génératrice est responsable de fournir de l'électricité à l'ensemble du système PÉI. La dernière composante de base est la machine synchrone. Cette machine est responsable de générer la propulsion du véhicule en entraînant les hélices ou les roues.

Comme le mentionne Hansen *et al.* (2010) ainsi que Beverley (1992), les systèmes PÉI sont très dispendieux en comparaison des systèmes de propulsion conventionnels à cause du coût des équipements nécessaires au fonctionnement du système. Par contre, Hansen *et al.* (2010) et Sudhoff, Corzine et Glover (1998) mentionnent que les systèmes PÉI offrent le grand avantage d'être beaucoup plus flexible au niveau de l'emplacement des équipements. En effet, comme le mentionne Sudhoff *et al.* (1998), en comparaison d'un système de propulsion conventionnel, le système PÉI ne possède aucun lien mécanique entre les génératrices et les moteurs électriques et donc ces deux éléments peuvent être placés de façon optimale et ne sont pas obligés d'être proche entre eux.

4.2.2 Modèle LTAA

Dans le cas de LTAA, non seulement les moteurs sont alimentés par la génératrice, mais aussi toutes les charges linéaires et non linéaires électriques, les équipements de vol et les batteries de secours. À ce stade, il est possible de comparer le système PÉI de LTAA à un micro-réseau électrique, car il possède la même structure qu'un réseau électrique. La Figure 4.2 montre plus en détail les composantes formant une branche du système PÉI de LTAA-10.

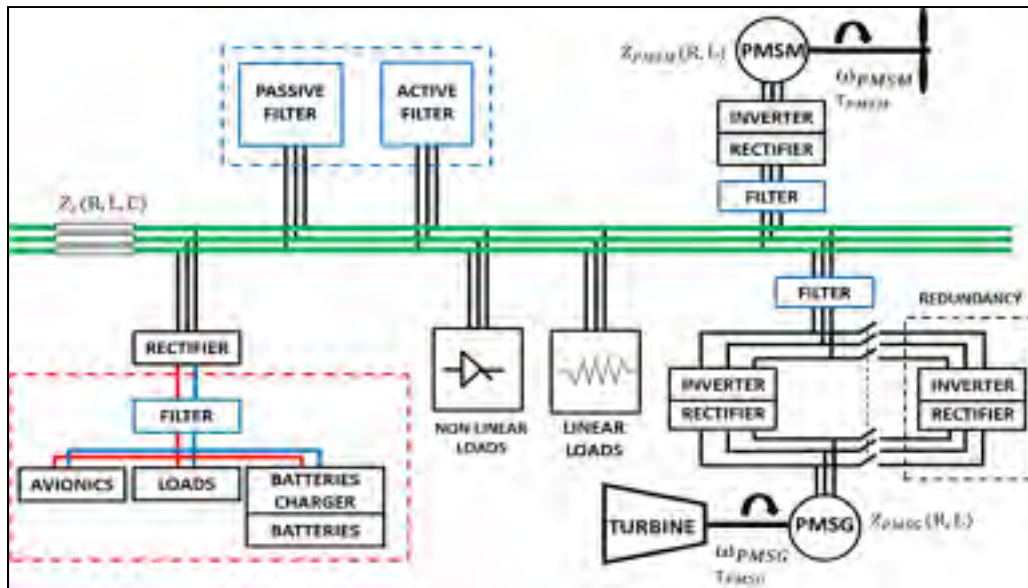


Figure 4.2 Une branche du système P&E de LTAA-10

D'après la Figure 4.2, il est possible de constater la présence d'un bus de distribution principal. Ce bus fournit un voltage de 230 V AC à 400 Hz pour l'ensemble des équipements présentés. Pour assurer que le voltage et la fréquence demeurent constants, un ensemble redresseur et onduleur corrige constamment les fluctuations indésirables. En utilisant le voltage du bus de distribution, il est possible d'alimenter les moteurs à aimant permanent responsables de faire avancer le dirigeable. Afin de faire varier la vitesse des hélices, un système de contrôle est nécessaire pour faire fluctuer la fréquence fournie aux moteurs. Pour ce faire, des ensembles redresseurs et onduleurs sont placés avant le moteur électrique et sont contrôlés par des régulateurs PI.

Les équipements de vol, les batteries et les autres charges CC sont branchés dans un bus de distribution CC. Cette distribution est générée à l'aide d'un redresseur qui permet d'alimenter les équipements à 28 V CC. Le système de batteries permet d'alimenter les équipements de vols et les autres charges CC au cas s'il y a une panne au niveau du bus CC.

4.3 Circuit PÉI dans l'environnement MATLAB/Simulink

4.3.1 Une branche détaillée du système PÉI

Dans la présente recherche, les éléments les plus critiques à analyser sont les moteurs électriques ainsi que leurs contrôleurs. En effet, si ces éléments ne sont pas stables, le dirigeable ne pourra pas effectuer des déplacements fluides lors des décollages, des trajets et des atterrissages. Pour arriver à analyser, il faut donc reproduire le schéma de la Figure 4.2 en simplifiant les éléments qui ne feront pas partie de l'analyse de stabilité. Évidemment, ces éléments seront rajoutés dans une analyse de stabilité future qui sera plus complète. Comme chaque branche du système PÉI est de la même structure, seule une analyse de stabilité est nécessaire puisque si une branche est stable, alors toutes les autres seront stables aussi.

À l'aide de la librairie « SimPowerSystems » dans l'environnement MATLAB/Simulink, il est possible de reproduire avec une grande fidélité une branche du système PÉI de LTAA-10. Le centre d'intérêt de l'analyse de stabilité commence à partir de l'onduleur qui permet de changer la fréquence du voltage pour changer de vitesse. Pour l'instant, il est considéré que le voltage fourni par le redresseur, placé immédiatement avant l'onduleur, est idéal, donc deux sources de tension CC d'une valeur de 200 V CC sont directement branchées à l'entrée de l'onduleur. Avec les blocs de « SimPowerSystems » il n'est pas possible de brancher directement un onduleur avec un moteur électrique sans la présence d'une impédance. Pour éviter ce problème, une petite impédance triphasée de source (Composé d'une résistance de 0.5Ω et d'une bobine de 1 mH) et une charge parallèle triphasée résistive sont rajoutées entre l'onduleur et le moteur électrique. Le moteur électrique de cette librairie offre l'avantage d'avoir accès à certaines mesures, ce qui permet d'intégrer les régulateurs facilement au modèle. Le modèle d'une branche du système PÉI dans l'environnement Simulink est montré à la Figure 4.3.

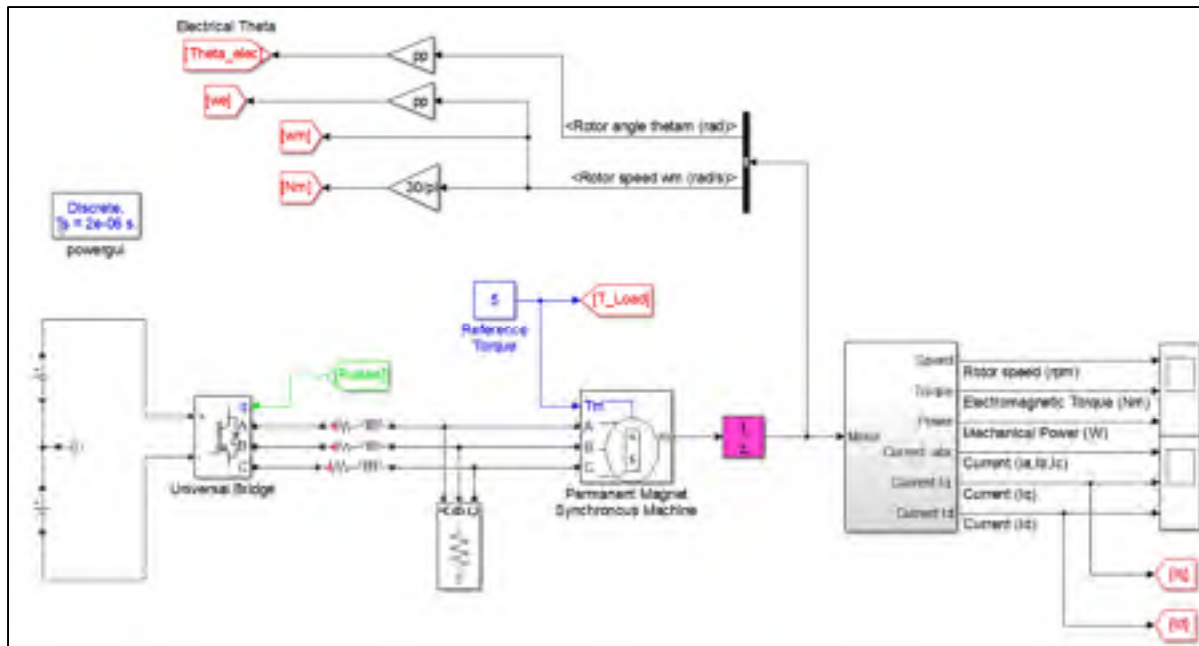


Figure 4.3 Modèle Simulink d'une branche du système PÉI

Rappelons qu'étant donné que le dirigeable doit se déplacer de manière constante, c'est-à-dire que le dirigeable ne doit pas effectuer de mouvement brusque, un régulateur de vitesse doit être présent. Comme mentionné précédemment, chaque branche du système PÉI contient trois régulateurs : un pour la vitesse, un pour la composante d du courant et un pour la composante q du courant. Le régulateur de vitesse joue le rôle le plus important, car sa sortie, qui est calculée à partir de l'erreur entre la consigne de vitesse et la vitesse mesurée du moteur, est utilisée comme consigne pour le régulateur de courant de la composante q . Comme il s'agit d'un système balancé, alors la composante d du courant doit être nulle. D'ailleurs, pour cette raison, la consigne du régulateur pour la composante d est de zéro. Les deux sorties des régulateurs de courant sont ensuite utilisées pour générer la commande SVPWM de l'onduleur afin de réguler la vitesse du moteur. Les régulateurs dans l'environnement Simulink d'une branche du système PÉI sont montrés à la Figure 4.4.

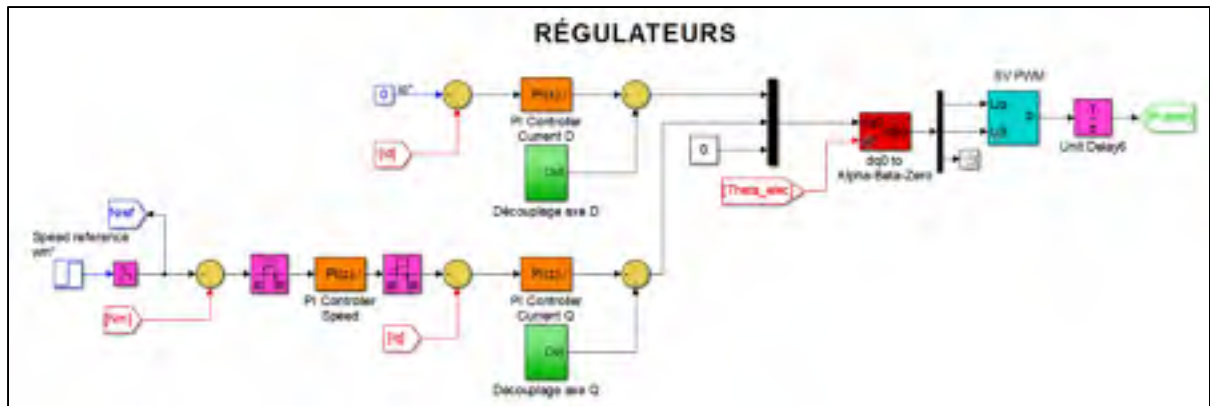


Figure 4.4 Régulateurs d'une branche du système PÉI dans Simulink

Comme le circuit contient des boucles fermées et un onduleur à IGBT, le circuit est maintenant plus complexe que les circuits d'essais utilisés dans le Chapitre 2 et le Chapitre 3 pour valider l'analyse de stabilité et l'extraction d'impédances. En effet, pour effectuer l'analyse de stabilité la plus précise possible, il faut inclure les régulateurs dans le calcul. De plus, comme les gâchettes de l'IGBT sont activées par une modulation SVPWM, la forme des signaux ne sera plus forcément des sinusoïdes, ce qui peut causer des imprécisions dans les résultats. Pour ces raisons, il est préférable de commencer par un circuit plus simple et le complexifier par la suite selon les résultats obtenus.

4.3.2 Une branche simplifiée du système PÉI

Comme mentionné précédemment, pour assurer une bonne intégration de l'analyse de stabilité par critères de stabilité petit gain et de l'algorithme d'extraction d'impédances, il est préférable de commencer par un circuit un peu plus simple. L'élément qui est considéré le plus à risque d'engendrer des problèmes est l'onduleur à IGBT à cause de la modulation SVPWM qui génère des voltages et des courants non sinusoïdaux. Pour cette raison, à la place d'utiliser un onduleur et une modulation SVPWM, les tensions générées par les régulateurs PI sont directement transformées du repère dq au repère abc et sont générées par des sources de tension contrôlées. Le circuit simplifié est montré à la Figure 4.5.

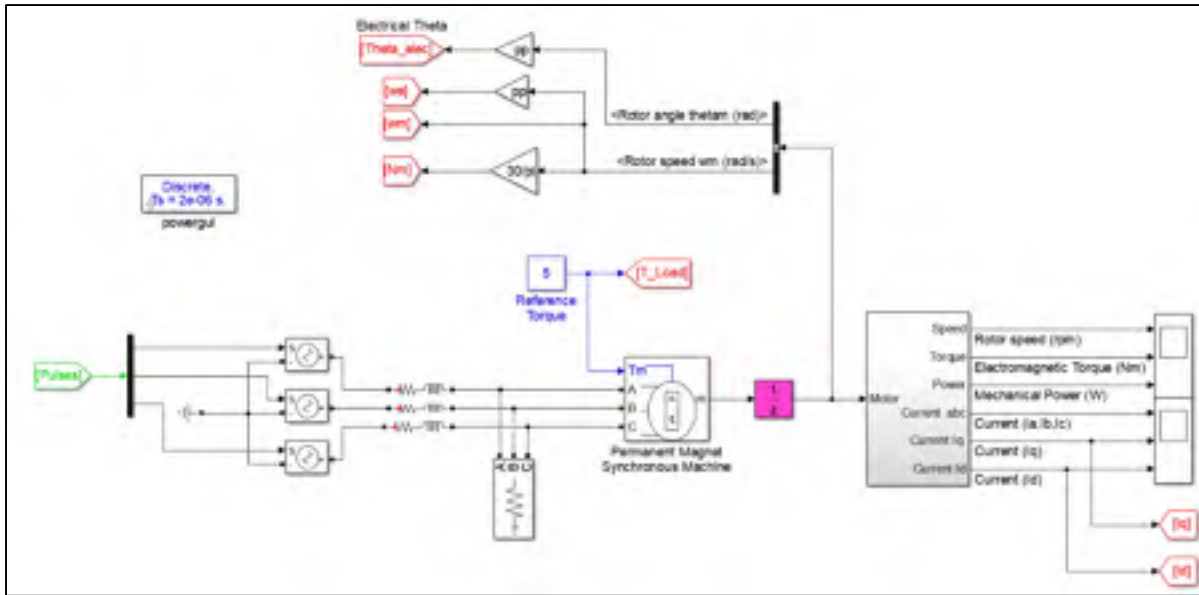


Figure 4.5 Modèle simplifié Simulink d'une branche du système PÉI

Le circuit montré à la Figure 4.5 permet donc de valider si l'algorithme identifie toujours correctement les valeurs des impédances du circuit malgré la présence d'un moteur ainsi que des régulateurs PI. Il est à noter qu'il faudra inclure les régulateurs d'une certaine façon afin de tenir en compte de leur influence dans l'analyse de stabilité.

4.4 Application de l'extraction d'impédances et de l'analyse de stabilité

Dans cette section, la combinaison de l'algorithme d'extraction d'impédances et l'analyse de stabilité par critères de stabilité petit gain est appliquée afin de conclure sur la stabilité du système PÉI du dirigeable LTAA-10. Comme le système PÉI est toujours en phase conception, seule une partie du système est analysée. Aussi, en appliquant la combinaison à un système plus complexe, il est possible de valider si l'algorithme d'extraction d'impédances inclut les gains des régulateurs et également de voir la tolérance des critères pour l'analyse de stabilité.

4.4.1 Une branche simplifiée du système PÉI

Comme mentionné précédemment, la branche simplifiée du système PÉI est tout d'abord utilisée afin de s'assurer que les implémentations de l'algorithme d'extraction d'impédances et l'analyse de stabilité se font de façon transitoire afin de repérer les corrections nécessaires à leur fonctionnement. Rappelons que le circuit simplifié demeure tout de même plus complexe que les circuits antérieurs à cause de la présence de régulateurs PI ainsi que d'un moteur à aimant permanent. Comme le modèle a été développé sous l'environnement Simulink, les valeurs théoriques des impédances sont connues, mais rappelons que dans un cas réel, ces valeurs ne sont pas nécessairement connues. Ces valeurs théoriques permettront de valider la précision des valeurs théoriques.

4.4.1.1 Résultats préliminaires

Pour appliquer l'algorithme d'extraction d'impédances, il est primordial de déterminer l'emplacement des injections pour estimer les impédances de la source et de la charge. Dans le cas du circuit simplifié, l'endroit idéal est entre les impédances de la source et le moteur à aimant permanent. La Figure 4.6 montre le circuit simplifié avec l'emplacement d'où les injections seront insérées.

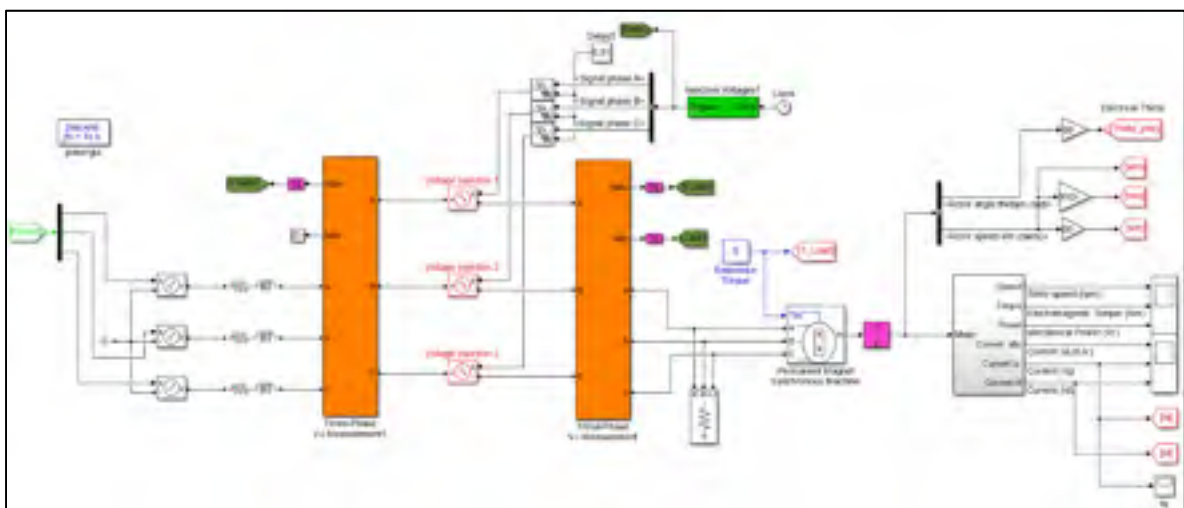


Figure 4.6 Une branche simplifiée du système PÉI avec injections

L'objectif des boucles de régulation est d'amener le moteur à la vitesse désirée le plus rapidement possible en changeant la valeur de la tension de la source. Comme n'importe laquelle boucle de régulation, la correction de vitesse n'est pas instantanée, donc le circuit possède une période transitoire. Comme les injections sont introduites avant le moteur, ces injections affecteront d'une certaine façon la vitesse du moteur, ce qui forcera la boucle de régulation à vouloir corriger les petites oscillations de vitesse causées par les injections de tension. Afin d'éviter d'affecter les performances de la boucle de régulation, les injections sont retardées afin de commencer une fois que la vitesse du moteur est stable. D'ailleurs, d'après la Figure 4.6, des délais ont été rajoutés afin d'éviter d'injecter des tensions durant la période transitoire de la boucle de régulation.

La présence du moteur à aimant permanent facilite un peu l'application de l'algorithme d'extraction d'impédances puisque le PLL n'est plus nécessaire pour obtenir l'angle. En effet, grâce au moteur, l'angle nécessaire aux transformations dq des mesures peut être obtenu en multipliant l'angle du rotor θ_m par le nombre de paires de pôles. De plus, en utilisant l'angle fourni par le moteur, la précision de la transformation augmente puisque l'erreur causée par le PLL n'est plus prise en considération dans le calcul des impédances. Les valeurs des divers éléments de la branche simplifiée du système PÉI sont montrées dans le Tableau 4.1.

Tableau 4.1 Valeurs des éléments du circuit simplifié

Fréquence de la source	60 Hz
Tension crête des injections	0.1 V
Plage de la fréquence de test	10 Hz à 10 kHz
Résistance de la source	0.5 Ω
Inductance de la source	1 mH
Résistance du moteur	0.19 Ω
Inductance du moteur	2.2 mH

En simulant le circuit pour une plage de fréquences de 10 Hz à 10 kHz, les impédances dans le repère dq sont trouvées pour la branche simplifiée et ce pour les fréquences données. La

Figure 4.7, la Figure 4.8, la Figure 4.9 et la Figure 4.10 montrent les résultats de l'extraction d'impédances pour la branche simplifiée du système PÉI et pour une plage de fréquences de 10 Hz à 10 kHz.

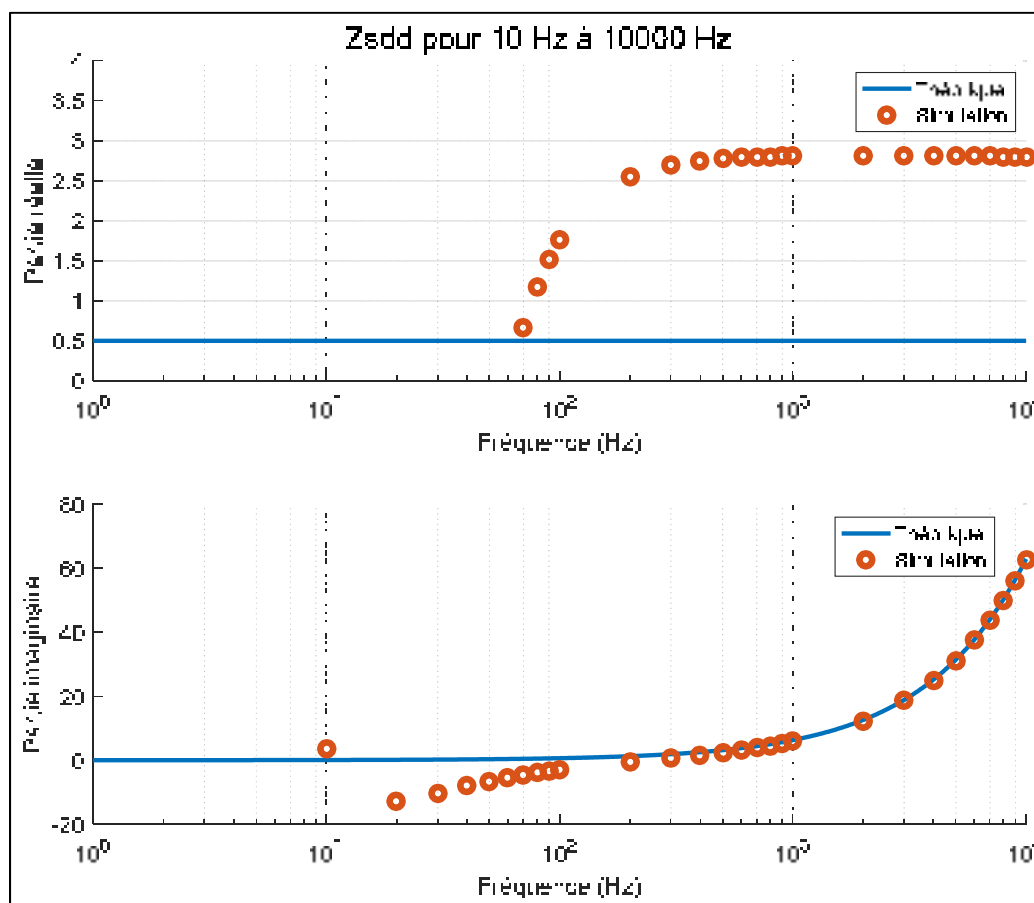


Figure 4.7 Impédance de la source (Z_{Sdd})

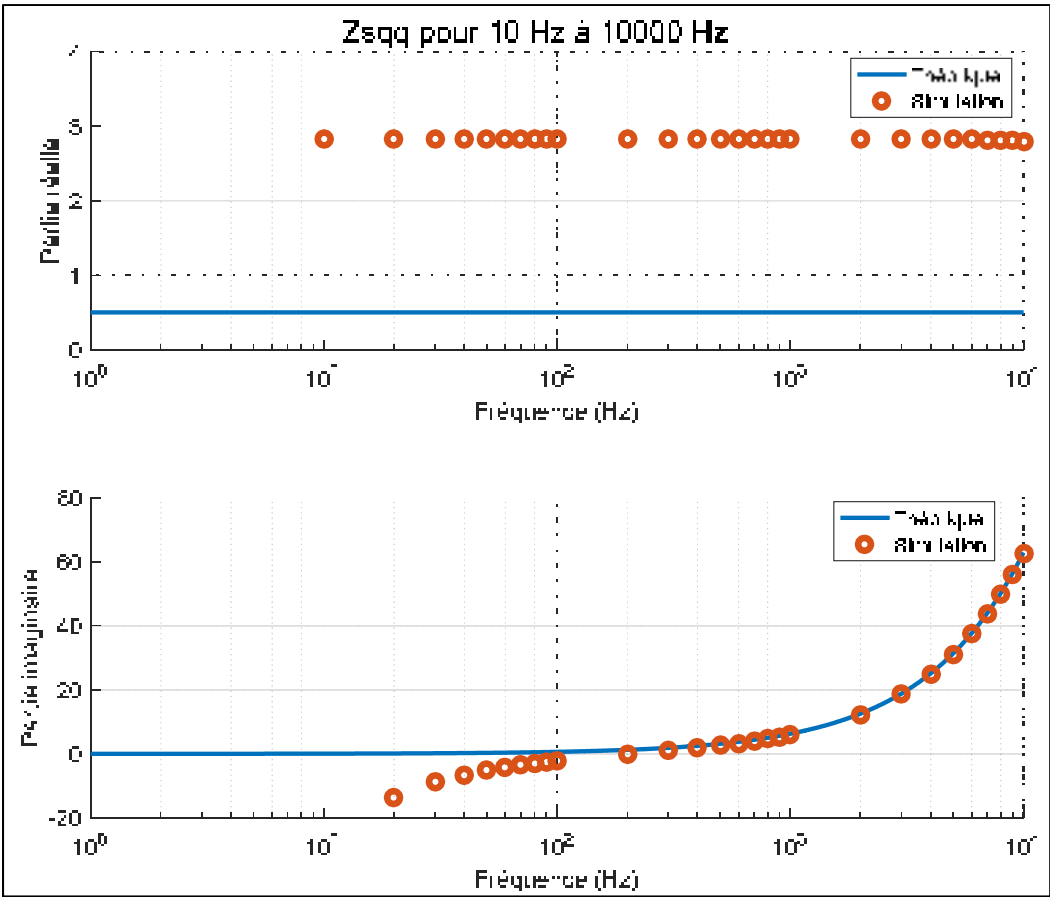
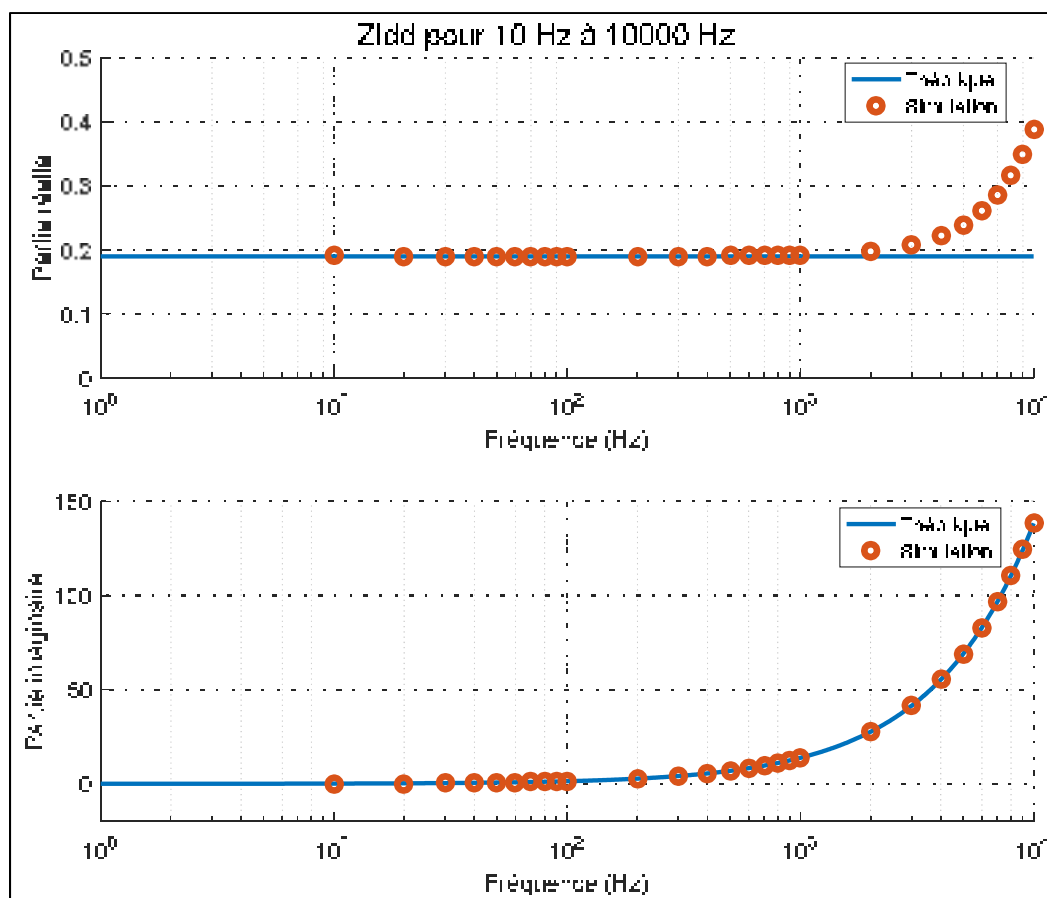
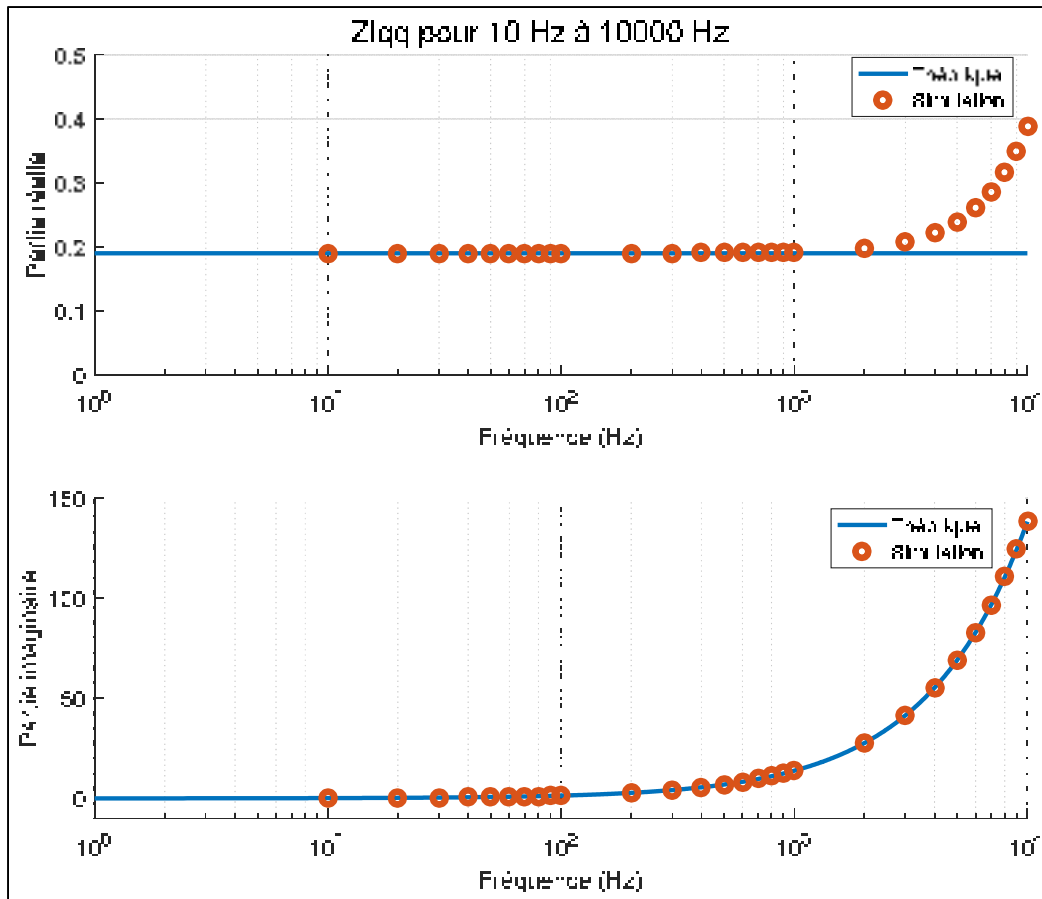


Figure 4.8 Impédance de la source (Z_{Sqq})

Figure 4.9 Impédance du moteur (Z_{Ldd})

Figure 4.10 Impédance du moteur (Z_{Lq})

À partir de la Figure 4.7 et la Figure 4.8, on constate que l'algorithme de l'extraction d'impédances approxime sans problème la partie imaginaire de l'impédance, mais pour la partie réelle, l'algorithme surestime la valeur. En effet, l'algorithme doit normalement estimer une valeur de 0.5 Ohm ce qui représente la valeur de la résistance se trouvant après la ligne. Or, le fait que l'algorithme n'ait pas estimé correctement la valeur de l'impédance ne veut pas dire que l'algorithme ne fonctionne pas correctement. Rappelons que dans le présent circuit, des éléments additionnels, comme les régulateurs, sont maintenant présents dans le circuit, donc l'algorithme tient peut-être compte de ces éléments dans le calcul des impédances. Une validation de l'inclusion des gains des régulateurs est effectuée à la sous-section suivante. En analysant la Figure 4.9 et la Figure 4.10, on constate qu'en comparaison des résultats des impédances de la source, les impédances du moteur sont plus proches des valeurs théoriques

malgré que la partie réelle dévie à de hautes fréquences. Lorsque le circuit est complexe, il est plus intéressant de conclure en convertissant les impédances en magnitude (en dB) et en phase pour s'assurer que les déviations sont acceptables. Avant de transformer les impédances en forme polaire, il est important de vérifier si l'algorithme d'extractions d'impédances considère d'autres impédances dans son calcul d'impédances de la source.

4.4.1.2 Correction des valeurs théoriques

Comme constaté à la Figure 4.7 et la Figure 4.8, la partie réelle de l'impédance de la source ne correspond pas à la valeur théorique calculée. Rapidement, la tendance à conclure que l'algorithme d'extraction d'impédances ne peut pas estimer des valeurs d'impédances dans un cas avec des régulateurs est envisageable. Par contre, il est à noter que l'algorithme d'extraction d'impédances analyse toutes les impédances qui se trouvent dans le circuit. De plus, rappelons que l'équation des régulateurs utilisés est de la forme suivante :

$$G(s) = K_p \left(1 + K_i \frac{1}{s} \right) \quad (4.1)$$

Notons que la forme de l'équation (4.1) peut être convertie à une forme complexe afin de considérer les régulateurs comme étant des impédances dans le circuit. En effet, rappelons que la transformée de Laplace d'un condensateur équivaut à :

$$\mathcal{L}(\text{Condensateur}) = \frac{1}{sC} \quad (4.2)$$

Sachant la relation présentée à l'équation (2.3), il est désormais possible de convertir l'équation (4.1) à une forme complexe qui peut être additionnée comme étant une impédance supplémentaire au circuit. En utilisant l'équation (4.2), l'équation (4.1) peut être convertie à la forme complexe suivante :

$$Z_{pI} = K_p + \frac{1}{j2\pi f C} \Big|_{C=1/(K_p K_i)} \quad (4.3)$$

Il est à noter que le régulateur de vitesse et le régulateur de courant auront chacun leur équation d'impédance selon leur valeur de K_p et K_i . En considérant les gains proportionnels et intégraux de chaque régulateur, il est possible d'obtenir deux équations d'impédances qui peuvent être ajoutées aux valeurs théoriques. Les équations sont les suivantes :

$$Z_{pII} = K_{pI} + K_{pI} K_{iI} \frac{1}{j2\pi f} \quad (4.4)$$

$$Z_{pIV} = K_{pV} + K_{pV} K_{iV} \frac{1}{j2\pi f} \quad (4.5)$$

En tenant compte des nouvelles équations d'impédances, des nouvelles équations théoriques peuvent être recalculées pour l'impédance de la source. Ainsi, il est possible de valider si l'algorithme de l'extraction d'impédances tient aussi compte des régulateurs dans les calculs. Par contre, comme les régulateurs de courant affectent directement le courant à la sortie du circuit, il est donc possible d'affirmer que seuls les régulateurs de courant sont tenus en compte dans le calcul des impédances. De plus, comme les régulateurs sont découplés, il n'y a donc pas d'interactions entre les composants, et donc l'addition de l'impédance du régulateur est seulement applicable à Z_{Sdd} et Z_{Sqq} . La Figure 4.11 et la Figure 4.12 présentent les résultats de l'extraction d'impédances pour la source en considérant les impédances des régulateurs de courant seulement.

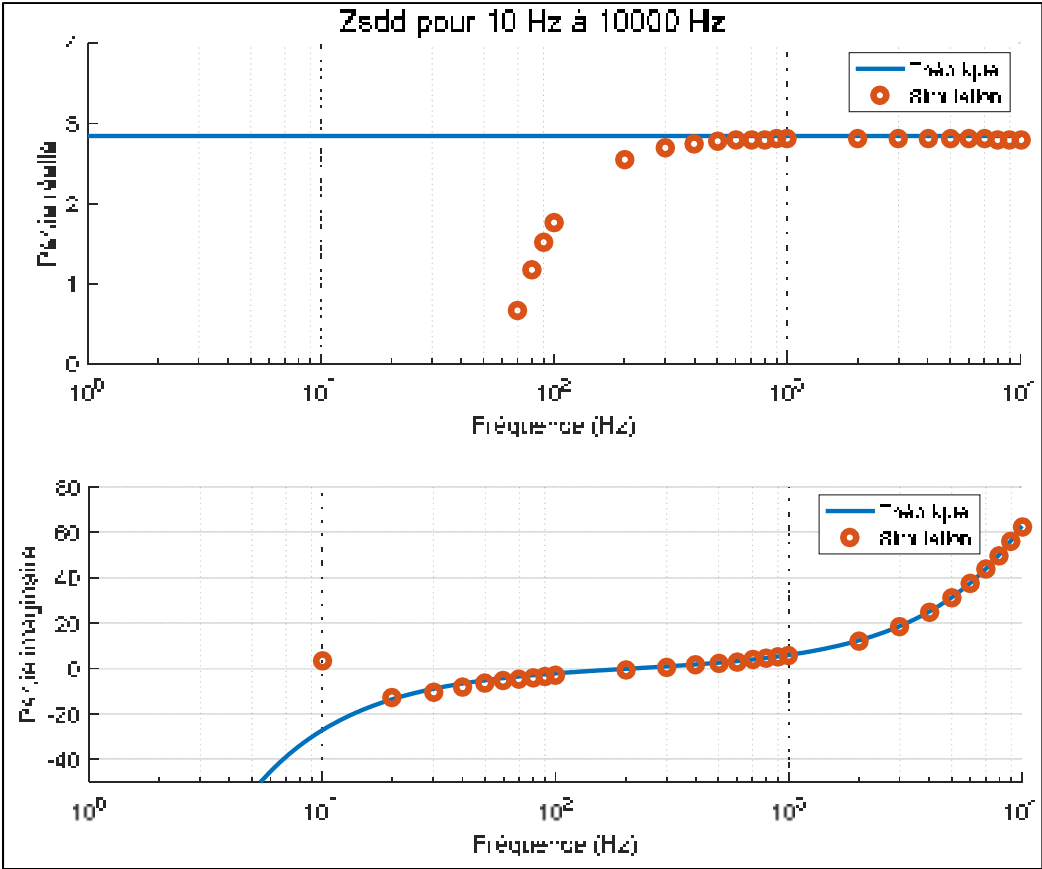


Figure 4.11 Impédance de la source avec correction (Z_{Sdd})

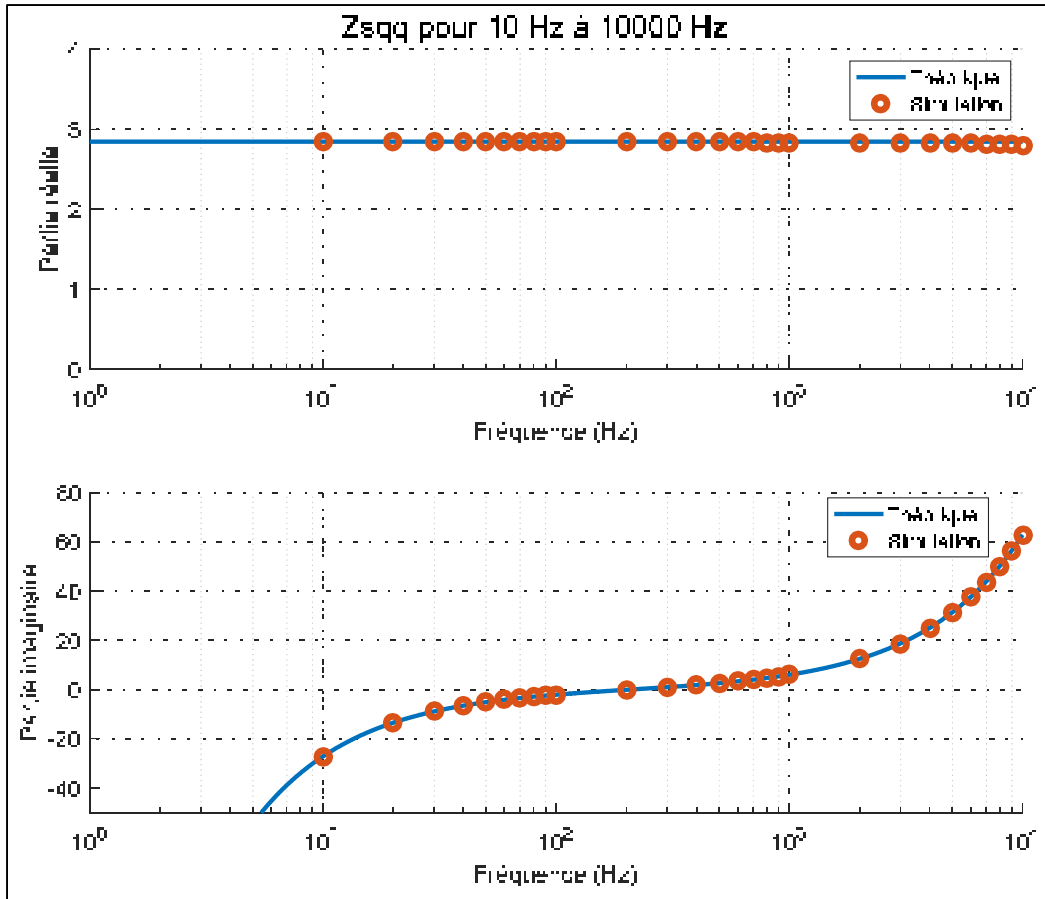


Figure 4.12 Impédance de la source avec correction (Z_{Sqq})

Comme constaté d'après la Figure 4.11 et Figure 4.12, les nouvelles valeurs théoriques ressemblent beaucoup aux résultats de simulation obtenus grâce à l'algorithme d'extraction d'impédances. Par contre, l'estimation de l'impédance Z_{Sdd} est beaucoup moins précise que l'impédance Z_{Sqq} pour les fréquences plus basses que 300 Hz. En effet, d'après la Figure 4.11, à moins de 100 Hz, les estimations des impédances peuvent présenter des erreurs de plus de 88%. Dans le cas présent de la recherche, la plage d'intérêt est de 100 Hz à 800 Hz, donc seulement deux données présenteront des erreurs et il est possible d'affirmer que l'erreur sera minime. Plusieurs solutions ont été essayées afin d'éliminer l'erreur, mais l'erreur persiste toujours. Pour valider davantage que les régulateurs sont bien estimés par l'algorithme, les valeurs du gain K_p et du gain K_i ont été modifiées. L'algorithme a été appliquée de nouveau et comparé aux nouvelles valeurs théoriques.

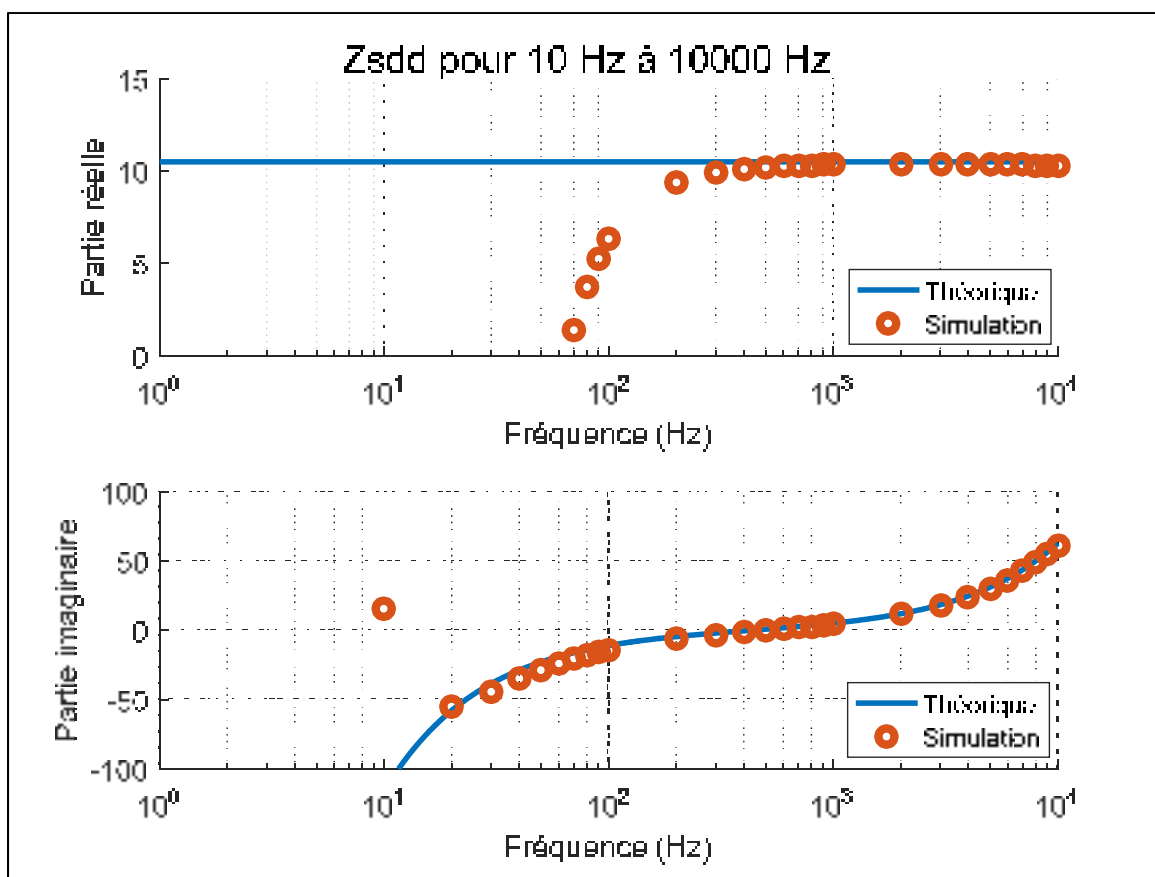


Figure 4.13 Impédance de la source avec correction (Z_{Sdd}) pour un K_p et un K_i différents

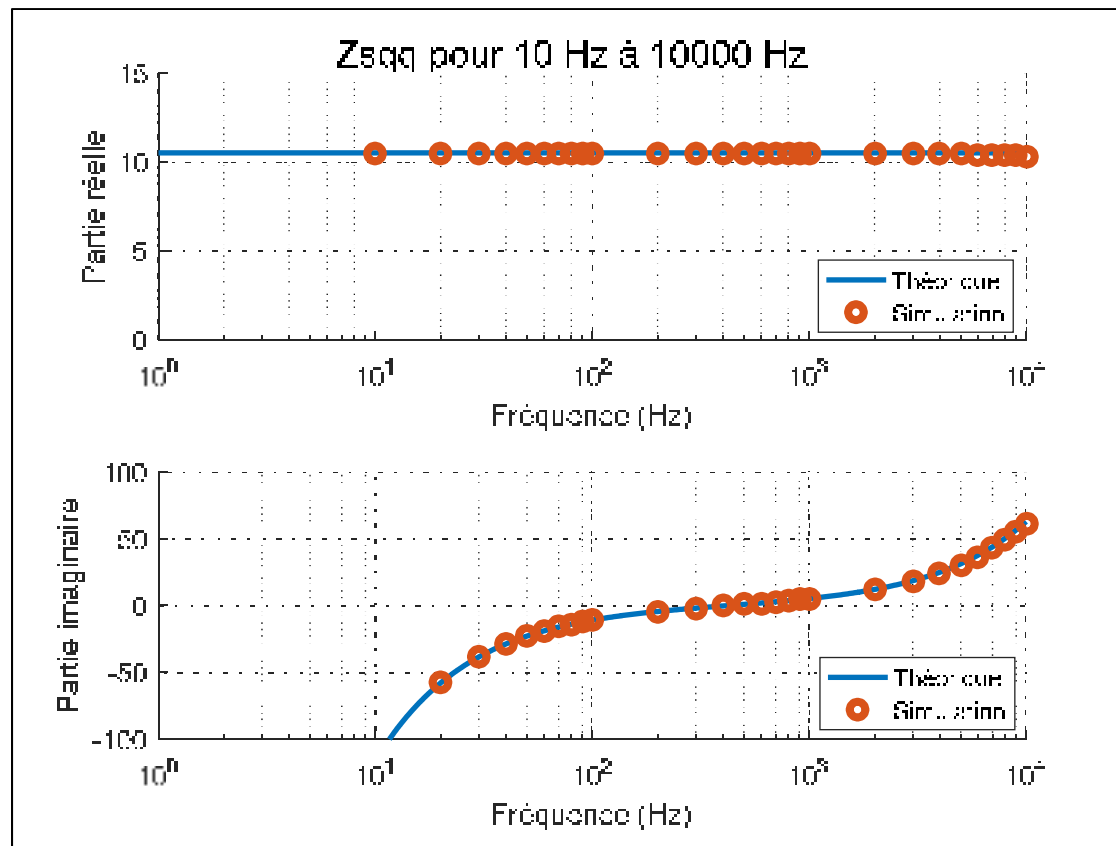


Figure 4.14 Impédance de la source avec correction (Z_{sq}) pour un K_p et un K_i différents

D'après la Figure 4.13 et la Figure 4.14, on constate que les résultats de l'algorithme d'extraction d'impédances sont très similaires aux nouvelles valeurs théoriques. Suite aux résultats obtenus, il est donc possible d'affirmer que l'algorithme d'extraction d'impédances permet non seulement d'estimer l'impédance du circuit, mais également les gains des régulateurs sous forme d'impédances. Désormais que les résultats théoriques sont maintenant corrigés, les impédances sous forme polaire seront calculées et tracées afin de valider que les valeurs obtenues par simulation sont réellement proches des valeurs théoriques.

4.4.1.3 Impédances sous forme polaire

Le calcul des impédances sous forme polaire permet de vérifier si les résultats obtenus sont proches des valeurs théoriques malgré la présence de déviations. En effet, sous forme polaire, les petites déviations sont moins visibles ce qui permet de mieux voir la précision des résultats. Les figures suivantes montrent les résultats des impédances sous forme polaire :

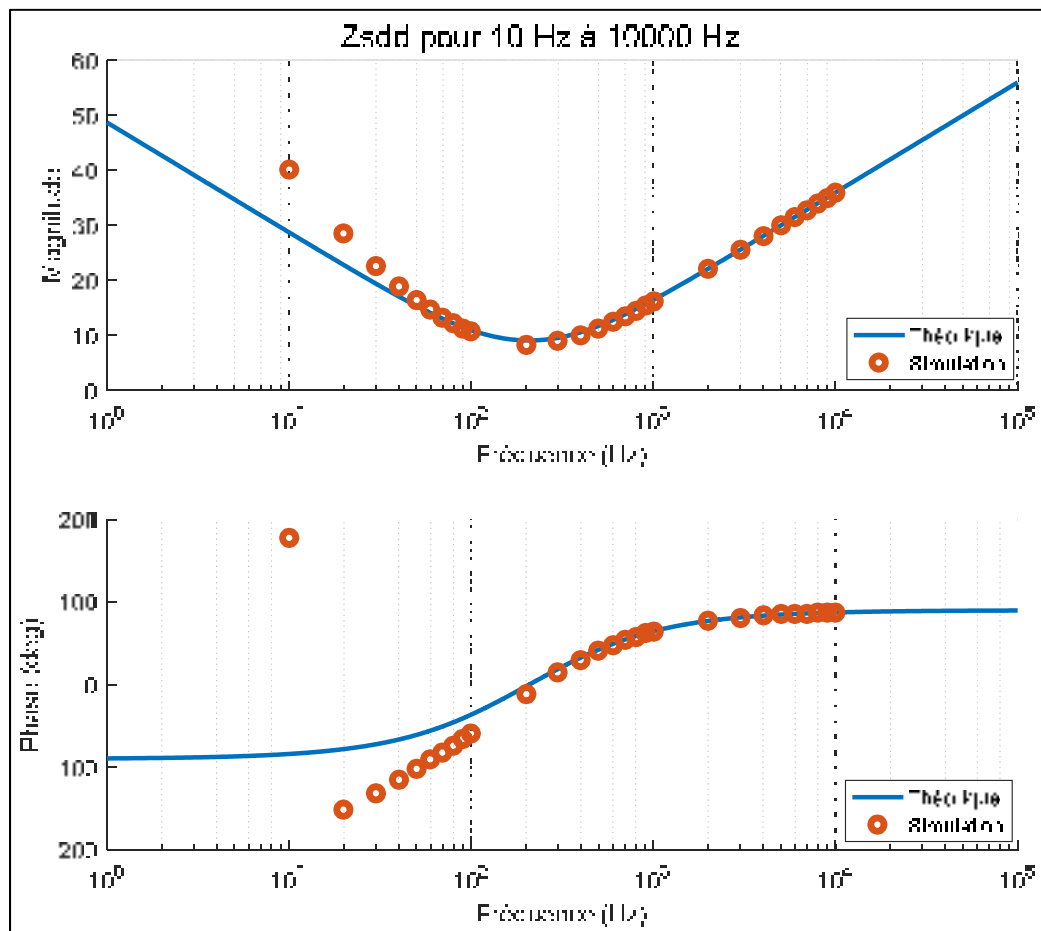


Figure 4.15 Impédance de la source (Z_{Sdd}) en polaire

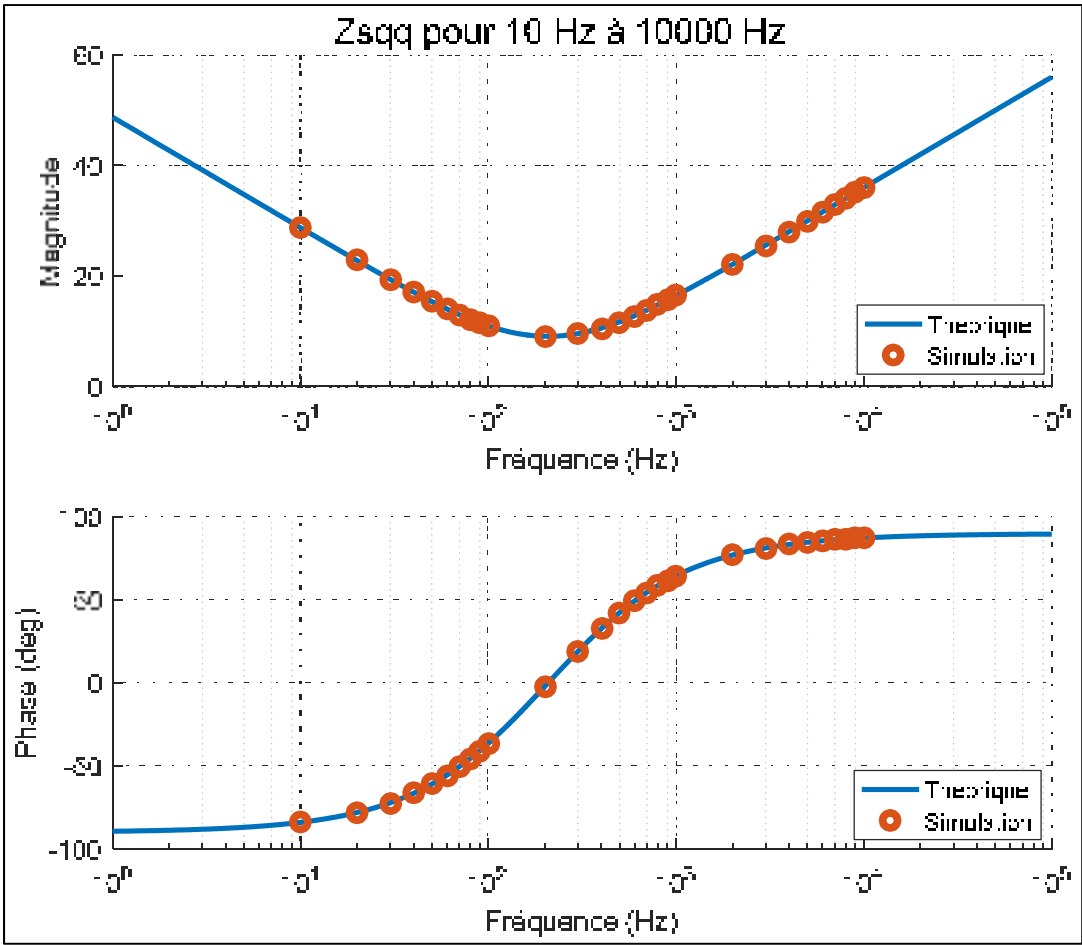


Figure 4.16 Impédance de la source (Z_{Sqq}) en polaire

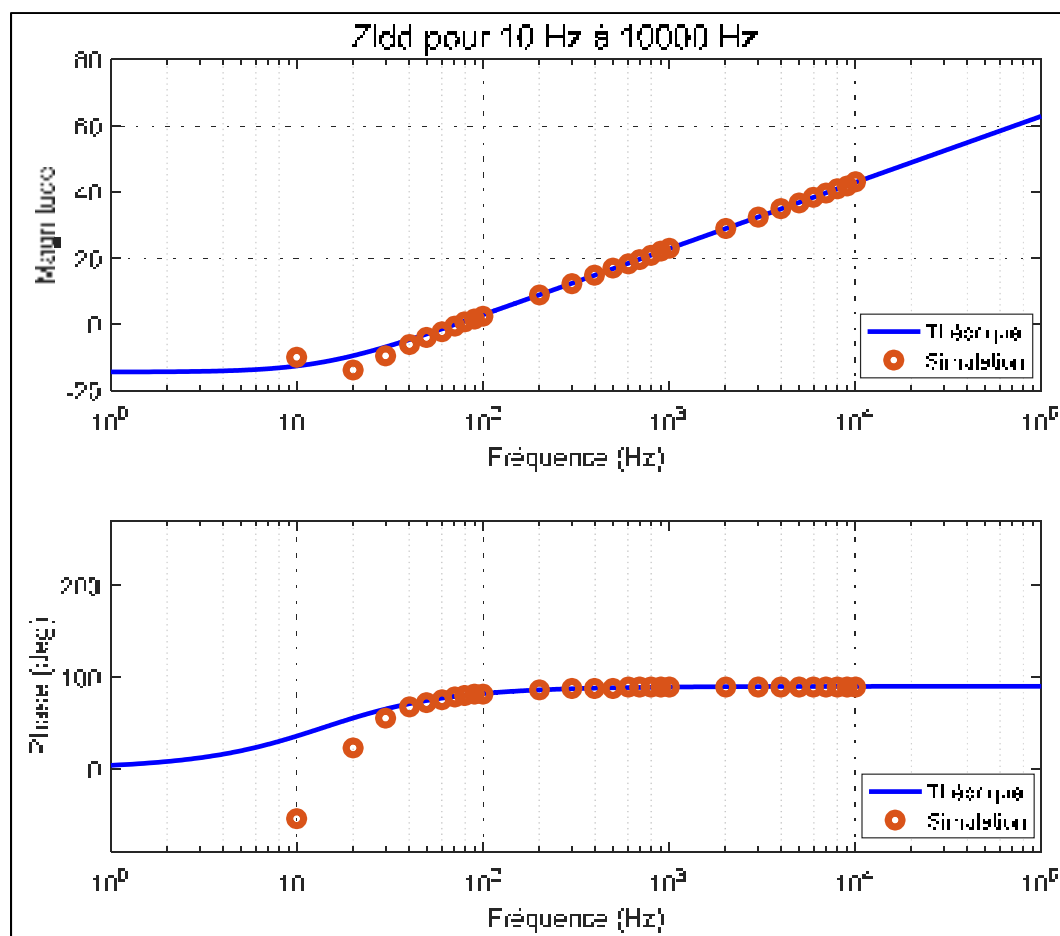


Figure 4.17 Impédance du moteur (Z_{Ldd}) en polaire

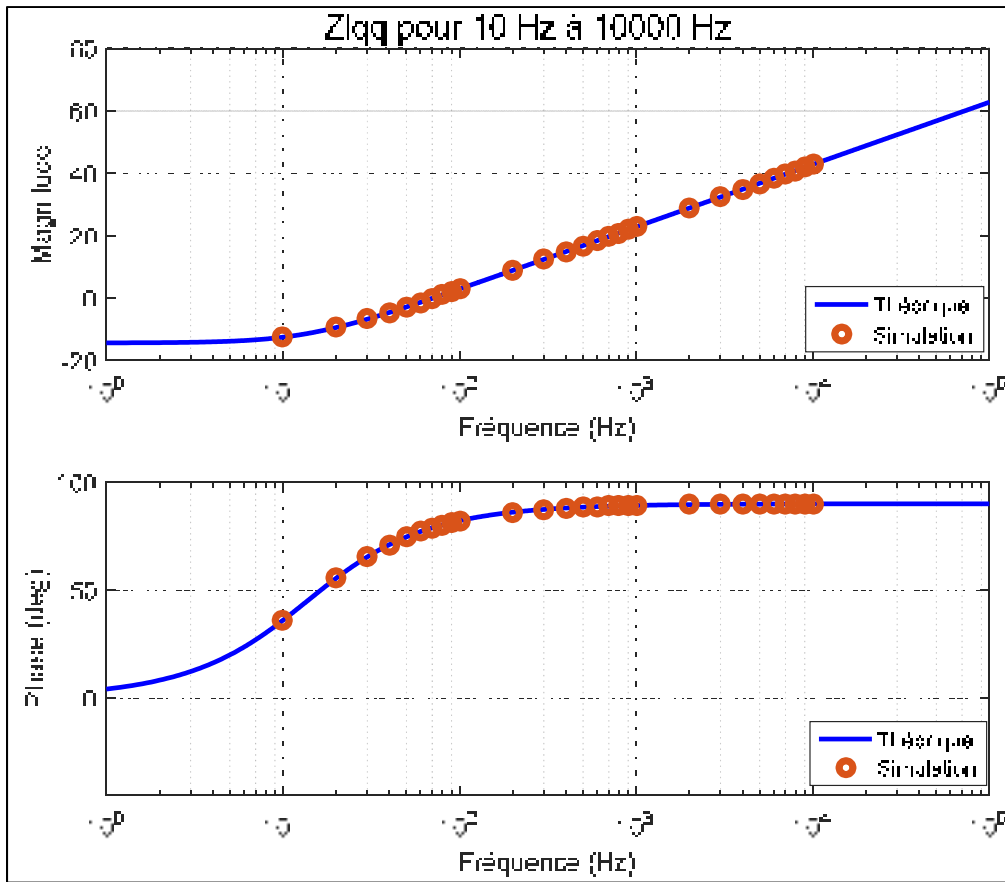


Figure 4.18 Impédance du moteur (Z_{Lq}) en polaire

D'après la Figure 4.15 et la Figure 4.17, on constate que l'approximation de la composante dd présente plus d'erreurs à basses fréquences en comparaison de la composante qq . En effet, pour les fréquences plus basses que 300 Hz, l'erreur des mesures obtenue en simulation est très grande en comparaison des valeurs théoriques. Généralement, les erreurs de mesures de ce type sont causées lorsqu'une des variables nécessaires au calcul des impédances est manipulée ou utilisée par un calcul ou pour modifier une autre valeur. En effet, dans le Chapitre 3, il a été mentionné que si le PLL utilise une des valeurs nécessaires au calcul des impédances, la valeur devient automatiquement erronée. Dans le modèle présentement à l'étude, il n'y a pas de PLL puisque l'angle est directement fourni par le moteur. Par contre, le circuit possède deux régulateurs de courant, un pour la composante d et l'autre pour la composante q . Celui de la composante d force la valeur du courant à zéro pour assurer le bon contrôle du moteur. En forçant la valeur à zéro, la valeur est automatiquement affectée, tout comme pour le cas du

PLL, et donc la valeur risque d'être erronée. D'après la Figure 4.16 et la Figure 4.18, on constate que l'estimation des impédances Z_{Sqq} et Z_{Lqq} est pratiquement parfaite pour toutes les fréquences simulées. En comparaison du régulateur de la composante d , la consigne du régulateur de courant de la composante q est donnée par le régulateur de vitesse et donc le courant I_q n'est pas forcé à une valeur constante. Ceci peut expliquer pourquoi les résultats de la composante q ne présentent pas d'erreur en comparaison de la composante d . Une étude plus poussée est nécessaire pour conclure sur la source d'erreur de la composante d et pour éventuellement corriger cette erreur. Les résultats des autres impédances (Z_{Sdq} , Z_{Sqd} , Z_{Ldq} et Z_{Lqd}) sous forme polaire se trouvent dans l'Annexe II.

4.4.1.4 Analyse de stabilité

Malgré que les résultats obtenus présentent des erreurs pour les basses fréquences, l'analyse de stabilité par critères de stabilité petit gain est tout de même appliquée afin de déterminer la stabilité du circuit pour une plage de fréquences entre 10 Hz à 10 kHz. Le résultat de l'analyse de stabilité est présenté à la Figure 4.19.

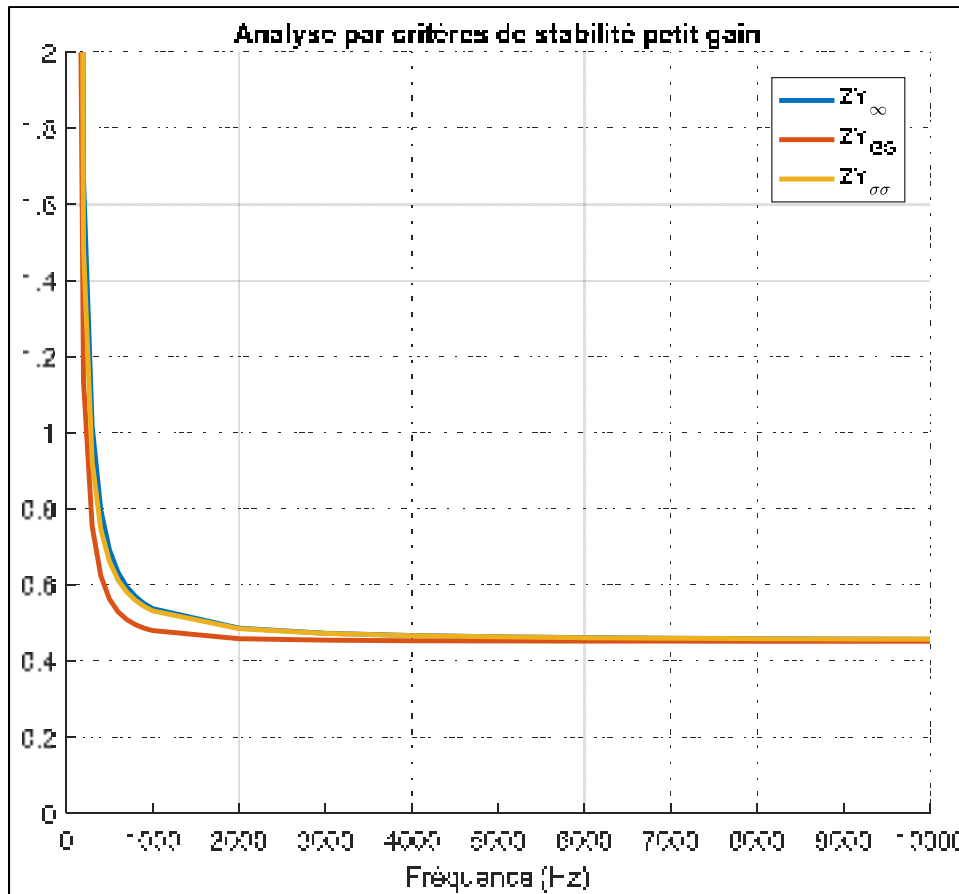


Figure 4.19 Analyse de stabilité de la branche simplifiée du système PÉI

Comme constaté d'après la Figure 4.19, selon l'analyse de stabilité par critères de stabilité petit gain, le système est stable à partir de 286.3 Hz selon le critère $ZY_{\sigma\sigma}$. Si on observe les autres critères, pour ZY_{∞} le circuit est stable à partir de 1732 Hz et pour ZY_{GG} le circuit n'est jamais stable. Donc, selon l'analyse de stabilité par critères de stabilité petit gain, la stabilité ne peut pas être garantie. Cependant, lors de l'application de l'algorithme de l'extraction d'impédances, le système ne présentait aucun signe d'instabilité lors du contrôle de la vitesse du moteur. De plus, d'après les résultats obtenus de l'analyse, pour une fréquence de 60 Hz, le système est très instable car les valeurs pour les trois critères sont beaucoup plus élevées que les limites. Afin de valider que les erreurs dans Z_{Sdd} et Z_{Ldd} n'affecte pas l'analyse de stabilité, la courbe de stabilité de la Figure 4.19 est régénérée en utilisant les valeurs d'impédances théoriques. La nouvelle courbe de stabilité est présentée à la Figure 4.20.

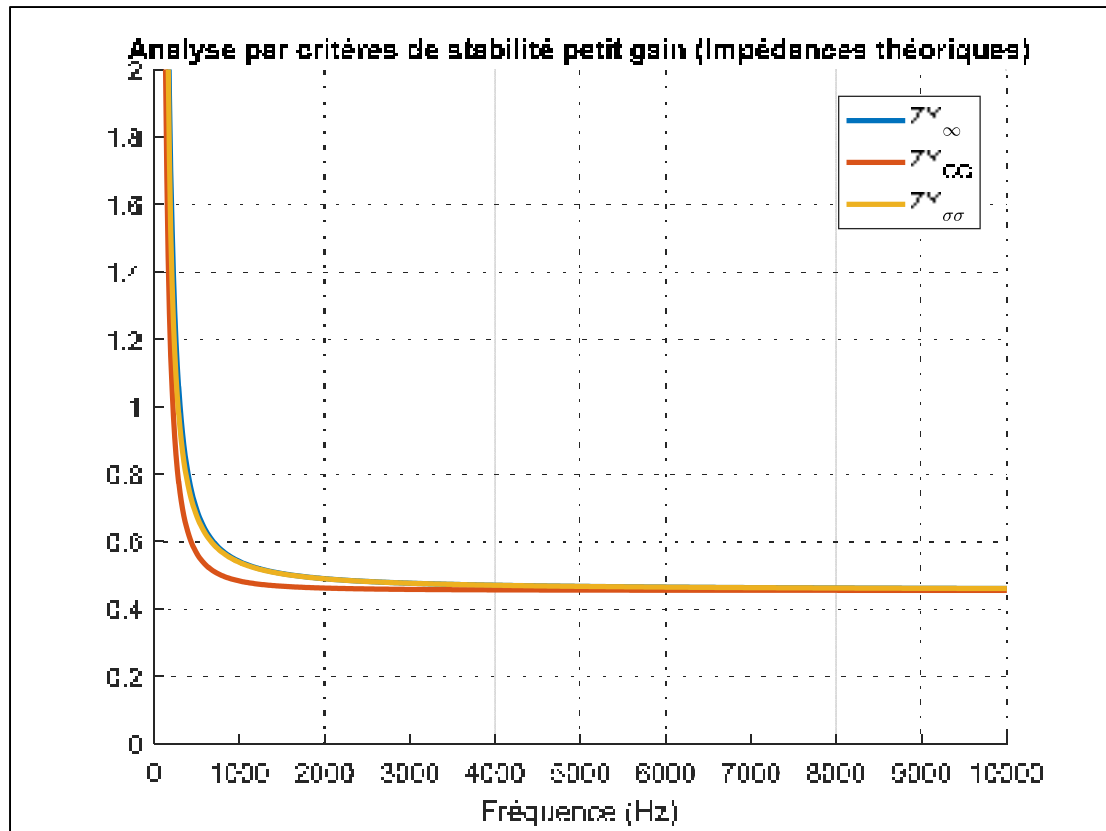


Figure 4.20 Analyse de stabilité de la branche simplifiée du système PÉI (Théorique)

Comme constaté d'après la Figure 4.20, l'analyse de stabilité obtenue par les impédances théoriques est quasiment identique à celle obtenue avec l'algorithme d'extraction d'impédances. En effet, on constate que pour les basses fréquences, le système est considéré instable comme à la Figure 4.19. Donc, les impédances estimées de l'algorithme d'extraction d'impédances sont valides puisqu'elles donnent la même analyse de stabilité que les impédances théoriques. Pour s'assurer de la validité de l'analyse de stabilité obtenue, les vitesses du système ont été tracées pour des fréquences entre 46.6667 Hz et 66.6667 Hz qui représentent des fréquences très instables selon l'analyse. Les vitesses obtenues sont présentées à la Figure 4.21.

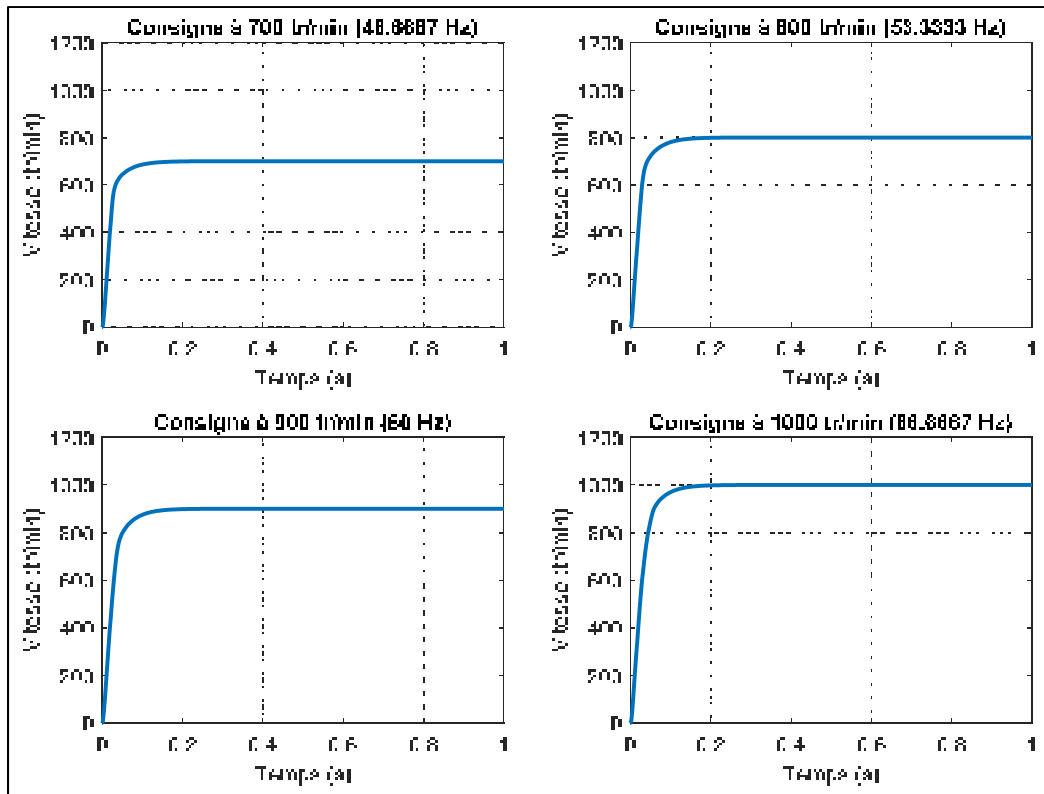


Figure 4.21 Vitesses du système pour différentes consignes

Comme on le constate d'après la Figure 4.21, les vitesses sont stables pour toutes les consignes essayées, donc l'analyse de stabilité ne reflète pas les résultats obtenus. Rappelons tout de même que pour les basses fréquences, il y avait des erreurs dans les impédances calculées, mais il n'en demeure pas moins, que pour les fréquences plus élevées, l'analyse devrait tout de même identifier que le système est stable. Aussi, rappelons qu'au Chapitre 2, il a été démontré que même le critère le moins sévère, $ZY_{\sigma\sigma}$, offre une marge inférieure que celle du lieu des racines. Comme les résultats des impédances pour les hautes fréquences ne présentaient pas d'erreur dans le calcul, une vitesse élevée est appliquée au système afin de valider si le système demeure stable ou non. Il est à noter que pour essayer le système à une plus haute fréquence, la limite haute et la limite basse du régulateur ont été enlevées afin de permettre d'atteindre la consigne désirée. Le résultat obtenu est présenté à la Figure 4.22.

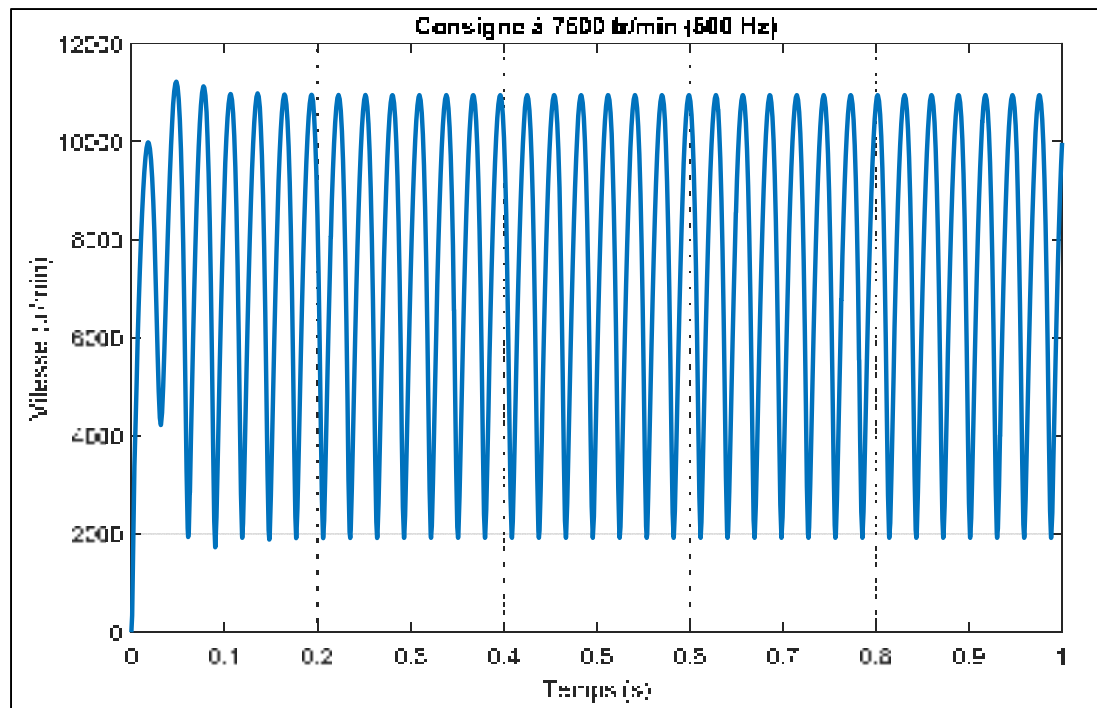


Figure 4.22 Vitesse du système pour une consigne de 7500 tr/min (500 Hz)

D'après la Figure 4.22, la vitesse du système est à la limite de stabilité puisque le système oscille de façon constante, c'est-à-dire sans emballement ou sans amortissement. Ce type de système n'est pas trop intéressant au niveau conception, mais n'en demeure pas moins qu'il est stable. Donc, l'analyse de stabilité par critères de stabilité petit gain confirme bel et bien que le système est stable pour 500 Hz.

Rappelons que Belkhat (1997) mentionne dans sa thèse que si les critères concluent que le système est instable, il est fortement recommandé de vérifier cette conclusion à l'aide d'une autre méthode. Dans le cas présent, le critère de Routh-Hurwitz, une méthode d'analyse classique est donc appliquée au modèle simplifié pour valider si le système est instable.

4.4.1.5 Validation de l'analyse de stabilité

Comme constaté précédemment, malgré que le système semble visuellement stable, l'analyse de stabilité appliquée conclut que le système n'est pas stable pour des fréquences plus basses que 286.3 Hz. Pour les hautes fréquences, l'analyse conclut que le système est stable, ce qui concorde avec la simulation. Rappelons que les limites ont été déterminées par Belkhatat (1997) à l'aide de trois normes mathématiques différentes, donc il est très probable que les critères obtenus sont trop restrictifs. Pour cette raison, une analyse de stabilité classique, le critère de Routh-Hurwitz, est effectuée pour une consigne de 900 tr/min, qui représente une fréquence de 60 Hz au niveau de la source, pour valider si l'analyse de stabilité est correcte ou non.

Le critère de Routh-Hurwitz consiste à remplir un tableau, selon le degré du dénominateur de la fonction de transfert, pour déterminer l'emplacement des zéros qui se trouvent dans le demi-plan s droit (Nise, 2008). Pour retrouver la fonction de transfert du système, il est préférable de convertir le circuit sous forme de schéma bloc pour ensuite réduire le schéma bloc et retrouver la fonction de transfert du circuit. Comme le courant I_d est maintenu à zéro, il est plus intéressant d'analyser le courant I_q pour valider la stabilité. Le schéma bloc équivalent est présenté à la Figure 4.23.

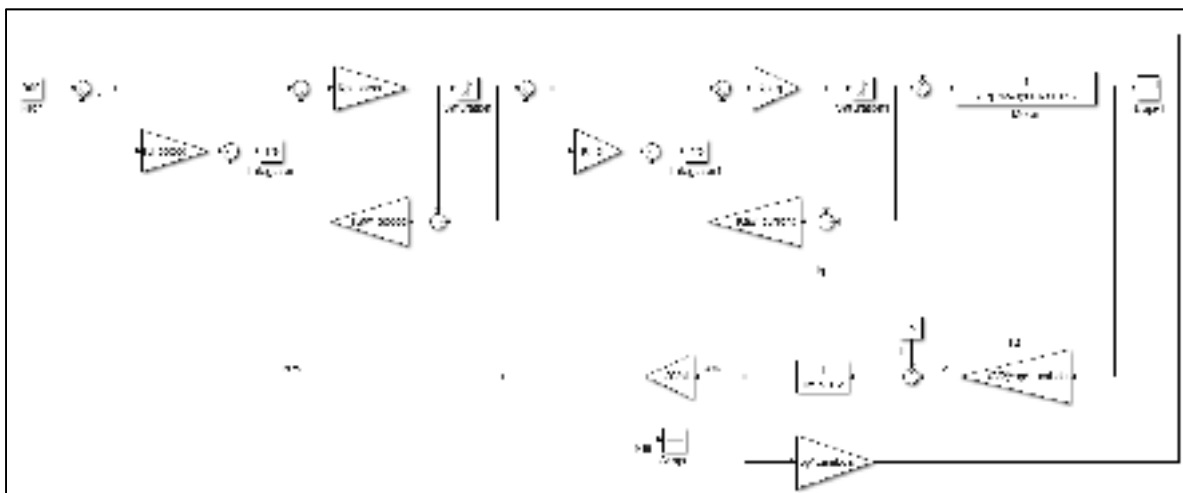


Figure 4.23 Schéma bloc équivalent du circuit PÉI simplifié

afin d'identifier la fonction de transfert de l'entrée voulue. Les schémas blocs pour l'entrée en vitesse et l'entrée en couple sont présentés à la Figure 4.25.

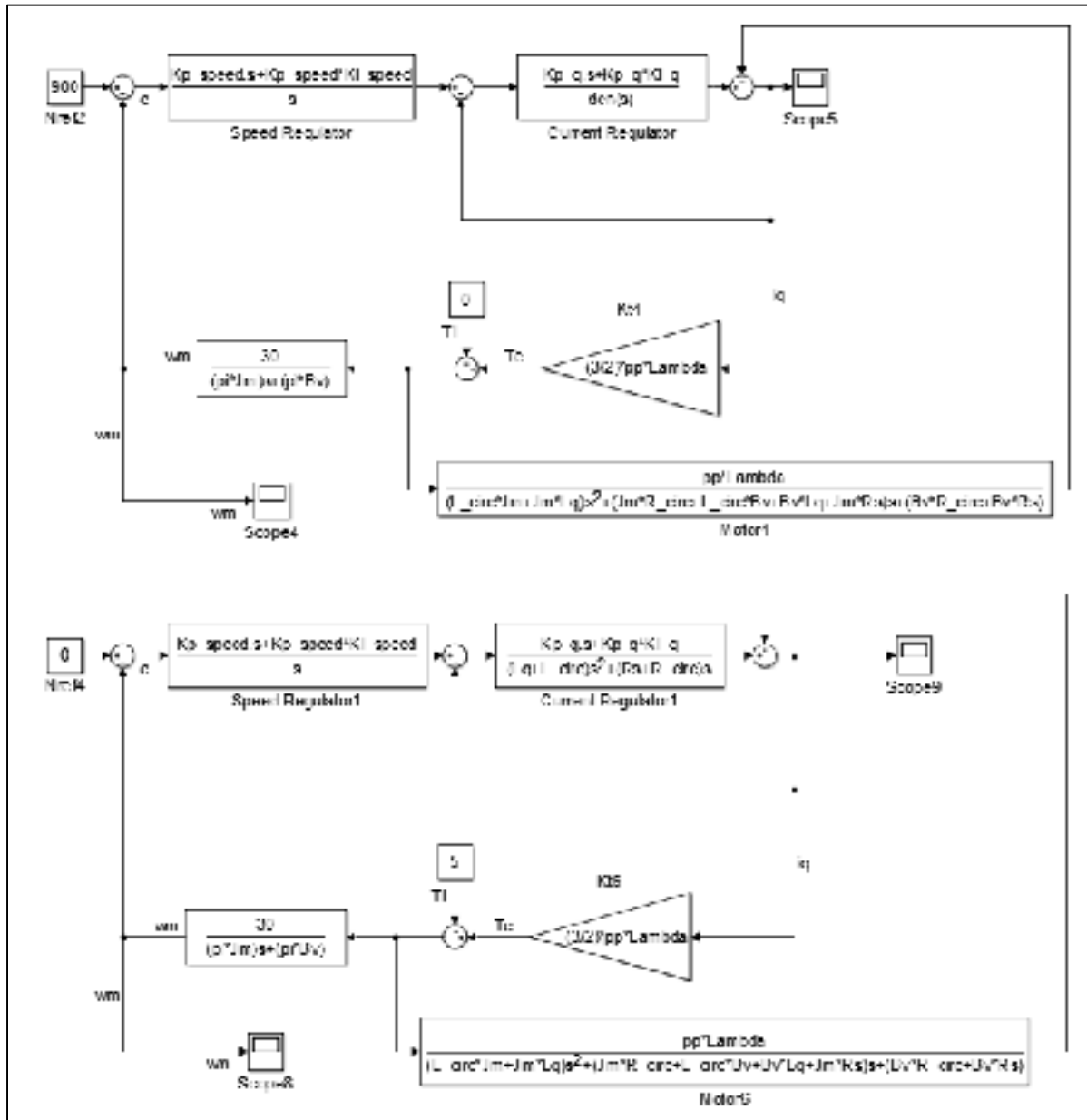


Figure 4.25 Schémas blocs pour les deux entrées

Comme chaque schéma ne présente qu'une seule entrée, il est possible de réduire les schémas afin de retrouver deux fonctions de transfert. Rappelons que l'addition des deux fonctions de transfert trouvées représente la fonction de transfert totale du système. L'analyse de stabilité de Routh-Hurwitz doit donc être appliquée sur les deux fonctions de transfert. Si les deux fonctions de transfert sont stables, donc l'addition des deux doit être stable aussi. En réduisant les schémas blocs à l'aide des règles et en remplaçant les variables par leurs valeurs numériques, les deux fonctions de transfert suivantes sont trouvées :

$$\frac{N(s)}{N_{ref}(s)} = \frac{172839 \cdot (s + 24.3175)(s + 729.293)}{s^4 + 948.031 \cdot s^3 + 714721 \cdot s^2 + 1.30314 \cdot 10^8 \cdot s + 3.06522 \cdot 10^9} \quad (4.6)$$

$$\frac{N(s)}{T_L(s)} = \frac{654.061 \cdot s \cdot (s^2 + 947.917 + 534055)}{s^4 + 948.031 \cdot s^3 + 714721 \cdot s^2 + 1.30314 \cdot 10^8 \cdot s + 3.06522 \cdot 10^9} \quad (4.7)$$

Comme constaté d'après l'équation (4.6) et l'équation (4.7), les deux fonctions de transfert possèdent exactement le même dénominateur, donc seulement une analyse de stabilité est nécessaire, car le résultat sera le même pour les deux. En utilisant le dénominateur, la table de Routh présentée dans le Tableau 4.2 est élaborée afin de déterminer la stabilité du circuit.

Tableau 4.2 Table de Routh pour le circuit PÉI simplifié

s^4	1	714721	3.06522×10^9
s^3	948.031	1.30314×10^8	0
s^2	5.47264×10^8	2.90593×10^{12}	0
s^1	6.85613×10^{16}	0	0
s^0	1.99234×10^{29}	0	0

Comme constaté d'après le Tableau 4.2, la première colonne de la table de Routh ne présente aucun changement de signe, donc, selon la stabilité de Routh-Hurwitz le système est stable. Par conséquent, l'analyse avec Routh-Hurwitz donne une conclusion différente de celle obtenue avec l'analyse par critères de stabilité petit gain ce qui permet de conclure que même le critère le moins strict n'est pas assez tolérant. L'analyse par la table de Routh est plus

concluante que celle de l'analyse par critères de stabilité petit gain puisque cette méthode requiert les fonctions de transfert et donc les résultats sont plus précis. Or, la table de Routh requiert plus de manipulations algébriques afin de conclure sur la stabilité du circuit. Dans l'analyse de la combinaison de l'algorithme d'extraction d'impédances et de l'analyse de stabilité, une discussion sur la source probable de limites trop restrictives est effectuée.

4.4.2 Une branche du système PÉI

En appliquant l'algorithme d'extraction d'impédances à la branche simplifiée du système PÉI, les résultats obtenus étaient très concluants. En effet, les résultats étaient très précis pour les fréquences supérieures de 300 Hz, mais par contre pour les fréquences plus basses que 300 Hz, les résultats pour les composantes d présentaient des erreurs importantes. Malgré que l'algorithme d'extraction d'impédances donne de bons résultats, l'analyse de stabilité par critères de stabilité petit gain quant à elle est un peu trop restrictive, ce qui implique que certains points de stabilité sont négligés par l'analyse.

Afin de pouvoir conclure de manière plus adéquate, l'algorithme d'extraction d'impédances et l'analyse de stabilité par critères de stabilité petit gain sont appliqués à une branche non simplifiée du système PÉI. Rappelons que dans le circuit non simplifié l'onduleur est maintenant présent ce qui implique que la forme du voltage au niveau de la source ne sera plus parfaitement sinusoïdale, mais plutôt de forme d'impulsions carrées à cause du contrôle SVPWM. La forme du voltage de la source est présentée à la Figure 4.26.

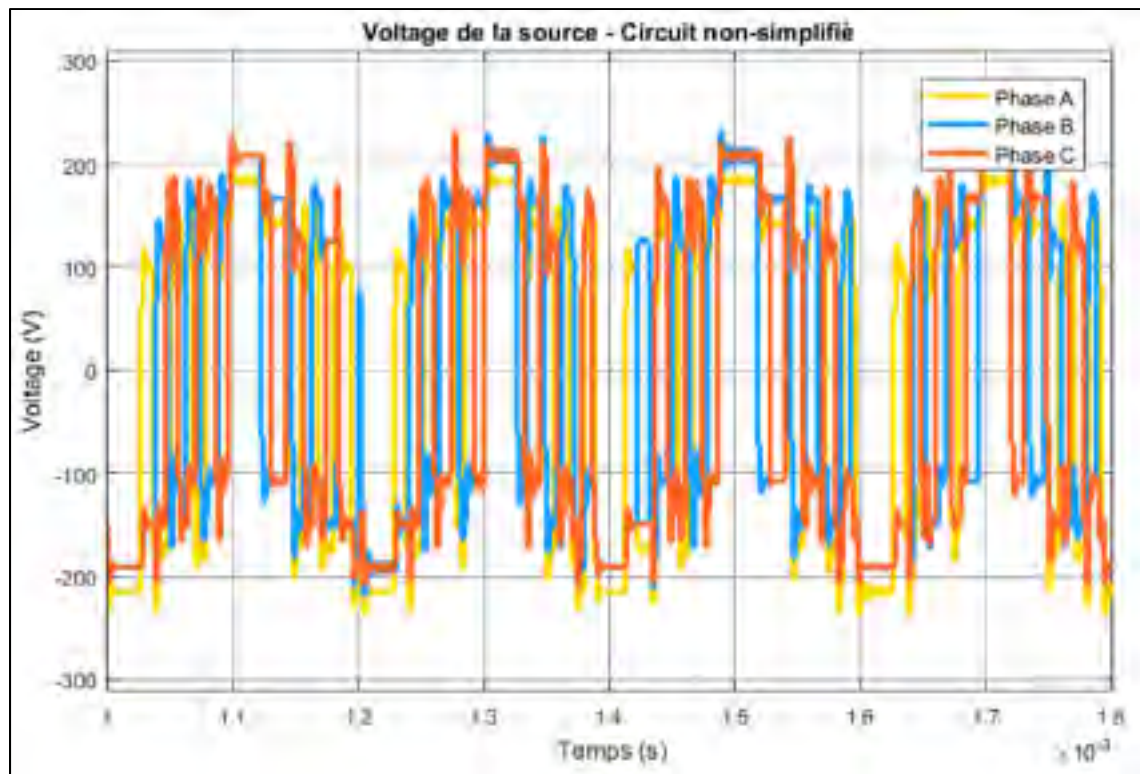


Figure 4.26 Voltage de la source pour le circuit PFI non simplifié

D'après la Figure 4.26, malgré que le voltage de la source soit maintenant composé de plusieurs petites impulsions carrées, la forme générale demeure quand même un peu sinusoïdale. Par contre, le fait que le signal présente des irrégularités peut engendrer des complications au niveau de l'algorithme d'extraction d'impédances. Si l'algorithme reçoit des irrégularités, alors ces irrégularités causeront des erreurs de calculs et l'approximation ne donnera pas des résultats aussi constants que dans les cas étudiés précédemment. De plus, si le voltage de la source est irrégulier, alors le voltage de la charge le sera aussi.

Un désavantage d'avoir l'onduleur dans le circuit est de ne pas pouvoir facilement calculer son impédance. En effet, comme les IGBT s'enclenchent selon la commande du SVPWM, calculer la valeur exacte de l'impédance de l'onduleur est très difficile. Pour cette raison, une valeur approximative est utilisée comme référence afin d'avoir une base pour comparer les résultats obtenus. Dans l'environnement Simulink, l'outil « Impedance Measurement » permet d'estimer l'impédance entre deux points pour une plage de fréquences donnée. En utilisant

l'outil de Simulink, il est possible d'avoir une base de comparaison pour pouvoir valider les résultats obtenus. Rappelons que l'idéal est de calculer les impédances à partir d'un modèle équivalent, par contre, dans la littérature, aucun modèle moyen équivalent pour calculer une impédance approximative n'a été trouvé. Il est à noter que le circuit contient des interrupteurs qui ne s'activent pas en même temps donc la valeur estimée par l'outil Simulink ne sera pas la valeur exacte.

Tout d'abord, une injection triphasée de 0.1 V est effectuée pour une plage de fréquences allant de 10 Hz à 10 kHz pour vérifier l'influence de la qualité du signal de la source sur les résultats. Les résultats pour la composante qq pour l'impédance de la source et l'impédance de la charge sont présentés à la Figure 4.27 et à la Figure 4.28.

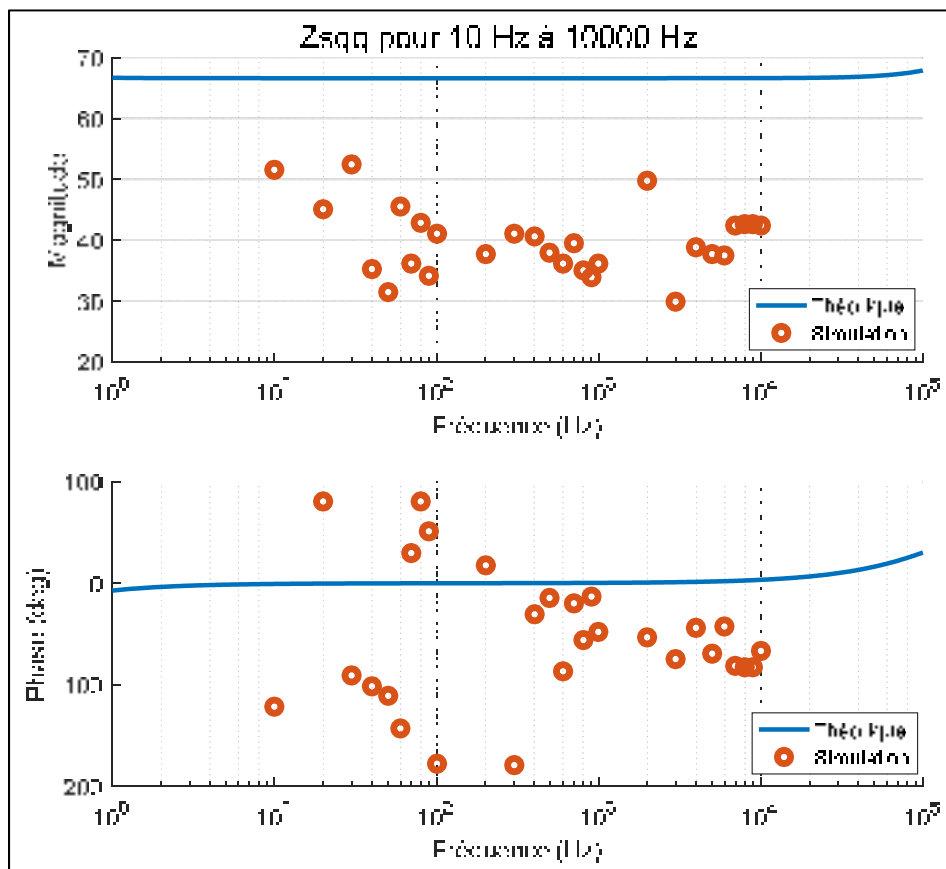


Figure 4.27 Z_{sq} pour le système non simplifié (Injections : 0.1 V)

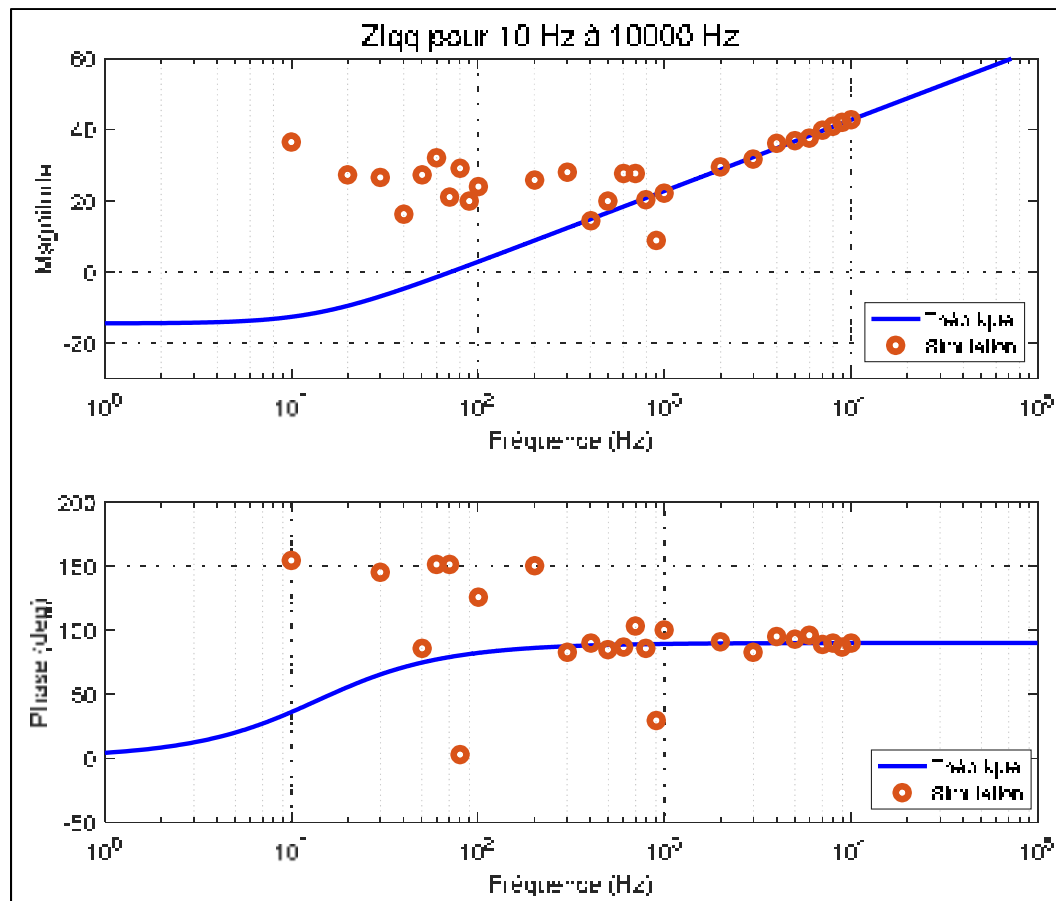


Figure 4.28 Z_{Lqg} pour le système non simplifié (Injections : 0.1 V)

En analysant la Figure 4.27 et la Figure 4.28, l'estimation des impédances n'est en effet pas aussi stable que pour le système simplifié. En effet, comme le signal possède des irrégularités, ceci engendre des erreurs durant la phase d'acquisition de données et de calculs des impédances. De plus, comme pour le système simplifié, les basses fréquences sont plus difficiles à estimer et ceux, pour l'impédance de la charge et l'impédance de la source. En observant davantage la Figure 4.27, l'estimation de l'impédance pour la plage voulue est plus basse que la valeur théorique. Rappelons que la valeur théorique est obtenue à l'aide de l'outil « Impedance Measurement » disponible dans le bloc « powergui ». Par contre, comme les IGBT ne s'activent pas en même temps, la valeur obtenue ne représente pas la valeur exacte. L'estimation de l'impédance de la charge a tendance à vouloir se stabiliser à la valeur théorique, surtout à des très hautes fréquences, mais à cause du fait que les valeurs fluctuent

énormément, il est très difficile de conclure sur le fonctionnement de l'impédance d'extraction pour un circuit contenant un redresseur triphasé. Une solution possible pour améliorer les résultats est d'augmenter la valeur des injections de voltage. En augmentant la valeur des injections, il est donc possible de diminuer l'influence des irrégularités provenant de la source. Dans un environnement expérimental, il n'est pas recommandé d'élever les injections pour éviter d'endommager les composantes du circuit. Or, étant dans un environnement de simulation, il est possible de valider si une augmentation d'amplitude permet d'améliorer les résultats. Il est à noter que pour les autres impédances (dd , dq et qd) de la source et de la charge, il est possible d'observer des résultats similaires que pour les impédances qq (Voir ANNEXE III, p. 155).

Pour essayer de minimiser l'influence des imperfections du signal de la source, le voltage des injections triphasées a été augmenté de 0.1 V à 100 V. Rappelons que dans un contexte pratique, il est déconseillé d'utiliser des injections de cette amplitude pour éviter d'endommager des composantes ou même de modifier son comportement autour du point d'équilibre. Les résultats pour les impédances qq de la source et de la charge sont présentés à la Figure 4.29 et la Figure 4.30.

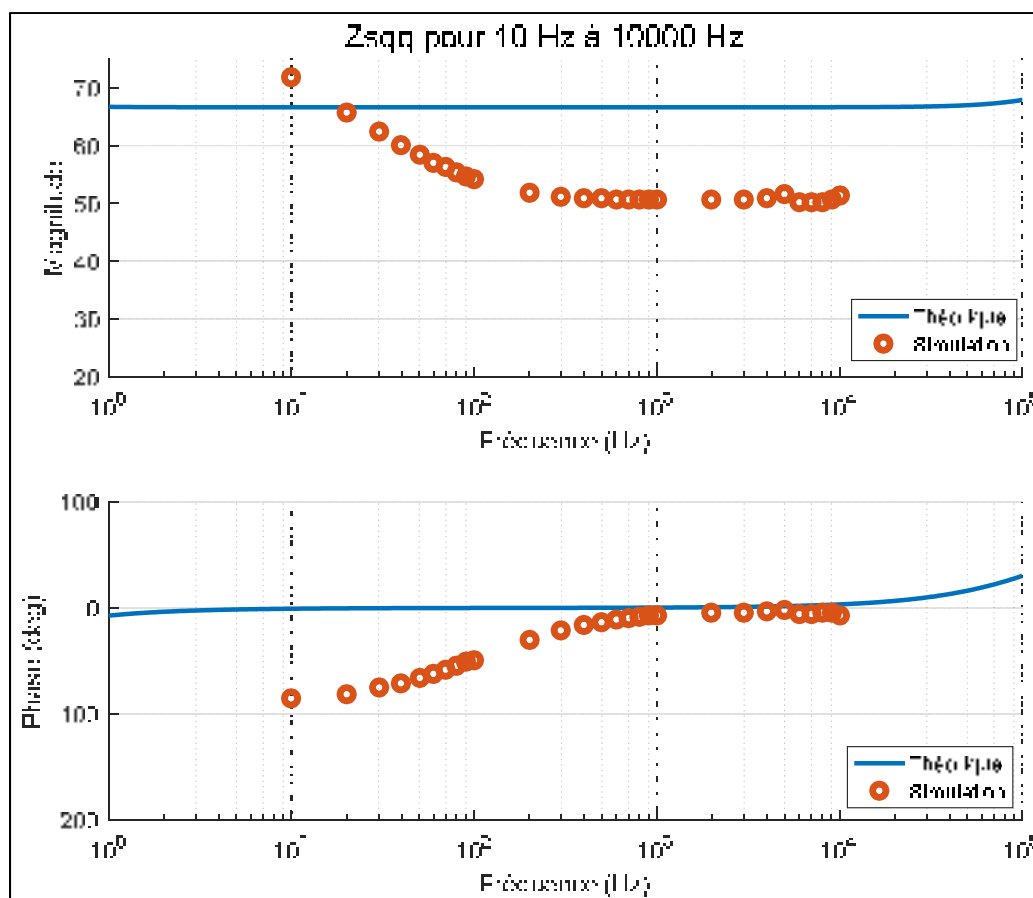


Figure 4.29 Z_{sqg} pour le système non simplifié (Injections : 100 V)

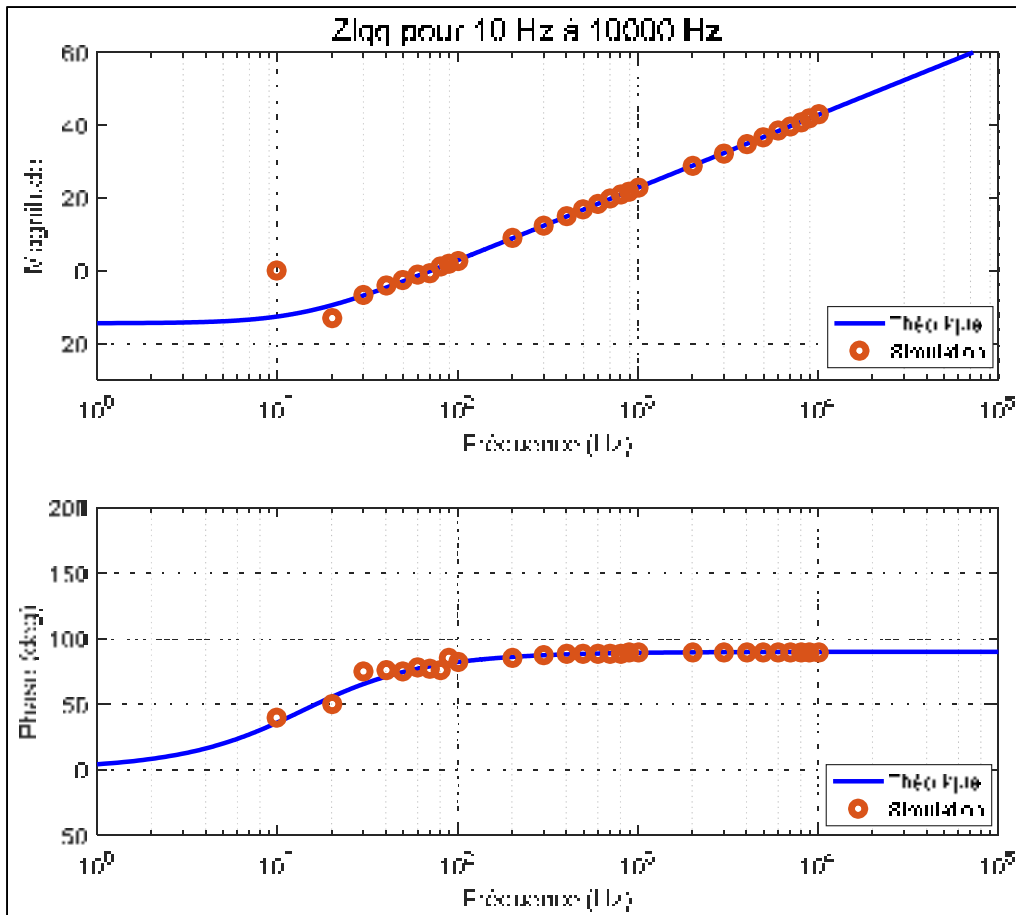


Figure 4.30 Z_{Lq} pour le système non simplifié (Injections : 100 V)

En analysant la Figure 4.29 on constate que les estimations des impédances sont beaucoup plus stables lorsque les injections sont d'amplitudes importantes. Par contre, pour l'impédance de la source, l'estimation demeure plus basse que celle de l'outil « Impedance Measurement » de Simulink. Aussi, la phase estimée par l'outil de Simulink ne concorde pas avec la phase estimée par l'algorithme d'extraction d'impédances. Cette même discordance peut aussi être observée dans l'estimation de l'impédance de la source pour dd , dq et qd (Voir ANNEXE III, p. 155). L'onduleur triphasé est une composante particulière puisque les IGBT sont activés selon un contrôle SVPWM, donc les interrupteurs ne sont pas tous actifs en même temps ce qui résulte en une impédance qui n'est pas constante. Pour avoir une meilleure base de comparaison, il faut calculer l'impédance théorique à partir d'un modèle approximatif de l'onduleur. De plus, comme le contrôle SVPM est changé constamment pour maintenir ou corriger la vitesse, la

fréquence d'enclenchement est donc toujours différente. Il est donc difficile de conclure si l'estimation obtenue par l'algorithme d'extraction d'impédances et par l'outil de Simulink sont valables ou non. Cependant, Eggenschwiler, Favre-Perrod, Adly et Strunz (2017) présente dans leur article une méthode pour calculer les impédances à partir des fonctions de transfert. Cette méthode est très complexe à appliquer à cause de la nature non linéaire de l'onduleur. Ce qui est intéressant de l'article est le fait que les résultats des impédances de l'onduleur triphasé sont montrés sous forme polaire. Les résultats obtenus dans cet article sont présentés à la Figure 4.31. En comparant la Figure 4.29 avec la Figure 4.31, il est possible de constater que la forme des courbes des impédances obtenue par l'algorithme d'extraction d'impédances est similaire à celle obtenue par Eggenschwiler *et al.* (2017). Bien évidemment, les valeurs ne correspondent pas puisque les circuits sont différents et les onduleurs n'ont pas la même structure interne. Dans les deux figures, la magnitude de l'impédance diminue au fur et à mesure que la fréquence augmente et se stabilise à des fréquences de 200 Hz et plus. Également, il est possible de constater que dans les deux cas la phase commence autour de -90 degrés et se stabilise à zéro plus la fréquence augmente. Grâce à cet article, il est donc possible de conclure que les résultats obtenus à partir de l'algorithme d'extraction d'impédances pour la source sont valides puisque la forme concorde avec les résultats théoriques et les résultats de simulations obtenus par Eggenschwiler *et al.* (2017) pour un onduleur triphasé. Il n'en demeure pas moins que si les valeurs théoriques de l'impédance de l'onduleur triphasé étaient calculées, il serait possible d'avoir une meilleure validation, mais la complexité et le manque d'information ne le permettent pas pour l'instant.

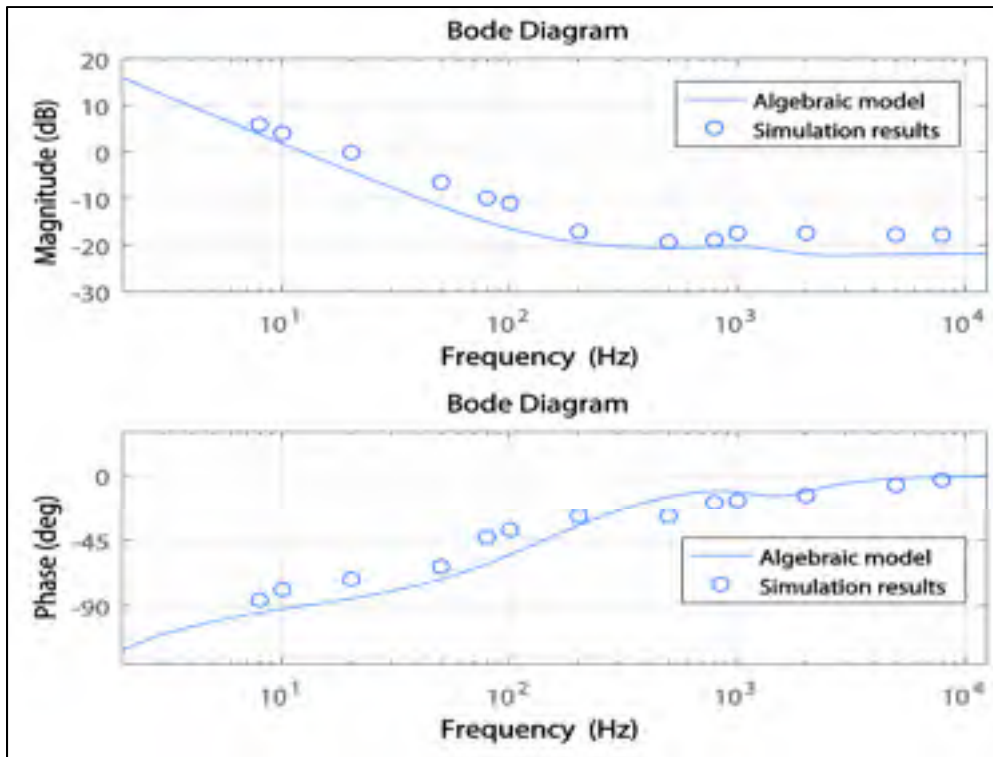


Figure 4.31 Impédances sous forme polaire d'un onduleur triphasé
Tirée de Eggenschwiler *et al.* (2017, p. 314)

Pour la charge, en observant la Figure 4.30, on constate qu'en augmentant la valeur des amplitudes, les estimations des impédances du côté de la charge sont quasiment identiques aux valeurs théoriques. Comme pour les cas analysés antérieurement, l'estimation des impédances de la charge est beaucoup plus précise que l'estimation des impédances de la source. Malgré que pour les basses fréquences une discordance est toujours présente, les résultats sont valides pour les fréquences plus fautes que 40 Hz. Également, la phase concorde avec les résultats théoriques à l'exception des très basses fréquences. Maintenant que les estimations des impédances sont connues, l'analyse de stabilité par critères de stabilité petit gain est appliquée. Le résultat de l'analyse pour le système non simplifié est présenté à la Figure 4.32.

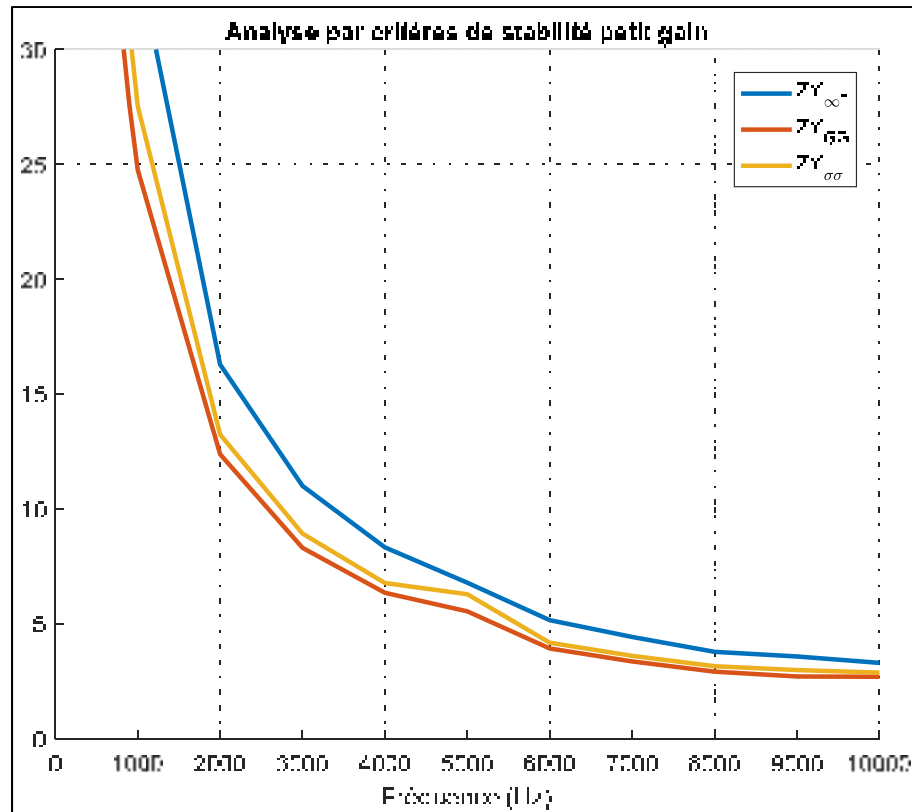


Figure 4.32 Analyse de stabilité pour le système non simplifié

Selon la Figure 4.32, le système n'est jamais stable peu importe la fréquence puisque les trois critères ne sont jamais respectés. Ce résultat était déjà prévisible puisque le système simplifié a donné un résultat similaire et qu'il a été conclu que les normes choisies par Belkhaty (1997) sont trop restrictives. Dans le cas du système non simplifié, il est plus difficile d'appliquer une autre méthode de stabilité pour confirmer l'instabilité du système, car la fonction de transfert de l'onduleur triphasé n'est pas facile à calculer. Comme pour le cas du système simplifié, lorsque le circuit est simulé à une fréquence de 60 Hz, le système est stable lorsque la courbe de la vitesse est tracée, ce qui contredit les résultats obtenus avec l'analyse de stabilité. Encore une fois, il est possible de constater que l'analyse de stabilité par critères de stabilité s'applique facilement pour des circuits complexes, mais malheureusement le fait d'être trop restrictif rend la méthode moins efficace. Cependant, ceci ne veut pas dire que la méthode est inutilisable et ne peut pas être corrigée. Au contraire, comme la méthode est basée sur des normes mathématiques et sur le théorème du petit gain, il est possible d'essayer avec d'autres normes

pour en trouver une ou d'autres moins restrictives. Également, pour des fréquences plus hautes que 90 Hz, le système devient instable, selon les courbes de vitesses, ce qui concorde avec l'analyse de stabilité.

4.5 Analyse des résultats et de la combinaison analyse/extraction d'impédances

Après avoir appliqué la combinaison de l'analyse de stabilité par critères de stabilité petit gain et l'algorithme d'extraction d'impédances, il est maintenant possible de conclure sur la stabilité du système PÉI et d'analyser l'efficacité de la combinaison. Après les simulations effectuées et les résultats analysés, il est possible de conclure que le système PÉI à l'étude est stable. En effet, pour le modèle simplifié, les courbes de vitesses ont montré que le système demeure stable pour les basses fréquences, autour de 60 Hz, et demeure marginalement stable à des fréquences plus hautes que 90 Hz. Bien évidemment, un système marginalement stable n'est pas intéressant et de plus, le système n'opérera jamais à des vitesses de l'ordre de 5400 tours par minutes. La stabilité pour le système simplifié a également été vérifiée à l'aide d'une méthode d'analyse de stabilité classique, le critère de Routh-Hurwitz. Cette vérification était nécessaire puisque l'analyse de stabilité par critères de stabilité petit gain concluait que le système était instable. Après vérification, le système est bel et bien stable pour les basses fréquences. Cette conclusion est valide pour le système simplifié seulement, c'est-à-dire lorsque l'onduleur triphasé est simplifié. Aussi, en utilisant un système simplifié, il a été possible de valider que les paramètres des régulateurs ainsi que le moteur synchrone sont stables pour les basses fréquences. Pour le système non simplifié, l'analyse de stabilité était moins conclusive puisque les normes choisies par Belkhat (1997) sont trop restrictives. Graphiquement, le système est stable pour des fréquences autour de 60 Hz, c'est-à-dire que le moteur atteint sa consigne dans un délai raisonnable et aucun dépassement est visible. De plus, aucune erreur en régime permanent n'est visible pour la vitesse. En comparaison du modèle simplifié, la présence de l'onduleur triphasé limite beaucoup la plage d'opération du système. En effet, les IGBT peuvent commuter jusqu'à une certaine fréquence maximale, donc il est normal que l'on atteigne une limite lorsque l'on demande une vitesse très élevée au moteur. La limite de vitesse engendrée par l'onduleur est de l'ordre de 4240 tours par minutes.

L'analyse conclut que le système est instable peu importe la fréquence, ce qui est contraire aux courbes de vitesses obtenues (*Voir* ANNEXE IV, p. 167). En effet, les fréquences de 90 Hz et plus donnent une réponse de vitesse instable ce qui concorde avec l'analyse de stabilité, mais à moins de 90 Hz, le système est stable. Comme l'impédance de l'onduleur n'est pas facile à obtenir, il est difficile d'appliquer une autre méthode pour valider que le système non simplifié est stable. Rappelons que le système fonctionnera autour de 60 Hz, donc il est possible de conclure que le système est stable selon les courbes de vitesses obtenues.

La combinaison de l'algorithme d'extraction d'impédances avec l'analyse de stabilité par critères de stabilité petit gain offre beaucoup de possibilités intéressantes, mais des petites failles obligent à apporter des améliorations avant de pouvoir l'utiliser pour n'importe quel système. Pour un système composé d'éléments de base, tel que des résistances, des inductances et des condensateurs, la combinaison est très efficace et fiable. L'extraction d'impédances estime de manière très précise les valeurs des impédances pour la plage de fréquences voulue. De plus, l'analyse de stabilité détecte très bien les instabilités et les stabilités, ce qui évite de devoir appliquer une des méthodes classiques d'analyse de stabilité. Même en présence d'un moteur, la combinaison est capable d'estimer les impédances et d'analyser la stabilité. Un grand avantage de cette combinaison est la capacité à pouvoir inclure les paramètres des régulateurs dans l'estimation des impédances, ce qui évite de devoir les calculer et les inclure par la suite pour obtenir l'analyse de stabilité complète du système. Lorsque le système contient des éléments plus complexes, tel qu'un régulateur ou un onduleur triphasé, la combinaison a plus de difficultés à estimer les impédances et à obtenir une analyse de stabilité qui concorde avec les résultats graphiques. En effet, l'algorithme d'extraction d'impédances a plus de difficultés à estimer les valeurs pour les basses fréquences. Les régulateurs introduisent des erreurs puisque la valeur originale est modifiée et donc l'estimation sera erronée. Également, lorsque les signaux mesurés, tels que le voltage et le courant à la sortie de l'onduleur, ont des formes irrégulières, l'algorithme d'extraction d'impédances ne permet pas d'obtenir des valeurs cohérentes. Il a été prouvé qu'en augmentant la valeur des amplitudes des injections, il est possible d'éliminer les effets des irrégularités des signaux, ce qui rend l'algorithme toujours efficace. Cependant, dans un cas pratique, il est déconseillé d'augmenter énormément

les valeurs des amplitudes des injections. L'analyse de stabilité, quant à elle, éprouve beaucoup de difficulté au niveau de l'identification de la stabilité du système. Son application est très simple même pour un circuit complexe, mais la tolérance des normes choisie fait en sorte que l'analyse de stabilité par critères de stabilité petit gain oblige toujours l'application d'une méthode classique. Le but ultime de l'analyse de stabilité est d'éviter d'utiliser une méthode d'analyse basée sur les fonctions de transferts à cause de la complexité du système. Dans le Chapitre 2, il a été démontré qu'en comparaison du lieu des racines, une plage assez significative de points stables est rejetée, ce qui implique que l'analyse de stabilité proposée est trop stricte. Rappelons que la méthode est fondée sur trois normes choisies parce que l'utilisation des impédances pour l'analyse de stabilité d'un système impose une matrice de retour de dimension deux par deux. Alors, il devient très difficile de savoir quelle norme mathématique permet de garantir que la réponse harmonique du système demeure à l'intérieur du cercle unitaire garantissant aucun encerclement du point $(-1 + j0)$ dans le diagramme de Nyquist. En mathématique, il existe un grand nombre de normes, donc les chances de trouver la norme parfaite deviennent très petites. En effet, dans le Chapitre 2, les trois normes n'offraient pas la même tolérance, et pour cette raison même, Belkhatat (1997) utilise trois normes à la place d'une seule. Il devient donc primordial d'élaborer davantage sur les normes de cette méthode d'analyse de stabilité afin de la rendre plus efficace.

4.6 Conclusion

En conclusion, ce chapitre a permis de valider le fonctionnement de la combinaison de l'algorithme d'extraction d'impédances et de l'analyse de stabilité par critères de stabilité petit gain, et aussi de conclure sur la stabilité du système PÉI. Tout d'abord, le circuit a été appliqué pour un système PÉI simplifié afin de s'assurer du bon fonctionnement de la combinaison en présence de régulateurs et d'un moteur synchrone. En essayant la combinaison sur un circuit simplifié, il a été possible de constater que l'algorithme d'extraction d'impédances offre la possibilité d'inclure les paramètres des régulateurs directement dans les impédances, ce qui permet d'effectuer une analyse de stabilité complète. Cependant, l'analyse de stabilité est trop restrictive ce qui évite de bien identifier la stabilité du système. Ensuite, l'application de la

combinaison sur le système non simplifié a permis de constater que l'algorithme d'extraction d'impédances a de la difficulté à estimer les impédances en présence d'un onduleur triphasé. Finalement, grâce au système simplifié et aux courbes de vitesses du système non simplifié, il est possible de conclure que le système PÉI est stable et que l'analyse de stabilité par critères de stabilité petit gain est trop restrictive, alors des nouvelles normes doivent être trouvées.

CONCLUSION

L'objectif de la présente recherche consistait à effectuer l'analyse de stabilité d'un circuit de propulsion électrique intégré d'un dirigeable. Pour parvenir à atteindre l'objectif, l'analyse de stabilité par critères de stabilité petit gain a été appliquée pour valider si le circuit est stable ou non. Cette analyse de stabilité est fondée sur le théorème du petit gain qui stipule que si le théorème est respecté, alors le diagramme de Nyquist présentera la fonction harmonique du système à l'intérieur d'un cercle unitaire. Ainsi, il n'y aura aucun encerclement du point $(-1 + j0)$ ce qui signifie qu'aucun pôle est présent dans le demi-plan droit s et donc que le système est stable. Cette analyse de stabilité se démarque des autres, car elle ne nécessite pas la connaissance des fonctions de transfert, mais requiert seulement la connaissance des impédances dans le repère dq du circuit pour la source et la charge. En utilisant les impédances, le gain du retour d'état devient une matrice deux par deux. Avec une matrice deux par deux, il est difficile de savoir quelle norme mathématique permet de respecter le théorème du petit gain. Pour cette raison, l'analyse de stabilité petit gain propose de calculer trois normes, la norme quadratique, la norme Gershgoran et la norme infinie/unitaire, et de les comparer à trois valeurs limites définies pour conclure sur la stabilité. Ainsi, si un des trois critères est vérifié, le circuit est donc stable. Tout dépendant de la complexité du circuit, il est possible que le calcul des impédances soit trop difficile, donc un algorithme d'extraction d'impédances est jumelé à la méthode pour faciliter le calcul des impédances.

La méthode de stabilité par critères de stabilité petit gain est une méthode très puissante puisqu'elle est applicable à tout moment, soit pour concevoir un circuit ou soit pour valider un circuit conçu. Par exemple, pour un circuit CPL, il est possible de déterminer quelle plage de puissance P engendra une instabilité dans le circuit ou de valider si une conception est stable. De plus, les résultats obtenus par l'analyse de stabilité sont facilement interprétables, ce qui évite des mauvaises interprétations et des mauvaises conclusions. En effet, les résultats sont présentés sous forme graphique pour une plage de fréquences voulue. Dès que toutes les normes dépassent les limites établies, le circuit est instable pour la ou les fréquences données. Malgré que cette méthode soit avantageuse à utiliser en comparaison des autres méthodes, elle

possède aussi ses désavantages. Un grand désavantage de cette méthode est le fait que les trois normes ont été choisies, donc chaque norme à sa propre tolérance. En effet, la norme quadratique est la moins restrictive tandis que la norme Gershgoran est la plus restrictive selon le circuit analysé pour valider la méthode. Même si la norme quadratique est moins restrictive, il n'en demeure pas moins qu'en comparaison du lieu des racines, une plage assez significative n'est pas considérée comme stable. D'ailleurs, pour cette raison, lorsque l'analyse conclut que le système est instable, une vérification à l'aide d'une méthode classique est nécessaire pour valider l'instabilité. Donc, l'avantage de ne pas avoir à calculer les fonctions de transfert n'est plus présent lorsqu'une instabilité est détectée. L'autre désavantage est le fait que les impédances du circuit doivent être calculées et ce dans le repère dq . Comme essayé, pour un circuit simple, le calcul des impédances se fait facilement, donc l'analyse de stabilité par critères de stabilité petit gain s'applique elle aussi facilement. Par contre, pour un circuit plus complexe, il faut avoir recours à un autre moyen pour trouver les impédances, tel qu'un algorithme d'extraction d'impédances par injections de voltage ou de courant.

L'algorithme d'extraction d'impédances a été essayé sur un circuit simple, dans l'environnement Simulink, pour valider la fonctionnalité et la précision de l'algorithme. À l'aide d'une série d'injections de voltage ou de courant, il est possible de retrouver avec précision les impédances de la source et de la charge dans le repère dq . Les impédances trouvées sont pour la même plage de fréquences que celle choisie pour les injections. Cependant, l'algorithme peut s'avérer complexe à réaliser si certains éléments ne sont pas bien conçus, comme par exemple le PLL et la FFT. Si le PLL utilise une des variables utilisées pour le calcul des impédances, automatiquement les résultats seront erronés. Également, si la FFT du « powergui » n'est pas utilisée, les valeurs obtenues aux fréquences d'injection ne seront pas les bonnes, car les autres FFT ont de la difficulté à interpréter des valeurs provenant de blocs de la librairie « SimPowerSystems ».

En ayant validé l'analyse de stabilité et l'algorithme d'extraction d'impédances, la combinaison des deux a été appliquée sur le système PÉI. Tout d'abord, la combinaison a été appliquée sur un système simplifié afin de valider le fonctionnement avec la présence de

nouvelles composantes telles que les régulateurs PI et le moteur synchrone. Suite à l'application, il a été conclu que l'algorithme d'extraction d'impédances permet d'obtenir des bons résultats en général. Par contre, la composante d présente une erreur significative pour les fréquences plus basses que 300 Hz. La source de cette erreur n'a pas pu être définie au cours de cette recherche, mais par contre doit fort probablement être causée par la présence des régulateurs, puisque c'est les seules nouvelles composantes qui ont été rajoutés du côté de la source. Aussi, avec l'application de l'algorithme sur le système PÉI, il a été possible de confirmer que l'algorithme peut non seulement estimer les impédances du circuit et du moteur synchrone, mais aussi peut estimer les impédances des régulateurs. Il s'agit d'un grand avantage de pouvoir inclure les régulateurs, car cela signifie que l'analyse de stabilité inclut tous les éléments qui influencent la stabilité du circuit. Si l'algorithme n'avait pas tenu compte des régulateurs, il aurait fallu inclure les régulateurs de façon mathématique pour obtenir une analyse complète. Malgré que l'algorithme donne des résultats convaincants, l'analyse de stabilité quant à elle n'en donne pas. En effet, l'analyse de stabilité conclut que le système PÉI est stable pour 286.3 Hz et plus, ce qui ne correspond pas aux courbes de vitesses obtenues par simulation. Selon la méthode d'analyse par critères de stabilité petit gain, lorsqu'une instabilité est détectée, une confirmation est nécessaire par une autre méthode. Donc, le critère de Routh-Hurwitz a été appliqué et le critère indique que le système est stable pour 60 Hz ce qui contredit l'analyse de stabilité par critères de stabilité petit gain. La combinaison a aussi été appliquée sur le système PÉI non simplifié pour voir si l'onduleur triphasé modifie les résultats. Il a été conclu que puisque la forme du signal de la source est de forme pulsée, certaines pulsations sont considérées comme du bruit et donc, fausse les estimations des impédances. Une solution rapide, mais risqué en pratique, est d'élever les amplitudes des injections afin que ceux-ci prédominent les pulsations indésirables. L'impédance du côté de la charge demeure précise en général, mais du côté de la source, l'algorithme présente une erreur très significative. Malgré que le système soit visuellement stable, l'analyse de stabilité indique toujours une instabilité, ce qui remet en question la tolérance des normes de l'analyse.

En conclusion, l'algorithme d'extraction d'impédances est un outil très puissant pour estimer les impédances d'un circuit électrique et même des régulateurs. Cependant, si les signaux

présentent beaucoup d'irrégularités ou ne sont pas de formes conventionnelles, l'algorithme risque de ne pas pouvoir bien estimer les impédances. Dans ce cas, une augmentation des amplitudes des injections est nécessaire. De plus, certains éléments ne peuvent pas être bien estimés tels que les impédances des onduleurs. L'algorithme est très sensible, donc il doit être conçu correctement pour éviter des erreurs de calcul. L'analyse de stabilité par critères de stabilité petit gain quant à elle est simple à appliquer, surtout en la combinant avec l'algorithme d'extraction d'impédances, mais sa tolérance fait en sorte qu'elle n'est pas la meilleure à utiliser pour étudier des systèmes. En effet, comme l'analyse est fondée sur trois normes choisies par Belkhatat (1997), les normes choisies sont toutes les trois trop restrictives en comparaison du lieu des racines, comme il a été démontré dans cette recherche. En étant trop tolérant, des points qui sont stables sont donc rejetés, ce qui oblige à appliquer une autre méthode lorsqu'une instabilité est détectée, ce qui n'est pas pratique. Néanmoins, la combinaison de l'extraction d'impédances et de l'analyse de stabilité par critères de stabilité petit gain demeure très intéressante, surtout lorsque la stabilité ou même juste la connaissance des impédances d'un circuit complexe est recherchée. Cette méthode ne requiert en principe pas les fonctions de transfert, ce qui facilite beaucoup la démarche d'analyse et évite de manipuler des fonctions de transfert complexes.

RECOMMANDATIONS

Suite à la recherche présentée, il est clair que la combinaison de l'algorithme d'extraction d'impédances et de l'analyse de stabilité par critères de stabilité petit gain peut être améliorée afin d'obtenir des meilleurs résultats. En effet, pour l'algorithme d'extraction d'impédances, l'emplacement du PLL est important pour éviter de manipuler une variable qui est utilisée pour le calcul des impédances. Pour cette raison, le PLL est placé avant la source pour s'assurer de ne pas influencer les valeurs de la source. En pratique, il est difficile de placer un élément de mesure avant l'impédance de la source puisqu'elle est interne. Il est donc intéressant de trouver une configuration du PLL qui permettrait de le placer après la source sans influencer les variables. Aussi, lors de l'application de l'extraction d'impédances sur le système PÉI non simplifié, les impédances de la source n'étaient pas très bien approximées. Une cause probable est la qualité du signal du côté de la source. Comme la source est générée par un onduleur triphasé commandé par modulation SVPWM, la source n'est plus de forme sinusoïdale et de plus, elle est formée de plusieurs impulsions carrées d'amplitudes différentes. Rappelons que les données mesurées sont enregistrées à une fréquence fixe, donc si la valeur n'est pas constante, l'estimation des impédances ne sera pas constante, ce qui peut expliquer les divergences soudaines qui apparaissent. Une solution possible est l'application d'un filtre pour se rapprocher d'une forme sinusoïdale. Par contre, si un filtre est appliqué, il faut tenir compte des injections qui sont introduites dans le circuit pour estimer les impédances. En effet, le filtre ne doit pas filtrer la fréquence de la source ainsi que la fréquence de l'injection, sinon l'estimation des impédances sera erronée. De plus, la fréquence d'injection change selon la plage de fréquences choisie, alors le filtre doit s'adapter afin de toujours laisser passer la fréquence contenant les injections. L'approximation de la valeur de l'impédance de l'onduleur triphasé ne correspondait pas à la valeur de l'outil « Impedance measurement », mais à la même forme que les résultats d'impédances d'un onduleur triphasé présentés par Eggenschwiler *et al.* (2017). Bien évidemment, si les vraies valeurs théoriques étaient calculées, il serait possible de mieux conclure sur les résultats obtenus de l'algorithme d'extraction d'impédances. Pour assurer les meilleurs résultats possibles, il est fortement recommandé de minimiser les effets de repliement du spectre engendrés par la commutation

des IGBT à hautes fréquences. Ce phénomène se produit lorsque la condition de Shannon n'est pas respectée lors de l'échantillonnage du signal. Le repliement implique que les spectres du signal se chevauchent, donc, lors de l'échantillonnage, on obtiendra des amplitudes erronées à des fréquences spécifiques. Zhou (2013) suggère d'appliquer des filtres anti-repliements pour les variables mesurées. Ainsi, les bonnes valeurs aux bonnes fréquences sont garanties, ce qui permet de diminuer les erreurs de calcul. Il est donc pertinent d'inclure des filtres anti-repliements et de vérifier si les impédances estimées sont plus précises.

L'analyse de stabilité est une méthode très intéressante lorsque combinée avec l'algorithme d'extraction d'impédances. Cependant, l'analyse de stabilité peut davantage être améliorée pour la rendre plus efficace encore. En effet, tel que montré dans la recherche, l'analyse de stabilité est trop restrictive, donc certains points stables sont considérés comme instables, ce qui oblige une vérification par une autre méthode lorsqu'une instabilité est détectée. Rappelons que cette méthode de stabilité est fondée sur trois normes qui permettent de valider le théorème du petit gain. Or, comme mentionné par Belkhat (1997), comme cette méthode se base sur les impédances du système dans le repère dq , le retour du système est donc une matrice deux par deux, ce qui rend difficile de savoir quelle norme permettra de respecter le théorème du petit gain. Suite à la recherche, il est évident que les trois normes choisies ne sont pas adéquates pour analyser la stabilité d'un système PÉI. Il devient donc intéressant de trouver une autre norme moins restrictive pour améliorer la méthode d'analyse par critères de stabilité petit gain. En mathématique, il existe plusieurs normes mathématiques, donc il serait intéressant d'analyser la tolérance des autres normes afin de trouver une ou plusieurs qui sont moins restrictives. La combinaison de l'analyse de stabilité par critères de stabilité petit gain et l'algorithme d'extraction d'impédances a beaucoup de potentiel, surtout pour les circuits complexes, mais pour devenir une méthode fiable, il faut tout d'abord résoudre les petites imperfections de l'analyse et de l'extraction d'impédances.

ANNEXE I

RÉSULTATS DES AUTRES IMPÉDANCES DQ ET DE L'ANALYSE DE STABILITÉ POUR LE CIRCUIT DE VALIDATION

Suite à l'application de l'algorithme d'extraction d'impédances dans le circuit de validation, présenté à la Figure 3.6, il a été conclu que les approximations obtenues sont valides pour les impédances dd et qq de la charge et de la source. Or, l'application de l'analyse de stabilité requiert également une bonne approximation des autres impédances formant la matrice des impédances dq , soit l'impédance dq et qd . Comme le circuit de validation est simple, il est facile de calculer les valeurs théoriques des impédances dq et qd pour la source et pour la charge. En combinant les résultats théoriques avec les résultats obtenus en simulation, il est possible de valider si les approximations obtenues sont valables. Les résultats sont présentés à la Figure-A I-1, la Figure-A I-2, la Figure-A I-3 et la Figure-A I-4.

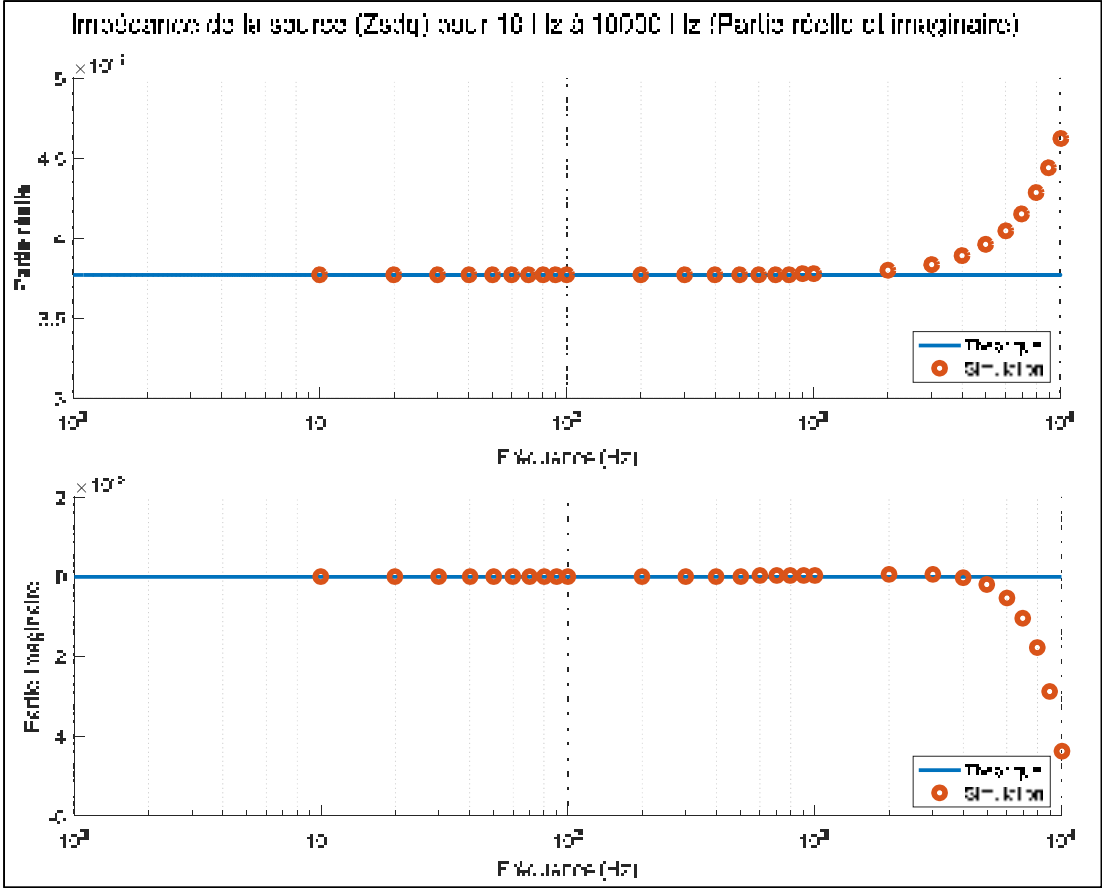
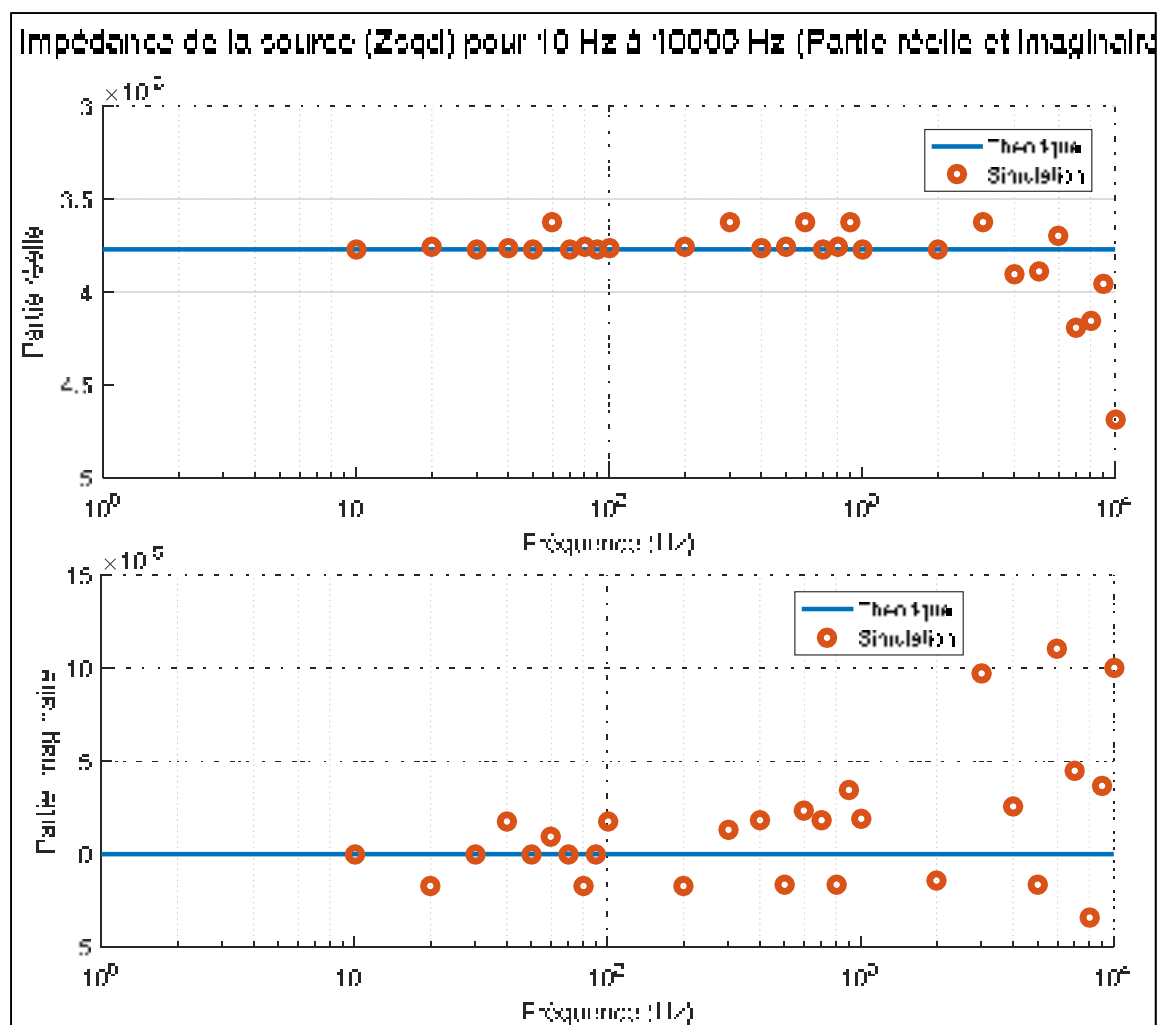


Figure-A I-1 Impédance de la source (Z_{sdq})

Figure-A I-2 Impédance de la source (Z_{sqd})

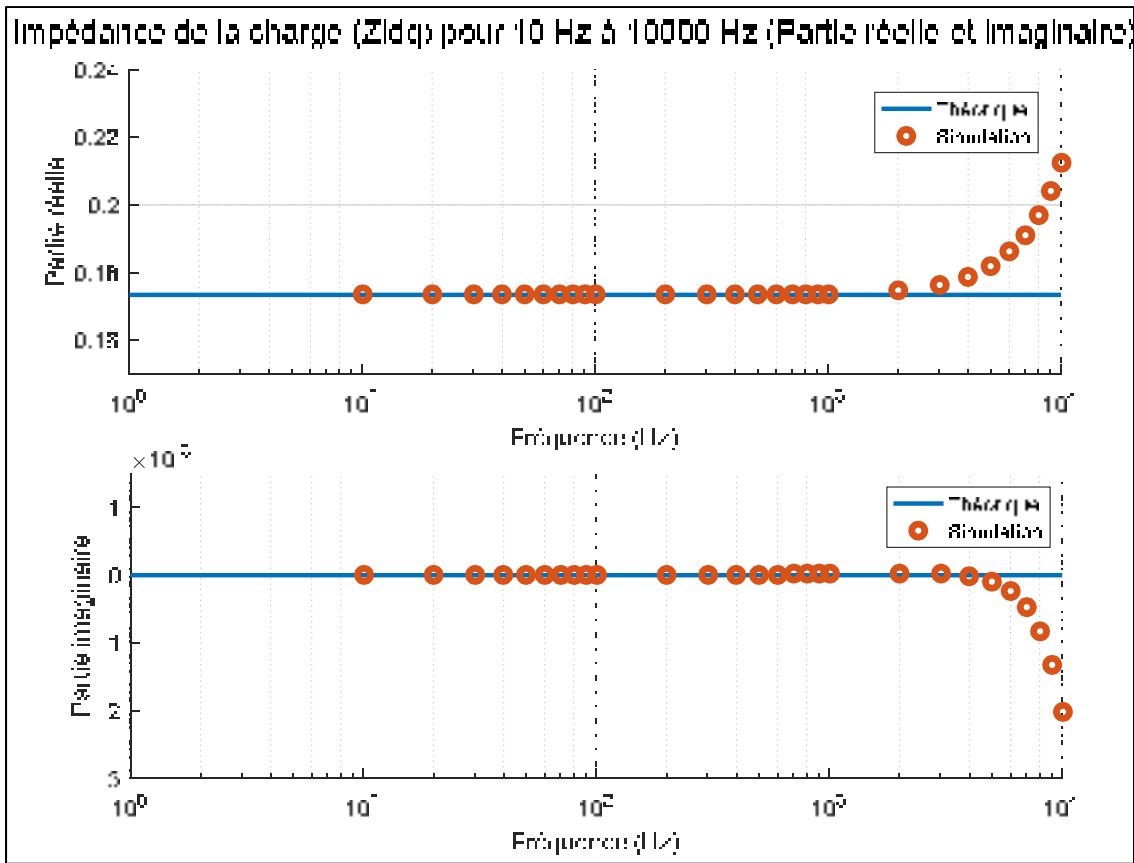
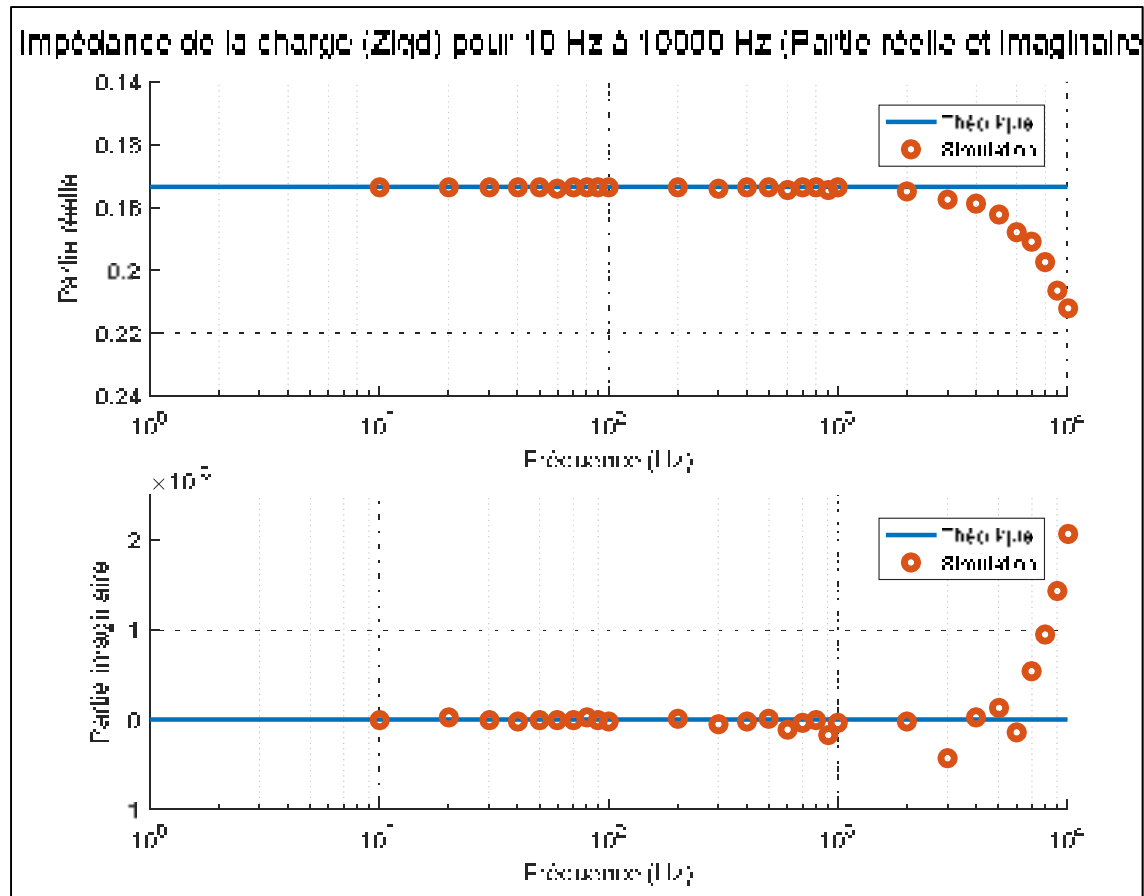


Figure-A I-3 Impédance de la charge (Z_{Ldq})

Figure-A I-4 Impédance de la charge (Z_{Lqd})

Comme constaté d'après la Figure-A I-1, la Figure-A I-2, la Figure-A I-3 et la Figure-A I-4, les approximations des impédances dq sont beaucoup plus stables et plus proches des résultats théoriques en comparaison des impédances qd . Par contre, comme pour les impédances dd et qq , lorsque la fréquence devient très élevée, une déviation des valeurs est présente, ce qui remet en question l'efficacité de l'algorithme à des fréquences très élevées. Malgré la présence d'erreurs, les valeurs ont tendance à demeurer proche des valeurs théoriques ce qui permet de pouvoir appliquer l'analyse de stabilité par critères de stabilité petit gain. Comme il s'agit d'un circuit composé de résistances et de bobines, le circuit ne présente aucun élément qui pourrait causer des instabilités et donc devrait être stable peu importe la fréquence. Le résultat de l'analyse de stabilité par critères de stabilité petit gain sur le circuit de validation est présenté à la Figure-A I-5.

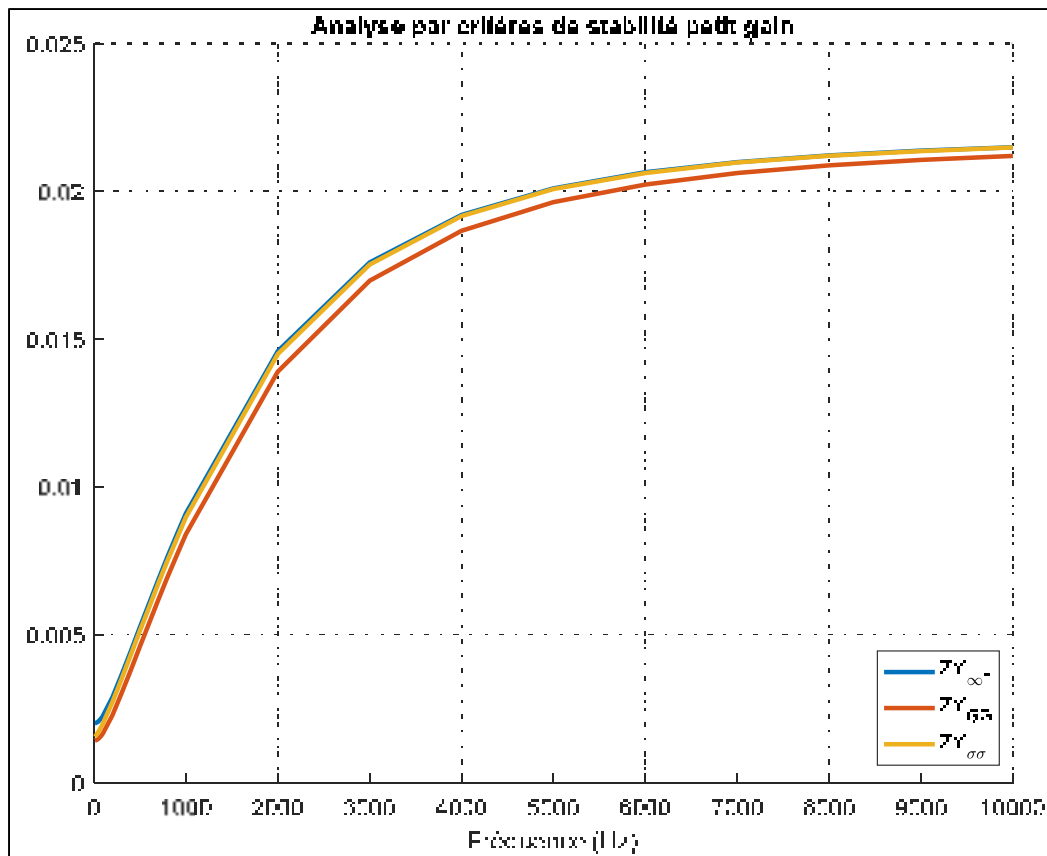


Figure-A I-5 Analyse de stabilité pour le circuit de validation

D'après la Figure-A I-5, les trois critères ont une valeur plus basse que celle définie par Belkhat (1997), donc il est possible de conclure que le circuit de validation est stable pour toutes les fréquences contenues dans une plage de 1 Hz à 10 000 Hz. Suite aux résultats obtenus, il est donc possible de conclure que l'algorithme d'extraction d'impédances approxime, en général, bien les impédances lorsque le circuit est composé d'éléments simples. Aussi, l'analyse de stabilité ne présente pas de difficultés à conclure sur la stabilité d'un circuit simple.

ANNEXE II

RÉSULTATS DES AUTRES IMPÉDANCES DQ POUR LE CIRCUIT PÉI SIMPLIFIÉ

Le circuit PÉI simplifié permet d'identifier à l'avance si des modifications doivent être apportées à la combinaison de l'analyse de stabilité et de l'algorithme d'extraction d'impédances à cause de la présence d'éléments plus complexes. Il a été constaté, d'après les résultats obtenus, que l'algorithme d'extraction d'impédances est capable d'inclure les paramètres du régulateur sous forme d'impédances dans le résultat final. Ainsi, l'analyse de stabilité s'effectue sur toutes les composantes du circuit et il n'est pas nécessaire d'effectuer des calculs supplémentaires. La Figure-A II-1, la Figure-A II-2, la Figure-A II-3 et la Figure-A II-4 montrent les résultats des autres impédances du circuit simplifié obtenus à l'aide de l'algorithme d'extraction d'impédances sous forme polaire.

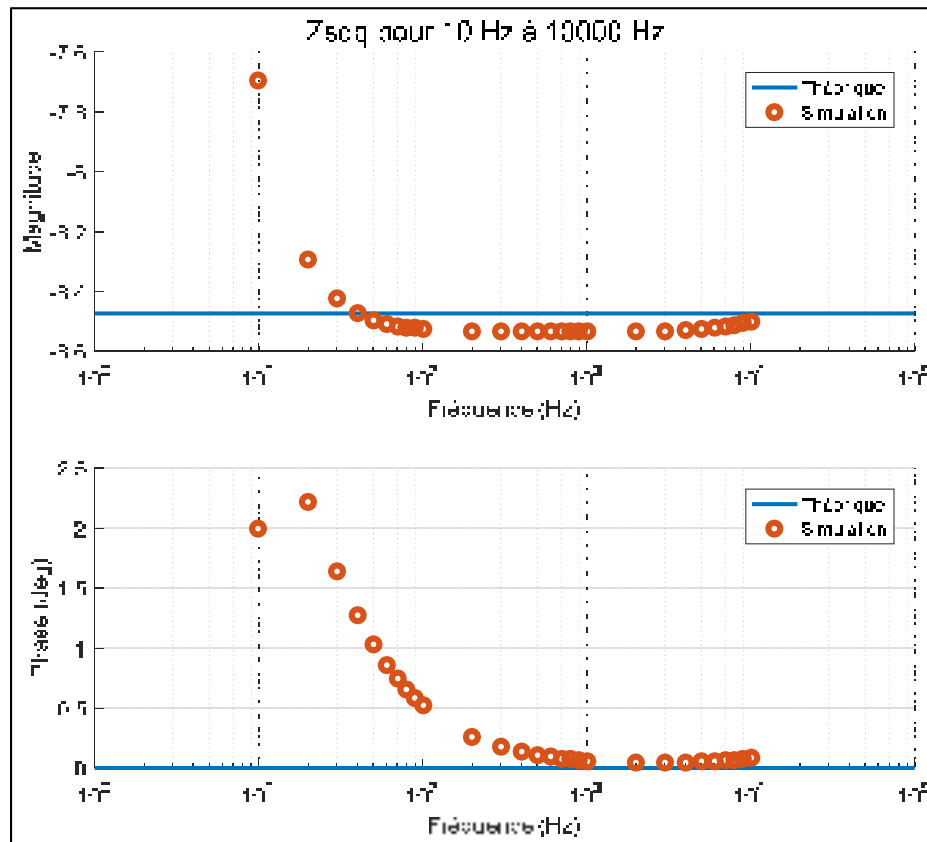


Figure-A II-1 Impédance de la source (Z_{Sdq}) en polaire

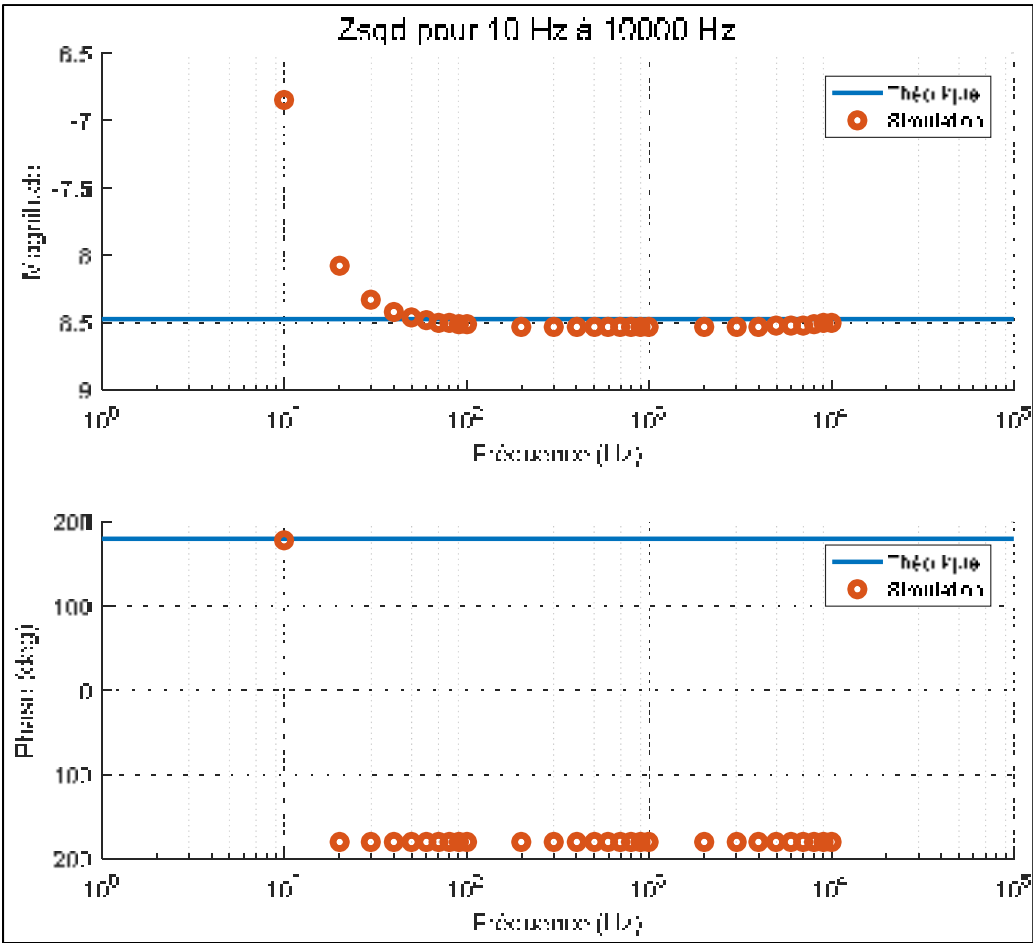


Figure-A II-2 Impédance de la source (Z_{sqd}) en polaire

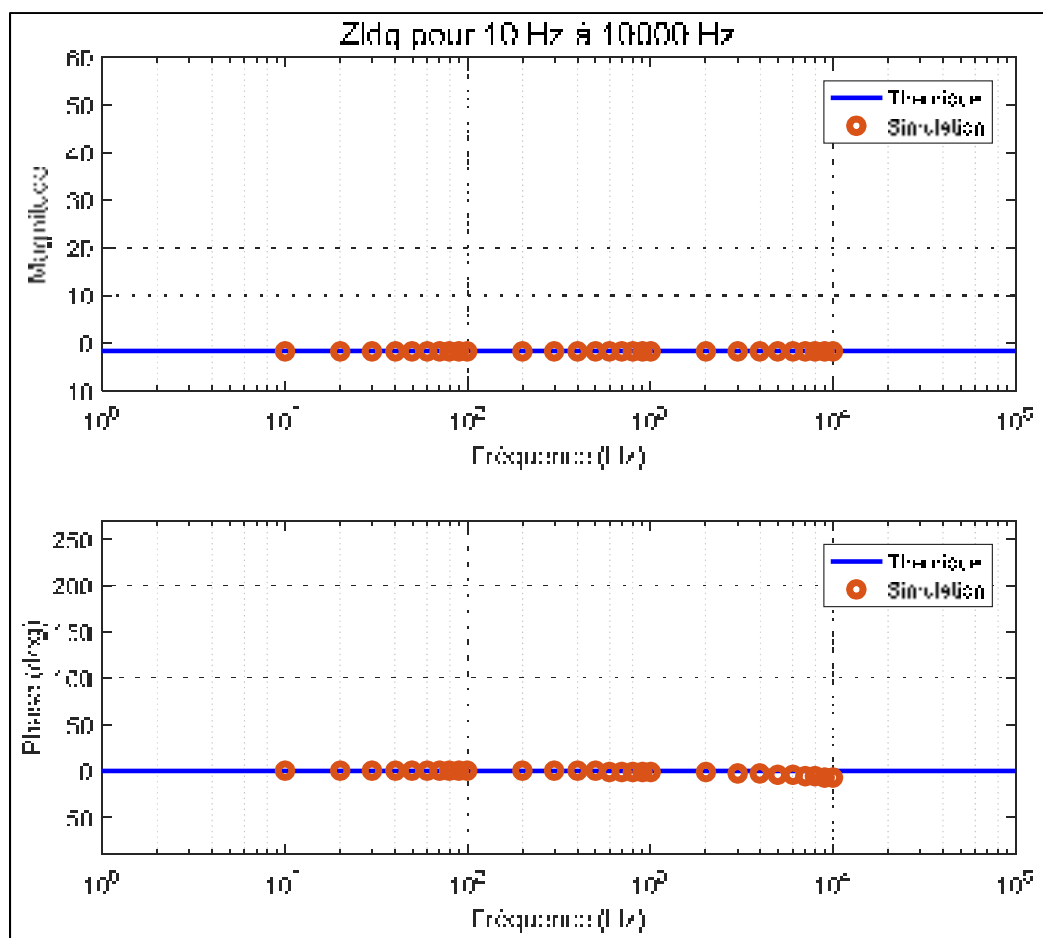


Figure-A II-3 Impédance du moteur (Z_{Ldq}) en polaire

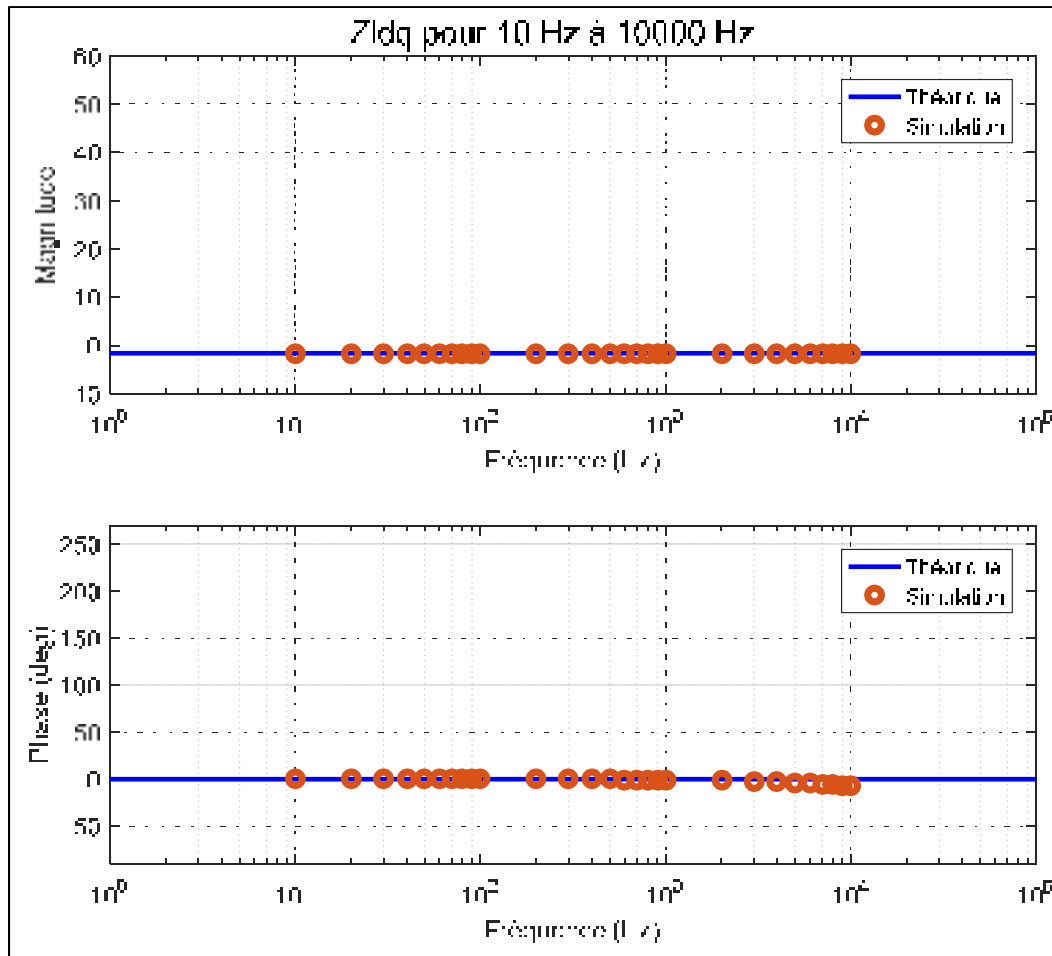


Figure-A II-4 Impédance du moteur (Z_{Ldq}) en polaire

D'après la Figure-A II-1 et la Figure-A II-2, les approximations des impédances de la source sont moins précises que celles de la charge. En effet, tout comme les composantes qq et dd , l'impédance de la source contient une erreur qui ne permet pas de s'approcher de la valeur théorique. Cette erreur provient fort probablement de la présence des régulateurs de courants. Le régulateur pour le courant d force la valeur du courant à zéro, ce qui implique que la valeur du courant n'est plus l'original. Ce phénomène peut aussi être observé si le PLL est placé immédiatement après les impédances de la source. Il n'en demeure pas moins que les approximations de Z_{Sdq} et Z_{Sqd} sont proches des valeurs théoriques. Il est intéressant de noter qu'à des basses fréquences, l'algorithme éprouve davantage de difficulté à estimer les valeurs que pour les hautes fréquences. Pour les impédances Z_{Ldq} et Z_{Lqd} , d'après la Figure-A II-3 et la

Figure-A II-4, l'approximation est beaucoup plus près des valeurs théoriques. L'impédance Z_{Ldq} est celle qui présente la plus grande erreur et ce, probablement à cause de la présence des régulateurs. En observant la Figure-A II-2, la phase semble erronée par rapport aux valeurs théoriques, mais rapidement on peut observer que la phase estimée est d'une valeur de -180 degrés. Or, un angle de -180 degrés est égal à 180 degrés, donc il est possible de conclure que la phase est correcte. En conclusion, malgré la présence de petites erreurs, les impédances sont relativement bien approximées et peuvent être utilisées pour effectuer l'analyse de stabilité.

ANNEXE III

RÉSULTATS DES AUTRES IMPÉDANCES DQ POUR LE CIRCUIT PÉI NON SIMPLIFIÉ

Suite à l'application de l'algorithme d'extraction d'impédances pour le circuit PÉI simplifié, il a été conclu que les approximations sont valables malgré la présence de petites erreurs. Cependant, l'onduleur triphasé était simplifié, donc il n'était pas possible de voir son influence sur l'algorithme d'extraction d'impédances. Les figures suivantes (Figure-A III-1 à la Figure-A III-6) montrent les résultats des impédances obtenues suite à l'application de l'extraction d'impédances sur le circuit PÉI non simplifié.

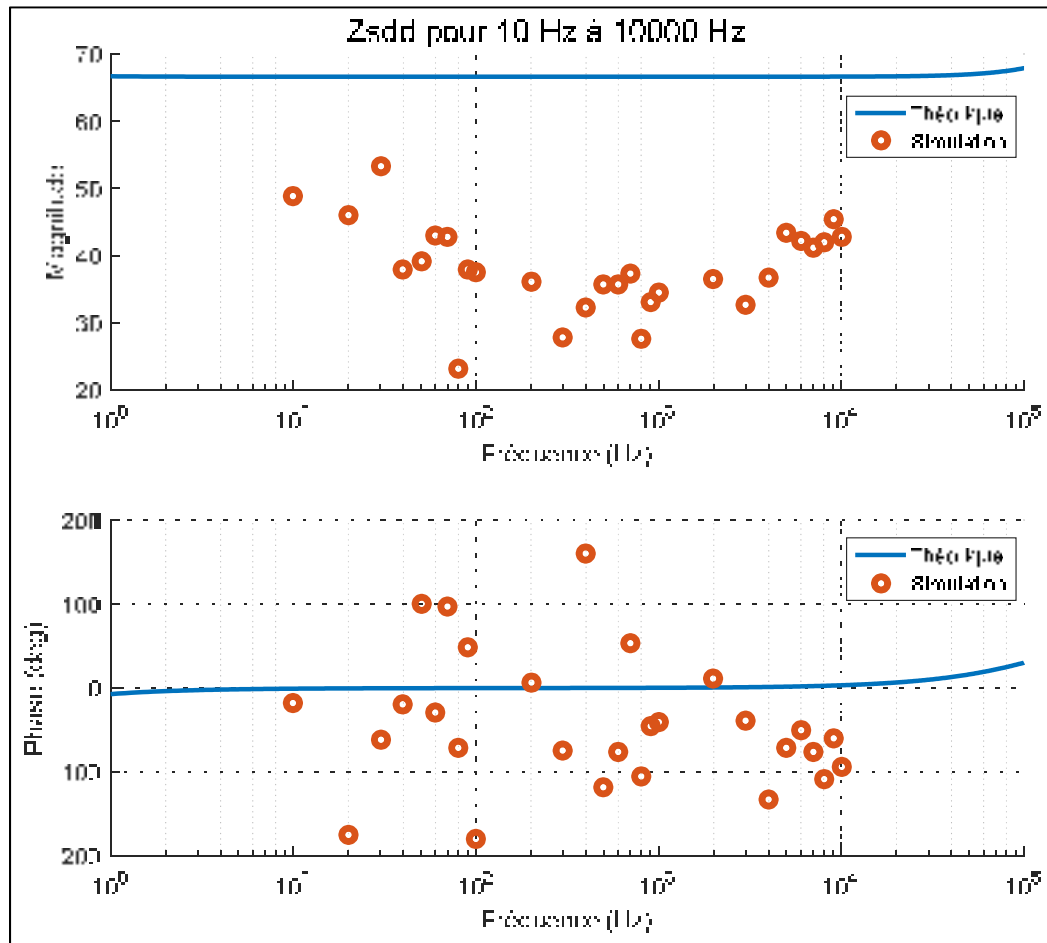


Figure-A III-1 Z_{sdd} pour le système non simplifié (Injections : 0.1 V)

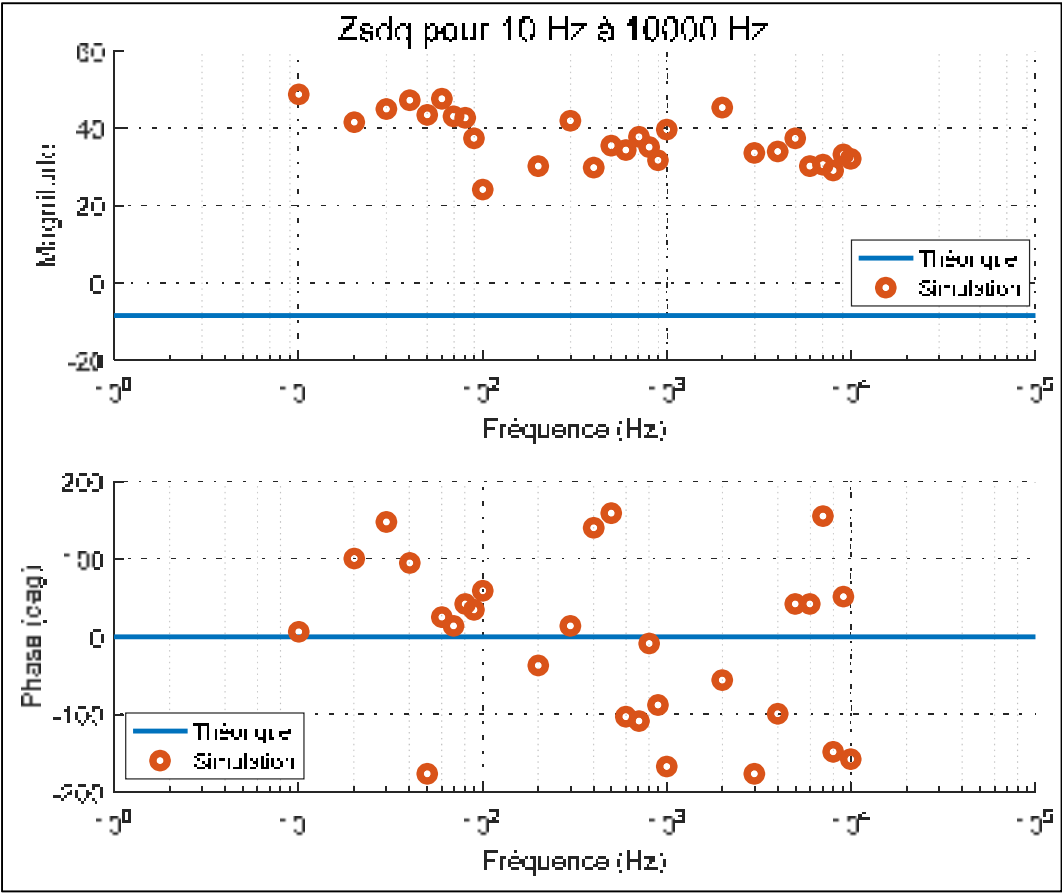


Figure-A III-2 Z_{sdq} pour le système non simplifié (Injections : 0.1 V)

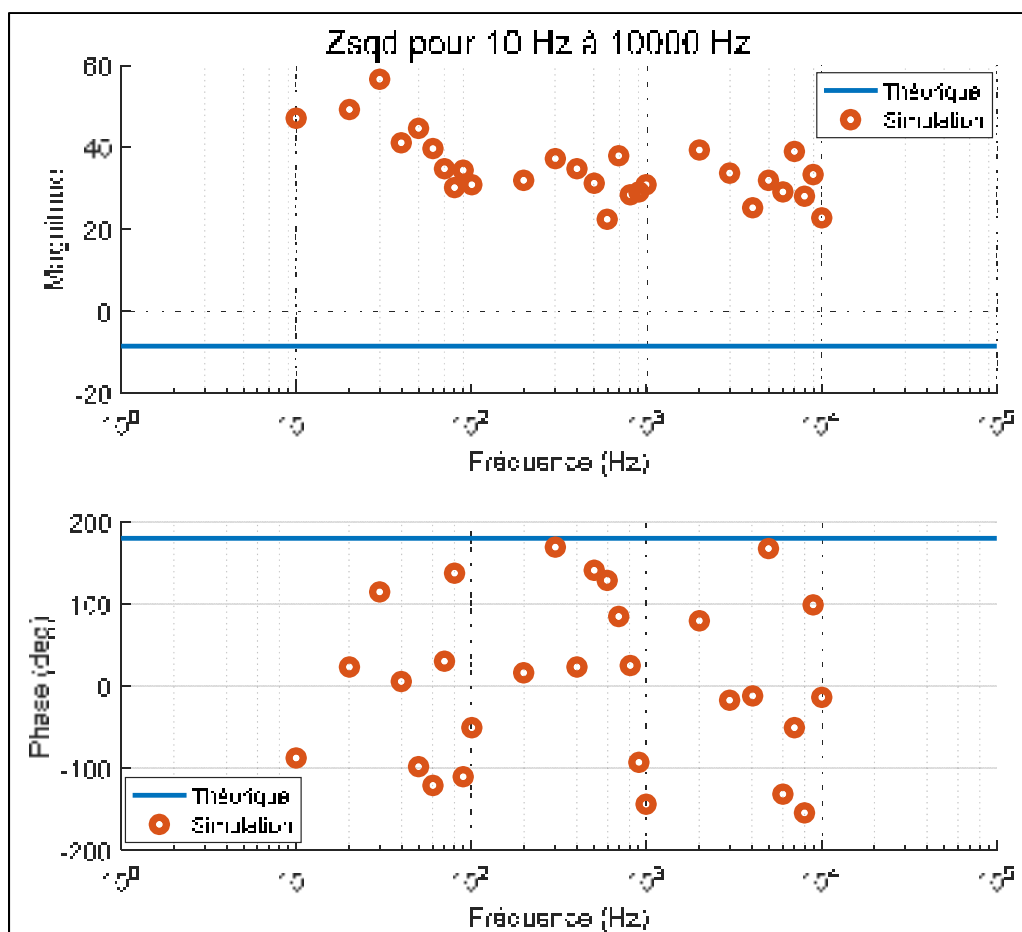


Figure-A III-3 Z_{sqd} pour le système non simplifié (Injections : 0.1 V)

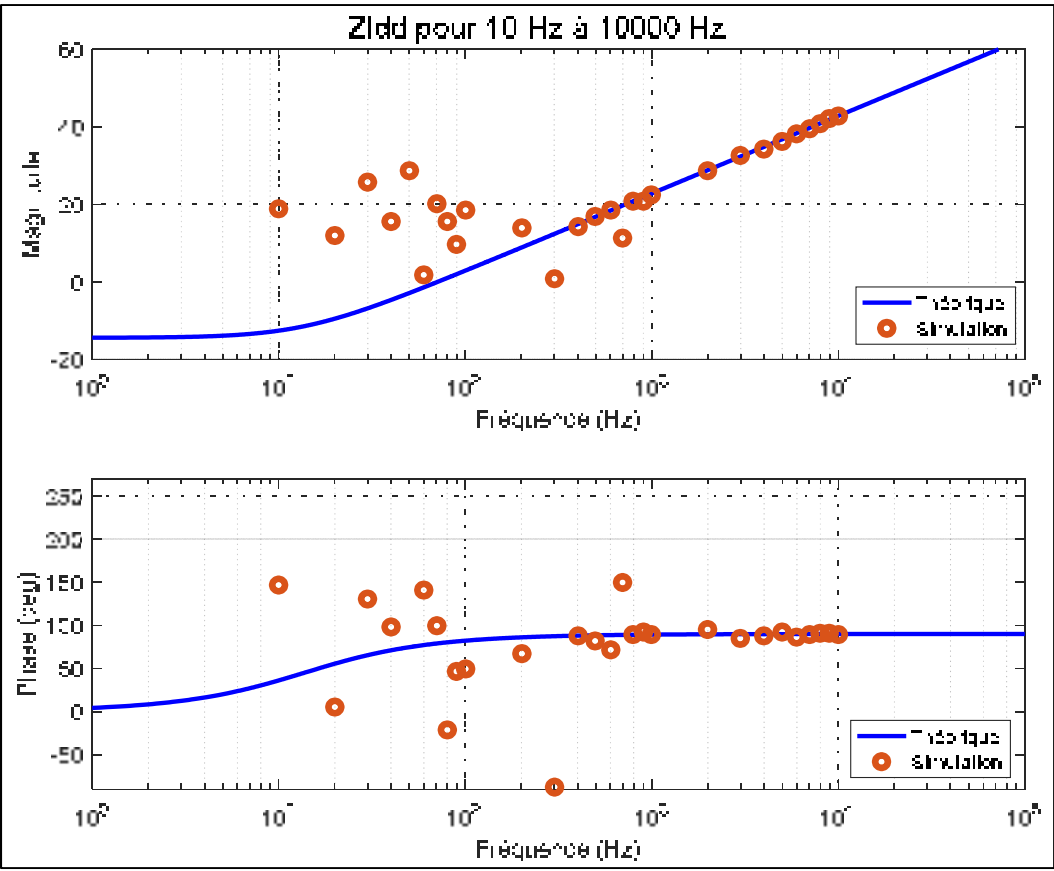


Figure-A III-4 Z_{Ldd} pour le système non simplifié (Injections : 0.1 V)

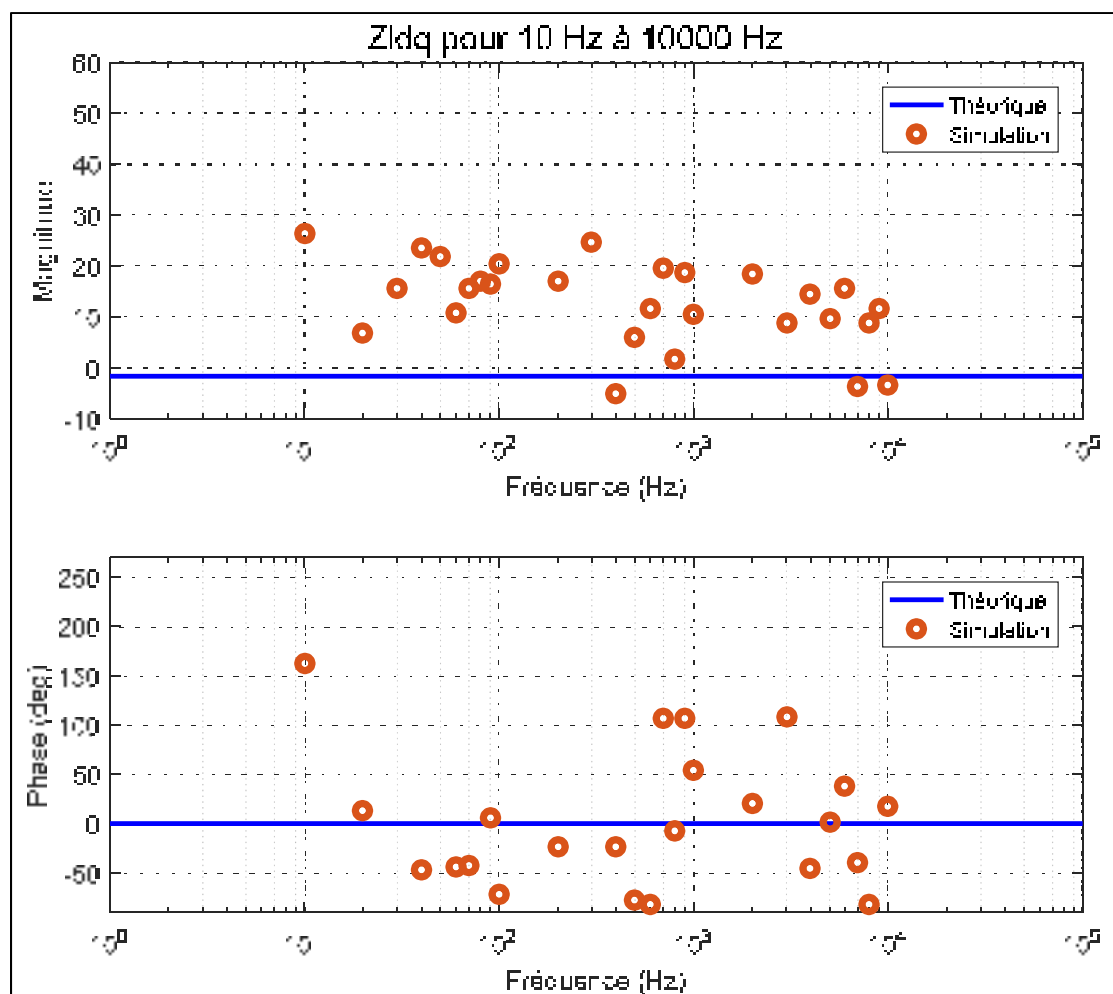


Figure-A III-5 Z_{Ldq} pour le système non simplifié (Injections : 0.1 V)

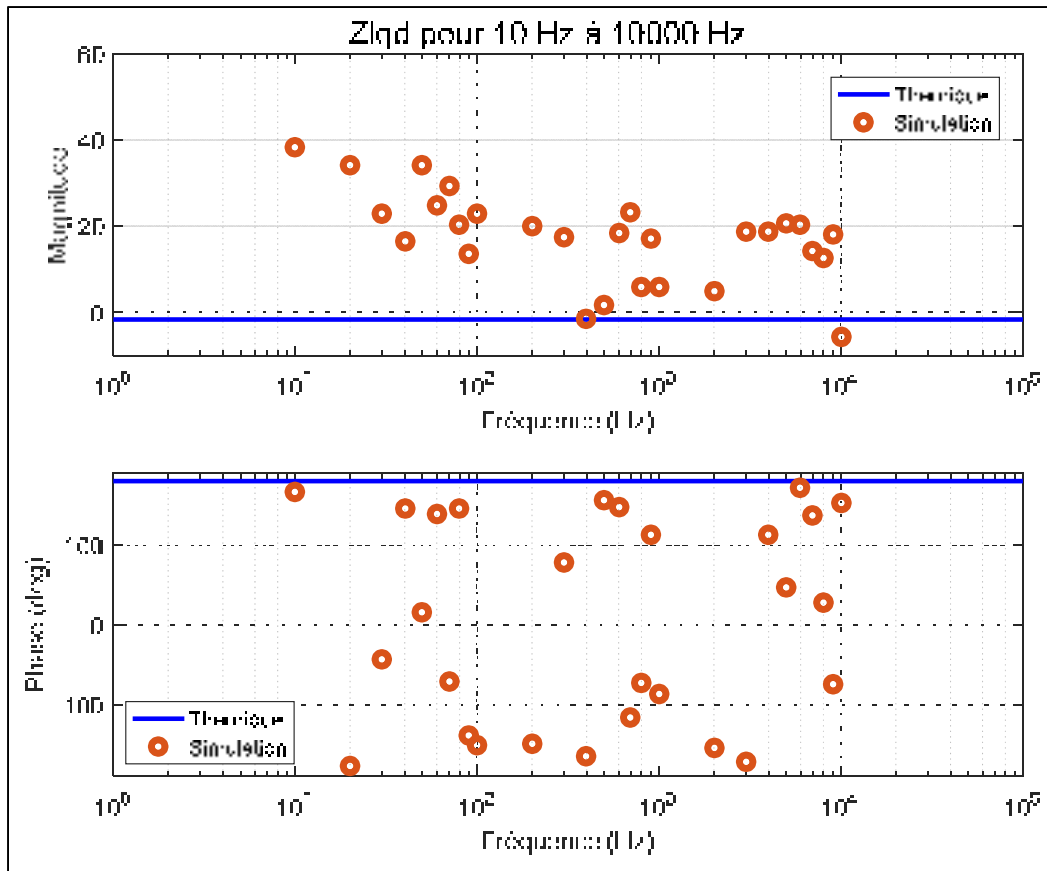


Figure-A III-6 Z_{Lqd} pour le système non simplifié (Injections : 0.1 V)

D'après les figures précédentes (Figure-A III-1 à la Figure-A III-6), il est possible de constater que les approximations des impédances obtenues contiennent toutes des erreurs significatives. Selon la Figure 4.26, la forme du signal des voltages n'est plus de forme sinusoïdale, ce qui peut expliquer pourquoi les approximations fluctuent beaucoup. Si des mesures non constantes sont prises, alors les chances d'inclure des erreurs de calcul sont élevées. Pour cette raison, l'amplitude des injections a été augmentée jusqu'à 100 V pour voir s'il est possible de minimiser les erreurs des impédances. Les nouveaux résultats sont montrés dans les figures qui suivent (Figure-A III-7 à la Figure-A III-12).

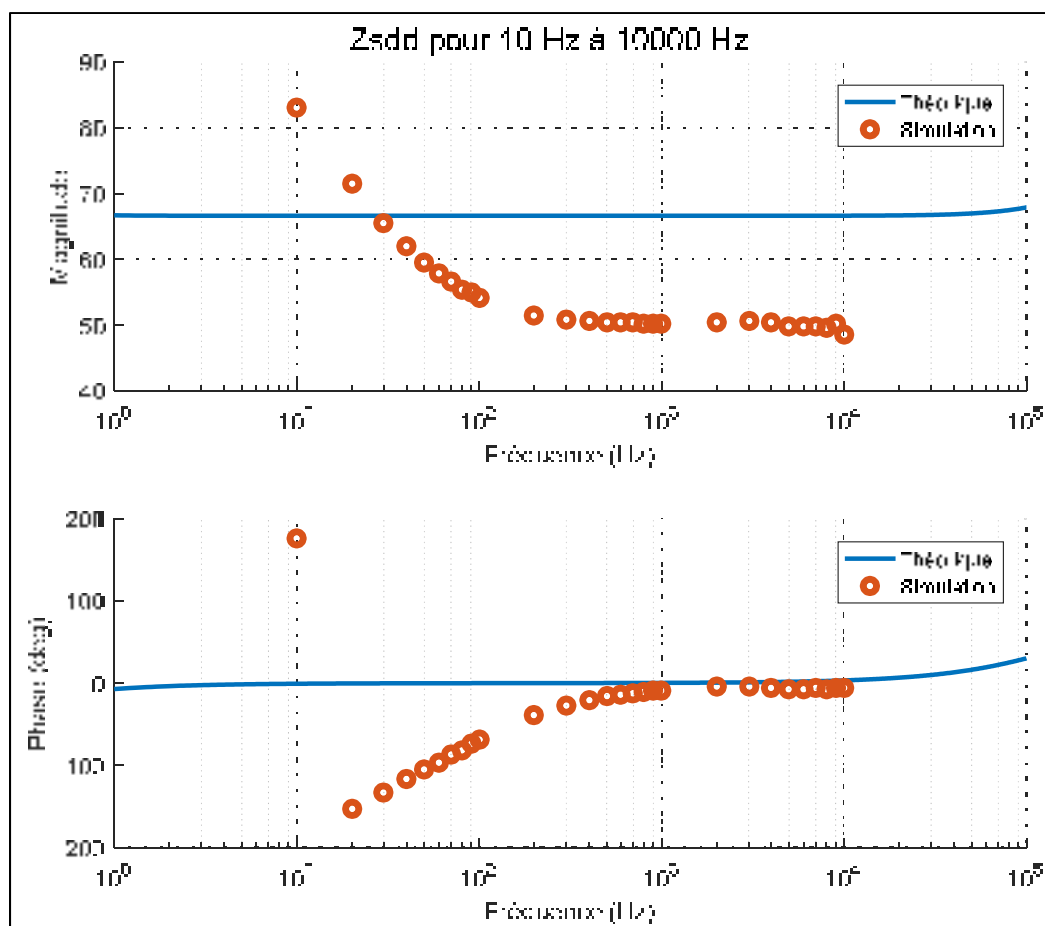


Figure-A III-7 Z_{Sdd} pour le système non simplifié (Injections : 100 V)

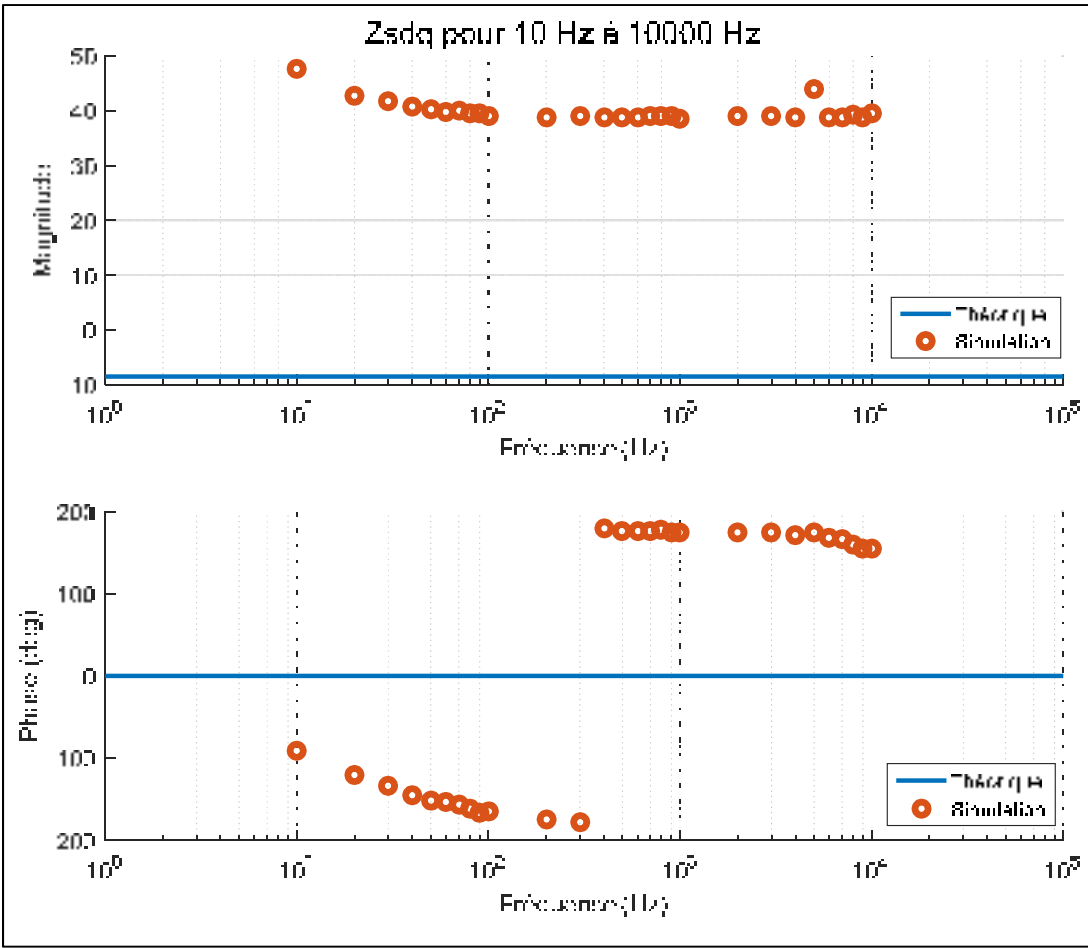


Figure-A III-8 Z_{sdq} pour le système non simplifié (Injections : 100 V)

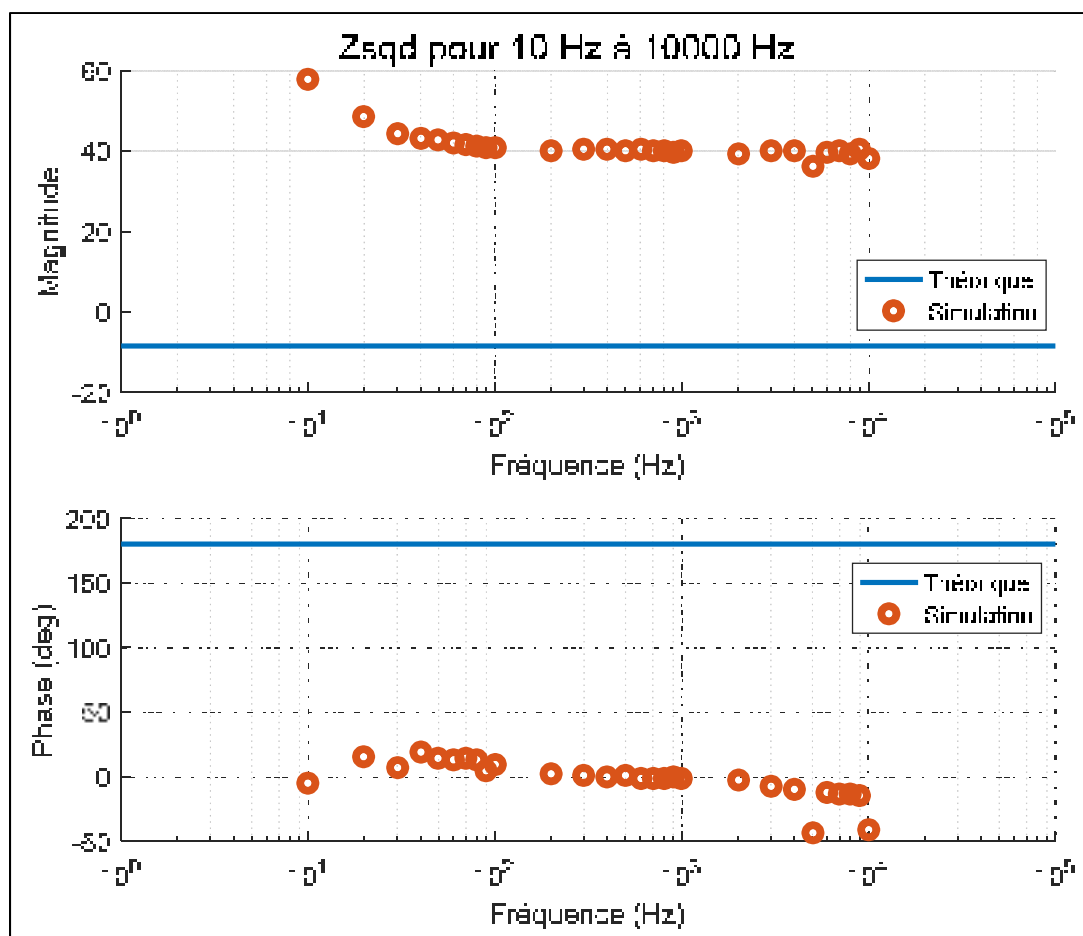


Figure-A III-9 Z_{sqd} pour le système non simplifié (Injections : 100 V)

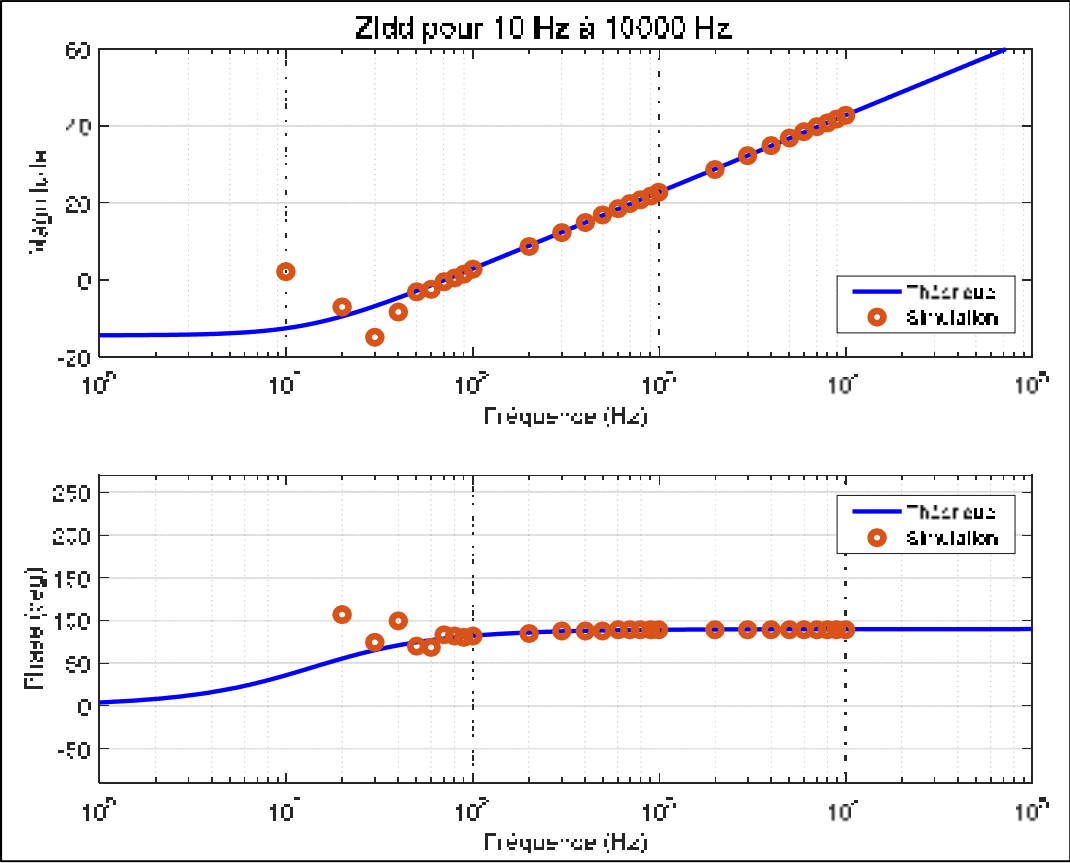


Figure-A III-10 Z_{Ldd} pour le système non simplifié (Injections : 100 V)

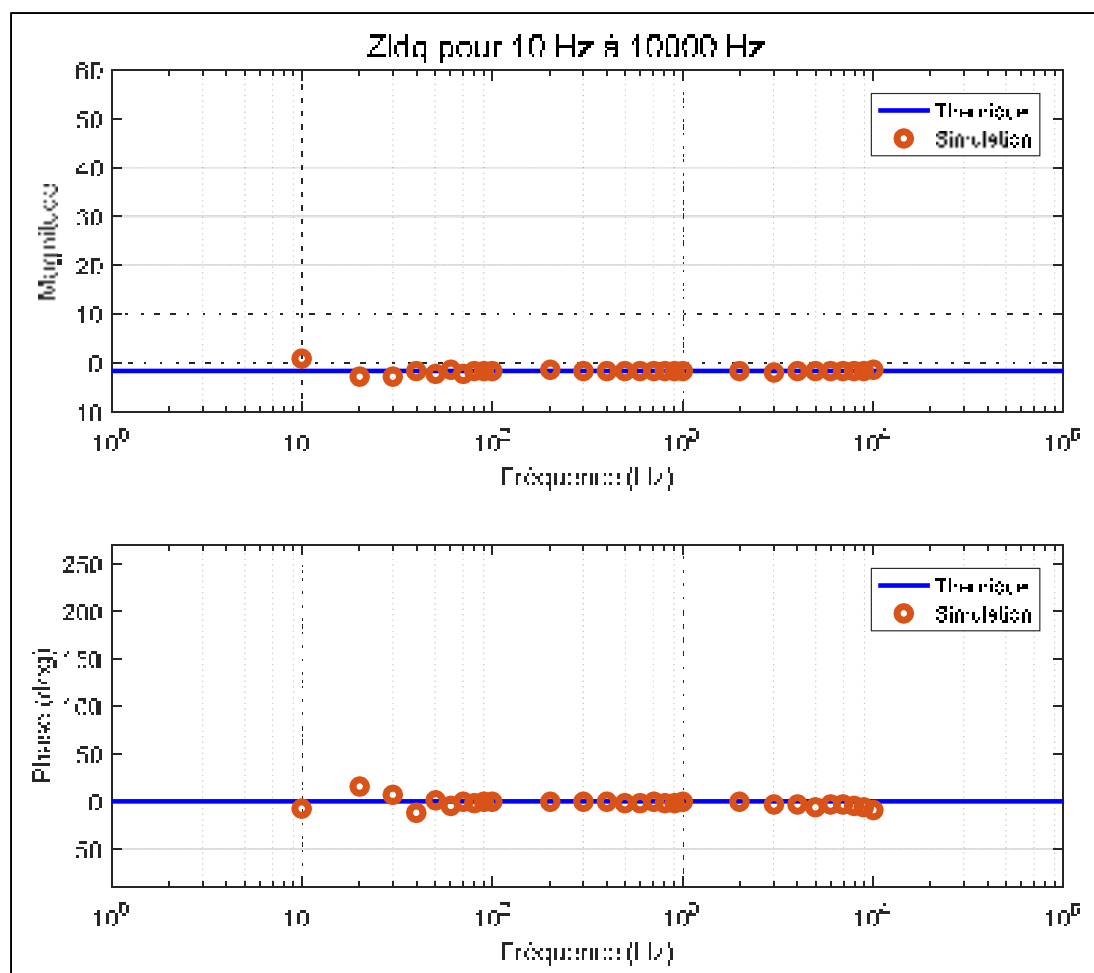


Figure-A III-11 Z_{Ldq} pour le système non simplifié (Injections : 100 V)

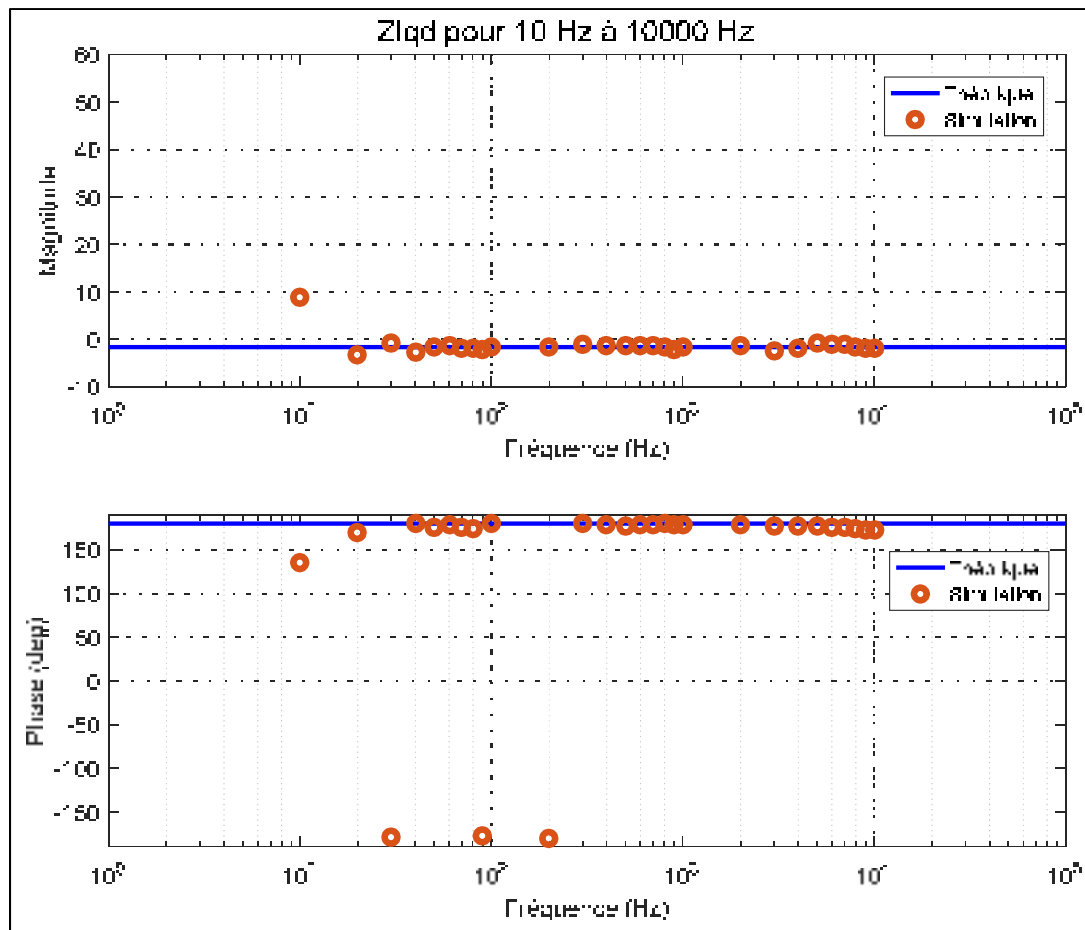


Figure-A III-12 Z_{Lqd} pour le système non simplifié (Injections : 100 V)

En analysant les figures précédentes (Figure-A III-7 à la Figure-A III-12), on constate que les résultats sont maintenant beaucoup plus stables. En augmentant l'amplitude des injections, l'impact de la forme irrégulière du voltage sur les résultats est moins visible. Il est également possible de constater que pour les basses fréquences, une erreur est présente pour la magnitude et la phase des impédances. Pour la source, comme la valeur théorique n'a pu être obtenue, l'ancienne valeur théorique, celle sans l'onduleur, est affichée. Pour cette raison, les valeurs des impédances de la source approximées semblent très loin des valeurs théoriques. Il n'en demeure pas moins que les résultats obtenus en général sont très stables.

ANNEXE IV

COURBES DE VITESSES POUR LE SYSTÈME PÉI NON SIMPLIFIÉ

Après l'application de l'analyse de stabilité par critères de stabilité petit gain sur le circuit PÉI non simplifié, les résultats obtenus permettent de conclure que le système n'est jamais stable peu importe la fréquence. Or, en simulant le circuit à l'aide de Simulink, une conclusion différente peut être obtenue. La Figure-A IV-1, la Figure-A IV-2 et la Figure-A IV-3 montrent trois courbes de vitesses pour différentes fréquences d'opération.

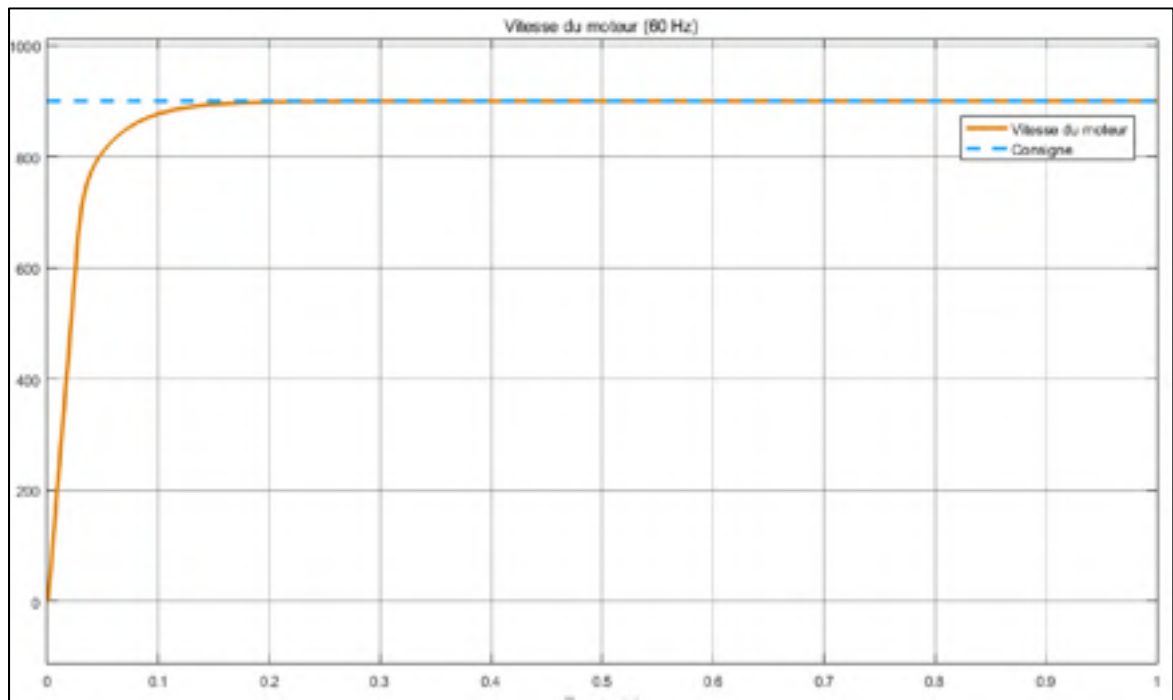


Figure-A IV-1 Vitesse du moteur pour une consigne de 60 Hz

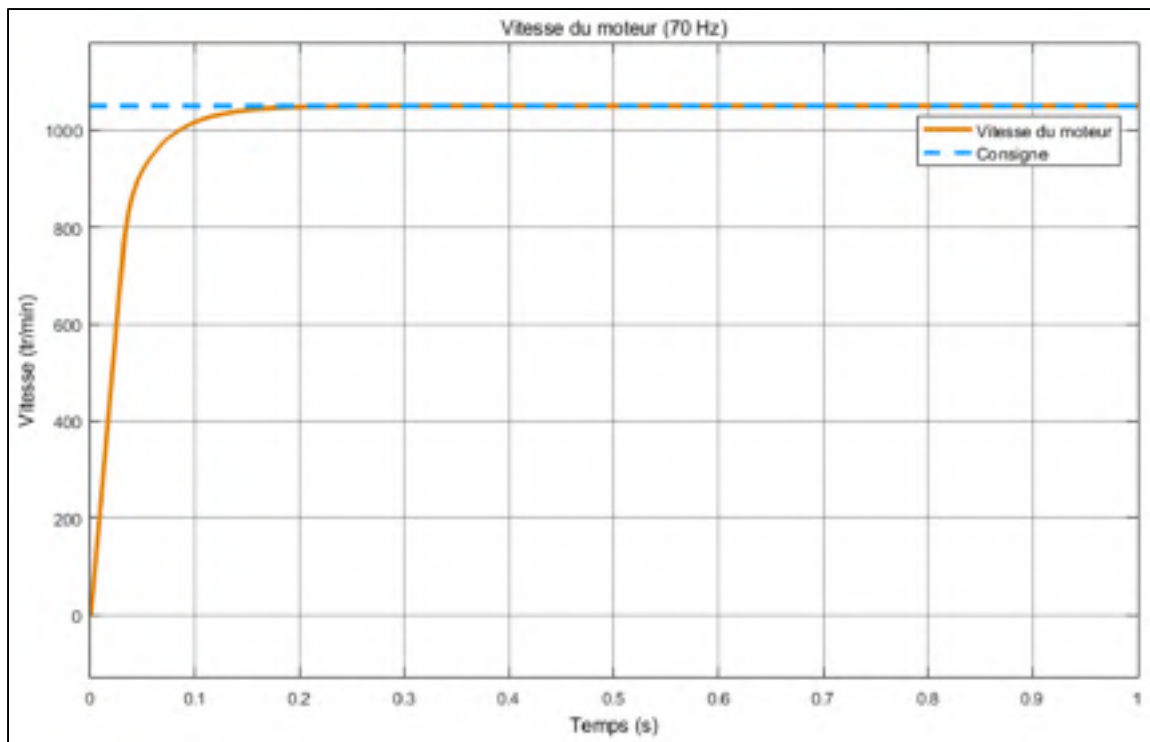


Figure-A IV-2 Vitesse du moteur pour une consigne de 70 Hz

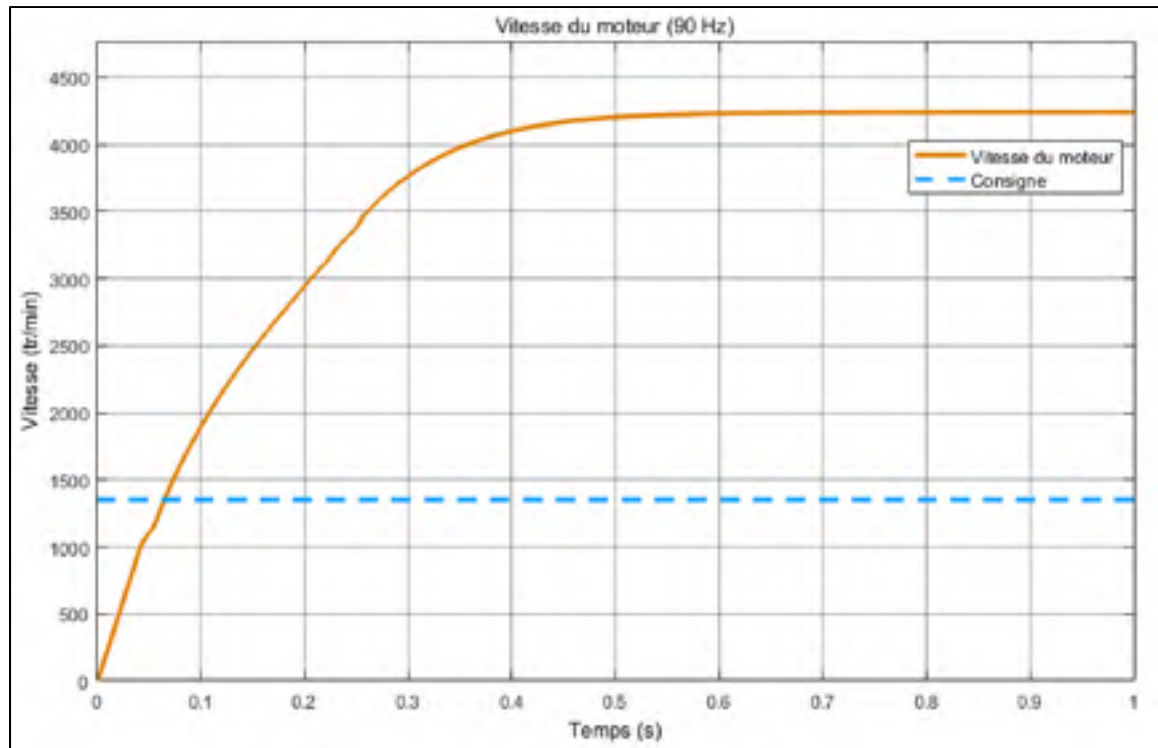


Figure-A IV-3 Vitesse du moteur pour une consigne de 90 Hz

En analysant les figures précédentes (Figure-A IV-1, Figure-A IV-2 et Figure-A IV-3), il est clair que lorsque le système opère proche de 60 Hz, le système est stable. Il est normal que le système soit stable autour de 60 Hz puisque le circuit PÉI a été conçu pour opérer à cette fréquence. À 90 Hz, le système n'est plus dans sa plage d'opération alors le système se dévie complètement et ne peut pas atteindre correctement la consigne voulue. En quelque sorte, l'analyse de stabilité obtenue identifie bien qu'il n'y a presque pas points stables pour le circuit PÉI non simplifié. Par contre, comme les critères sont trop restrictifs, l'analyse est incapable d'identifier les points stables autour de 60 Hz.

ANNEXE V

CODE MATLAB POUR L'ANALYSE DE STABILITÉ

```
% Code created by Kevin Mezquita
%% STABILITY ANALYSIS CALCULATIONS

% DATA TRANSFER
% Zsqq, Zsqd, Zsqd, Zsdd --> Obtained with Impedance
Extraction
% Zlqq, Zlqd, Zldq, Zldd --> Obtained with Impedance
Extraction
ZqqS = Zsqq;
ZqdS = Zsqd;
ZdqS = Zsdq;
ZddS = Zsdd;

ZqqL = Zlqq;
ZqdL = Zlqd;
ZdqL = Zldq;
ZddL = Zldd;

% Stability analysis calculations for all frequencies
simulated

for n = 1:length(fsim)

    % Construction of impedance and admittance matrices
    m_ZqdS = [ZqqS(n) ZqdS(n);
               ZdqS(n) ZddS(n)];
    m_YqdL = [ZqqL(n) ZqdL(n);
               ZdqL(n) ZddL(n)]^(-1);

    % Calculations of values for stability analysis
    ZqdS_inf = norm(m_ZqdS,inf);
    YqdL_1    = norm(m_YqdL,1);
    ZqdS_G    = max(abs(m_ZqdS(:)));
    YqdL_G    = max(abs(m_YqdL(:)));
    ZqdS_o    = norm(m_ZqdS);
    YqdL_o    = norm(m_YqdL);

    % Calculations of stability analysis criteria
    ZY_inf_1(n) = ZqdS_inf * YqdL_1;
    ZY_GG(n)    = ZqdS_G * YqdL_G;
```

```

    ZY_oo(n)      = ZqdS_o * YqdL_o;

end

%% STABILITY ANALYSIS GRAPH DISPLAY

fig9 = figure;
hold on
grid on
plot(fsim,ZY_inf_1,'linewidth',2)
plot(fsim,ZY_GG,'linewidth',2)
plot(fsim,ZY_oo,'linewidth',2)
xlabel('Fréquence (Hz)')
title('Analyse par critères de stabilité petit-gains')
legend('ZY_{\infty}','ZY_{GG}','ZY_{\sigma\sigma}')
hold off

set(gcf,'units','normalized','outerposition',[0 0 1 1])

```

ANNEXE VI

CODE MATLAB POUR L'ALGORITHME D'EXTRACTION D'IMPÉDANCES

```
% Code created by Kevin Mezquita
% Close all windows
clc
close all
clear all

% Init timer
tic;

% Display of choices
disp('Choose from :')
prompt = 'Full extraction (1), Single extraction (2) or Load
values only (0)? ';
choix = input(prompt);

% 1 - Full extraction :      Impedance extraction for given set
of
%                             frequencies
% 2 - Single extraction :    Impedance extraction of frequency
inputted
% 3 - Load values only :    Values for running simulation only
are loaded

% Program will abort if invalid choice
if choix < 0 || choix > 2
disp('Invalid choice, program aborted!')
return
end

%% Variables Init

% ***** THE FOLLOWING VALUES CAN BE MODIFIED *****

T_analyse = 0.6;      % Start time for the FFT (/!\ Do not
include transition period)
ref_speed = 900;      % Motor speed set point
f_fund = (ref_speed*pp)/60; % Calculation of fundamental
frequency from ref_speed
nb_cycles = 6;      % Number of cycles for the FFT (/!\ If invalid
choice, the program aborts)
```

```

f = [1:0.1:10e3];    % Frequencies for theoretical results

% *****

if choix == 1

    % fsim is the range of frequencies for the Full extraction
    choice

    % ***** THE FOLLOWING VALUE CAN BE MODIFIED *****

    % Range of frequencies must be of the following structure:
    fsim = [a,b,c];

    fsim =
    [10,20,30,40,50,60,70,80,90,100,200,300,400,500,600,700,800,
    ...
    900,1000,2000,3000,4000,5000,6000,7000,8000,9000,10000];

    % Presets range of frequencies

    %     fsim = [10,20,30,40,50,60,70,80,90,100];

    %     fsim =
    [40,50,60,70,80,90,100,200,300,400,500,600,700,800];

    %     fsim = [100,200,300,400,500,600,700,800];

    % *****

    % Validation of parameters for FFT. If invalid, the
    program aborts
    for loop = 1:length(fsim)

        pick = abs(fsim(loop))/(f_fund/nb_cycles) + 1;

        if rem(pick,1) == 0
            disp(sprintf('ft = %d Hz - Pick check
OK!',fsim(loop)))
        else
            disp(sprintf('ft = %d Hz - Pick check
FAILED!',fsim(loop)))
            return
        end
    end

```



```

end

else

    % Input display for "Single extraction"
    prompt = 'Frequency for ft? ';
    fsim = input(prompt);
end

%% Impedance extraction main code

% First phase - Injections with fs + ft

disp('----- Phase 1 (fs+fe) -----')

% Voltage measurements acquisition
for n = 1:length(fsim)

    % Definition of test frequency
    ft = fsim(n);

    % If Load values only choice, then the program is over
    if choix == 0
        disp('Values load finished!')
        return
    end

    % Definition of the FFT result that must be picked
    pick = abs(ft)/(f_fund/nb_cycles) + 1;

    % Validation of pick calculated
    if rem(pick,1) == 0
        disp('Pick check OK!')
    else
        disp('Pick check FAILED! Pick is not an integer')
        return
    end

    % Display test frequency simulated
    disp(sprintf('Début simulation avec ft = %d Hz',ft))

    % ***** THE FOLLOWING VALUE CAN BE MODIFIED *****

    % Specify the model name to be simulated (/\ File must be
in same
    % directory)

```

```

sim('Command_PMSM_Impedance')

% *****

% Display simulation completed
disp('Simulation complétée!')

% Extraction - Vsd1
FFTDATA = power_fftscope(Vsd);

% ***** THE FOLLOWING VALUES CAN BE MODIFIED *****

%     FFTDATA.cycles = nb_cycles;    % Number of cycles to
analyse with FFT
%     FFTDATA.maxFrequency = 10010; % Maximum frequency to
analyse with FFT

% *****

% FFT parameters
FFTDATA.cycles = nb_cycles;
FFTDATA.maxFrequency = 10010;
FFTDATA.startTime = T_analyse;
FFTDATA.fundamental = f_fund;
results_fft = power_fftscope(FFTDATA);
mag_tmp = results_fft.mag(pick);
phase_tmp = results_fft.phase(pick)/180 * pi;
Vsd1(n) = (mag_tmp*cos(phase_tmp)) +
(mag_tmp*sin(phase_tmp)) * 1i;

% Extraction - Vsq1
FFTDATA = power_fftscope(Vsq);

% FFT parameters
FFTDATA.cycles = nb_cycles;
FFTDATA.maxFrequency = 10010;
FFTDATA.startTime = T_analyse;
FFTDATA.fundamental = f_fund;
results_fft = power_fftscope(FFTDATA);
mag_tmp = results_fft.mag(pick);
phase_tmp = results_fft.phase(pick)/180 * pi;
Vsq1(n) = (mag_tmp*cos(phase_tmp)) +
(mag_tmp*sin(phase_tmp)) * 1i;

```

```

% Extraction - Vld1
FFTDATA = power_fftscope(Vld);

% FFT parameters
FFTDATA.cycles = nb_cycles;
FFTDATA.maxFrequency = 10010;
FFTDATA.startTime = T_analyse;
FFTDATA.fundamental = f_fund;
results_fft = power_fftscope(FFTDATA);
mag_tmp = results_fft.mag(pick);
phase_tmp = results_fft.phase(pick)/180 * pi;
Vld1(n) = (mag_tmp*cos(phase_tmp)) +
(mag_tmp*sin(phase_tmp)) * 1i;

% Extraction - Vlq1
FFTDATA = power_fftscope(Vlq);

% FFT parameters
FFTDATA.cycles = nb_cycles;
FFTDATA.maxFrequency = 10010;
FFTDATA.startTime = T_analyse;
FFTDATA.fundamental = f_fund;
results_fft = power_fftscope(FFTDATA);
mag_tmp = results_fft.mag(pick);
phase_tmp = results_fft.phase(pick)/180 * pi;
Vlq1(n) = (mag_tmp*cos(phase_tmp)) +
(mag_tmp*sin(phase_tmp)) * 1i;

% Extraction - Ild1
FFTDATA = power_fftscope(Ild);

% FFT parameters
FFTDATA.cycles = nb_cycles;
FFTDATA.maxFrequency = 10010;
FFTDATA.startTime = T_analyse;
FFTDATA.fundamental = f_fund;
results_fft = power_fftscope(FFTDATA);
mag_tmp = results_fft.mag(pick);
phase_tmp = results_fft.phase(pick)/180 * pi;
Ild1(n) = (mag_tmp*cos(phase_tmp)) +
(mag_tmp*sin(phase_tmp)) * 1i;

% Extraction - Ilq1
FFTDATA = power_fftscope(Ilq);

% FFT parameters

```

```

FFTDATA.cycles = nb_cycles;
FFTDATA.maxFrequency = 10010;
FFTDATA.startTime = T_analyse;
FFTDATA.fundamental = f_fund;
results_fft = power_fftscope(FFTDATA);
mag_tmp = results_fft.mag(pick);
phase_tmp = results_fft.phase(pick)/180 * pi;
Ilq1(n) = (mag_tmp*cos(phase_tmp)) +
(mag_tmp*sin(phase_tmp)) * 1i;

% Display progression of the impedance extraction
progression = n*100/(length(fsim));
disp(sprintf('%3.2f %% complété',progression))

end

% Second phase - Injections with fs - ft

disp('----- Phase 2 (fs-fe) -----')

for n = 1:length(fsim)

    % Definition of test frequency
    ft = -fsim(n);

    % Definition of the FFT result that must be picked
    pick = abs(ft)/(f_fund/nb_cycles) + 1;

    % Validation of pick calculated
    if rem(pick,1) == 0
        disp('Pick check OK!')
    else
        disp('Pick check FAILED! Pick is not an integer')
        return
    end

    % Display test frequency simulated
    disp(sprintf('Début simulation avec ft = %d Hz',ft))

    % ***** THE FOLLOWING VALUE CAN BE MODIFIED
    *****

    % Specify the model name to be simulated (!\ File must be
in same
    % directory)

```

```

sim('Command_PMSM_Impedance')

% *****

% Display simulation completed
disp('Simulation complétée!')

% Extraction - Vsd2
FFTDATA = power_fftscope(Vsd);

% ***** THE FOLLOWING VALUES CAN BE MODIFIED *****

%     FFTDATA.cycles = nb_cycles;    % Number of cycles to
analyse with FFT
%     FFTDATA.maxFrequency = 10010; % Maximum frequency to
analyse with FFT

% *****

% FFT parameters
FFTDATA.cycles = nb_cycles;
FFTDATA.maxFrequency = 10010;
FFTDATA.startTime = T_analyse;
FFTDATA.fundamental = f_fund;
results_fft = power_fftscope(FFTDATA);
mag_tmp = results_fft.mag(pick);
phase_tmp = results_fft.phase(pick)/180 * pi;
Vsd2(n) = (mag_tmp*cos(phase_tmp)) +
(mag_tmp*sin(phase_tmp)) * 1i;

% Extraction - Vs2
FFTDATA = power_fftscope(Vs2);

% FFT parameters
FFTDATA.cycles = nb_cycles;
FFTDATA.maxFrequency = 10010;
FFTDATA.startTime = T_analyse;
FFTDATA.fundamental = f_fund;
results_fft = power_fftscope(FFTDATA);
mag_tmp = results_fft.mag(pick);
phase_tmp = results_fft.phase(pick)/180 * pi;
Vs2(n) = (mag_tmp*cos(phase_tmp)) +
(mag_tmp*sin(phase_tmp)) * 1i;

```

```

% Extraction - Vld2
FFTDATA = power_fftscope(Vld);

% FFT parameters
FFTDATA.cycles = nb_cycles;
FFTDATA.maxFrequency = 10010;
FFTDATA.startTime = T_analyse;
FFTDATA.fundamental = f_fund;
results_fft = power_fftscope(FFTDATA);
mag_tmp = results_fft.mag(pick);
phase_tmp = results_fft.phase(pick)/180 * pi;
Vld2(n) = (mag_tmp*cos(phase_tmp)) +
(mag_tmp*sin(phase_tmp)) * 1i;

% Extraction - Vlq2
FFTDATA = power_fftscope(Vlq);

% FFT parameters
FFTDATA.cycles = nb_cycles;
FFTDATA.maxFrequency = 10010;
FFTDATA.startTime = T_analyse;
FFTDATA.fundamental = f_fund;
results_fft = power_fftscope(FFTDATA);
mag_tmp = results_fft.mag(pick);
phase_tmp = results_fft.phase(pick)/180 * pi;
Vlq2(n) = (mag_tmp*cos(phase_tmp)) +
(mag_tmp*sin(phase_tmp)) * 1i;

% Extraction - Ild2
FFTDATA = power_fftscope(Ild);

% FFT parameters
FFTDATA.cycles = nb_cycles;
FFTDATA.maxFrequency = 10010;
FFTDATA.startTime = T_analyse;
FFTDATA.fundamental = f_fund;
results_fft = power_fftscope(FFTDATA);
mag_tmp = results_fft.mag(pick);
phase_tmp = results_fft.phase(pick)/180 * pi;
Ild2(n) = (mag_tmp*cos(phase_tmp)) +
(mag_tmp*sin(phase_tmp)) * 1i;

% Extraction - Ilq2
FFTDATA = power_fftscope(Ilq);

% FFT parameters

```

```

    FFTDATA.cycles = nb_cycles;
    FFTDATA.maxFrequency = 10010;
    FFTDATA.startTime = T_analyse;
    FFTDATA.fundamental = f_fund;
    results_fft = power_fftscope(FFTDATA);
    mag_tmp = results_fft.mag(pick);
    phase_tmp = results_fft.phase(pick)/180 * pi;
    Ilq2(n) = (mag_tmp*cos(phase_tmp)) +
(mag_tmp*sin(phase_tmp)) * 1i;

    % Display progression of the impedance extraction
    progression = n*100/(length(fsim));
    disp(sprintf('%3.2f %% complété',progression))

end

%% Calculations of impedances

% Equations for calculating the impedances
Zsdd = (Ilq1.*Vsd2-Ilq2.*Vsd1)./(Ild1.*Ilq2-Ild2.*Ilq1);
Zsqq = -(Ild1.*Vsq2-Ild2.*Vsq1)./(Ild1.*Ilq2-Ild2.*Ilq1);
Zldd = -(Ilq1.*Vld2-Ilq2.*Vld1)./(Ild1.*Ilq2-Ild2.*Ilq1);
Zlqq = (Ild1.*Vlq2-Ild2.*Vlq1)./(Ild1.*Ilq2-Ild2.*Ilq1);

%% END

% Total elapsed time display
temps_total = toc;
disp(sprintf('Code complété en %3.1f secondes !',temps_total))

```


LISTE DE RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- Ahmadi, R. (2013). *Dynamic modeling, stability analysis, and controller design for DC distribution systems*. (Thèse de doctorat, Missouri University of Science and Technology, Rolla, MO). Repéré à ProQuest Dissertations and Theses Global. (3612639).
- Amouri, K. (2014). *Études de critères de stabilité et technique d'extraction d'impédances qd dans les systèmes de puissances AC triphasés*. (Rapport de projet de maîtrise, École de technologie supérieure, Montréal, QC).
- Belkhatat, M. (1997). *Stability criteria for AC power systems with regulated loads*. (Thèse de doctorat, Purdue University, West Lafayette, IN). Repéré à ProQuest Dissertations and Theses Global. (304373829).
- Best, R. E. (2007). *Phase-locked loops: Design, simulation, and applications* (6^e éd.). New York, NY: McGraw-Hill.
- Beverley, J. A. (1992). Electric propulsion drives. Dans Harrington, R. L. (Éd.), *Marine engineering* (pp. 305-309). Repéré à <http://common.books24x7.com/toc.aspx?bookid=23128>
- Chaijarunudomrung, K., Areerak K-N., & Areerak K-L. (2011). Modeling and stability analysis of AC-DC power system with controlled rectifier and constant power loads. *WSEAS Transactions on Power Systems*, 6(2), 31-41.
- Emadi, A., Khaligh, A., Rivetta, C. H. & Williamson, G. A. (2006). Constant power loads and negative impedance instability in automotive systems: definition, modeling, stability, and control of power electronic converters and motor drives. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 55(4), 1112-1125
- Eggenschwiler, L., Favre-Perrod, P., Adly, M., & Strunz, K. (2017). Closed-loop impedance calculation of grid-tied three-phase inverters/rectifiers in bus signaling strategy-controlled DC microgrids. *IEEE Second International Conference on DC Microgrids (ICDCM)* (pp. 309-315). Nuremberg, Allemagne: IEEE.
- Francis, G. (2010). *An algorithm and system for measuring impedance in D-Q coordinates*. (Thèse de doctorat, Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, VA). Repéré à <http://hdl.handle.net/10919/72764>
- Hansen, J. F., Ådnanes, A. K., & Fossen, T. I. (2010). Mathematical modelling of diesel-electric propulsion systems for marine vessels. *Mathematical and computer modelling of dynamical systems*, 7(3), 323-355.

- Huang, J. (2009). *AC/DC power system small-signal impedance measurement for stability analysis*. (Thèse de doctorat, Missouri University of Science and Technology, Rolla, MO). Repéré à ProQuest Dissertations and Theses Global. (305083452)
- Jaksic, M. (2014). *Identification of small-signal dq impedances of power electronics converters via single-phase wide-bandwidth injection*. (Thèse de doctorat, Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, VA). Repéré à <http://hdl.handle.net/10919/51222>
- Landau, I. D., Lozano R. & M'Saad, M. (1998). *Adaptive control* [Version SpringerLink]. doi: 10.1007/978-0-85729-343-5
- Lin, J.-P. (2014). *Impedance extraction by MATLAB/Simulink and LabView/Multisim*. (Mémoire de maîtrise, University of South Florida, Tampa, FL). Repéré à <http://scholarcommons.usf.edu/etd/5257>
- Lyapunov stability. (2018). Dans *Wikipédia*. Repéré le 29 mars 2018 à : https://en.wikipedia.org/wiki/Lyapunov_stability
- McGeorge, H. D. (1993). *Marine electrical equipment and practice* (2e éd.) [Version Knovel]. Repéré à <http://app.knovel.com/hotlink/toc/id:kpMEEPE002/marine-electrical-equipment/marine-electrical-equipment>
- Nilsson, J. W., & Riedel, S. A. (2005). *Electric circuits* (7^e éd.). Upper Saddle River, NJ : Prentice Hall.
- Nise, N. S. (2008). *Control systems engineering* (5e éd.). Pomona, CA: Wiley.
- Nord, T. (2006). *Voltage stability in an electric propulsion system for ships*. (Mémoire de maîtrise, KTH Royal Institute of Technology, Stockholm, Suède). Repéré à <https://pdfs.semanticscholar.org/117f/175ec139aed70e8d28add02224fcc385b144.pdf>
- Riccobono, A., & Santi, E. (2014). Comprehensive review of stability criteria for DC distribution systems. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 50(5), 3525-3535.
- Small-gain theorem. (2015), Dans *Wikipédia*. Repéré le 30 mars 2018 à : https://en.wikipedia.org/wiki/Small-gain_theorem
- Stremmer, F. G. (1990). *Introduction to communication systems* (3^e éd.). Reading, MA: Addison-Wesley.
- Sudhoff, S. D., Corzine, K. A., Glover, S. F., Hegner, H. J., & Robey H. N. Jr. (1998). DC link stabilized field oriented control of electric propulsion systems. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 13(1), 27-33.

- Sudhoff, S. D., Glover, S. F., Lamm, P. T., Schmucker, D. H. & Delisle, D. H. (2000). Admittance space stability analysis of power electronic systems. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 36(3), 965-973
- Tashakori, A., & Ektesabi, M. (2012). Stability analysis of sensorless BLDC motor drive using digital PWM technique for electric vehicles. *IECON 2012 – 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, (pp. 4898-4903). Montréal, QC: IEEE.
- Voncilă, I., Voncilă, E., & Fetecău, G. (2010). Analysis of the stability of synchronous motor-generator unit used in propulsion systems of autonomous electric vehicles. *2010 3rd International Symposium on Electrical and Electronics Engineering (ISEEE)* (pp. 143-148). Galati, Roumanie: IEEE.
- Zhou, B. (2013). *D-q impedance identification in three phase systems using multi-tone perturbation*. (Mémoire de maîtrise, Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, VA). Repéré à <http://hdl.handle.net/10919/50924>

