



**HAL**  
open science

# Étude de la stabilité et de la qualité des réseaux distribués de puissance

Sylvain Girinon

► **To cite this version:**

Sylvain Girinon. Étude de la stabilité et de la qualité des réseaux distribués de puissance. Energie électrique. Institut National Polytechnique de Toulouse - INPT, 2010. Français. NNT : 2010INPT0010 . tel-04266703

**HAL Id: tel-04266703**

**<https://theses.hal.science/tel-04266703>**

Submitted on 31 Oct 2023

**HAL** is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.



# THÈSE

En vue de l'obtention du

## DOCTORAT DE L'UNIVERSITÉ DE TOULOUSE

Délivré par *l'Institut National Polytechnique de Toulouse*  
Discipline ou spécialité : *Génie Électrique*

---

Présentée et soutenue par *Sylvain GIRINON*  
Le 15 mars 2010

**Titre :** *Étude de la Stabilité et de la Qualité  
des Réseaux Distribués de Puissance*

---

### JURY

*M. Serge PIERFEDERICI (Rapporteur) Professeur d'Université*  
*M. Nicolas RETIERE (Rapporteur) Professeur d'Université*  
*M. Philippe BARRADE (Examineur) First Assistant, Lecturer*  
*M. Jean-Paul GAUBERT (Examineur) Maître de Conférences*  
*M. Jérôme MAVIER (Invité) Ingénieur Systèmes électriques*  
*M. Nicolas ROUX (Co-directeur de thèse) Maître de Conférences*  
*M. Hubert PIQUET (Directeur de thèse) Professeur d'Université*

---

**Ecole doctorale :** *Génie Electrique, Electronique, Télécommunications*  
**Unité de recherche :** *Laboratoire LAPLACE - UMR5213*  
**Directeur de Thèse :** *M. Hubert PIQUET*



*À mes parents,*



# Résumé

L'émergence et le développement des systèmes électriques de ces vingt dernières années nous ont conduits à l'élaboration d'architectures de plus en plus complexes. Nous les retrouvons notamment au niveau d'applications embarquées ainsi qu'au cœur de réseaux de distribution isolés. L'intégration de nombreux équipements de différentes natures soulève la problématique de la stabilité. C'est dans ce contexte que s'insèrent ces travaux de thèse, qui aboutissent sur la mise en œuvre de méthodes d'analyse de la stabilité et de la qualité des réseaux distribués de puissance.

Les études menées au cours de ces travaux reposent sur des expressions analytiques représentant le comportement fréquentiel de réseaux continus. Ces modèles sont ensuite associés au critère de Routh-Hurwitz, afin de permettre les études de stabilité selon les évolutions de leurs paramètres. L'analyse des résultats obtenus au niveau d'architectures présentant plusieurs équipements permet d'affiner nos connaissances sur le fonctionnement de ces systèmes. Les phénomènes de couplage, la disposition d'un réseau en fonction du nombre et de la puissance des charges, du point de vue de la stabilité, sont notamment développés. Les recherches de dimensionnements optimaux de plusieurs éléments indéterminés, combinant les notions de stabilité et de qualité et réalisées à l'aide d'algorithmes d'optimisation, sont également présentées. Enfin, les parties fondamentales de ces travaux, que constituent la modélisation ainsi que l'étude de la stabilité, sont validés par une approche expérimentale.

---

## Mots-clefs

- ◇ Stabilité
- ◇ Réseaux HVDC
- ◇ Modèle analytique
- ◇ Dimensionnement
- ◇ Qualité
- ◇ Réseaux Distribués de Puissance
- ◇ Interactions
- ◇ Optimisation



# Abstract

The emergence and the development of electrical systems during these last twenty years have led us to the elaboration of more and more complex architectures. They can be particularly found on embedded applications as well as in the heart of isolated distribution networks. The integration of several equipments with various natures raises the problem of stability. Thesis work presented here fits in with this context, leading to the implementation of stability and quality analysis methods, applied to distributed power networks.

Studies led during this work are based on analytical expressions representing the continuous networks frequency behaviour. These models are then associated to the Routh-Hurwitz criterion in order to allow stability studies, according to their parameter values evolution. Analysis of results obtained on networks architectures using several equipments allows the refinement of our knowledge on these systems operation. Coupling phenomena, network layout according the loads number and power from a stability point of view, are particularly developed. Optimal sizing research for several undetermined elements, merging stability and quality criteria and carried out using optimization algorithms, is also presented. Finally, fundamental parts of this work which correspond to models building as well as stability studies are validated by an experimental approach.

---

## Keywords

- ◇ Stability
- ◇ HVDC Networks
- ◇ Analytical model
- ◇ Parameters sizing
- ◇ Quality
- ◇ Distributed Power Systems
- ◇ Interactions
- ◇ Optimization



# Remerciements

Les travaux présentés dans ce mémoire ont été réalisés au Laboratoire Plasma et Conversion d'Énergie (LAPLACE) à l'École Nationale Supérieure d'Électrotechnique, d'Électronique, d'Informatique, d'Hydraulique et des Télécommunications (ENSEEIH) de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, au sein du Groupe de recherche en Énergie Électrique et Systémique (GENESYS).

Je tiens tout d'abord à adresser mes remerciements à Monsieur Maurice Fadel, directeur du LAPLACE site ENSEEIH pour m'avoir offert la possibilité de travailler au sein du laboratoire. Je remercie également Monsieur Xavier ROBOAM, responsable du groupe GENESYS, pour son accueil, sa gentillesse et toute l'attention dont il a fait preuve à mon égard.

Je voudrais également remercier tous les membres du jury :

- Monsieur Nicolas Retière, Professeur d'Université au laboratoire G2ELab, Grenoble, pour m'avoir fait l'honneur de bien vouloir présider mon jury de thèse et d'avoir accepté d'être l'un de mes rapporteurs. J'ai beaucoup apprécié ses remarques très constructives lors de la soutenance ainsi que ses vastes connaissances dans ce domaine.
- Monsieur Serge Pierfederici, Professeur d'Université au laboratoire GREEN, Nancy, pour avoir accepté la lourde tâche de rapporteur. J'ai vraiment très apprécié son grand intérêt pour notre travail.
- Monsieur Philippe Barrade, First Assistant, Lecturer de l'Université de Lausanne, pour avoir accepté d'être examinateur. J'ai beaucoup apprécié son grand intérêt pour notre travail, ainsi que la pertinence de ses questions le jour de la soutenance.
- Monsieur Jean-Paul Gaubert, Maître de conférence au laboratoire LAII, Poitiers, d'avoir participé à ce jury en tant qu'examinateur. J'ai très apprécié son regard avisé sur notre travail et je le remercie d'avoir représenté mes anciens professeurs de Poitiers.

- Monsieur Jérôme Mavier, Ingénieur en Génie Électrique à Airbus, pour sa collaboration efficace, toujours agréable et motivante, à ces travaux de thèse. Je le remercie de nous avoir donné un cadre concret pour nos études, ainsi que d’avoir souligné l’intérêt de ces travaux dans le contexte industriel.
- Monsieur Nicolas Roux, Maître de Conférences à l’ENSEEIH, pour le co-encadrement de cette thèse. J’ai vraiment très apprécié sa gentillesse et je le remercie pour tous les bons moments passés en sa compagnie. Son sens physique, sa rigueur scientifique et sa perspicacité ont été autant d’atouts qui m’ont beaucoup aidé tout au long de la thèse. Étant son premier thésard, je l’encourage à poursuivre ces activités et je lui souhaite une excellente carrière.
- Monsieur Hubert Piquet, Professeur d’Université à l’ENSEEIH, qui a dirigé ces travaux de thèse. Je voudrais lui exprimer toute ma gratitude pour la grande confiance et la liberté qu’il m’a accordé durant ces trois années. Je ne saurais oublier la pertinence de ses remarques qui, toujours guidées par sa grande expérience, me permettaient de constamment améliorer la qualité de nos résultats.

Je tiens également à remercier les personnels administratifs du laboratoire, Bénédicte Balon, Cécile Daguillanes, Fanny Dedet, Fatima Mebrek, Valérie Schwarz, Catherine Moll Mozella, pour m’avoir accompagné si efficacement dans toutes ces fastidieuses démarches administratives, toujours dans la bonne humeur et avec le sourire.

Je ne saurais non plus oublier de remercier l’ensemble des informaticiens, qui œuvrent sans cesse, dans l’ombre, afin d’assurer la maintenance de la pièce maîtresse de la recherche ; un grand merci à Jean Hector et David Bonnafous ( *les Unixiens* ), et tout particulièrement Jacques Benaïoun ( *le Windowsien* ) qui m’a si souvent dépanné lorsque l’informatique me faisait un de ses habituels caprices.

Mes remerciements s’adressent également au personnel technique du laboratoire et de l’école : Jean-Marc Blaquièrre, Didier Ginibrière, Sébastien Vinnac, Jacques Luga, Franck Mosser et Robert Larroche, pour leur aide et leurs précieux conseils dans de nombreux domaines.

Dans le cadre du monitorat, je tiens à adresser mes remerciements à Madame Maria Pietrzak-David, pour m’avoir accueilli au sein du département GEA de l’ENSEEIH. Je remercie bien évidemment Elisabeth Merlo, dont le dévouement apporte beaucoup au bon fonctionnement du département. Mes remerciements vont également au responsable du plateau d’automatique, Stéphane Caux, aux techniciens, Olivier Daviaut et René Dirat, pour leur sympathie à tous les trois ; ainsi que tout ceux qui sont intervenus à mes côtés, Marcel Grandpierre, Jérémie Régnier, François, Walid, Labo et Frédérique.

Je remercie les permanents qui m’ont fait partager leur passion du génie élec-

trique, en particulier au niveau de l'équipe GENESYS : Stephan Astier (*Une personne vraiment passionnante qui m'a fait prendre conscience de la crise énergétique*), Bruno Sareni (*Le seul personnage de Star Trek à maîtriser les algorithmes d'optimisation*), Christophe Turpin (*Un très bon guitariste qui fait ses gammes dans les nouvelles technologies de l'énergie*). Je remercie également Guillaume Gateau (*GG*), Ana Maria Llor, Guillaume Fontes, Jérémie Régnier et François Pigache pour leur sympathie et la bonne humeur qu'ils véhiculaient au quotidien.

J'adresse un immense merci au trio infernal qui animait les jours où je réalisais mes essais expérimentaux : je pense bien évidemment à Olivier Rallières (*Je lui en colle une*), Didier Flumian, et tout particulièrement Éric Bru (*la gentillesse et la zenitude ariégeoise personnifiées*).

J'adresse mes plus chaleureux remerciements aux nombreux doctorants, stagiaires et cnamiens qui ont su rendre ces trois années aussi agréables de part leur présence, toujours dans une ambiance pleine de bonne humeur.

Je commencerais par ceux qui partageaient mon quotidien ; un merci tout particulier à Laurianne Menard (*grande rivale des battles Sudoku, sa gentillesse m'a beaucoup touché et je ne pourrais oublier tous ces bons moments passés à rire en sa compagnie*), Mathieu Le Bolloch (*mon écologiste en paille préféré*), Frédéric Gailly (*le google des vidéos comiques circulant sur la toile*), Majid Souley (*maître iphoman et grand fan de Michaël*).

Je remercie également mes voisins de bureau : Meriem Abdellatif (*on pourrait penser qu'elle aime un petit peu la Tunisie*), Baptiste Trajin (*mon demi-collègue au format viking made in normandie*), Damien Bidard (*chercheur de carton perdu*), Michel Beltramini (*mon fidèle coéquipier des ballades en vélo sur Toulouse*), Alexandre Lerrede (*véritable boîte à musique des années 60 à aujourd'hui*).

Un grand merci à Marwan Zeidan (*excellent guitariste et chanteur des Bonobos*), Andre De Andrade (*ça c'est vraiment Dédé*), Frédéric Mouchard (*into the wild*), Olivier Médale, Jérôme Khodjo, Antony Lowinsky (*un ti'punch mec*), Djibrillah Mahamat, Céline Cenac-Morthé, Delphine Mami, Nadia Bouhalli, Clément Nadal, Raphael Vilamot, Sébastien Carrière, Ziad Obeid, Labo Chhun et Makara Khov.

Je remercie et encourage les petits nouveaux, à commencer par Madiha Charada (*qui prend la suite... bon courage!*), ainsi que mes anciens élèves (*coup de vieux... déjà?*) : Benoit Morin, Julie Egalon, Aurelien Lesage, Remi Rigo-Mariani.

Enfin, je saluerais mes anciens collègues qui m'ont chaleureusement accueillis et soutenus ; un grand merci à Cédric Baumann (*dont la sympathie et le super réseau maillé m'ont vraiment beaucoup aidé*), Vincent Phlippoteau (*le Mac Guyer de la Pac*), François Bonnet, François Defay, Nicolas Martinez, Jérôme Faucher, Marcos Garcia Aregui, Marcus Ferreira, Valentin Costan, Rafael Diez, Bayram Tounsi, Julien Fontchastagner, Christophe Viguiet.

Je voudrais également remercier mes précieux amis, qui m'ont encouragé et soutenu tout au long de ces trois années, notamment les kendokas du KCNE, Thierry Prouteau (*mon éternel sensei*), Juju (*avec qui je partage les mêmes passions*), Gigi

(*la demoiselle aux films d'horreur*), Manu et Caro; sans oublier Alain (*mon petit Nino*), Sophie (*toujours en concours*), Sébastien (*Dieu Athori*), Solenne (*Princesse Mekare*) et Erick (*Zipp*).

J'adresse enfin un immense merci à mes parents, ainsi qu'à mon Toto. Le réconfort qu'ils m'ont apporté m'a beaucoup aidé pour traverser cette épreuve.

# Table des matières

Résumé	i
Abstract	iii
Remerciements	v
Liste des symboles	xxv
Introduction générale	1
<b>1 Contexte de l'étude et état de l'art</b>	<b>5</b>
1.1 Introduction	6
1.2 Présentation des réseaux étudiés et des risques vis-à-vis de la stabilité	7
1.2.1 Les réseaux à courant continu et haut niveau de tension : les fameux HVDC	8
1.2.1.1 Présentation générale de ce type de réseau	8
1.2.1.2 Application dans les réseaux locaux de distribution d'électricité	9
1.2.1.3 Le terme HVDC utilisé pour désigner différents types de réseau	10
1.2.1.4 Application dans le contexte embarqué : illustration à travers les réseaux aéronautiques	11
1.2.2 Risques d'instabilité sur un réseau HVDC	13
1.2.2.1 La stabilité que nous considérons dans nos études	13
1.2.2.2 Le cas des charges contrôlées pour absorber une puissance constante	14
1.2.2.3 Les instabilités liées aux couplages de différentes charges connectées sur le même bus	15
1.2.3 Conclusion	15
1.3 Le critère de Middlebrook utilisé afin d'étudier la stabilité	16
1.3.1 Définition du critère original de Middlebrook	16
1.3.2 Quelques notions préliminaires pour l'étude comparative	17
1.3.3 Application du critère de Middlebrook au dimensionnement du filtre d'entrée d'un hacheur dévolteur	17
1.3.4 Influence du choix des bornes d'études sur les résultats obtenus	21
1.3.5 Conclusions relatives à l'utilisation du critère de Middlebrook	23

1.4	D'autres méthodes permettant d'étudier la stabilité de ce type de réseaux . . . . .	23
1.4.1	Les critères de comparaison d'impédances proposés par l'Université Publique de NAvarre . . . . .	23
1.4.1.1	Étude de la stabilité à partir de ces critères . . . . .	23
1.4.1.2	Conclusions sur l'utilisation de ces critères . . . . .	28
1.4.2	Étude de sensibilité des paramètres basée sur l'analyse modale	28
1.4.2.1	Présentation de la méthode à travers un exemple concret . . . . .	28
1.4.2.2	Conclusion sur l'analyse modale . . . . .	30
1.4.3	La $\mu$ -analyse appliquée à l'analyse de la stabilité et au dimensionnement robuste . . . . .	31
1.4.3.1	Le principe de la $\mu$ -analyse . . . . .	31
1.4.3.2	Application de la $\mu$ -analyse sur des réseaux distribués	32
1.4.3.3	Conclusion sur la mu-analyse . . . . .	35
1.4.4	Conclusion . . . . .	35
1.5	Résumé . . . . .	35
<b>2</b>	<b>Modélisation des systèmes étudiés, de la charge au réseau complet</b>	<b>37</b>
2.1	Introduction . . . . .	38
2.2	Modélisation de la charge à travers son admittance équivalente . . .	39
2.2.1	Présentation de la charge étudiée . . . . .	39
2.2.2	Mise en équation - Introduction de la notion d'admittance équivalente . . . . .	41
2.2.2.1	Méthodologie utilisée pour modéliser le drive . . . . .	41
2.2.2.2	Construction de l'expression de l'admittance à partir du schéma bloc de l'ensemble . . . . .	41
2.2.2.3	Détermination des paramètres de l'admittance . . . . .	46
2.2.3	Validation de l'expression de l'admittance à partir d'un modèle de simulation . . . . .	51
2.2.3.1	Réalisation du modèle de simulation sur le logiciel Saber . . . . .	51
2.2.3.2	Comparaison des diagrammes de Bode des différents modèles . . . . .	53
2.2.4	Prise en compte de la dynamique de vitesse dans l'expression de l'admittance . . . . .	57
2.2.5	Conclusion . . . . .	60
2.3	Construction automatique d'un modèle de réseau HVDC . . . . .	61
2.3.1	L'environnement de calcul . . . . .	61
2.3.1.1	Présentation de l'outil de modélisation . . . . .	61
2.3.1.2	Application de cet outil sur un exemple concret . . . . .	62
2.3.1.3	Fonctionnalités de Syrup utilisées dans le cadre de nos études . . . . .	63
2.3.2	Le modèle des sources . . . . .	64
2.3.3	Modélisation de réseaux complexes . . . . .	67
2.3.3.1	Les limitations des expressions traitées sous Maple	67

2.3.3.2	Méthode de modélisation pour les réseaux complexes	67
2.3.3.3	Validation de la méthode de modélisation par sous-systèmes . . . . .	71
2.3.4	Conclusion . . . . .	72
2.4	Quelques compléments à l'outil de modélisation . . . . .	72
2.4.1	Ajustement automatique du point de fonctionnement . . . . .	72
2.4.1.1	Les conséquences de la linéarisation autour d'un point de fonctionnement . . . . .	72
2.4.1.2	Évaluation automatique du point de fonctionnement en fonction des paramètres du réseau . . . . .	73
2.4.2	Vers une modélisation automatique des charges . . . . .	76
2.4.2.1	Présentation et modélisation d'un hacheur dévolteur	76
2.4.2.2	Détermination de l'admittance équivalente d'un hacheur dévolteur avec Syrup . . . . .	78
2.4.3	Conclusion . . . . .	80
2.5	Résumé . . . . .	80
<b>3</b>	<b>Étude de la stabilité</b>	<b>81</b>
3.1	Introduction . . . . .	82
3.2	Étude de la stabilité à partir du critère de Routh-Hurwitz . . . . .	83
3.2.1	Présentation du critère et de son principe de fonctionnement	83
3.2.2	Résultats obtenus en appliquant le critère de Routh-Hurwitz sur nos modèles . . . . .	88
3.2.2.1	Déterminer l'état d'un système entièrement défini .	88
3.2.2.2	Donner les dimensionnements de paramètres qui conduisent à un système stable . . . . .	89
3.2.2.3	Mise en évidence des degrés de liberté sur les paramètres de spécification du cahier des charges . . . . .	91
3.2.3	Conclusion . . . . .	92
3.3	Étude de solutions stabilisatrices avec le critère de Routh-Hurwitz .	92
3.3.1	Présentation du système que nous souhaitons stabiliser . . . . .	92
3.3.2	Recherche d'une solution stabilisatrice à base d'éléments passifs	94
3.3.3	Étude d'une stabilisation active du système par sa commande	96
3.3.4	Conclusion . . . . .	97
3.4	Étude des interactions entre plusieurs équipements connectés sur un bus continu . . . . .	98
3.4.1	Présentation du réseau utilisé pour mettre en évidence les phénomènes d'interactions . . . . .	98
3.4.2	Ajout d'une ou plusieurs charges dimensionnées avec de bonnes marges de stabilité . . . . .	100
3.4.3	Ajout d'une charge dimensionnée autour de sa limite de stabilité . . . . .	103
3.4.4	Autres résultats obtenus à partir de l'observation des abaques de stabilité . . . . .	105
3.4.4.1	Stabilisation d'une charge par un réseau . . . . .	105
3.4.4.2	Deux charges stables, mais un réseau instable . . . . .	107

3.4.5	Conclusion . . . . .	108
3.5	Analyses des architectures de réseaux par rapport à la stabilité . . .	109
3.5.1	Présentation des différentes études menées dans cette partie	109
3.5.2	Influence des câbles sur la stabilité . . . . .	109
3.5.3	Influence du nombre d'équipements et de leurs puissances consommées . . . . .	114
3.5.3.1	Stabilité par rapport au nombre d'équipements connectés sur le bus . . . . .	114
3.5.3.2	Quels impacts ont les puissances des charges sur la stabilité . . . . .	116
3.5.3.3	Comment répartir au mieux la puissance pour stabiliser un réseau . . . . .	119
3.5.4	Conclusion . . . . .	120
3.6	Résumé . . . . .	120
<b>4</b>	<b>Dimensionnement de filtres à partir de critère de Stabilité et de Qualité</b>	<b>123</b>
4.1	Introduction . . . . .	124
4.2	Présentation des critères de qualité considérés pour le dimensionnement des filtres . . . . .	125
4.2.1	Prise en compte du positionnement des fréquences de coupure des filtres afin d'intervenir sur les contenus fréquentiels	125
4.2.2	Ajustement des dynamiques du système à travers l'étude de l'amortissement du pôle dominant . . . . .	129
4.2.3	Conclusion . . . . .	132
4.3	Introduction des algorithmes d'optimisation appliqués au dimensionnement des filtres . . . . .	133
4.3.1	Adaptation de l'étude aux algorithmes d'optimisation . . . . .	133
4.3.1.1	Transformation des critères de stabilité et de qualité en contraintes . . . . .	133
4.3.1.2	Définition de la fonction permettant d'orienter les algorithmes . . . . .	135
4.3.2	Étude de la seconde topologie avec la méthode basée sur les abaques . . . . .	135
4.3.3	Utilisation d'un algorithme de convergence de type gradient	137
4.3.3.1	Définition de l'algorithme . . . . .	137
4.3.3.2	Résultats obtenus avec la fonction <i>fmincon</i> . . . . .	137
4.3.4	Application d'un algorithme génétique à nichage au dimensionnement des paramètres . . . . .	139
4.3.4.1	Définition de l'algorithme . . . . .	139
4.3.4.2	Résultats obtenus avec l'algorithme <i>RTS</i> . . . . .	141
4.3.5	Conclusion . . . . .	142
4.4	Applications de l'outil développé aux dimensionnements de plus de deux paramètres . . . . .	143
4.4.1	Mise en application sur les quatre paramètres du filtre à deux cellules . . . . .	143

4.4.2	Dimensionnement de deux filtres sur un réseau comprenant deux charges . . . . .	145
4.4.3	Conclusion . . . . .	147
4.5	Ouverture vers les études de stabilité multi-paramètres . . . . .	148
4.5.1	Utilisation d'un algorithme génétique appliqué à l'analyse multi-paramètres . . . . .	148
4.5.2	Reprise du dimensionnement de la cellule de filtrage avec la normalisation de l'objectif . . . . .	151
4.5.3	Perspectives . . . . .	152
4.6	Résumé . . . . .	153
<b>5</b>	<b>Validation expérimentale</b>	<b>155</b>
5.1	Introduction . . . . .	156
5.2	Validation expérimentale de la modélisation par admittance équivalente . . . . .	156
5.2.1	Réalisation d'une interface entre l'analyseur de fonction de transfert et la charge à modéliser . . . . .	157
5.2.1.1	Schéma de principe . . . . .	157
5.2.1.2	Réalisation de la carte et validation . . . . .	160
5.2.2	Caractérisation de l'admittance équivalente d'un hacheur dévolteur . . . . .	161
5.2.2.1	Description du hacheur dévolteur utilisé . . . . .	161
5.2.2.2	Validation expérimentale de l'admittance équivalente	164
5.2.3	Conclusion . . . . .	164
5.3	Étude de la stabilité à travers le dimensionnement du filtre d'entrée du hacheur . . . . .	164
5.3.1	Caractérisation du réseau HVDC . . . . .	164
5.3.1.1	Présentation du réseau sur lequel sont réalisés les essais . . . . .	166
5.3.1.2	Détermination du modèle impédant de la source . . . . .	166
5.3.2	Validation de l'outil de dimensionnements par une approche pratique . . . . .	168
5.3.2.1	Étude théorique du dimensionnement . . . . .	168
5.3.2.2	Approche expérimentale : cas stable . . . . .	168
5.3.2.3	Approche expérimentale : cas instable . . . . .	170
5.3.3	Conclusion . . . . .	171
5.4	Résumé . . . . .	171
	<b>Conclusions et perspectives</b>	<b>173</b>
<b>A</b>	<b>Présentation du modèle de simulation d'un drive implémenté dans l'environnement Saber</b>	<b>177</b>
A.1	Description du modèle global . . . . .	177
A.1.1	Représentation schématique de l'élément Drive . . . . .	177
A.1.2	Hiérarchie du bloc Drive . . . . .	177
A.2	Programmation des différents éléments . . . . .	179

A.2.1	Implémentation du drive . . . . .	179
A.2.1.1	Déclaration de l'ensemble des variables . . . . .	179
A.2.1.2	Définition du fonctionnement du drive . . . . .	179
A.2.2	La boucle de correction . . . . .	180
A.2.3	La boucle de compensation . . . . .	181
<b>B</b>	<b>Construction de modèles de réseaux sous l'environnement Maple</b>	<b>183</b>
B.1	Initialisation du programme . . . . .	183
B.2	Modélisation directe . . . . .	183
B.3	Modélisation avec la méthode des sous-ensembles . . . . .	184
B.4	Application numérique . . . . .	184
B.5	Comparaison des modèles obtenus . . . . .	185
<b>C</b>	<b>Implémentation du critère de Routh-Hurwitz sous l'environnement Maple</b>	<b>187</b>
C.1	Implémentation du critère de Routh-Hurwitz . . . . .	187
C.1.1	Application sur une expression analytique . . . . .	187
C.1.1.1	Initialisation . . . . .	187
C.1.1.2	Calcul de la table de Routh . . . . .	187
C.1.2	Application sur une expression numérique (cas stable avec gestion d'un zéro) . . . . .	188
C.1.2.1	Initialisation . . . . .	188
C.1.2.2	Calcul de la table de Routh . . . . .	188
C.1.2.3	Équation caractéristique = polynôme de Hurwitz? . . . . .	190
C.1.3	Application sur une expression numérique (cas instable) . . . . .	190
C.1.3.1	Initialisation . . . . .	190
C.1.3.2	Calcul de la table de Routh . . . . .	190
C.1.3.3	Équation caractéristique = polynôme de Hurwitz? . . . . .	192
C.1.4	Application sur une expression numérique (cas instable à cause d'un zéro) . . . . .	192
C.1.4.1	Initialisation . . . . .	192
C.1.4.2	Calcul de la table de Routh . . . . .	192
C.1.4.3	Équation caractéristique = polynôme de Hurwitz? . . . . .	194
<b>D</b>	<b>Construction d'un abaque de stabilité à partir du critère de Routh-Hurwitz sous l'environnement Maple</b>	<b>195</b>
D.1	Initialisation du Programme - Chargement du package Syrup . . . . .	195
D.2	Description du Circuit . . . . .	195
D.3	Construction du modèle . . . . .	196
D.3.1	Détermination de la fonction de transfert avec Syrup . . . . .	196
D.3.2	Introduction de l'admittance équivalente et application numérique . . . . .	196
D.3.2.1	Drive . . . . .	196
D.3.2.2	Filtre . . . . .	196
D.3.2.3	Modèle final . . . . .	196
D.4	Construction de l'abaque à partir du critère de Routh-Hurwitz . . . . .	197

D.4.1	Paramétrage de l'abaque . . . . .	197
D.4.2	Construction de la grille . . . . .	197
D.4.3	Construction de la matrice représentant l'abaque . . . . .	197
D.4.4	Affichage de l'abaque . . . . .	198
<b>E</b>	<b>Dimensionnement d'un filtre suivant des critères de stabilité et de qualité sous l'environnement Maple</b>	<b>201</b>
E.1	Initialisation du programme - Chargement des packages de travail (notamment Syrup) . . . . .	201
E.2	Modélisation du réseau . . . . .	201
E.2.1	Description circuit du réseau . . . . .	201
E.2.2	Construction de modèles sous Syrup . . . . .	202
E.2.3	Application numérique et introduction de l'admittance équivalente . . . . .	202
E.2.4	Modèle final . . . . .	202
E.3	Construction de l'abaque à partir du critère de Routh-Hurwitz . . . . .	203
E.3.1	Paramétrage de l'abaque . . . . .	203
E.3.2	Construction de la grille . . . . .	203
E.3.3	Construction de la matrice représentant l'abaque . . . . .	203
E.3.4	Affichage de l'abaque . . . . .	204
E.4	Ajout des critères de Qualité - filtrage et amortissement . . . . .	205
E.4.1	Critère de filtrage - fréquence de coupure du filtre . . . . .	206
E.4.2	Critère d'amortissement - coefficient d'amortissement du pôle dominant . . . . .	207
E.4.2.1	Récupération des points appartenant à la demi-droite stable . . . . .	207
E.4.2.2	Calcul de l'amortissement du pôle dominant pour chaque point . . . . .	207
E.4.2.3	Affichage des résultats . . . . .	208
<b>F</b>	<b>Fichier Matlab permettant d'appliquer la fonction fmincon au dimensionnement des éléments constitutifs d'un filtre</b>	<b>211</b>
F.1	Définition de la fonction optimisation . . . . .	211
F.2	Déclaration des variables . . . . .	211
F.3	Programme principal . . . . .	211
F.3.1	Appel de la fonction fmincon . . . . .	211
F.3.2	Affichage des résultats obtenus après calculs . . . . .	212
F.4	Définition du critère de convergence . . . . .	212
F.5	Construction des contraintes . . . . .	213
<b>G</b>	<b>Fichier fitness de Matlab permettant de spécifier l'objectif souhaité à l'algorithme génétique</b>	<b>215</b>
G.1	Calcul des pôles et de l'ordre à partir du modèle issu de Maple . . . . .	215
G.2	Définition des contraintes . . . . .	215
G.2.1	Détermination des grandeurs nécessaires . . . . .	215
G.2.2	Écriture du vecteur des contraintes . . . . .	216

G.3 Définition de la fonction objectif . . . . .	216
<b>Bibliographie</b>	<b>220</b>

# Table des figures

1.1	Évolution de la puissance électrique installée dans les avions, depuis leur apparition jusqu'à aujourd'hui (Source : Airbus) . . . . .	8
1.2	Utilisation d'un réseau HVDC dans le cadre d'un réseau iloté de distribution d'électricité générée à partir de sources renouvelables . . . . .	10
1.3	Représentation d'un réseau HVDC tel que nous les considérons dans nos études . . . . .	11
1.4	Présentation d'un réseau de bord basé sur la technologie HVDC . . . . .	12
1.5	Évolutions des tensions aux bornes d'une charge dans les cas stable et instable . . . . .	14
1.6	Représentation d'une charge à puissance dans le plan courant/tension . . . . .	14
1.7	Schéma représentant le réseau utilisé pour présenter le critère de Middlebrook . . . . .	16
1.8	Système considéré pour comparer les résultats de stabilité obtenus à travers les critères de Middlebrook et Routh-Hurwitz . . . . .	18
1.9	Valeurs des paramètres du filtre vérifiant la première condition imposée par le critère de Middlebrook . . . . .	19
1.10	Valeurs des paramètres du filtre vérifiant la seconde condition imposée par le critère de Middlebrook . . . . .	20
1.11	Diagrammes de Nyquist du rapport d'impédances pour plusieurs valeurs d'inductances . . . . .	20
1.12	Abaque représentant les solutions stables retenues par le critère de Middlebrook . . . . .	21
1.13	Abaque comparatif des solutions obtenues en appliquant les deux critères de stabilité . . . . .	21
1.14	Système utilisé pour étudier l'influence des bornes d'études sur le résultat final . . . . .	22
1.15	Présentation des différents points de séparation considérés dans cette étude . . . . .	22
1.16	Abaque de stabilité résultant du critère de Middlebrook pour la configuration n°1 . . . . .	24
1.17	Comparatif des résultats obtenus avec les deux critères de stabilité (configuration n°1) . . . . .	24
1.18	Abaque de stabilité résultant du critère de Middlebrook pour la configuration n°2 . . . . .	24
1.19	Comparatif des résultats obtenus avec les deux critères de stabilité (configuration n°2) . . . . .	24

1.20	Système considéré par les chercheurs de l'UPNA pour étudier les critères basés sur la comparaison d'impédance . . . . .	25
1.21	Différentes formulation de la condition d'interaction combinée au critère de Middlebrook - Les zones interdites sont dessinées en rouge	25
1.22	Condition nécessaire et suffisante de stabilité proposée par l'UPNA .	26
1.23	Différentes configurations du diagrammes de Nyquist par rapport à la condition de GMPM . . . . .	27
1.24	Régimes transitoires de la tension aux bornes du bus obtenus dans les conditions des deux cas étudiés . . . . .	27
1.25	Système considéré pour illustrer l'analyse modale . . . . .	28
1.26	Évolutions des valeurs propres $\lambda_3$ et $\lambda_5$ pour une variation de $C_1$ allant de $12\mu\text{F}$ à $1.2\text{mF}$ . . . . .	31
1.27	Transformation matricielle LFT appliquée sur un système avec 3 paramètres (a,b,c) . . . . .	32
1.28	Système étudié dans le cadre du projet MOET . . . . .	33
1.29	Évolutions des bornes $\mu_\Delta$ en fonction de la fréquence, pour une incertitude de 40% sur les paramètres du filtre . . . . .	34
1.30	Évolutions des bornes $\mu_\Delta$ pour différentes valeurs et incertitudes du condensateur de bus . . . . .	34
2.1	Synoptique de l'architecture d'un réseau HVDC . . . . .	39
2.2	Représentation de l'ensemble appelé drive . . . . .	39
2.3	Vue éclatée de l'ensemble rotor/stator d'une MSAP . . . . .	40
2.4	Principe de fonctionnement d'une MSAP . . . . .	40
2.5	Schéma Bloc de la commande du drive . . . . .	41
2.6	Description du bloc de régulation . . . . .	43
2.7	Description du bloc de compensation . . . . .	44
2.8	Schéma bloc simplifié de la commande du drive . . . . .	47
2.9	Abaque de la dynamique des systèmes du 2 <sup>ème</sup> ordre . . . . .	48
2.10	Modèle physique d'une machine synchrone en convention récepteur	49
2.11	Diagramme de <i>Fresnel</i> d'une machine synchrone, fonctionnant en moteur . . . . .	49
2.12	Représentation du bloc drive implémenté sous Saber . . . . .	51
2.13	Évolution des courants dans l'axe q pour les deux modèles . . . . .	52
2.14	Évolution des courants d'entrée de l'onduleur pour les deux modèles	52
2.15	Courbes de vitesse obtenues avec les deux modèles . . . . .	52
2.16	Diagrammes de Bode de l'admittance et du modèle de simulation pour l'équipement défini précédemment . . . . .	54
2.17	Comparaison des diagrammes de Bode sur ce nouvel exemple . . . . .	55
2.18	Comparaison des diagrammes de Bode avec la structure utilisant le correcteur industriel . . . . .	56
2.19	Schéma bloc représentant le système que nous cherchons à modéliser	57
2.20	Comparaison des transitoires de vitesse obtenus lors d'un démarrage de la machine, sans et avec régulation de la vitesse, pour différentes valeurs de frein appliqué sur l'arbre . . . . .	58

2.21	Diagrammes de Bode de l'admittance et du modèle de simulation prenant en compte les deux boucles de régulation du drive . . . . .	60
2.22	Système modélisé avec Syrup . . . . .	62
2.23	Synoptique présentant le fonctionnement de Syrup . . . . .	64
2.24	Structure d'un pont redresseur à diode utilisé pour alimenter le bus continu d'un réseau HVDC . . . . .	65
2.25	Modèle équivalent d'une source réalisée à partir d'un générateur triphasé associé à un PD3 . . . . .	66
2.26	Schéma d'une source réalisée avec un ATRU . . . . .	67
2.27	Réseau HVDC à modéliser . . . . .	68
2.28	Sous-Ensemble du réseau HVDC . . . . .	69
2.29	Schéma du circuit regroupant les sous-systèmes . . . . .	70
2.30	Comparaisons des diagrammes de bodes obtenus après modélisation du réseau HVDC à 2 charges . . . . .	71
2.31	Différents points de fonctionnement d'un drive commandé à puissance constante . . . . .	73
2.32	Tracé du gain de l'admittance pour différents points de fonctionnement	74
2.33	Réseau HVDC à modéliser - les drives sont représentés au niveau de <i>Syrup</i> par des résistances équivalentes ( $R_{drive_{1,2}}$ ) . . . . .	75
2.34	Mise en évidence des variations de modèles liées en fonction du point de fonctionnement des drives . . . . .	76
2.35	Structure du hacheur dévolteur étudié . . . . .	77
2.36	Modèle moyen d'une cellule de commutation entré sous Syrup . . . . .	78
2.37	Validation de l'expression de l'admittance équivalente d'un hacheur de type dévolteur . . . . .	79
3.1	Construction de la table de Routh à partir de l'équation caractéristique du modèle . . . . .	84
3.2	Système étudié pour illustrer les différents résultats proposés par le critère de Routh-Hurwitz . . . . .	88
3.3	Abaque de stabilité du système étudié en fonction des paramètres $L_{filtre}$ et $C_{filtre}$ . . . . .	90
3.4	Évolution de la tension aux bornes du drive pour les dimensionnements proposés . . . . .	91
3.5	Abaque de stabilité du système étudié en fonction des paramètres $m$ et $\omega_0$ . . . . .	92
3.6	Système utilisé pour étudier les solutions stabilisatrices . . . . .	93
3.7	Résultats de simulation pour l'ensemble {Filtre+Buck} . . . . .	94
3.8	Solution à base de stabilisation passive avec l'ajout de la cellule $R_{stab}$ et $C_{stab}$ . . . . .	95
3.9	Abaque de stabilité du système étudié en fonction des paramètres $R_{stab}$ et $C_{stab}$ . . . . .	95
3.10	Résultats de simulation pour l'ensemble {Filtre+Buck} avec la cellule de stabilisation passive . . . . .	95
3.11	Solution à base de stabilisation active avec compensation de l'entrée sur la consigne . . . . .	96

3.12	Abaque de stabilité du système étudié en fonction des paramètres $K_a$ et $\omega_a$ . . . . .	97
3.13	Résultats de simulation avec la cellule de stabilisation active dimensionnée selon l'abaque . . . . .	98
3.14	Réseau étudié pour mettre en évidence les phénomènes d'interactions	99
3.15	Abaque de stabilité en fonction des paramètres $L_{f_{21}}$ et $C_{f_{21}}$ , lorsque seul l'équipement 2 est connecté au bus . . . . .	100
3.16	Valeurs caractéristiques des drives utilisés pour cette étude . . . . .	100
3.17	Abaque de stabilité du système complet en fonction des paramètres $L_{f_{11}}$ et $C_{f_{11}}$ . . . . .	101
3.18	Évolution des tensions aux bornes des drives pour les dimensionnements notés '1' et '2' . . . . .	102
3.19	Limite de stabilité obtenues pour un réseau comprenant de 1 à 5 charges . . . . .	102
3.20	Abaque de stabilité du système complet, obtenus pour les dimensionnements des essais numérotés de 1 à 4 . . . . .	104
3.21	Abaque de stabilité du système complet correspondant aux valeurs de paramètres $L_{f_{21}}=2.5\text{mH}$ et $C_{f_{21}}=2.4\mu\text{F}$ . . . . .	105
3.22	Évolution des tensions aux bornes des drives pour les dimensionnements numérotés de '3' à '6' . . . . .	106
3.23	Évolution des tensions aux bornes des drives dans les conditions des abaques (c) et (d) de la figure (3.20) . . . . .	107
3.24	Évolution de la tension aux bornes du drive dimensionné avec $L_{f_{11}}=2\text{mH}$ et $C_{f_{11}}=2.8\mu\text{F}$ . . . . .	108
3.25	Évolution des tensions aux bornes des drives dimensionnés selon la figure (3.24) . . . . .	108
3.26	Diagramme de Bode obtenu à partir de mesures réalisées sur un câble d'environ 5 mètres, ayant une section de $10.5\text{mm}^2$ . . . . .	110
3.27	Système utilisé pour étudier les architectures de réseau . . . . .	110
3.28	Abaque de stabilité en fonction de la longueur de câbles source-charge	111
3.29	Abaque de stabilité d'un réseau comprenant deux charges, en fonction des longueurs de câbles . . . . .	112
3.30	Disposition de la source et des charges en fonction des zones de l'abaque . . . . .	112
3.31	Évolution des domaines de stabilité en fonction de l'éloignement de l'équipement n°2 . . . . .	114
3.32	Abaque représentant les limites de stabilité obtenues pour un réseau comprenant de 1 à 4 charges . . . . .	115
3.33	Abaque de stabilité en fonction de la puissance du drive . . . . .	116
3.34	Abaque de stabilité en fonction de la puissance des drives sur un réseau comprenant deux charges . . . . .	117
3.35	Abaque de stabilité en fonction des longueurs de câbles pour différentes puissances . . . . .	118
3.36	Abaque représentant les effets d'une dissymétrie des puissances sur les longueurs limites de câbles . . . . .	118

3.37	Disposition des charges par rapport au bus en fonction des zones de l'abaque . . . . .	118
3.38	Abaque de stabilité en fonction des longueurs de câbles pour différentes répartitions de la puissance . . . . .	119
4.1	Réseau utilisé pour présenter les critères de qualité considérés . . . . .	125
4.2	Spectre des amplitudes maximales pour un réseau continu 270 volts, imposées par le standard MIL-STD-704F . . . . .	126
4.3	Abaque représentant le critère de filtrage . . . . .	128
4.4	Analyse fréquentielle de la tension aux bornes du bus ( $V_{bus}$ ), avec et sans filtre . . . . .	128
4.5	Enveloppes définies par le standard MIL-STD-704F pour les transitoires de la tension du bus . . . . .	129
4.6	Disposition des pôles d'un système du 7 <sup>ème</sup> ordre . . . . .	131
4.7	Abaque représentant le critère d'amortissement . . . . .	131
4.8	Évolution de la tension aux bornes du drive avec le dimensionnement retenu sur l'abaque . . . . .	132
4.9	Seconde topologie considérée dans notre étude . . . . .	136
4.10	Abaque représentant les critères de stabilité et de qualité associés à la seconde topologie de filtre . . . . .	136
4.11	Abaque représentant les solutions obtenues avec la fonction fmincon . . . . .	138
4.12	Principe de fonctionnement d'un algorithme génétique . . . . .	139
4.13	Comparaison des résultats obtenus entre un GA classique et un GA à nichage . . . . .	140
4.14	Principe de fonctionnement de l'algorithme RTS . . . . .	141
4.15	Abaque représentant les individus obtenus avec RTS après 400 générations . . . . .	142
4.16	Évolution des valeurs de la fonction objectif suivant les individus retenus sur l'abaque . . . . .	143
4.17	Évolution de la tension aux bornes du drive avec le dimensionnement proposé par RTS . . . . .	145
4.18	Réseau considéré pour étudier le dimensionnement des filtres d'entrée des drives . . . . .	146
4.19	Évolution des tensions aux bornes des deux drives avec les paramètres proposés par RTS . . . . .	147
4.20	Populations d'individus ayant des distributions ne tenant pas compte des échelles logarithmes . . . . .	149
4.21	Rappel de l'abaque de stabilité obtenue pour le dimensionnement de la cellule de filtrage . . . . .	150
4.22	Distribution d'individus après avoir normalisé les paramètres . . . . .	150
4.23	Résultats obtenus avec un algorithme génétique intégrant une fonction de clearing, pour différentes valeurs de rayon . . . . .	150
4.24	Rappel de l'abaque de stabilité incluant les critères de qualité pour la cellule de filtrage . . . . .	152
4.25	Comparaison des populations retournées par RTS avec et sans normalisation de la fonction objectif . . . . .	152

4.26	Principe de fonctionnement d'un algorithme qui recherche des solutions robustes . . . . .	153
5.1	Schéma représentant le principe de la caractérisation expérimentale de l'admittance équivalente d'une charge . . . . .	157
5.2	Schéma électrique de la carte d'interfaçage . . . . .	158
5.3	Réalisation de la tension d'alimentation de la charge à partir de la source . . . . .	159
5.4	Photo du dispositif permettant d'introduire la perturbation sinusoïdale de l'AFT . . . . .	161
5.5	Diagramme de Bode de l'admittance équivalente d'un circuit RL série	162
5.6	Photo du hacheur dévolteur utilisé pour cette étude . . . . .	162
5.7	Schéma du hacheur dévolteur étudié expérimentalement . . . . .	163
5.8	Diagramme de Bode de l'admittance équivalente du hacheur dévolteur étudié . . . . .	165
5.9	Schéma de câblage des cœurs électriques du réseau HVDC du laboratoire . . . . .	166
5.10	Modèle équivalent d'un cœur électrique . . . . .	167
5.11	Impédance relevée par l'AFT au niveau de la branche 2 . . . . .	167
5.12	Impédance relevée par l'AFT au niveau de la branche 7 . . . . .	167
5.13	Schéma représentant le système considéré pour étudier la stabilité .	168
5.14	Abaque de stabilité correspondant au dimensionnement des éléments constitutifs du filtre . . . . .	169
5.15	Évolution de la tension aux bornes du hacheur correspondant au cas stable . . . . .	169
5.16	Abaque de stabilité en fonction de la valeur de la consigne du courant imposé en sortie du hacheur . . . . .	170
5.17	Évolution de la tension aux bornes du hacheur ( $V_{DC}$ ) pour une consigne variant de 0.5 à 2A . . . . .	172
5.18	Évolution du courant de bus ( $I_{bus}$ ) pour une consigne variant de 0.5 à 2A . . . . .	172
5.19	Évolution de la consigne imposée sur le hacheur de 0.5 à 2A . . . .	172
A.1	Schéma du bloc Drive sous Saber . . . . .	177
A.2	Présentation des éléments du bloc Drive . . . . .	178
A.3	Présentation du bloc Correcteur . . . . .	181
A.4	Présentation du bloc Compensation . . . . .	181

# Liste des tableaux

2.1	Définition des variables utilisées lors de la construction de notre modèle	42
2.2	Valeurs caractéristiques de la MSAP étudiée . . . . .	47
2.3	Quelques uns des paramètres du second drive utilisé pour valider l'expression de l'admittance . . . . .	55
2.4	Valeurs du point de fonctionnement et des correcteurs pour le second drive . . . . .	55
2.5	Quelques uns des paramètres du troisième drive utilisé pour valider l'expression de l'admittance . . . . .	56
2.6	Valeurs du modèle de source et des filtres du réseau HVDC . . . . .	68
2.7	Plusieurs points de fonctionnement donnant tous la même valeur de puissance . . . . .	73
3.1	Dimensionnements retenus autour de la limite de stabilité de l'équipement 2 . . . . .	103
3.2	Valeurs des paramètres de l'ensemble composé du filtre et de la charge	111
5.1	Paramètres et point de fonctionnement du hacheur dévolteur . . . . .	163
5.2	Valeurs des paramètres du modèle de source . . . . .	167



# Liste des symboles

$p$	Variable de Laplace
$s$	Variable de Laplace dans les annexes

## Grandeurs Electriques

$V_i$	Tensions exprimées en Volts
$I_i$	Courants exprimés en Ampères
$R_i$	Résistances exprimées en Ohms
$L_i$	Inductances exprimées en Henry
$C_i$	Condensateurs exprimés en Farad
$T_i$	Transistors
$D_i$	Diodes
$DZ_i$	Diodes zener
$D_{del_i}$	Diodes électroluminescentes
$H_i$	Fonctions de transfert
$T_{sc}$	Rapport de l'impédance de sortie de la source sur l'impédance équivalente d'entrée des charges ( <i>Middlebrook</i> )
$Y_i$	Admittances
$Z_i$	Impédances
$P_i$	Puissances exprimées en Watts
$p_i$	Pertes exprimées en Watts
$E_i$	Forces électromotrices en Volts
$C_i$	Couples électromagnétiques exprimés en Newton par mètre
$f_i$	Fréquences exprimées en Hertz
$f_{dec}$	Fréquences de découpage exprimées en Hertz
$m$	Coefficient d'amortissement
$\omega_i$	Pulsations ou bandes passantes exprimées en radian par seconde
$K_p$	Coefficient proportionnel
$\tau_i$	Coefficient intégral

### Grandeurs Mécaniques

$J_i$	Moment d'inertie
$f_i$	Frottements
$\Omega_i$	Vitesses mécaniques de la machine exprimée
$N_p$	Nombre de paires de pôles
$\varphi_M$	Flux de l'aimant

### Notations Mathématiques

$A$	Matrices d'état
$\lambda_i$	Valeurs propres
$\Re$	Parties réelles
$\Im$	Parties imaginaires

### Symboles utilisés pour le $\mu$ -analyse

$M$	Parties connues d'un système
$\Delta$	Matrices des incertitudes
$\delta_i$	Incertitudes sur le paramètre $i$
$\mu$	Coefficient mu

### Symboles utilisés dans les algorithmes d'optimisation

$X$	Vecteurs paramètres
-----	---------------------

### Acronymes

<i>AC</i>	<b>A</b> lternative <b>C</b> urrent
<i>AFT</i>	<b>A</b> nalyseur de <b>F</b> onction de <b>T</b> ransfert
<i>AOP</i>	<b>A</b> mplificateur <b>O</b> Pérationnel
<i>ATRU</i>	<b>A</b> uto <b>T</b> ransformer <b>R</b> ectifier <b>U</b> nit
<i>DC</i>	<b>D</b> irect <b>C</b> urrent
<i>DPS</i>	<b>D</b> istributed <b>P</b> ower <b>S</b> ystems
<i>EDF</i>	<b>E</b> lectricité <b>D</b> e <b>F</b> rance
<i>ENSEEIH</i>	<b>E</b> cole <b>N</b> ationale <b>S</b> upérieure d' <b>E</b> lectrotechnique d' <b>E</b> lectronique d' <b>I</b> nformatique d' <b>H</b> ydraulique et des <b>T</b> élécommunications
<i>ESAC</i>	<b>E</b> nergy <b>S</b> ystems <b>A</b> nalysis <b>C</b> onsortium
<i>G2eLab</i>	<b>G</b> renoble <b>E</b> lectrical <b>E</b> ngineering
<i>GA</i>	<b>G</b> enetic <b>A</b> lgorithms
<i>GMPM</i>	<b>G</b> ain <b>M</b> argin <b>P</b> hase <b>M</b> argin
<i>HVDC</i>	<b>H</b> igh <b>V</b> oltage <b>D</b> irect <b>C</b> urrent
<i>LAPLACE</i>	<b>L</b> aboratoire <b>P</b> LAσμα et <b>C</b> onversion d' <b>E</b> nergie
<i>LFT</i>	<b>L</b> inear <b>F</b> ractional <b>T</b> ransformation
<i>MAS</i>	<b>M</b> achine <b>A</b> Synchrone
<i>MCC</i>	<b>M</b> achine à <b>C</b> ourant <b>C</b> ontinu

---

<i>MLI</i>	<b>M</b> odulation à <b>L</b> argeur d' <b>I</b> mpulsion
<i>MOET</i>	<b>M</b> ore <b>O</b> pen <b>E</b> lectrical <b>T</b> echnologies
<i>MOS</i>	<b>M</b> étal <b>O</b> xyde <b>S</b> emiconducteur
<i>MSAP</i>	<b>M</b> achine <b>S</b> ynchrone à <b>A</b> imants <b>P</b> ermanents
<i>PI</i>	<b>P</b> roportionnel <b>I</b> ntégral (correcteur)
<i>RAT</i>	<b>R</b> am <b>A</b> ir <b>T</b> urbine
<i>RTS</i>	<b>R</b> estricted <b>T</b> ournament <b>S</b> election
<i>RU</i>	<b>R</b> ectifier <b>U</b> nit
<i>UPNA</i>	<b>U</b> niversidad <b>P</b> ublica de <b>N</b> Avarra



# Introduction générale

L'objectif de ces travaux de thèse est de répondre à une problématique sur la stabilité et de qualité au niveau des réseaux distribués de puissance en courant continu. Nous cherchons à définir un ensemble d'outils et de méthodes nous permettant d'étudier le comportement de ce type de systèmes. Ce manuscrit s'articule suivant cinq chapitres, qui reprennent les principales étapes de notre raisonnement.

Nous assistons ces dernières années à un important développement des systèmes électriques, qui ont nécessité la mise en place d'architectures de plus en plus complexes. Nous les retrouvons notamment au niveau d'applications embarquées ainsi qu'au cœur de réseaux de distribution isolés. L'intégration de nombreux équipements de différentes natures favorise les risques d'instabilité.

Le **chapitre 1** nous permet d'introduire le contexte de cette étude. Nous commençons par présenter le type d'architectures considéré, les réseaux HVDC (High Voltage Direct Current) de type avion, que nous illustrons à travers des exemples d'applications utilisant cette technologie. Les problématiques de stabilité et de qualité sont ensuite mises en avant, suivies par différentes méthodes proposées dans la littérature pour traiter ce sujet.

Dans un premier temps, nous nous sommes interrogés sur la manière d'étudier les réseaux distribués de puissance. Étant donné que l'ensemble des outils d'analyse font appel à des notions mathématiques, nous devons nécessairement exprimer nos systèmes dans cet environnement, d'où l'intérêt des modèles. Parmi les différentes méthodes mises à notre disposition pour construire ces modèles, nous avons choisi d'utiliser une approche symbolique, basée sur la connaissance des lois physiques qui régissent les systèmes. Les modèles ainsi obtenus représentent plus fidèlement le comportement de ces derniers. Par ailleurs, leurs paramètres ont un sens physique, ce qui s'avère être une dimension indispensable pour nos études.

Le **chapitre 2** repose donc sur une partie fondamentale, que représente la détermination des modèles de systèmes que nous souhaitons étudier. Nous commençons par développer le modèle d'une charge constituée d'un convertisseur statique. Nous introduisons dès lors la notion d'admittance équivalente, qui nous permet de représenter le comportement fréquentiel d'une charge, à travers une expression analytique. Nous montrons ensuite que la combinaison de plusieurs outils et méthodes de modélisation permet de construire automatiquement les modèles de réseaux HVDC. Nous terminons ce chapitre avec quelques compléments, qui améliorent la qualité

de nos modèles, ainsi que leur détermination.

Nous avons ensuite recherché les outils les plus appropriés à l'étude de la stabilité, à partir des modèles établis précédemment. Nous souhaitons assurer une stabilité fonctionnelle de l'ensemble, exprimée soit par rapport aux différents éléments du modèle, soit par rapport à ce qu'ils représentent. Nous avons opté pour un critère nécessaire et suffisant de stabilité, le critère de *Routh-Hurwitz*, qui associé aux modèles analytiques, permet d'apporter différents résultats particulièrement intéressants pour un concepteur de réseau.

Le **chapitre 3** rentre donc véritablement dans le vif du sujet. Nous y développons quelques uns des principaux résultats d'étude de la stabilité, obtenus à partir de programmes développés sous *Maple*. Nous justifions dans un premier temps le choix du critère utilisé pour déterminer l'état d'un système, en nous basant sur le formalisme analytique de nos modèles. Nous poursuivons ensuite par la présentation du dimensionnement de solutions stabilisatrices, ainsi que l'étude des couplages entre plusieurs équipements connectés sur un bus continu. Nous comparons enfin plusieurs architectures de réseau du point de vue de la stabilité, selon le nombre d'équipements, leur puissance et les longueurs de câbles.

Conscients que le dimensionnement d'un système n'a pas pour unique objectif d'assurer sa stabilité, nous avons introduit des critères de qualité, qui nous permettent de finaliser le choix des valeurs de paramètres. Nous nous sommes placés dans le contexte des filtres, qui assurent une association harmonieuse entre les sources et les charges. En y adjoignant une cellule de stabilisation, ils constituent des organes capables de réaliser plusieurs fonctions, paramétrées à l'aide d'algorithmes d'optimisation.

Le **chapitre 4** s'oriente vers des méthodes de dimensionnement de filtres, qui complètent le regard que nous portons sur la stabilité avec des critères de qualité. Nous prenons en compte les contenus fréquentiels, ainsi que les dynamiques des systèmes étudiés, qui nous rapprochent des spécifications définies dans les standards utilisés par les concepteurs de réseaux. Nous introduisons alors les algorithmes d'optimisation, afin d'élargir le spectre de cette étude, et d'ouvrir d'autres voies d'analyse des systèmes.

Nous concluons ces travaux par une approche expérimentale, qui porte sur les deux parties fondamentales de notre étude : la construction du modèle et l'étude de stabilité. Le système que nous avons considéré est constitué d'un hacheur dévolteur, alimenté par un réseau continu. Son modèle, ainsi que le dimensionnement d'un filtre d'entrée, ont été étudiés en pratique, afin de valider nos résultats théoriques.

Le **chapitre 5** vient donc appuyer les résultats théoriques à partir d'une approche expérimentale. Nous commençons par présenter l'interface réalisée afin de modéliser les charges autour de leur point de fonctionnement, fixé à des niveaux de tension élevés. Nous l'utilisons pour caractériser expérimentalement l'admittance équivalente d'un hacheur dévolteur piloté en courant. Nous étudions enfin des dimensionnements stable et instable du filtre d'entrée de ce hacheur, afin de s'assurer que les

résultats expérimentaux corroborent les domaines représentés sur les abaques.

Cette thèse peut être abordée avec différents objectifs. Si le lecteur souhaite simplement avoir une présentation générale des réseaux distribués de puissance en courant continu, ainsi que quelques unes des méthodes d'étude de la stabilité, il peut limiter sa lecture au premier chapitre. S'il veut découvrir les méthodes qui nous permettent de modéliser analytiquement un réseau HVDC, il peut directement se reporter au deuxième chapitre, ainsi qu'à la première partie du dernier chapitre. Il trouvera l'ensemble des résultats concernant les études de stabilité en parcourant le troisième chapitre, ainsi que la seconde partie du dernier chapitre. Enfin, s'il s'intéresse aux dimensionnements combinant critères de stabilité et de qualité, il peut directement se pencher sur le quatrième chapitre.



# Chapitre 1

## Contexte de l'étude et état de l'art

### Table des matières

---

<b>1.1</b>	<b>Introduction</b>	<b>6</b>
<b>1.2</b>	<b>Présentation des réseaux étudiés et des risques vis-à-vis de la stabilité</b>	<b>7</b>
1.2.1	Les réseaux à courant continu et haut niveau de tension : les fameux HVDC	8
1.2.1.1	Présentation générale de ce type de réseau	8
1.2.1.2	Application dans les réseaux locaux de distribution d'électricité	9
1.2.1.3	Le terme HVDC utilisé pour désigner différents types de réseau	10
1.2.1.4	Application dans le contexte embarqué : illustration à travers les réseaux aéronautiques	11
1.2.2	Risques d'instabilité sur un réseau HVDC	13
1.2.2.1	La stabilité que nous considérons dans nos études	13
1.2.2.2	Le cas des charges contrôlées pour absorber une puissance constante	14
1.2.2.3	Les instabilités liées aux couplages de différentes charges connectées sur le même bus	15
1.2.3	Conclusion	15
<b>1.3</b>	<b>Le critère de Middlebrook utilisé afin d'étudier la stabilité</b>	<b>16</b>
1.3.1	Définition du critère original de Middlebrook	16
1.3.2	Quelques notions préliminaires pour l'étude comparative	17
1.3.3	Application du critère de Middlebrook au dimensionnement du filtre d'entrée d'un hacheur dévolteur	17
1.3.4	Influence du choix des bornes d'études sur les résultats obtenus	21
1.3.5	Conclusions relatives à l'utilisation du critère de Middlebrook	23

<b>1.4</b>	<b>D'autres méthodes permettant d'étudier la stabilité de ce type de réseaux . . . . .</b>	<b>23</b>
1.4.1	Les critères de comparaison d'impédances proposés par l'Université Publique de NAvarre . . . . .	23
1.4.1.1	Étude de la stabilité à partir de ces critères . . . . .	23
1.4.1.2	Conclusions sur l'utilisation de ces critères . . . . .	28
1.4.2	Étude de sensibilité des paramètres basée sur l'analyse modale . . . . .	28
1.4.2.1	Présentation de la méthode à travers un exemple concret . . . . .	28
1.4.2.2	Conclusion sur l'analyse modale . . . . .	30
1.4.3	La $\mu$ -analyse appliquée à l'analyse de la stabilité et au dimensionnement robuste . . . . .	31
1.4.3.1	Le principe de la $\mu$ -analyse . . . . .	31
1.4.3.2	Application de la $\mu$ -analyse sur des réseaux distribués . . . . .	32
1.4.3.3	Conclusion sur la mu-analyse . . . . .	35
1.4.4	Conclusion . . . . .	35
<b>1.5</b>	<b>Résumé . . . . .</b>	<b>35</b>

## 1.1 Introduction

Depuis une vingtaine d'années, les réseaux distribués de puissance ont été largement développés, aussi bien pour les systèmes embarqués que pour acheminer l'électricité jusqu'au consommateur, notamment lorsque celle-ci est générée à partir de sources d'énergie renouvelable. Pour illustrer notre propos, nous pouvons par exemple évoquer l'évolution vers l'avion tout électrique ou le réseau mis en place par Hydro-Québec. En raison de leurs nombreux avantages en terme de pertes et de contrôle, les réseaux de type HVDC (High Voltage Direct Current) [Rud00] sont généralement utilisés.

Néanmoins, ces systèmes ont leurs propres problèmes de stabilité. En effet, l'intégration de plusieurs sous-ensembles favorise les risques de dégradation, voire d'instabilité du réseau. Il est donc nécessaire de concevoir des outils permettant d'étudier leur comportement.

Conscients de ces problèmes, les chercheurs essayent de combiner les critères de stabilité utilisables sur des modèles mathématiques avec la prise en compte de ces nouvelles structures [Liu09]. Certains outils, comme le critère de *Middlebrook*, ont ainsi été mis en oeuvre afin de permettre ces analyses. Plusieurs évolutions de ce critère ont déjà été apportées afin de proposer des résultats de plus en plus satisfaisants sur la connaissance de ces environnements.

L'objectif de ce chapitre est de présenter le contexte de notre étude : les réseaux que nous avons choisis de traiter et leurs problématiques associées, ainsi que quelques outils qui ont déjà été développés dans la littérature pour traiter ce sujet.

Dans la première partie, nous commençons par une présentation générale des réseaux HVDC en nous appuyant sur des cas concrets, que nous avons tirés de l'aéronautique et de réseaux de distribution. Nous évoquons également dans cette partie quelques uns des facteurs d'instabilité associés à ces architectures. La seconde partie expose quant à elle, les outils actuellement utilisés par les concepteurs de ces réseaux et quelques uns de leurs résultats.

## 1.2 Présentation des réseaux étudiés et des risques vis-à-vis de la stabilité

Les progrès technologiques réalisés ces dernières années au niveau de l'énergie électrique l'ont conduite au rang d'énergie secondaire la plus utilisée dans le monde. Cette évolution est principalement liée aux développements apportés selon trois axes, orientés vers la production, l'acheminement et le contrôle de cette énergie. En effet, nous disposons à l'heure actuelle d'une abondance de sources permettant de produire de l'électricité, notamment grâce aux différentes conversions possibles entre les énergies mécanique, chimique, thermique, rayonnante et l'énergie électrique. Une fois produite, l'électricité est véhiculée jusqu'aux consommateurs grâce à de très nombreuses ramifications, qui constituent nos réseaux de distribution. Enfin, les avancées réalisées dans le domaine de l'électronique de puissance nous donnent la possibilité d'intervenir sur la forme de cette énergie, afin de l'adapter aux besoins d'applications très variées. Autant d'avantages qui justifient son développement et la part qu'elle occupe dans notre quotidien. L'énergie électrique peut être facilement acheminée jusqu'à l'endroit où nous en avons besoin, grâce à l'existence de réseaux électriques très denses. Cette simplicité d'accès a contribué de manière significative à l'implantation de systèmes électriques à des fins aussi bien industrielles que domestiques.

La prolifération des systèmes électriques au niveau de certaines applications locales a nécessité la mise en place de réseaux dits isolés, indépendants du réseau de distribution usuel (réseau EDF en France). Ces systèmes, que nous appelons réseaux distribués de puissance - DPS (*Distributed Power System*) - sont au cœur de nos études.

Nous les rencontrons dans différents types d'applications, et notamment dans les systèmes embarqués, ainsi qu'au niveau de réseaux ilotés, utilisés pour assurer une distribution locale d'électricité en l'absence du réseau ordinaire. Ils permettent d'associer plusieurs sources et consommateurs d'énergie électrique.

Pour illustrer l'évolution de la consommation d'électricité au niveau des DPS, nous proposons d'observer l'histogramme de la figure (1.1), tiré du contexte aéronautique.

En l'espace d'une quarantaine d'années seulement, la puissance électrique em-

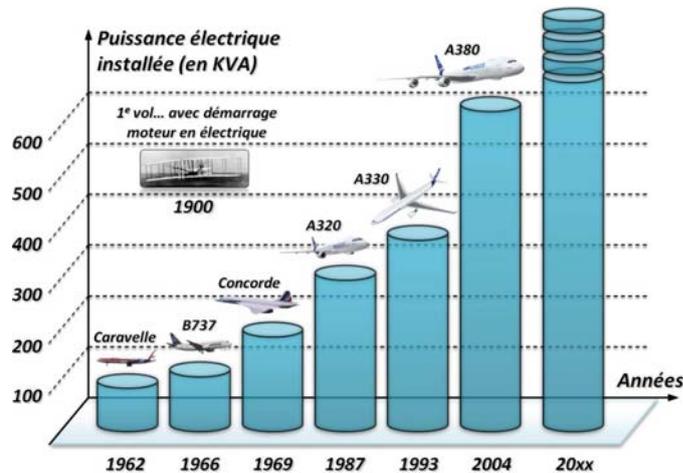


FIG. 1.1 – Évolution de la puissance électrique installée dans les avions, depuis leur apparition jusqu'à aujourd'hui (Source : Airbus)

barquée dans les aéronefs a été multipliée par douze ; et les nouvelles réalisations, qu'elles soient proposées par *Airbus* ou *Boeing*, suivent la même tendance. Cette évolution correspond principalement au remplacement de systèmes utilisant d'autres énergies secondaires, comme l'énergie pneumatique ou bien hydraulique. Elle reflète également d'une certaine manière l'évolution de notre consommation d'électricité, que nous retrouvons au niveau de nombreux systèmes. Dans le domaine de l'énergie renouvelable par exemple, des allures similaires sont obtenues lorsque nous représentons la quantité d'énergie produite à partir d'éoliennes ou de panneaux photovoltaïques. Pour obtenir ces niveaux de puissance de plus en plus élevés, les réseaux électriques placés au centre de ces applications autonomes ont progressivement mutés vers de nouvelles architectures. Parmi les différentes technologies mises à notre disposition, nous retrouvons les réseaux de type HVDC (*High Voltage Direct Current*). Compte tenu de l'expansion de ce type de réseau, observée ces dernières années, nous les avons choisis comme support pour mener nos études de stabilité et de qualité.

## 1.2.1 Les réseaux à courant continu et haut niveau de tension : les fameux HVDC

### 1.2.1.1 Présentation générale de ce type de réseau

Les réseaux HVDC utilisent une topologie de type Bus, dont les dimensions peuvent dépasser le millier de kilomètres, lorsqu'il s'agit de réseau de distribution d'électricité [Ruf07, Iov09]. Ils se caractérisent par un courant de ligne continu, associé à un niveau de tension élevé. Les puissances qui transitent sur ces réseaux sont en général de l'ordre de la centaine de mégawatts. Apparus au début des années soixante, de nombreux réseaux HVDC ont fleuri depuis un peu partout dans le monde. Nous pouvons citer comme exemple de réseaux existants, ceux mis en place par Hydro-Québec, avec notamment à la fin du siècle dernier, la liaison entre les centrales hydroélectriques des barrages de la Baie-James - située au nord

du Québec - et le poste Sandy Pond situé en Nouvelle-Angleterre. Ce réseau de deux gigawatts, qui s'étend sur presque 1500 kilomètres, permet non seulement d'alimenter le Québec, mais également de revendre le surplus de production aux pays limitrophes. Pour illustrer l'ampleur que peuvent prendre ces réseaux, nous évoquerons également le projet de construction du Barrage des trois gorges en Chine, où le transport des quelques 18.2 gigawatts, produits par les 26 groupes turbo-alternateurs répartis sur un barrage large de 2335 mètres, sera assuré par un réseau HVDC.

Ses deux principales caractéristiques confèrent au réseau HVDC de nombreux avantages potentiels. En imposant une tension de bus très élevée ( $HV$ ), les pertes en ligne (pertes joules) sont réduites et les problèmes de pertes capacitatives sont évités ; cela nous permet de répondre à de grandes demandes d'énergie sur des distances importantes. Cette première caractéristique illustre l'intérêt de cette technologie dans le contexte énergétique actuel, puisqu'elle permet de répondre aux fortes puissances que requièrent les applications, sans nécessité la circulation de courants trop élevés. L'utilisation d'un bus continu ( $DC$ ) facilite grandement l'interconnexion de sources de natures variées, en s'affranchissant notamment des problèmes de synchronisme. Ce raisonnement s'applique également au niveau des charges, auxquelles des onduleurs individuels peuvent être associés. Ces derniers facilitent la récupération de l'énergie de freinage des moteurs sur le bus continu, lorsqu'ils fonctionnent en générateur. Les redresseurs et onduleurs utilisés dans ces structures peuvent aider à compenser la puissance déformante, en la générant ou en l'absorbant selon les besoins. Enfin, la tension du bus est régulée et moins sensible aux fluctuations des sources alternatives, auxquelles nous renvoyons un taux d'harmoniques très faible. Cette seconde caractéristique présente de nombreux avantages du point de vue technologique et économique lorsque l'on souhaite associer différents systèmes électriques.

Les réseaux HVDC constituent une solution idéale pour associer des équipements de diverses natures - comme par exemple ayant des fréquences de fonctionnement variées -, qui échangent de fortes puissances sur des distances élevées.

### 1.2.1.2 Application dans les réseaux locaux de distribution d'électricité

La technologie HVDC présente un grand intérêt pour les réseaux qui permettent d'assurer une distribution d'électricité en l'absence du réseau EDF, à partir de sources d'énergie renouvelables [Gho03, Meu99]. Ce contexte fait généralement appel à d'importantes longueurs de câbles où, aussi bien technologiquement qu'économiquement, les réseaux HVDC offrent de nombreux avantages. L'hétérogénéité des équipements connectés au niveau du bus consolide le choix d'une telle structure. Nous illustrons ce raisonnement avec l'exemple du réseau iloté présenté figure (1.2).

Bien souvent, les sources dites renouvelables qui proposent d'importante quantité d'énergie ne sont pas situées à proximité des consommateurs. Nous pouvons évoquer les déserts pour le solaire, les courants marins pour les hydrauliques, ou

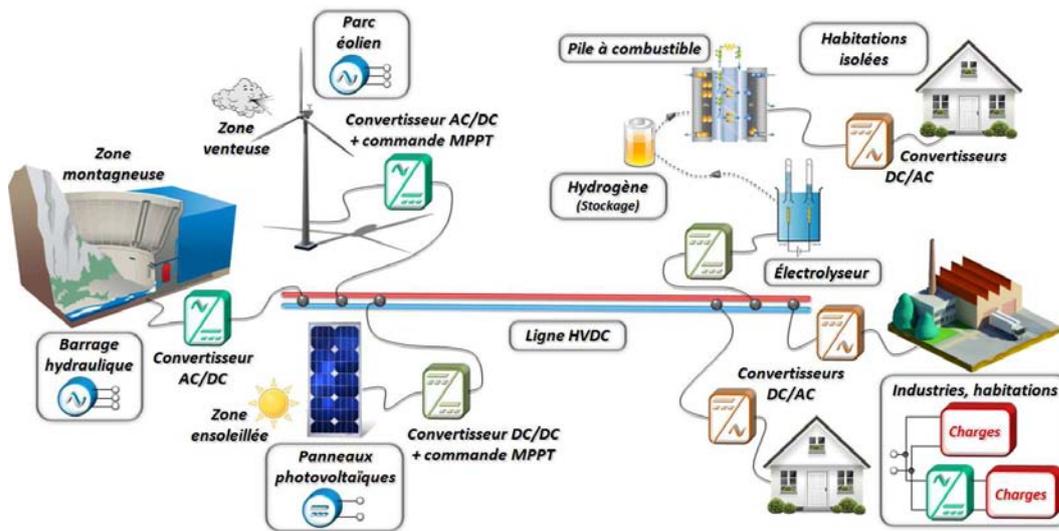


FIG. 1.2 – Utilisation d'un réseau HVDC dans le cadre d'un réseau îloté de distribution d'électricité générée à partir de sources renouvelables

encore les zones montagneuses pour les barrages hydroélectriques. D'importantes longueurs de câbles séparent donc producteurs et consommateurs.

### 1.2.1.3 Le terme HVDC utilisé pour désigner différents types de réseau

Historiquement, les réseaux HVDC correspondent aux réseaux de transport d'énergie utilisant un bus continu pour acheminer l'électricité. Par ailleurs, lorsque les assembleurs aéronautiques ont proposé d'utiliser un réseau de bord continu, avec une tension de bus de 540V, par rapport au réseau 28V qui existait déjà, ils ont qualifié ce réseau d'HVDC.

La notion de stabilité diffère selon le type de réseau considéré. L'instabilité d'un réseau de transport correspond généralement à l'impossibilité de satisfaire les demandes en puissance, la puissance disponible étant inférieure à la puissance demandée. Au niveau des réseaux HVDC de type avion, l'instabilité est associée aux divergences des grandeurs électriques, provoquées par certaines dynamiques qui entrent en oscillation (voir la partie 1.2.2).

Dans ce manuscrit, les réseaux HVDC étudiés correspondent à ce que nous rencontrons dans le contexte aéronautique, et nous nous intéressons par conséquent à la notion de stabilité qui les caractérise. D'une manière générale, nous les représentons suivant le schéma de la figure (1.3).

Les générateurs fournissent des tensions continues ou alternatives, qui sont mises en forme par les convertisseurs adéquats, afin d'alimenter le bus continu. Nous considérons d'une manière générale que les charges sont connectées au bus à travers un filtre de courant, afin de respecter les gabarits imposés dans les normes. L'élément Charge, tel qu'il est présenté sur la figure (1.3), regroupe l'actionneur,

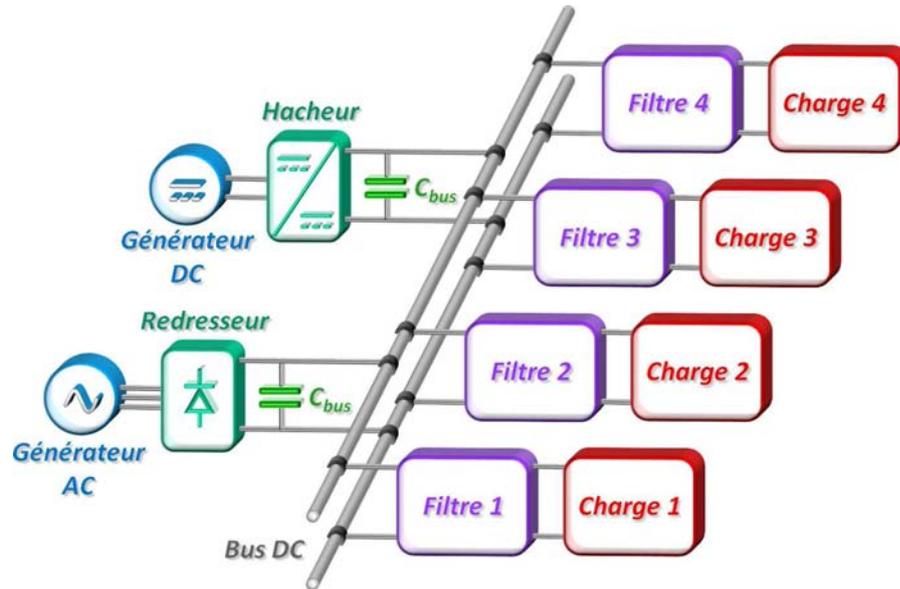


FIG. 1.3 – Représentation d'un réseau HVDC tel que nous les considérons dans nos études

son convertisseur associé ainsi que la commande de l'ensemble.

#### 1.2.1.4 Application dans le contexte embarqué : illustration à travers les réseaux aéronautiques

Les systèmes embarqués qui ont été réalisés ces dernières années consomment de plus en plus d'énergie électrique. L'exemple de l'aéronautique, illustré avec la figure (1.1), montre l'ampleur de cette évolution. Le développement de nouvelles commandes de vol, le remplacement des systèmes pneumatiques dans un premier temps (exemple du B787), dont les masses et les coûts de maintenance sont élevés, par des systèmes électriques constituent quelque uns des facteurs à l'origine de cette évolution. La migration vers l'avion tout électrique, aussi qualifié de *bleedless*, représente un enjeu majeur pour les constructeurs aéronautiques [Wei03, Bau07].

Ces mutations ont nécessité la mise en place de réseaux de bord de plus en plus élaborés au niveau des structures, afin de supporter l'augmentation de la puissance. Ils doivent aujourd'hui nous permettre d'intégrer plusieurs équipements de différentes natures, avec des longueurs de câble élevées. La prise en compte de ces contraintes favorisent l'utilisation de réseaux de type HVDC. Ils disposent de caractéristiques répondant bien à cette problématique d'intégration, tout en permettant de minimiser la masse de la partie électrique de l'avion. Les réseaux de bord, tels que nous les concevons à l'heure actuelle, tendent vers l'architecture proposée figure (1.4).

Cette figure présente un réseau arborescent, où le bus continu relie l'ensemble des sources et des consommateurs embarqués dans l'avion. Nous remarquons dans un premier temps que la nature du bus permet une réduction du volume des câbles.

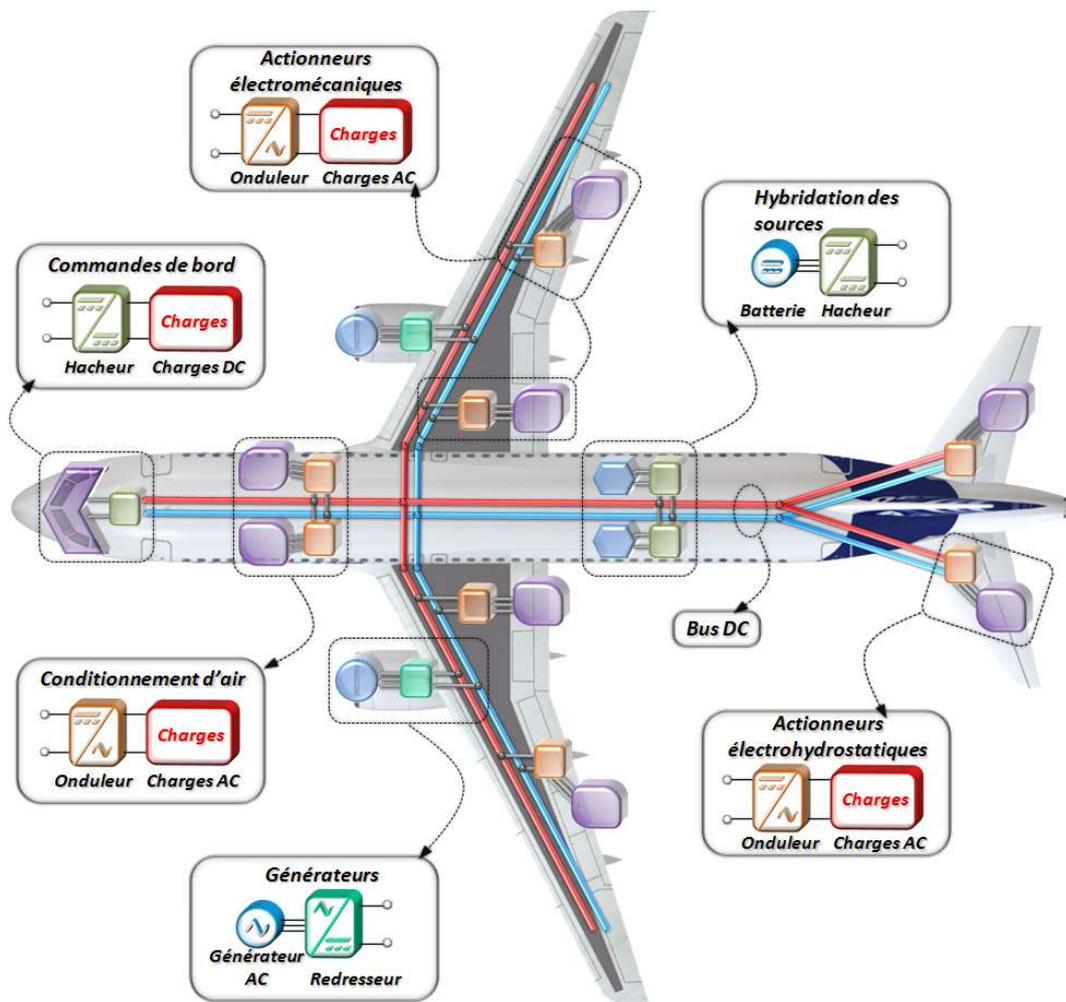


FIG. 1.4 – Présentation d'un réseau de bord basé sur la technologie HVDC

Celle-ci s'accompagne donc d'une diminution de la masse de l'avion, et par conséquent, de sa consommation de carburant.

De plus, cette configuration facilite la disposition des sources au plus près des charges. Cela permet de limiter les longueurs de câbles séparant ces deux éléments, et donc d'améliorer la stabilité de l'ensemble (notion reprise par la suite dans le chapitre 3). Par exemple, l'hybridation représentée sur la figure (1.4) permet de positionner une source au plus près de l'actionneur qui commande la position du gouvernail. Enfin, le maillage des sources facilite l'équilibrage des puissances selon les demandes des consommateurs. Cette gestion énergétique apporte des effets stabilisateurs sur le réseau, que nous présentons dans la dernière partie du chapitre 3.

L'exploration d'architectures similaires nous conduit vers les réseaux maillés, présentés dans la thèse de Cédric Baumann [Bau09]. L'avantage est de pouvoir entièrement contrôler les flux de puissance entre les différents équipements et d'intégrer des notions de reconfiguration du réseau. Un critère très important dans ce type de système, afin par exemple d'être capable d'assurer la distribution d'énergie électrique en cas de perte d'un générateur. Elle nécessite la mise en place de convertisseurs spécifiques, comme les DCPFC (Direct Current Power Factor Control) par exemple, afin d'interconnecter les différents nœuds de puissance.

Parmi les avantages qu'apporte l'hybridation des sources, nous évoquons le dimensionnement du système de secours. Ce dernier est constitué d'une éolienne, la RAT (Ram Air Turbine), qui permet de fournir l'énergie nécessaire aux commandes de vol en cas d'incident. L'hybridation permet entre autre de minimiser la taille de la RAT, et donc sa masse; ce qui constitue aujourd'hui l'une des préoccupations majeures des concepteurs en aéronautique. L'utilisation de systèmes comme les piles à combustibles, les accumulateurs lithium-ion ou les supercondensateurs, apporte des éléments de réponse à cette problématique d'intégration [Lan06].

## 1.2.2 Risques d'instabilité sur un réseau HVDC

Il est difficile d'énumérer l'ensemble des causes qui peuvent amener un réseau à devenir instable. L'objectif de cette partie est donc de présenter celles qui correspondent plus particulièrement au type de systèmes que nous avons choisi d'étudier.

### 1.2.2.1 La stabilité que nous considérons dans nos études

Comme nous l'avons précisé dans la partie précédente, nous nous intéressons à l'étude de la stabilité structurelle. Nous souhaitons éviter les comportements divergents, qui peuvent être engendrés par un jeu de paramètres ou un point de fonctionnement donnant lieu à une dynamique instable. La figure (1.5) présentent des courbes, qui illustrent les états stable et instable des systèmes, tels que nous les considérons dans notre étude.

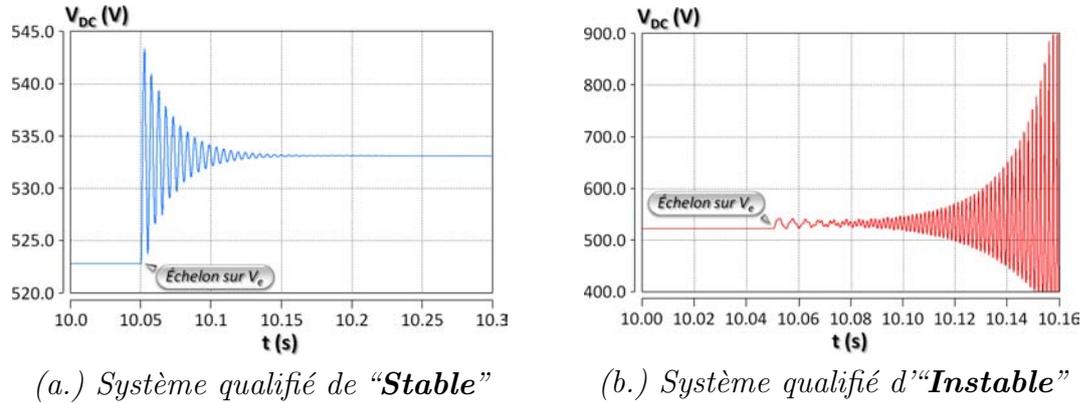


FIG. 1.5 – Évolutions des tensions aux bornes d’une charge dans les cas stable et instable

L’instabilité présentée figure (1.5)-(b.) peut être associée aux oscillations d’un filtre qui alimente une charge absorbant une puissance constante.

### 1.2.2.2 Le cas des charges contrôlées pour absorber une puissance constante

Au niveau des réseaux HVDC, il est fréquent de rencontrer des charges contrôlées de telle sorte qu’elles absorbent une puissance constante. Nous pouvons citer l’exemple d’un onduleur qui commande une machine de sorte que la puissance de l’ensemble soit constante.

Par ailleurs, si nous recherchons un modèle linéaire représentant le comportement de ces équipements, nous obtenons une expression analogue à celle d’une résistance négative. Pour illustrer ce phénomène, nous représentons dans le plan courant-tension de la figure (1.6), les points de fonctionnement d’une charge à puissance constante [Mor05].

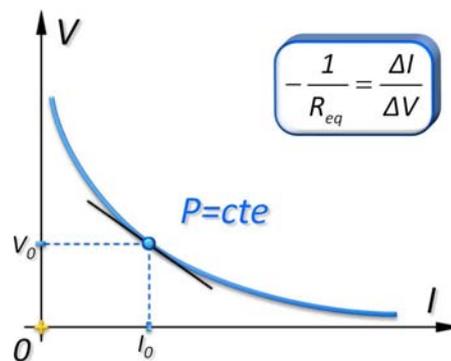


FIG. 1.6 – Représentation d’une charge à puissance dans le plan courant/tension

L’approximation au premier ordre de la courbe tracée sur la figure (1.6) donne une pente décroissante, qui traduit le comportement d’une résistance négative.

Ces charges, bien connues lorsque nous nous intéressons aux problèmes de stabilité, présentent de forts risques d'instabilité. En effet, si nous faisons l'analogie avec une résistance positive qui permet d'amortir les dynamiques du système étudié, ce type de charge favorise au contraire l'amplification de ces dernières. Elles peuvent donc potentiellement rendre instable un système, qui présente un circuit oscillant.

### 1.2.2.3 Les instabilités liées aux couplages de différentes charges connectées sur le même bus

Lorsque nous connectons plusieurs équipements sur le même bus, il peuvent physiquement échanger de l'énergie les uns avec les autres. Le comportement du système global est alors régi par les modes propres de chaque équipement, auxquels viennent s'ajouter des modes de couplage. Dans ces conditions, une dynamique provenant du couplage de deux équipements individuellement stables peut présenter un comportement divergent (notion plus longuement explicitée au niveau du chapitre 3).

La conception des réseaux HVDC leur octroient de nombreux avantages par rapport à la mise en parallèle de nombreux équipements, essentiellement grâce à la nature du courant de bus. D'un autre côté, l'augmentation du nombre d'équipements favorise l'apparition de nouvelles dynamiques, sources potentielles d'instabilité. Les études doivent donc être nécessairement conduites au niveau des réseaux, afin de proposer un regard sur l'ensemble du système. Par ailleurs, lorsque le nombre de charges augmente, les puissances mises en jeux ainsi que les longueurs de câbles utilisées au niveau des réseaux ont de fortes chances d'augmenter également, entraînant un risque d'instabilité supplémentaire (voir chapitre 3).

### 1.2.3 Conclusion

Dans cette première partie, nous soulignons tout d'abord l'ampleur avec laquelle se développent les réseaux électriques, notamment dans les applications embarquées, comme pour la mise en place de réseaux de distribution ilotés. La technologie HVDC présente dès lors de nombreux avantages, afin de répondre aux exigences qu'imposent ces nouvelles structures. Ses tensions de bus élevées facilitent la mise à disposition de forts niveaux de puissances, sur des réseaux de grande envergure. Le bus continu permet quant à lui une meilleure intégration de charges présentant des natures variées, ainsi qu'une amélioration de la gestion de l'énergie au sein de ces réseaux.

Malgré leurs nombreux avantages, les réseaux HVDC ont leur propres problèmes de stabilité. L'interconnexion de plusieurs équipements sur un même bus fait apparaître des dynamiques couplées, qui ne peuvent être étudiées individuellement. Nous remarquons également que l'utilisation de charge absorbant des puissances constantes n'est pas sans présenter de risque par rapport à la stabilité du système.

## 1.3 Le critère de Middlebrook utilisé afin d'étudier la stabilité

### 1.3.1 Définition du critère original de Middlebrook

En consultant les articles qui traitent des études de stabilité au niveau des systèmes distribués de puissance (DPS), nous retrouvons régulièrement des conditions basées sur la comparaison d'impédances caractérisant le système. Le critère à l'origine de ces définitions a été proposé par R. David Middlebrook en 1976 [Mid76a, FL93, Fen02, Liu03, Pie05, Liu05]. L'objectif de ce critère est d'étudier les interactions entre un filtre et une charge à puissance constante, incluant un convertisseur statique contrôlé en courant.

Nous présentons la définition de ce critère à partir du système représenté figure (1.7).

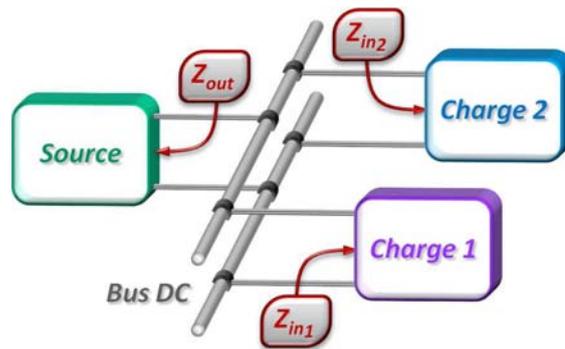


FIG. 1.7 – Schéma représentant le réseau utilisé pour présenter le critère de Middlebrook

L'utilisation du critère de *Middlebrook* commence par le choix des bornes autour desquelles sera discutée la stabilité. Dans notre cas, nous choisissons d'étudier les interactions entre la source et les charges, soit autour du bus DC ; point de connexion commun à tous les éléments. Nous dissocions donc deux ensembles : la source et l'ensemble filtre-charge.

Selon *Middlebrook*, le système de la figure (1.7) est stable si les deux conditions suivantes sont vérifiées :

- les deux ensembles, de part et d'autre du bus DC, doivent être individuellement stables ;
- le module de l'impédance de sortie de la source ( $|Z_{out}|$ ) doit être strictement inférieur au module de l'impédance équivalente des charges ( $(|Z_{in1}|/|Z_{in2}|)$ ), quelque soit la fréquence considérée.

La seconde condition peut être illustrée graphiquement dans le plan complexe en construisant le diagramme de Nyquist de  $T_{sc}$ , défini comme étant le rapport

entre l'impédance de sortie de la source sur l'impédance équivalente d'entrée des charges. La définition du critère de *Middlebrook* se traduit par un module de  $T_{sc}$  strictement inférieur à un. Nous la représentons figure (1.21-*a.*, page 25) par la zone d'excursion possible du diagramme de Nyquist de  $T_{sc}$ , qui correspond dans ce cas au cercle unitaire.

Il est important de préciser qu'il s'agit d'un critère suffisant mais non nécessaire de stabilité.

### 1.3.2 Quelques notions préliminaires pour l'étude comparative

Nous nous proposons de comparer les résultats donnés par le critère de *Middlebrook*, avec ceux que nous obtenons en utilisant les outils que nous avons développés; ceci afin d'étayer l'interprétation des résultats. Nous faisons donc référence à certaines notions de modélisation et de stabilité qui sont plus amplement développées dans la suite de ce manuscrit. Nous les illustrons sommairement ici, afin de faciliter la compréhension des résultats présentés.

L'obtention des modèles est présentée dans le chapitre 2. Nous retiendrons simplement qu'il s'agit de modèles analytiques construits automatiquement sur *Maple*.

Les études de stabilité sont réalisées en appliquant le critère de *Routh-Hurwitz*, critère nécessaire et suffisant de stabilité, défini dans le chapitre 3. Il permet de connaître l'état d'un système, stable ou instable, à partir de l'équation caractéristique de son modèle. Au final, les résultats sont présentés sous forme d'abaques, qui donnent les états d'un système en fonction de deux paramètres considérés. La stabilité est discutée selon les domaines représentés sur ces abaques.

### 1.3.3 Application du critère de Middlebrook au dimensionnement du filtre d'entrée d'un hacheur dévolteur

Compte tenu de son apparition récurrente au niveau des articles qui traitent des problèmes de stabilité, nous avons jugé qu'il serait très intéressant d'appliquer le critère de *Middlebrook* sur les systèmes que nous étudions. Cette démarche nous permet de comparer les résultats obtenus à travers deux approches, la seconde étant basée sur le critère de *Routh-Hurwitz*.

Le système considéré pour cette étude est présenté figure (1.8). Il s'agit d'un hacheur dévolteur piloté en courant, alimenté par une source continue à travers son filtre d'entrée. Notre objectif est de proposer un dimensionnement de la cellule de filtrage  $[L_{\text{filtre}}, C_{\text{filtre}}]$  garantissant la stabilité de l'ensemble.

Pour les mêmes raisons que précédemment, nous appliquons le critère de *Middlebrook* au niveau du bus DC. Nous distinguons par conséquent deux sous-systèmes :

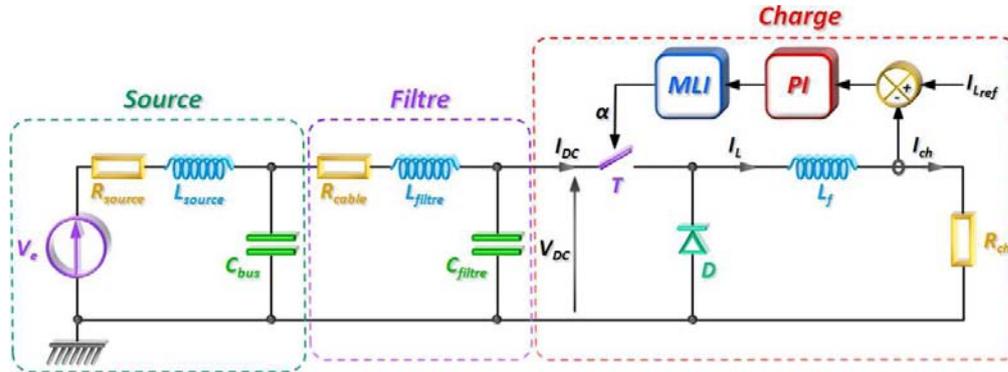


FIG. 1.8 – Système considéré pour comparer les résultats de stabilité obtenus à travers les critères de Middlebrook et Routh-Hurwitz

la source et l'ensemble filtre-charge.

La première condition impose que ces deux sous-systèmes soient individuellement stables. Pour représenter le générateur qui alimente le bus DC, ainsi qu'un éventuel convertisseur statique introduit entre ces deux éléments, nous utilisons un modèle de source impédant (voir 2.3.2). Le bus est quant à lui matérialisé par le condensateur  $C_{bus}$ . Le modèle de l'ensemble est du second ordre, donc inconditionnellement stable étant donné que ses paramètres sont tous strictement positifs (polynôme de *Hurwitz* - voir 3.2.1).

Afin de pouvoir étudier la stabilité de l'ensemble filtre-charge, nous commençons par construire le modèle du hacheur dévolteur. Il est représenté par une admittance équivalente, notée  $Y_{buck}$  (cette notion est davantage détaillée dans le chapitre 2, dans la partie 2.4.2.1 au sujet des hacheurs). Celle-ci permet de représenter la commande, les boucles de régulation et de compensation, ainsi que la charge, qui est purement résistive dans notre exemple. Elle s'exprime sous la forme d'une fonction rationnelle en  $p$  (variable de *Laplace*), avec un polynôme du deuxième ordre au numérateur et du troisième ordre au dénominateur. Il représente le comportement moyenné de l'ensemble autour d'un point de fonctionnement.

Ce second sous-système regroupe les paramètres indéterminés du filtre que nous cherchons à dimensionner. Nous définissons par conséquent les domaines d'excursion des valeurs de  $L_{filtre}$  et  $C_{filtre}$ , et l'ensemble des combinaisons vérifiant la première condition imposée par le critère de *Middlebrook* sont présentées sur la figure (1.9). Le sous-système est dit stable lorsque l'équation caractéristique de son modèle est un polynôme de *Hurwitz*.

La seconde condition, relative à l'interaction des deux sous-systèmes, nécessite de déterminer leurs impédances équivalentes vues à travers le bus DC. À l'aide de l'outil de modélisation que nous avons développé sous *Maple* (voir 2.3.1), nous obtenons les expressions (1.1) et (1.2). La construction du modèle n'est possible qu'à partir d'impédances : nous inversons par conséquent l'expression de l'admittance

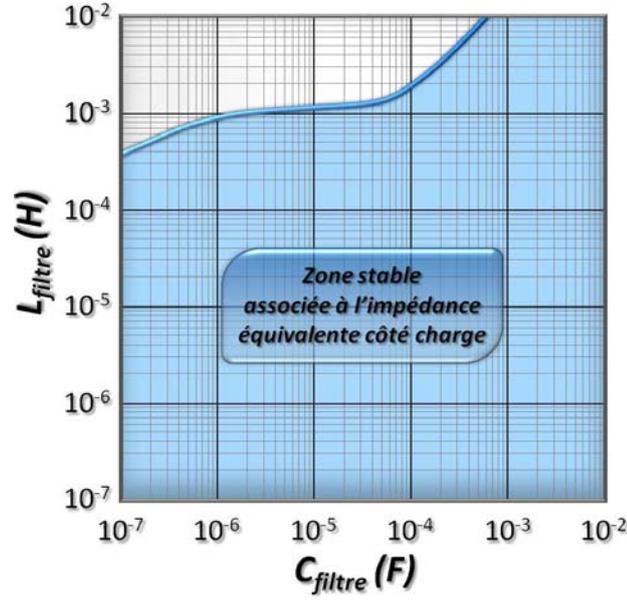


FIG. 1.9 – Valeurs des paramètres du filtre vérifiant la première condition imposée par le critère de Middlebrook

équivalente  $Y_{buck}$ , que nous appelons  $Z_{buck}$  dans (1.2).

$$Z_{out\_source}(p) = \frac{R_{source} + L_{source}p}{1 + R_{source}C_{bus}p + L_{source}C_{bus}p^2} \quad (1.1)$$

$$Z_{in\_charge}(p) = \frac{(R_{cable} + Z_{buck}) + (L_{filtre} + R_{cable}Z_{buck}C_{filtre})p + (L_{filtre}C_{filtre}Z_{buck})p^2}{1 + (C_{filtre}Z_{buck})p} \quad (1.2)$$

L'étude du diagramme de Nyquist de  $T_{sc}$ , correspondant au rapport de  $Z_{out\_source}$  sur  $Z_{in\_charge}$ , nous permet de définir le domaine vérifiant la seconde condition imposée par le critère de *Middlebrook* dans le plan  $(C_{filtre}, L_{filtre})$ . Ce dernier est représenté sur la figure (1.10). Nous retenons qu'un point est dit stable si le diagramme de Nyquist de  $T_{sc}$  est compris dans le cercle unitaire, quelque soit la valeur de la fréquence.

Cet abaque est construit en comparant le diagramme de Nyquist de  $T_{sc}$ , pour l'ensemble des combinaisons de  $L_{filtre}$  et  $C_{filtre}$  considérées, avec le cercle unitaire. Les figures (1.11) présentent des exemples de tracés correspondant aux dimensionnements définis suivant le segment de droite repéré figure (1.10). Nous constatons que la condition est vérifiée lorsque  $L_{filtre}$  est inférieure à  $35\mu H$  pour un condensateur  $C_{filtre}$  de  $100\mu F$ .

Au final, les solutions retenues par le critère de *Middlebrook* correspondent à l'intersection des deux domaines obtenus précédemment : elles forment la zone

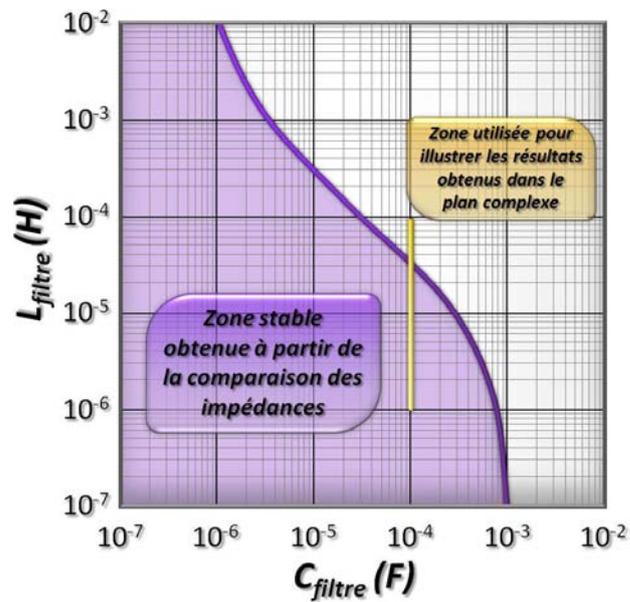


FIG. 1.10 – Valeurs des paramètres du filtre vérifiant la seconde condition imposée par le critère de Middlebrook

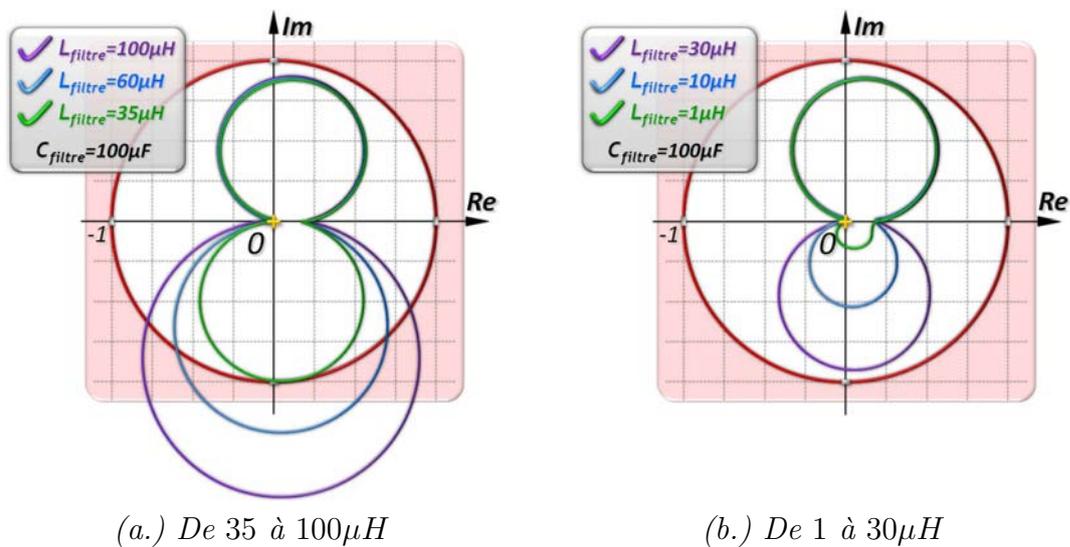


FIG. 1.11 – Diagrammes de Nyquist du rapport d'impédances pour plusieurs valeurs d'inductances

stable représentée figure (1.12). En utilisant le critère de *Routh-Hurwitz* pour dimensionner les paramètres du filtre, nous obtenons la zone ajoutée figure (1.13).

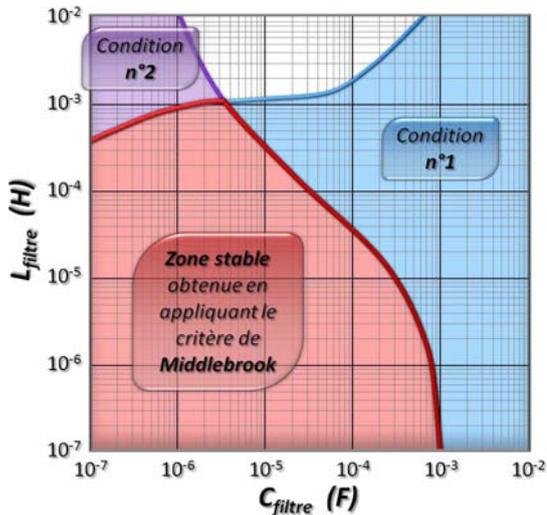


FIG. 1.12 – Abaque représentant les solutions stables retenues par le critère de Middlebrook

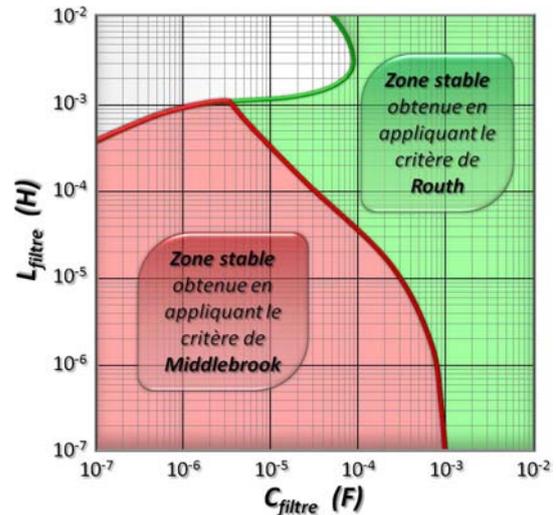


FIG. 1.13 – Abaque comparatif des solutions obtenues en appliquant les deux critères de stabilité

Nous constatons que la zone stable obtenue en appliquant le critère de *Middlebrook* est incluse à l'intérieur de celle associée au critère de *Routh-Hurwitz*. Ce résultat ne nous surprend pas étant donné que les conditions imposées par le premier ne sont pas nécessaires contrairement au second. Plusieurs résultats de simulations ont confirmé que les dimensionnements pris dans la zone supplémentaire obtenue avec *Routh-Hurwitz* se traduisent bien par un comportement stable du système. Le raisonnement qui consiste à augmenter la valeur du condensateur pour stabiliser le système, souvent vérifié dans la pratique, est clairement mis en évidence avec *Routh-Hurwitz* et non avec *Middlebrook*.

En conclusion, nous retenons sur cet exemple que le critère de *Middlebrook* propose des solutions stables, ne représentant pas nécessairement l'ensemble des dimensionnements possibles. Il nécessite une étude graphique plus complexe que le critère de *Routh-Hurwitz*, car celle-ci est réalisée point par point afin de vérifier les diagrammes pour toutes les fréquences. Par ailleurs, nous soulignons qu'il est de plus nécessaire de choisir les bornes à travers lesquelles la stabilité est étudiée.

### 1.3.4 Influence du choix des bornes d'études sur les résultats obtenus

Nous recherchons l'influence du positionnement des bornes utilisées pour étudier la stabilité sur le résultat final. Pour ce faire, nous choisissons de superposer les domaines représentant les solutions stables obtenues à travers différentes bornes, avec celui que nous obtenons en appliquant le critère de *Routh-Hurwitz*. En effet,

ce dernier se base sur l'équation caractéristique du modèle, qui est unique à chaque système. De plus, comme c'est un critère nécessaire de stabilité, le domaine qu'il propose peut être utilisé comme référence.

Pour enrichir notre étude comparative entre ces deux critères de stabilité, nous utilisons une charge différente, constituée d'un onduleur et d'une machine synchrone à aimants permanents. Le système considéré est présenté figure (1.14).

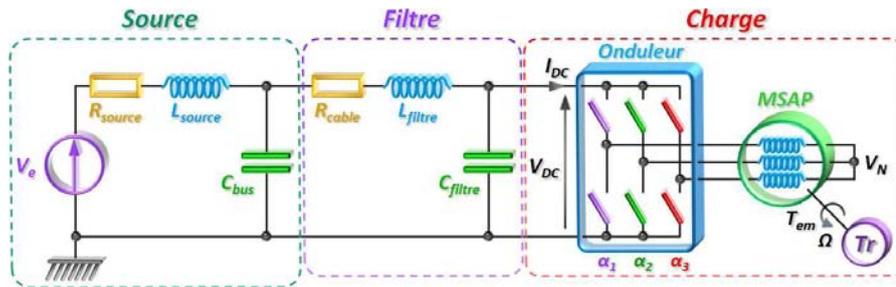


FIG. 1.14 – Système utilisé pour étudier l'influence des bornes d'études sur le résultat final

L'étude est menée suivant les deux découpages du système illustrés figures (1.15). Dans un premier temps, nous nous plaçons autour du bus DC, soit entre la source et le filtre. Dans la seconde configuration, nous positionnons la séparation entre l'ensemble source-filtre et la charge.

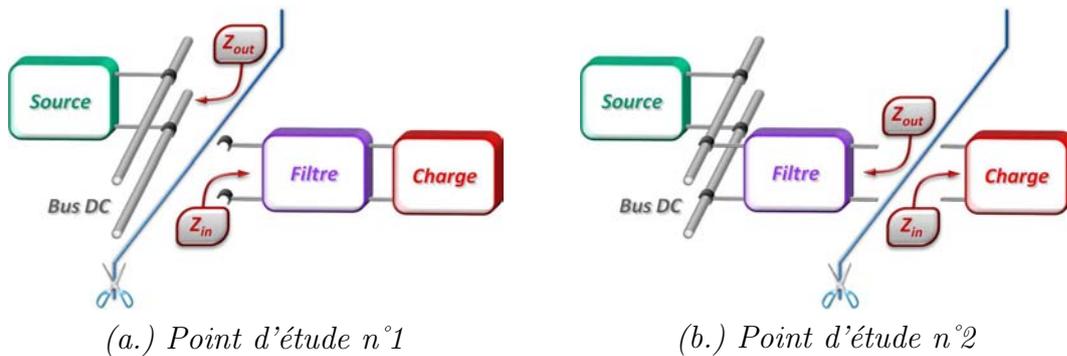


FIG. 1.15 – Présentation des différents points de séparation considérés dans cette étude

Les abaque sont construits en utilisant la même démarche que précédemment. Nous nous limitons aux résultats finaux. Avec la première configuration, nous obtenons le domaine stable représenté sur la figure (1.16). La comparaison avec le critère de *Routh-Hurwitz* est présentée figure (1.17).

Nous retrouvons sur la figure (1.17) un résultat similaire à celui obtenu précédemment. Les solutions proposées par le critère de *Middlebrook* ne représentent pas

l'ensemble des dimensionnements possibles, illustrés à travers le critère de *Routh-Hurwitz*.

En considérant la seconde configuration, nous obtenons les résultats présentés sur les figures (1.18) et (1.19).

Une fois de plus, les contraintes qu'impose le critère de *Middlebrook* éliminent des solutions stables. Par ailleurs, les figures (1.17) et (1.19) présentent des domaines stables qui diffèrent en fonction des bornes d'études considérées. Ce choix, qui est réalisé de manière arbitraire, influence donc les dimensionnements proposés par le critère de *Middlebrook*; et comme ce dernier n'impose pas des conditions nécessaires de stabilité, le concepteur de réseau pourrait ne pas trouver de solution à son problème.

En remarque, la fusion des zones de stabilité obtenues suivant les deux configurations nous permet d'approcher le résultat donné par *Routh-Hurwitz*. Cette approche, qui ne semble pas être généralisable, nécessite par ailleurs beaucoup plus de travail pour parvenir au domaine complet, obtenu après une seule étape avec le critère de *Routh-Hurwitz*.

Enfin, lorsque nous augmentons la complexité des réseaux étudiés, les domaines stables obtenus en appliquant le critère de *Middlebrook* sont de plus en plus limités, voir inexistant dans certains cas.

### **1.3.5 Conclusions relatives à l'utilisation du critère de Middlebrook**

La définition du critère basé sur la comparaison d'impédances, proposée par *Middlebrook*, n'est pas adaptée aux études de stabilité des réseaux distribués de puissance. Elle impose en effet des conditions trop restrictives, qui limitent d'autant plus les solutions que les systèmes se complexifient. Par ailleurs, le positionnement des bornes d'étude se révèle être un facteur non négligeable sur la présentation des résultats obtenus.

## **1.4 D'autres méthodes permettant d'étudier la stabilité de ce type de réseaux**

### **1.4.1 Les critères de comparaison d'impédances proposés par l'Université Publique de Navarre**

#### **1.4.1.1 Étude de la stabilité à partir de ces critères**

Dans le cadre du projet européen MOET (More Open Electrical Technologies) [Moe], nous avons eu l'occasion de travailler en collaboration avec Jesús López et Alberto Berasain - chercheurs à l'UPNA - au niveau du WorkPackage 7.24. Au

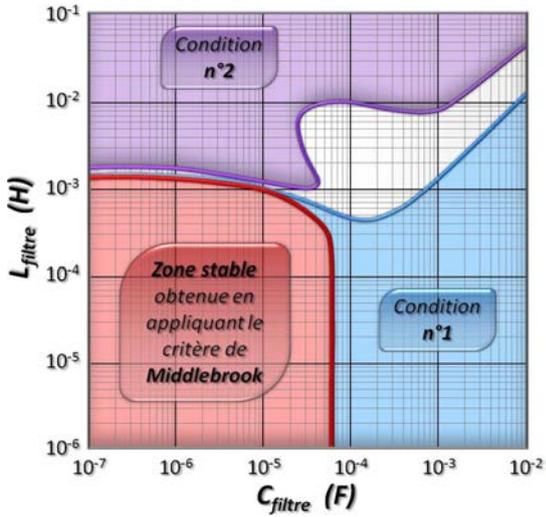


FIG. 1.16 – Abaque de stabilité résultant du critère de Middlebrook pour la configuration n°1

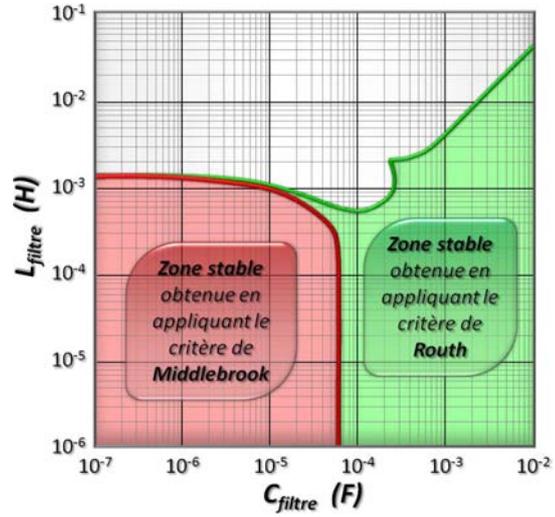


FIG. 1.17 – Comparatif des résultats obtenus avec les deux critères de stabilité (configuration n°1)

**Note :** Le domaine stable de la figure 1.16 correspond à la superposition des deux conditions (la condition n°2 se divise en deux zones sur cet exemple)

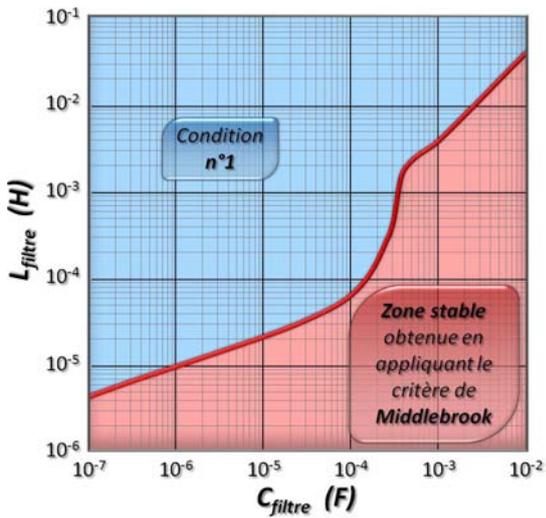


FIG. 1.18 – Abaque de stabilité résultant du critère de Middlebrook pour la configuration n°2

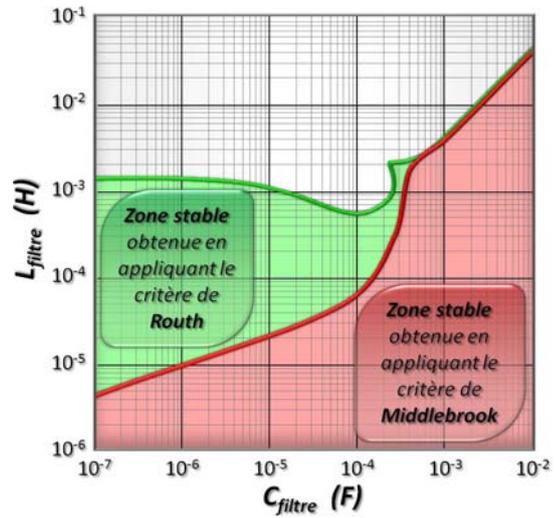


FIG. 1.19 – Comparatif des résultats obtenus avec les deux critères de stabilité (configuration n°2)

**Note :** Le domaine stable de la figure 1.18 correspond à la superposition des deux conditions (la condition n°2 est la seule limitant le domaine stable sur cet exemple)

cours de leurs travaux, ils ont proposé une approche permettant d'étudier la stabilité des DPS, à partir du critère de *Middlebrook*. Nous proposons dans cette partie une synthèse des résultats qu'ils ont obtenus.

Nous n'évoquons pas leurs conclusions concernant le caractère trop sélectif du critère de *Middlebrook*, ainsi que l'influence des bornes d'étude sur l'allure des diagrammes de Nyquist, puisque même si elles diffèrent sur la forme, elles revêtent le même sens que celles énoncées précédemment.

Ils considèrent un réseau regroupant un modèle de source impédant, un filtre et une charge à puissance constante, comme celui présenté figure (1.20).

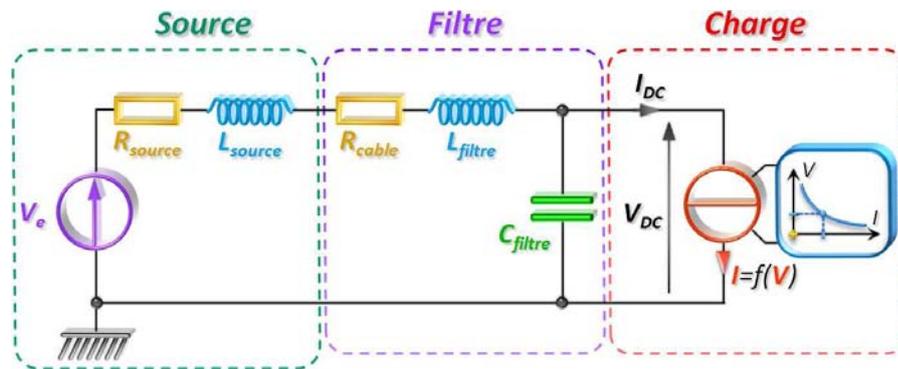


FIG. 1.20 – Système considéré par les chercheurs de l'UPNA pour étudier les critères basés sur la comparaison d'impédance

Ils utilisent le critère de *Middlebrook*, suivant différentes expressions de la condition imposée sur  $T_{sc}$ . Nous les représentons graphiquement sur les figures (1.21). Ces définitions sont tirées de [Mid76a, Wil93, Sud00].

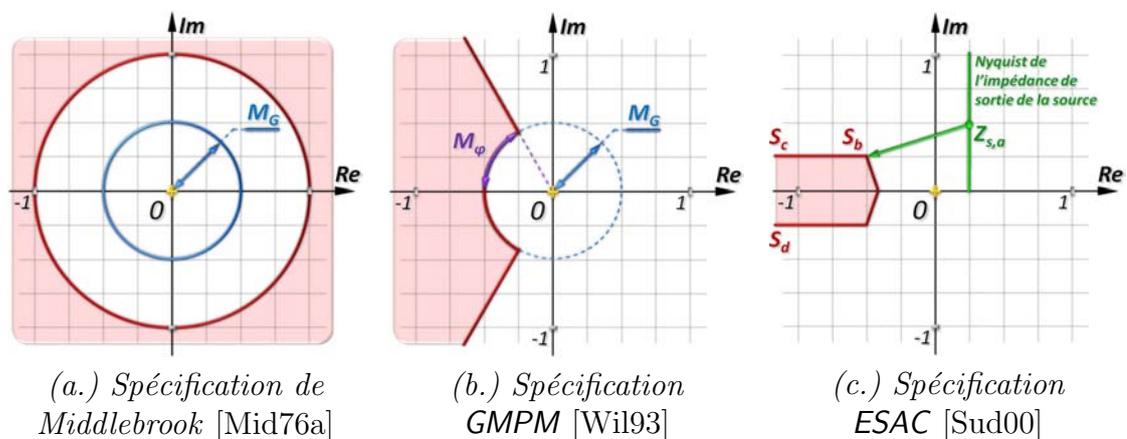


FIG. 1.21 – Différentes formulation de la condition d'interaction combinée au critère de Middlebrook - Les zones interdites sont dessinées en rouge

Plus les contraintes se relâchent (de (a.) vers (c.)), et plus le résultat se rap-

proche de celui obtenu avec un critère absolu de stabilité. L'inconvénient majeur de ces définitions est leur sélectivité trop importante, qui limite le domaine d'excursion des solutions proposées. Pour parvenir à une condition nécessaire et suffisante de stabilité, les chercheurs de l'UPNA proposent une autre définition, qui s'oriente sur le critère du revers de *Nyquist*. Nous la représentons graphiquement sur la figure (1.22).

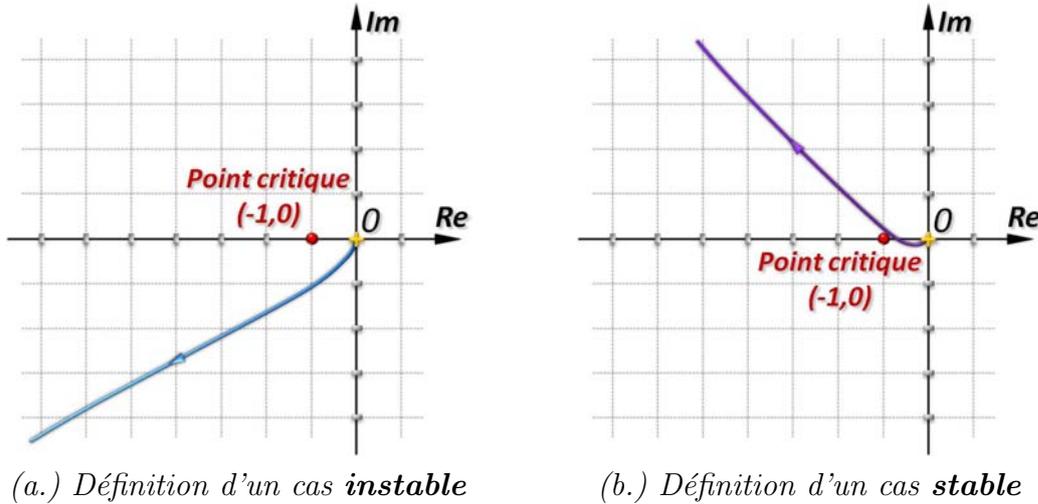


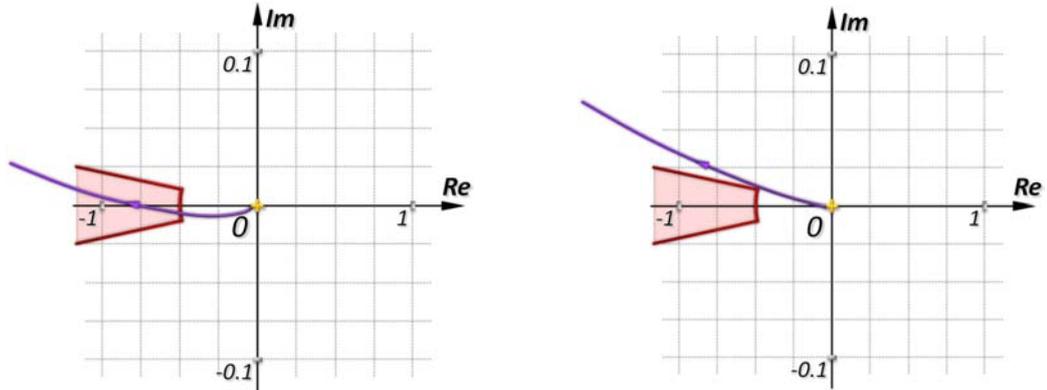
FIG. 1.22 – Condition nécessaire et suffisante de stabilité proposée par l'UPNA

La définition qu'ils proposent est la suivante : le système est stable si, et seulement si, le diagramme de Nyquist n'entoure pas le point critique dans le sens horaire. Cette reformulation leur permet de retrouver l'ensemble des solutions stables.

En conclusion, si nous considérons que l'analyse de la stabilité d'un réseau requiert une vision complète du système, la formulation proposée par l'UPNA constitue une des réponses possibles.

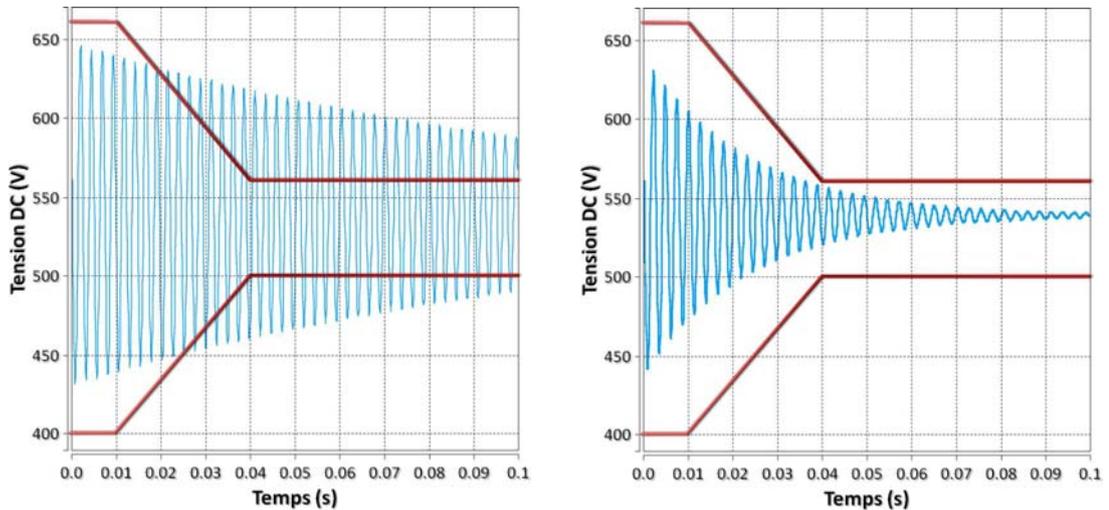
Si nous revenons aux formulations illustrées figure (1.21), la définition initiale de *Middlebrook* (a.) n'est pas adaptée à ce type d'étude, puisque trop sélective. Celle proposée par *Wildrick*, (b.), permet de prendre en compte des marges de gain et de phase. Elle renseigne donc davantage sur le comportement du système, en ajoutant des notions de performance, à la contrainte propre de stabilité. Si nous l'utilisons dans le contexte aéronautique par exemple, cette définition nous permet d'intégrer les spécifications du standard *MIL-STD-704F* (voir 4.2.1). Les figures (1.23) présentent deux cas, où le tracé de Nyquist de  $T_{sc}$  respecte ou viole la condition de *GMPM*, proposée par *Wildrick*.

En fixant judicieusement les marges de gain et de phase, les tracés nous permettent d'éliminer les solutions ne vérifiant pas les gabarits spécifiés dans le standard *MIL-STD-704F*. En effet, les transitoires de la tension aux bornes du bus correspondant aux deux cas de la figure (1.23) sont donnés figure (1.24).



(a.) Cas où le diagramme de Nyquist de  $T_{sc}$  passe dans la zone interdite (b.) Cas où le diagramme de Nyquist de  $T_{sc}$  reste en dehors de la zone interdite

FIG. 1.23 – Différentes configurations du diagrammes de Nyquist par rapport à la condition de GMPM



(a.) Cas où le diagramme de Nyquist de  $T_{sc}$  passe dans la zone interdite (b.) Cas où le diagramme de Nyquist de  $T_{sc}$  reste en dehors de la zone interdite

FIG. 1.24 – Régimes transitoires de la tension aux bornes du bus obtenus dans les conditions des deux cas étudiés

Ces courbes mettent en évidence l'intérêt de la condition proposée par *Wildrick* par rapport à la problématique de dimensionnement de filtre. La zone délimitée par les marges de gain et de phase permet de conditionner la dynamique de la tension de bus, afin qu'elle respecte le gabarit imposé par le standard *MIL-STD-704F*.

#### 1.4.1.2 Conclusions sur l'utilisation de ces critères

Les résultats proposés par les chercheurs de l'UPNA illustrent l'intérêt des définitions moins contraignantes, au niveau des critères de comparaison d'impédances. Ils présentent d'ailleurs une condition nécessaire et suffisante de stabilité. De plus, ils soulignent la possibilité de répondre à des préoccupations définies dans les standards aéronautiques, à travers la définition de marges de gain et de phase (GMPM [Wil93]).

### 1.4.2 Étude de sensibilité des paramètres basée sur l'analyse modale

#### 1.4.2.1 Présentation de la méthode à travers un exemple concret

Le comportement d'un système physique est régi par l'ensemble de ses modes, qui répondent aux signaux d'excitation appliqués sur ses entrées. Les dynamiques associées à chaque mode se positionnent selon les valeurs prises par les paramètres qui définissent le système. L'analyse modale, telle qu'elle a été proposée par Frank Barruel lors de ses travaux de thèse [Bar07], recherche les sensibilités des modes d'un système en fonction de certains de ses paramètres. Elle nous permet donc d'identifier quels sont les paramètres prépondérants sur l'évolution de chacun des modes, ainsi que les grandeurs sur lesquels ils agissent.

La première étape de cette méthode consiste à déterminer les paramètres analytiques de la matrice d'état du système. Une suite d'opérations mathématiques est ensuite appliquée sur ce modèle, afin d'obtenir des coefficients qui pondèrent l'influence de chacun des modes sur l'ensemble des variables d'état. En associant ces coefficients avec ceux de la matrice d'état, nous pouvons rechercher des couplages entre les paramètres du modèle et les dynamiques du système. Pour illustrer le fonctionnement de l'analyse modale, nous considérons le système représenté figure (1.25).

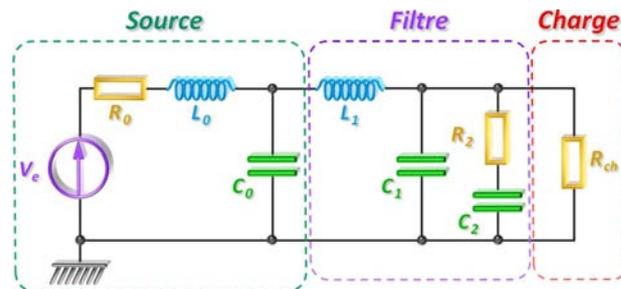


FIG. 1.25 – Système considéré pour illustrer l'analyse modale

1.4. D autres méthodes permettant d étudier la stabilité de ce type de réseaux 29

L'application des lois de Kirchhoff et des lois d'ohm aux bornes des éléments passifs nous permet de déterminer l'expression analytique de la matrice d'état du système, notée A. Nous distinguons cinq variables d'état ( $n=5$ ), qui représentent les tensions ( $v_{C_0}, v_{C_1}, v_{C_2}$ ) et les courants ( $i_{L_0}, i_{L_1}$ ).

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_0} & -\frac{1}{C_0} \\ 0 & -\frac{R_{ch}+R_2}{R_2 R_{ch} C_1} & \frac{1}{R_2 C_1} & 0 & \frac{1}{C_1} \\ 0 & \frac{1}{R_2 C_2} & -\frac{1}{R_2 C_2} & 0 & 0 \\ -\frac{1}{L_0} & 0 & 0 & -\frac{R_0}{L_0} & 0 \\ \frac{1}{L_1} & -\frac{1}{L_1} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{matrix} v_{C_0} \\ v_{C_1} \\ v_{C_2} \\ i_{L_0} \\ i_{L_1} \end{matrix}$$

Nous calculons ensuite les valeurs propres de la matrice A, après avoir déterminé les valeurs numériques de ses coefficients. Nous les disposons sur la diagonale d'une matrice notée  $\lambda$ , de dimension ( $n \times n$ ).

$$\lambda = \begin{bmatrix} -10039 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -368+13867j & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -368-13867j & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -446+1833j & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -446-1833j \end{bmatrix}$$

Nous recherchons alors les vecteurs propres de la matrice A associés aux valeurs propres  $\lambda$ . Nous les regroupons dans une matrice notée  $\varphi$  de dimension ( $n \times n$ ).

$$\varphi = \begin{bmatrix} -0.01 & -0.08-0.17j & -0.08+0.17j & 0.42-0.61j & 0.42+0.61j \\ -0.04 & -0.32+0.87j & -0.32-0.87j & 0.43-0.62j & 0.43+0.62j \\ 10.76 & 0.53+0.14j & 0.53-0.14j & 0.32-0.71j & 0.32+0.71j \\ 0 & 0.03-0.01j & 0.03+0.01j & 0.71+0.69j & 0.71-0.69j \\ -0.06 & -1.44+0.59j & -1.44-0.59j & 0.16+0.07j & 0.16-0.07j \end{bmatrix}$$

Enfin, la matrice  $\varphi$  est inversée puis transposée pour donner la matrice notée  $\psi^T$ , de dimension ( $n \times n$ ).

$$\psi^T = \begin{bmatrix} -0.05 & -0.15+0.43j & -0.15-0.43j & 0.40+0.41j & 0.40-0.41j \\ -0.04 & 0.17-0.41j & 0.17+0.41j & 0.08+0.08j & 0.08-0.08j \\ 0.09 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.01 & 0.05+0.02j & 0.05-0.02j & 0.42-0.29j & 0.42+0.29j \\ 0.03 & -0.30-0.12j & -0.30+0.12j & 0.01-0.01j & 0.01+0.01j \end{bmatrix}$$

En faisant le produit termes à termes des matrices  $\varphi$  et  $\psi^T$ , nous obtenons la matrice des facteurs de participation. Nous décomposons ces coefficients complexes en deux matrices, représentant les modules et les phases de chaque coefficient. Nous présentons ici la matrice des modules.

	$\lambda_1$	$\lambda_2$	$\lambda_3$	$\lambda_4$	$\lambda_5$
$V_{C_0}$	0.00	0.09	0.09	0.42	0.42
$V_{C_1}$	0.00	0.41	0.41	0.09	0.09
$V_{C_2}$	1.00	0.00	0.00	0.00	0.00
$I_{L_0}$	0.00	0.00	0.00	0.51	0.51
$I_{L_1}$	0.00	0.50	0.50	0.00	0.00

Elle donne la sensibilité de chaque variable d'état en fonction des modes du système. Nous la superposons à la matrice d'état afin d'introduire les paramètres du modèle. Nous soulignons les termes de la matrice de modules, qui correspondent à des coefficients non nuls au niveau de la matrice  $A$ . Nous isolons deux coefficients, qui représentent les sensibilités de la tension aux bornes de la charge ( $v_{C_1}$ ) en fonction des modes 3 et 5 du système.

	$\lambda_3$	$\lambda_5$
$V_{C_1}$	0.41	0.09
	$\frac{1}{R_2 C_1}$	$\frac{1}{C_1}$

Les expressions analytiques des coefficients de  $A$  associées à ceux de la matrice des modules sont rappelées en dessous. Nous constatons que le condensateur  $C_1$ , présent au niveau de ces deux coefficients, pondère davantage le mode 3 que le mode 5. Pour vérifier ce résultat, nous représentons sur la figure (1.26) l'évolutions de ces deux modes par rapport à une variation de la valeur du condensateur  $C_1$ , de  $12\mu\text{F}$  à  $1.2\text{mF}$ .

Nous observons très nettement une plus grande sensibilité du mode 3 par rapport au mode 5 à la valeur de  $C_1$ . Nous sommes donc en mesure de connaître les paramètres les plus influents sur chacun des modes du système.

#### 1.4.2.2 Conclusion sur l'analyse modale

L'analyse modale permet de réaliser une étude de sensibilité sur les dynamiques qui composent le système, en fonction de ses paramètres. Elle apporte donc des renseignements très utiles au concepteur de réseau, lui permettant de déterminer des commandes plus optimales afin d'améliorer la dynamique de son système. Toutefois dans le contexte des études de stabilité, la complexité des réseaux, qui se traduit notamment par un nombre élevé de paramètres, rend plus difficile la détermination de ces couplages entre modes et paramètres. L'article [Bar05] propose une comparaison des approches basées sur le critère de *Middlebrook* et sur l'analyse modale.

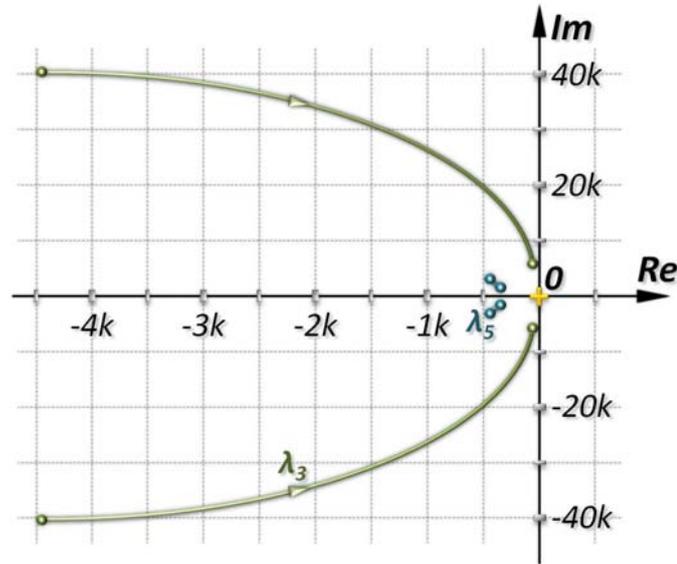


FIG. 1.26 – Évolutions des valeurs propres  $\lambda_3$  et  $\lambda_5$  pour une variation de  $C_1$  allant de  $12\mu\text{F}$  à  $1.2\text{mF}$

### 1.4.3 La $\mu$ -analyse appliquée à l'analyse de la stabilité et au dimensionnement robuste

#### 1.4.3.1 Le principe de la $\mu$ -analyse

Dans le cadre du projet européen MOET, nous avons eu également l'occasion de travailler en collaboration avec Matthieu Sautreuil, Delphine Riu et Nicolas Retière, qui sont rattachés au G2ELab (Laboratoire de Génie Électrique de Grenoble). Ils présentent un outil basé sur la  $\mu$ -analyse [Sau09, Her09], qui leur permet d'étudier la stabilité des DPS, en intégrant les aspects de robustesse dans leur recherche de dimensionnements. Nous proposons dans cette partie une synthèse des principaux résultats qu'ils ont obtenus.

Pour commencer, nous énumérons les différentes étapes qui permettent d'appliquer la  $\mu$ -analyse sur un système. Dans l'ordre, nous devons :

- Dissocier les parties connues du système des incertitudes sur chaque paramètre :

Cette étape correspond en fait à une transformation matricielle LFT (Linear Fractional Transformation) détaillée dans [Hec04]. La figure (1.27) présente le modèle considéré, qui a pour entrée le vecteur  $u$  et pour sortie le vecteur  $y$ . Les parties connues sont représentées par le bloc  $M$  et les incertitudes sont regroupées au niveau de la matrice  $\Delta$ . Pour un paramètre noté  $c$ , défini tel que  $c = c_0(1 + a_c\delta_c)$  avec  $-1 < \delta_c < 1$ ;  $\delta_c$  représente l'incertitudes de  $c$ . Elle est écrite dans la matrice  $\Delta$ , qui est diagonale.

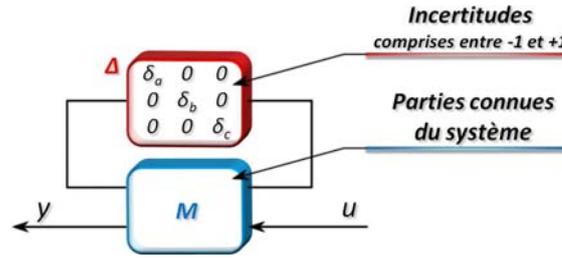


FIG. 1.27 – Transformation matricielle LFT appliquée sur un système avec 3 paramètres (a,b,c)

- Tracer la réponse fréquentielle du système en tenant compte des incertitudes que nous avons définies :

Pour un système donné (pouvant par exemple être défini sous forme de schéma bloc), la matrice  $M$  peut être déterminée en utilisant la fonction `sysic`, incluse à la toolbox  `$\mu$  tool` de *Matlab* [Mat]. La réponse fréquentielle de  $M$  est dès lors facilement accessible sur *Matlab*. Enfin, la fonction `startp` nous permet de déterminer et tracer les diagrammes de Bode prenant en compte les incertitudes du système, connaissant les bornes ( $c_0, a_c$ ).

- Commencer l'étude de la robustesse à partir de la  $\mu$ -analyse :

Cette étape commence avec le calcul de la réponse fréquentielle de  $M$ , suivi de la détermination de ses valeurs singulières (notées  $\mu_\Delta$ ), qui prennent en compte les incertitudes de  $\Delta$ . Pour chaque valeur de fréquence, l'algorithme détermine les bornes  $\mu_\Delta(M(j\omega))$ , à partir de la matrice  $M$ . Par ailleurs, il spécifie la borne supérieure ( $\beta_u$ ) et la borne inférieure ( $\beta_l$ ) qui dépendent de la fréquence : ( $\beta_u$ ) étant la valeur crête de la borne supérieure associée à  $\mu_\Delta$ , et ( $\beta_l$ ) étant la valeur crête de la borne inférieure associée à  $\mu_\Delta$ .

En conclusion, pour toutes matrices de perturbation  $\Delta$ , l'expression (1.3) donne la marge de stabilité, qui tient compte des incertitudes de la matrice  $M$ .

$$\frac{1}{\max \mu_\Delta(M(j\omega))} \quad (1.3)$$

Nous proposons d'appliquer cette méthode au dimensionnement de paramètres dans le contexte d'un réseau HVDC.

#### 1.4.3.2 Application de la $\mu$ -analyse sur des réseaux distribués

Le `WorkPackage 7.24` du projet MOET prévoyait l'étude d'un réseau HVDC composé de deux drives<sup>1</sup>, connectés sur le bus continu par l'intermédiaire de filtres d'entrée, dont les topologies sont données figure (1.28).

<sup>1</sup>Ensemble constitué d'un onduleur et d'une machine synchrone à aimants permanents.

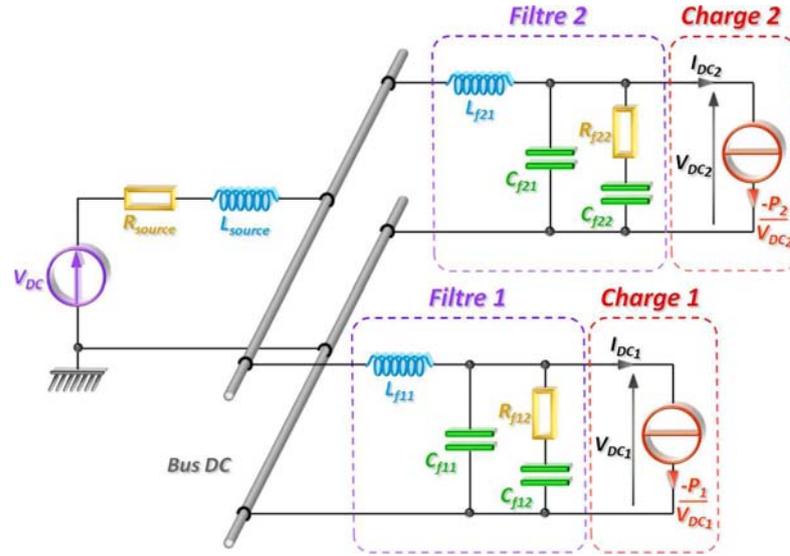


FIG. 1.28 – Système étudié dans le cadre du projet MOET

La  $\mu$ -analyse a été utilisée dans un premier temps afin de déterminer les valeurs limites des paramètres du filtre, assurant la stabilité du système. Les valeurs initiales des paramètres proposées dans MOET sont les suivantes :  $L_{f_{i1}}=20\mu\text{H}$ ,  $C_{f_{i1}}=400\mu\text{F}$ ,  $R_{f_{i2}}=1\Omega$  et  $C_{f_{i2}}=4.7\text{mF}$ .

La **première étude** porte sur les valeurs des inductances d'entrée des filtres,  $L_{f_{11}}$  et  $L_{f_{21}}$ . Leurs valeurs sont pondérées d'incertitudes, puis l'algorithme basé sur la  $\mu$ -analyse est utilisé afin de trouver les limites de stabilité. Au final, la conclusion est que les valeurs de ces inductances peuvent être augmentées de 85% sans déstabiliser le système. Une étude similaire sur les quatre condensateurs,  $C_{f_{1i}}$  et  $C_{f_{2i}}$ , donne un résultat qui autorise une diminution de 85% des valeurs de ces paramètres. Ces premiers résultats concernent uniquement l'étude de la stabilité.

La **seconde étude** inclut la prise en compte de la robustesse au niveau d'un dimensionnement proposé dans MOET. Elle introduit de nouvelles notions, obtenues en traduisant les gabarits temporels que nous rencontrons dans le standard aéronautique *MIL-STD-704F* (voir la partie 4.2.2), en spécifications fréquentielles que devra respecter la réponse du système. L'analyse est conduite à partir des tracés représentant les bornes  $\mu_{\Delta}$ , en considérant des incertitudes relatives sur chaque paramètre du filtre. En fixant ces dernières à 40%, l'algorithme donne après traitement les courbes représentées sur la figure (1.29).

Quelque soit la valeur de la fréquence, les deux bornes  $\mu_{\Delta}$  sont inférieures à un. Le dimensionnement proposé est donc robuste par rapport à des variations sur les valeurs des paramètres du filtre pouvant aller jusqu'à 40%.

La **dernière étude** s'intéresse au dimensionnement d'un condensateur de bus placé entre une source et un équipement, défini comme ceux présentés figure (1.28).

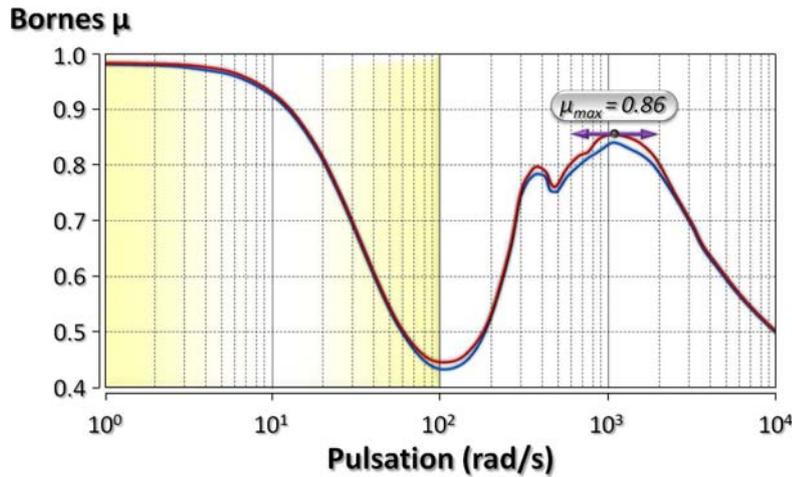
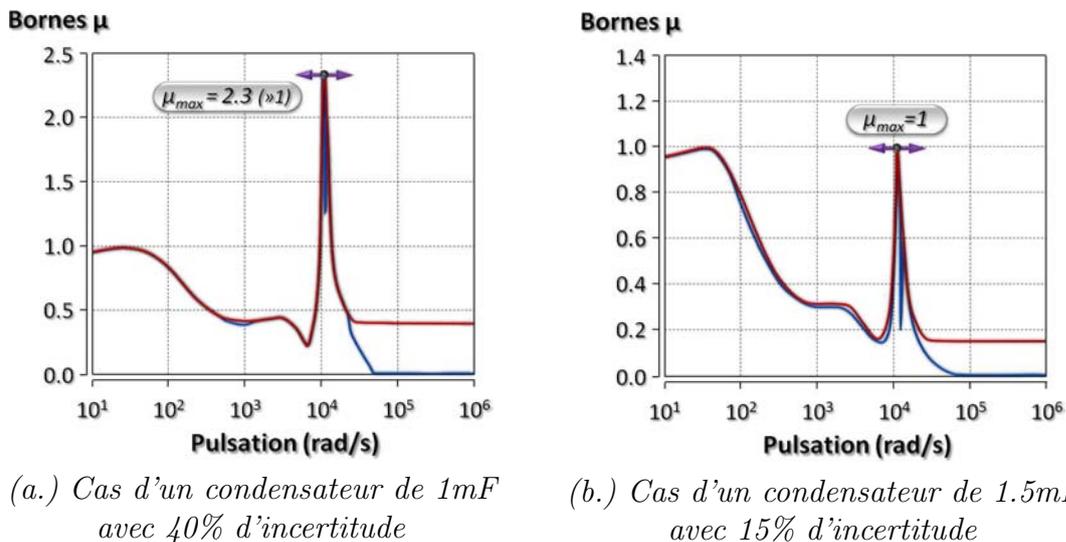


FIG. 1.29 – Évolutions des bornes  $\mu_{\Delta}$  en fonction de la fréquence, pour une incertitude de 40% sur les paramètres du filtre

Plusieurs valeurs de condensateur et incertitudes sont étudiées, parmi celles de la figure (1.30).



(a.) Cas d'un condensateur de  $1\text{mF}$  avec 40% d'incertitude

(b.) Cas d'un condensateur de  $1.5\text{mF}$  avec 15% d'incertitude

FIG. 1.30 – Évolutions des bornes  $\mu_{\Delta}$  pour différentes valeurs et incertitudes du condensateur de bus

Une augmentation de la valeur du condensateur de bus permet d'avoir un comportement plus robuste de la structure. En effet, le cas (a.) présente un dimensionnement qui n'est pas robuste, puisque pour une pulsation de  $10000\text{rad/s}$ , le coefficient  $\mu_{\Delta}$  est supérieur à un. En revanche dans le cas (b.), un condensateur de  $1.5\text{mF}$  avec des incertitudes de 15% sont tolérées, sans entraîner d'instabilité du système.

### 1.4.3.3 Conclusion sur la $\mu$ -analyse

Le G2ELab propose d'étudier la stabilité et la robustesse des réseaux distribués de puissance à partir de la valeur du coefficient de la  $\mu$ -analyse. À travers l'étude des variations maximales autorisées sur chaque paramètre, cet outil leur permet de définir les limites de stabilité, ainsi que la robustesse d'un dimensionnement par rapport à des spécifications fréquentielles. Son application, notamment dans le domaine industriel, est facilité par l'utilisation d'une toolbox spécifique à la  $\mu$ -analyse dans *Matlab*.

### 1.4.4 Conclusion

Nous venons de présenter dans cette partie quelques une des méthodes rencontrées au cours de la thèse, afin d'étudier le comportement des réseaux distribués de puissance.

Tout d'abord, les autres définitions dérivées de *Middlebrook* et basées sur des critères de comparaison d'impédances permettent d'obtenir des résultats satisfaisant. La stabilité peut être discutée, en tenant compte de marges, spécifiées sur le gain et sur la phase.

L'analyse modale, qui détermine les sensibilités de chaque mode en fonction des paramètres du système, facilite la recherche de commandes optimales.

Enfin, la  $\mu$ -analyse permet d'apporter un regard sur la stabilité et la robustesse des dimensionnement, à partir de l'études des bornes du coefficient  $\mu$ . L'existence d'une toolbox spécifique dans *Matlab* simplifie grandement son utilisation.

## 1.5 Résumé

Ce chapitre illustre tout d'abord le contexte de notre étude, en mettant notamment en évidence les risques d'instabilité. Nous présentons ensuite les principales méthodes que nous avons rencontrés pour répondre à cette problématique.

La première partie introduit les réseaux distribués de puissance. Il s'agit de structures isolées par rapport au réseau de distribution usuel, qui permettent l'échange de niveaux de puissances très élevés entre plusieurs sources et consommateurs. La présentation s'oriente alors plus particulièrement vers la technologie HVDC, dont les caractéristiques avantageuses justifient en partie son important développement.

Nous présentons ensuite les principaux facteurs d'instabilité de ses structures. Les couplages physiques entre plusieurs équipements absorbant des puissances constantes favorisent les risques de dégradation, voir d'instabilité du réseau.

La seconde partie énumère quelques unes des méthodes utilisées pour étudier le comportement des DPS. Nous présentons le critère de *Middlebrook*, dont la nature, nécessaire mais non suffisant, limite son intérêt pour répondre à notre problématique. De nouvelles définitions, toujours basées sur la comparaison d'impédances, donnent des résultats plus satisfaisants, qui associent les notions de stabilité et de

qualité. L'analyse modale permet d'optimiser la commande des systèmes en reliant leurs dynamiques avec leurs paramètres, mais elle ne répond pas aux objectifs que nous nous sommes fixés. La  $\mu$ -analyse recherche des dimensionnements stables et s'assure de leur robustesse, à travers la définition de variations maximales tolérées sur les paramètres étudiés.

# Chapitre 2

## Modélisation des systèmes étudiés, de la charge au réseau complet

### Table des matières

---

<b>2.1</b>	<b>Introduction</b>	<b>38</b>
<b>2.2</b>	<b>Modélisation de la charge à travers son admittance équivalente</b>	<b>39</b>
2.2.1	Présentation de la charge étudiée	39
2.2.2	Mise en équation - Introduction de la notion d'admittance équivalente	41
2.2.2.1	Méthodologie utilisée pour modéliser le drive	41
2.2.2.2	Construction de l'expression de l'admittance à partir du schéma bloc de l'ensemble	41
2.2.2.3	Détermination des paramètres de l'admittance	46
2.2.3	Validation de l'expression de l'admittance à partir d'un modèle de simulation	51
2.2.3.1	Réalisation du modèle de simulation sur le logiciel Saber	51
2.2.3.2	Comparaison des diagrammes de Bode des différents modèles	53
2.2.4	Prise en compte de la dynamique de vitesse dans l'expression de l'admittance	57
2.2.5	Conclusion	60
<b>2.3</b>	<b>Construction automatique d'un modèle de réseau HVDC</b>	<b>61</b>
2.3.1	L'environnement de calcul	61
2.3.1.1	Présentation de l'outil de modélisation	61
2.3.1.2	Application de cet outil sur un exemple concret	62
2.3.1.3	Fonctionnalités de Syrup utilisées dans le cadre de nos études	63
2.3.2	Le modèle des sources	64

2.3.3	Modélisation de réseaux complexes . . . . .	67
2.3.3.1	Les limitations des expressions traitées sous Maple	67
2.3.3.2	Méthode de modélisation pour les réseaux complexes . . . . .	67
2.3.3.3	Validation de la méthode de modélisation par sous-systèmes . . . . .	71
2.3.4	Conclusion . . . . .	72
<b>2.4</b>	<b>Quelques compléments à l'outil de modélisation . . . .</b>	<b>72</b>
2.4.1	Ajustement automatique du point de fonctionnement . .	72
2.4.1.1	Les conséquences de la linéarisation autour d'un point de fonctionnement . . . . .	72
2.4.1.2	Évaluation automatique du point de fonctionnement en fonction des paramètres du réseau .	73
2.4.2	Vers une modélisation automatique des charges . . . . .	76
2.4.2.1	Présentation et modélisation d'un hacheur dévolteur . . . . .	76
2.4.2.2	Détermination de l'admittance équivalente d'un hacheur dévolteur avec Syrup . . . . .	78
2.4.3	Conclusion . . . . .	80
<b>2.5</b>	<b>Résumé . . . . .</b>	<b>80</b>

## 2.1 Introduction

Les études de systèmes physiques se basent généralement sur la détermination de modèles mathématiques représentant leurs comportements dans un domaine défini. C'est notamment le cas pour la stabilité qui, avec les critères que nous avons considérés, s'évalue à partir de l'analyse de modèles linéaires. Lorsque les expressions obtenues ne vérifient pas cette condition, nous appliquons des linéarisations autour de points de fonctionnement, en s'assurant que les variations ne dépassent pas les domaines de validité de nos modèles.

Selon les critères, les modèles requis peuvent prendre différentes formes. En effet, le critère de *Middlebrook* présenté dans le chapitre précédent, s'appuie sur la comparaison des impédances équivalentes du circuit vues à travers un de ses nœuds ; alors que l'utilisation du critère de *Routh-Hurwitz* repose essentiellement sur l'analyse de l'équation caractéristique du système, qui contient toutes les informations sur la dynamique de celui-ci.

Si nous souhaitons pouvoir étudier la stabilité en fonction des différents éléments qui composent notre système, le modèle utilisé pour le représenter doit faire apparaître l'ensemble de ces paramètres. Par conséquent, nous privilégions les expressions analytiques, qui de plus, offrent la possibilité de réaliser des optimisations.

La pertinence des résultats obtenus dépend principalement de la précision des modèles. Néanmoins, cette fidélité par rapport aux comportements des systèmes réels peut rendre la détermination de ces modèles complexe, surtout si la structure à étudier présente de nombreux paramètres. Une méthode automatique permet de

traiter ces expressions volumineuses tout en limitant les risques d'erreurs dans le processus de modélisation.

L'objectif dans ce chapitre est de présenter notre démarche qui associe l'ensemble de ces observations. Il est important de préciser que la modélisation ne constitue pas le cœur de nos études, mais qu'elle s'intègre comme une étape nécessaire pour les mener à bien. Nous souhaitons en effet concevoir une méthode automatique qui permet de construire des modèles linéaires, formés d'expressions analytiques, qui sont exploitables par l'ensemble des critères de stabilité choisis. Nous exposons ici les différentes étapes permettant d'aboutir au modèle complet d'un réseau HVDC, composé d'une ou plusieurs charges.

Nous nous intéressons dans un premier temps à la modélisation de la charge, qui constitue le dernier maillon de notre système. Nous présentons ensuite la construction automatique d'un modèle de réseau à partir du package *Syrup* du logiciel *Maple*. La dernière partie quant à elle, met l'accent sur plusieurs développements visant à améliorer l'outil proposé.

## 2.2 Modélisation de la charge à travers son admittance équivalente

### 2.2.1 Présentation de la charge étudiée

Nous allons aborder progressivement les différentes étapes nous permettant de modéliser un réseau HVDC comme celui qui est présenté sur la figure (2.1). Pour ce faire, nous commençons par étudier les éléments qui interviennent en aval du bus continu, au niveau des consommateurs. La charge considérée dans notre cas est un onduleur triphasé associé à une machine synchrone à aimants permanents (MSAP) (2.2). Le terme de *drive* sera utilisé dans la suite de ce manuscrit pour désigner cet ensemble.

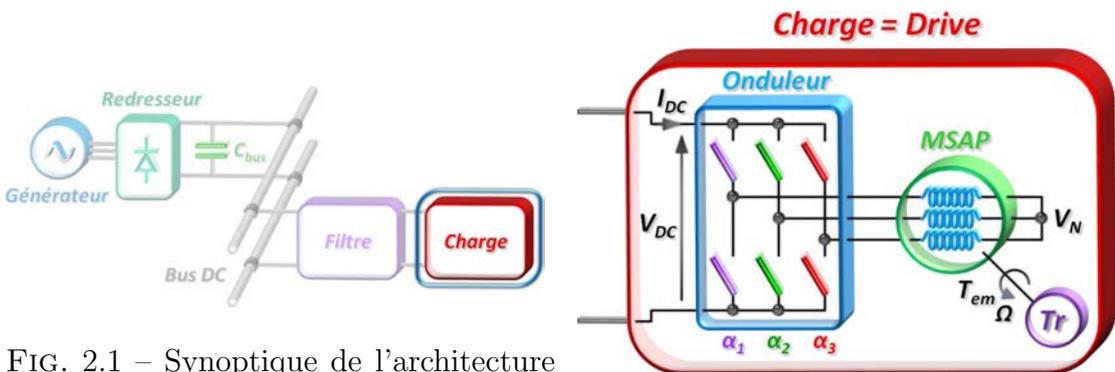


FIG. 2.1 – Synoptique de l'architecture d'un réseau HVDC

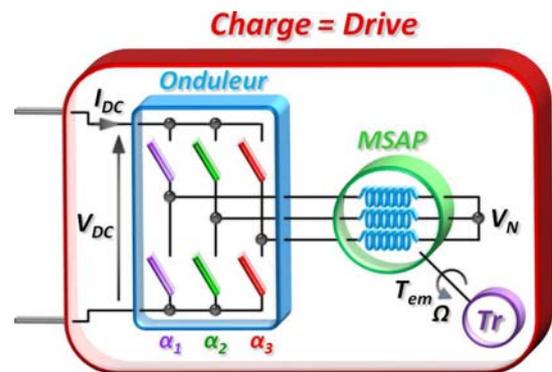


FIG. 2.2 – Représentation de l'ensemble appelé *drive*

Ce type d'équipement est souvent rencontré sur les systèmes industriels basés sur des réseaux HVDC. La MSAP présente de nombreux atouts qui la place comme meilleur compromis au niveau de ces structures, par rapport aux autres

machines existantes. Nous pouvons les retrouver à la fois comme générateurs dans les éoliennes par exemple, et comme moteurs dans la plupart des applications embarquées, notamment dans le cadre des réseaux aéronautiques.

Les progrès technologiques de ces dernières années, notamment dans la fabrication des aimants, ont contribué à revaloriser la popularité des MSAP. Elles remplacent de plus en plus dans certaines applications les machines asynchrones (MAS), et malgré le fait que le bus soit continu, elles restent également plus intéressantes que des machines à courant continu (MCC).

Les MSAP présentent de nombreux avantages. Ce sont des machines...

- très robustes et assez faciles à réaliser ;
- qui ont une puissance massique élevée ;
- qui ont des rendements très élevés lié principalement au fait que l'excitation ne soit pas générée à partir d'un courant ;
- qui peuvent travailler à des vitesses élevées ;
- qui ont de fortes caractéristiques dynamiques ;
- qui ont une durée de vie élevée, grâce aux aimants qui limitent l'échauffement des roulements.

La photo de la figure (2.3) est une vue éclatée de machine synchrone à aimants permanents. Son principe de fonctionnement est quant à lui illustré figure (2.4).

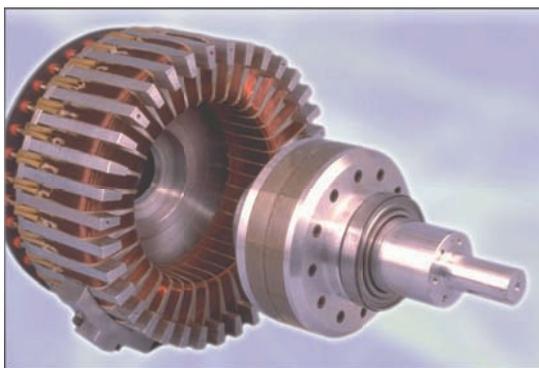


FIG. 2.3 – Vue éclatée de l'ensemble rotor/stator d'une MSAP

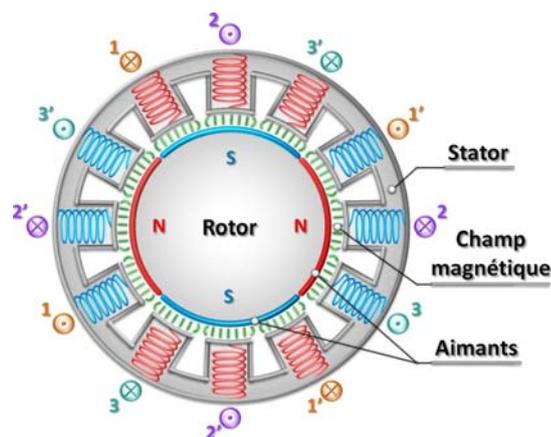


FIG. 2.4 – Principe de fonctionnement d'une MSAP

Nous allons maintenant voir comment modéliser le comportement de cet ensemble.

## 2.2.2 Mise en équation - Introduction de la notion d'admittance équivalente

### 2.2.2.1 Méthodologie utilisée pour modéliser le drive

Nous souhaitons caractériser le comportement du drive du point de vue du réseau, et par conséquent, vis-à-vis des bornes d'entrées de l'onduleur. Pour ce faire, nous allons chercher à exprimer les variations du courant d'entrée ( $\delta i_{DC}$ ) par rapport aux variations de la tension d'entrée ( $\delta v_{DC}$ ) : ce qui revient finalement, à définir une admittance équivalente incluant un comportement dynamique [Gir09a]. Cette représentation est liée au fait que l'onduleur est alimenté en tension, et donc  $V_{DC}$  est imposée.

Le bilan de puissance (2.1) nous permet de lier l'évolution des grandeurs d'entrées de l'onduleur avec les grandeurs internes au niveau du drive. Cette expression a été écrite en considérant un comportement idéal de l'ensemble des éléments et donc, sans tenir compte des pertes. Ainsi, à travers les variables  $\delta i_{DC}$  et  $\delta v_{DC}$ , nous pouvons récupérer les informations sur la dynamique de l'ensemble, en prenant en compte à la fois la nature de la charge et sa commande. Le schéma de la figure (2.5) représente la structure étudiée.

$$P_{ond|in} = P_{ond|out} \Leftrightarrow V_{DC} \cdot I_{DC} = \sum_{i=a,b,c} V_i I_i \quad (2.1)$$

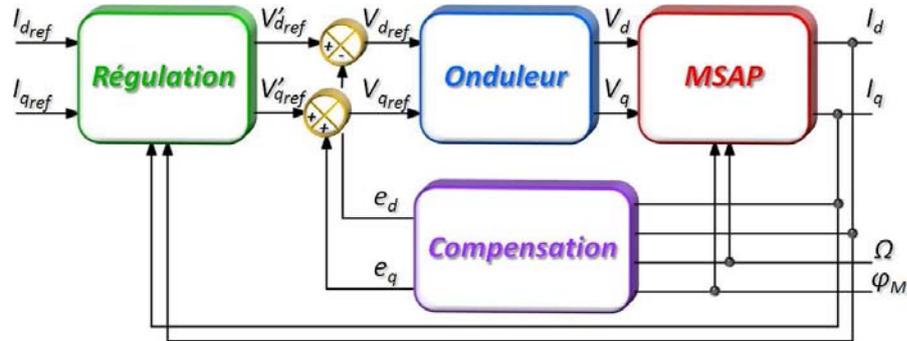


FIG. 2.5 – Schéma Bloc de la commande du drive

L'expression (2.1) illustre le lien entre les grandeurs accessibles à l'extérieur du drive et ses grandeurs internes. Les variables  $V_i$  et  $I_i$  représentent respectivement le système de tensions et de courants triphasés (abc) en sortie de l'onduleur. Pour prendre en compte le fonctionnement de cette structure, nous allons maintenant détailler les différents blocs du schéma de la figure (2.5).

### 2.2.2.2 Construction de l'expression de l'admittance à partir du schéma bloc de l'ensemble

#### a. Les équations de la machine

Nous construisons le modèle en nous basant sur les expressions issues de la physique : il s'agit d'une modélisation symbolique, aussi appelée boîte blanche . L'avantage de ce type de modélisation est que les modèles obtenus sont souvent très précis et réalistes, puisque leurs paramètres ont un sens physique.

L'ensemble des variables utilisées pour représenter les paramètres ainsi que les points de fonctionnement sont présentées dans le tableau (2.1).

Symboles	Noms
$R_{d,q}$	Résistances statoriques
$L_{d,q}$	Inductances statoriques
$V_{DC}$	Tension en entrée de l'onduleur
$I_{DC}$	Courant en entrée de l'onduleur
$I_{d,q}$	Courants de la machine selon les axes d et q
$V_{d,q}$	Tensions de la machine selon les axes d et q
$V'_{d,q}$	Commandes issues des correcteurs régulant le couple
$E_{d,q}$	Forces électromotrices selon les axes d et q
$\Omega$	Vitesse mécanique de la machine
$N_p$	Nombre de paires de poles de la machine
$\omega$	Pulsation de synchronisme de la machine
$\varphi_M$	Flux de l'aimant
$C_{em}$	Couple électromagnétique de la machine
$K_p$	Coefficients proportionnels
$\tau_i$	Coefficients intégrals

TAB. 2.1 – Définition des variables utilisées lors de la construction de notre modèle

Les tensions électriques de la machine écrites dans le domaine de *Park* [Pil88] sont données en (2.2). Dans un premier temps, nous ne retenons que les expressions de la partie électrique, la vitesse étant supposée constante compte tenu de l'inertie du rotor de la machine. Ceci nous évite d'avoir à différencier la vitesse lors de la construction de notre modèle. À noter que nous utilisons la transformation de *Park* à puissance constante, afin de pouvoir écrire l'équivalence (2.4) entre les tensions dans le repère triphasé (abc) et le repère de *Park* (dqh), d'où (2.5).

$$\begin{cases} V_d(t) = R_d I_d(t) + L_d \frac{dI_d(t)}{dt} - e_q(t) \\ V_q(t) = R_q I_q(t) + L_q \frac{dI_q(t)}{dt} + e_d(t) \end{cases} \quad (2.2)$$

Avec :

$$\begin{cases} e_d(t) = \omega_s (L_d I_d(t) + \sqrt{\frac{3}{2}} \varphi_M) \\ e_q(t) = \omega_s L_q I_q(t) \end{cases} \quad (2.3)$$

$$\sum_{i=a,b,c} V_i I_i \stackrel{(\uparrow)}{=} \sum_{j=d,q,h} V_j I_j \quad (2.4)$$

$$V_{DC} \cdot I_{DC} = V_d \cdot I_d + V_q \cdot I_q + V_h \cdot I_h \quad (2.5)$$

Les équations (2.2) traduites dans le domaine fréquentiel sont données en (2.6). Elles représentent le comportement du bloc **MSAP**.

$$\begin{cases} I_d(p) = \frac{V_d(p) + E_q(p)}{R_d + L_d \cdot p} \\ I_q(p) = \frac{V_q(p) - E_d(p)}{R_q + L_q \cdot p} \end{cases} \quad (2.6)$$

### b. Les équations de la boucle de régulation

Avec l'hypothèse de la vitesse constante, seule la régulation de couple est considérée, soit le contrôle des courants statoriques. Nous avons choisi d'utiliser deux correcteurs proportionnel intégral sur les courants exprimés dans *Park* :  $I_d$  et  $I_q$ . Le détail du bloc régulation de la figure (2.5) est donné figure (2.6) et les équations qui lui sont associées sont données en (2.7).

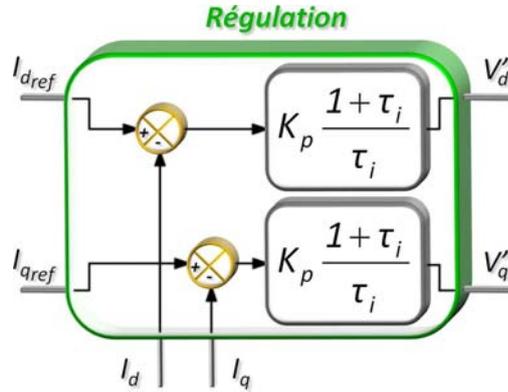


FIG. 2.6 – Description du bloc de régulation

$$\begin{cases} V_d'(p) = K_p \cdot \frac{1 + \tau_i p}{\tau_i p} \cdot (I_{dref} - I_d) \\ V_q'(p) = K_p \cdot \frac{1 + \tau_i p}{\tau_i p} \cdot (I_{qref} - I_q) \end{cases} \quad (2.7)$$

### c. Les équations de l'ensemble onduleur et compensation

<sup>1</sup>Transformation de *Park* à puissance constante

Nous recherchons maintenant les expressions des tensions aux bornes de la machine exprimées dans *Park* :  $V_d$  et  $V_q$ . Ces grandeurs sont issues de l'onduleur, qui reçoit les commandes des correcteurs ( $V'_d$  et  $V'_q$ ) compensées par les forces électromotrices (*fem*) de la machines.

Les tensions fournies par l'onduleur dépendent de la valeur de la tension d'entrée qui varie au cours du temps. Elles sont la conséquence du produit de la tension du bus par la fonction de modulation qui est souvent déterminée pour la tension du bus au point de fonctionnement nominal. Il se peut qu'il y ait une différence d'où la nécessité de la représenter par le gain ( $G$ ). Sa valeur est égale à l'inverse de la tension d'entrée nominale ( $V_{DC0}$ ), de telle sorte que l'onduleur est transparent si la tension du bus est bien connue (égale à celle du point de fonctionnement). L'architecture de ces deux blocs est donnée figure (2.7) et les équations associées sont données en (2.8).

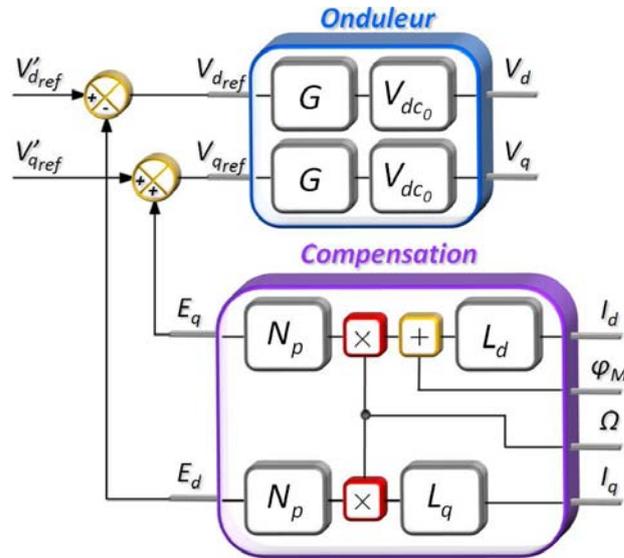


FIG. 2.7 – Description du bloc de compensation

$$\begin{cases} V_d(p) = GV_{DC}(V'_d(p) - N_p\Omega L_q I_q) \\ V_q(p) = GV_{DC}(V'_q(p) + N_p\Omega(L_d I_d + \sqrt{\frac{3}{2}}\varphi_M)) \end{cases} \quad (2.8)$$

#### d. L'admittance équivalente du drive

Pour déterminer l'admittance équivalente ( $Y_{drive}$ ) nous reprenons le bilan de puissance écrit dans *Park* (2.5). Cette expression étant non linéaire, les variables sont différenciées autour d'un point de fonctionnement, de sorte que le système puisse localement être considéré comme étant linéaire. Ainsi, une grandeur appelée

$X$  présente de petites variations notées  $\delta x$ , autour d'un point de fonctionnement noté  $X_0$ . Après avoir simplifiés le résultat à l'ordre 1 en éliminant les termes constants ( $X_0 \cdot Y_0$ ) et les termes de très faibles variations ( $\delta x \cdot \delta y$ ), nous obtenons

l'expression (2.9).

$$\delta v_{DC} \cdot I_{DC0} + V_{DC0} \cdot \delta i_{DC} = \delta v_d \cdot I_{d0} + V_{d0} \cdot \delta i_d + \delta v_q \cdot I_{q0} + V_{q0} \cdot \delta i_q \quad (2.9)$$

Le même traitement est appliqué à l'ensemble des jeux d'équations obtenus précédemment. À noter que pour les courants  $I_d$  et  $I_q$ , l'onduleur et les boucles de compensation ont été ajoutés. Nous obtenons finalement les trois systèmes d'équations (2.10), (2.11) et (2.12).

$$\begin{cases} \delta v'_d(p) = -K_p \cdot \frac{1 + \tau_i p}{\tau_i p} \cdot \delta i_d \\ \delta v'_q(p) = -K_p \cdot \frac{1 + \tau_i p}{\tau_i p} \cdot \delta i_q \end{cases} \quad (2.10)$$

$$\begin{cases} \delta v_d(p) = G(\delta v'_d(p) - N_p \Omega L_q I_q) V_{DC0} \\ \quad + G(V'_{d0}(p) - N_p \Omega L_q I_q) \delta v_{DC} \\ \delta v_q(p) = G(\delta v'_q(p) - N_p \Omega (L_d I_d + \sqrt{\frac{3}{2}} \varphi_M)) V_{DC0} \\ \quad + G(V'_{q0}(p) - N_p \Omega (L_d I_d + \sqrt{\frac{3}{2}} \varphi_M)) \delta v_{DC} \end{cases} \quad (2.11)$$

$$\begin{cases} \delta i_d = \frac{1}{R_d + L_d \cdot p} (G(\delta v_{DC} V'_{d0} + V_{DC0} \delta v'_d) \\ \quad + G \delta v_{DC} N_p \Omega L_q I_{q0}) \\ \delta i_q = \frac{1}{R_q + L_q \cdot p} (G(\delta v_{DC} V'_{q0} + V_{DC0} \delta v'_q) \\ \quad + G \delta v_{DC} N_p \Omega (L_d I_{d0} + \sqrt{\frac{3}{2}} \varphi_M)) \end{cases} \quad (2.12)$$

Les expressions des tensions  $V_{d0}$  et  $V_{q0}$  (2.13) sont déterminées à partir de (2.8).

$$\begin{cases} V_{d0} = G V_{DC0} (V'_{d0}(p) - N_p \Omega L_q I_{q0}) \\ V_{q0} = G V_{DC0} (V'_{d0}(p) + N_p \Omega (L_d I_{d0} + \sqrt{\frac{3}{2}} \varphi_M)) \end{cases} \quad (2.13)$$

En injectant (2.10), (2.11), (2.12), et (2.13) dans (2.9), nous obtenons l'admittance équivalente  $Y_{drive}$  (2.14). Cette expression, assez volumineuse, est simplifiée en considérant les propriétés spécifiques du drive que nous avons choisi d'étudier. Étant donné qu'il s'agit d'une machine à pôles lisses, nous simplifions l'expression en remplaçant les résistances et inductances statoriques par  $R_{dq} = R_d = R_q$  et  $L_{dq} = L_d = L_q$ .

$$Y_{drive}(p) = \frac{\delta i_{DC}(p)}{\delta v_{DC}(p)} = \frac{\alpha_0 + \alpha_1 p + \alpha_2 p^2}{\beta_0 + \beta_1 p + \beta_2 p^2} \quad (2.14)$$

Avec :

$$\begin{aligned}
\alpha_0 &= -GK_p V_{DC_0} I_{DC_0} \\
\alpha_1 &= \tau_i \left[ GR_{dq} (I_{d_0} V'_{d_0} + I_{q_0} (V'_{q_0} + N_p \Omega \sqrt{\frac{3}{2}} \varphi_M)) + G^2 V_{DC_0} (V_{d_0}'^2 + V_{q_0}'^2) \right. \\
&\quad - I_{DC_0} (GK_p V_{DC_0} + R_{dq}) + G^2 V_{DC_0} L_{dq} N_p \Omega ((V'_{q_0} I_{d_0} - V'_{d_0} I_{q_0}) + I_{d_0} N_p \Omega \sqrt{\frac{3}{2}}) \\
&\quad \left. + G^2 V_{DC_0} N_p \Omega \sqrt{\frac{3}{2}} \varphi_M (2V'_{q_0} + N_p \Omega \sqrt{\frac{3}{2}} \varphi_M) \right] \\
\alpha_2 &= \tau_i L_{dq} \left[ G (V'_{d_0} I_{d_0} + V'_{q_0} I_{q_0}) + GN_p \Omega I_{q_0} \sqrt{\frac{3}{2}} \varphi_M - I_{DC_0} \right] \\
\beta_0 &= GK_p V_{DC_0}^2 \\
\beta_1 &= \tau_i (GK_p V_{DC_0} + R_{dq}) V_{DC_0} \\
\beta_2 &= \tau_i L_{dq} V_{DC_0}
\end{aligned}$$

Il s'agit d'un rapport de deux polynômes du deuxième ordre, faisant apparaître trois types de paramètres :

- Les paramètres physiques de la machine ( $R_{dq}, L_{dq}, N_p, \varphi_M$ );
- Les paramètres de la boucle de régulation ( $K_p, \tau_i$ );
- Le point de fonctionnement choisi ( $V_{DC_0}, I_{DC_0}, V'_{d_0}, I_{d_0}, V'_{q_0}, I_{q_0}, \Omega$ ).

Nous rappelons que cette expression analytique représente le comportement moyenné d'un drive autour d'un point de fonctionnement. En jouant sur ses paramètres et en adaptant éventuellement les équations intermédiaires qui nous ont permis de construire  $Y_{drive}$ , nous pouvons ainsi modéliser plusieurs types de drives, pour différents points de fonctionnement. Par exemple, les expressions des boucles de régulation (2.7) peuvent être modifiées pour prendre en compte d'autres formes de correcteurs, ou considérer une machine à pôles saillants.

Pour finaliser notre modélisation, nous allons déterminer les valeurs des paramètres de l'admittance.

### 2.2.2.3 Détermination des paramètres de l'admittance

#### *a. Les paramètres physiques de la machine*

Ces informations sont directement données par le constructeur de la machine. Dans notre cas, nous considérons un drive utilisé dans une application de type aéronautique. Ses caractéristiques sont regroupées dans le tableau (2.2).

#### *b. Les paramètres de la boucle de régulation*

Le schéma de la commande (2.5) comprend un bloc de compensation qui permet de ramener en amont de l'onduleur, les  $fem$  de la machine selon les axes  $d$  et  $q$ . Grâce à cet élément, le système vu par les correcteurs se comporte comme un premier ordre. La structure bouclée du système simplifié est donnée figure (2.8).

Symboles	Unités	Valeurs	Noms
$P_{meca}$	W	$30 \cdot 10^3$	Puissance mécanique
$f_s$	Hz	1767	Fréquence de synchronisme
$J_{MSAP}$	kg·m <sup>2</sup>	$730 \cdot 10^{-6}$	Moment d'inertie
$f_{MSAP}$	N·m·s	$2.2 \cdot 10^{-3}$	Frottements
$R_{dq}$	Ω	0.14	Résistance statorique
$L_{dq}$	H	$34 \cdot 10^{-6}$	Inductance statorique
$\varphi_M$	Wb	0.0226	Flux de l'aimant
$N_p$	-	3	Nombre de paires de poles

TAB. 2.2 – Valeurs caractéristiques de la MSAP étudiée

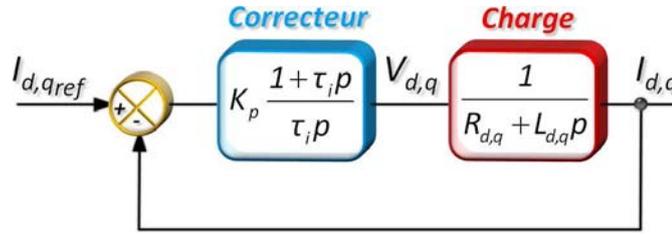


FIG. 2.8 – Schéma bloc simplifié de la commande du drive

La fonction de transfert en boucle fermée entre les courants  $I_{d,q}$  et leurs références est donnée en (2.15). Son dénominateur étant d'ordre 2, nous pouvons identifier ses paramètres avec la forme canonique des systèmes du second ordre (2.16). Ainsi, la détermination des paramètres  $K_p$  et  $\tau_i$  revient à spécifier un amortissement et une bande passante souhaités.

$$H_{BF}(p) = \frac{I_{d,q}}{I_{d,q,ref}} = \frac{1 + \tau_i p}{1 + \tau_i \left( \frac{K_p + R_{dq}}{K_p} \right) p + \frac{\tau_i L_{dq}}{K_p} p^2} \quad (2.15)$$

$$H_{2^{\text{ème}}\text{ordre}}(p) = \frac{G}{1 + \frac{2m}{\omega_0} p + \frac{1}{\omega_0^2} p^2} \quad (2.16)$$

Par identification, nous obtenons les équations (2.17).

$$\begin{cases} K_p = 2mL_{dq}\omega_0 - R_{dq} \\ \tau_i = \frac{2m}{\omega_0} - \frac{R_{dq}}{L_{dq}\omega_0^2} \end{cases} \quad (2.17)$$

La bande passante des correcteurs dépend essentiellement du système qu'ils viennent commander, et plus précisément de l'évolution des grandeurs que nous souhaitons réguler. Dans notre cas, les consignes sont continues puisque nous sommes placés dans le repère de *Park* ; et les rapports cycliques ( $\alpha_{1,2,3}$ ) des trois

bras de l'onduleur sont déterminés par une commande à modulation de largeur d'impulsion (MLI), où la porteuse est fixée à  $f_{dec}=20\text{kHz}$ . Par conséquent, nous plaçons la dynamique de régulation une décade en dessous cette fréquence de découpage. La valeur du coefficient d'amortissement est choisie à partir de l'abaque des systèmes du second ordre (Fig. 2.9), afin de minimiser le temps de réponse. Ces deux variables étant déterminées, nous obtenons les valeurs des correcteurs qui sont données en (2.18).

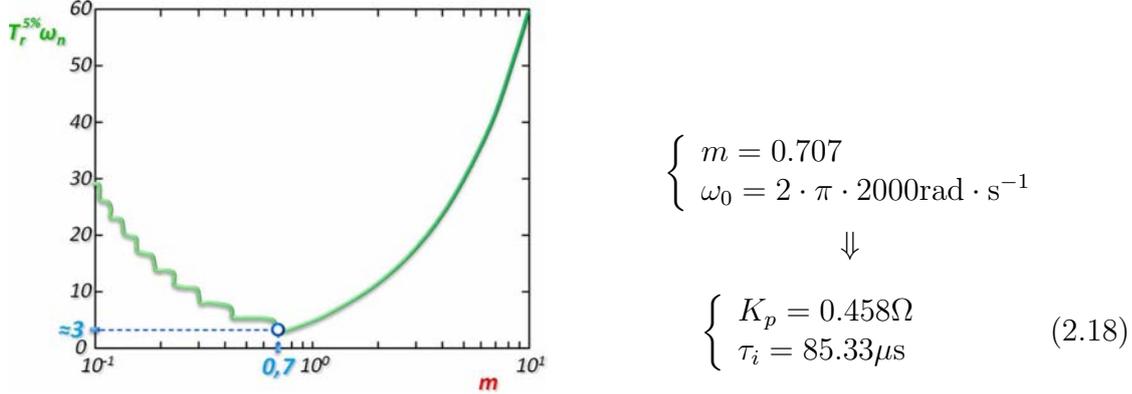


FIG. 2.9 – Abaque de la dynamique des systèmes du 2<sup>ème</sup> ordre

### c. Calcul du point de fonctionnement

Le point de fonctionnement fait intervenir trois couples de grandeurs :

- Le courant et la tension aux bornes de l'onduleur côté continu ( $I_{DC_0}$  et  $V_{DC_0}$ );
- Les références des courants dans *Park* ( $I_{d_0}$  et  $I_{q_0}$ );
- Les commandes issues de la boucle de régulations ( $V'_{d_0}$  et  $V'_{q_0}$ );
- La vitesse nominale de la machine ( $\Omega$ ).

L'onduleur est connecté au bus continu à travers son filtre d'entrée. En supposant qu'il n'y ait aucune chute de tension au niveau du filtre et en négligeant les câbles, la tension  $V_{DC_0}$  est égale à la tension du bus, soit 540 Volts pour le réseau que nous avons choisi d'étudier. Le courant  $I_{DC_0}$  peut alors être calculé par rapport à la puissance électrique consommée par le drive. Dans notre modèle, seules les pertes par effets Joule au niveau de la MSAP ont été considérées, à travers les résistances statoriques  $R_{d,q}$ . Ainsi, nous pouvons écrire la relation (2.19).

$$P_{elec} = P_{meca} + p_{joule} = P_{meca} + (R_{d,q} \cdot (I_{d_0}^2 + I_{q_0}^2)) = \frac{V_{DC_0}}{I_{DC_0}} \quad (2.19)$$

Une fois les références de courants caractérisées, nous pouvons calculer la valeur du courant  $I_{DC_0}$ .

Nous avons choisi de commander la machine à couple maximal [dO05], ce qui nous permet de déterminer les références imposées sur les courants  $I_{d_0}$  et  $I_{q_0}$ . Afin

de limiter les pertes joules, le courant  $I_{d_0}$  est choisi nul ; puisqu'il ne crée pas de couple compte tenu du calage de notre repère de *Park*. L'expression du couple électromagnétique en fonction des courants dans *Park*, avec conservation de la puissance, est donnée en (2.20). La valeur nominale de ce couple peut être calculée à partir de la puissance mécanique et de la vitesse de la machine (2.21). Nous en déduisons les valeurs de  $I_{d_0}$  et  $I_{q_0}$  (2.22).

$$C_{em}(t) = \sqrt{\frac{3}{2}} N_p \left( (L_{dq} I_d + \varphi_M) I_q(t) - (L_{dq} I_q) I_d(t) \right) \quad (2.20)$$

$$P_{meca} = C_{em} \cdot \Omega \Rightarrow C_{em} = \frac{P_{meca}}{2 \cdot \pi \cdot f_s} = 8.11 \text{ Nm} \quad (2.21)$$

$$\begin{cases} I_{d_0} = 0 \\ I_{q_0} = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{C_{em}}{N_p \varphi_M} = 97.62 \text{ A} \end{cases} \quad (2.22)$$

Les tensions  $V_{d_0}$  et  $V_{q_0}$  peuvent être déterminées à partir du diagramme de *Fresnel* d'un moteur synchrone non saturé. Son schéma équivalent est donné figure (2.10), et le tracé vectoriel correspondant est donné figure (2.11).

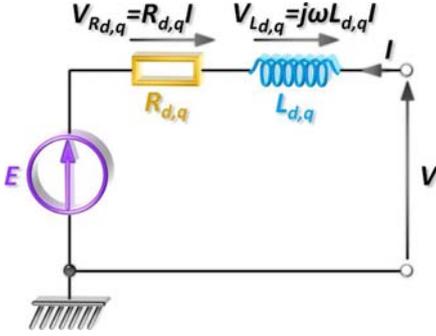


FIG. 2.10 – Modèle physique d'une machine synchrone en convention récepteur

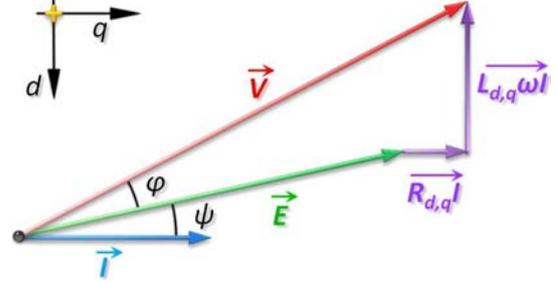


FIG. 2.11 – Diagramme de *Fresnel* d'une machine synchrone, fonctionnant en moteur

La commande que nous avons choisi impose que l'angle  $\psi$  entre la *fem* et le courant soit nul. Nous en déduisons les expressions des projections de  $\vec{V}$  selon les axes d et q (2.23).

$$\begin{cases} V_{d_0} = -L_{dq} \omega_s I_{q_0} \\ V_{q_0} = E + R_{dq} I_{q_0} \end{cases} \quad (2.23)$$

Les valeurs des tensions  $V'_{d_0}$  et  $V'_{q_0}$  sont obtenues en retranchant les compensations aux expressions (2.23). La valeur de la *fem* est déterminée à partir de la loi

de *Lenz*, donnée en (2.24) pour une machine à aimant permanent. Nous obtenons au final (2.25).

$$\underline{E} = \frac{d\varphi}{dt} = j \cdot \omega \cdot \underline{\varphi} \Rightarrow E = N_p \Omega \sqrt{\frac{3}{2}} \varphi_M = 250.91 \text{V} \quad (2.24)$$

$$\begin{cases} V'_{d_0} = -L_{dq} \underset{(\text{= } N_p \Omega)}{\omega_s} I_{q_0} + N_p \Omega L_{dq} I_{q_0} = 0 \text{V} \\ V'_{q_0} = E + R_{dq} I_{q_0} - N_p \Omega \sqrt{\frac{3}{2}} \varphi_M = R_{dq} I_{q_0} = 13.67 \text{V} \end{cases} \quad (2.25)$$

#### *d. Expression numérique de l'admittance équivalente*

Les formules de dimensionnement utilisées précédemment permettent de simplifier l'expression de l'admittance équivalente du drive considéré, tout en conservant la forme analytique (2.26). Nous remarquons qu'en régime statique ( $p = 0$ ) l'admittance équivalente se comporte comme une résistance négative (2.27) [Lew89].

$$Y_{drive}(p) = \frac{\delta i_{DC}(p)}{\delta v_{DC}(p)} = \frac{\alpha_0 + \alpha_1 p + \alpha_2 p^2}{\beta_0 + \beta_1 p + \beta_2 p^2} \quad (2.26)$$

Avec :

$$\begin{aligned} \alpha_0 &= -GK_p V_{DC_0} I_{DC_0} \\ \alpha_1 &= \tau_i \left[ GR_{dq} I_{q_{ref}} (R_{dq} I_{q_{ref}} + N_p \Omega \sqrt{\frac{3}{2}} \varphi_M + G V_{DC_0} R_{dq} I_{q_{ref}}) \right. \\ &\quad \left. + G^2 V_{DC_0} N_p \Omega \sqrt{\frac{3}{2}} \varphi_M (2R_{dq} I_{q_{ref}} + N_p \Omega \sqrt{\frac{3}{2}} \varphi_M) \right. \\ &\quad \left. - I_{DC_0} (GK_p V_{DC_0} + R_{dq}) \right] \\ \alpha_2 &= \tau_i L_{dq} \left[ GI_{q_{ref}} (R_{dq} I_{q_{ref}} + N_p \Omega \sqrt{\frac{3}{2}} \varphi_M) - I_{DC_0} \right] \\ \beta_0 &= GK_p V_{DC_0}^2 \\ \beta_1 &= \tau_i (GK_p V_{DC_0} + R_{dq}) V_{DC_0} \\ \beta_2 &= \tau_i L_{dq} V_{DC_0} \end{aligned}$$

$$Y_{drive}(p = 0) = -\frac{I_{DC_0}}{V_{DC_0}} \quad (2.27)$$

L'application numérique donne (2.28).

$$Y_{drive}(p) = \frac{-6.15e^{15} + 3.24e^{12} \text{s} \cdot p + 6.94e^{-3} \text{s}^2 \cdot p^2}{5.73e^{16} + 6.38e^{12} \text{s} \cdot p + 3.63e^8 \text{s}^2 \cdot p^2} \quad (2.28)$$

Cette expression modélise le comportement du drive que nous avons choisi d'étudier autour de son point de fonctionnement nominal. Nous allons maintenant la vérifier en comparant sa dynamique avec celle d'un modèle de simulation.

## 2.2.3 Validation de l'expression de l'admittance à partir d'un modèle de simulation

### 2.2.3.1 Réalisation du modèle de simulation sur le logiciel Saber

Pour valider l'expression de  $Y_{drive}$ , nous allons comparer son diagramme de Bode avec celui obtenu à partir d'un modèle de simulation réalisé avec le logiciel *Saber*. Dans un premier temps, notre objectif est de concevoir ce modèle afin de pouvoir simuler rapidement le comportement du drive.

Nous souhaitons réaliser un modèle (Fig. 2.12) disposant de cinq connexions : les deux bornes de l'entrée continue de l'onduleur, les deux consignes des courants dans les axes  $d$  et  $q$  et la connexion de la charge mécanique appliquée sur l'arbre de la MSAP. La programmation de cet élément est détaillée dans l'annexe [A]. Les boucles de régulation et de compensation ont été réalisées avec des éléments provenant des bibliothèques de Saber. Les modèles moyens dans *Park* de la MSAP et de l'onduleur ont été codés en *Mast*. Pour vérifier le fonctionnement de ce modèle, nous comparons les tracés de quelques unes de ses grandeurs caractéristiques, avec les tracés issus d'un modèle (*abc*) instantané de drive commandé dans *Park*.

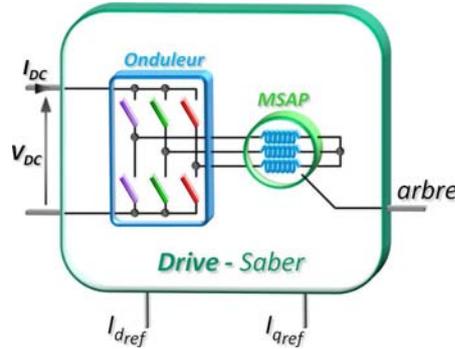


FIG. 2.12 – Représentation du bloc *drive* implémenté sous Saber

Les courbes des figures (2.13, 2.14 et 2.15), issues de simulation, ont été tracées en ajoutant un frein - de type frottements secs - sur l'arbre de la MSAP, dont la valeur est  $2.2e^{-3} \text{Nms} \cdot \text{rad}^{-1}$ .

Nous vérifions quelque uns des paramètres de notre modèle à partir des grandeurs tracées. Pour commencer, le courant  $I_q$  en régime permanent tend bien vers la valeur de  $I_{qref}$  donnée en (2.22)(97.62A) : ce résultat valide le fonctionnement de la boucle de régulation. L'équation représentant la dynamique mécanique de ce système est donnée (2.36), puis simplifiée pour le régime permanent en (2.30) : nous vérifions bien la valeur obtenues pour la vitesse en régime permanent.

$$J_{\text{MSAP}} \frac{d\Omega}{dt} + f_{\text{MSAP}} \Omega = C_{em} - f_{\text{frein}} \Omega \quad (2.29)$$

$$(f_{\text{MSAP}} + f_{\text{frein}}) \Omega = C_{em} \Rightarrow \Omega = \frac{8.106 \text{Nm}}{4.4e^{-3} \text{Nms} \cdot \text{rad}^{-1}} = 1842.27 \text{rad} \cdot \text{s}^{-1} \quad (2.30)$$

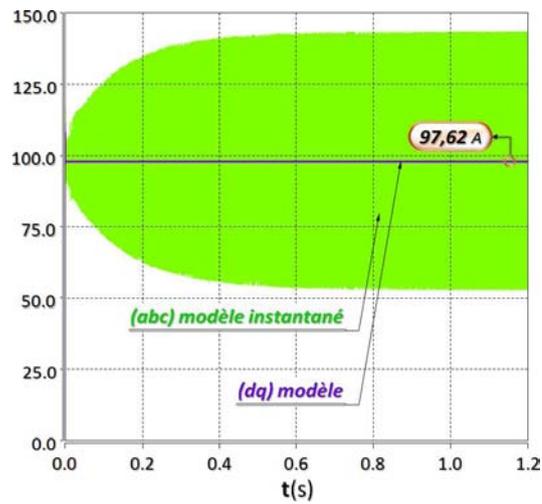


FIG. 2.13 – Évolution des courants dans l'axe  $q$  pour les deux modèles

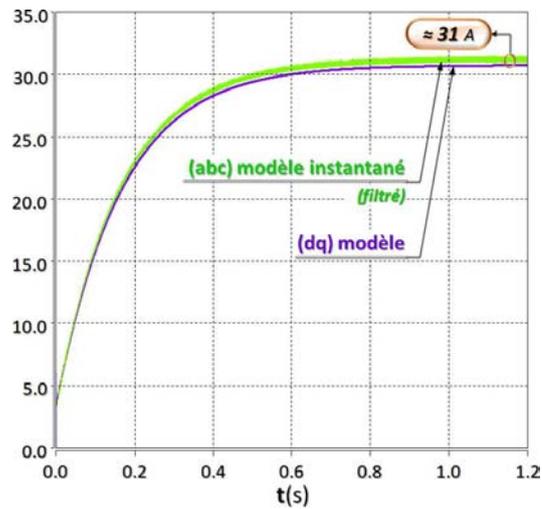


FIG. 2.14 – Évolution des courants d'entrée de l'onduleur pour les deux modèles

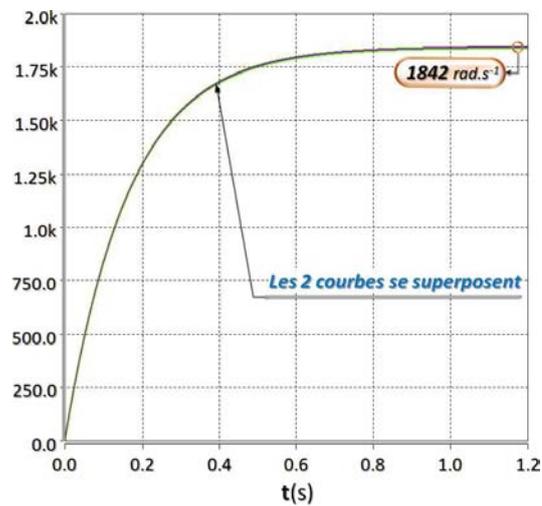


FIG. 2.15 – Courbes de vitesse obtenues avec les deux modèles

De plus, nous pouvons vérifier la dynamique de vitesse grâce à la valeur de l'inertie de la machine (la charge considérée n'étant qu'un frein). Nous comparons les constantes de temps trouvées dans chacun des cas (2.31) et (2.32).

$$\tau_{\text{théorique}} = \frac{J_{\text{MSAP}}}{(f_{\text{MSAP}} + f_{\text{frein}})} = \frac{730e^{-6} \text{Kg} \cdot \text{m}^2 \cdot \text{rad}^{-1}}{4.4e^{-3} \text{Nms} \cdot \text{rad}^{-1}} = 0.16\text{s} \quad (2.31)$$

$$\tau_{\text{courbe}} \equiv t_{63\% \Omega(\infty)} = 0.16\text{s} \quad (2.32)$$

À partir du couple électromagnétique et de la vitesse de la machine, nous pouvons calculer sa puissance mécanique. Connaissant la valeur du courant dans l'axe  $q$  et la résistance statorique, nous pouvons calculer les pertes joules, et donc la puissance électrique (2.33).

$$\begin{aligned} P_{\text{elec}} &= C_{em} \Omega + R_{dq} I_q^2 \\ &= 8.107 \text{Nm} \cdot 1842.27 \text{rad} \cdot \text{s}^{-1} + 0.14 \Omega \cdot (97.623 \text{A})^2 = 16267.7 \text{W} \end{aligned} \quad (2.33)$$

Nous en déduisons la valeur du courant  $I_{DC}$  en régime permanent (2.34).

$$I_{DC} = \frac{P_{\text{elec}}}{V_{DC}} = \frac{16267.7 \text{W}}{540 \text{V}} = 30.12 \text{A} \quad (2.34)$$

Les valeurs obtenues théoriquement à partir des paramètres de la machine sont similaires aux résultats de simulation. Nous remarquons également que les deux modèles ont le même comportement. Un des intérêts du modèle que nous avons implémenté est qu'il permet de simuler de longues périodes en un minimum de temps ; ce qui nous servira par la suite, pour nos études de la stabilité.

### 2.2.3.2 Comparaison des diagrammes de Bode des différents modèles

Nous allons utiliser différentes charges pour valider l'expression de notre admittance équivalente. Comme nous utilisons un modèle moyen ne faisant pas intervenir d'interrupteurs, l'analyse AC de *Saber* peut être utilisée. Nous appliquons une variation d'un volt ( $ac\_mag = 1$ ) autour du point de fonctionnement de la tension d'entrée  $V_{DC_0} = 540 \text{V}$ , simulée par une source idéale, afin d'avoir directement le diagramme de Bode de l'admittance en observant le courant  $I_{DC}$ .

Pour les valeurs correspondant au drive utilisé précédemment, nous obtenons les courbes de la figure (2.16).

Nous représentons les systèmes étudiés par des modèles moyens, dont les domaines de validité sont limités à une fraction de la fréquence de découpage de l'onduleur [Mid76b]. Cette simplification se justifie à travers notre objectif ; l'étude de la stabilité étant principalement associée aux domaines des basses et moyennes fréquences. La bande de fréquence où l'approximation par modèle moyen est possible n'étant pas rigoureusement fixée, nous traçons par commodité les diagrammes

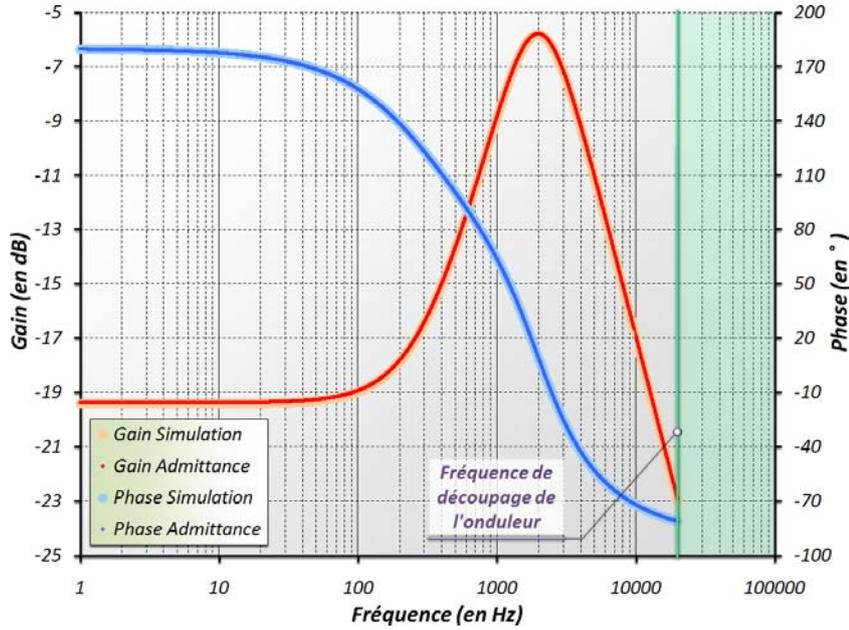


FIG. 2.16 – Diagrammes de Bode de l'admittance et du modèle de simulation pour l'équipement défini précédemment

de Bode jusqu'à la fréquence de découpage.

Sur la figure (2.16), nous constatons que les tracés obtenus à partir des deux modèles se superposent. Ce résultat valide d'une part la dynamique de l'admittance, mais également l'approximation de la linéarité du drive autour du point de fonctionnement choisi, puisque le modèle de *Saber* est non linéaire.

Nous considérons une nouvelle charge, utilisée également dans le domaine aéronautique, dont certains paramètres sont donnés dans le tableau (2.3). Le point de fonctionnement ainsi que les valeurs des correcteurs sont donnés à titre indicatif dans le tableau (2.4). Avec ces nouvelles conditions, nous obtenons les courbes de la figure (2.17).

Les courbes se superposent également lorsque nous nous plaçons dans les conditions de ce nouvel équipement. Ces deux premiers résultats valident l'expression de l'admittance équivalente  $Y_{drive}$ , lorsque les correcteurs sont de type PI. Pour illustrer la possibilité de prendre en compte d'autres types de correcteurs, nous considérons l'expression (2.35), proposée par un industriel. Ce correcteur, qui a été dimensionné sous *Matlab*, vient compenser des dynamiques de la troisième charge étudiée, dont les paramètres sont données dans le tableau (2.5).

$$H_{corr_{industriel}}(p) = \frac{2.43e^8 + 6.72s \cdot p + 1.25e^{-8}s^2 \cdot p^2}{2.15e^7 + 3.49e^3s \cdot p + 1.32e^{-4}s^2 \cdot p^2 + 1.25e^{-12}s^3 \cdot p^3} \quad (2.35)$$

Après avoir calculé l'expression de l'admittance équivalente prenant en compte

Symboles	Unités	Valeurs	Noms
$P_{meca}$	W	$72 \cdot 10^3$	Puissance mécanique
$\Omega_{nom}$	$\text{rad} \cdot \text{s}^{-1}$	261.80	Vitesse nominale
$C_{em_{nom}}$	Nm	275.02	Couple nominal
$f_{dec}$	Hz	$10 \cdot 10^3$	Fréquence de découpage
$R_{dq}$	$\Omega$	$10 \cdot 10^{-3}$	Résistance statorique
$L_{dq}$	H	$400 \cdot 10^{-6}$	Inductance statorique
$\varphi_M$	Wb	0.116	Flux de l'aimant
$N_p$	-	3	Nombre de paires de poles

TAB. 2.3 – Quelques uns des paramètres du second drive utilisé pour valider l'expression de l'admittance

Symboles	Unités	Valeurs	Noms
$I_{d_{ref}}$	A	0	Référence courant dans l'axe d
$I_{q_{ref}}$	A	4645.27	Référence courant dans l'axe q
$V'_{d_{ref}}$	V	0	Sortie du correcteur dans l'axe d
$V'_{q_{ref}}$	V	7.74	Sortie du correcteur dans l'axe q
$K_p$	-	3.507	Coefficient proportionnel
$\tau_i$	s	$222.06 \cdot 10^{-6}$	Coefficient intégral

TAB. 2.4 – Valeurs du point de fonctionnement et des correcteurs pour le second drive

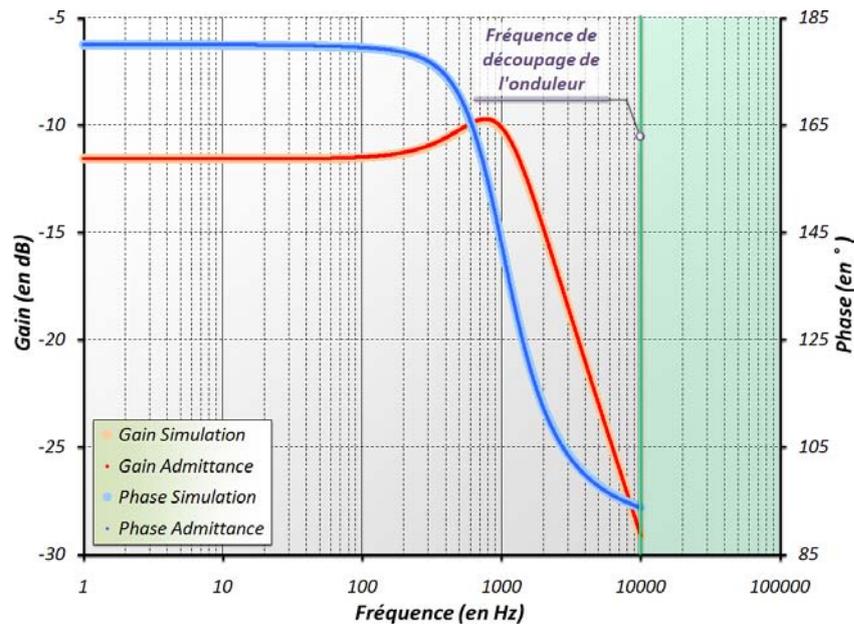


FIG. 2.17 – Comparaison des diagrammes de Bode sur ce nouvel exemple

Symboles	Unités	Valeurs	Noms
$P_{meca}$	W	$62 \cdot 10^3$	Puissance mécanique
$\Omega_{nom}$	$\text{rad}\cdot\text{s}^{-1}$	785.40	Vitesse nominale
$C_{em_{nom}}$	Nm	78.94	Couple nominal
$f_{dec}$	Hz	$12 \cdot 10^3$	Fréquence de découpage
$R_{dq}$	$\Omega$	0.019	Résistance statorique
$L_{dq}$	H	$300 \cdot 10^{-6}$	Inductance statorique
$\varphi_M$	Wb	0.065	Flux de l'aimant
$N_p$	-	3	Nombre de paires de poles

TAB. 2.5 – Quelques uns des paramètres du troisième drive utilisé pour valider l'expression de l'admittance

cette nouvelle forme de correcteur, nous comparons son diagramme de Bode avec celui obtenu à partir du modèle de simulation adapté en conséquence (2.18).

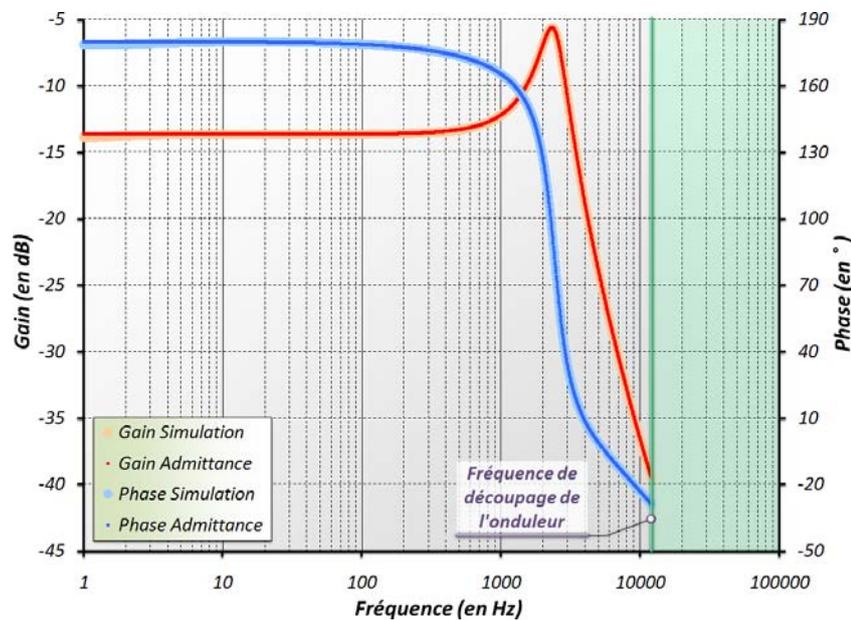


FIG. 2.18 – Comparaison des diagrammes de Bode avec la structure utilisant le correcteur industriel

L'ensemble des résultats obtenus pour ces trois systèmes valident l'expression de l'admittance, qui peut-être facilement adaptée à d'autres formes de correcteur, sous réserve qu'ils soient linéaires, ou linéarisables.

### 2.2.4 Prise en compte de la dynamique de vitesse dans l'expression de l'admittance

La commande d'un drive comprend généralement deux boucles de régulation imbriquées, qui permettent de contrôler à la fois le couple et la vitesse de la machine. En complétant le schéma bloc de la figure (2.5), nous obtenons la représentation globale du système donnée figure (2.19).

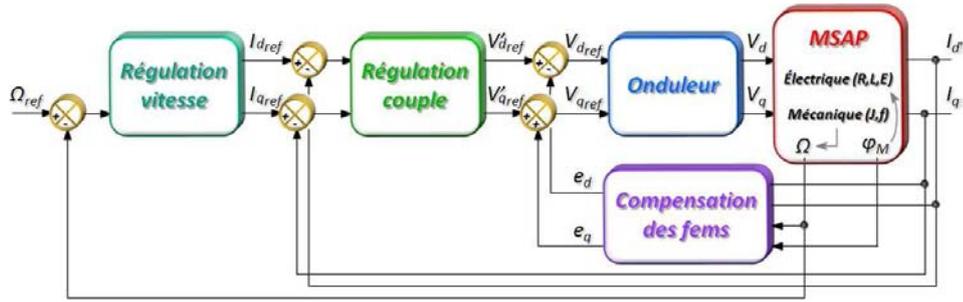


FIG. 2.19 – Schéma bloc représentant le système que nous cherchons à modéliser

Lors de la précédente modélisation du drive, nous avons considéré la dynamique de la partie mécanique négligeable par rapport à celle de la partie électrique. Seulement lorsque la machine ne fonctionne plus à vide, la valeur de la vitesse varie en fonction des caractéristiques mécaniques de la charge, comme l'illustrent les courbes représentées figure (2.20). Ces courbes montrent bien les variations qui apparaissent sur la vitesse en régime permanent ( $\Omega_0$ ), lorsque que nous ajoutons une charge. La régulation de vitesse permet de corriger la valeur du courant selon l'axe 'q', afin d'assurer le respect de la consigne choisie.

Pour intégrer cette boucle de régulation dans l'admittance équivalente, nous ajoutons l'équation mécanique de la machine (2.36), ainsi que l'expression du correcteur de vitesse (2.37), aux définitions précédentes.

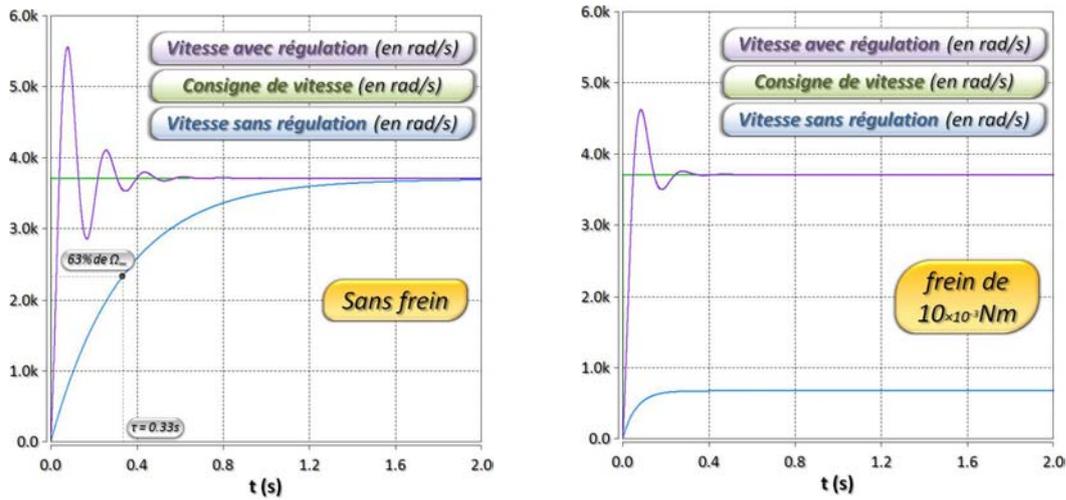
$$J_{\text{MSAP}} \cdot \frac{d\Omega(t)}{dt} - f_{\text{MSAP}} \cdot \Omega(t) = C_{em}(t) - C_r(t) \quad (2.36)$$

$$I_{qref}(p) = K_{pv} \cdot \frac{1 + \tau_{iv}}{\tau_{iv}} (\Omega_{ref} - \Omega(t)) \quad (2.37)$$

En combinant cet ensemble d'équations qui définissent le comportement du système représenté figure (2.19), nous obtenons la nouvelle expressions de l'admittance équivalente du drive donnée en (2.38).

$$Y_{drive\_complet}(p) = \frac{\delta i_{DC}(p)}{\delta v_{DC}(p)} = \frac{\alpha_0 + \alpha_1 p + \alpha_2 p^2 + \alpha_3 p^3 + \alpha_4 p^4}{\beta_0 + \beta_1 p + \beta_2 p^2 + \beta_3 p^3 + \beta_4 p^4} \quad (2.38)$$

Avec les coefficients suivants au dénominateur. . .



(a.) Fonctionnement à vide (sans frein)

(b.) Charge à frottements visqueux

FIG. 2.20 – Comparaison des transitoires de vitesse obtenus lors d'un démarrage de la machine, sans et avec régulation de la vitesse, pour différentes valeurs de frein appliqué sur l'arbre

$$\beta_0 = GK_{p_v} K_{p_i} V_{DC_0}^2 N_p \sqrt{\frac{3}{2}} \varphi_M$$

$$\beta_1 = GK_{p_i} V_{DC_0} \left[ (K_{p_v} N_p \sqrt{\frac{3}{2}} \varphi_M (\tau_{i_v} + \tau_{i_i})) + \tau_{i_v} f_{MSAP} \right] V_{DC_0}$$

$$\beta_2 = \tau_{i_v} \left[ GK_{p_i} V_{DC_0} (\tau_{i_i} (K_{p_v} N_p \sqrt{\frac{3}{2}} \varphi_M + f_{MSAP}) + J_{MSAP}) + \tau_{i_i} R_{dq} f_{MSAP} \right] V_{DC_0}$$

$$\beta_3 = \tau_{i_v} \tau_{i_i} (R_{dq} J_{MSAP} + L_{dq} f_{MSAP} + GK_{p_i} V_{DC_0} J_{MSAP}) V_{DC_0}$$

$$\beta_4 = \tau_{i_v} \tau_{i_i} L_{dq} J_{MSAP} V_{DC_0}$$

Et au numérateur...

$$\begin{aligned}
\alpha_0 &= -GK_{p_v}K_{p_i}V_{DC_0}I_{DC_0}N_p\sqrt{\frac{3}{2}}\varphi_M \\
\alpha_1 &= -GK_{p_i}V_{DC_0}I_{DC_0}\left[K_{p_v}N_p\sqrt{\frac{3}{2}}\varphi_M(\tau_{i_v} + \tau_{i_i}) + \tau_{i_v}f_{MSAP}\right] \\
\alpha_2 &= \tau_{i_v}\left[\tau_{i_i}\left[G^2V_{DC_0}f_{MSAP}\left(R_{dq}^2I_{q_0}^2 + (N_p\Omega_{ref}\sqrt{\frac{3}{2}}\varphi_M)^2\right)\right.\right. \\
&\quad + GI_{q_0}R_{dq}f_{MSAP}\left(R_{dq}I_{q_0} + N_p\Omega_{ref}\sqrt{\frac{3}{2}}\varphi_M\right) - GK_{p_v}K_{p_i}V_{DC_0}I_{DC_0}N_p\sqrt{\frac{3}{2}}\varphi_M \\
&\quad + G^2V_{DC_0}I_{q_0}N_p\sqrt{\frac{3}{2}}\varphi_M\left(N_p\sqrt{\frac{3}{2}}\varphi_M\left(R_{dq}I_{q_0} + N_p\Omega_{ref}\sqrt{\frac{3}{2}}\varphi_M\right) + 2R_{dq}f_{MSAP}\Omega_{ref}\right) \\
&\quad \left.\left.- R_{dq}f_{MSAP}I_{DC_0}\right] - GK_{p_i}V_{DC_0}I_{DC_0}\left(J_{MSAP} + \tau_{i_i}f_{MSAP}\right)\right] \\
\alpha_3 &= \tau_{i_v}\tau_{i_i}\left[G^2V_{DC_0}J_{MSAP}N_p\Omega_{ref}\sqrt{\frac{3}{2}}\varphi_M\left(2R_{dq}I_{q_0} + N_p\Omega_{ref}\sqrt{\frac{3}{2}}\varphi_M\right)\right. \\
&\quad + \left[R_{dq}J_{MSAP} + L_{dq}f_{MSAP}\right]\left[GI_{q_0}\left(R_{dq}I_{q_0} + N_p\Omega_{ref}\sqrt{\frac{3}{2}}\varphi_M\right) - I_{DC_0}\right] \\
&\quad \left.+ GV_{DC_0}J_{MSAP}\left(GR_{dq}^2I_{q_0}^2 - K_{p_i}I_{DC_0}\right)\right] \\
\alpha_4 &= \tau_{i_v}\tau_{i_i}L_{dq}J_{MSAP}\left[GI_{q_0}\left(R_{dq}I_{q_0} + N_p\Omega_{ref}\sqrt{\frac{3}{2}}\varphi_M\right) - I_{DC_0}\right]
\end{aligned}$$

Comme pour la précédente admittance, l'expression de  $Y_{drive\_complet}(p)$  est simplifiée en considérant une machine à pôles lisses, soit :  $R_{dq} = R_d = R_q$  et  $L_{dq} = L_d = L_q$ . Nous notons l'apparition de deux ordres supplémentaires au numérateur et au dénominateur. Au final, l'admittance équivalente fait intervenir quinze paramètres, que nous regroupons selon les mêmes catégories que celles identifiées précédemment :

- Les paramètres physiques de la machine ( $R_{dq}$ ,  $L_{dq}$ ,  $N_p$ ,  $\varphi_M$ ,  $J_{MSAP}$  et  $f_{MSAP}$ );
- Les paramètres des boucles de régulation ( $K_{p_i}$ ,  $\tau_{i_i}$ ,  $K_{p_v}$  et  $\tau_{i_v}$ );
- Le point de fonctionnement choisi ( $V_{DC_0}$ ,  $I_{DC_0}$ , ( $I_{d_0}=0$ ),  $I_{q_0}$  et  $\Omega_{ref}$ ).

Pour valider cette expression, nous comparons son diagramme de Bode avec celui que nous obtenons à partir d'un modèle de simulation. Nous rappelons que les valeurs des paramètres physiques de la machine sont données dans le tableau (2.2), et celles des paramètres du régulateur de couple sont données en (2.18). Nous plaçons la dynamique de la boucle de vitesse une décade en dessous celle de la boucle de couple, d'où :  $K_{p_v}=1.282\text{Nms}$  et  $\tau_{i_v}=1.112\text{ms}$ . Enfin, nous considérons le même point de fonctionnement que celui défini dans la sous-partie **c.** de la partie (2.2.2.3). Les résultats obtenus sont représentés figure (2.21).

Sur la figure (2.21), nous constatons que les tracés obtenus à partir des deux modèles se superposent parfaitement sur la plage de fréquence considérée. Ce résultat valide notre expression de  $Y_{drive\_complet}(p)$ .

En conclusion, nous disposons maintenant de l'admittance équivalente d'un

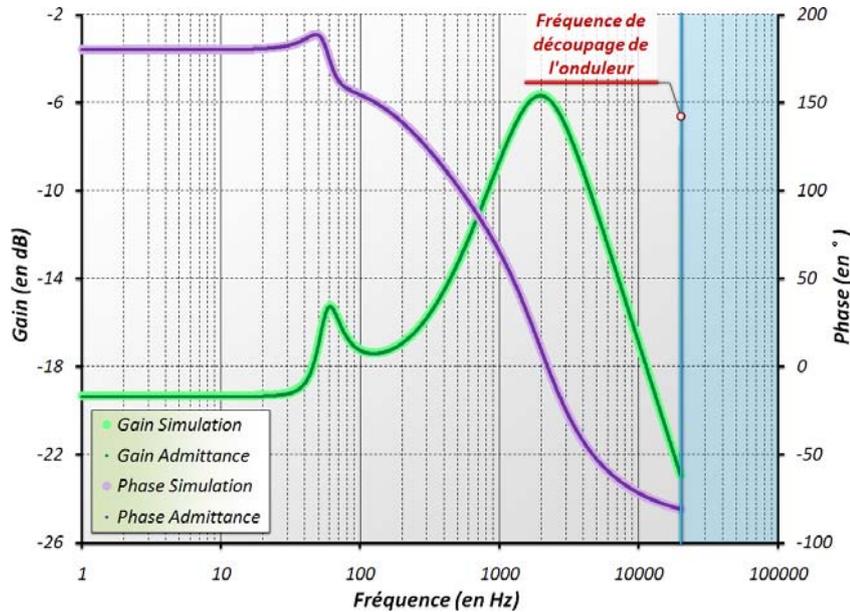


FIG. 2.21 – Diagrammes de Bode de l’admittance et du modèle de simulation prenant en compte les deux boucles de régulation du drive

drive, dont le couple et la vitesse sont régulés. Cette expression, qui regroupe les paramètres physiques de la machine, ceux des régulateurs et le point de fonctionnement choisi, permet d’avoir une représentation plus fidèle de ce type charge. Toutefois, la prise en compte de la constante de temps mécanique du système alourdi de manière significative son modèle, par rapport à l’intérêt qu’elle apporte du point de vue des études de stabilité.

### 2.2.5 Conclusion

En conclusion sur cette première partie, nous disposons désormais d’un modèle analytique représentant le comportement dynamique d’un drive. Ce modèle s’apparente à une admittance qui illustre les variations du courant d’entrée par rapport à la tension d’entrée de l’onduleur. Nous avons également implémenté un modèle de simulation sous *Saber*, qui nous a permis de valider l’expression de  $Y_{drive}$ . Nous avons ainsi pu vérifier qu’en faisant varier les paramètres physiques des machines, leurs points de fonctionnement et les boucles de régulations, les diagrammes de Bode obtenus à partir des deux approches coïncidaient parfaitement. Enfin, nous avons construit un second modèle de drive prenant en compte la régulation de sa vitesse. L’admittance ainsi déterminée devient beaucoup plus complexe, alors que la dynamique qu’elle représente reste lente par rapport à la régulation du couple, donc moins susceptible d’intervenir dans nos études de stabilité.

Dans la seconde partie de ce chapitre, nous présentons les travaux de modélisation réalisés à l’échelle du réseau HVDC entier.

## 2.3 Construction automatique d'un modèle de réseau HVDC

### 2.3.1 L'environnement de calcul

#### 2.3.1.1 Présentation de l'outil de modélisation

Pour commencer, nous rappelons l'objectif visé qui consiste à construire automatiquement le modèle analytique d'un réseau HVDC. Nous nous sommes donc orientés vers le logiciel *Maple*, qui a la capacité de traiter des expressions formelles. À partir de ce choix, nous nous sommes intéressés aux outils proposés sur *Maple* qui permettent de construire des modèles électriques. C'est ce qui nous a amené à découvrir le package *Syrup* [Rie03], proposé en accès libre sur le site de *Maple-soft* [Mapa]. Cet outil peut donner, à partir d'une description circuit du système à modéliser, les équations des potentiels aux différents nœuds ou l'ensemble des équations d'états.

Les éléments simples connus de *Syrup* sont les suivants :

- La source idéale de tension (V) ;
- La source idéale de courant (I) ;
- La source de tension contrôlée en tension (E) ;
- La source de tension contrôlée en courant (G) ;
- La source de courant contrôlée en tension (H) ;
- La source de courant contrôlée en courant (F) ;
- La résistance (R) ;
- L'inductance (L) ;
- Le condensateur (C) ;
- Le circuit ouvert (O).

La syntaxe qui permet de décrire un système s'adapte en fonction des spécificités des éléments qui interviennent au niveau du circuit. Toutefois, nous pouvons retenir que globalement, elle se base sur la trame suivante :

`Symbole[étiquette] □ Nœud_positif □ Nœud_négatif □ Valeur □ Arguments_supplémentaires`

Les arguments supplémentaires peuvent être par exemple l'initialisation d'un condensateur ou d'une inductance, ou encore la description du fonctionnement d'une source contrôlée.

Pour produire rapidement cette description circuit du système, nous utilisons la génération automatique de *Netlist* d'un logiciel de simulation, comme *PSIM* par exemple. Le fichier est ensuite lu, puis adapté au formalisme de *Syrup* à l'aide des outils de traitement des chaînes de caractères proposés par *Maple*. De cette manière, en dessinant le circuit électrique du système étudié, nous récupérons assez simplement les équations régissant son fonctionnement.

### 2.3.1.2 Application de cet outil sur un exemple concret

Pour illustrer le fonctionnement de *Syrup* et les résultats qu'il fournit, nous considérons le système présenté figure (2.22). Sur ce schéma, nous avons numéroté les différents nœuds afin de pouvoir construire la NetList adaptée pour *Syrup* (2.39).

Pour intégrer le modèle de la charge qui se présente sous la forme d'une admittance équivalente, nous devons choisir un objet appartenant au langage *Syrup*. Nous utilisons le dipôle  $R_{ch}$  qui permet de lier les grandeurs tension/courant en remplaçant sa valeur par l'inverse de  $Y_{drive}$ .

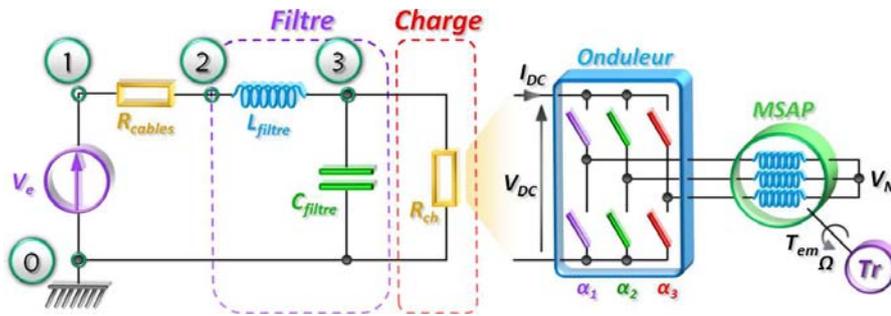


FIG. 2.22 – Système modélisé avec Syrup

```

Circuit_test :=
Ve      1  0  540
Rcable  1  2  0.1
Lfiltre 2  3  10e-6
Cfiltre 3  0  1e-3
Rch     3  0  1
.end ;

```

(2.39)

Chaque ligne définit un composant, en précisant son type, son nom, son emplacement et éventuellement sa valeur. Ces informations sont ensuite traitées par *Syrup*. Nous distinguons trois types d'analyses différentes : en régime dynamique (*ac*), en régime permanent (*dc*) et transitoire (*tran*). Les deux premières donnent les expressions des potentiels à chaque nœud en fonction du régime choisi ; l'analyse transitoire détermine quant à elle les équations d'états du circuit. Enfin, pour ignorer les valeurs numériques, l'option `symbolic` doit être ajoutée dans l'appel de la fonction *Syrup*.

Dans notre cas, l'analyse *ac* donne les équations (2.40).

$$\begin{aligned}
v_1 &= V_e \\
v_2 &= \frac{V_e (R_{ch} + L_{filtre}s + R_{ch}L_{filtre}C_{filtre}s^2)}{(R_{ch} + R_{cable}) + ((R_{ch} + R_{cable})C_{filtre} + L_{filtre})s + (R_{ch}L_{filtre}C_{filtre})s^2} \quad (2.40) \\
v_3 &= \frac{V_e R_{ch}}{(R_{ch} + R_{cable}) + ((R_{ch} + R_{cable})C_{filtre} + L_{filtre})s + (R_{ch}L_{filtre}C_{filtre})s^2}
\end{aligned}$$

À partir des expressions (2.40), nous pouvons très facilement extraire une fonction de transfert, en calculant le rapport entre deux potentiels. De cette manière, nous obtenons  $H_{syst}(p)$  donnée en (2.41).

$$\begin{aligned}
H_{syst}(p) &= \frac{v_3}{v_1} \\
&= \frac{R_{ch}}{(R_{ch} + R_{cable}) + ((R_{ch} + R_{cable})C_{filtre} + L_{filtre})p + (R_{ch}L_{filtre}C_{filtre})p^2} \quad (2.41)
\end{aligned}$$

En injectant l'inverse de l'expression de l'admittance équivalente à travers  $R_{ch}$ , nous obtenons ainsi automatiquement, un modèle analytique complet du réseau de la figure (2.22).

### 2.3.1.3 Fonctionnalités de Syrup utilisées dans le cadre de nos études

L'exemple précédent nous a permis d'illustrer les différentes étapes nécessaires à l'élaboration d'un modèle de réseau avec le package *Syrup*. Pour étudier la stabilité des systèmes, nous cherchons à produire deux types de représentations : les fonctions de transfert et les impédances équivalentes. Les modèles doivent représenter le comportement dynamique des systèmes, ce qui nous oriente par conséquent sur des analyses *ac*. Quelque soit les arguments transmis à la fonction pour ce type d'analyse, celle-ci renvoie les expressions des potentiels aux niveaux de chacun des nœuds. C'est ce qui nous a amené à choisir la source d'excitation du circuit en fonction du type de modèle souhaité. Le raisonnement que nous avons suivi est présenté figure (2.23).

- Pour obtenir une fonction de transfert, nous utilisons une source idéale de tension. Dans ce cas, notre modèle correspond au rapport entre le potentiel du nœud représentant la sortie du système et le potentiel de la source ;
- Pour obtenir l'impédance équivalente du circuit, nous utilisons une source idéale de courant. Dans ce cas, notre modèle correspond au rapport entre le potentiel du nœud de la source et le courant qu'elle fournit.

Ces deux représentations des systèmes permettent de mener des études de stabilité avec les différents critères que nous avons considéré. En effet, l'expression du dénominateur de la fonction de transfert correspond à l'équation caractéristique du

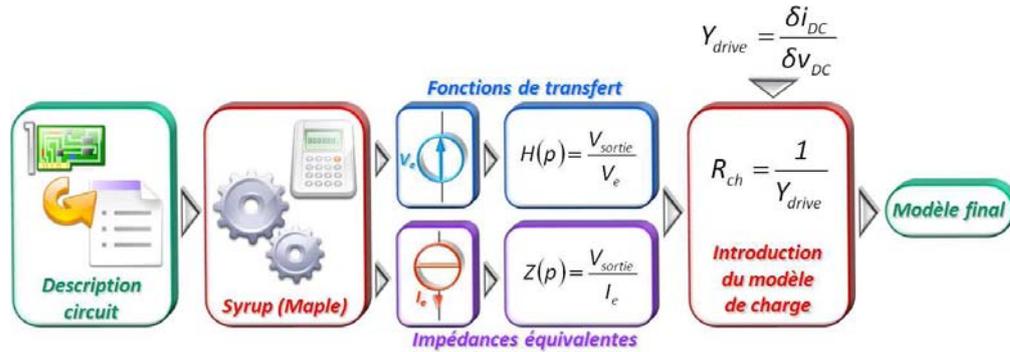


FIG. 2.23 – Synoptique présentant le fonctionnement de Syrups

système. Elle contient toutes les informations sur la dynamique globale de celui-ci. Nous l'utilisons directement dans le critère de *Routh-Hurwitz* ; mais également pour calculer les parties réelles des pôles du système. Les impédances équivalentes constituent quant à elles la base du critère de *Middlebrook*. En résumé, nous disposons maintenant d'un outil très pratique, qui permet de récupérer des modèles sous forme analytique, en parfaite adéquation avec les critères que nous utilisons pour étudier la stabilité.

### 2.3.2 Le modèle des sources

Nous venons de présenter le modèle utilisé pour la charge et la manière de l'intégrer dans notre outil de modélisation. En reprenant la figure (2.1), nous distinguons deux blocs encore indéterminés : la source et les filtres. Ces derniers seront plus largement étudiés dans la suite de ce manuscrit ; et d'une manière générale, leur intégration ne posera aucun problème particulier, puisque nous considérerons des structures de filtrage passives. Nous nous intéressons par conséquent au modèle des sources.

Les réseaux HVDC que nous avons étudiés disposent tous d'une source d'alimentation alternative triphasée, qui est successivement redressée puis filtrée avant d'alimenter le bus continu. Les variantes concernent essentiellement le dispositif utilisé pour faire la conversion alternatif/continu, et les structures de filtres utilisées en sortie de celui-ci. Dans un premier temps, nous considérons une des structures les plus simples pour réaliser cette fonction : un pont redresseur à commutation parallèle double ( le PD3 à diodes ).

Ce genre de dispositif est généralement alimenté à travers un transformateur, que nous modélisons par des inductances sur chacune des phases comme le montre la figure (2.24).

L'expression de la valeur moyenne de la tension de sortie du redresseur est donnée en (2.42).

$$E = \frac{3V_{res}\sqrt{6}}{\pi} - V_{\text{empiet}} - V_{\text{diodes}} \quad (2.42)$$

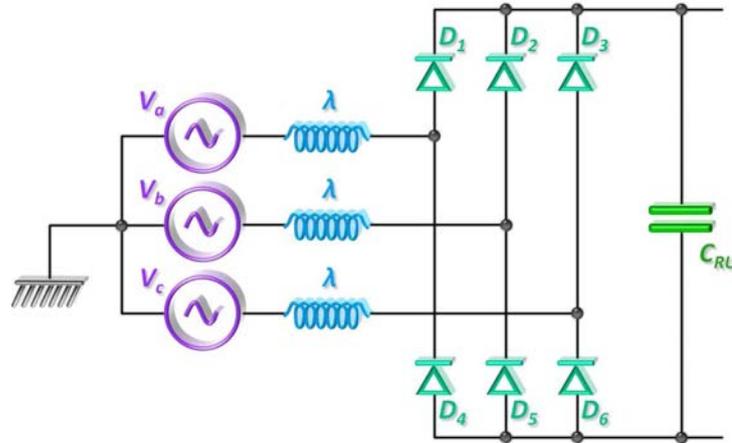


FIG. 2.24 – Structure d'un pont redresseur à diode utilisé pour alimenter le bus continu d'un réseau HVDC

La tension  $V_{diodes}$  correspond aux chutes de tensions aux bornes des deux diodes qui conduisent.  $V_{empiet}$  permet quant à elle, de prendre en compte le phénomène d'empiètement [Pai96]. Celui-ci est directement lié à la valeur des inductances en amont du pont, qui provoquent la conduction de deux phases simultanément lors des commutations. L'étude de la valeur de  $E$  en fonction du courant de charge donne un réseau de caractéristiques linéaires, nous invitant à modéliser le phénomène d'empiètement par une résistance série. Si les inductances  $\lambda$  (2.24) restent faibles, l'angle d'empiètement, correspondant à la moitié du temps pendant lequel deux bras conduisent, est négligeable devant la période de conduction d'un seul bras, ce qui nous permet d'écrire (2.43) [Rou06].

$$R_{empiet} = \frac{3\lambda\omega}{\pi} \quad (2.43)$$

Cette résistance série caractérise les chutes de tension observées lors de la conduction de deux bras du redresseur. Toutefois, il ne s'agit pas d'une modélisation fidèle de l'empiètement, étant donné que ce phénomène est non-dissipatif. De plus, pendant la conduction d'un seul bras, l'inductance équivalente vaut  $2\lambda$  compte tenu que deux phases conduisent ; alors que pendant la durée d'empiètement, cette inductance vaut  $1.5\lambda$ . Lorsque nous étudierons la stabilité, le pire cas sera considéré en prenant  $2\lambda$ .

La modélisation des câbles, utilisés pour raccorder le générateur triphasé au redresseur, conduit à l'ajout d'une résistance et d'une inductance placées en série. La résistance permet de modéliser la chute de tension dans les câbles et les effets de peau et proximité [Dow66] ; l'inductance quant à elle, permet de modéliser le champ magnétique créé par le courant qui circule dans les câbles. Cette dernière permet également de prendre en compte un éventuel transformateur placé entre la source et le dispositif de redressement.

Il nous reste à modéliser le comportement du générateur qui vient délivrer la

tension au réseau. En considérant qu'il s'agit d'un alternateur synchrone, nous pouvons utiliser le modèle de la figure (2.10) traduit en convention générateur. À noter toutefois que si cet alternateur est à excitation séparée, deux types d'inductances pourront être considérés : l'inductance synchrone dans le domaine des basses fréquences et l'inductance sub-transitoire en hautes fréquences. Lorsque nous étudierons la stabilité, là encore, le pire cas sera considéré en additionnant ces deux valeurs d'inductances.

L'association de ces différents modèles donne le schéma équivalent de la figure (2.25).

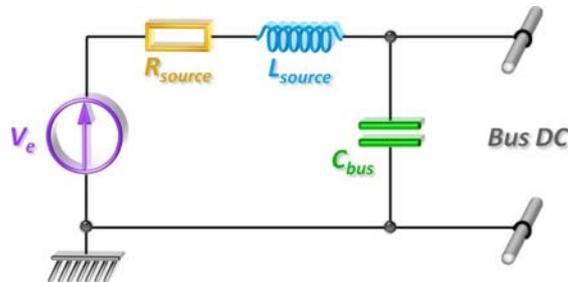


FIG. 2.25 – Modèle équivalent d'une source réalisée à partir d'un générateur triphasé associé à un PD3

Ce circuit regroupe les éléments suivants :

- La source idéale de tension ( $V_e$ ) correspond à la valeur moyenne de la tension de sortie du redresseur. Nous prendrons une valeur de 540V dans le cadre des réseaux HVDC ;
- La résistance ( $R_{source}$ ) correspond à la concaténation de...
  - ◇  $R_{empiet}$  ← redresseur ;
  - ◇  $R_{cables} + R_{feeders}$  ← câbles et éventuels feeders ;
  - ◇  $R_{peau} + R_{proximite}$  ← câbles et éventuel transformateur ;
  - ◇  $R_{gene}$  ← générateur triphasé ;
- L'inductance ( $L_{source}$ ) correspond à concaténation de...
  - ◇  $L_{cables} + L_{feeders}$  ← câbles et éventuels feeders ;
  - ◇  $L_{transfo}$  ← éventuel transformateur ;
  - ◇  $L_{syn} + L_{subtrans}$  ← générateur triphasé ;
- Le condensateur ( $C_{bus}$ ) est en fait égale à  $C_{RU}$  (2.24) : il s'agit d'un condensateur de filtrage en sortie du redresseur, qui permet de réduire l'ondulation de tension aux bornes du bus continu.

Le modèle de la figure (2.25) s'intègre facilement dans l'environnement de *Syrup*. Il permet de représenter la plupart des sources d'alimentation utilisées dans le contexte industriel, comme l'ATRU (Autotransformer Rectifier Unit) (2.26) par exemple. En fonction des contraintes imposées au concepteur de réseau, il arrive que des filtres soient introduits entre la sortie du dispositif de redressement et le bus continu. Généralement, ces filtres sont passifs et pourront donc être aisément

ajoutés dans la description circuit du système fournie à *Syrup*.

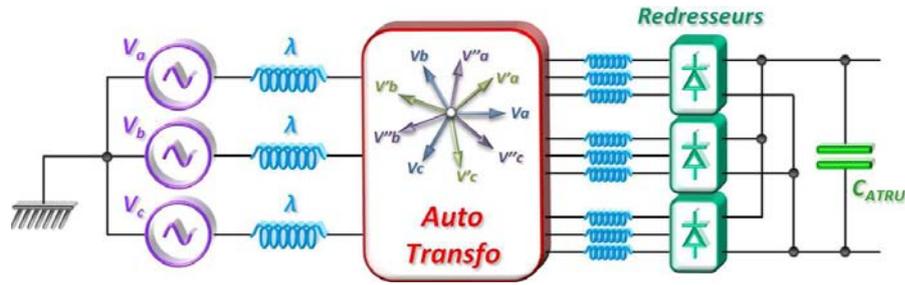


FIG. 2.26 – Schéma d'une source réalisée avec un ATRU

### 2.3.3 Modélisation de réseaux complexes

#### 2.3.3.1 Les limitations des expressions traitées sous Maple

Nous disposons de modèles de sources et de charges, pouvant être combinés sur *Syrup* à des topologies de filtres passifs, afin d'établir automatiquement des modèles analytiques de réseaux. En fonction de la complexité des systèmes à modéliser, le traitement des informations sur *Maple* utilise plus ou moins d'espace mémoire. Les expressions formelles limitant les simplifications, si la structure à modéliser présente de nombreux paramètres, la capacité de traitement de *Maple* peut devenir insuffisante. C'est ce qui nous a amené à concevoir une autre méthode pour modéliser les réseaux comprenant un nombre élevé de paramètres.

#### 2.3.3.2 Méthode de modélisation pour les réseaux complexes

Le principe est simple : nous commençons par construire des modèles intermédiaires de sous-systèmes, qui sont ensuite assemblés lors de la modélisation de l'ensemble du réseau. De cette manière, nous réduisons le volume des systèmes traités par *Syrup*, ce qui nous permet à la fois d'utiliser moins d'espace mémoire, et de diminuer les temps de calcul. Pour illustrer la méthode, nous considérons le réseau de la figure (2.27). Notre objectif est de déterminer la fonction de transfert  $H_{res}$  définie comme étant le rapport entre  $V_{bus}$  et  $V_e$ .

La dimension du réseau choisi permet sa modélisation sous *Maple* sans avoir besoin de recourir à des modèles intermédiaires. De cette manière, la comparaison des modèles obtenues en appliquant ces deux méthodes permettra de valider notre approche.

##### *a. Construction du modèle de référence par modélisation directe*

L'expression analytique de  $H_{res}$  obtenue en utilisant la méthode directe (présentée précédemment), même sans intégrer les admittances équivalentes des drives, est déjà trop volumineuse pour être donnée dans ce manuscrit. Pour donner un

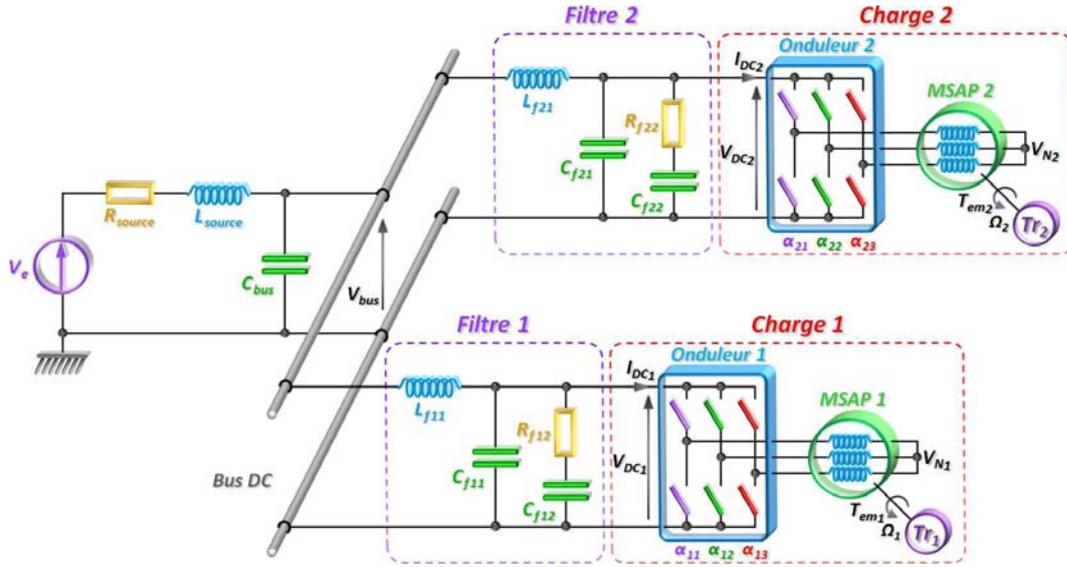


FIG. 2.27 – Réseau HVDC à modéliser

ordre d'idée, avec les désignations utilisées sur la figure (2.27), elle représente 12303 caractères. Afin de pouvoir mieux comparer nos résultats, nous utilisons des formes numériques. Les valeurs des drives sont les mêmes que celles utilisées précédemment (Tab. 2.2), et les paramètres du réseau sont donnés dans le tableau (2.6).

Sources	Filtres
$V_e = 540\text{V}$	$L_{f_{i1}} = 56\mu\text{H}$
$R_{source} = 0.3\Omega$	$C_{f_{i1}} = 100\mu\text{F}$
$L_{source} = 400\mu\text{H}$	$R_{f_{i2}} = 0.28\Omega$
$C_{bus} = 600\mu\text{F}$	$C_{f_{i2}} = 560\mu\text{F}$

TAB. 2.6 – Valeurs du modèle de source et des filtres du réseau HVDC

L'application numérique nous donne (2.44).

$$H_{res_{dir}}(p) = \frac{\sum_{j=0}^{10} (\beta_j p^j)}{\sum_{i=0}^{12} (\alpha_i p^i)} \quad (2.44)$$

Avec :

$$\begin{array}{ll}
\beta_0 = 2.05e^{55} & \alpha_0 = 1.92e^{55} \\
\beta_1 = 1.07e^{52}s & \alpha_1 = 2.09e^{52}s \\
\beta_2 = 3.99e^{48}s^2 & \alpha_2 = 2.52e^{49}s^2 \\
\beta_3 = 9.43e^{44}s^3 & \alpha_3 = 9.67e^{45}s^3 \\
\beta_4 = 1.65e^{41}s^4 & \alpha_4 = 2.67e^{42}s^4 \\
\beta_5 = 2.05e^{37}s^5 & \alpha_5 = 4.94e^{38}s^5 \\
\beta_6 = 1.78e^{33}s^6 & \alpha_6 = 6.78e^{34}s^6 \\
\beta_7 = 1.03e^{29}s^7 & \alpha_7 = 6.72e^{30}s^7 \\
\beta_8 = 3.74e^{24}s^8 & \alpha_8 = 5.02e^{26}s^8 \\
\beta_9 = 7.56e^{19}s^9 & \alpha_9 = 2.65e^{22}s^9 \\
\beta_{10} = 6.34e^{14}s^{10} & \alpha_{10} = 9.20e^{17}s^{10} \\
& \alpha_{11} = 1.83e^{13}s^{11} \\
& \alpha_{12} = 1.52e^8s^{12}
\end{array}$$

### b. Modélisation basée sur l'étude des sous-systèmes

Nous commençons par modéliser individuellement les équipements connectés au bus continu sous forme d'impédance équivalente. Ils seront ensuite assemblés au modèle de source de la même manière que les drives, en injectant l'expression de leurs impédances dans des résistances. Le réseau de la figure (2.27) présente deux équipements identiques, qui sont modélisés à partir du schéma de la figure (2.28).

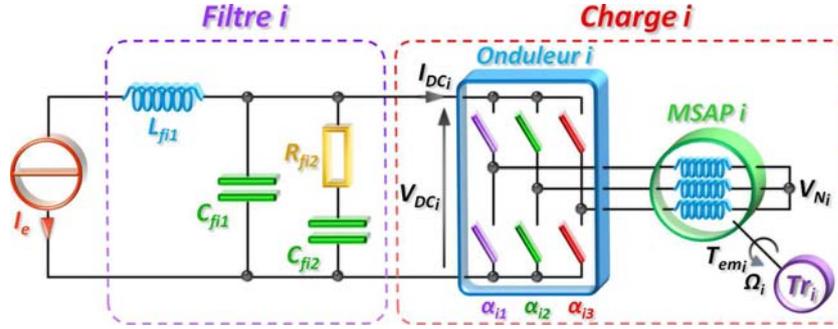


FIG. 2.28 – Sous-Ensemble du réseau HVDC

En utilisant l'analyse ac de *Syrup*, nous exprimons le rapport entre le potentiel haut de la source et le courant  $I_e$ , soit l'impédance équivalente donnée en (2.45).

$$\begin{aligned}
Z_{\text{sous-système}}(p) = & \frac{1}{1 + (R_{ch_i} (C_{f_{i1}} + C_{f_{i2}}) + R_{f_{i2}} C_{f_{i2}}) p + R_{ch_i} R_{f_{i2}} C_{f_{i1}} C_{f_{i2}} p^2} \\
& [R_{ch_i} + (L_{f_{i1}} + R_{ch_i} R_{f_{i2}} C_{f_{i2}}) p + (L_{f_{i1}} (C_{f_{i2}} (R_{ch_i} + R_{f_{i2}}) \dots \\
& + R_{ch_i} C_{f_{i1}})) p^2 + R_{ch_i} R_{f_{i2}} L_{f_{i1}} C_{f_{i1}} C_{f_{i2}} p^3]
\end{aligned} \tag{2.45}$$

Nous injectons ensuite l'expression de l'inverse de l'admittance équivalente représentant le drive, au niveau de la résistance  $R_{ch}$ . L'impédance obtenue donne

le comportement dynamique global du sous-système de la figure (2.28). Pour assembler ces sous-systèmes au modèle de source, nous utilisons le schéma de la figure (2.29).

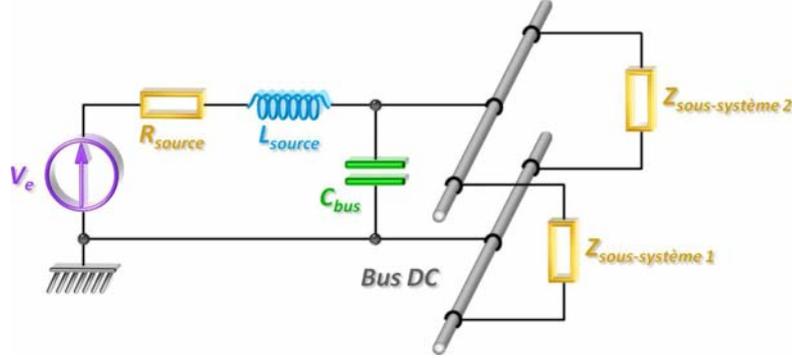


FIG. 2.29 – Schéma du circuit regroupant les sous-systèmes

Nous appliquons sur ce nouveau système une analyse ac, afin d'extraire le rapport entre le potentiel du bus ( $V_{bus}$ ) et celui de la source ( $V_e$ ). Nous obtenons l'expression (2.46).

$$H_{res_{ss}}(p) = \frac{Z_{\text{sous-système}_1} Z_{\text{sous-système}_2}}{\delta_0 + \delta_1 p + \delta_2 p^2} \quad (2.46)$$

Avec :

$$\begin{aligned} \delta_0 &= Z_{\text{sous-système}_1} Z_{\text{sous-système}_2} + R_{\text{source}} (Z_{\text{sous-système}_1} + Z_{\text{sous-système}_2}) \\ \delta_1 &= (L_{\text{source}} (Z_{\text{sous-système}_1} + Z_{\text{sous-système}_2}) + Z_{\text{sous-système}_1} Z_{\text{sous-système}_2} R_{\text{source}} C_{\text{bus}}) \\ \delta_2 &= Z_{\text{sous-système}_1} Z_{\text{sous-système}_2} L_{\text{source}} C_{\text{bus}} \end{aligned}$$

Enfin, nous introduisons les expressions des  $Z_{\text{sous-système}_i}$  pour obtenir la fonction de transfert souhaitée, qui est donnée en (2.47) après application numérique.

$$H_{res_{ss}}(p) = \frac{\beta'_0 + \beta'_1 p + \beta'_2 p^2 + \beta'_3 p^3 + \beta'_4 p^4 + \beta'_5 p^5}{\alpha'_0 + \alpha'_1 p + \alpha'_2 p^2 + \alpha'_3 p^3 + \alpha'_4 p^4 + \alpha'_5 p^5 + \alpha'_6 p^6 + \alpha'_7 p^7} \quad (2.47)$$

Avec :

$$\begin{aligned} \beta'_0 &= 8.74e^{34} & \alpha'_0 &= 8.17e^{34} \\ \beta'_1 &= 2.29e^{31}s & \alpha'_1 &= 6.78e^{31}s \\ \beta'_2 &= 5.50e^{27}s^2 & \alpha'_2 &= 8.47e^{28}s^2 \\ \beta'_3 &= 5.67e^{23}s^3 & \alpha'_3 &= 1.42e^{25}s^3 \\ \beta'_4 &= 2.90e^{19}s^4 & \alpha'_4 &= 1.87e^{21}s^4 \\ \beta'_5 &= 4.86e^{14}s^5 & \alpha'_5 &= 1.49e^{17}s^5 \\ & & \alpha'_6 &= 7.05e^{12}s^6 \\ & & \alpha'_7 &= 1.17e^8 s^7 \end{aligned}$$

Cette méthode permet une modélisation plus rapide, compte tenu que le temps nécessaire au traitement des descriptions circuits par *Syrup* augmente de manière significative lorsque la taille des systèmes devient importante. De plus, sa manière de développer le modèle, nous a permis sur cet exemple où les deux équipements connectés au bus continu sont parfaitement identiques, de réduire l'ordre de l'expression de la fonction de transfert  $H_{res}$ . L'application numérique est réalisée lorsque la construction du modèle global est terminée. Les simplifications peuvent donc être réalisées sur les expressions symboliques, sur lesquelles n'interviennent pas les problèmes d'arrondis. En effet pour cet exemple, l'association des deux équipements donne normalement un  $5 + 5 = 10^{\text{ème}}$  ordre, qui peut ici se simplifier en un  $5^{\text{ème}}$  ordre : d'où les 5 ordres de différences entre les deux expressions de  $H_{res}$  (2.44, 2.47).

### 2.3.3.3 Validation de la méthode de modélisation par sous-systèmes

Pour nous assurer de l'équivalence des deux modèles obtenus précédemment, nous comparons leurs diagrammes de Bode. Nous en profitons pour également valider les méthodes utilisées pour modéliser automatiquement les réseaux à l'aide du package *Syrup*. Pour ce faire, le diagramme de Bode du modèle de simulation représentant le réseau de la figure (2.27) est ajouté aux deux autres. Nous obtenons les tracés de la figure (2.30).

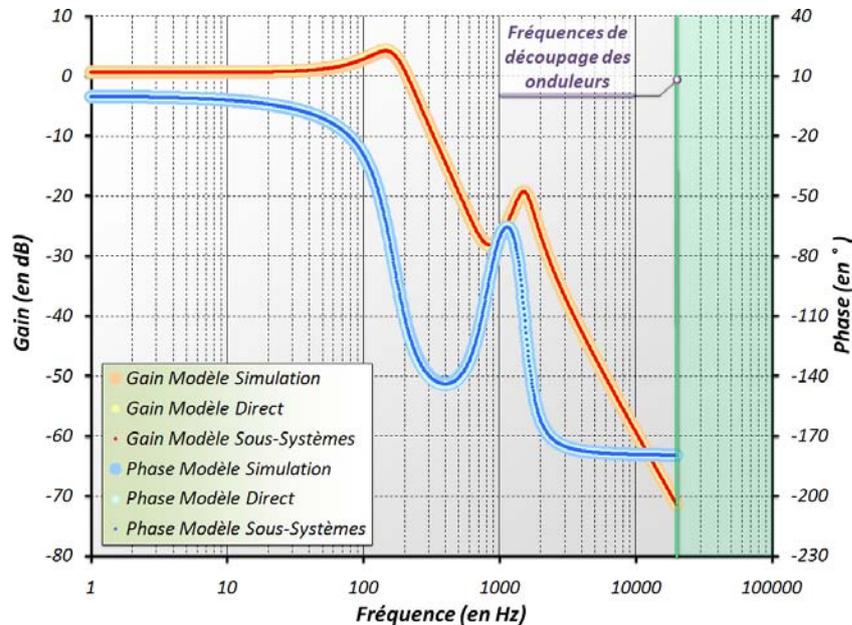


FIG. 2.30 – Comparaisons des diagrammes de bodes obtenus après modélisation du réseau HVDC à 2 charges

Sur l'ensemble du spectre fréquentiel considéré (en dessous des fréquences de découpage des deux onduleurs), les trois tracés se superposent parfaitement, validant ainsi les méthodes de modélisations utilisées. Cette nouvelle méthode de

modélisation structurelle permet de traiter des réseaux présentant de très nombreux paramètres. Les expressions fournies peuvent ainsi garder leur formalisme analytique; et malgré leurs volumes importants, l'automatisation de leurs transformations sur *Maple*, assure un développement rapide avec un minimum d'erreurs.

### 2.3.4 Conclusion

En conclusion sur cette seconde partie, nous disposons d'un outil sur *Maple* capable de générer automatiquement des modèles analytiques de réseau, à partir de leurs descriptions sous forme de circuits électriques. Ainsi, par divers jeux de construction, nous pouvons associer des modèles de sources et de charges, interconnectés par des filtres passifs. Une méthode de modélisation par sous-systèmes a également été présentée. Sa conception permet de contourner les volumes limites de calcul sur *Maple*, nous offrant ainsi la possibilité de modéliser des réseaux comprenant un nombre élevé de paramètres. Nous retenons également que cette méthode automatisée accélère fortement le processus de modélisation, nous permettant ainsi d'étudier de nombreuses structures avec un minimum d'erreurs.

## 2.4 Quelques compléments à l'outil de modélisation

### 2.4.1 Ajustement automatique du point de fonctionnement

#### 2.4.1.1 Les conséquences de la linéarisation autour d'un point de fonctionnement

La détermination de l'admittance équivalente, présentée au début de ce chapitre, a nécessité une linéarisation autour d'un point de fonctionnement et nous nous sommes de plus, limité au comportement moyenné de l'onduleur. Les études de stabilité concernent principalement le domaine des basses et moyennes fréquences, ce qui nous permet a priori de négliger les fréquences supérieures au découpage de l'onduleur [Mid76b]. En revanche, le drive étant non linéaire, les variations de son point de fonctionnement peuvent modifier son modèle si elles deviennent trop importantes. Pour illustrer ces changements, nous considérons différentes valeurs d'entrée du drive, commandé dans chacun des cas pour fournir une puissance mécanique de 30kW (2.31).

Parmi les variables de  $Y_{drive}$  qui caractérisent son point de fonctionnement, celles qui sont susceptibles de varier sont les grandeurs d'entrée de l'onduleur. En effet, les chutes de tensions liées aux effets résistifs, apportés par des câbles ou des résistances modélisant le phénomène d'empiètement, viennent modifier la valeur de  $V_{DC_0}$ , qui devient différente de la tension du bus. Comme le drive est contrôlé pour fournir une puissance constante, la commande appelle alors plus de courant, modifiant ainsi la valeur de  $I_{DC_0}$ . Lorsque la puissance d'un drive devient

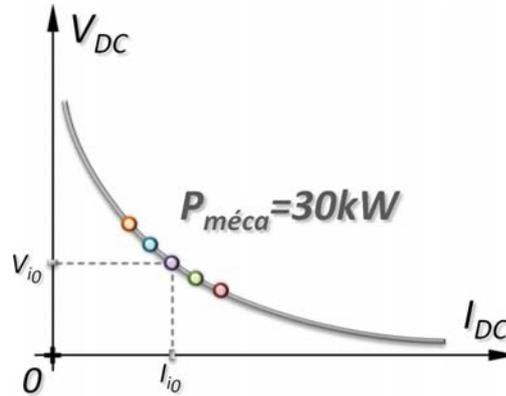


FIG. 2.31 – Différents points de fonctionnement d'un drive commandé à puissance constante

importante, la valeur du courant absorbé l'est aussi. Dans ces conditions, même si la résistance série placée entre le bus et le drive est faible, la chute de tension à ses bornes peut devenir non négligeable. Les conditions du tableau (2.7) donnent les courbes de gain présentées figure (2.32).

N°	$V_{DC_0}$ (en V)	$I_{DC_0}$ (en A)
1	540	55.5
2	500	60.0
3	460	65.2
4	420	71.4
5	380	78.9

TAB. 2.7 – Plusieurs points de fonctionnement donnant tous la même valeur de puissance

Les différences observées en fonction du point de fonctionnement peuvent donner lieu à des résultats erronés lorsque nous étudions la stabilité. En effet, celle-ci est assez sensible aux variations du paramètre  $I_{DC_0}$ . Dans la plupart des cas, la tension est régulée au niveau du bus, limitant les variations du point de repos des grandeurs d'entrée de l'onduleur. À partir de l'exemple suivant, nous allons voir comment ajuster les paramètres de l'admittance équivalente, en fonction du réseau dans lequel elle est connectée.

#### 2.4.1.2 Évaluation automatique du point de fonctionnement en fonction des paramètres du réseau

Nous considérons le système représenté sur la figure (2.33). Nous avons choisi de nous placer dans un cas où seule la sortie du redresseur côté source est régulée. Les câbles sont modélisés par des circuits  $RL$  série. Ainsi,  $R_{source}$  et  $L_{source}$  représentent la connexion de la source au bus, et une partie de  $R_{f_{1,2}}$  et  $L_{f_{1,2}}$ , la connexion du

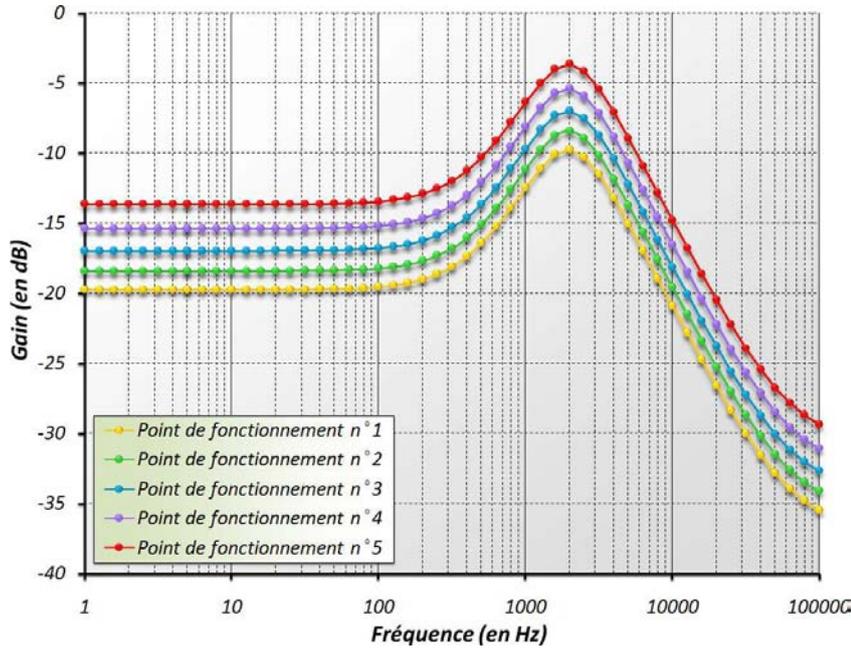


FIG. 2.32 – Tracé du gain de l'admittance pour différents points de fonctionnement bus aux charges.

La simulation de ce système sur le logiciel *Saber* donne, pour  $R_{source} = 0.3\Omega$  et  $R_{f_1} = R_{f_2} = 1.5\Omega$ , des tensions aux bornes des drives de  $V_{DC_1} = V_{DC_2} = 352V$  et des courants absorbés de  $I_{DC_1} = I_{DC_2} = 89A$ . Dans cet exemple, les valeurs de résistances ont été choisies suffisamment élevées pour bien illustrer les variations du modèle.

Notre objectif est de proposer une méthode automatique, nous permettant de recalculer le point de fonctionnement d'un drive en fonction de la structure dans laquelle il est introduit. Pour ce faire, nous utilisons l'analyse dc de *Syrup*, qui permet de déterminer les expressions liant les grandeurs électriques en régime permanent. En combinant les différentes formes de modèles comme précédemment avec une analyse ac, nous pouvons écrire les fonctions de transfert reliant les tensions d'entrée aux bornes des drives en fonction de la tension régulée, ici  $V_e$ . Cette fonction est donnée pour le drive 1 en (2.48); celle du second drive étant obtenue en permutant les indices 1 et 2.

$$\begin{aligned}
 H_{drive_1} &= \frac{V_{DC_1}}{V_e} \\
 &= \frac{R_{drive_1} (R_{drive_2} + R_{f_2})}{(R_{drive_1} + R_{f_1}) (R_{drive_2} + R_{f_2}) + R_{source} (R_{drive_1} + R_{f_1} + R_{drive_2} + R_{f_2})}
 \end{aligned}
 \tag{2.48}$$

Il existe autant d'équations comme celle-ci qu'il y a de drives. Notre problème est qu'il est nécessaire de déterminer deux variables (tension et courant) pour

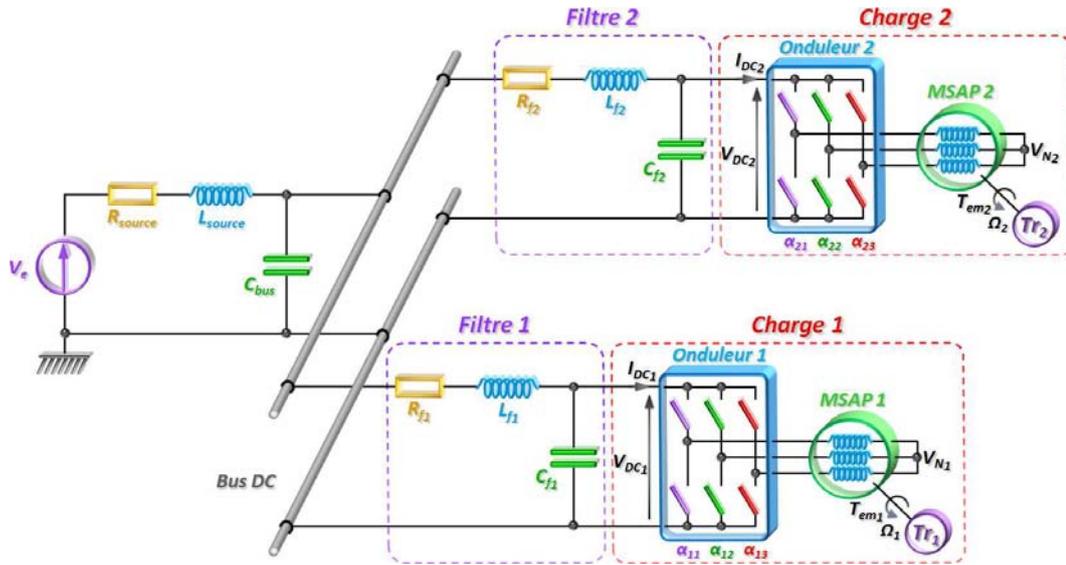


FIG. 2.33 – Réseau HVDC à modéliser - les drives sont représentés au niveau de *Syrup* par des résistances équivalentes ( $R_{drive_{1,2}}$ )

chaque drive. Il nous manque donc une équation caractérisant chacun des drives, afin d'être en mesure de résoudre ce système d'équation.

Nous utilisons la relation (2.33), où l'ensemble des autres paramètres ne dépendent ni du réseau, ni des grandeurs d'entrée de l'onduleur. En regroupant ces deux types d'équations, nous pouvons déterminer le point de fonctionnement de chacun des drives. Dans les conditions de notre exemple, nous obtenons  $V_{DC1} = V_{DC2} = 354\text{V}$  et  $I_{DC1} = I_{DC2} = 88\text{A}$ , à comparer aux valeurs du modèle initial de  $540\text{V}$  et  $55.5\text{A}$ . Les diagrammes de Bode des trois modèles - de simulation sous *Saber*, sans et avec correction de point de fonctionnement de l'admittance équivalente - sont donnés figure (2.34).

Nous observons de légères variations lorsque le modèle n'est pas corrigé.

Des études ultérieures ont montré que les différences constatées au niveau du gain statique peuvent perturber les calculs de limites de stabilité. Néanmoins, si des marges sont considérées lors du dimensionnement de paramètres, ses variations peuvent être négligées. Toutefois, si les études requièrent plus de précision, nous sommes maintenant en mesure d'ajuster automatiquement le point de fonctionnement des systèmes que nous étudions, en fonction des paramètres de l'environnement dans lesquels ils sont connectés.

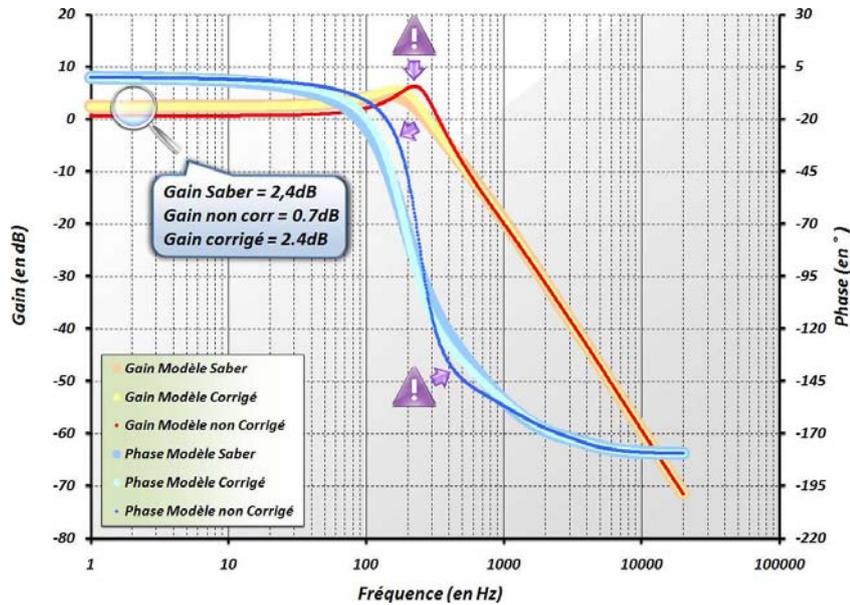


FIG. 2.34 – Mise en évidence des variations de modèles liées en fonction du point de fonctionnement des drives

## 2.4.2 Vers une modélisation automatique des charges

### 2.4.2.1 Présentation et modélisation d'un hacheur dévolteur

La méthode de modélisation que nous avons développée comporte encore une étape qui n'a pas été automatisée : la construction du modèle des charges. Comme il s'agit d'expressions analytiques, elles peuvent être ajustées en fonction des cas ; mais l'élaboration d'une bibliothèque regroupant l'ensemble des systèmes que nous souhaitons étudier se présente comme une tâche ardue. C'est la raison pour laquelle, nous envisageons de confier la modélisation des charges à *Syrup*.

À noter que ces travaux ont été menés en collaboration avec Madiha Charrada au cours de son Master recherche [Cha09].

Pour simplifier la démarche, nous choisissons d'étudier un hacheur dévolteur comme celui qui est présenté figure (2.35). Nous commençons par présenter sommairement la modélisation manuelle de cet équipement.

Le hacheur est alimenté par une source idéale de tension. Sa sortie est filtrée par une inductance et un condensateur, avant d'alimenter une charge résistive. La commande régule le courant qui traverse l'inductance  $L_{\text{filtre}}$ , à travers un correcteur proportionnel intégral et une modulation à largeur d'impulsion qui génère le découpage de l'interrupteur  $T$ . Nous considérons une compensation de la tension de sortie au niveau de la commande du hacheur. Elle permet de dimensionner le correcteur par rapport à la dynamique de l'inductance  $L_{\text{filtre}}$ .

Nous obtenons l'expression (2.49), qui représente la fonction de transfert en

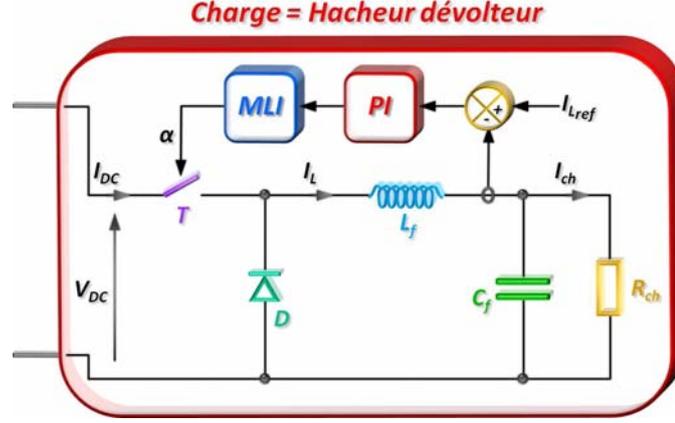


FIG. 2.35 – Structure du hacheur dévolteur étudié

boucle fermée ( $H_{BF}$ ) entre  $\alpha$  et  $I_{L_{ref}}$ , à partir du transfert en boucle ouverte ( $H_{BO}$ ). Cette expression est identifiée à la forme canonique d'un second ordre.

$$H_{BO}(p) = \frac{1}{L_{filtre}p} \left( K_p + \frac{K_i}{p} \right) \Rightarrow H_{BF} = \frac{1 + \frac{K_p}{K_i}p}{1 + \frac{K_p}{K_i}p + \frac{L_{filtre}}{K_i}p^2} \quad (2.49)$$

La tension de sortie s'exprime comme étant le produit du courant régulé par l'impédance équivalente du circuit  $C_{filtre}$  en parallèle avec  $R_{ch}$  (2.50).

$$V_{C_{filtre}}(p) = \frac{R_{ch}}{1 + R_{ch}C_{filtre}p} \cdot I_{L_{filtre}} \quad (2.50)$$

Enfin, le fonctionnement du hacheur est décrit par son modèle moyenné, linéarisé autour d'un point de fonctionnement (2.51).

$$\begin{cases} V_{C_{filtre}} = \alpha \cdot V_{DC} \Rightarrow \delta v_{C_{filtre}} = \alpha_0 \delta v_{DC} + \delta \alpha V_{DC_0} \\ I_{DC} = \alpha \cdot I_{L_{filtre}} \Rightarrow \delta i_{DC} = \alpha_0 \delta i_{L_{filtre}} + \delta \alpha I_{L_{filtre_0}} \end{cases} \quad (2.51)$$

En regroupant les expressions (2.49), (2.50) et (2.51), nous obtenons l'admittance équivalente (2.52) du hacheur dévolteur que nous étudions.

$$Y_{buck}(p) = \frac{\delta i_{DC}(p)}{\delta v_{DC}(p)} = \frac{\varepsilon_0 + \varepsilon_1 p + \varepsilon_2 p^2}{\delta_0 + \delta_1 p + \delta_2 p^2 + \delta_3 p^3} \quad (2.52)$$

Avec :

$$\begin{aligned}
\varepsilon_0 &= -\alpha_0 K_i I_{L_{filtre}} \\
\varepsilon_1 &= \alpha_0^2 V_{DC0} + \alpha_0 I_{L_{filtre0}} (R_{ch} - K_p - K_i R_{ch} C_{filtre}) \\
\varepsilon_2 &= \alpha_0 R_{ch} C_{filtre} (\alpha_0 V_{DC0} - K_p I_{L_{filtre0}}) \\
\delta_0 &= K_i V_{DC0} \\
\delta_1 &= V_{DC0} (K_p + K_i R_{ch} C_{filtre}) \\
\delta_2 &= V_{DC0} (L_{filtre} + K_p R_{ch} C_{filtre}) \\
\delta_3 &= V_{DC0} R_{ch} L_{filtre} C_{filtre}
\end{aligned}$$

Les expressions des coefficients de  $Y_{buck}$  seront validées par la suite, lors de la comparaison de ce modèle avec celui déterminé automatiquement avec le package *Syrup*.

#### 2.4.2.2 Détermination de l'admittance équivalente d'un hacheur dévolteur avec Syrup

Nous souhaitons maintenant construire le modèle du hacheur de la figure (2.35) sous l'environnement *Maple*. Les difficultés sont les suivantes : premièrement, parmi les composants proposés avec *Syrup*, il n'y a pas d'interrupteur idéal ; et deuxièmement, il n'est pas si simple de différencier une expression analytique au premier ordre sous *Maple*. Toutefois, nous avons la possibilité de fournir à *Syrup*, le modèle moyenné d'une cellule de commutation donné figure (2.36).

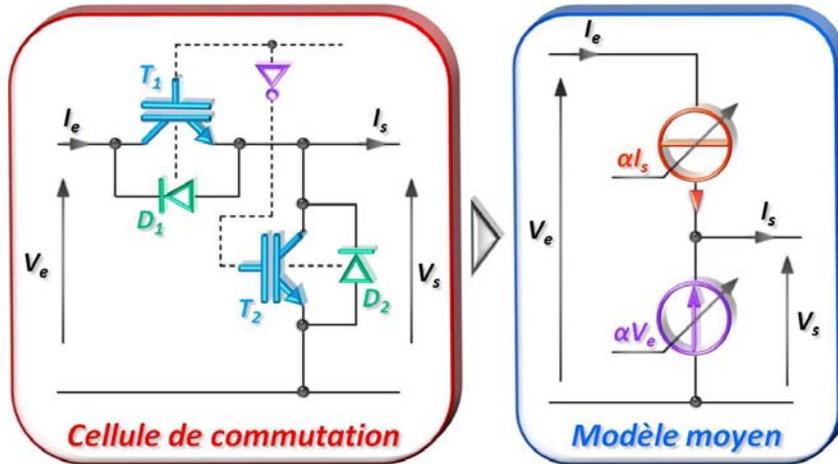


FIG. 2.36 – Modèle moyen d'une cellule de commutation entré sous Syrup

L'utilisation de ce modèle permet d'intégrer les cellules de commutation aux circuits électriques traités par *Syrup*, puisque les sources idéales commandées existent dans la liste des composants de bases. Concernant la linéarisation, nous simplifions manuellement les expressions en supprimant, pour le produit de deux variables  $X$  et  $Y$ , les termes constants ( $X_0 \cdot Y_0$ ) et les termes d'ordre 2 ( $\delta_x \cdot \delta_y$ ). Pour la suite, une perspective intéressante serait d'étudier une solution basées sur un développement

de *Taylor* à l'ordre 1.

Pour générer les expressions analytiques des potentiels électriques de notre hacheur, nous fournissons la description circuit donnée en (2.53).

```

Circuit_buck :=
Vdc      1 0  Vdc
FIdc     1 2  Lfiltre   $\alpha_0$ 
EVcf     2 0  1 0     $\alpha_0$ 
Lfiltre  2 3
Cfiltre  3 0
Rch      3 0
.end ;

```

(2.53)

Le point de fonctionnement est calculé en utilisant l'analyse dc et les équations sont obtenues avec des analyses ac. Après traitement, nous obtenons l'expression de  $Y_{buck_{auto}}$  qui est rigoureusement égale à  $Y_{buck}$  donnée en (2.52). Pour valider ces deux admittances équivalentes, nous comparons leur diagramme de Bode avec celui issu d'un modèle de simulation implémenté sous *Saber*. Nous obtenons les tracés de la figure (5.8).

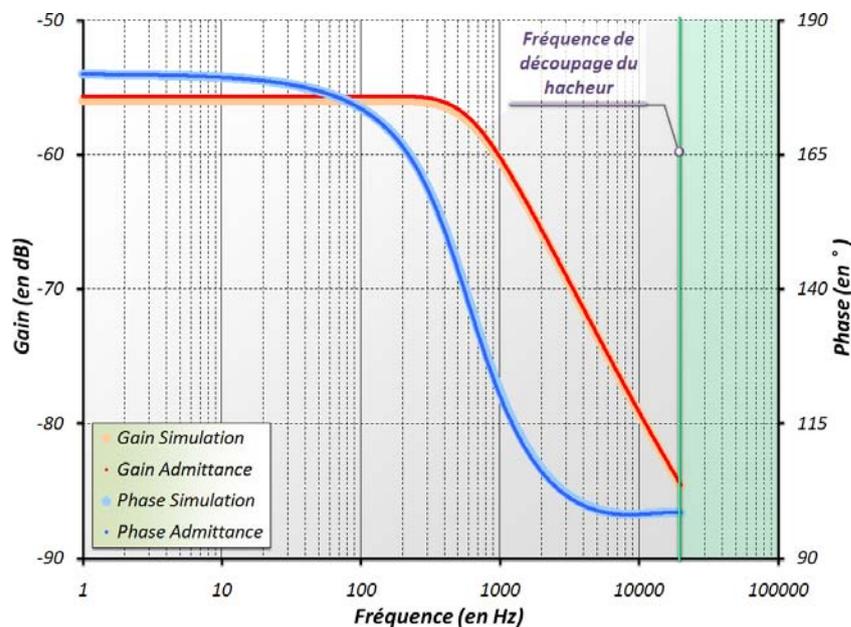


FIG. 2.37 – Validation de l'expression de l'admittance équivalente d'un hacheur de type dévolteur

Les deux tracés se superposent, validant ainsi notre expression de l'admittance équivalente du hacheur dévolteur. Cette technique de modélisation appliquée aux circuits comprenant des cellules de commutation a été essayée sur d'autres convertisseurs statiques : le hacheur survolteur, le hacheur réversible et l'onduleur de tension triphasé. Pour chacun de ces convertisseurs, possédant de un à trois bras,

les diagrammes de Bode des admittances obtenues sur *Maple* se superposent à ceux issus de simulation sous *Saber*.

### 2.4.3 Conclusion

En conclusion sur cette dernière partie, nous avons mis en évidence la possibilité d'ajuster automatiquement le point de fonctionnement des charges, en fonction des environnements dans lesquels elles sont intégrées. De cette étude, nous avons conclu que même fortement éloignées du point de repos initialement considéré, les différences observées sur le modèle restent faibles. Puis, nous avons présenté les premiers résultats de modélisation automatique des charges à base de convertisseurs statiques sous *Maple*. Ce dernier point a montré des résultats très encourageants pour la suite de ces travaux.

## 2.5 Résumé

En reprenant les objectifs énoncés dans l'introduction de ce chapitre, nous observons que la majeure partie d'entre eux a été concrétisée au cours de ces travaux. En effet, à l'issue de cette présentation, nous retenons la mise en place d'un outil permettant de modéliser des réseaux HVDC. Les modèles ainsi obtenus sont basés sur des expressions analytiques, en parfaite adéquation avec les critères de stabilité que nous avons considérés. L'automatisation du traitement sur *Maple* facilite l'étude de nombreuses architectures, pouvant représenter un nombre élevé de paramètres, avec un minimum d'erreurs.

Les études menées pour compenser les simplifications réalisées lors de la construction du modèle de drive, nous ont permis de relativiser leurs impacts sur sa représentativité.

Nous montrons qu'il est possible de corriger automatiquement le point de fonctionnement d'une charge en fonction de son environnement. Par ailleurs, nous constatons que même des variations non négligeables de ce dernier, ne se traduisent pas nécessairement par des erreurs qui seraient pénalisantes pour les études de stabilité, tant que des marges sont considérées lors du dimensionnement des paramètres. Enfin, les premiers essais de modélisation automatique des charges comprenant des convertisseurs statiques donnent des résultats très encourageants pour la suite de ces travaux.

# Chapitre 3

## Étude de la stabilité

### Table des matières

---

<b>3.1</b>	<b>Introduction</b>	<b>82</b>
<b>3.2</b>	<b>Étude de la stabilité à partir du critère de Routh-Hurwitz</b>	<b>83</b>
3.2.1	Présentation du critère et de son principe de fonctionnement	83
3.2.2	Résultats obtenus en appliquant le critère de Routh-Hurwitz sur nos modèles	88
3.2.2.1	Déterminer l'état d'un système entièrement défini	88
3.2.2.2	Donner les dimensionnements de paramètres qui conduisent à un système stable	89
3.2.2.3	Mise en évidence des degrés de liberté sur les paramètres de spécification du cahier des charges	91
3.2.3	Conclusion	92
<b>3.3</b>	<b>Étude de solutions stabilisatrices avec le critère de Routh-Hurwitz</b>	<b>92</b>
3.3.1	Présentation du système que nous souhaitons stabiliser	92
3.3.2	Recherche d'une solution stabilisatrice à base d'éléments passifs	94
3.3.3	Étude d'une stabilisation active du système par sa commande	96
3.3.4	Conclusion	97
<b>3.4</b>	<b>Étude des interactions entre plusieurs équipements connectés sur un bus continu</b>	<b>98</b>
3.4.1	Présentation du réseau utilisé pour mettre en évidence les phénomènes d'interactions	98
3.4.2	Ajout d'une ou plusieurs charges dimensionnées avec de bonnes marges de stabilité	100
3.4.3	Ajout d'une charge dimensionnée autour de sa limite de stabilité	103
3.4.4	Autres résultats obtenus à partir de l'observation des abaques de stabilité	105

3.4.4.1	Stabilisation d'une charge par un réseau . . . . .	105
3.4.4.2	Deux charges stables, mais un réseau instable . . . . .	107
3.4.5	Conclusion . . . . .	108
<b>3.5</b>	<b>Analyses des architectures de réseaux par rapport à la stabilité . . . . .</b>	<b>109</b>
3.5.1	Présentation des différentes études menées dans cette partie . . . . .	109
3.5.2	Influence des câbles sur la stabilité . . . . .	109
3.5.3	Influence du nombre d'équipements et de leurs puissances consommées . . . . .	114
3.5.3.1	Stabilité par rapport au nombre d'équipements connectés sur le bus . . . . .	114
3.5.3.2	Quels impacts ont les puissances des charges sur la stabilité . . . . .	116
3.5.3.3	Comment répartir au mieux la puissance pour stabiliser un réseau . . . . .	119
3.5.4	Conclusion . . . . .	120
<b>3.6</b>	<b>Résumé . . . . .</b>	<b>120</b>

## 3.1 Introduction

Selon *Lyapunov*, la stabilité d'un système dynamique positionné autour d'un point d'équilibre se définit par l'aptitude de toutes ses grandeurs à rester autour de ce point au cours du temps [Kun94]. Nous nous intéresserons dans nos études à la stabilité asymptotique, qui consiste à s'assurer qu'après l'application d'une perturbation sur le système, celui-ci retrouve une position stable. Nous considérons par conséquent que le système sera instable si une de ses grandeurs diverge. Notre objectif est d'étudier la stabilité de réseaux distribués de puissance à plusieurs niveaux de leur conception.

En effet, à partir d'un système où l'ensemble des paramètres ont déjà été choisis, nous souhaitons pouvoir conclure quant à son état : stable ou instable. D'autre part, nous cherchons également à proposer des supports permettant de dimensionner les paramètres indéterminés du système qui assurent sa stabilité. Enfin, nous espérons fournir des conditions sur ces paramètres garantissant la stabilité. Une fois traduites en spécifications pour un cahier des charges à partir de lois de dimensionnement, ces dernières pourraient servir de base à un assembleur afin que les équipements qu'il spécifie et reçoit aboutissent à un ensemble stable.

Compte tenu de la nature des modèles construits dans le chapitre précédent, le critère de *Routh-Hurwitz* apparaît comme étant l'outil le plus approprié pour étudier la stabilité. En effet, il permet de conserver le formalisme analytique même pour des systèmes d'ordres élevés. De plus, contrairement aux critères de *Middlebrook* et de *Lyapunov*, il s'agit d'un critère nécessaire et suffisant de stabilité donc moins restrictif vis-à-vis des solutions qu'il propose.

La première partie de ce chapitre s'attache à présenter ce critère ainsi que son

application dans le cadre de nos études. Nous présenterons ensuite la possibilité d'étudier et de concevoir différentes solutions stabilisatrices avec les outils développés. Dans la troisième partie, nous verrons que l'utilisation de nos modèles qui peuvent représenter plusieurs équipements permet d'observer les interactions au sein d'un réseau. La dernière partie s'oriente quant à elle, sur l'étude des architectures de systèmes par rapport à la stabilité. Nous cherchons quels sont les choix les plus judicieux, tout en quantifiant leurs limites.

## 3.2 Étude de la stabilité à partir du critère de Routh-Hurwitz

### 3.2.1 Présentation du critère et de son principe de fonctionnement

Dans le chapitre précédent, nous avons présenté la méthode développée sous *Maple* pour construire automatiquement des modèles de réseaux distribués de puissance. Ces modèles, composés d'expressions analytiques, nous servent maintenant de support pour étudier la stabilité des systèmes qu'ils représentent. Afin de conserver la possibilité d'associer les conditions de stabilité avec leurs paramètres, nous devons choisir un critère qui puisse s'appliquer directement sur des formes analytiques, quelque soit l'ordre des modèles. C'est cette contrainte qui nous a orientés vers le critère de *Routh-Hurwitz*, un critère absolu de stabilité qui associe les travaux des mathématiciens Adolf Hurwitz et Edward John Routh, autour de 1877 [Par62]. Il utilise l'équation caractéristique du modèle, qui correspond dans notre cas au dénominateur de la fonction de transfert, pour spécifier des conditions sur ses coefficients garantissant la stabilité du système. Nous l'implémentons sous l'environnement *Maple* à partir de sa définition que nous allons maintenant détailler.

Lorsqu'il est excité, un système linéaire et invariant dans le temps répond à cette sollicitation par une combinaison de l'ensemble de ses dynamiques, qui oscillent sous forme d'exponentielles pondérées par ses pôles. Si l'un de ces pôles a une partie réelle positive, le système possède alors une dynamique de forme exponentielle croissante, qui se traduit par son instabilité. L'un des principaux avantages du critère de *Routh-Hurwitz* est qu'il ne nécessite pas de calculer les pôles du modèle, afin d'étudier les signes de leurs parties réelles. Cela nous permet donc de traiter les expressions sans avoir à réaliser d'applications numériques, qui sont généralement nécessaires lorsque les modèles sont d'ordres élevés (étude des parties réelles des pôles du système).

Un polynôme à coefficients réels est dit de *Hurwitz*, si ses racines complexes sont toutes à partie réelle négative. Cette propriété est vérifiée si l'ensemble des coefficients du polynôme, qui correspond dans notre cas à l'équation caractéristique, sont non nuls et de mêmes signes. Cette condition est nécessaire, et elle nous

permet d'étudier aisément la stabilité à partir des modèles déterminés précédemment.

Néanmoins, elle devient rapidement trop restrictive pour nos études, puisque les admittances équivalentes présentent très souvent des coefficients négatifs. De plus, comme nous cherchons l'ensemble des solutions conduisant à des systèmes stables, nous utilisons la condition nécessaire et suffisante de stabilité. Elle impose que les coefficients du polynôme dont les racines sont les sommes deux à deux des racines de l'équation caractéristique soient tous positifs. Lorsque l'ordre des expressions traitées devient important, il devient alors plus aisé de construire la table de *Routh*, dont le principe est donné figure (3.1).

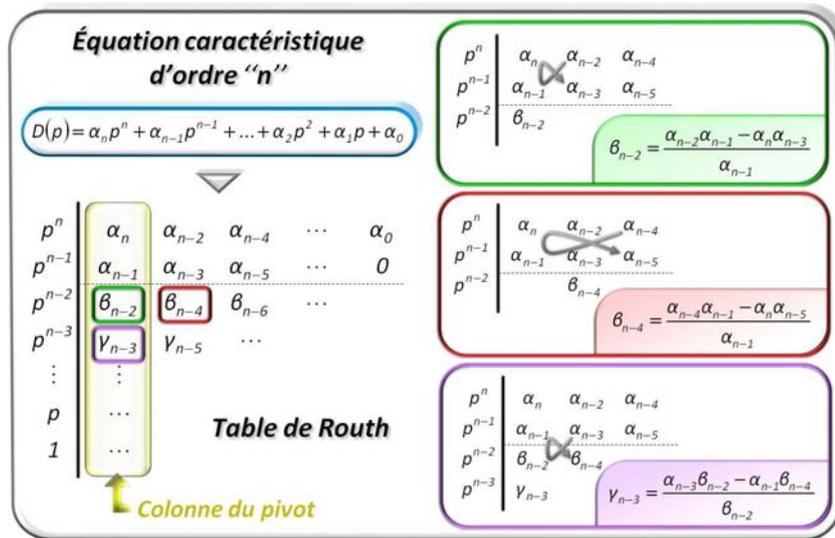


FIG. 3.1 – Construction de la table de Routh à partir de l'équation caractéristique du modèle

Les deux premières lignes reprennent les coefficients de l'équation caractéristique. Le terme d'ordre le plus élevé est écrit en premier, le suivant se place dessous et ainsi de suite. Au final pour un dénominateur  $D(p)$  (3.1) d'ordre 'n', la première ligne contient les termes du polynôme  $P(p)$  (3.2), et la seconde, les termes du polynôme  $Q(p)$  (3.3). À noter qu'en l'absence du terme correspondant à un ordre intermédiaire, il convient d'écrire un zéro afin d'éviter que les coefficients ne soient décalés.

$$D(p) = a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + a_{n-2} p^{n-2} + a_{n-3} p^{n-3} + \dots + a_1 p^1 + a_0 \quad (3.1)$$

$$P(p) = a_n p^n + a_{n-2} p^{n-2} + a_{n-4} p^{n-4} + a_{n-6} p^{n-6} + \dots \quad (3.2)$$

$$Q(p) = a_{n-1} p^{n-1} + a_{n-3} p^{n-3} + a_{n-5} p^{n-5} + a_{n-7} p^{n-7} + \dots \quad (3.3)$$

Pour les  $n-1$  lignes restantes, chaque coefficient d'ordre  $i$  est déterminé à partir des coefficients d'ordre  $i+1$  et  $i+2$  de la première et de la colonne suivante, selon les équations données figure (3.1) pour les coefficients  $\beta_{n-2}$ ,  $\beta_{n-4}$  et  $\gamma_{n-3}$ . Au final, la table de Routh comprend  $n+1$  lignes et le nombre entier supérieur ou égal à  $\frac{n+1}{2}$  colonnes.

Pour construire la table de Routh sous *Maple*, nous utilisons une matrice comprenant le même nombre de lignes et une colonne supplémentaire pour les calculs intermédiaires. Nous commençons par extraire le dénominateur de la fonction de transfert, puis nous calculons son ordre. Ses coefficients sont ensuite stockés dans un vecteur, puis disposés sur les deux premières lignes de la matrice. Nous remplissons ensuite la table avant de supprimer la dernière colonne.

Nous présentons la construction de la table de *Routh* donnée en (3.5), pour un dénominateur d'ordre 4 (3.4). Nous utilisons volontairement des coefficients formels pour cet exemple, afin d'illustrer la possibilité de construire cette table à partir d'une expression analytique.

$$D_4(p) = a_4p^4 + a_3p^3 + a_2p^2 + a_1p + a_0 \quad (3.4)$$

$$\begin{array}{c|ccc} p^4 & a_4 & a_2 & a_0 \\ p^3 & a_3 & a_1 & 0 \\ p^2 & b_2 & b_1 & b_0 \\ p^1 & c_1 & c_0 & 0 \\ p^0 & d_0 & 0 & 0 \end{array} \quad (3.5)$$

Avec :

$$\begin{aligned} b_2 &= \frac{a_2a_3 - a_1a_4}{a_3} \\ b_1 &= \frac{a_0a_3 - 0a_4}{a_3} = a_0 \\ b_0 &= \frac{0a_3 - 0a_4}{a_3} = 0 \\ c_1 &= \frac{a_1b_2 - a_3b_1}{b_2} = \frac{a_1 \frac{a_2a_3 - a_1a_4}{a_3} - a_3a_0}{\frac{a_2a_3 - a_1a_4}{a_3}} = \frac{a_1a_2a_3 - a_1^2a_4 - a_3^2a_0}{a_2a_3 - a_1a_4} \\ c_0 &= \frac{0b_2 - a_3b_0}{b_2} = 0 \\ d_0 &= \frac{b_1c_1 - b_2c_0}{c_1} = \frac{a_0 \frac{a_1a_2a_3 - a_1^2a_4 - a_3^2a_0}{a_2a_3 - a_1a_4} - \frac{a_2a_3 - a_1a_4}{a_3} \cdot 0}{\frac{a_1a_2a_3 - a_1^2a_4 - a_3^2a_0}{a_2a_3 - a_1a_4}} = a_0 \end{aligned}$$

La condition nécessaire et suffisante de stabilité imposée par le critère de *Routh-Hurwitz* est que l'ensemble des coefficients de la colonne du pivot (3.1) soient non nuls et de mêmes signes. Lorsque cette condition n'est pas vérifiée, le nombre de

changement de signes correspond aux nombres de pôles à partie réelle positive. Dans notre exemple, la condition revient à s'assurer que les coefficients  $a_4$ ,  $a_3$ ,  $b_2$ ,  $c_1$  et  $d_0$  sont tous strictement positifs, soit (3.6).

$$\begin{aligned}
a_4 &> 0 \\
a_3 &> 0 \\
b_2 &= \frac{a_2 a_3 - a_1 a_4}{a_3} > 0 \\
c_1 &= \frac{a_1 a_2 a_3 - a_1^2 a_4 - a_3^2 a_0}{a_2 a_3 - a_1 a_4} > 0 \\
d_0 &= a_0 > 0
\end{aligned} \tag{3.6}$$

Nous proposons d'observer les résultats obtenus pour les deux applications numériques suivantes. Ces exemples vérifient les conditions énoncées précédemment. En effet dans le deuxième cas, la colonne du pivot présente deux changements de signes qui représentent les deux pôles complexes conjugués à partie réelle positive, source d'instabilité [Mor05].

$$D_{num_1}(p) = p^4 + 4p^3 + 4p^2 + 2p + 1$$

$$\begin{array}{l|l}
p^4 & 1 \\
p^3 & 4 \quad p_{1,2} = -0, 11 \pm 0, 59j \\
p^2 & \frac{7}{2} \quad p_3 = -1 \\
p^1 & \frac{6}{7} \quad p_4 = -2, 77 \\
p^0 & 1
\end{array}$$

$$D_{num_2}(p) = p^4 + 5p^3 + 3p^2 - 2p + 1$$

$$\begin{array}{l|l}
p^4 & 1 \\
p^3 & 5 \quad p_{1,2} = +0, 26 \pm 0, 33j \\
p^2 & \frac{17}{5} \quad p_3 = -1, 37 \\
p^1 & \frac{-59}{17} \quad p_4 = -4, 15 \\
p^0 & 1
\end{array}$$

L'apparition d'un zéro dans la colonne du pivot peut nécessiter un calcul supplémentaire avant de conclure que le système est instable. S'il provient de l'équation caractéristique, et donc qu'il apparaît au niveau des deux premières lignes, alors le système est instable selon la condition nécessaire de stabilité. Mais un zéro peut aussi représenter deux pôles complexes conjugués imaginaires purs, qui correspondent à une dynamique oscillante entretenue. Dans ce cas le système n'est pas instable, ce qui peut être mis en évidence avec le critère de *Routh-Hurwitz*. Nous présentons le calcul qu'il est nécessaire de faire dans cette situation sur un exemple. Soit le dénominateur donné en (3.7).

$$D(p) = p^4 + p^3 + 5p^2 + 4p + 4 \tag{3.7}$$

Telle qu'elle a été définie précédemment, la table de *Routh* pour ce dénominateur

est donnée en (3.8).

$$\begin{array}{c|ccc}
 p^4 & 1 & 5 & 4 \\
 p^3 & 1 & 4 & 0 \\
 p^2 & 1 & 4 & 0 \\
 p^1 & 0 & 0 & 0 \\
 p^0 & ? & ? & ?
 \end{array} \quad (3.8)$$

Un zéro est apparu sur la 4<sup>ème</sup> ligne, ce qui se traduirait a priori par une instabilité du système. Si comme dans cet exemple, la somme des termes appartenant à la ligne d'ordre  $i$  - où se situe ce zéro - est nulle, il est nécessaire de recalculer le premier coefficient à partir de la dérivée du polynôme reconstitué avec la ligne précédente ( $i-1$ ). Ici, le zéro est sur la ligne d'ordre 1 ( $p^1$ ), donc le polynôme reconstitué pour ce zéro est d'ordre 2. Il est donné en (3.9) et sa dérivée par rapport à  $p$  est quant à elle donnée en (3.10). Au final, ce zéro apparu dans la colonne du pivot est remplacé par le coefficient d'ordre 1 de cette dérivée, soit '2'.

$$P_{3^{\text{ème}} \text{ ligne}}(p) = 1 \cdot p^2 + 4 \cdot p + 0 \quad (3.9)$$

$$\frac{\partial P_{3^{\text{ème}} \text{ ligne}}}{\partial p} = 2 \cdot p + 4 \xrightarrow{\text{ordre } p^1} 2 \quad (3.10)$$

La table ainsi corrigée est donnée en (3.11), et le calcul des pôles du modèle corrobore avec l'hypothèse de la présence d'imaginaires purs. Dans cet exemple, le système n'est donc pas instable, ce qui se vérifie au niveau des signes de la colonne du pivot.

$$\begin{array}{c|ccc}
 p^4 & 1 & 5 & 4 \\
 p^3 & 1 & 4 & 0 \\
 p^2 & 1 & 4 & 0 \\
 p^1 & 2 & 0 & 0 \\
 p^0 & 4 & 0 & 0
 \end{array} \quad \begin{array}{l}
 p_{1,2} = \pm 2j \\
 p_{3,4} = -\frac{1}{2} \pm \frac{\sqrt{3}}{2}j
 \end{array} \quad (3.11)$$

La gestion des zéros qui apparaissent dans la colonne du pivot a été implémentée sur *Maple* à l'aide d'une procédure. Le programme complet qui permet de construire la table de *Routh* et de vérifier si l'équation caractéristique du modèle est bien un polynôme de *Hurwitz* est donné en annexe [C]. À noter qu'il existait déjà sous *Maple* une fonction appelée `Hurwitz` dans la librairie `PolynomialTools`. Elle retourne comme résultat un booléen, qui permet de savoir si l'expression donnée en argument est bien un polynôme de *Hurwitz*. Nous ne l'avons cependant pas utilisée au niveau de nos programmes pour deux raisons. La première, moins importante, est qu'elle ne permet pas de gérer les zéros qui apparaissent dans la colonne du pivot. Mais la raison principale concerne le temps de calcul nécessaire à l'exécution de cette fonction. Sur un nombre répété d'appels, la fonction que nous avons programmé requiert en moyenne 14 fois moins de temps. Même si elle est

plus sensible à l'augmentation de l'ordre du polynôme traité, elle reste plus intéressante en terme de temps de calcul tant que l'ordre n'est pas supérieur à 30.

L'application du critère de *Routh-Hurwitz* permet donc de spécifier des conditions analytiques qui définissent l'ensemble des solutions où le système est stable. Ces conditions peuvent être données sur les paramètres du modèle, voire même sur les paramètres de spécifications du cahier des charges, du moment que les relations de dimensionnement qui relient ces deux ensembles sont connues. Ainsi, nous retiendrons trois possibilités de résultats pour nos études :

- Nous indiquer si un équipement ou un réseau donné à un comportement stable ou instable.
- À l'inverse, nous permettre de définir les différents dimensionnements de paramètres qui conduisent à un système stable.
- D'explicitier, dans la limite du cahier des charges, quels paramètres sont intéressants pour assurer la stabilité.

Dans la partie suivante, nous illustrons ces différentes formes de résultats.

### 3.2.2 Résultats obtenus en appliquant le critère de Routh-Hurwitz sur nos modèles

#### 3.2.2.1 Déterminer l'état d'un système entièrement défini

Dans un premier temps, le critère de *Routh-Hurwitz* nous permet de connaître l'état d'un système entièrement défini, comme celui de la figure (3.2).

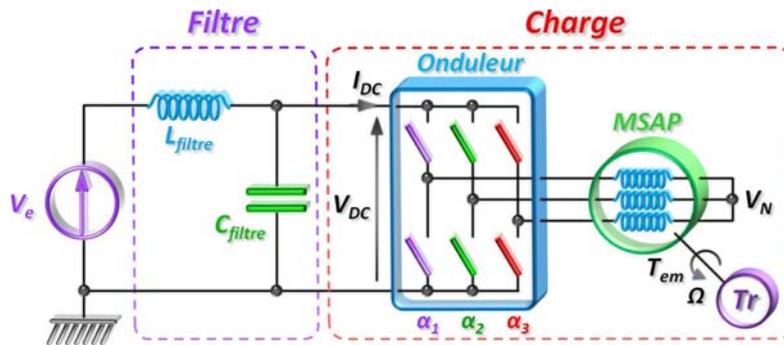


FIG. 3.2 – Système étudié pour illustrer les différents résultats proposés par le critère de Routh-Hurwitz

Le concepteur de ce réseau nous propose d'étudier le dimensionnement (3.12), défini pour le drive représenté par l'admittance équivalente donnée en (3.13).

$$\begin{cases} V_e = 540\text{V} \\ L_{\text{filtre}} = 1\text{mH} \\ C_{\text{filtre}} = 600\mu\text{F} \end{cases} \quad (3.12)$$

$$Y_{drive}(p) = \frac{-6.15e^{15} + 3.24e^{12}s \cdot p + 6.94e^{-3}s^2 \cdot p^2}{5.73e^{16} + 6.38e^{12}s \cdot p + 3.63e^8s^2 \cdot p^2} \quad (3.13)$$

L'application du critère de *Routh-Hurwitz* sur le modèle de ce réseau donne le résultat (3.14).

$$\begin{array}{l|l} p^4 & 2,176e^{16} \\ p^3 & 3,828e^{20} \\ p^2 & 3,795e^{24} \\ p^1 & -5,550e^{26} \\ p^0 & 5,727e^{30} \end{array} \quad \begin{array}{l} p_{1,2} = +72,76 \pm 1222j \\ p_{3,4} = -8869 \pm 9844j \end{array} \quad (3.14)$$

Nous observons deux changements de signes, soit deux pôles à partie réelle positive, qui nous permettent de conclure que le système est instable. Il s'agit d'une instabilité que l'on peut qualifier de structurelle, puisqu'elle est liée aux valeurs des paramètres du modèle (voir les courbes présentées figure 3.4).

Dans nos travaux, nous ne cherchons pas à vérifier si un transitoire peut déstabiliser le système. Nous étudions son aptitude à retrouver un point d'équilibre quelle que soit la perturbation appliquée sur son entrée. Le dénominateur de la fonction de transfert regroupe l'ensemble des éléments qui composent le système. Il reste le même quelque soit l'entrée et la sortie considérées. Les résultats proposés par le critère de *Routh-Hurwitz*, qui s'appuient sur ce polynôme, portent par conséquent sur l'ensemble du réseau. Cette vision globale ne se retrouve pas avec l'ensemble des théorèmes. En effet, l'utilisation du critère de *Middlebrook* impose elle, de choisir un nœud autour duquel seront discuté les valeurs des impédances équivalentes.

### 3.2.2.2 Donner les dimensionnements de paramètres qui conduisent à un système stable

Nous prenons maintenant le rôle du concepteur de ce réseau, notre objectif étant de déterminer les valeurs des éléments constitutifs du filtre d'entrée  $L_{filtre}$  et  $C_{filtre}$  qui conduisent à un système stable. Pour représenter l'ensemble de ces solutions, nous choisissons de construire l'abaque présenté figure (3.3).

Cet abaque représente les domaines stable et instable sur les plages de variation choisies pour chaque paramètre. Il est dessiné automatiquement sous *Maple* selon une grille qui, sur cet exemple, suit des échelles logarithmiques afin d'étendre le domaine d'excursion. Pour chaque point, le critère de *Routh-Hurwitz* est appliqué et en fonction du résultat, un '0' (pour stable) ou un '1' (pour instable) est écrit dans une matrice. Pour obtenir l'abaque, nous représentons cette matrice en vue de dessus, une fois tous les calculs terminés.

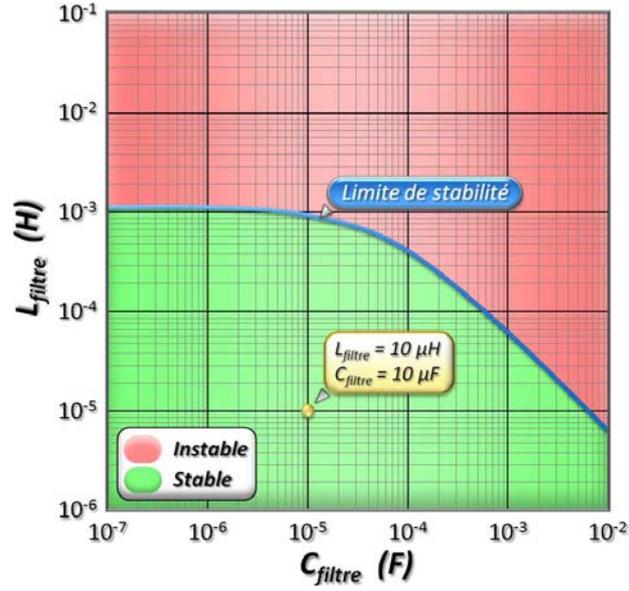
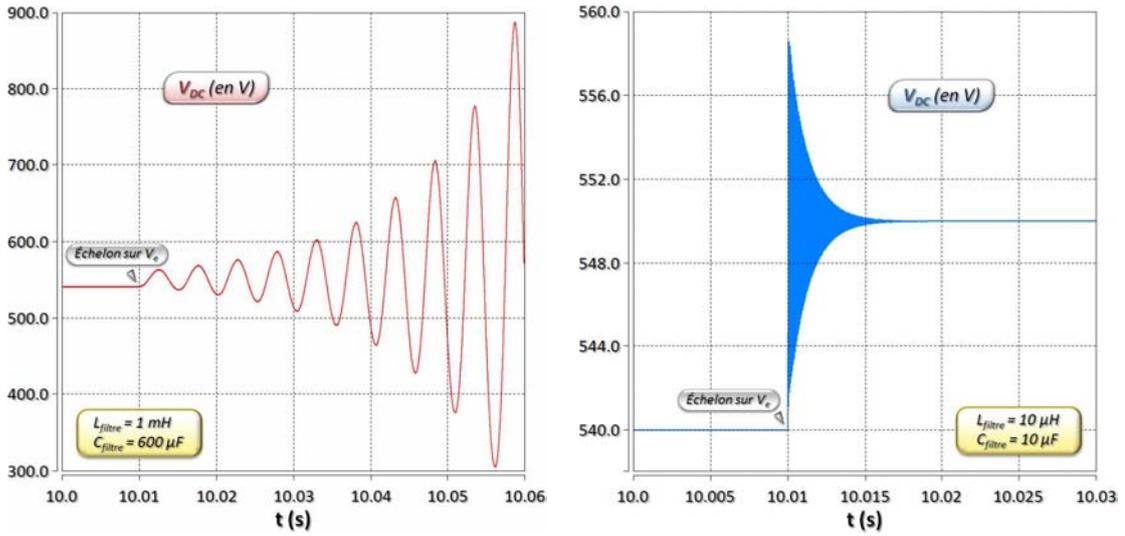


FIG. 3.3 – Abaque de stabilité du système étudié en fonction des paramètres  $L_{\text{filtre}}$  et  $C_{\text{filtre}}$

Il constitue un support visuel très pratique pour le concepteur, qui peut graphiquement fixer les valeurs des paramètres indéterminés. Le dimensionnement ( $L_{\text{filtre}}=1\text{mH}$ ,  $C_{\text{filtre}}=600\mu\text{F}$ ) appartient bien au domaine instable, en accord avec le résultat obtenu précédemment. Nous choisissons d'étudier plus particulièrement le point ( $L_{\text{filtre}}=10\mu\text{H}$ ,  $C_{\text{filtre}}=10\mu\text{F}$ ) qui appartient à la zone stable. La table de *Routh* associée à ce dimensionnement est donnée en (3.15).

$$\begin{array}{l|l}
 p^4 & 3,627e^{14} \\
 p^3 & 6,380e^{18} \\
 p^2 & 4,166e^{23} \\
 p^1 & 5,442e^{28} \\
 p^0 & 5,727e^{32}
 \end{array}
 \quad
 \begin{array}{l}
 p_{1,2} = -801,2 \pm 1,043j \\
 p_{3,4} = -7995 \pm 9011j
 \end{array}
 \quad (3.15)$$

Nous n'obtenons aucun changement de signe pour ce point appartenant au domaine stable, ce qui nous permet de vérifier localement la validité de l'abaque. L'équation caractéristique ainsi définie est bien un polynôme de *Hurwitz* comme le montre les pôles calculés : le système est stable. Ce résultat est vérifié en utilisant le modèle de simulation proposé dans le chapitre précédent. Le système de la figure (3.2) est ainsi entièrement reproduit sur le logiciel *Saber*. Pour étudier le comportement du système, nous commençons par le placer autour de son point de fonctionnement en sélectionnant une solution appartenant au domaine stable. Comme nous utilisons la fonction de transfert entre la tension aux bornes de la charge et la tension de la source pour représenter le système, nous visualisons l'évolution de la tension ( $V_{DC}$ ) après avoir appliqué un échelon sur ( $V_e$ ). Nous obtenons les courbes tracées figure (3.4).



(a.) Dimensionnement du concepteur  
( $L_{filtre} = 1\text{ mH}$ ,  $C_{filtre} = 600\text{ }\mu\text{F}$ )

(b.) Notre dimensionnement  
( $L_{filtre} = 10\text{ }\mu\text{H}$ ,  $C_{filtre} = 10\text{ }\mu\text{F}$ )

FIG. 3.4 – Évolution de la tension aux bornes du drive pour les dimensionnements proposés

Les évolutions des tensions pour les deux dimensionnements étudiés corroborent les résultats obtenus en appliquant le critère de *Routh-Hurwitz*. En réalisant plusieurs simulations suivant l'ensemble des valeurs représentées sur l'abaque, nous avons ainsi pu valider le tracé des domaines stable et instable.

### 3.2.2.3 Mise en évidence des degrés de liberté sur les paramètres de spécification du cahier des charges

L'abaque tracé précédemment repose sur l'étude de la stabilité en fonction des composants du filtre, qui représentent des paramètres physiques du modèle. Afin de pouvoir prendre en compte des critères de dimensionnement définis dans un cahier des charges, nous introduisons la résistance ( $R_{cables}$ ), qui modélise les câbles et la résistance série du bobinage de  $L_{filtre}$ . Cette dernière nous permet d'écrire les relations (3.16).

$$\begin{cases} \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_{filtre}C_{filtre}}} \\ m = \frac{R_{cables}}{2} \sqrt{\frac{L_{filtre}}{C_{filtre}}} \end{cases} \quad (3.16)$$

Dans ce cas, les spécifications que le filtre doit assurer sont, d'une part, son gabarit fréquentiel représenté à travers sa bande passante ( $\omega_0$ ), et d'autre part, son coefficient d'amortissement ( $m$ ). La résistance  $R_{cables}$  étant imposée, les relations (3.16) correspondent aux lois de dimensionnement de  $L_{filtre}$  et  $C_{filtre}$ . Elles nous permettent de tracer l'abaque (3.5).

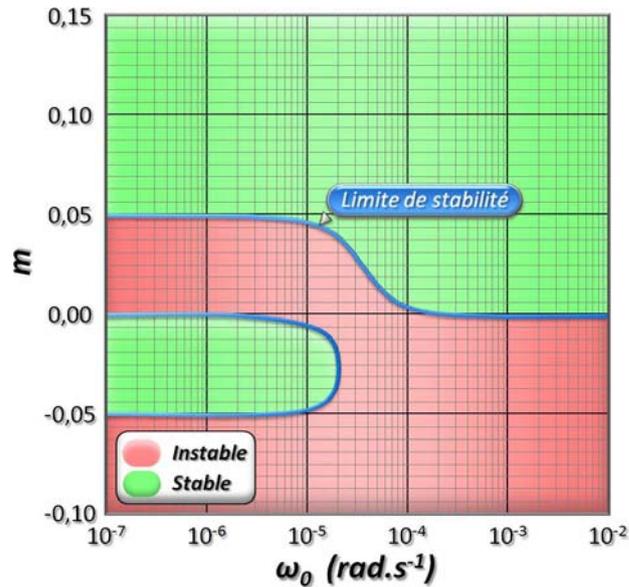


FIG. 3.5 – Abaque de stabilité du système étudié en fonction des paramètres  $m$  et  $\omega_0$

Cet abaque propose un autre regard au concepteur pour réaliser le dimensionnement du filtre d'entrée. Il nous permet également d'illustrer la possibilité d'utiliser des échelles linéaires.

### 3.2.3 Conclusion

Nous avons réalisé un programme sur *Maple* qui permet d'étudier la stabilité des réseaux distribués de puissance à partir des modèles établis précédemment. La fonction que nous avons implémentée est basée sur le critère de *Routh-Hurwitz*. Il présente de nombreux avantages pour nos travaux, comme la possibilité de fournir des conditions nécessaires et suffisantes de stabilité, tout en conservant le formalisme analytique. Il devient alors possible de réaliser différentes études, que nous allons maintenant développer dans la suite de ce chapitre.

## 3.3 Étude de solutions stabilisatrices avec le critère de Routh-Hurwitz

### 3.3.1 Présentation du système que nous souhaitons stabiliser

Le système utilisé pour mettre en évidence la possibilité d'étudier des solutions stabilisatrices avec le critère de *Routh-Hurwitz* est présenté figure (3.6). Il s'agit d'un hacheur dévolteur qui alimente une charge résistive ( $R_{ch}$ ). Le courant de sortie ( $I_{ch}$ ), filtré à travers l'inductance  $L_f$ , est régulé par un correcteur proportionnel intégral qui génère le signal de commande (MLI). Un filtre est placé en entrée

du hacheur dévolteur pour assurer des spécifications du cahier des charges : une ondulation maximale de la tension  $V_{DC}$  de 4% et une fréquence de coupure du filtre placée une décade en dessous le découpage du hacheur.

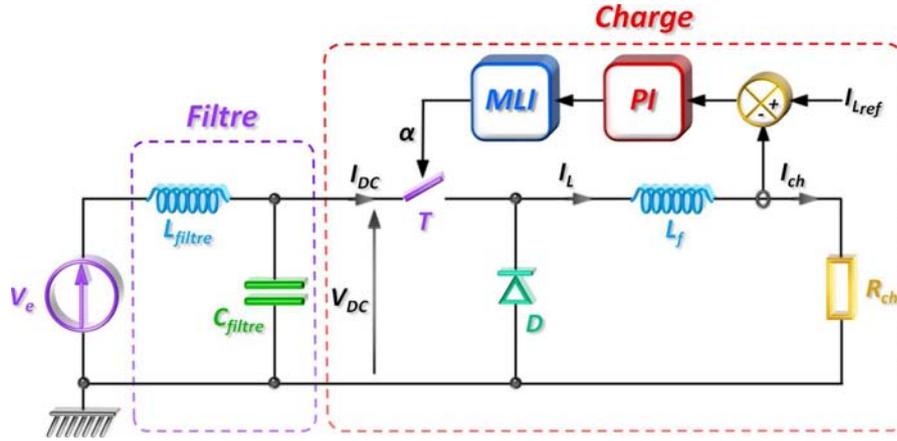


FIG. 3.6 – Système utilisé pour étudier les solutions stabilisatrices

Les relations de dimensionnement qui permettent de définir les valeurs des paramètres du filtre en fonction des spécifications sont données en (3.17). Nous prenons la valeur du rapport cyclique qui correspond à la valeur maximale de la composante alternative de la tension d'entrée, soit  $\alpha=0.5$ . La tension délivrée par la source est de 540V, la consigne de courant est imposée de sorte que  $I_{ch}=10A$  et la porteuse de la MLI est réglée à  $f_{dec}=10kHz$ .

$$\begin{cases} C_{filtre} = \frac{\alpha I_{ch}}{\Delta v_{DC} f_{dec}} \Rightarrow C_{filtre} = 11,6 \mu F \\ f_{coupure} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{filtre} C_{filtre}}} = \frac{f_{dec}}{10} \Rightarrow L_{filtre} = 2,19 mH \end{cases} \quad (3.17)$$

Le correcteur est réglé à partir de la dynamique du système en boucle ouverte placé autour de son point de fonctionnement nominal. Il se comporte comme un circuit du premier ordre qui, associé à l'expression du correcteur donne (3.18) en boucle fermée. En identifiant ces paramètres avec la forme canonique d'un second ordre, il vient les relations (3.19), qui donnent les valeurs de  $K_p$  et  $\tau_i$  pour  $R_{ch} = 27\Omega$ ,  $L_f = 6mH$ ,  $\xi = 0.7$  et  $\omega_0 = 2\pi \cdot 1000 rad \cdot s^{-1}$ .

$$H_{BF}(p) = \frac{I_{ch}}{I_{chref}} = \frac{1 + \tau_i p}{1 + \tau_i \left( \frac{K_p + R_{ch}}{K_p} \right) p + \frac{\tau_i L_f}{K_p} p^2} \quad (3.18)$$

$$\begin{cases} K_p = 2m L_f \omega_0 - R_{ch} = 25,8878 \Omega \\ \tau_i = \frac{2m}{\omega_0} - \frac{R_{ch}}{L_f \omega_0^2} = 108,83 \mu s \end{cases} \quad (3.19)$$

Le système est donc entièrement défini et nous pouvons étudier sa stabilité à partir de son modèle obtenu avec le package *Syrup* de *Maple*. L'application du

critère de *Routh-Hurwitz* nous donne les résultats de la figure (3.20).

$$\begin{array}{l|l} p^4 & 7,62e^5 \\ p^3 & 1,77e^{12} \\ p^2 & 1,48e^{16} \\ p^1 & -1,96e^{19} \\ p^0 & 6,39e^{23} \end{array} \quad (3.20)$$

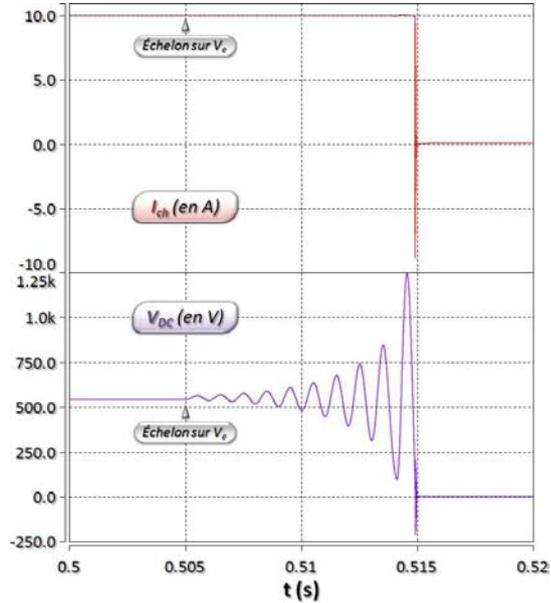


FIG. 3.7 – Résultats de simulation pour l'ensemble {Filtre+Buck}

La colonne du pivot présente deux changements de signe qui permettent de conclure que le système est instable. Ce résultat se vérifie en simulation avec les courbes proposées figure (3.7), qui représentent la tension aux bornes du hacheur et le courant dans la charge. Les grandeurs visualisées divergent avec le jeu de paramètres que nous venons de déterminer. Nous proposons d'utiliser les deux solutions stabilisatrices suivantes, que nous allons dimensionner à partir du critère de *Routh-Hurwitz*.

### 3.3.2 Recherche d'une solution stabilisatrice à base d'éléments passifs

La première solution consiste à ajouter une cellule de stabilisation passive entre le filtre et le hacheur. Composée d'une résistance ( $R_{stab}$ ) placée en série avec un condensateur ( $C_{stab}$ ), elle intervient comme un tampon entre l'inductance et le hacheur dévolteur qui fonctionne comme une source de courant. Pour éviter d'amplifier la résonance, sa dynamique sera placée avant celle du filtre. Le schéma ainsi complété est présenté figure (3.8).

Pour dimensionner les paramètres de cette cellule de stabilisation, nous construisons l'abaque de stabilité de la figure (3.9). Nous constatons que le système présente un comportement instable lorsque la valeur de  $R_{stab}$  est supérieure à  $100\Omega$ . Pour des valeurs plus faibles de résistance, la limite de stabilité suit asymptotiquement une droite correspondant à une fréquence de coupure proche de  $f_{dec}$  (8kHz).

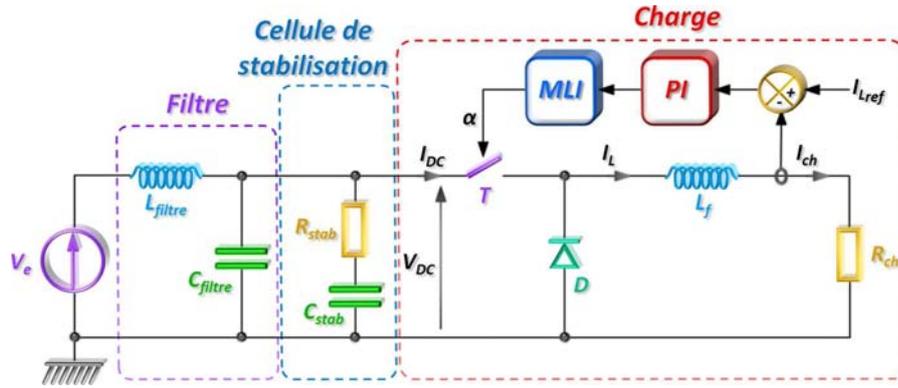


FIG. 3.8 – Solution à base de stabilisation passive avec l'ajout de la cellule  $R_{stab}$  et  $C_{stab}$

Afin de vérifier cet abaque, nous choisissons arbitrairement une valeur  $10\Omega$  pour  $R_{stab}$ . La valeur de  $C_{stab}$  est alors calculée de sorte que la fréquence de coupure de la cellule ( $R_{stab}C_{stab}$ ) soit égale à la moitié de la fréquence de coupure de la cellule ( $L_{filtre}C_{filtre}$ ), soit  $32\mu\text{F}$ . Les résultats de simulation obtenus sont présentés figure (3.10).

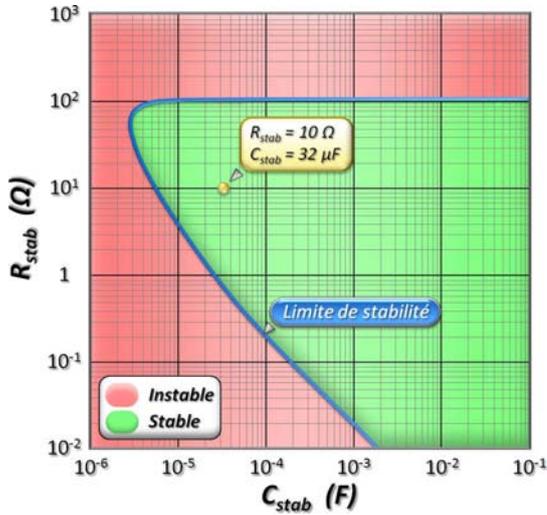


FIG. 3.9 – Abaque de stabilité du système étudié en fonction des paramètres  $R_{stab}$  et  $C_{stab}$

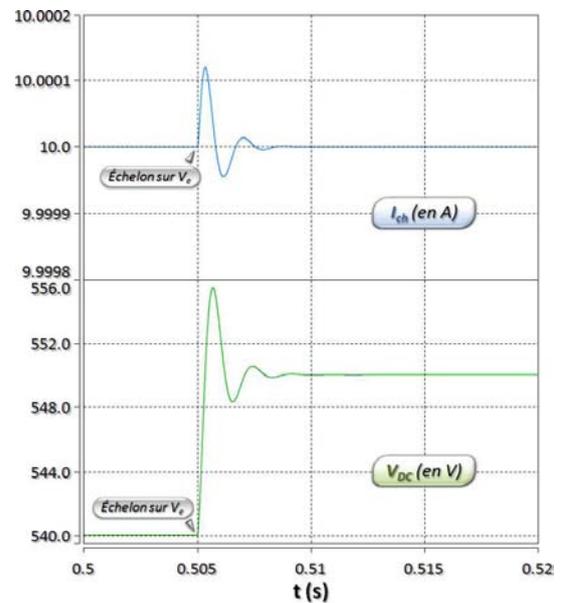


FIG. 3.10 – Résultats de simulation pour l'ensemble {Filtre+Buck} avec la cellule de stabilisation passive

Cet exemple illustre bien la stabilisation passive. La cellule  $R_{stab}C_{stab}$  nous a permis d'assurer la convergence des grandeurs internes du système, comme nous pouvons le voir avec l'évolution de  $V_{DC}$  et  $I_{ch}$ . Son dimensionnement a été réalisé très facilement à partir de l'abaque de stabilité tracé sous *Maple*.

L'avantage de cette solution est qu'elle est très robuste. Néanmoins, l'ajout d'éléments passifs au niveau du système vient accroître le poids de l'ensemble, ainsi que les pertes; ce qui constitue son principal défaut, surtout dans le cadre d'applications embarquées.

### 3.3.3 Étude d'une stabilisation active du système par sa commande

Nous envisageons une autre solution stabilisatrice qui agit directement sur la commande, et plus particulièrement au niveau de la consigne [Liu08]. La tension aux bornes du hacheur est d'abord filtrée, puis additionnée à la consigne  $I_{Lref}$ . Parmi les différentes fonctions qui peuvent être utilisées pour filtrer cette mesure, nous retenons l'expression donnée figure (3.11). Elle permet d'éliminer la partie basses fréquences de la tension  $V_{DC}$ , afin de ne conserver que le spectre où les instabilités se manifestent. Notre objectif est donc de dimensionner les paramètres  $K_a$  et  $\omega_a$  de sorte que le système global soit stable.

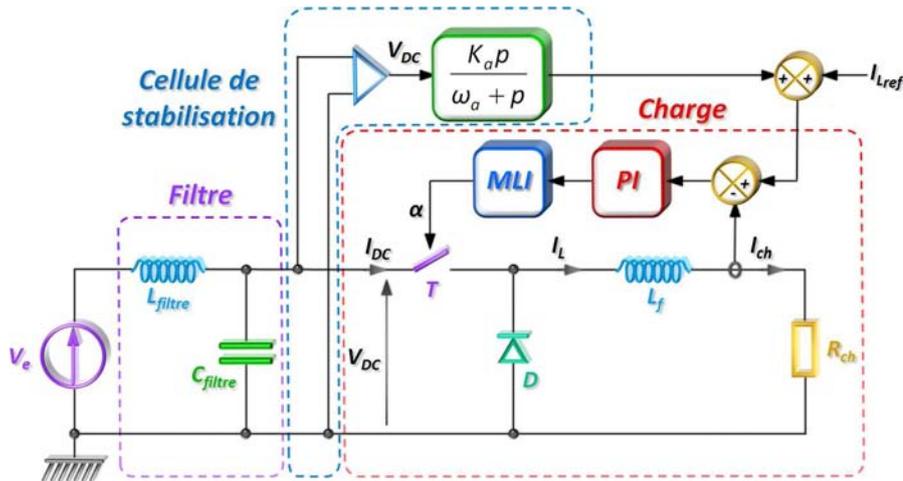


FIG. 3.11 – Solution à base de stabilisation active avec compensation de l'entrée sur la consigne

Étant donné que la cellule de stabilisation est réalisée à partir d'une expression linéaire, nous pouvons facilement l'intégrer dans le modèle de l'ensemble. Il nous est alors possible de construire l'abaque de stabilité de ce système en fonction des deux paramètres à dimensionner. Cet abaque est tracé figure (3.12).

Pour stabiliser le système, le gain  $K_a$  doit être au moins supérieur à 0.01 ; sinon la dynamique de  $V_{DC}$  est complètement filtrée et la commande ne présente plus aucune compensation. De plus, en fonction de la coupure positionnée selon la valeur de  $\omega_a$ , un gain trop important rendrait négligeable la consigne par rapport aux variations de la tension d'entrée; ce qui aurait pour effet de perturber la boucle de régulation. Afin de vérifier ces résultats, nous étudions plus particulièrement les dimensionnements notés '1' et '2' de la figure (3.12). Ils appartiennent à chacune

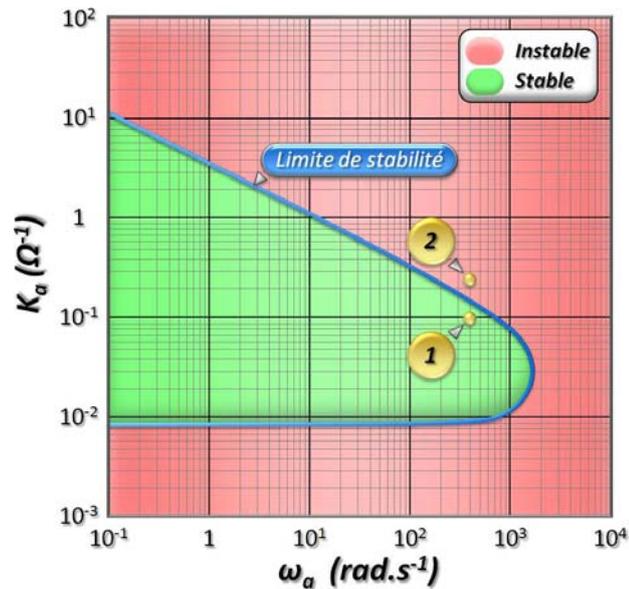


FIG. 3.12 – Abaque de stabilité du système étudié en fonction des paramètres  $K_a$  et  $\omega_a$

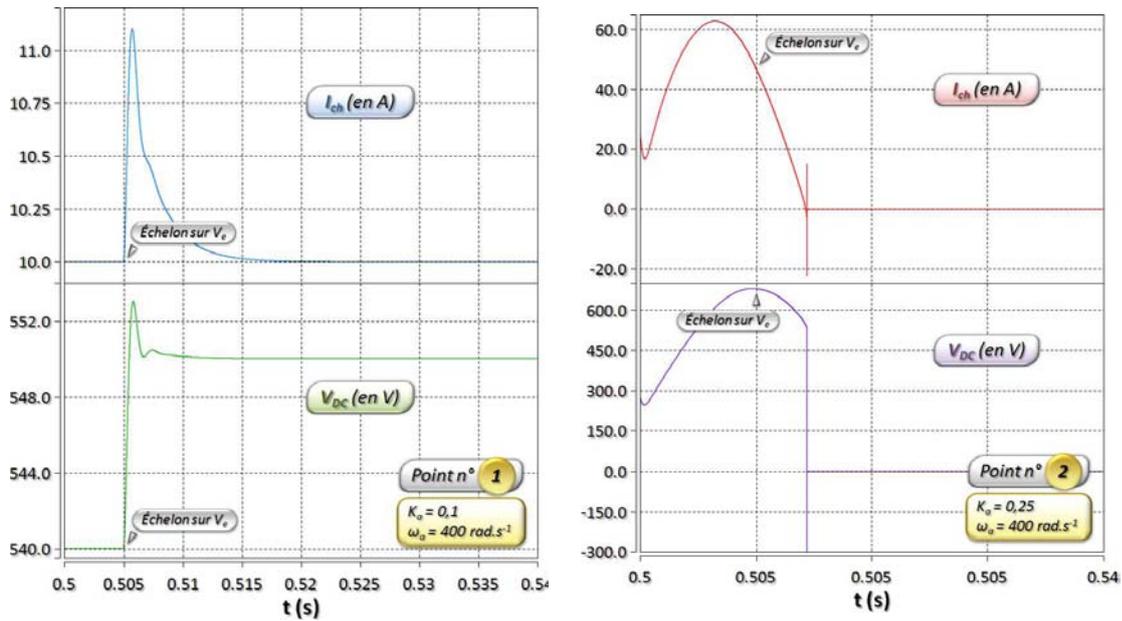
des deux zones (stable et instable), et donnent les résultats de simulation présentés figure (3.13). À noter que les courbes de la figure (3.13) sont obtenues après l'application d'un échelon de 10V sur la tension  $V_e$ , dans chacun des cas. Le système est initialement placé autour du point de fonctionnement considéré.

Lorsque le gain est trop élevé (b)-(3.13), la valeur de  $V_{DC}$  perturbe la consigne et la régulation ne parvient plus à réguler le courant de sortie du hacheur. Nous constatons par ailleurs que même avant l'application de l'échelon, le système dans cette configuration commence déjà à diverger. En revanche, sur la figure (a)-(3.13), nous constatons que l'échelon appliqué sur la tension  $V_e$  conduit à un nouveau point de fonctionnement stable. Ces résultats de simulation sont en accord avec ceux de l'abaque.

Contrairement à la solution précédente, la stabilisation active ne s'accompagne pas d'une forte augmentation du poids de l'ensemble. Néanmoins, la grandeur régulée est davantage perturbée. En effet, l'échelon a provoqué un dépassement de 1.13A avec la solution active, alors qu'il est quasi nulle avec la solution passive.

### 3.3.4 Conclusion

Les deux exemples présentés ont permis d'illustrer l'application de l'outil que nous avons développé au dimensionnement de solutions stabilisatrices. La construction des abaques offre un support très pratique au concepteur, pour choisir les valeurs des paramètres indéterminés. En effet, les domaines représentés sur ces abaques permettent de différencier les dimensionnements aboutissant à un ensemble stable ou instable. Nous avons également présenté des méthodes de sta-



(a.) Dimensionnement '1' appartenant au domaine **stable**

(b.) Dimensionnement '2' appartenant au domaine **instable**

FIG. 3.13 – Résultats de simulation avec la cellule de stabilisation active dimensionnée selon l'abaque

bilisation passive et active. Les résultats de simulation utilisés pour valider nos approches théoriques nous ont permis de comparer ces deux solutions.

### 3.4 Étude des interactions entre plusieurs équipements connectés sur un bus continu

#### 3.4.1 Présentation du réseau utilisé pour mettre en évidence les phénomènes d'interactions

Lorsque nous ajoutons des charges sur un système, la puissance délivrée par la source augmente. Par conséquent, aux fluctuations engendrées par les commandes de ces charges correspondent des flux d'énergie plus importants, qui favorisent les risques d'instabilité (partie 3.5.3.2). Mais la stabilité des réseaux comprenant plusieurs équipements n'est pas uniquement sensible à cette augmentation de la puissance. En effet, les charges étant toutes connectées sur le même bus, elles peuvent interagir les unes par rapport aux autres. Leurs dynamiques sont alors couplées, et la diversité de leurs profils de missions devient alors un facteur non négligeable d'instabilité. D'où l'intérêt d'étudier ces interactions, afin d'être en mesure de prévoir le comportement de ces ensembles.

Pour illustrer les phénomènes de couplage, nous jouons sur l'état des équipements qui sont connectés sur le bus DC. Nous avons préféré prendre des charges identiques et modifier leurs dynamiques à travers leurs filtres d'entrée, afin de faci-

ter la compréhension des résultats obtenus. Notre objectif est de mettre en évidence des comportements observés au niveau d'un réseau, avant de pouvoir en tirer les conclusions appropriées. Nous utilisons par conséquent des charges qui peuvent volontairement présenter des comportements instables, si elles étaient connectées seules au réseau.

L'outil développé sous *Maple* nous permet d'étudier la stabilité de réseaux pouvant comprendre une ou plusieurs charges, comme le système présenté figure (3.14).

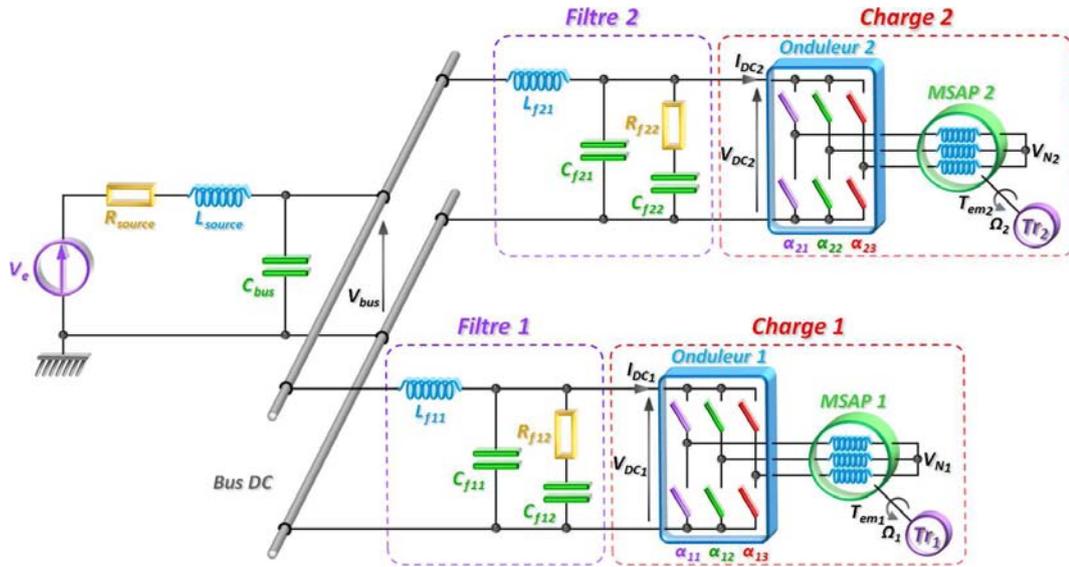


FIG. 3.14 – Réseau étudié pour mettre en évidence les phénomènes d'interactions

Nous allons construire plusieurs modèles de ce réseau à différentes échelles, afin d'observer les effets d'un équipement sur l'ensemble du système. Pour commencer, nous sélectionnons différentes valeurs de  $L_{f21}$  et  $C_{f21}$ , qui constituent la cellule du filtre de l'équipement n°2. Pour chacun de ces dimensionnements, nous traçons les abaques de stabilité du système complet en fonction des paramètres  $L_{f11}$  et  $C_{f11}$ , qui constituent eux, la cellule du filtre de l'équipement n°1. En résumé, les paramètres de l'équipement n°2 sont utilisés pour modifier les dynamiques du système, et ceux de l'équipement n°1 sont utilisés comme sonde pour apprécier la stabilité. De cette manière, la comparaison des domaines de stabilité obtenus pour chaque situation nous permet d'observer les impacts des changements de dynamique d'un système sur l'ensemble du réseau.

Les dimensionnements de ce système sont choisis selon l'abaque présenté figure (3.15). Cet abaque est construit en retirant l'équipement n°1 du système de la figure (3.14). Les domaines représentés figure (3.15) nous permettent de connaître l'état (stable ou instable) du système lorsque que seul l'équipement n°2 est connecté au bus, en fonction des valeurs des paramètres  $L_{f21}$  et  $C_{f21}$ .

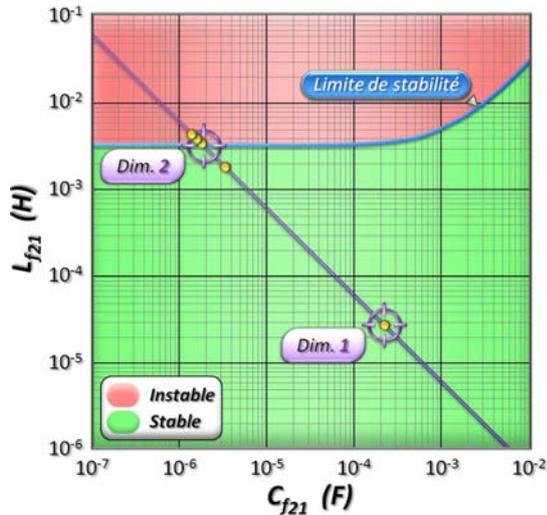


FIG. 3.15 – Abaque de stabilité en fonction des paramètres  $L_{f21}$  et  $C_{f21}$ , lorsque seul l'équipement 2 est connecté au bus

Nous retenons deux zones de dimensionnement pour l'équipement n°2, que nous allons successivement étudier :

- *Dim. 1* : La première zone est située dans le domaine stable, très éloignée de la limite de stabilité. Le système ainsi dimensionné présente donc de bonnes marges de stabilité. En l'absence d'indicateur, cette quantification des marges est définie par rapport à la distance qui sépare le dimensionnement choisi de la limite de stabilité sur l'abaque. En effet, les valeurs considérées sont  $L_{f21}=29.28\mu\text{H}$  et  $C_{f21}=215.4\mu\text{F}$ , et la limite de stabilité obtenue pour cette valeur de capacité est mesurée pour  $L_{f21}=3.5\text{mH}$ .
- *Dim. 2* : La seconde zone est quant à elle située autour de la limite de stabilité. Plusieurs dimensionnements sont sélectionnés dans les domaines stables et instables.

À noter que les points sont choisis de telle sorte que la fréquence de coupure du filtre soit située une décade en dessous la fréquence de découpage de l'onduleur. Cette fréquence, inversement proportionnelle au produit  $L_{\text{filtre}} \cdot C_{\text{filtre}}$ , est représentée par une hyperbole, qui donne une droite décroissante avec les échelles logarithmiques de l'abaque.

### 3.4.2 Ajout d'une ou plusieurs charges dimensionnées avec de bonnes marges de stabilité

Nous calculons l'abaque de stabilité du système complet en fonction des paramètres  $L_{f11}$  et  $C_{f11}$ , l'équipement n°2 étant dimensionné selon *Dim. 1*. Nous obtenons la figure (3.17).

En comparant cet abaque avec celui de la figure (3.15), nous constatons que les

Symboles	Unités	Valeurs
$P_{meca}$	W	$30 \cdot 10^3$
$\Omega_{nom}$	$\text{rad}\cdot\text{s}^{-1}$	3700.8
$C_{em_{nom}}$	Nm	8.11

FIG. 3.16 – Valeurs caractéristiques des drives utilisés pour cette étude

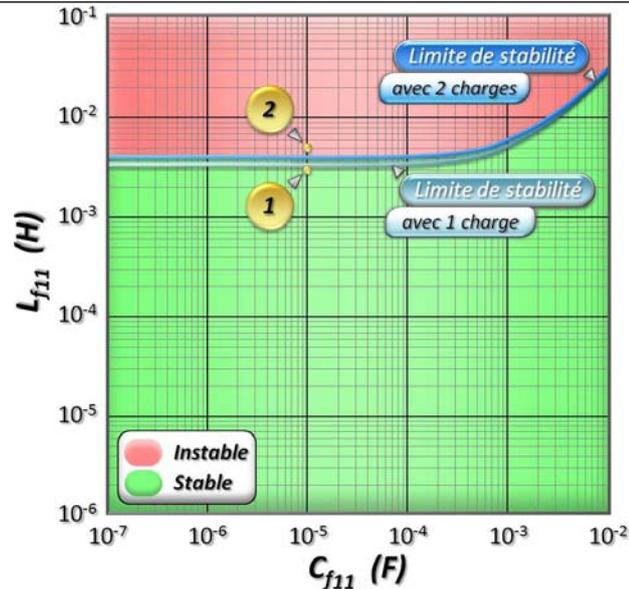
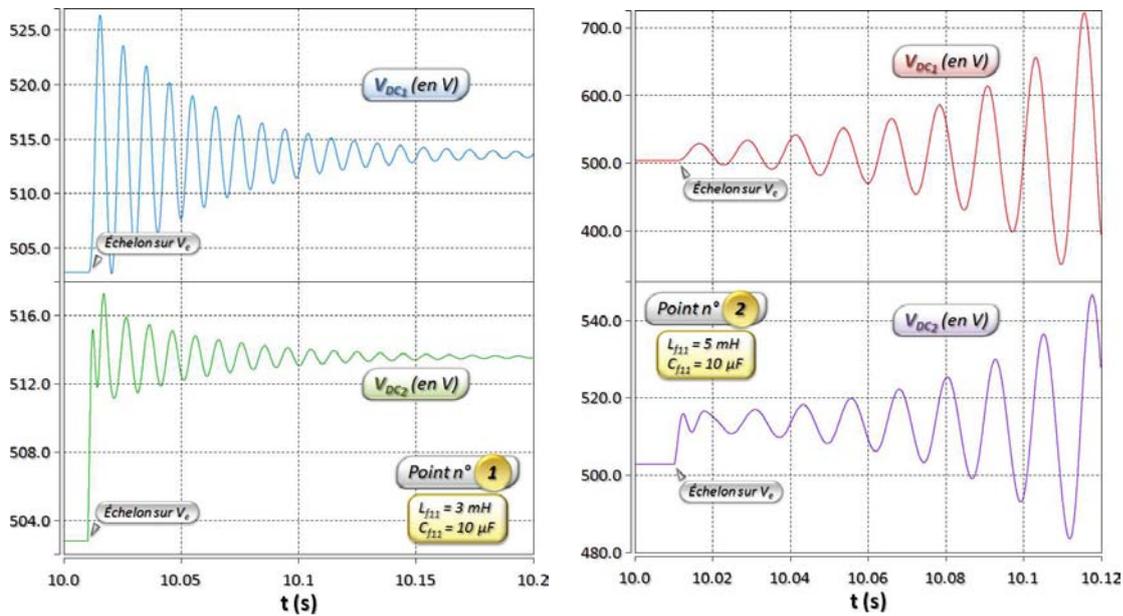


FIG. 3.17 – Abaque de stabilité du système complet en fonction des paramètres  $L_{f11}$  et  $C_{f11}$

limites de stabilité obtenues pour ces deux systèmes sont très proches. En fait, le domaine stable est sensiblement plus important lorsque nous venons connecter la charge dimensionnée selon *Dim. 1*. La stabilité apportée par cet équipement offre plus de possibilité pour dimensionner les paramètres du filtre de l'équipement n°1. Pour vérifier cet abaque et s'assurer qu'un dimensionnement pris dans le domaine stable implique une convergence des tensions aux bornes des deux drives, nous réalisons des simulations selon les points notés '1' et '2' de la figure (3.17). En utilisant le même protocole que précédemment, nous obtenons les courbes de la figure (3.18).

Les résultats de simulation corroborent ceux de l'abaque. En conclusion, l'ajout d'une charge dimensionnée avec de bonnes marges de stabilité modifie très faiblement la stabilité de l'ensemble du réseau, qui reste toujours sensible aux mêmes dynamiques. Ce résultat se généralise lorsque nous ajoutons des charges supplémentaires, toujours dimensionnées de la même manière. Ainsi, pour un ensemble comprenant de une à cinq charges, nous obtenons les limites tracées figure (3.19).

Chaque nouvelle charge ajoutée accroît sensiblement les dimensionnements possibles pour les paramètres  $L_{f11}$  et  $C_{f11}$ . À noter toutefois qu'à partir de quatre charges, la limite de stabilité n'évolue pratiquement plus. Ce premier résultat laisse supposer que la stabilité d'un réseau comprenant plusieurs charges nécessite uniquement de dimensionner individuellement chaque équipements avec des marges suffisantes. Toute la difficulté réside dans la quantification de ces marges qui dépendent des dynamiques mises en jeu ; bref, dans la connaissance de l'ensemble des paramètres qui interagissent au niveau de la stabilité.



(a.) Dimensionnement '1' appartenant au domaine *stable*

(b.) Dimensionnement '2' appartenant au domaine *instable*

FIG. 3.18 – Évolution des tensions aux bornes des drives pour les dimensionnements notés '1' et '2'

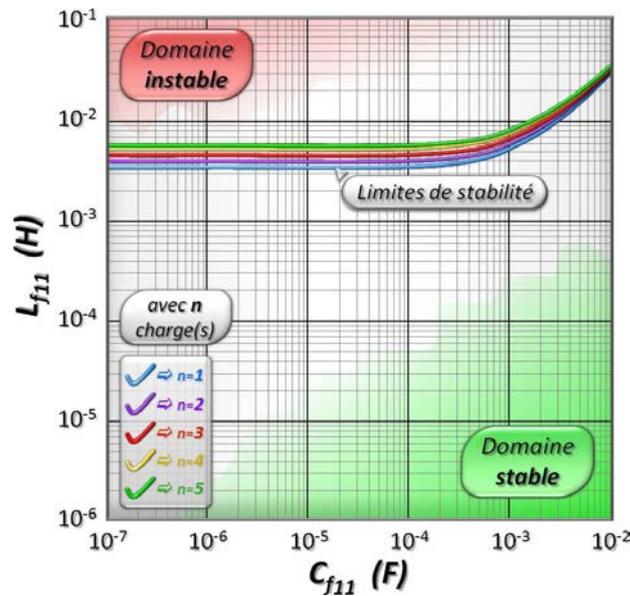


FIG. 3.19 – Limite de stabilité obtenues pour un réseau comprenant de 1 à 5 charges

### 3.4.3 Ajout d'une charge dimensionnée autour de sa limite de stabilité

Nous considérons maintenant des dimensionnements fixés autour de la limite de stabilité de l'équipement n°2, qui appartient donc à la zone notée *Dim. 2* de la figure (3.15). Nous retenons les quatre conditions énumérées dans le tableau (3.1), où l'état du système pour les valeurs de paramètres choisies est indiqué.

Essai n°	Valeurs des paramètres		État de l'équipement
1	$L_{f_{21}} = 2\text{mH}$	$C_{f_{21}} = 2.8\mu\text{F}$	Stable
2	$L_{f_{21}} = 3\text{mH}$	$C_{f_{21}} = 1.8\mu\text{F}$	Stable
3	$L_{f_{21}} = 3.5\text{mH}$	$C_{f_{21}} = 1.7\mu\text{F}$	Instable
4	$L_{f_{21}} = 4.3\text{mH}$	$C_{f_{21}} = 1.4\mu\text{F}$	Instable

TAB. 3.1 – Dimensionnements retenus autour de la limite de stabilité de l'équipement 2

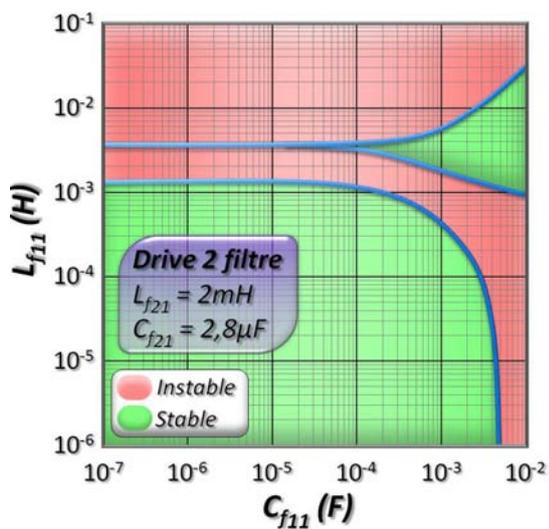
Les abaques de stabilité associés à chacun de ces essais sont donnés figure (3.20).

L'évolution des domaines de stabilité met clairement en évidence le phénomène d'interaction entre les deux systèmes. La déstabilisation de l'équipement n°2 vient progressivement grignoter les domaines stables associés aux paramètres  $L_{f_{11}}$  et  $C_{f_{11}}$ , jusqu'à ne plus faire apparaître de solutions dans la fenêtre d'excursion choisie. Nous vérifions l'exactitude de ces résultats avec un abaque qui présente un domaine stable divisé en deux parties ( $L_{f_{21}}=2.5\text{mH}$ ,  $C_{f_{21}}=2.4\mu\text{F}$ ), donné figure (3.21). Ainsi, plusieurs simulations sont réalisées en se basant sur les points numérotés de '3' à '6', qui sont positionnés de part et d'autre des limites de stabilité.

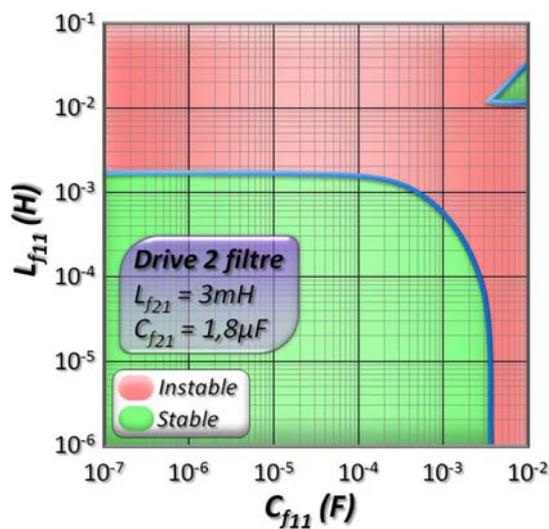
Les résultats des simulations sont donnés figure (3.22).

Les évolutions des tensions aux bornes des drives suivent les résultats obtenus en appliquant le critère de *Routh-Hurwitz*, validant les changements observés au niveau des abaques de la figure (3.20). Ces derniers permettent non seulement de mettre en évidence les interactions entre équipements, mais également d'apprécier la sensibilité de paramètres à la déstabilisation d'un équipement. En effet, l'abaque (*d.*) permet de constater que seule une valeur de condensateur  $C_{f_{11}}$  proche de 1mF permettrait d'éventuellement contrer les divergences de l'équipement n°2 ; l'inductance  $L_{f_{11}}$  n'apportant aucun effet stabilisateur.

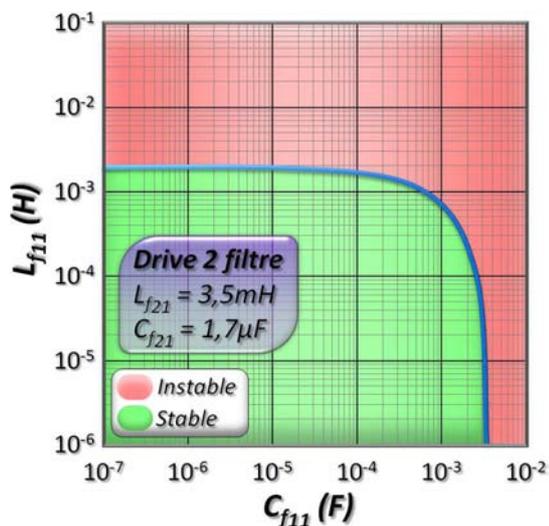
Ces nouveaux dimensionnements nous permettent d'obtenir des résultats qui illustrent les interactions d'équipements connectés sur le même bus. Simplement en nous approchant de la limite de stabilité, même en restant dans le domaine stable, nous avons progressivement limiter les possibilités de dimensionnements du filtre n°1, conduisant à un ensemble stable. Nous allons maintenant détailler plusieurs



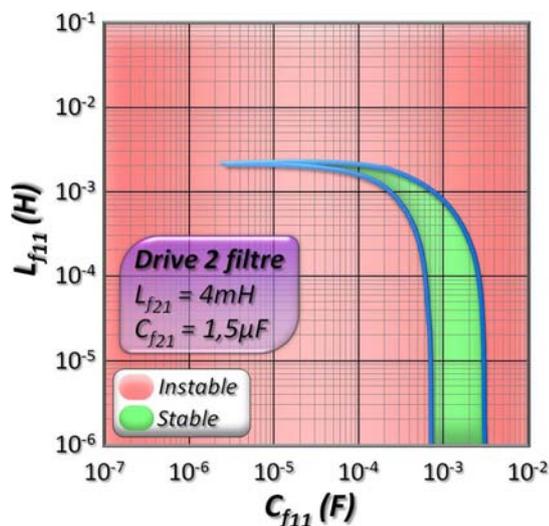
(a.) Dans les conditions de l'essai n°1



(b.) Dans les conditions de l'essai n°2



(c.) Dans les conditions de l'essai n°3



(d.) Dans les conditions de l'essai n°4

FIG. 3.20 – Abaque de stabilité du système complet, obtenus pour les dimensionnements des essais numérotés de 1 à 4

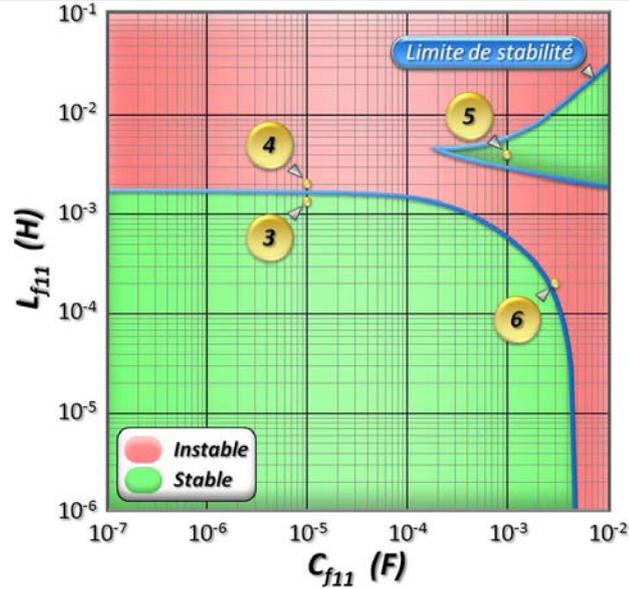


FIG. 3.21 – Abaque de stabilité du système complet correspondant aux valeurs de paramètres  $L_{f_{21}}=2.5\text{mH}$  et  $C_{f_{21}}=2.4\mu\text{F}$

autres lectures possibles à partir de ces abaques.

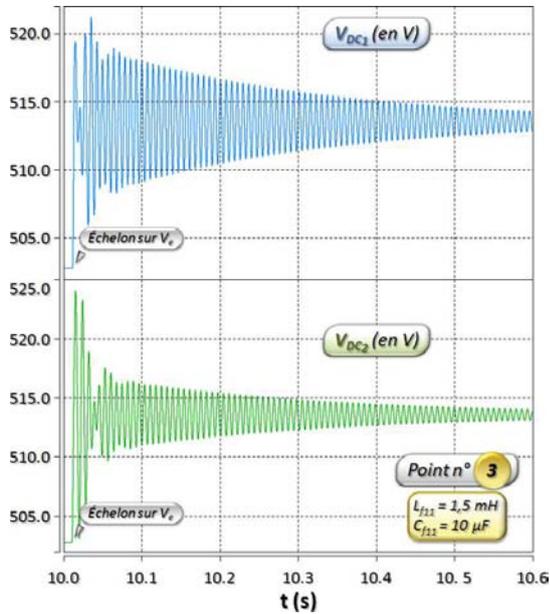
### 3.4.4 Autres résultats obtenus à partir de l'observation des abaques de stabilité

#### 3.4.4.1 Stabilisation d'une charge par un réseau

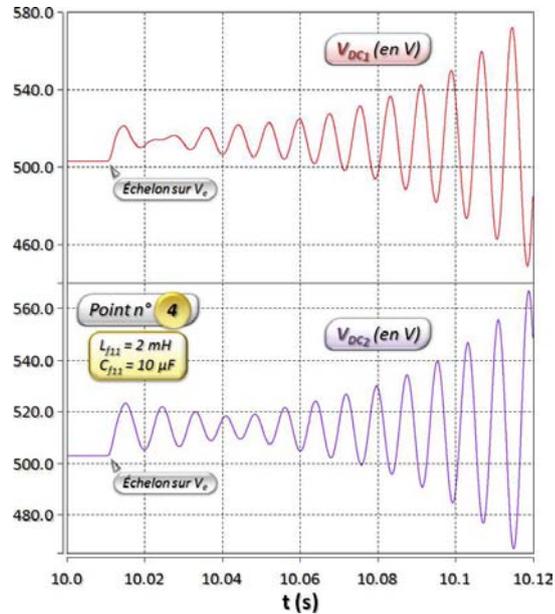
Nous nous proposons de mettre en évidence la possibilité qu'une charge soit stabilisée lorsqu'elle est placée dans un réseau constitué d'équipements stables. Nous ne présentons pas ici une solution pour stabiliser un drive, mais plus un phénomène qui peut se produire lorsque les couplages entre deux équipements sont pris en compte.

En visionnant les abaques de la figure (3.20), nous constatons qu'il est possible de stabiliser une charge en la connectant sur un réseau, sous réserve d'avoir un dimensionnement approprié du filtre de l'équipement n°1. En effet pour les abaques (c.) et (d.), l'équipement n°2 est individuellement instable, résultat vérifié en simulation. Si nous choisissons les valeurs de *Dim. 1* pour les paramètres  $L_{f_{11}}$  et  $C_{f_{11}}$ , l'ensemble devient stable dans le cas (c.) et reste instable dans le cas (d.). Nous vérifions ce résultat par des simulations qui suivent les conditions de ces deux essais, données figure (3.23).

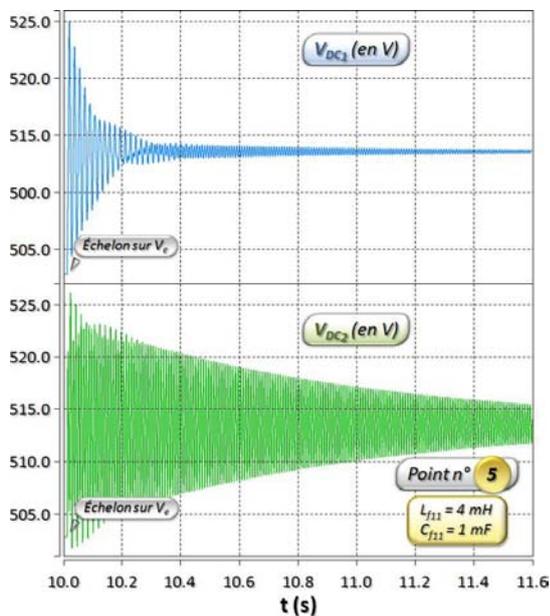
Ces résultats montrent que l'instabilité d'un équipement peut être compensée par son environnement avec lequel il interagit. Il convient donc d'être prudent lorsque l'on étudie la stabilité d'un réseau qui regroupe plusieurs charges. Ces charges sont généralement connectées au bus par le biais de contacteurs, qui permettent de les séparer de l'installation. Dans notre exemple, si l'équipement n°1



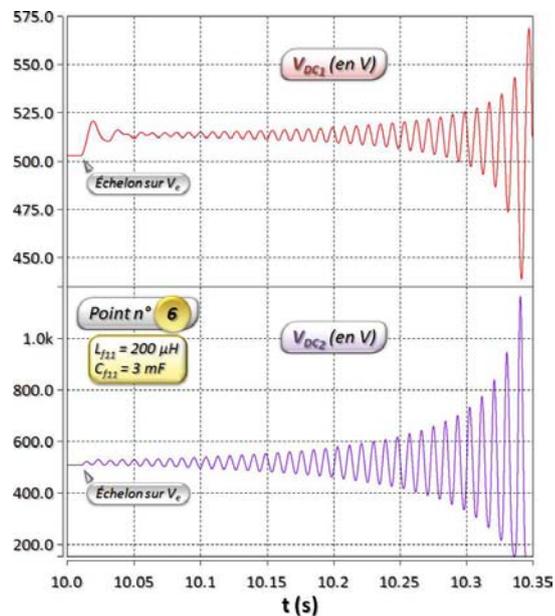
(a.) Dimensionnement '3' appartenant au domaine **stable**



(b.) Dimensionnement '4' appartenant au domaine **instable**

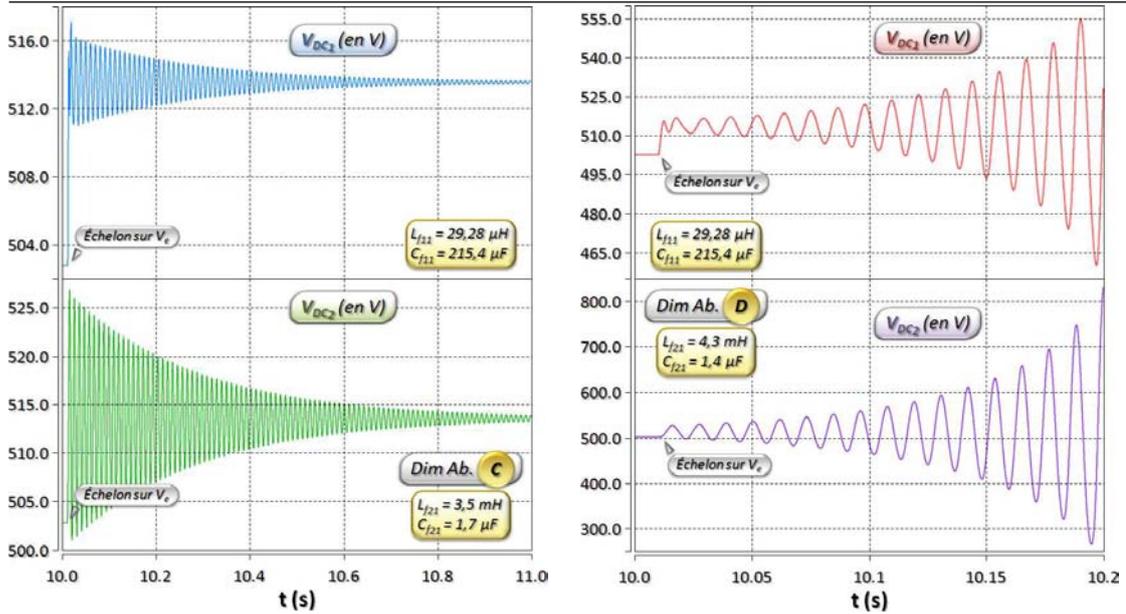


(c.) Dimensionnement '5' appartenant au domaine **stable**



(d.) Dimensionnement '6' appartenant au domaine **instable**

FIG. 3.22 – Évolution des tensions aux bornes des drives pour les dimensionnements numérotés de '3' à '6'



(a.) Dimensionnement selon les conditions de l'abaque (c)

(b.) Dimensionnement selon les conditions de l'abaque (d)

FIG. 3.23 – Évolution des tensions aux bornes des drives dans les conditions des abaques (c) et (d) de la figure (3.20)

est retiré du système, alors le réseau devient instable.

### 3.4.4.2 Deux charges stables, mais un réseau instable

En se concentrant sur l'abaque (a.) de la figure (3.20), nous constatons que deux charges individuellement stables peuvent conduire à un réseau instable lorsqu'elles sont associées. En effet si les deux filtres sont dimensionnés selon les conditions n°1 de *Dim. 2*, soit  $L_{f_{i1}}=2\text{mH}$  et  $C_{f_{i1}}=2.8\mu\text{F}$ , les deux charges sont alors stables lorsqu'elles sont isolées. C'est ce que nous avons vérifié par simulation, l'évolution des tensions d'entrée suivant le motif de la figure (3.24). Seulement ce choix de paramètres apparaît dans le domaine instable de l'abaque (a.), lorsque l'ensemble du système est considéré. La divergence des tensions avec ces conditions est vérifiée sur la figure (3.25).

Bien sûr dans cet exemple, le dimensionnement des deux équipements peut paraître peu judicieux, mais nous ne jouons que sur deux paramètres d'un réseau qui regroupe seulement deux équipements, qui de plus sont identiques. Nous avons cherché un dimensionnement où les ordres de grandeur des valeurs de condensateurs et d'inductances sont plus proches. En admettant que les contraintes imposées sur le système sont une très faible ondulation du courant et de la tension d'entrée, le concepteur choisit d'appliquer les valeurs  $L_{f_{i1}}=620\mu\text{H}$  et  $C_{f_{i1}}=1\text{mF}$ . Notons que ce dimensionnement place la fréquence de coupure du filtre deux décades en dessous du découpage. Avec ces nouvelles valeurs, nous obtenons la même conclusion que précédemment : à savoir, que l'association de ces deux systèmes stables séparément,

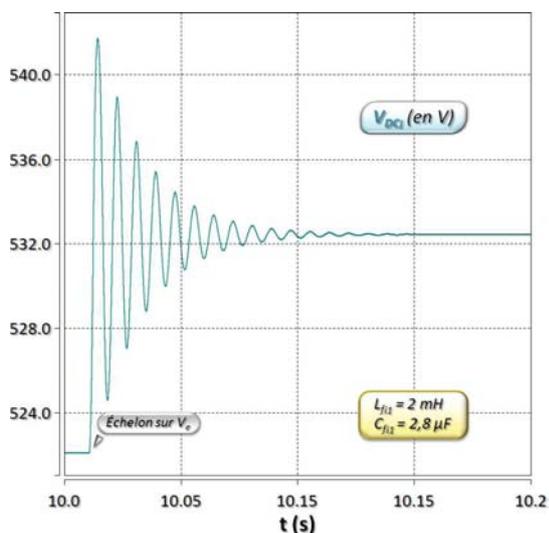


FIG. 3.24 – Évolution de la tension aux bornes du drive dimensionné avec  $L_{f_{i1}}=2\text{mH}$  et  $C_{f_{i1}}=2.8\mu\text{F}$

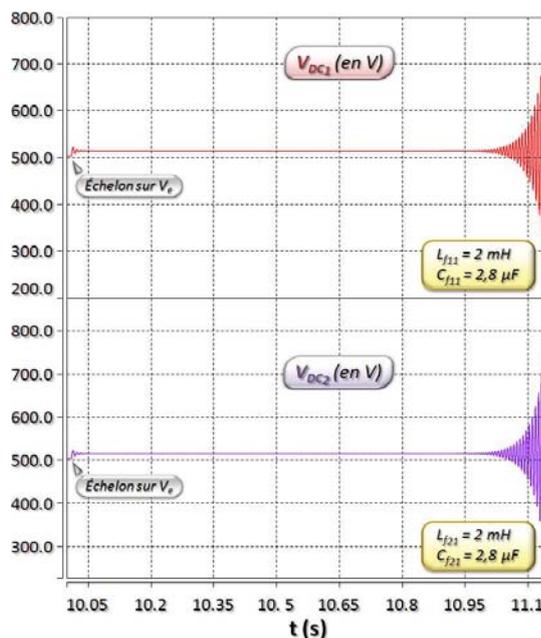


FIG. 3.25 – Évolution des tensions aux bornes des drives dimensionnés selon la figure (3.24)

aboutit à un réseau instable.

### 3.4.5 Conclusion

Les phénomènes d'interactions entre des équipements ont pu être mis en évidence à travers l'analyse des abaques de stabilité. Cette étude a été réalisée sur d'autres structures, et nous pouvons finalement conclure qu'il n'existe pas de solution entièrement généralisable. Ce phénomène, dont la complexité augmente rapidement avec le nombre de dynamiques mises en jeu, nécessite des études approfondies pour chaque situation. Nous avons vu que l'ajout de charges dimensionnées avec de bonnes marges de stabilité ne changent que très faiblement la stabilité d'un système. Cette observation n'est plus valable lorsque nous nous rapprochons de la limite de stabilité. Enfin, un réseau peut stabiliser une charge instable, comme deux charges stables peuvent déstabiliser un réseau. Le programme développé sous *Maple* permettant une analyse rapide de ce type de systèmes, il nous paraît nécessaire d'étudier chaque configuration d'un réseau, afin de s'assurer de sa stabilité.

Nous avons jusqu'à présent négligé l'impact des câbles utilisés pour relier entre eux les différents organes du réseau. Cette étude est présentée dans la suite de ce chapitre.

## 3.5 Analyses des architectures de réseaux par rapport à la stabilité

### 3.5.1 Présentation des différentes études menées dans cette partie

Pour faciliter la lecture des nombreux essais présentés dans cette partie, nous illustrons sommairement le protocole que nous avons suivi. Les modèles analytiques de réseau permettent de conduire les études de stabilité selon différents types de paramètres. Nous nous intéressons ici à la disposition des charges sur un réseau.

Les premiers essais portent sur l'étude de la stabilité en fonction des longueurs des câbles qui séparent d'une part la source et le bus, et d'autre part le bus des charges. Il s'agit d'une étude préliminaire, réalisée à partir d'équipements dimensionnés avec de bonnes marges de stabilité. Elle donne des renseignements quantitatifs sur les limites de stabilité, que nous utilisons par la suite comme références pour interpréter nos résultats.

Nous continuons ensuite à construire nos abaques selon les longueurs de câbles, en jouant cette fois-ci sur le nombre d'équipements connectés sur le bus, ainsi que sur les puissances qu'ils absorbent. La comparaison des abaques ainsi obtenus avec ceux déterminés précédemment permet d'étudier l'influence de ces nouveaux facteurs. Nous utilisons les précédentes observations comme support, pour interpréter les résultats que nous obtenons avec les différentes configurations. Ces études, qui ne font intervenir que des drives, sont conduites suivant les facteurs énumérés ci-dessous :

- le nombre d'équipement connectés sur le bus ;
- la puissance des drives au niveau de chaque équipement ;
- le nombre et les puissances des équipements.

### 3.5.2 Influence des câbles sur la stabilité

Pour apprécier les effets des câbles sur la stabilité des systèmes étudiés, nous devons les prendre en compte au niveau de nos modèles. Étant donné le domaine de fréquences sur lequel interviennent les phénomènes associés à la stabilité, nous pouvons utiliser l'association d'une résistance en série avec une inductance pour les représenter, comme l'illustre la figure (3.26).

Toutefois, afin de nous ramener aux conditions les plus défavorables par rapport à la stabilité, nous négligeons la résistance de ces câbles. Ainsi, le système que nous utilisons pour étudier l'architecture des réseaux est représenté figure (3.27).

Les modèles de la source et des équipements connectés sur le bus continu sont les mêmes que ceux de la figure (3.14). La stabilité étant étudiée par rapport aux

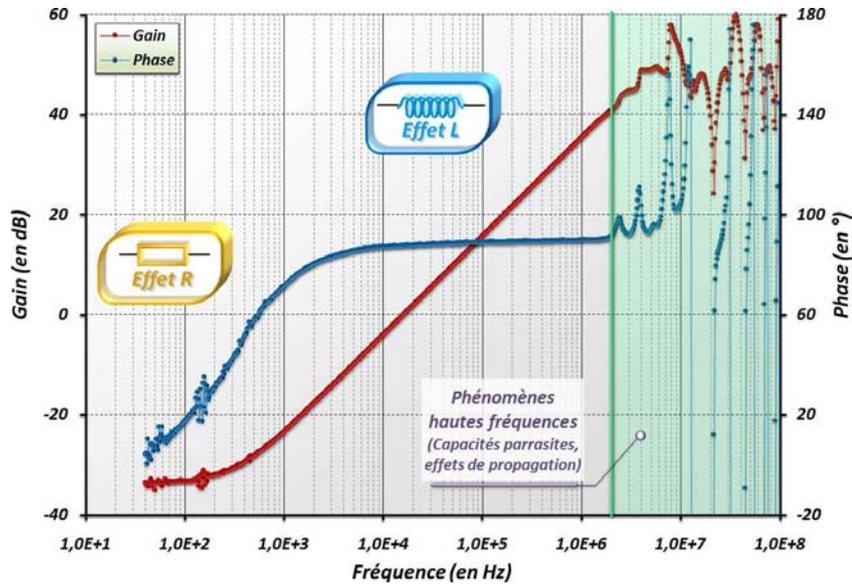


FIG. 3.26 – Diagramme de Bode obtenu à partir de mesures réalisées sur un câble d'environ 5 mètres, ayant une section de  $10.5\text{mm}^2$

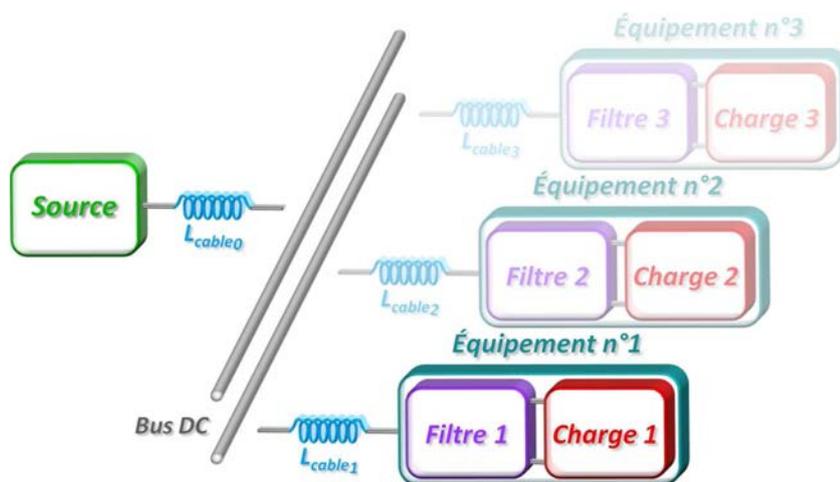


FIG. 3.27 – Système utilisé pour étudier les architectures de réseau

inductances  $L_{cable_i}$ , les valeurs des paramètres de la source, ainsi que celles du filtre d'entrée, sont fixées. Elles sont données dans le tableau (3.2).

Sources	Filtres
$V_e=540\text{V}$	$L_{f_{i1}}=64.39\mu\text{H}$
$R_{source}=0.3\Omega$	$C_{f_{i1}}=98.35\mu\text{F}$
$L_{source}=400\mu\text{H}$	$R_{f_{i2}}=0.25\Omega$
$C_{bus}=600\mu\text{F}$	$C_{f_{i2}}=630\mu\text{F}$

TAB. 3.2 – Valeurs des paramètres de l'ensemble composé du filtre et de la charge

L'approche que nous proposons est simple mais bien évidemment perfectible, étant donné que les dimensionnements utilisés pour les filtres d'entrée ne s'adaptent pas aux puissances consommées par les drives. D'ailleurs, les filtres sont très souvent dimensionnés par rapport à la puissance nominale, qui est souvent la puissance maximale en régime permanent. Les valeurs choisies sont par conséquent un bon compromis par rapport à ces fluctuations de puissances, et donnent un équipement stable, avec de bonnes marges de stabilité.

Nous commençons cette étude en ne considérant qu'un seul équipement connecté sur le bus DC. Notre objectif est de déterminer le comportement de ce réseau en fonction de la longueur de câble qui relie la source à la charge. Le résultat est donné figure (3.28), sous forme d'un abaque de stabilité unidimensionnel.

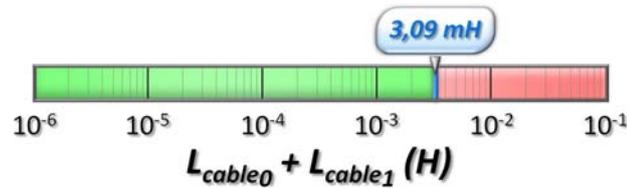


FIG. 3.28 – Abaque de stabilité en fonction de la longueur de câbles source-charge

Ce type de résultat était attendu : lorsque la longueur de câblage augmente, le réseau se déstabilise. Nous retiendrons que cet abaque permet de quantifier la longueur de câble critique. En considérant une inductance linéique de  $1\mu\text{H}$  par mètre, la longueur maximale entre la source et la charge est légèrement supérieure à 3km. Cette limite peut paraître élevée, mais elle doit être rattachée au faible nombre de charge et aux marges de stabilité de ces dernières.

Nous poursuivons l'étude en ajoutant un équipement supplémentaire. Les distances entre le bus et les différentes charges sont les mêmes, soit  $L_{cable_1} = L_{cable_2}$ . Nous obtenons l'abaque représenté figure (3.29). Pour bien comprendre la disposition des équipements en fonction des zones de cet abaque, nous avons placé en

vis-à-vis la figure (3.30).

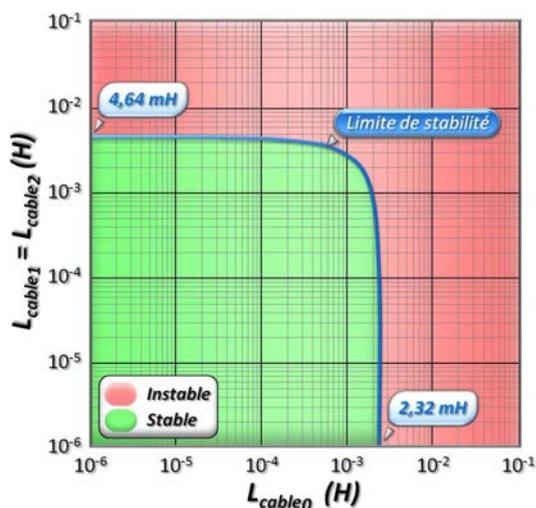


FIG. 3.29 – Abaque de stabilité d'un réseau comprenant deux charges, en fonction des longueurs de câbles

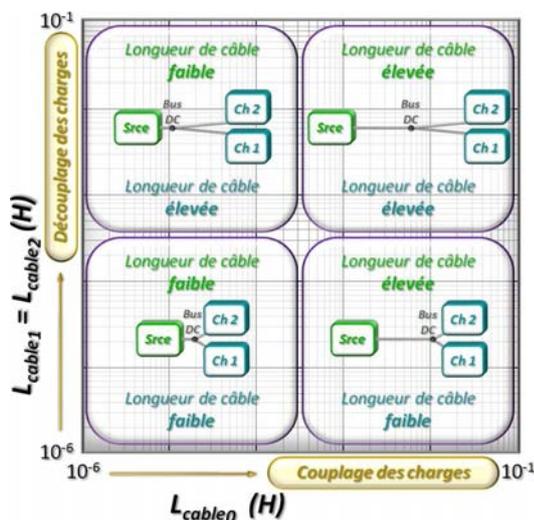


FIG. 3.30 – Disposition de la source et des charges en fonction des zones de l'abaque

Lorsque nous nous intéressons à la limite obtenue en ordonnée sur cet abaque, nous constatons que l'ajout d'un équipement dimensionné avec de bonnes marges de stabilité permet d'augmenter sensiblement la longueur maximale des câbles côté charges (de 3.09mH à 4.64mH). Dans cette disposition, nous parlons de charges dé-couplées, étant donné que d'importantes longueurs de câble les séparent du bus. La limite obtenue en abscisse, lorsque les charges sont dites couplées, correspond à l'inductance équivalente des  $L_{cable_i}$  limites. Ce raisonnement sera repris par la suite, lorsque nous nous intéresserons à la stabilité d'un réseau en fonction du nombre d'équipements connectés sur le bus. Il rejoint les travaux de *Middlebrook*, étant donné que son critère se base sur la comparaison des impédances équivalentes vues de part et d'autre du point autour duquel est étudiée la stabilité.

Les limites de stabilité ne varient pas lorsque la valeur de  $L_{cable_0}$  (figure 3.27) devient négligeable devant les valeurs des  $L_{cable_i}$  ou inversement. En comparant les valeurs limites, nous constatons que la longueur maximale de câblage est obtenue pour des charges dé-couplées. Toutefois, des études similaires ont montré que ce résultat n'est pas généralisable, car il est intimement lié au réseau étudié.

La lecture de cet abaque nous permet de constater assez logiquement que la limite obtenue en parcourant la diagonale, est inférieure aux limites maximales obtenues selon chaque axes. En effet, si l'ensemble des éléments sont éloignés du bus, leurs comportements divergents s'additionnent, limitant ainsi les longueurs de câbles envisageables, de part et d'autre du bus.

Enfin, nous considérons une dernière approche où le comportement de ce réseau

est étudié lorsqu'un seul ensemble {cable-équipement} est déstabilisé. Elle consiste à observer les valeurs de  $L_{cable_0}$  et  $L_{cable_1}$  limites obtenues lorsque la valeur de  $L_{cable_2}$  augmente. La figure (3.31) présente la superposition de ces abaques, dissociés en deux parties pour faciliter leurs lectures.

En observant le domaine initial, lorsque l'équipement n°2 est situé au niveau du bus, la limite de stabilité côté charge correspond à celle obtenue avec un seul drive. En recherchant l'origine de cette observation, nous sommes parvenus à un résultat très intéressant. Ce dernier montre l'importance des modèles utilisés lors d'une étude de stabilité. En effet, si nous considérons des sous-systèmes parfaitement identiques, l'ordre du modèle représentant l'ensemble des sous-systèmes n'est pas multiplié par deux. Seuls ses paramètres diffèrent du modèle avec un seul sous-système. Dans ce cas, la limite obtenue correspond au double de celle obtenue pour une seule charge (impédance équivalente). Or pour cette étude, les modèles représentant les deux ensembles {cable-équipement} sont différents, puisqu'ils n'ont pas les mêmes valeurs de  $L_{cable_i}$ . Par conséquent, le modèle obtenu est bien d'ordre double, et la limite n'est pas multipliée par deux.

Suivant l'axe des abscisses en revanche, la limite obtenue pour  $L_{cable_0}$  correspond bien à la valeur de l'impédance équivalente des  $L_{cable_{1,2}}$  limites.

L'équipement n°2 est ensuite progressivement éloigné du bus. Pour la première partie qui regroupe les valeurs allant de  $500\mu\text{H}$  à  $1\text{mH}$ , les modifications apparaissent au niveau de la limite de  $L_{cable_1}$ , qui passe d'environ  $3\text{mH}$  à  $650\mu\text{H}$ . Dans la seconde partie, la limite de  $L_{cable_0}$  diminue progressivement, jusqu'à s'annuler pour les faibles valeurs de  $L_{cable_1}$ . Lorsque  $L_{cable_2}$  devient supérieure à  $3\text{mH}$ , le domaine stable disparaît de l'abaque. Malgré la complexité de ces résultats liée principalement aux interactions des dynamiques, nous retenons que l'éloignement de l'équipement n°2 limite dans un premier temps celui de l'équipement n°1. Lorsque nous nous rapprochons de la distance maximale côté charge, les solutions stables nécessitent que l'équipement n°1 soit suffisamment écarté du bus, pour éviter les couplages. Une fois cette distance maximale dépassée, le système est instable.

En conclusion sur cette étude, nous retiendrons que du point de vue de la stabilité, il est préférable de réduire les distances qui séparent les différents éléments d'un réseau distribué. Les solutions permettant les longueurs de câblage les plus élevées varient en fonction de la stabilité des charges. Il n'y pas de position optimale pour le bus, et la qualité des résultats s'accompagne nécessairement de modèles précis.

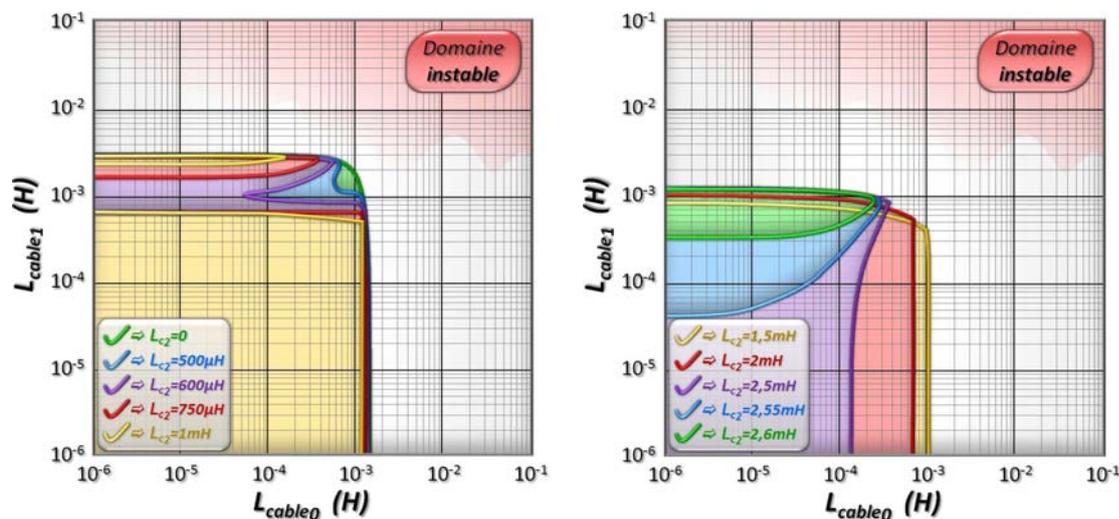


FIG. 3.31 – Évolution des domaines de stabilité en fonction de l'éloignement de l'équipement n°2

### 3.5.3 Influence du nombre d'équipements et de leurs puissances consommées

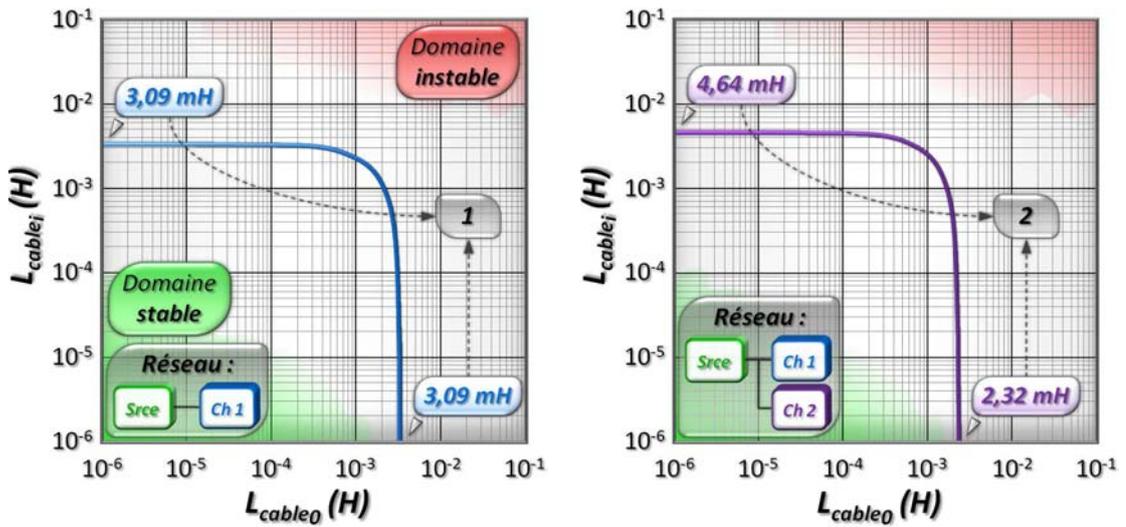
#### 3.5.3.1 Stabilité par rapport au nombre d'équipements connectés sur le bus

Nous reprenons le résultat précédent afin de voir s'il est généralisable lorsque le nombre d'équipement connectés augmente. Les abaques de la figure (3.32) sont tracés en fonction des longueurs de câbles séparant d'une part la source et le bus, et d'autre part, le bus et les charges. Comme précédemment, nous utiliserons des longueurs identiques entre le bus et l'ensemble des charges.

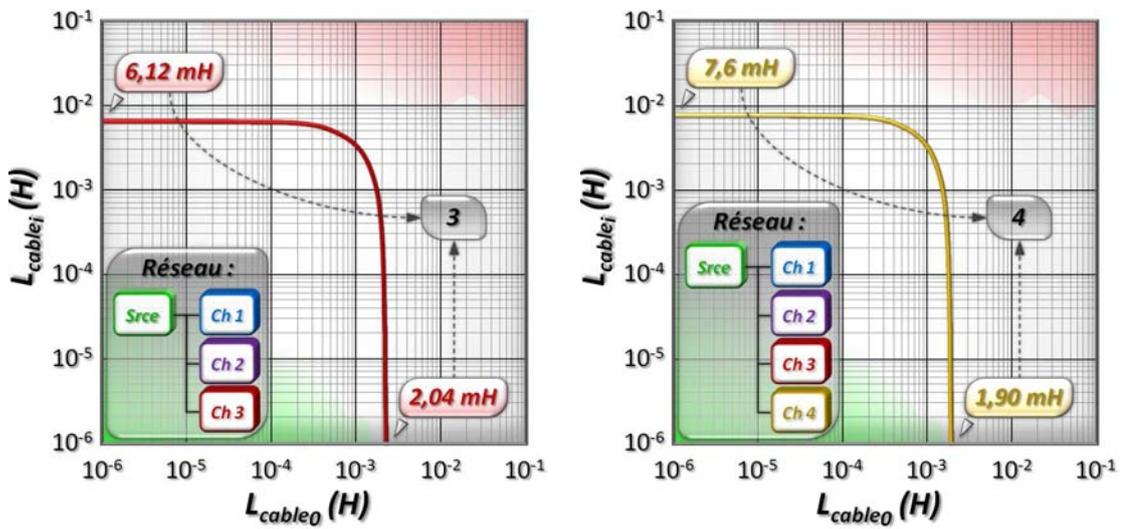
Les valeurs du rapport entre les deux inductances limites obtenues sur chacun des axes sont indiquées sur les abaques. Pour chacune des configurations de réseau considérées, elles correspondent aux nombres d'équipements connectés, ce qui correspond bien aux impédances équivalentes rencontrées dans *Middlebrook*. Ce résultat permet de conclure que plus le nombre d'équipements connectés au bus devient important, plus la distance maximale entre la source et le bus est réduite.

Si nous nous intéressons aux limites obtenues pour les charges dites découplées, l'ajout de nouveaux équipements accroît la valeur de ces dernières : 3.09mH (1), 4.64mH (2), 6.12mH (3), 7.6mH (4). Ce résultat est bien évidemment lié aux marges de stabilité choisies. En imposant des marges importantes aux équipements, nous leur attribuons un pouvoir stabilisateur qui autorise des longueurs de câbles plus importantes, lorsque leur nombre augmente. En revanche, nous observons l'effet inverse si nous diminuons ces marges. Dans ce cas, les longueurs maximale de câbles de part et d'autre du bus diminuent.

Les couplages entre les dynamiques, mis en évidence précédemment, inter-



(a.) Réseau composé d'une seule charge (b.) Réseau composé de deux charges



(c.) Réseau composé de trois charges (d.) Réseau composé de quatre charges

FIG. 3.32 – Abaque représentant les limites de stabilité obtenues pour un réseau comprenant de 1 à 4 charges

viennent directement dans la disposition des équipements d'un réseau. Les marges de stabilité qu'il est nécessaire d'imposer varient en fonction des longueurs de câbles utilisées pour chaque équipement.

### 3.5.3.2 Quels impacts ont les puissances des charges sur la stabilité

Les risques liés à la puissance des drives ont déjà été sommairement évoqués dans l'introduction de la troisième partie de ce chapitre. Il semble logique de penser que l'augmentation de celle-ci s'accompagne de fluctuations qu'il devient plus difficile de contenir. Nous souhaitons illustrer ici ces phénomènes à travers différents essais, qui permettront une quantification des limites en plus des regards concrets qu'ils apportent. Nous précisons que la stabilité est étudiée au sens dynamique, et non par rapport à l'aptitude d'une source à fournir la puissance demandée.

Pour commencer, nous reprenons la même trame utilisée pour étudier la stabilité en fonction des longueurs de câble, en ne considérant qu'un seul équipement. L'abaque de stabilité de la figure (3.33) est tracé en fonction de la puissance du drive. Cette grandeur intervient au niveau de plusieurs paramètres dans l'expression de l'admittance équivalente, qui sont ajustés lorsque la puissance varie.

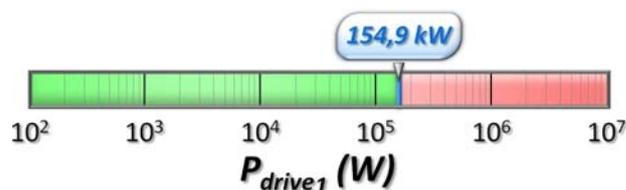


FIG. 3.33 – Abaque de stabilité en fonction de la puissance du drive

Le résultat obtenu corrobore notre hypothèse, qui prévoyait l'instabilité du système lorsque sa puissance devenait plus importante. En présence d'un seul équipement, le système reste stable jusqu'à environ 155kW.

La figure (3.34) nous permet de constater que cette limite est plus élevée lorsqu'un second équipement est ajouté. D'une part, la mise en parallèle des deux équipements a diminué l'impédance équivalente côté charge. D'autre part, la combinaison des deux filtres, dimensionnés entre autre pour stabiliser les charges, autorise davantage de puissance sur un drive, tant que la puissance du second est négligeable devant celle-ci. Enfin, sur la diagonale, la limite apparaît pour des puissances identiques d'environ 126kW. Cette valeur est inférieure aux 155kW obtenus avec une seule charge, étant donné que les filtres ne permettent pas de découpler complètement les deux équipements, qui partagent le même condensateur de bus.

Nous reprenons l'étude des architectures de réseau en recherchant quels sont les impacts de la puissance sur les longueurs de câbles. La figure (3.35) présente les limites de stabilité obtenues en fonction des inductances  $L_{cable_i}$ , pour différentes

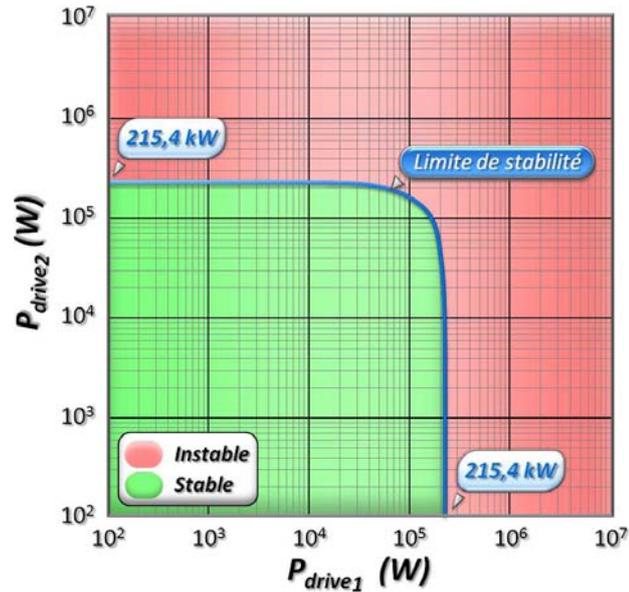


FIG. 3.34 – Abaque de stabilité en fonction de la puissance des drives sur un réseau comprenant deux charges

puissances.

La figure (3.36) représente l'évolution des abaques lorsqu'une dissymétrie est appliquée sur les puissances des drives. Nous recherchons dans ce cas, les longueurs de câbles maximales entre les charges et le bus, en fonction des puissances qu'elles absorbent. Le bus est placé directement en sortie de la source. Pour faciliter la lecture de cet abaque, la figure (3.37) a été ajoutée afin de représenter la disposition des charges par rapport au bus.

Nous constatons que l'augmentation des puissances limite de manière significative l'allongement possible des câbles. Ces deux actions ont des effets déstabilisants sur le système, qui se retrouvent bien sur l'évolution des domaines présentés figure (3.35).

La figure (3.36) dissocie ces deux phénomènes déstabilisants. Nous commençons par étudier la limite de stabilité obtenue avec deux puissances identiques de 30kW. Lorsqu'un seul équipement est éloigné du bus, la longueur maximale est d'environ 250m; contre 63m lorsque nous agissons sur les deux. Il est donc préférable de disposer un équipement proche du bus, lorsque la distance qui les sépare devient importante.

Nous observons ensuite l'évolution des domaines stables en fonction de la puissance de l'équipement n°1. En négligeant le résultat où  $P_{dr1}=120\text{kW}$ , les variations de puissance n'affectent pas la limite de  $L_{cable2}$  lorsque  $L_{cable1}$  est négligeable. Les changements apparaissent uniquement au niveau de  $L_{cable1}$ , qui évolue de manière inverse par rapport à la puissance. Il est donc plus judicieux de placer la charge

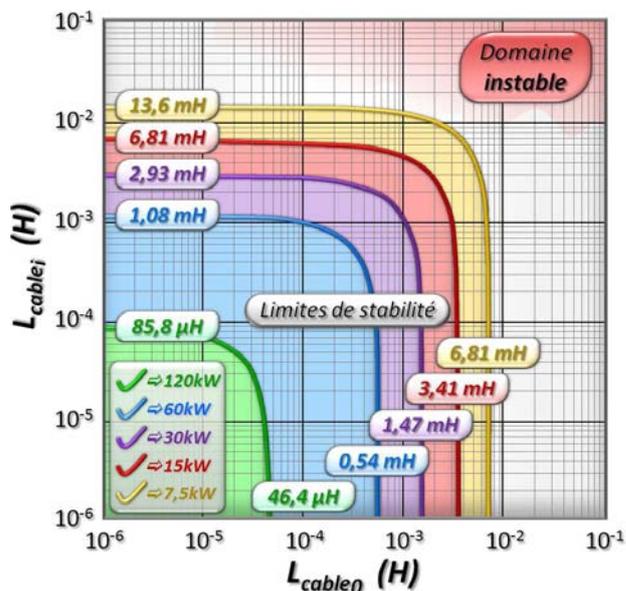


FIG. 3.35 – Abaque de stabilité en fonction des longueurs de câbles pour différentes puissances

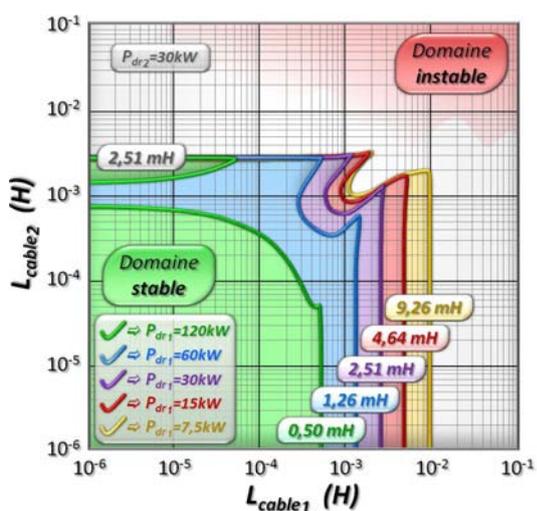


FIG. 3.36 – Abaque représentant les effets d’une dissymétrie des puissances sur les longueurs limites de câbles

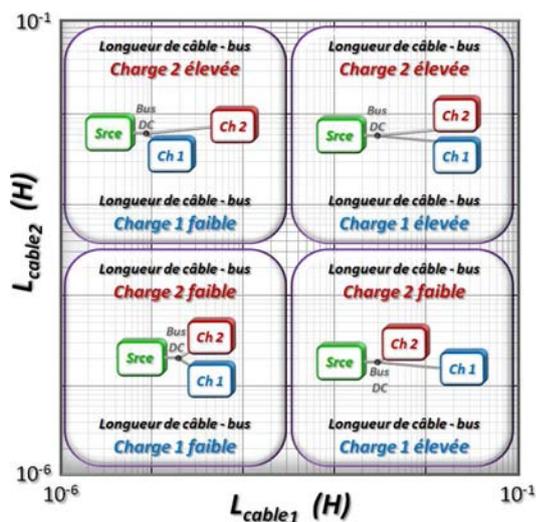


FIG. 3.37 – Disposition des charges par rapport au bus en fonction des zones de l’abaque

dont la puissance est la plus élevée au plus près de la source. Il convient toutefois de faire attention à la valeur de cette puissance, qui peut propager une instabilité lorsqu'elle est trop élevée; limitant alors l'éloignement des autres drives, de plus faibles puissances.

### 3.5.3.3 Comment répartir au mieux la puissance pour stabiliser un réseau

En supposant que plusieurs drives peuvent intervenir à la réalisation d'une même action, nous recherchons qu'elle serait la meilleure répartition de la puissance. Nous citerons comme exemple le conditionnement d'air au niveau d'un avion, qui peut être réalisé avec un ou plusieurs turbocompresseurs. Les résultats précédents ont montré que l'augmentation du nombre d'équipement ou de la puissance qu'ils consomment déstabilise le système. Pour trouver le meilleur compromis, nous étudions plusieurs cas où la puissance totale de 120kW est fournie par un ou plusieurs drives. Nous obtenons les domaines représentés sur l'abaque de la figure (3.38).

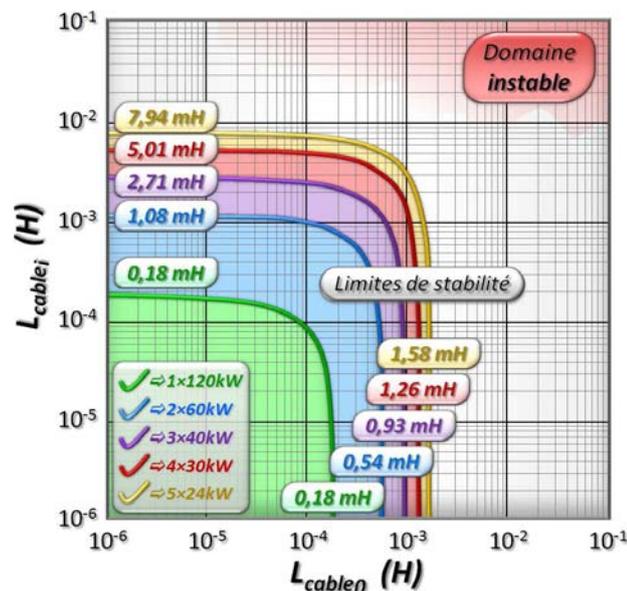


FIG. 3.38 – Abaque de stabilité en fonction des longueurs de câbles pour différentes répartitions de la puissance

Nous constatons que du point de vue de la stabilité, il est préférable de répartir la puissance entre plusieurs équipements. Ce choix permet d'augmenter la stabilité du réseau, et donc d'autoriser des longueurs de câbles plus importantes. À noter que pour cette étude, les filtres ont été dimensionnés en fonction des puissances absorbées par les charges. L'effet stabilisateur n'est donc pas directement lié à un surdimensionnement de ces derniers.

### 3.5.4 Conclusion

Cette dernière partie nous a permis d'étudier différentes architectures de réseau, à travers des inductances utilisées pour modéliser les câbles. La prise en compte de la structure - disposition, nombre et puissance des équipements - associée aux phénomènes de couplages, conduit souvent à des exploitations délicates. En général, nous retenons assez logiquement que pour assurer la stabilité d'un réseau, il est préférable d'utiliser des longueurs de câbles et des puissances faibles. Pour les études plus spécifiques, nous avons vu que l'utilisation des abaques permettait de quantifier les limites de stabilité en fonction des systèmes étudiés.

Ainsi, nous avons notamment pu mettre en évidence que l'impédance limite entre la source et le bus est égale à l'impédance équivalente correspondant aux valeurs limites obtenues entre les charges et le bus. Donc plus le réseau présente d'équipements, plus la source doit être placée proche du bus. Par ailleurs, les charges absorbant de fortes puissances doivent être positionnées au plus près du bus. De même, ces résultats nous permettent de conclure qu'il est plus judicieux, lorsque cela reste possible, de répartir la puissance entre plusieurs équipements.

## 3.6 Résumé

Ce chapitre illustre les principaux résultats obtenus au niveau de l'étude de la stabilité des réseaux distribués de puissance.

Nous abordons dans un premier temps la présentation du critère de *Routh-Hurwitz*, ainsi que son implémentation dans l'environnement *Maple*. Particulièrement bien adapté aux expressions analytiques construites avec *Syrup*, il propose des conditions sur les paramètres qui garantissent la stabilité des systèmes. La construction d'abaques a également été programmée sur *Maple* pour offrir au concepteur un support agréable et extrêmement pratique pour le choix des éléments indéterminés.

Nous avons ensuite montré que ces abaques peuvent être utilisés pour étudier et dimensionner différentes solutions stabilisatrices.

La combinaison de modèles de réseau établis à plusieurs niveaux avec l'analyse des abaques a également permis d'observer les phénomènes de couplages entre équipements. Nous avons pu apprécier quels pouvaient être les impacts de changements de dynamiques d'un équipement sur l'ensemble de la structure. Les couplages qui lient les paramètres entre eux peuvent aussi bien stabiliser des charges instables, que déstabiliser une association d'équipements stables.

L'analyse se complique ensuite lorsque nous intégrons l'architecture du réseau dans les modèles. Une disposition optimale du point de vue de la stabilité va nécessairement dépendre du nombre d'équipement et de la puissance qu'ils consomment. Les abaques tracés lors de ces études permettent non seulement d'appuyer des raisonnements bien connus des concepteurs, mais également de quantifier les limites. Nous retenons qu'il est préférable de réduire les fortes concentrations de puissance au niveau des charges, qui donnent lieu à des flux plus difficilement contrôlés. En

---

présence d'éléments absorbant des forts niveaux de courants, il est plus judicieux de les placer au plus près du bus.

La conclusion générale portant sur l'ensemble des études présentées dans ce chapitre est que la stabilité est très sensible et dépendante des systèmes étudiés. Il n'existe pas de solutions génériques qui ne considérerait pas des marges très importantes, qui s'intègrent difficilement dans le contexte industriel. Chacune des configurations d'un réseau doit être prise en compte, ce que nous tentons de faciliter avec l'automatisation de la démarche.



# Chapitre 4

## Dimensionnement de filtres à partir de critère de Stabilité et de Qualité

### Table des matières

---

<b>4.1</b>	<b>Introduction</b>	<b>124</b>
<b>4.2</b>	<b>Présentation des critères de qualité considérés pour le dimensionnement des filtres</b>	<b>125</b>
4.2.1	Prise en compte du positionnement des fréquences de coupure des filtres afin d'intervenir sur les contenus fréquentiels	125
4.2.2	Ajustement des dynamiques du système à travers l'étude de l'amortissement du pôle dominant	129
4.2.3	Conclusion	132
<b>4.3</b>	<b>Introduction des algorithmes d'optimisation appliqués au dimensionnement des filtres</b>	<b>133</b>
4.3.1	Adaptation de l'étude aux algorithmes d'optimisation	133
4.3.1.1	Transformation des critères de stabilité et de qualité en contraintes	133
4.3.1.2	Définition de la fonction permettant d'orienter les algorithmes	135
4.3.2	Étude de la seconde topologie avec la méthode basée sur les abaques	135
4.3.3	Utilisation d'un algorithme de convergence de type gradient	137
4.3.3.1	Définition de l'algorithme	137
4.3.3.2	Résultats obtenus avec la fonction <i>fmincon</i>	137
4.3.4	Application d'un algorithme génétique à nichage au dimensionnement des paramètres	139
4.3.4.1	Définition de l'algorithme	139
4.3.4.2	Résultats obtenus avec l'algorithme <i>RTS</i>	141
4.3.5	Conclusion	142

<b>4.4 Applications de l'outil développé aux dimensionnements de plus de deux paramètres . . . . .</b>	<b>143</b>
4.4.1 Mise en application sur les quatre paramètres du filtre à deux cellules . . . . .	143
4.4.2 Dimensionnement de deux filtres sur un réseau comprenant deux charges . . . . .	145
4.4.3 Conclusion . . . . .	147
<b>4.5 Ouverture vers les études de stabilité multi-paramètres</b>	<b>148</b>
4.5.1 Utilisation d'un algorithme génétique appliqué à l'analyse multi-paramètres . . . . .	148
4.5.2 Reprise du dimensionnement de la cellule de filtrage avec la normalisation de l'objectif . . . . .	151
4.5.3 Perspectives . . . . .	152
<b>4.6 Résumé . . . . .</b>	<b>153</b>

## 4.1 Introduction

Le dimensionnement d'un système n'a pas pour unique but de garantir sa stabilité. En effet, le concepteur doit choisir les valeurs de l'ensemble des paramètres de son application afin que celles-ci permettent de respecter les spécifications imposées par le cahier des charges. Ces dernières sont définies à partir des fonctions demandées à chaque équipement. Ainsi, les sources sont dimensionnées par rapport à la puissance qu'elles doivent fournir et les charges selon les besoins du système. Les éléments ajoutés pour permettre une association harmonieuse de ces deux organes sont les filtres.

La fonction principale de ces filtres est d'éliminer les fréquences indésirables qui pourrait être générées par un équipement, afin d'éviter qu'elles ne se propagent sur l'ensemble du réseau. Il permet également d'assurer l'immunité d'un équipement aux perturbations présentes sur le réseau. La sélectivité des filtres dépend donc du contenu spectral que l'on souhaite conserver : c'est le premier critère de qualité que nous considérons pour notre dimensionnement.

De plus, en ajoutant une cellule de stabilisation aux filtres, il est également possible de leur confier la charge d'assurer un amortissement minimal du système. Les standards aéronautiques définissent des enveloppes à l'intérieur desquelles les signaux électriques peuvent évoluer en cas de perturbations. D'un point de vue temporel, il s'agit de contraintes sur l'aptitude des systèmes à retrouver un équilibre dans un temps donné, ce que l'on retrouve dans la définition de l'amortissement : c'est le second critère de qualité envisagé pour achever le dimensionnement du filtre.

Notre objectif est donc d'associer le critère de *Routh-Hurwitz* utilisé dans le chapitre précédent, qui ne prend pas en compte des marges de stabilité, aux critères de filtrage et d'amortissement afin de proposer un dimensionnement complet des filtres.

La première partie est consacrée à la présentation de ces critères de qualité, en venant compléter les abaques de stabilité définies précédemment. Nous montrons ensuite que le dimensionnement de ces filtres, suivant les contraintes définies, peut

être confié à des algorithmes d'optimisation. Ils permettent notamment de prendre en compte la minimisation de l'énergie stockée dans les éléments inductifs et capacitifs, un critère qui permet de minimiser la taille du filtre, et qui simplifie la gestion énergétique en cas d'arrêt.

## 4.2 Présentation des critères de qualité considérés pour le dimensionnement des filtres

Nous considérons dans un premier temps le réseau de la figure (4.1), afin de présenter les critères de qualité que nous allons utiliser pour le dimensionnement des filtres. Il regroupe le modèle de source défini précédemment, une topologie très simple de filtre associant une inductance et un condensateur, puis finalement le drive utilisé jusqu'ici, dont nous rappelons les principales caractéristiques :  $P_{meca}=30\text{kW}$ ,  $C_{em_{nom}}=8.1\text{Nm}$ ,  $\Omega_{nom}=3700\text{rad} \cdot \text{s}^{-1}$  et  $f_{dec}=20\text{kHz}$ .

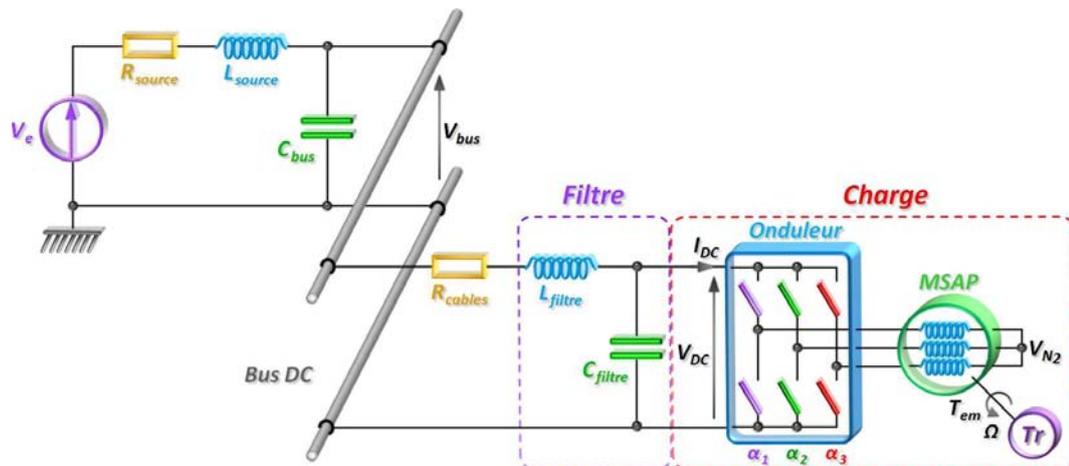


FIG. 4.1 – Réseau utilisé pour présenter les critères de qualité considérés

Notre objectif est de déterminer les valeurs des deux éléments constitutifs du filtre ( $L_{filtre}$  et  $C_{filtre}$ ), qui vérifient à la fois le critère de stabilité défini précédemment, et les critères de qualité que nous allons maintenant présenter. En d'autres termes, nous cherchons à caractériser l'ensemble des points appartenant au domaine stable des abaques, pour orienter le choix du concepteur.

### 4.2.1 Prise en compte du positionnement des fréquences de coupure des filtres afin d'intervenir sur les contenus fréquentiels

La qualité de l'énergie électrique revêt plusieurs formes, parmi lesquelles nous retrouvons une certaine notion de propreté des grandeurs électriques. Joseph Fourier (1768-1830) a montré qu'un signal périodique pouvait se décomposer en une

somme de signaux sinusoïdaux. En présence d'un courant alternatif, nous cherchons à limiter l'amplitude des harmoniques (multiples de la fréquence du fondamental), afin d'améliorer le facteur de puissance du réseau. Cette limitation du spectre est également recherchée en continu, pour obtenir une meilleure allure du courant sur le bus.

Dans le contexte des réseaux distribués de puissance, où plusieurs équipements sont connectés sur le même bus, les harmoniques générés par l'un d'entre eux peuvent perturber le fonctionnement des dispositifs voisins. Pour éviter ces problèmes, les concepteurs de réseaux proposent des normes [MIL04], qui définissent les quantités d'harmoniques maximales autorisées au niveau de chaque grandeur. La figure (4.2) présente les spécifications imposées par le standard aéronautique *MIL-STD-704F*, concernant le spectre en tension d'un réseau continu, dont la tension de bus est de 270V.

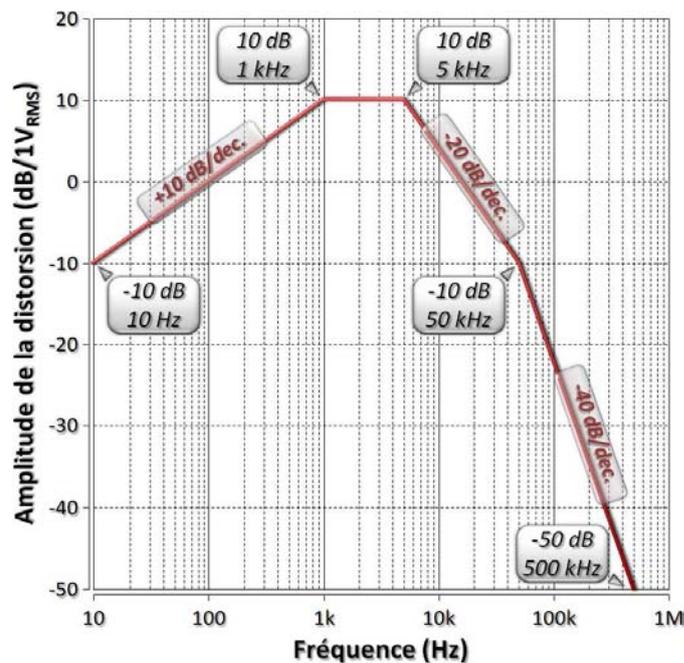


FIG. 4.2 – Spectre des amplitudes maximales pour un réseau continu 270 volts, imposées par le standard MIL-STD-704F

Le système que nous avons choisi d'étudier illustre une situation classique, que nous pouvons retrouver dans de nombreuses applications. Au niveau de la charge, le découpage réalisé par la commande du convertisseur statique génère des harmoniques de courant hautes fréquences. Le filtre, disposé entre le bus et la charge, vient éliminer ces harmoniques afin d'éviter la pollution du bus continu. Ce dernier doit également laisser passer les grandeurs basses fréquences transmises par la source, qui alimente le bus à travers un dispositif de redressement. Ce raisonnement justifie la topologie utilisée : elle correspond à un gabarit de filtre passe-bas du deuxième ordre.

L'équation caractéristique de ce filtre,  $1 - L_{\text{filtre}}C_{\text{filtre}}\omega^2$ , permet de calculer la fréquence de coupure donnée en (4.1).

$$f_{\text{coupure}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{\text{filtre}}C_{\text{filtre}}}} \quad (4.1)$$

Si nous négligeons, en première approximation, les résistances des câbles et du bobinage de l'inductance, son gabarit présente une résonance au niveau de  $f_{\text{coupure}}$ , suivit d'une pente à -40 décibels par décade. Par conséquent, nous choisissons de placer la cassure du filtre une décade avant la fréquence de découpage de l'onduleur, soit  $f_{\text{coupure}}=2\text{kHz}$  (ceci afin d'atténuer d'un rapport de 1/100 les harmoniques de découpage).

Comme les critères de qualité viennent compléter le dimensionnement des paramètres étudiés, nous reprenons le support qui se présente sous forme d'abaque. Nous rappelons qu'au niveau de *Maple*, il s'agit d'une matrice où sont écrits des 0 et des 1, afin de représenter respectivement les points stables et instables. Nous récupérons l'abaque construit à partir du critère de *Routh-Hurwitz* puis, pour l'ensemble des valeurs qui donne une fréquence de coupure égale à 2kHz, nous venons écrire la valeur 0.5 dans la matrice. Cette valeur permet de faire ressortir ces points lorsque nous traçons cette matrice, étant donné que la couleur d'un point dépend de sa valeur. À noter que l'abaque étant construit selon une trame définie par l'utilisateur (nombre fini de points), nous ajoutons des tolérances afin de prendre en compte les points du maillage dont la fréquence correspondante est proche de la valeur de  $f_{\text{coupure}}$ . Le fichier *Maple* incluant la programmation de cette fonction est donné dans l'annexe [E].

Nous obtenons l'abaque de la figure (4.3), où l'ensemble des points dont la fréquence de coupure est égale à 2kHz forment une droite.

L'expression (4.1) donne la relation qui lie  $L_{\text{filtre}}$  et  $C_{\text{filtre}}$ . Ainsi, nous constatons que la fonction  $L_{\text{filtre}} = f(C_{\text{filtre}})$  est représentée par une hyperbole suivant le plan de l'abaque. Avec les échelles logarithmiques, cette hyperbole devient une droite décroissante de coefficient directeur égal à (-1), dont la position varie selon la valeur de  $f_{\text{coupure}}$ .

Pour vérifier la sélectivité du filtre, nous réalisons des simulations en implémentant le modèle instantané du drive de la figure (4.1) sous *Saber*. Comme nous raisonnons sur la tension, nous représentons sur la figure (4.4) les spectres obtenus à partir de l'analyse *FFT* (Fast Fourier Transform) appliquée sur la tension du bus, avec et sans le filtre.

En comparant les deux spectres, nous retrouvons bien une atténuation de -40 décibels au niveau de la composante à 20kHz. La courbe de la figure (4.2) impose, pour cette valeur de fréquence, une composant inférieure ou égale à -2 décibels :

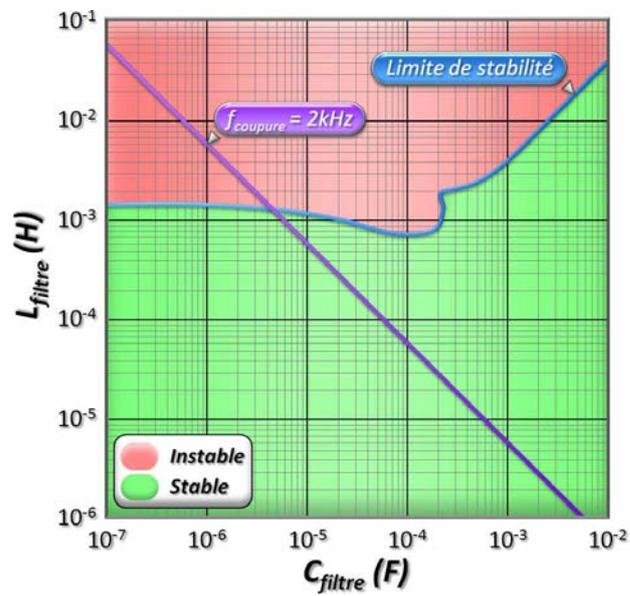


FIG. 4.3 – Abaque représentant le critère de filtrage

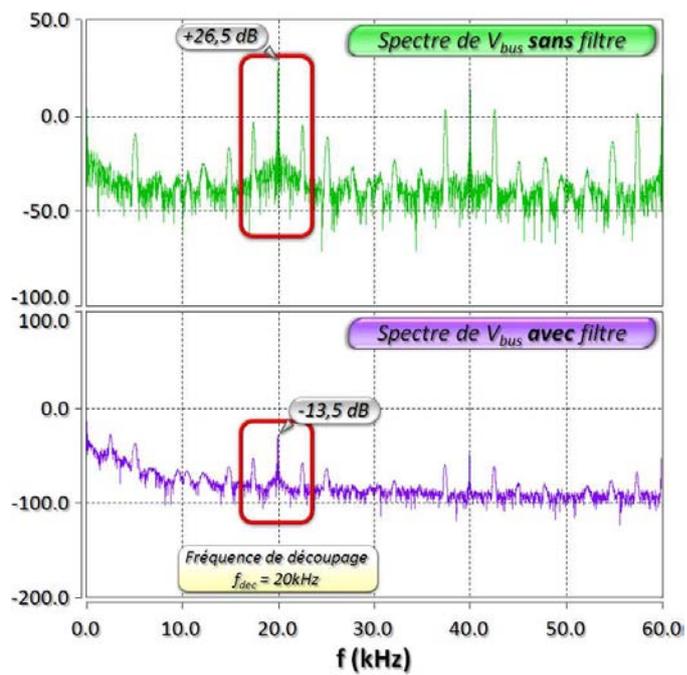


FIG. 4.4 – Analyse fréquentielle de la tension aux bornes du bus ( $V_{\text{bus}}$ ), avec et sans filtre

le filtre permet donc au système de respecter les spécifications demandées par le standard *MIL-STD-704F* (4.2).

### 4.2.2 Ajustement des dynamiques du système à travers l'étude de l'amortissement du pôle dominant

Le premier critère de qualité nous a permis de limiter les solutions à un ensemble de segments de droites sur l'abaque. Afin d'améliorer les propositions de dimensionnements du filtre, nous ajoutons un second critère extrait de la lecture des standards aéronautiques. Ces derniers présentent des enveloppes qui définissent les limites autorisées lors des transitoires d'une grandeur électrique. Le standard *MIL-STD-704F* par exemple, impose le gabarit présenté sur la figure (4.5), pour la tension aux bornes du bus.

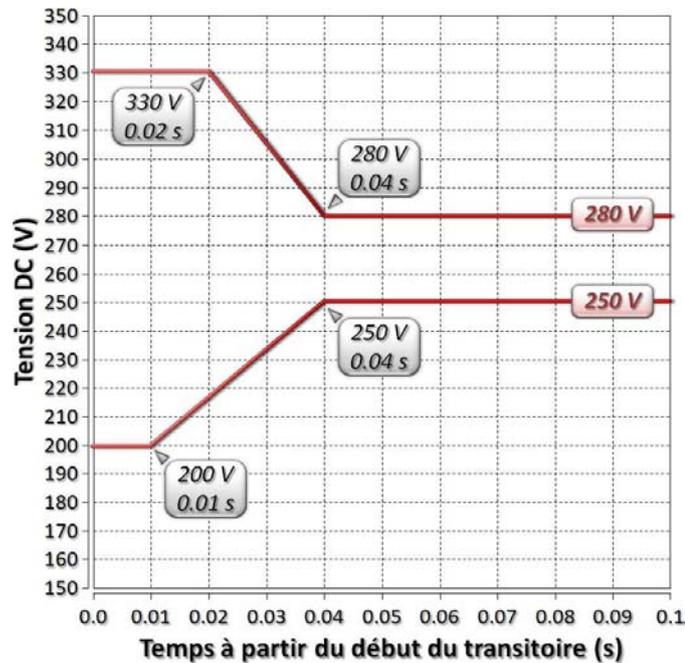


FIG. 4.5 – Enveloppes définies par le standard MIL-STD-704F pour les transitoires de la tension du bus

La représentation de nos systèmes ne permet pas véritablement d'étudier l'aspect dépassement, puisque les perturbations que nous provoquons sont sollicitées par des échelons sur la source; et par conséquent, le dépassement de la réponse varie en fonction de la valeur de l'échelon. En revanche du point de vue temporel, ces enveloppes sont assimilables à des contraintes sur le retour à une position d'équilibre, qui s'appliquent sur l'ensemble des grandeurs électriques. Nous retrouvons cette notion de performance lorsque nous évoquons l'amortissement d'un système. Cette notion complète bien celle de la stabilité, puisqu'en plus de garantir la convergence d'une grandeur, nous spécifions le temps maximum nécessaire pour que celle-ci retrouve un régime permanent.

Les expressions de nos modèles sont linéaires, ce qui nous permet d'étudier les dynamiques de la réponse à travers les racines du dénominateur. Si nous considérons un système modélisé par une expression du deuxième ordre (4.2), l'un des paramètres qui illustre sa dynamique est le coefficient d'amortissement, noté  $m$ .

$$E_{\text{caractéristique}} = 1 + \frac{2m}{\omega_0}p + \frac{1}{\omega_0^2}p^2 \quad (4.2)$$

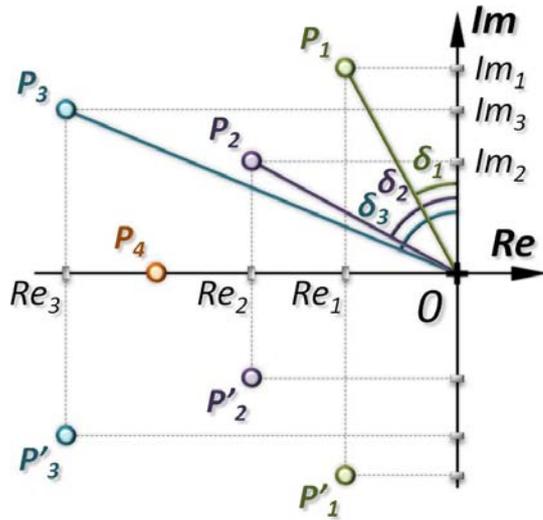
Nous distinguons plusieurs cas selon la valeur de  $m$  :

- $m > 1$  - le système est dit apériodique. Ses pôles étant réels, la réponse se décompose en plusieurs premiers ordres et ne présente donc aucun dépassement.
- $m = 1$  - le système est dit apériodique-critique. Il s'agit de la valeur limite avant l'apparition des oscillations.
- $0 < m < 1$  - le système est dit oscillant. Ses pôles deviennent complexes conjugués : des oscillations apparaissent lors des transitoires.
- $m = 0$  - le système est en limite de stabilité : les oscillations sont entretenues.
- $m < 0$  - le système est instable. Un amortissement négatif se traduit par une divergence de l'amplitude de la réponse.

Les modèles des systèmes étudiés présentent généralement des ordres supérieurs à deux. Les dynamiques se combinent et les pôles qui prédominent sont les pôles complexes conjugués situés au plus près de l'axe des imaginaires. La figure (4.6) propose une disposition des pôles d'un système du 7<sup>ème</sup> ordre. Les angles formés par les vecteurs  $\overrightarrow{OP_i}$  et l'axe des imaginaires, appelés  $\delta_i$  sur la figure, permettent de déterminer les pôles dominants. En effet, l'expression (4.3) montre que les sinus de ces angles correspondent aux coefficients d'amortissement. Par conséquent sur cet exemple, la dynamique la plus rapide est associée aux pôles complexes conjugués  $P_1$  et  $P'_1$ .

Notre second critère de qualité repose donc sur l'étude de l'amortissement des pôles dominants. En imposant une valeur minimale à ce coefficient, nous assurons un temps maximal de retour en régime permanent. Les autres dynamiques, plus rapides, ne peuvent que raccourcir la durée du régime transitoire.

L'implémentation de ce critère dans l'environnement *Maple* se décompose en plusieurs étapes. Pour minimiser les temps de calculs, nous ne retenons dans un premier temps que l'ensemble des points qui vérifient les deux précédents critères ; à savoir, un système stable, dont la fréquence de coupure du filtre a été définie. Ensuite, les coefficients d'amortissement sont calculés pour l'ensemble des pôles associés à chaque valeur. Ainsi, nous pouvons en déduire la valeur de l'amortissement du pôle dominant, pour chaque combinaison des paramètres de l'abaque. L'implémentation de ce critère sous *Maple* est donné dans l'annexe [E].



$$\Delta_i = \frac{4}{\omega_{0i}^2} (m_i^2 - 1)$$

$$\Leftrightarrow P_i = -m_i \omega_{0i} \pm \sqrt{1 - m_i^2} \omega_{0i} \cdot j$$

$$\Leftrightarrow \frac{-\Re(P_i)}{\|OP_i\|} = \frac{m_i \omega_{0i}}{\sqrt{m_i^2 \omega_{0i}^2 + (1 - m_i^2) \omega_{0i}^2}}$$

$$= \frac{m_i \omega_{0i}}{\omega_{0i}} = m_i \tag{4.3}$$

FIG. 4.6 – Disposition des pôles d’un système du 7<sup>ème</sup> ordre

De cette manière, nous obtenons l’abaque de la figure (4.7), pour un coefficient d’amortissement minimal de 0.06. En faisant une approximation à l’ordre 2, cette valeur correspond à une bande passante placée deux décades en dessous la fréquence de découpage des charges (soit 200Hz), pour un temps de réponse de 0.04s, défini sur les gabarits de la figure (4.5).

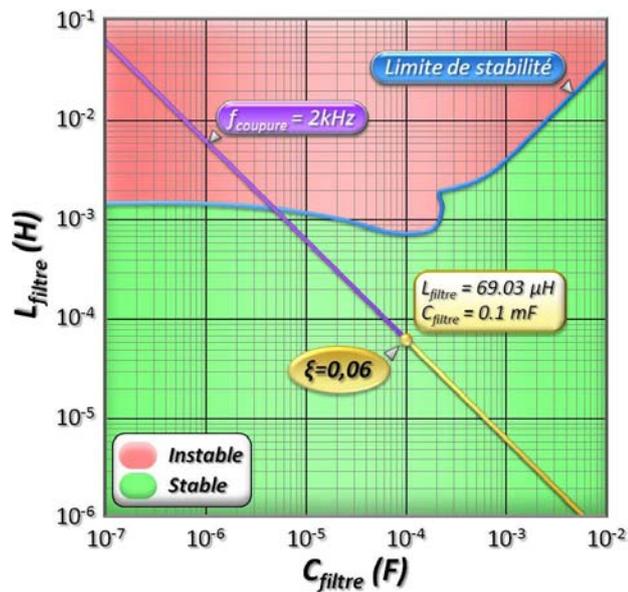


FIG. 4.7 – Abaque représentant le critère d’amortissement

En suivant le protocole défini dans le chapitre précédent, nous simulons le système avec le dimensionnement de la figure (4.7). La figure (4.8) donne l’évolution de la tension aux bornes du drive, suite à l’application d’un échelon de 10V sur  $V_e$ .

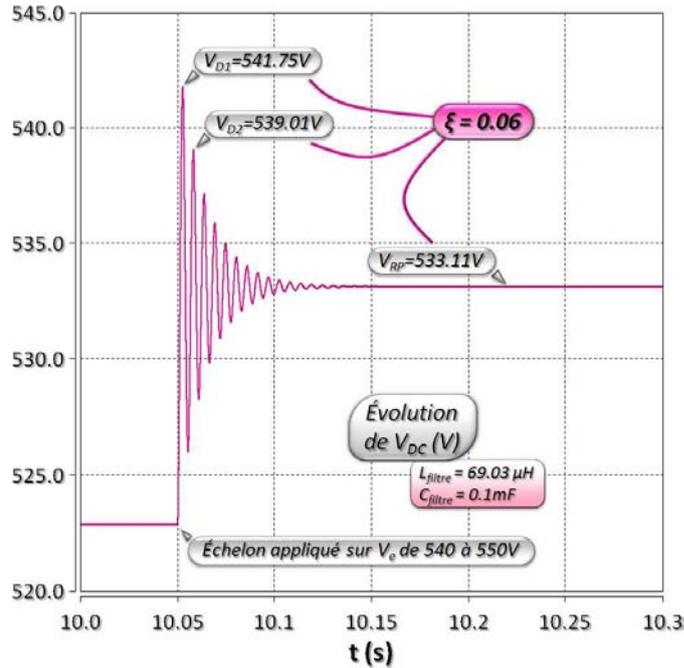


FIG. 4.8 – Évolution de la tension aux bornes du drive avec le dimensionnement retenu sur l'abaque

Pour vérifier notre dimensionnement, nous calculons le coefficient d'amortissement à partir de la réponse indicielle du système, à l'aide de la formule (4.4).

$$m_{graphique} = \frac{\ln \left( \frac{V_{D1} - V_{RP}}{V_{D2} - V_{RP}} \right)}{\sqrt{4\pi^2 + \ln^2 \left( \frac{V_{D1} - V_{RP}}{V_{D2} - V_{RP}} \right)}} \quad (4.4)$$

$$m_{graphique} = \frac{\ln \left( \frac{8.64}{5.9} \right)}{\sqrt{4\pi^2 + \ln^2 \left( \frac{8.64}{5.9} \right)}} = 0.06$$

La valeur du coefficient d'amortissement obtenue en simulation correspond bien à la valeur imposée lors du tracé de l'abaque. Étant donné qu'il s'agit d'un système du 6<sup>ème</sup> ordre, ce résultat signifie que le dimensionnement des paramètres  $L_{filtre}$  et  $C_{filtre}$ , de telle sorte que les pôles dominants présentent un amortissement minimal de 0.06, positionne les autres pôles sur des dynamiques beaucoup plus rapides. Il nous permet de valider notre approche de dimensionnement.

### 4.2.3 Conclusion

Nous avons défini deux critères de qualité qui permettent de finaliser le dimensionnement des paramètres étudiés sur l'abaque. En parfaite adéquation avec

les spécifications imposées par les standards aéronautiques, ils interviennent sur le contenu spectral et sur la dynamique des transitoires. Le premier critère limite les solutions à des segments de droites sur l'abaque, en spécifiant la fréquence de coupure du filtre. Le second critère permet quant à lui de déterminer les valeurs des paramètres en fonction de l'amortissement minimal souhaité.

## 4.3 Introduction des algorithmes d'optimisation appliqués au dimensionnement des filtres

### 4.3.1 Adaptation de l'étude aux algorithmes d'optimisation

Les abaques constituent un outil très convivial pour le dimensionnement des systèmes, notamment parce qu'ils proposent de visualiser directement les conséquences de plusieurs combinaisons de deux paramètres sur le comportement du système. Leur principal inconvénient est que le traitement de plus de deux paramètres devient rapidement délicat. En effet, à partir de trois paramètres, nous sommes obligés de tracer plusieurs abaques, ce qui rend leur interprétation laborieuse. Ceci est essentiellement lié au fait que c'est l'utilisateur qui, par son observation, va faire le choix de la solution optimale. De plus, il nous paraît même impossible de déterminer une solution optimale, prenant en compte simultanément les effets de l'ensemble des paramètres étudiés. Nous avons donc envisagé de confier ces dimensionnements à des algorithmes d'optimisation sous contraintes [Gir09b].

Nous nous sommes orientés vers deux types d'algorithmes différents : le premier repose sur l'étude du gradient du critère de convergence et le second est un algorithme génétique à nichage . Bien que la formulation du problème varie selon l'algorithme utilisé, ils nécessitent de transformer les critères de stabilité et de qualité en contraintes. Ils requièrent également la définition d'un critère de convergence, ou d'une fonction objectif, afin de guider l'évolution du vecteur paramètres. Par conséquent, nous commençons par expliciter ces deux points.

#### 4.3.1.1 Transformation des critères de stabilité et de qualité en contraintes

Les contraintes permettent de restreindre le domaine des solutions, en pénalisant celles qui ne vérifient pas les conditions qu'elles imposent. Dans notre cas, les dimensionnements proposés par les algorithmes d'optimisation doivent nécessairement donner un ensemble stable, ainsi qu'une certaine fréquence de coupure et un amortissement minimal. Comme plusieurs contraintes se retrouvent combinées, nous les normalisons afin qu'aucune d'entre elle ne soit, a priori, prépondérantes par rapport aux autres. Nous les exprimons sous forme d'inégalités, construites de sorte que les valeurs des contraintes soient comprises entre 0 et 1 . À noter que pour vérifier la contrainte  $C_i \leq 0$ , l'argument transmis à l'algorithme d'optimisation est uniquement  $C_i$ . La prise en compte de l'inégalité se fait de manière

implicite.

Le critère de *Routh-Hurwitz* nous permet d'étudier la stabilité en conservant le formalisme analytique. Néanmoins, les algorithmes d'optimisation que nous utilisons manipulent des valeurs numériques. C'est la raison pour laquelle nous reformulons notre critère de stabilité en reprenant l'idée de base : les parties réelles des pôles doivent toutes être strictement négatives. Le traitement réalisé est le suivant :

- Déterminer l'équation caractéristique à partir du modèle analytique du réseau ;
- Réaliser l'application numérique suivant les valeurs du vecteur paramètre ;
- Calculer l'ensemble des racines du dénominateur ;
- Extraire celle dont la partie réelle est la plus élevée.

Si cette dernière est négative, alors le système est stable. L'inégalité, ainsi que sa formulation normalisée, qui représente la contrainte de stabilité est donnée en (4.5). Tant que la partie réelle est négative ou nulle, la fonction *max* retourne un 0 ; lorsque la condition est violée, elle retourne un nombre positif qui tend vers 1 .

$$\Re_{\text{plus élevée}}(P_i) \leq 0 \rightsquigarrow \max \left( 0, \frac{2}{\pi} \arctan(\Re_{\text{plus élevée}}(P_i)) \right) \quad (4.5)$$

Le critère de filtrage impose le gabarit du filtre, en spécifiant les fréquences de ses cassures. Pour laisser plus de souplesse à l'algorithme, nous délimitons l'ensemble des valeurs possibles pour la fréquence de coupure par deux bornes, appelées  $f_{\min}$  et  $f_{\max}$ . L'inégalité, ainsi que sa formulation normalisée, qui représente la contrainte de filtrage est donnée en (4.6). Comme pour la précédente contrainte, la fonction *max* retourne un 0 tant que la fréquence est comprise entre les deux bornes ; puis un nombre positif qui tend vers 1 lorsque cette condition n'est pas vérifiée.

$$\begin{aligned} f_{\min} - f_{\text{coupure}} \leq 0 &\rightsquigarrow \max \left( 0, 1 - \frac{f_{\text{coupure}}}{f_{\min}} \right) \\ f_{\text{coupure}} - f_{\max} \leq 0 &\rightsquigarrow \max \left( 0, 1 - \frac{f_{\max}}{f_{\text{coupure}}} \right) \end{aligned} \quad (4.6)$$

Enfin, le critère d'amortissement est implémenté en calculant l'amortissement de l'ensemble des pôles associé à un vecteur paramètre. La valeur du coefficient correspondant au pôle dominant est ensuite comparée à l'amortissement minimum souhaité. L'inégalité, ainsi que sa formulation normalisée, qui représente la contrainte d'amortissement est donnée en (4.7). Elle renvoie les mêmes résultats que les contraintes précédentes.

$$m_{\text{min souhaité}} - m_{\text{pôle dominant}} \leq 0 \rightsquigarrow \max \left( 0, 1 - \frac{m_{\text{pôle dominant}}}{m_{\text{min souhaité}}} \right) \quad (4.7)$$

Ainsi, l'ensemble de nos critères ont été transformés en contraintes normalisées, qui peuvent être utilisées au niveau des algorithmes d'optimisation.

#### 4.3.1.2 Définition de la fonction permettant d'orienter les algorithmes

Le critère de convergence permet de différencier l'ensemble des solutions qui vérifient les contraintes. Cette fonction conditionne l'évolution du vecteur paramètre, renouvelé à chaque itération par l'algorithme, afin d'aboutir à la solution optimale du problème.

Dans un premier temps, nous avons envisagé de chercher à minimiser la masse du filtre, ce qui présente un intérêt considérable pour les concepteurs d'applications embarquées. Mais cette dernière, très sensible aux technologies utilisées - surtout au niveau des inductances -, est non seulement difficile à intégrer au problème, mais en plus, les résultats risqueraient de ne pas avoir beaucoup de sens. Nous nous sommes donc orientés vers la minimisation de l'énergie stockée dans le filtre. Compte tenu des relations (4.8), ce critère revient à chercher les plus petites valeurs d'inductance et de condensateur, vérifiant les contraintes de stabilité et de qualité.

$$\begin{cases} E_{L_{\text{filtre}}} = \frac{1}{2} L_{\text{filtre}} \cdot i_{\text{bus}}^2 \\ E_{C_{\text{filtre}}} = \frac{1}{2} C_{\text{filtre}} \cdot v_{DC}^2 \end{cases} \quad (4.8)$$

L'algorithme recherche, à partir du vecteur initial, le vecteur paramètres qui minimise la valeur du critère de convergence, en respectant les bornes qui permettent de limiter le domaine d'étude. Ainsi, pour un paramètre noté  $X_i$ , nous définissons ses deux bornes limites  $X_{i_{\min}}$  et  $X_{i_{\max}}$ . Il vient le critère de convergence pour  $n$  paramètres donné en (4.9).

$$f_{\text{critère}} = \sum_{i=1}^n \left( \frac{(X_i - X_{i_{\min}})}{(X_{i_{\max}} - X_{i_{\min}})} \right)^2 \quad (4.9)$$

Enfin, les algorithmes que nous utilisons sont étroitement liés à l'environnement *Matlab*. Par conséquent, nous traduisons l'équation caractéristique établie avec *Maple* sous forme d'un vecteur, qui regroupe les coefficients des différents ordres de  $p$ . L'optimisation peut commencer !

#### 4.3.2 Étude de la seconde topologie avec la méthode basée sur les abaques

Pour s'assurer que les solutions obtenues en appliquant les algorithmes d'optimisation vérifient bien les contraintes, nous commençons par traiter un dimensionnement faisant intervenir seulement deux paramètres. Nous aurons donc la possibilité de reporter les optimums sur un abaque.

Nous considérons la topologie de filtre présentée figure (4.9).

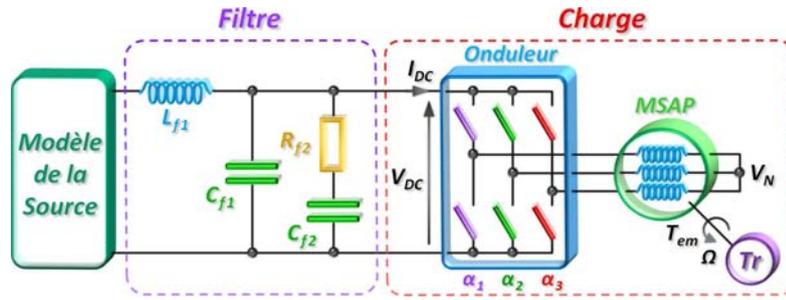


FIG. 4.9 – Seconde topologie considérée dans notre étude

Notre objectif est de dimensionner la cellule de filtrage, soit l'inductance  $L_{f1}$  et le condensateur  $C_{f1}$ , afin que l'ensemble soit stable, avec une fréquence de coupure égale à 2kHz et un amortissement minimal de 0.06. Ces contraintes nous permettent de tracer l'abaque de la figure (4.24).

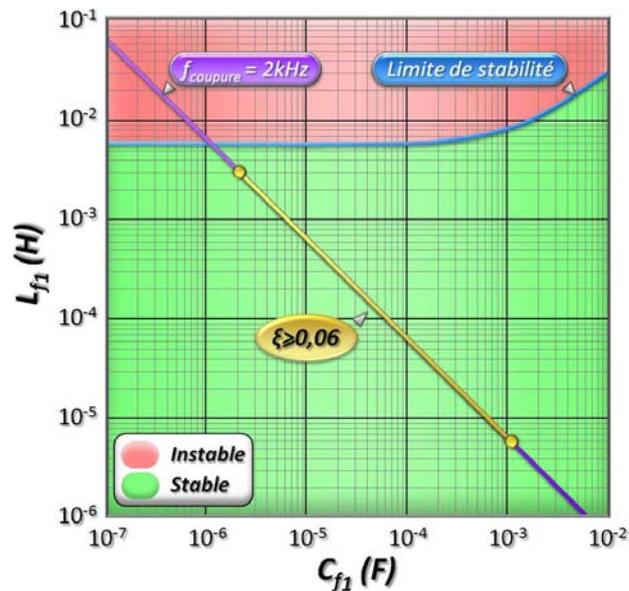


FIG. 4.10 – Abaque représentant les critères de stabilité et de qualité associés à la seconde topologie de filtre

Les dimensionnements qui vérifient l'ensemble des contraintes forment un segment, repéré  $\xi \geq 0.06$  sur la figure (4.24). Cet abaque constitue maintenant notre référence, sur laquelle nous pouvons reporter les résultats obtenus avec les algorithmes d'optimisation.

### 4.3.3 Utilisation d'un algorithme de convergence de type gradient

#### 4.3.3.1 Définition de l'algorithme

Le fonctionnement du premier algorithme est basé sur l'étude du gradient du critère de convergence [Bal95]. Il détermine l'orientation à donner au vecteur paramètre en évaluant les pentes de la fonction  $f_{\text{critère}}$ . Nous utilisons la fonction `fmincon` qui fait partie de la toolbox d'optimisation de *Matlab*. L'appel à cette fonction est le suivant :

$[X, fval] = \text{fmincon}(@\text{Fonc}, x0, A, b, Aeq, beq, lb, ub, @\text{mycon});$

Dont nous distinguons les différents arguments explicités ci-dessous :

X	Le vecteur paramètre retourné par la fonction
fval	Le valeur du critère de convergence retournée par le fonction
@Fonc	La fonction qui définit le critère de convergence
x0	Le vecteur paramètre initial
A,b,Aeq,beq	Les matrices qui permettent de borner le vecteur paramètre avec 'A,b' système linéaire posé sous forme d'inégalité et 'Aeq,beq' système linéaire posé sous forme d'égalité
lb,ub	Les bornes inférieures 'lb' et supérieures 'ub' associées à chaque paramètre
@mycon	La définition des contraintes présentées sous forme de deux vecteurs, 'c' pour celles sous forme d'inégalités et 'ceq' pour celles sous forme d'égalité

L'annexe [F] présente le fichier édité sous *Matlab* permettant de dimensionner  $L_{f_1}$  et  $C_{f_1}$  à l'aide de `fmincon`. Le domaine d'excursion est défini suivant les limites de l'abaque, et les paramètres initiaux sont fixés à  $1e^{-5}$ . À noter que pour trouver l'optimum de ce problème, l'exécution de l'algorithme nécessite à peine une seconde.

#### 4.3.3.2 Résultats obtenus avec la fonction *fmincon*

La valeur finale du critère de convergence retournée par la fonction `fmincon` est de  $1.26e^{-10}$ . Nous obtenons les valeurs de paramètres données en (4.10). Elles définissent l'optimum de la fonction  $f_{\text{critère}}$ , qui respecte les contraintes de stabilité et de qualité imposées. Pour nous en assurer, nous calculons le vecteur `@mycon` en exécutant le fichier de l'annexe [F] avec ces valeurs de paramètres. Les résultats présentés en (4.11) valident le dimensionnement proposé.

Une fois reporté sur l'abaque (4.11), nous constatons que ce dimensionnement appartient bien à l'ensemble de solution obtenu précédemment.

$$\begin{cases} L_{f_1} = 79.48\mu\text{H} \\ C_{f_1} = 79.48\mu\text{F} \end{cases} \quad (4.10) \quad \begin{cases} \Re_{\text{plus élevée}}(P_i) = -403.5 \quad (\checkmark) \\ f_{\text{coupure}} = 1999.3\text{Hz} \quad (\checkmark) \\ m_{\text{pôle dominant}} = 0.209 \quad (\checkmark) \end{cases} \quad (4.11)$$

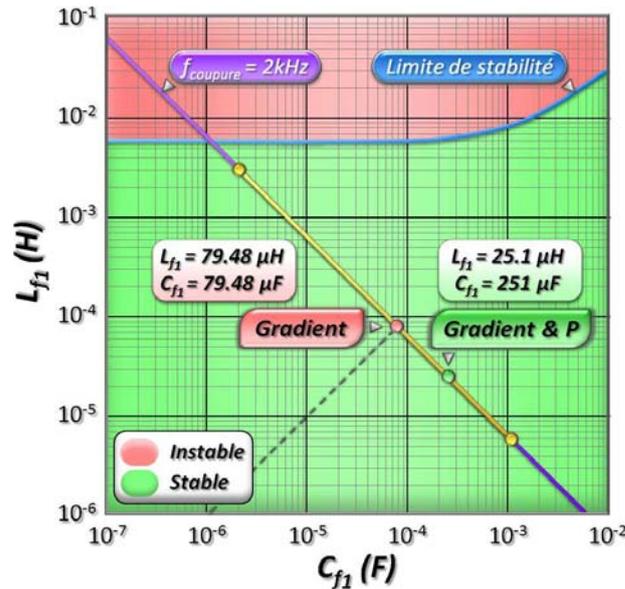


FIG. 4.11 – Abaque représentant les solutions obtenues avec la fonction fmincon

Naturellement, l’algorithme a recherché une solution minimisant de manière symétrique les valeurs de l’inductance et du condensateur, ce qui explique l’égalité de leurs valeurs. Pour donner plus d’importance à la minimisation d’un paramètre par rapport aux autres, nous ajoutons des pondérations au niveau du critère de convergence. Notées  $P_i$  dans (4.12), elles permettent d’accentuer ou d’atténuer les termes associés aux paramètres  $X_i$  de la somme.

$$f_{\text{critère}} = \sum_{i=1}^n \left( P_i \frac{(X_i - X_{i_{\min}})}{(X_{i_{\max}} - X_{i_{\min}})} \right)^2 \quad (4.12)$$

Ainsi, avec des coefficients de pondérations de 100 pour l’inductance et de 1 pour le condensateur, nous obtenons le dimensionnement (4.13). Nous l’avons également fait figurer sur l’abaque - Gradient & P - afin de vérifier qu’il appartenait lui aussi au domaine de solution déterminé précédemment. Les résultats du calcul du vecteur  $\text{@mycon}$  sont donnés pour information en (4.14).

$$\begin{cases} L_{f_1} = 25.19\mu\text{H} \\ C_{f_1} = 251.41\mu\text{F} \end{cases} \quad (4.13) \quad \begin{cases} \Re_{\text{plus élevée}}(P_i) = -370.2 \quad (\checkmark) \\ f_{\text{coupure}} = 2000\text{Hz} \quad (\checkmark) \\ m_{\text{pôle dominant}} = 0.145 \quad (\checkmark) \end{cases} \quad (4.14)$$

Le dimensionnement obtenu avec les pondérations vérifie bien les contraintes

imposées. La nouvelle définition de  $f_{\text{critère}}$  a permis sur cet exemple de minimiser davantage la valeur de l'inductance par rapport à celle du condensateur.

En conclusion, ce premier algorithme - de conception assez simple - détermine presque instantanément un dimensionnement, qui vérifie les critères de stabilité et de qualité qui ont été traduits sous forme de contraintes. Les pondérations spécifiées par le concepteur guident l'évolution du vecteur paramètres vers différents optimums, qui minimisent plus ou moins chaque paramètre.

La fonction `fmincon`, en rendant possible le dimensionnement simultané de plus de deux paramètres, nous a permis d'atteindre l'objectif que nous nous étions fixé. Néanmoins, la solution proposée est unique, ce qui ne laisse aucune liberté au concepteur pour intégrer d'autres critères à son problème. C'est la raison pour laquelle nous nous sommes orientés vers un algorithme génétique à nichage.

### 4.3.4 Application d'un algorithme génétique à nichage au dimensionnement des paramètres

#### 4.3.4.1 Définition de l'algorithme

Les algorithmes génétiques permettent de faire évoluer une famille de solutions vers une population mieux adaptée au problème posé, en utilisant le principe de sélection naturelle appliqué sur plusieurs générations [Mit96, Deb02]. Pour notre problème de dimensionnement, nous recherchons plusieurs solutions vérifiant certaines contraintes et minimisant l'énergie stockée au niveau du filtre. En d'autres termes, nous souhaitons proposer plusieurs individus au concepteur de réseau, afin de lui laisser la possibilité d'intégrer d'autres critères de sélection a posteriori. La figure (4.12) illustre le fonctionnement d'un algorithme génétique.

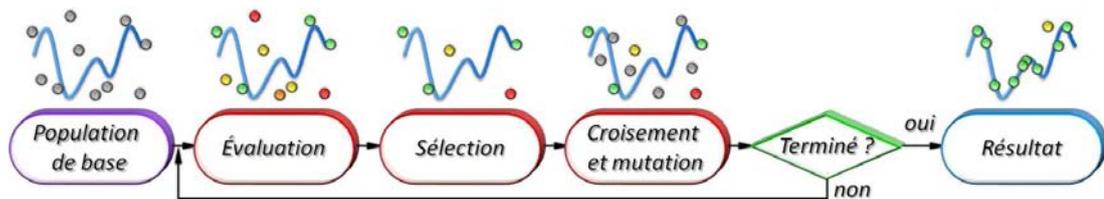


FIG. 4.12 – Principe de fonctionnement d'un algorithme génétique

L'algorithme commence par générer aléatoirement une population initiale de  $n$  individus. Chaque individu est ensuite évalué par rapport à l'objectif souhaité, puis une partie d'entre eux est sélectionnée selon les résultats de l'évaluation. De nouveaux individus (enfants) sont générés en croisant les individus parents retenus par la sélection. L'algorithme intègre également la probabilité que des mutations apparaissent durant cette étape. De cette manière, à chaque génération, la population se rapproche progressivement de l'objectif fixé.

Dans notre cas, chaque individu définit l'ensemble des paramètres que nous cherchons à optimiser. Lors d'un croisement, deux individus s'échangent un ou plusieurs paramètres, et les mutations correspondent à des permutations de paramètres au niveau d'un individu. Ces deux étapes sont conditionnées par des probabilités.

Nous avons choisi d'utiliser l'algorithme appelé *RTS* (Restricted Tournament Selection) [Har95]. Il s'agit d'un algorithme génétique (GA) à nichage [Sar98], c'est à dire qu'il cherche à faire émerger plusieurs espèces. Ces espèces représentent les individus peuplant les différentes niches, qui constituent les optimums de la fonction objectif, à l'intérieur du domaine d'étude. La figure (4.13) illustre la spécificité de ces algorithmes par rapport aux GA classiques.

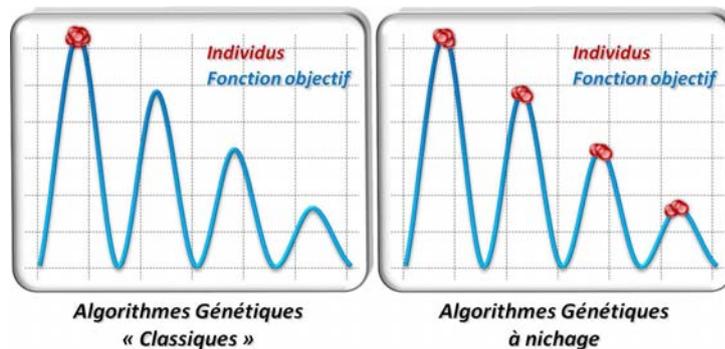


FIG. 4.13 – Comparaison des résultats obtenus entre un GA classique et un GA à nichage

Le fonctionnement de *RTS* est décrit sur la figure (4.14). La première étape consiste à sélectionner deux individus choisis aléatoirement dans la population initiale, comprenant  $n$  éléments. Ces deux parents, notés  $p_1$  et  $p_2$ , sont croisés puis mutés, afin de former deux enfants, que nous appelons  $e'_1$  et  $e'_2$ . Ensuite, un échantillon de  $w$  individus est prélevé au niveau de la population initiale. Les deux enfants  $e'_1$  et  $e'_2$  rentrent alors en compétition - *Tournament* - avec les individus de l'échantillon, dont les caractères génétiques sont les plus proches de ces deux enfants. Les vainqueurs de cette compétition, qui correspondent aux individus répondant le mieux à l'objectif recherché, sont réintroduits dans la population, et ce traitement est appliqué à chaque génération.

L'implémentation de cet algorithme est réalisée en langage C, puis le code est compilé sous *Matlab* avec la commande suivante :

```
mex RTS.C -lcc engmatopts.bat
```

*RTS* est ensuite lancé depuis le fichier exécutable créé une fois la compilation achevée. Il communique avec un fichier de *Matlab* (*fitness.m*), où la fonction objectif est décrite. Une fois que les générations sont terminées, nous récupérons les résultats sous forme d'un tableau.

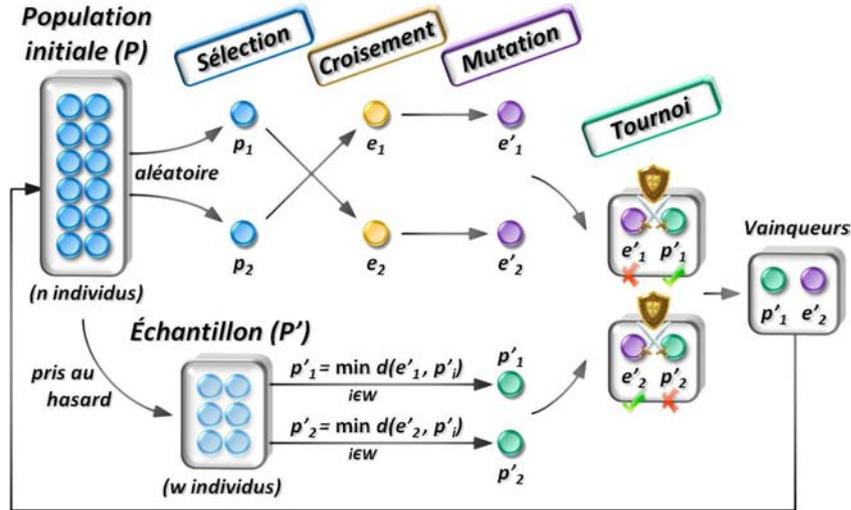


FIG. 4.14 – Principe de fonctionnement de l’algorithme RTS

Nous terminerons la présentation de *RTS* par la prise en compte des contraintes. Celles-ci sont placées au niveau de la définition de la fonction objectif, en leur associant un poids très élevé. De cette manière, lorsqu’une des contraintes n’est pas respectée, une forte pénalité est appliquée aux individus concernés. La fonction objectif donnée en (4.15) regroupe donc deux sommes caractérisant la minimisation des paramètres et la vérification des contraintes.

$$f_{objectif} = \sum_{i=1}^n \left( P_i \frac{(X_i - X_{i_{min}})}{(X_{i_{max}} - X_{i_{min}})} \right)^2 + 10^5 \cdot \sum_{j=1}^m (C_j) \quad (4.15)$$

Nous présentons le détail du fichier `fitness` associé à cette étude dans l’annexe [G].

#### 4.3.4.2 Résultats obtenus avec l’algorithme *RTS*

Nous appliquons ce programme basé sur l’algorithme *RTS* au problème de dimensionnement des paramètres  $L_{f_1}$  et  $C_{f_1}$  de la topologie présentée figure (4.9). Nous considérons une population de 100 individus pouvant évoluer selon les mêmes limites que celles imposées sur l’abaque. Après 400 générations, les principaux individus qui apparaissent au niveau de chaque niche sur population finale sont représentés figure (4.15). À noter que l’algorithme nous donne un ensemble de points compris entre 4 et 7, dont l’optimum par rapport à notre objectif est noté 1. Le paramétrage de l’algorithme, comme par exemple le choix du nombre d’individus et de générations, a été fait arbitrairement, de manière à ce que l’ensemble des individus évoluent de manière stables (éviter la destruction des niches).

Ils se positionnent suivant une droite, qui est incluse au domaine obtenu en utilisant la méthode basée sur les abaques. Ils vérifient donc les contraintes de stabilité et de qualité imposés. Avec cet algorithme, nous obtenons presque le même

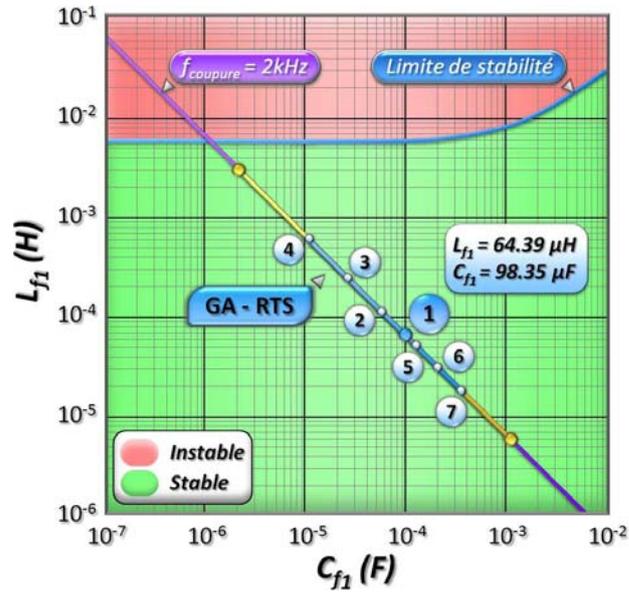


FIG. 4.15 – Abaque représentant les individus obtenus avec RTS après 400 générations

ensemble de solutions qu'avec les abaques, sans être limité à seulement deux paramètres. Le concepteur dispose de plusieurs solutions, et il peut en apprécier la qualité par rapport aux objectifs fixés, en comparant leur valeur de  $f_{objectif}$ .

En effet pour cette étude, nous avons associé des pondérations afin de rechercher une solution minimisant davantage la valeur de l'inductance (70%) par rapport à celle du condensateur (30%). La courbe de la figure (4.16) représente l'évolution des valeurs de  $f_{objectif}$  suivant les individus numérotés de 1 à 7 sur l'abaque. Elle permet de les comparer les uns par rapport aux autres, l'optimum étant l'individu dont les valeurs sont les plus en adéquation l'objectif défini dans le fichier `fitness`.

Avec ces informations, le concepteur a donc la possibilité d'intégrer d'autres critères et de choisir un dimensionnement différent de l'optimum. Au final, la comparaison des valeurs de  $f_{objectif}$  pour la solution retenue et l'optimum donne un indice de qualité par rapport au critère de minimisation de l'énergie stockée, suivant les pondérations appliquées.

### 4.3.5 Conclusion

Les algorithmes d'optimisation sous contraintes facilitent le dimensionnement des éléments constitutifs d'un filtre en respectant les critères de stabilité et de qualité définis précédemment. Ils intègrent la minimisation de l'énergie stockée à travers soit le critère de convergence, soit la fonction objectif, en fonction du type d'algorithme considéré.

La fonction `fmincon` de *Matlab* retourne la solution répondant le mieux au problème, en s'orientant à partir du gradient de la fonction représentant le critère de convergence. La recherche de plusieurs niches d'individus répondant aux objec-

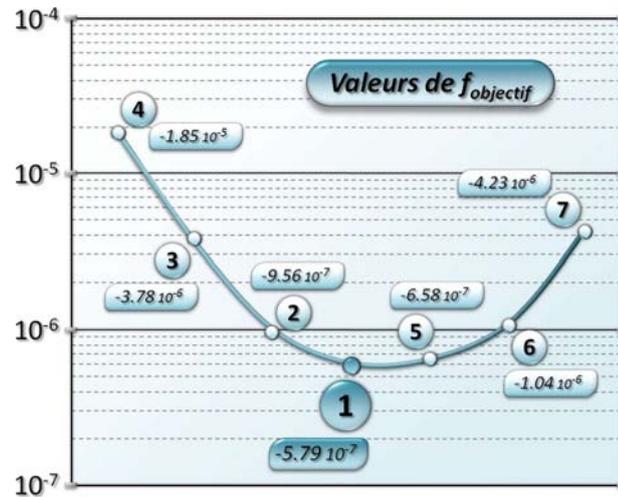


FIG. 4.16 – Évolution des valeurs de la fonction objectif suivant les individus retenus sur l'abaque

tif est possible en utilisant l'algorithme génétique *RTS*. Il offre plus de liberté au concepteur qui peut intégrer d'autres critères au problème, comme des contraintes de réalisation par exemple.

Validé avec deux paramètres, nous allons maintenant appliquer *RTS* sur des systèmes plus complexes.

## 4.4 Applications de l'outil développé aux dimensionnements de plus de deux paramètres

L'objectif de cette partie est d'illustrer la possibilité de dimensionner un nombre important de paramètres, suivant des critères de stabilité et qualité, en recherchant une énergie stockée minimale dans les filtres.

### 4.4.1 Mise en application sur les quatre paramètres du filtre à deux cellules

Dans un premier temps, nous cherchons à dimensionner les quatre éléments qui constituent le filtre d'entrée du drive, en considérant la topologie présentée figure (4.9). Pour se faire, nous devons tout d'abord spécifier les contraintes de stabilité et de qualité, l'objectif recherché, ainsi que les différents réglages qui conditionnent le fonctionnement de l'algorithme.

Nous reprenons les contraintes utilisées précédemment lors du dimensionnement de la cellule de filtrage ( $L_{f1}, C_{f1}$ ), auxquelles nous ajoutons une condition sur la dynamique de la cellule de stabilisation ( $R_{f2}, C_{f2}$ ). Pour que cette cellule atténue le phénomène de résonance, nous devons placer sa fréquence de coupure en dessous

celle de la première cellule. Nous limitons sa valeur à 1.5kHz.

Nous devons préciser à l'algorithme les objectifs souhaités au niveau de chaque paramètre afin d'orienter l'évolution de notre population d'individus. Nous cherchons les valeurs les plus faibles d'inductance et de condensateurs qui minimisent l'énergie stockée dans le filtre ; et la plus grande valeur de résistance, pour pouvoir minimiser au maximum la valeur de  $C_{f_2}$  ainsi que les pertes. Généralement, les concepteurs fixent la valeur de cette résistance légèrement inférieure à la valeur absolue de la résistance équivalente du drive. Cette dernière étant négative puisqu'il s'agit d'une charge absorbant une puissance constante, ils s'assurent ainsi que la résistance équivalente soit positive, afin d'éviter l'apparition d'instabilités. Dans notre cas, nous étudions la stabilité du système en prenant en compte l'ensemble de ses dynamiques, ce qui nous permet d'explorer un domaine plus large, pour choisir la valeur  $R_{f_2}$ . Enfin, les pondérations que nous avons utilisées pour chaque paramètre sont les suivantes : 50% pour  $L_{f_1}$ , 10% pour  $C_{f_1}$  et 20% pour  $R_{f_2}$  et  $C_{f_2}$ .

Au niveau du paramétrage de *RTS*, nous considérons une population de 100 individus, auxquels nous faisons subir 1000 générations. La taille de l'échantillon ( $w$ ) est un facteur prédominant dans la recherche des niches. Si nous choisissons un échantillon trop petit, la découverte de nouvelles niches risque d'être limitée ; mais si nous en choisissons un trop grand, elles risqueraient de ne plus émerger. En l'absence de solution permettant d'optimiser la taille de cet échantillon, nous fixons  $w$  à  $n/2$  - les compétitions auront lieu avec la moitié de la population initiale -, et seul l'optimum est étudié. Selon ses besoins, le concepteur pourra tester plusieurs valeurs de  $w$  afin de parvenir à une répartition optimale des individus selon plusieurs niches.

L'exécution de *RTS* se conclut par l'optimum dont les valeurs sont données en (4.16). Comme précédemment, nous vérifions que l'ensemble des contraintes sont bien respectées en calculant les pôles du système, ainsi que la fréquence de coupure du filtre. Les résultats obtenus sont donnés en (4.17), et ils permettent de conclure que l'optimum trouvé par *RTS* vérifie bien les contraintes imposées.

$$\left\{ \begin{array}{l} L_{f_1} = 53.22\mu\text{H} \\ C_{f_1} = 118.98\mu\text{F} \\ R_{f_2} = 100\Omega \\ C_{f_2} = 1.061\mu\text{F} \end{array} \right. \quad (4.16) \quad \left\{ \begin{array}{l} \Re_{\text{plus élevée}}(P_i) = -311.65 \quad (\checkmark) \\ f_{\text{coupure}_{LC}} = 2000\text{Hz} \quad (\checkmark) \\ f_{\text{coupure}_{RC}} = 1500\text{Hz} \quad (\checkmark) \\ m_{\text{pôle dominant}} = 0.179 \quad (\checkmark) \end{array} \right. \quad (4.17)$$

Pour valider ce dimensionnement, nous simulons le système de la figure (4.9) sous *Saber*. La courbe tracée figure (4.17) donne l'évolution de la tension aux bornes du drive, suite à l'application d'un échelon sur la tension de la source ( $V_e$ ).

Le coefficient d'amortissement mesuré au niveau de la courbe est légèrement supérieur à la valeur obtenue théoriquement pour les pôles dominants (4.17). Il

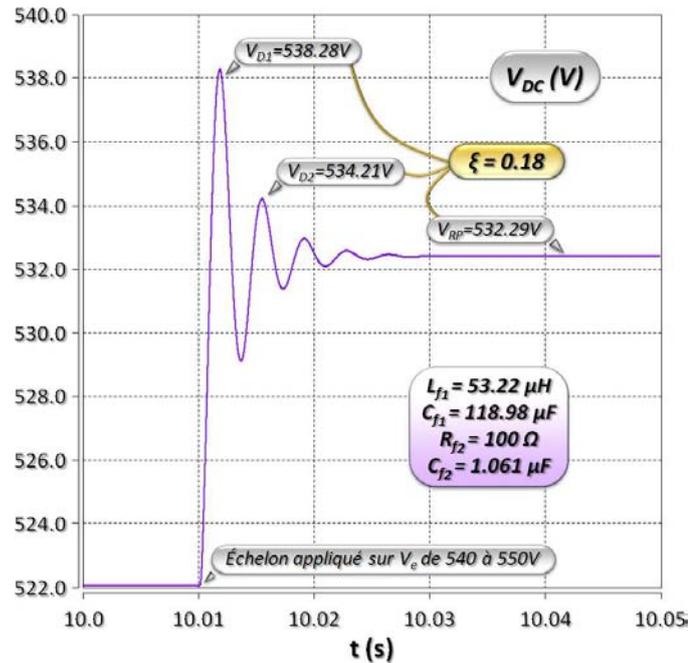


FIG. 4.17 – Évolution de la tension aux bornes du drive avec le dimensionnement proposé par RTS

s'agit en fait des autres pôles, qui ne sont pas négligeables et qui ajoutent un peu plus d'amortissement au système. Les résultats de simulation corroborent ceux obtenus sous *Matlab*, nous permettant de valider le dimensionnement de ces quatre paramètres avec *RTS*.

#### 4.4.2 Dimensionnement de deux filtres sur un réseau comprenant deux charges

Nous allons maintenant appliquer *RTS* sur un exemple plus complexe, où les deux filtres d'entrée de la figure (4.18) sont à dimensionner, soit 6 paramètres au total.

La mise en équation du problème reprend ce qui a déjà été fait dans les parties précédentes. Comme le modèle regroupe l'ensemble des dynamiques, les critères de stabilité et d'amortissement restent les mêmes quelque soit le système étudié. Nous avons donc juste à spécifier les gabarits fréquentiels des filtres. Les fréquences de coupure des cellules de filtrage sont placées une décade en dessous les fréquences de découpage des charges, soit 2kHz ; et la dynamique de la cellule de stabilisation est bornée à 1.5kHz.

Nous recherchons une solution minimisant l'énergie stockée, à partir d'une population 100 individus. Nous obtenons l'optimum donné en (4.18) après 8000 générations.

Ce résultat tient compte des pondérations suivantes, appliquées au niveau de

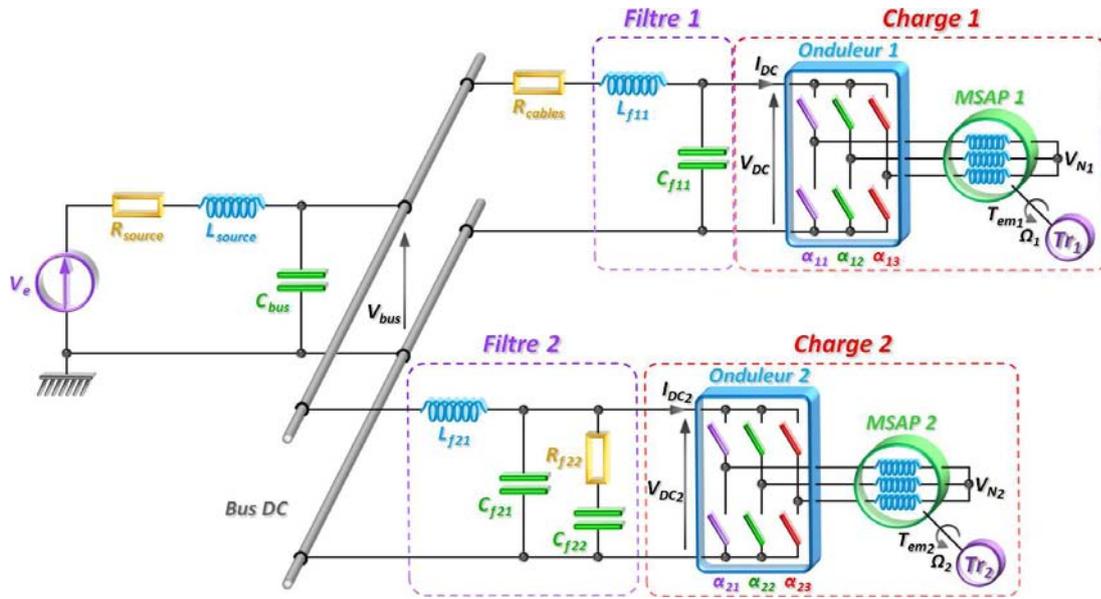


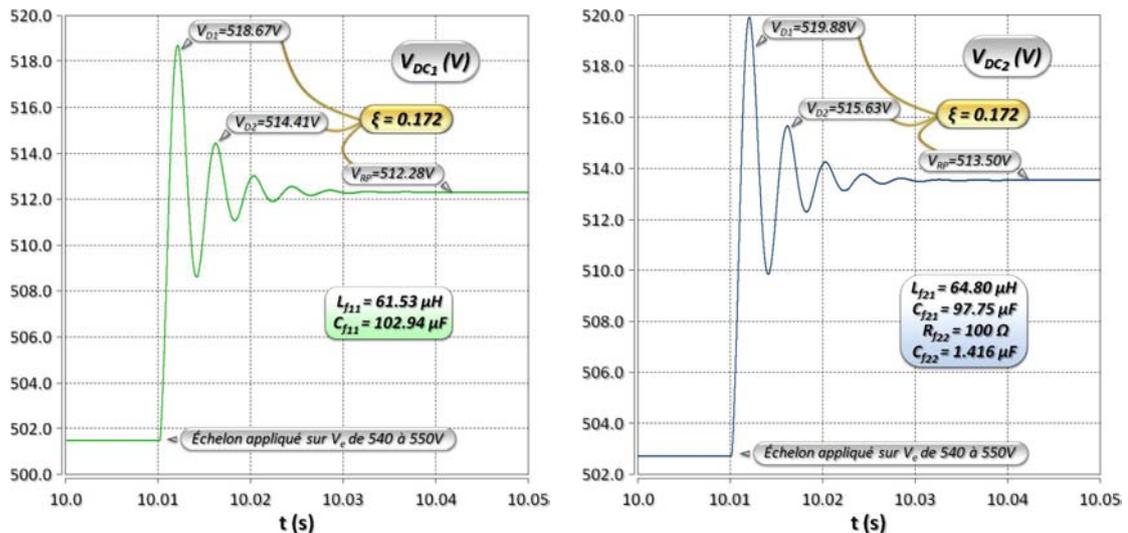
FIG. 4.18 – Réseau considéré pour étudier le dimensionnement des filtres d'entrée des drives

$$\left\{ \begin{array}{l} L_{f11} = 61.53\mu\text{H} \\ C_{f11} = 102.94\mu\text{F} \\ L_{f21} = 64.80\mu\text{H} \\ C_{f21} = 97.75\mu\text{F} \\ R_{f22} = 100\Omega \\ C_{f22} = 1.416\mu\text{F} \end{array} \right. \quad (4.18)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \Re_{\text{plus positive}}(P_i) = -267.36 \quad (\checkmark) \\ f_{\text{couverture}_{LC1}} = 2000\text{Hz} \quad (\checkmark) \\ f_{\text{couverture}_{LC2}} = 2000\text{Hz} \quad (\checkmark) \\ f_{\text{couverture}_{RC}} = 1124\text{Hz} \quad (\checkmark) \\ m_{\text{pôle dominant}} = 0.171 \quad (\checkmark) \end{array} \right. \quad (4.19)$$

chaque paramètre : 25% pour  $L_{f11}$  et  $L_{f21}$ , 10% pour  $C_{f11}$  et  $C_{f21}$  et 15% pour  $R_{f2}$  et  $C_{f2}$ . Nous nous assurons qu'il vérifient l'ensemble des contraintes du point de vue théorique avec les résultats donnés en (4.19).

Ce dimensionnement est testé une fois encore avec une simulation réalisée sous *Saber*. Nous représentons les évolutions des deux tensions aux bornes de chaque drive de la figure (4.17), suite à l'application d'un échelon sur la tension de la source ( $V_e$ ).



(a.) Tension d'entrée du drive n°1

(b.) Tension d'entrée du drive n°2

FIG. 4.19 – Évolution des tensions aux bornes des deux drives avec les paramètres proposés par RTS

Ces résultats de simulation corroborent ceux calculés à partir de l'optimum donné par *RTS* lors de la vérification des contraintes, comme en atteste la mesure des coefficients d'amortissements au niveau des courbes.

Dans ce manuscrit, nous présentons les premiers résultats qui tentent de répondre à une problématique bien connue lorsqu'il s'agit d'assembler plusieurs sous-systèmes. Il convient de dimensionner les filtres de telle sorte que l'ensemble du réseau suivent les spécifications du cahier des charges. Pour mener à bien notre étude, il nous a été nécessaire de faire plusieurs choix aussi bien pour les critères de qualité, qu'au niveau de la définition de la fonction objectif. Nous n'avons donc pas exploré toutes les richesses que peut apporter l'outil développé. Il pourrait également être appliqué au dimensionnement d'autres paramètres - comme le condensateur  $C_{bus}$  par exemple - et surtout avec d'autres définitions du problème.

### 4.4.3 Conclusion

À l'issue de ces deux exemples, nous pouvons conclure que cet algorithme permet bien de dimensionner un nombre important de paramètres, tout en respectant

un ensemble de critères qui lui sont imposés. À partir des contraintes définies dans les standards, le concepteur peut faire le choix des topologies de filtres qu'il est nécessaire d'utiliser. Une fois que le système est entièrement défini, l'algorithme génétique se charge de faire évoluer les individus vers une solution optimale au problème. Selon ses propres critères, le concepteur pourra faire apparaître plusieurs niches en choisissant judicieusement les différentes valeurs de réglage de *RTS*. Les simulations réalisées sous *Saber* nous ont permis de valider les résultats trouvés pour chaque système.

## 4.5 Ouverture vers les études de stabilité multi-paramètres

Cette dernière partie vient s'insérer à la fin de ce chapitre, afin de présenter les premiers résultats obtenus au niveau des études de stabilité réalisées à partir d'algorithmes génétiques. Il s'agit donc d'une amorce aux perspectives qu'apportent ces outils. À noter toutefois que ces recherches nous ont permis d'améliorer les résultats obtenus précédemment, en redéfinissant nos objectifs de manière plus appropriée.

### 4.5.1 Utilisation d'un algorithme génétique appliqué à l'analyse multi-paramètres

À la base, l'introduction des algorithmes d'optimisation dans notre étude correspondait au souhait de pouvoir dimensionner simultanément plus de deux paramètres. Mais après les avoir utilisés dans ce sens, nous constatons qu'ils se révèlent être de très bons outils d'analyse multi-paramètres. Dans le précédent chapitre, nous avons montré l'intérêt des abaques de stabilité, aussi bien comme outil de dimensionnement que d'analyse. Les études selon un ou deux paramètres ne nécessitent qu'un seul abaque. Ceci n'est plus le cas lorsque nous en considérons trois, puisque nous devons tracer autant d'abaques que de valeurs prises par ce dernier paramètre. D'où l'idée d'utiliser *RTS* pour faciliter ce type d'études.

Comme précédemment lorsque nous nous intéressions au dimensionnement des filtres, nous présentons l'analyse de stabilité sur un cas simple, comportant seulement deux paramètres. Ces conditions nous permettent de tracer un abaque afin de vérifier les résultats donnés par *RTS*. L'étude consiste à ne prendre en compte que la stabilité du système comme unique objectif, soit (4.20).

$$f_{\text{objectif}} = \max \left( 0, \frac{2}{\pi} \arctan (\Re_{\text{plus élevée}} (P_i)) \right) \quad (4.20)$$

Il n'y a donc plus de critère de minimisation : seule la contrainte de stabilité définie précédemment est utilisée pour guider l'algorithme. Pour bien représenter les domaines de stabilité, nous superposons plusieurs populations d'individus. En reprenant le système de la figure (4.9), l'application de *RTS* sur les paramètres  $L_{f_1}$

et  $C_{f_1}$  donne les résultats présentés figure (4.20).

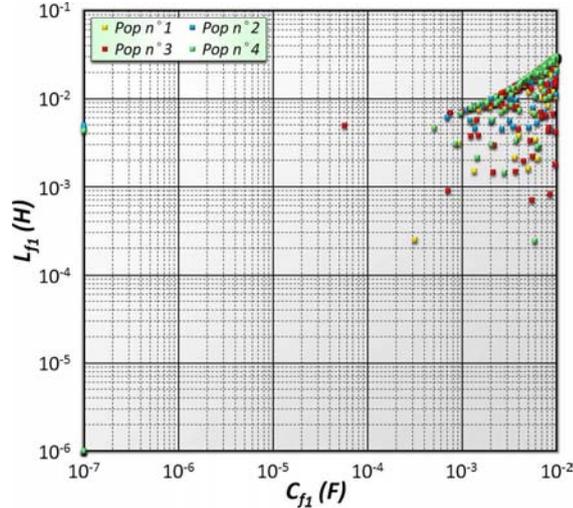


FIG. 4.20 – Populations d’individus ayant des distributions ne tenant pas compte des échelles logarithmes

Nous constatons sur les quatre populations représentées, que la majeure partie des individus sont concentrés au niveau d’une seule zone. D’où notre première hypothèse : l’évolution de l’algorithme diverge quelque soit la population initiale. En fait, l’explication de ce résultat se trouve dans le principe d’évolution de la population avec *RTS*. Ce dernier disperse linéairement les individus, alors que lorsque nous avons formulé notre problème, les bornes ont été définies sous forme de puissances de dix, ceci afin de couvrir un large domaine. Sur la figure (4.20), nous observons une distribution logarithmique, avec seulement des valeurs d’inductance et de condensateur élevées. Pour pallier ce problème, nous le reformulons suivant la modification décrite en (4.21) : nous n’utilisons plus les nombres sous forme de puissance de dix, mais les chiffres des puissances comme paramètres dans *RTS*.

$$\begin{array}{rcl}
 L_{f_1} = X(1) & \rightsquigarrow & L_{f_1} = 10^{X(1)} \\
 X(1) \in [10^{-6}, 10^{-1}] & & X(1) \in [-6, -1] \\
 \hline
 C_{f_1} = X(2) & \rightsquigarrow & C_{f_1} = 10^{X(2)} \\
 X(2) \in [10^{-7}, 10^{-2}] & & X(2) \in [-7, -2]
 \end{array} \tag{4.21}$$

En redéfinissant l’ensemble du problème, nous obtenons les résultats de la figure (4.22) qui regroupent six populations différentes. La zone délimitée par l’ensemble des individus peut être comparée au domaine stable de l’abaque de stabilité, rappelée figure (4.21). À noter que pour cette étude, nous avons choisi une population de  $n=200$  individus, avec un échantillon de tournoi le plus grand possible, soit  $w=n=200$ . Cela nous permet de favoriser les compétitions entre individus appartenant aux mêmes niches (compétitions intra-niches), afin d’obtenir une meilleure diversité génétique (stabilité des niches).

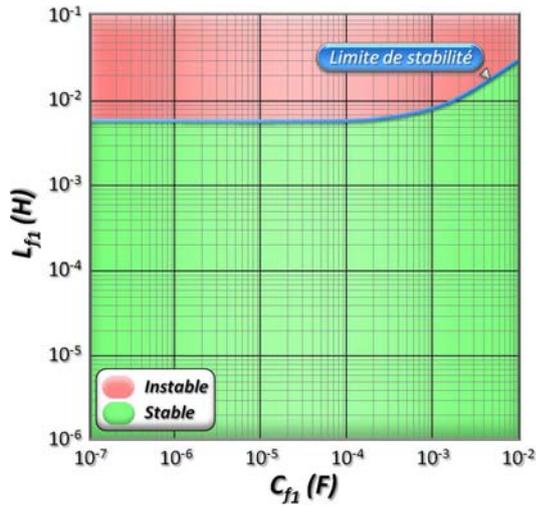


FIG. 4.21 – Rappel de l’abaque de stabilité obtenue pour le dimensionnement de la cellule de filtrage

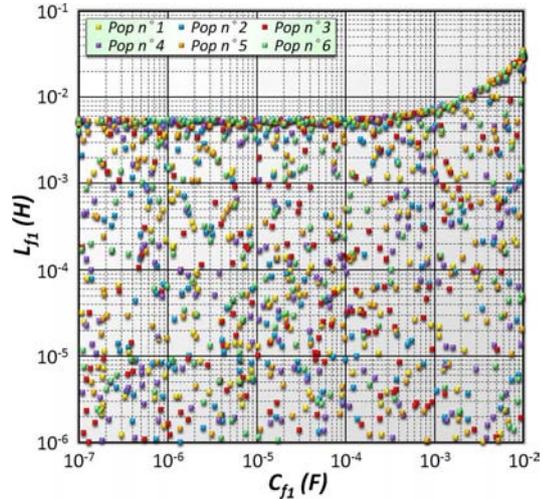


FIG. 4.22 – Distribution d’individus après avoir normalisé les paramètres

Finalement, en linéarisant le domaine de variation des paramètres, les individus se répartissent uniformément sur l’ensemble du domaine stable.

Pour améliorer la disposition des individus, qui revêt un caractère aléatoire sur *RTS*, nous avons testé un autre algorithme génétique, qui inclut une fonction de Clearing . L’objectif de cette fonction est d’essayer de répartir de manière homogène les individus sur l’ensemble du domaine des solutions, à partir de la définition d’un rayon ( $\sigma$ ) qui vient séparer les individus entre eux. Nous obtenons les résultats présentés figure (4.23), pour différentes valeurs de  $\sigma$ .

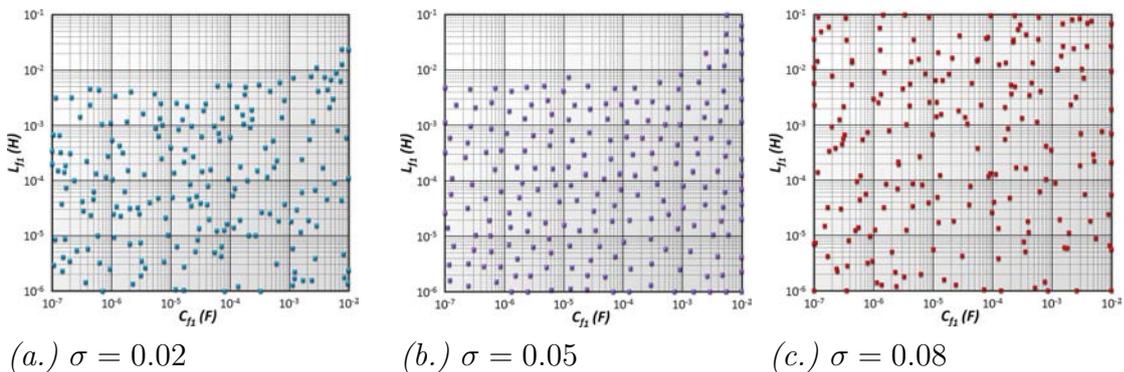


FIG. 4.23 – Résultats obtenus avec un algorithme génétique intégrant une fonction de clearing, pour différentes valeurs de rayon

Ces résultats montrent à quel point il est important de bien choisir la valeur du rayon d’éclaircissement ( $\sigma$ ), en fonction de la taille du domaine d’étude. Lorsque nous utilisons un rayon presque idéal - cas (b.) - la trame formée par l’ensemble des

individus est plus régulière que celles obtenues avec *RTS*. Nous avons davantage la certitude d'avoir exploré l'ensemble du domaine stable. Néanmoins, de mauvais paramétrages de cet algorithme donnent des résultats qui ne représentent plus aucun intérêt. Si la valeur de  $\sigma$  est trop faible - cas (a.) -, des vides apparaissent entre des groupes d'individus qui ont été trop rapprochés les uns des autres ; et si elle est trop grande - cas (c.) -, l'algorithme ne parvient pas à éliminer certaines solutions instables, n'ayant plus la place d'ajouter d'autres individus sur le plateau.

Cet algorithme se base sur une autre approche pour faire évoluer la population initiale, que nous pourrions confronter à celle utilisée par *RTS*. Si ces résultats peuvent présenter un intérêt au niveau de l'exploration des domaines, il conviendra toutefois de nous en servir avec beaucoup de prudence, lorsque nous étudierons la stabilité.

Ces résultats illustrent la possibilité d'utiliser des algorithmes génétiques comme outils d'analyse. En étudiant l'évolution des populations soumises aux critères que nous choisissons, nous pouvons spécifier des conditions sur un nombre important de paramètres, afin de garantir une association stable de plusieurs équipements.

#### 4.5.2 Reprise du dimensionnement de la cellule de filtrage avec la normalisation de l'objectif

Le problème de distribution logarithmique observé précédemment a montré à quel point la formulation du problème est importante lorsque nous utilisons ces algorithmes. Nous reprenons par conséquent le dimensionnement des paramètres  $L_{f_1}$  et  $C_{f_1}$ , suivant les critères et contraintes énoncées dans la seconde partie de ce chapitre. Nous rappelons qu'il s'agissait de déterminer les valeurs d'inductance et condensateur vérifiant les critères de stabilité, filtrage et d'amortissement qui minimisaient l'énergie stockée.

Nous comparons les résultats obtenus à partir des deux écritures de la fonction objectif données en (4.21). Pour obtenir des résultats cohérents, nous avons eu besoin d'appliquer 400 générations ; alors que nous n'utiliserons ici que 200 générations sur la population de 100 individus. Les résultats obtenus sont présentés figure (4.25). Nous rappelons la solution obtenue à partir de l'abaque sur la figure (4.24).

Premièrement, nous observons que la convergence de l'algorithme est accélérée avec la normalisation des paramètres. En effet, celle-ci permet après 200 générations, d'obtenir un seul individu ne respectant pas les contraintes. De plus, les solutions qu'elle propose se répartissent de manière plus uniforme.

Ces résultats s'expliquent aisément lorsque nous reprenons le principe de fonctionnement de l'algorithme *RTS*. Celui-ci cherche à disposer plus ou moins linéairement les individus dans le domaine d'étude. En utilisant une échelle logarithmique, seules les valeurs élevées d'inductance ou de condensateur, qui donnent des

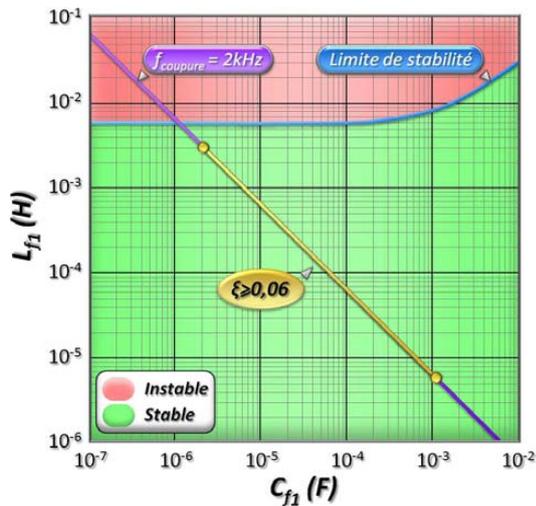


FIG. 4.24 – Rappel de l’abaque de stabilité incluant les critères de qualité pour la cellule de filtrage

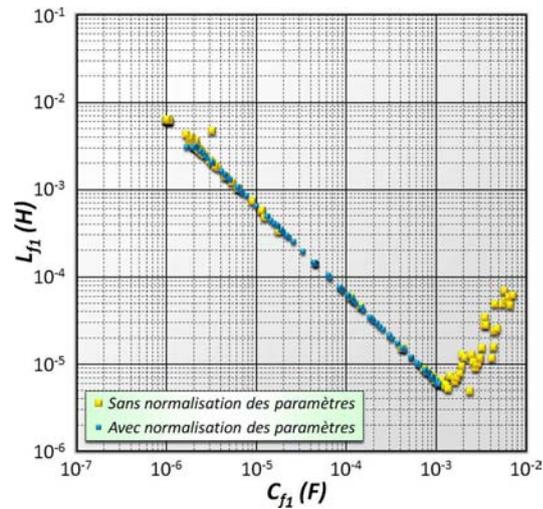


FIG. 4.25 – Comparaison des populations retournées par RTS avec et sans normalisation de la fonction objectif

fréquences de coupure identiques, sont privilégiées. Les individus sont donc majoritairement regroupés selon deux zones, situées aux extrémités du segment de droite représentant l’ensemble des solutions.

L’optimisation du vecteur paramètre contenant les puissances de dix des éléments que nous cherchons à dimensionner ( $10^{X_i}$ ) nous permet donc, en seulement 200 générations, d’obtenir une population qui se disperse de manière homogène, avec un seul individu hors contraintes. Ce résultat, encore plus proche de celui obtenu avec l’abaque, illustre non seulement l’intérêt de bien définir le problème, mais aussi la qualité des solutions proposées par *RTS*.

### 4.5.3 Perspectives

Comme perspectives à ce travail, nous avons imaginé utiliser une autre définition de la fonction objectif, qui permettrait de prendre en compte l’aspect robustesse dans nos études. Son principe est présenté figure (4.26) en ne considérant qu’un seul paramètre. La recherche de l’optimum tient alors compte des valeurs de la fonction objectif pour les paramètres voisins. Ainsi, les individus émergents constituent des solutions robustes.

Il est difficile de remettre en cause l’intérêt d’un tel outil pour l’étude de systèmes physique, ne serait-ce que pour pouvoir considérer les variations du point de fonctionnement et les tolérances des composants par exemple.

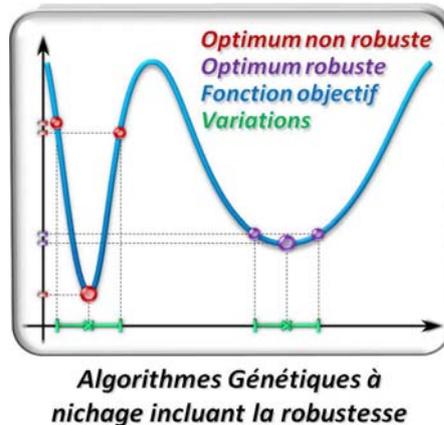


FIG. 4.26 – Principe de fonctionnement d’un algorithme qui recherche des solutions robustes

## 4.6 Résumé

L’objectif que nous nous étions fixés était d’aller au delà du simple regard que nous portions sur la stabilité, en proposant d’étudier des critères de qualité, qui nous permettraient d’enrichir le choix des paramètres. Au final, nous retiendrons deux grandes conclusions qui ressortent de ces travaux. La première concerne la possibilité de dimensionner simultanément plusieurs paramètres en combinant des critères de stabilité, de filtrage et d’amortissement. La seconde, qui découle du traitement de notre problème, est la possibilité d’étudier la stabilité de ces systèmes à travers de nombreux paramètres, grâce aux algorithmes génétiques.

Nous avons commencé par présenter les critères de qualité qui ont été déterminés par rapport à des spécifications imposées au niveau des standards aéronautiques. Nous intervenons tout d’abord sur le contenu fréquentiel, en imposant le gabarit des filtres, afin d’éviter que les harmoniques générés par les convertisseurs statiques ne viennent polluer le bus continu. Puis, les oscillations d’une grandeur sur un transitoire étant limitées, nous disposons les dynamiques du système afin qu’il présente un amortissement minimal. En combinant l’ensemble de ces critères, nous aboutissons à des domaines beaucoup plus restreints sur les abaques. Les dimensionnements qui émergent vérifient en simulation les contraintes imposées. Afin d’étendre ces résultats à des problèmes présentant plus de deux paramètres, nous avons montré qu’il était possible d’utiliser des algorithmes d’optimisation sous contraintes. Nous retiendrons tout particulièrement la richesse des résultats obtenus avec *RTS*. Cet algorithme génétique à nichage nous a permis de proposer plusieurs solutions au dimensionnement de six paramètres, qui minimisent plus ou moins l’énergie stockées au niveau des filtres.

Nous avons conclu ce chapitre par les premiers résultats d’analyse de stabilité à partir des algorithmes génétiques. Ils permettent d’apporter un regard multi-paramètres, pouvant même inclure des notions de robustesse. Une perspective intéressante pour répondre à notre problématique.



# Chapitre 5

## Validation expérimentale

### Table des matières

---

<b>5.1</b>	<b>Introduction</b>	<b>156</b>
<b>5.2</b>	<b>Validation expérimentale de la modélisation par admittance équivalente</b>	<b>156</b>
5.2.1	Réalisation d'une interface entre l'analyseur de fonction de transfert et la charge à modéliser	157
5.2.1.1	Schéma de principe	157
5.2.1.2	Réalisation de la carte et validation	160
5.2.2	Caractérisation de l'admittance équivalente d'un hacheur dévolteur	161
5.2.2.1	Description du hacheur dévolteur utilisé	161
5.2.2.2	Validation expérimentale de l'admittance équivalente	164
5.2.3	Conclusion	164
<b>5.3</b>	<b>Étude de la stabilité à travers le dimensionnement du filtre d'entrée du hacheur</b>	<b>164</b>
5.3.1	Caractérisation du réseau HVDC	164
5.3.1.1	Présentation du réseau sur lequel sont réalisés les essais	166
5.3.1.2	Détermination du modèle impédant de la source	166
5.3.2	Validation de l'outil de dimensionnements par une approche pratique	168
5.3.2.1	Étude théorique du dimensionnement	168
5.3.2.2	Approche expérimentale : cas stable	168
5.3.2.3	Approche expérimentale : cas instable	170
5.3.3	Conclusion	171
<b>5.4</b>	<b>Résumé</b>	<b>171</b>

---

## 5.1 Introduction

La validation expérimentale de la modélisation et de l'étude de stabilité constitue la dernière pièce du puzzle à apporter, pour appuyer les résultats théoriques obtenus dans les chapitres précédents. La principale étape de notre raisonnement qui doit être contrôlée est la modélisation. En effet, la validité des critères utilisés n'est plus à démontrer à condition que les modèles sur lesquels ils reposent corroborent la réalité.

Nous nous sommes d'abord intéressés plus particulièrement à l'expression de l'admittance équivalente, utilisée pour représenter le fonctionnement des charges. Cette étude du comportement fréquentiel d'un système peut être réalisée avec un analyseur de fonction de transfert. Néanmoins, étant donné les niveaux de puissance auxquels fonctionnent les charges modélisées, l'analyseur n'est pas suffisant pour réaliser cette caractérisation, d'où la nécessité de mettre en place une interface. Celle-ci nous permettra de vérifier les simplifications considérées lors de la construction des modèles : nous utilisons un modèle moyen, linéarisé autour d'un point de fonctionnement et nous négligeons la plupart du temps les amortissements produit par les résistances parasites.

De plus, nous devons également nous assurer que les études menées sur la stabilité donnent des résultats cohérents sur un système réel.

Notre objectif se divise donc en deux parties, que nous présentons séparément.

Dans la première partie de ce chapitre, nous exposons la réalisation d'une carte, placée en série avec la source et l'équipement à modéliser, qui nous permet de générer une perturbation monochromatique sur la tension d'alimentation. De cette manière, nous pouvons relever expérimentalement la caractéristique de l'équipement en fonction de la fréquence, afin de vérifier son modèle théorique. Nous appliquons cette méthode au cas d'un hacheur dévolteur. La seconde partie est quant à elle consacrée aux premiers essais sur la validation des domaines de stabilité, représentés dans le chapitre 3. Nous considérons le dimensionnement du filtre d'entrée du hacheur modélisé précédemment.

## 5.2 Validation expérimentale de la modélisation par admittance équivalente

Notre objectif est de vérifier expérimentalement les expressions des admittances équivalentes présentées dans le chapitre 2. Nous rappelons que ces dernières permettent de représenter le comportement moyenné des charges, sur un spectre borné à une fréquence inférieure à la fréquence de découpage du convertisseur statique [Ift08]. Au niveau des réseaux distribués de puissance, les équipements se modélisent généralement par des expressions non linéaires. Les études de stabilité nécessitent dès lors de linéariser ces expressions autour d'un point de fonctionne-

ment.

Dans le chapitre 1, nous avons introduit les réseaux de type HVDC qui présentent des tensions de bus très élevées. Pour relever expérimentalement les modèles de charges, nous utilisons un analyseur de fonction de transfert (AFT). Il nous permet entre autres de construire le diagramme de Bode d'un système à partir des mesures de ses grandeurs d'entrée et de sortie, en appliquant une perturbation monochromatique, dont il fait varier la fréquence. Toutefois, l'AFT que nous utilisons n'est pas en mesure de fournir le niveau de tension correspondant au point de fonctionnement des charges considérées : d'où la nécessité de mettre en place une interface entre l'AFT, la source et la charge.

## 5.2.1 Réalisation d'une interface entre l'analyseur de fonction de transfert et la charge à modéliser

### 5.2.1.1 Schéma de principe

Cette interface doit nous permettre de superposer la tension continue délivrée par une source extérieure, à la perturbation monochromatique définie par l'AFT, ceci afin d'alimenter la charge à modéliser autour du point de fonctionnement considéré. Le montage correspondant est donné figure (5.1).

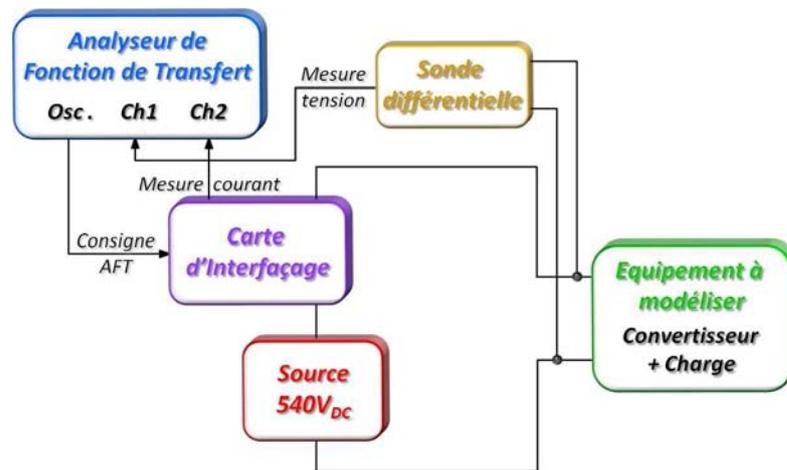


FIG. 5.1 – Schéma représentant le principe de la caractérisation expérimentale de l'admittance équivalente d'une charge

La carte d'interface présente deux entrées, qui permettent de récupérer les tensions fournies par la source et par l'AFT, ainsi qu'une sortie, qui est utilisée pour alimenter la charge. Nous proposons également de relever la mesure du courant d'entrée. Elle est montée en série, afin d'ajouter une perturbation de tension monochromatique en série avec la source, par l'intermédiaire d'un transistor monté en ballast. Le schéma électrique de la carte est donné figure (5.2).

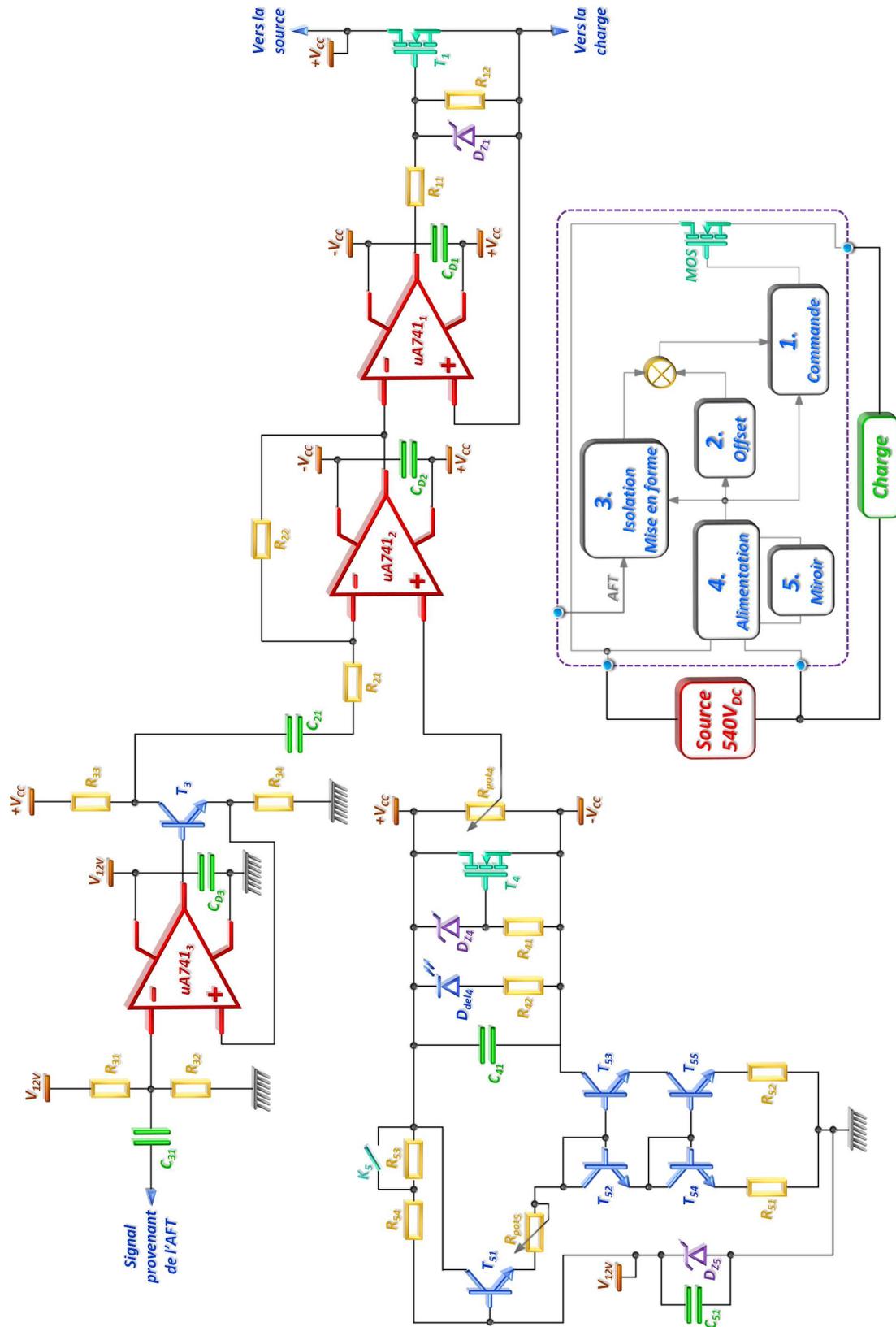


FIG. 5.2 – Schéma électrique de la carte d'interface

Nous décomposons le schéma de la figure (5.2) en cinq parties afin de présenter les rôles de chacune d'entre elles.

### a. Partie n°1 : Le transistor MOS

Le transistor MOS ( $T_1$ ) est placé entre la source continue et la charge. La grille est protégée par une diode Zener de 12V ( $D_{Z1}$ ) et le transistor est commandé par l'amplificateur opérationnel ( $AOP_1$ ). La résistance ( $R_{11}$ ) permet, lorsque cela est nécessaire, de stabiliser l'amplificateur opérationnel qui fonctionne en montage suiveur .

Le composant doit supporter le niveau de tension imposé par la source, fixé entre 270V et 540V. Son choix doit tenir compte de l'amplitude de l'ondulation superposée sur la tension de la source, ainsi que de la valeur du courant appelé par la charge. Pour nos essais, l'amplitude maximale crête-à-crête du signal sinusoïdal est fixée à 10V, et nous réglerons la puissance du hacheur de sorte que le courant d'entrée du hacheur n'excède pas 20A. Le transistor MOS dissipe donc une puissance maximale de 200W, qui nécessite la mise en place d'un système de refroidissement, composé d'un dissipateur associé à un ventilateur, comme illustré figure (5.4).

### b. Partie n°2 : Circuit de superposition des tensions

L'amplificateur opérationnel utilisé dans cette partie fonctionne en montage inverseur . La sortie de l'( $AOP_2$ ) est l'image du signal appliqué sur l'entrée inverseuse, amplifié par le gain correspondant au rapport des résistances ( $R_{21}$ ) et ( $R_{22}$ ) : soit un gain unitaire. L'entrée non-inverseuse est polarisée par la tension d'offset, ce qui nous permet de construire la commande appliquée sur ( $T_1$ ), comme illustré figure (5.3).

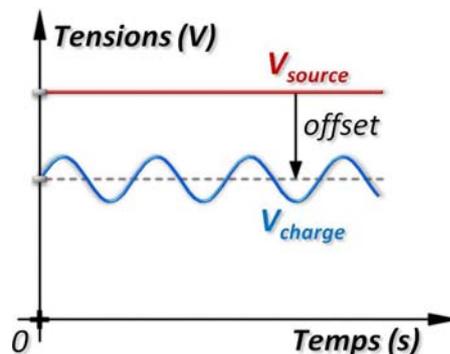


FIG. 5.3 – Réalisation de la tension d'alimentation de la charge à partir de la source

### c. Partie n°3 : Circuit de mise en forme du signal généré par l'AFT

Pour filtrer le signal envoyé sur l'entrée inverseuse de l'(AOP<sub>2</sub>), nous avons placé un condensateur en série, noté (C<sub>21</sub>). La tension appliquée sur l'entrée non-inverseuse est comprise entre les deux bornes de l'alimentation, qui est positionnée selon la valeur de la tension de la source. Le signal de l'AFT étant basse tension, le condensateur doit donc logiquement supporter un niveau élevé de tension, qui ne facilite pas son intégration sur la carte. C'est la raison pour laquelle nous proposons un circuit de mise en forme du signal généré par l'AFT. Ce dernier permet, à partir d'un jeu de conversion tension-courant, puis courant-tension, de limiter la tension vu par le condensateur à quelques volts. Ainsi, c'est le transistor bipolaire (T<sub>3</sub>), dont l'intégration est plus simple, qui tient la tension. Enfin, le condensateur (C<sub>31</sub>) assure l'isolation avec l'AFT, et le diviseur de tension réalisé avec les résistances (R<sub>31</sub>) et (R<sub>32</sub>) permet de polariser le transistor bipolaire (T<sub>3</sub>).

#### *d. Partie n°4 : L'alimentation*

L'alimentation est réalisée à partir d'un transistor MOS (T<sub>4</sub>), qui fonctionne en montage clamp. Nous utilisons une diode Zener de 15V (D<sub>Z4</sub>) pour fixer le niveau de tension, ainsi qu'un condensateur (C<sub>4</sub>) pour filtrer sa tension drain-source. Une diode électroluminescente (D<sub>del4</sub>) permet de vérifier le fonctionnement de l'alimentation.

#### *e. Partie n°5 : Le miroir de courant*

Le miroir de courant assure le fonctionnement continu de l'alimentation. Il est polarisé par la diode Zener de 12V (D<sub>Z5</sub>), et réglé afin de faire circuler un courant de quelques milliampères, grâce au rhéostat (R<sub>pot5</sub>). À noter que les transistors bipolaires (T<sub>51</sub>) et (T<sub>53</sub>) voient quasiment la tension de la source à leurs bornes.

### 5.2.1.2 Réalisation de la carte et validation

Le choix des composants, ainsi que le routage de la carte est réalisé au laboratoire. La carte est fixée sur le dissipateur, puis une face avant est ajoutée afin de faciliter les câblages. Le dispositif réalisé est illustré figure (5.4).

Nous vérifions le fonctionnement de cette interface en commençant par caractériser l'admittance équivalente d'un circuit RL, alimenté autour de 200V. Nous utilisons une résistance de 100Ω, placée en série avec une inductance de 6mH. Le domaine fréquentiel étudié est compris entre 1Hz et 10kHz. Cela nous permet non seulement de nous assurer que l'interface fonctionne bien sur cette gamme de fréquence où seront caractérisées les charges, mais également de visualiser la dynamique de notre circuit RL, en théorie proche de 2.6kHz. Les courbes mesurées par l'AFT sont superposées à celle obtenues à partir du logiciel de simulation *Saber*, afin de comparer leur allure. Nous les représentons sur la figure (5.5).

Aux incertitudes près qui subsistent au niveau des valeurs indiquées sur les composants, nous observons que les deux diagrammes de Bode se superposent sur

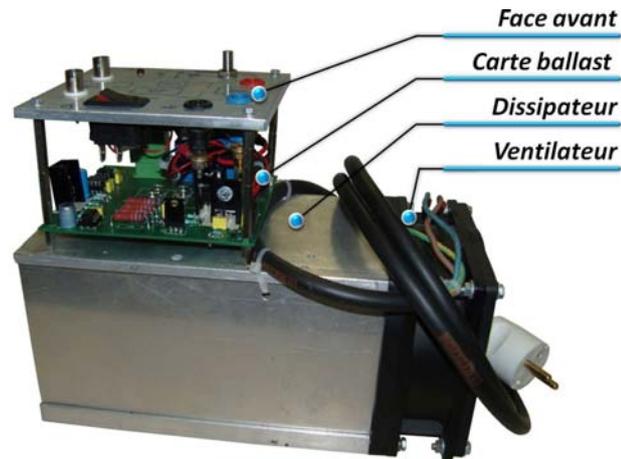


FIG. 5.4 – Photo du dispositif permettant d'introduire la perturbation sinusoïdale de l'AFT

l'ensemble du domaine fréquentiel. Ce premier résultat nous permet de valider le fonctionnement de la carte d'interfaçage.

## 5.2.2 Caractérisation de l'admittance équivalente d'un hacheur dévolteur

Pour vérifier les expressions des admittances équivalentes introduites dans le chapitre (2), nous considérons un hacheur dévolteur, qui alimente une charge résistive. Nous commençons par présenter sommairement le montage, en précisant le modèle déterminé avec *Maple*. Nous comparons ensuite les diagrammes de Bode résultants du modèle théorique et de l'expérimentation.

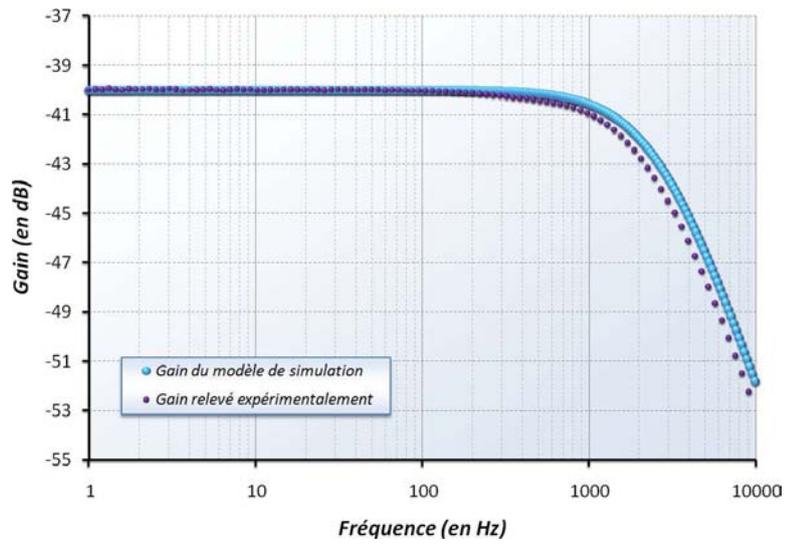
### 5.2.2.1 Description du hacheur dévolteur utilisé

Nous utilisons un hacheur dévolteur piloté en courant, qui alimente une charge résistive à travers un filtre LC. La commande est réalisée avec des correcteurs proportionnels intégrales analogiques. Ce système est représenté figure (5.6).

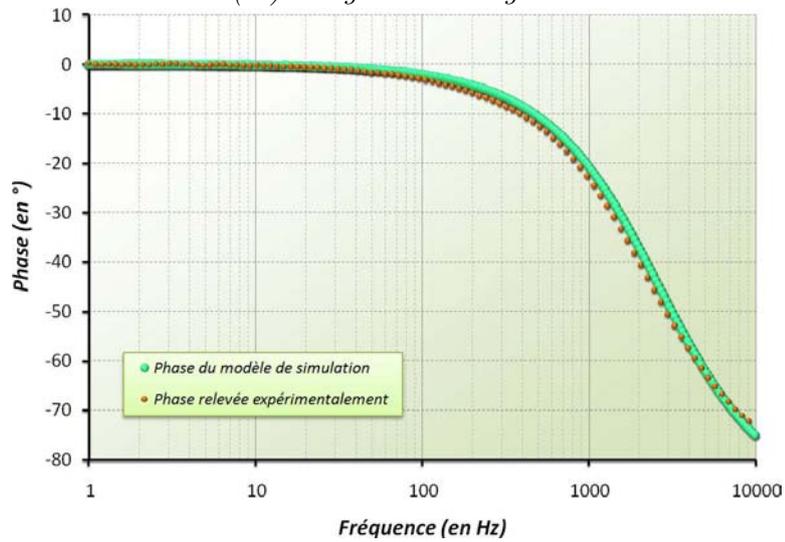
Le schéma électrique équivalent du système représenté figure (5.6) est donné figure (5.7).

Par rapport aux précédents schémas de hacheurs, nous avons ajouté le condensateur de snubber placé aux bornes de la cellule de commutation, ainsi qu'une résistance placée en parallèle ( $R_{pertes}$ ), afin de modéliser les pertes du hacheur. Les valeurs de l'ensemble des paramètres et du point de fonctionnement étudié sont regroupées dans le tableau (5.1).

Après traitement, l'algorithme défini au chapitre (3) retourne l'expression de



(a.) Diagramme de gain



(b.) Diagramme de phase

FIG. 5.5 – Diagramme de Bode de l'admittance équivalente d'un circuit RL série

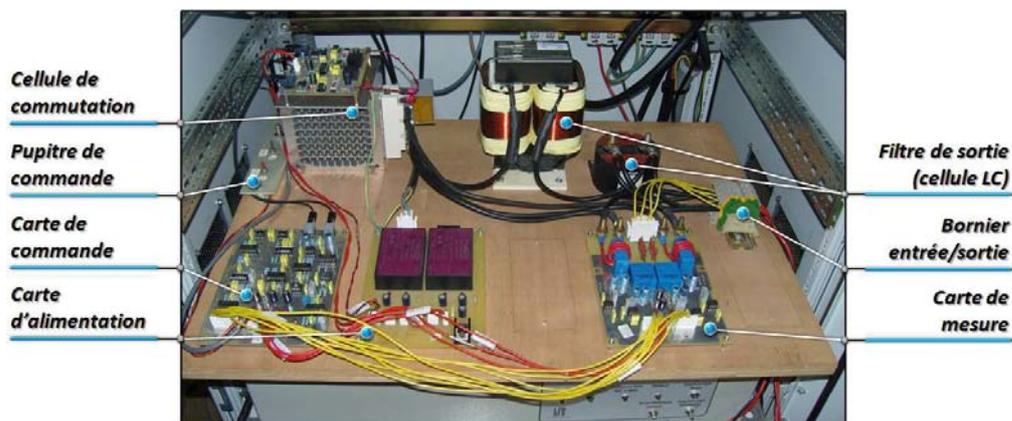


FIG. 5.6 – Photo du hacheur dévolteur utilisé pour cette étude

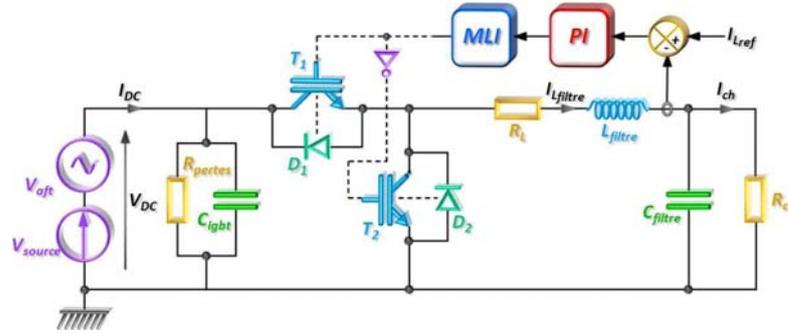


FIG. 5.7 – Schéma du hacheur dévolteur étudié expérimentalement

Symboles	Unités	Valeurs	Noms
$R_L$	$\Omega$	$120 \cdot 10^{-3}$	Résistance série de l'inductance
$L_{filtre}$	H	$6 \cdot 10^{-3}$	Inductance du filtre de sortie
$C_{filtre}$	F	$70 \cdot 10^{-6}$	Condensateur du filtre de sortie
$C_{igbt}$	F	$2.7 \cdot 10^{-6}$	Condensateur snubber de l'IGBT
$R_{pertes}$	$\Omega$	$1.2 \cdot 10^3$	Résistance modélisant les pertes
$f_{dec}$	Hz	$20 \cdot 10^3$	Fréquence de découpage
$BP_{pi}$	Hz	$2 \cdot 10^3$	Bande passante choisie pour la régulation
$m_{pi}$	-	0.7	Amortissement choisi pour la régulation
$K_{pi}$	-	33.9	Coefficient proportionnel du correcteur
$\tau_{pi}$	s	$2.87 \cdot 10^{-4}$	Coefficient intégral du correcteur
$P_{elec}$	W	25	Puissance électrique consommée
$V_{source}$	V	270	Tension délivrée par la source
$I_{Lref}$	A	0.5	Consigne du courant de sortie
$R_{ch}$	$\Omega$	100	Résistance de charge

TAB. 5.1 – Paramètres et point de fonctionnement du hacheur dévolteur

l'admittance équivalente donnée en (5.1).

$$Y_{\text{buck}_{\text{manip}}}(p) = \frac{58.76 + 8.24e^{-1}\text{s}\cdot p + 2.74e^{-3}\text{s}^2\cdot p^2 + 7.08e^{-7}\text{s}^3\cdot p^3 + 1.16e^{-10}\text{s}^4\cdot p^4}{1.18e^5 + 8.77e^2\text{s}\cdot p + 2.49e^{-1}\text{s}^2\cdot p^2 + 4.28e^{-5}\text{s}^3\cdot p^3} \quad (5.1)$$

L'expression correspond au rapport d'un polynôme du quatrième ordre sur un polynôme du troisième ordre. Elle modélise le comportement du hacheur autour du point de fonctionnement défini dans le tableau (5.1).

### 5.2.2.2 Validation expérimentale de l'admittance équivalente

Pour valider l'expression de  $Y_{\text{buck}_{\text{manip}}}(p)$ , nous relevons expérimentalement son comportement fréquentiel. La figure (5.8) présente les diagrammes de Bode, construits à partir :

- De l'expression de l'admittance équivalente ;
- Du modèle moyen réalisé sur *Saber* ;
- Du relevé expérimental de l'AFT.

Sur le domaine considéré, borné à la moitié de la fréquence de découpage du hacheur, les trois modèles se superposent, validant ainsi l'expression analytique obtenue automatiquement sous *Maple*.

### 5.2.3 Conclusion

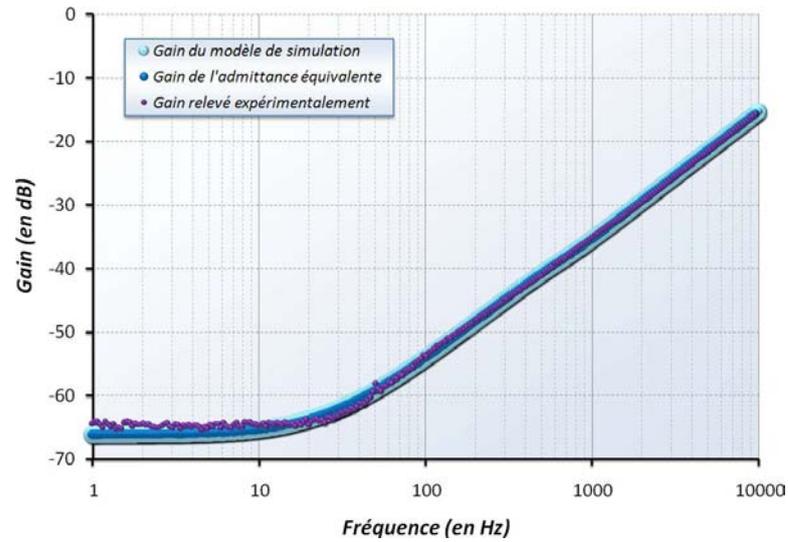
Nous venons de présenter un dispositif permettant de caractériser des systèmes électriques à des niveaux de tension assez élevés. Cette interface nous a permis de valider le modèle analytique que nous avons déterminé théoriquement.

## 5.3 Étude de la stabilité à travers le dimensionnement du filtre d'entrée du hacheur

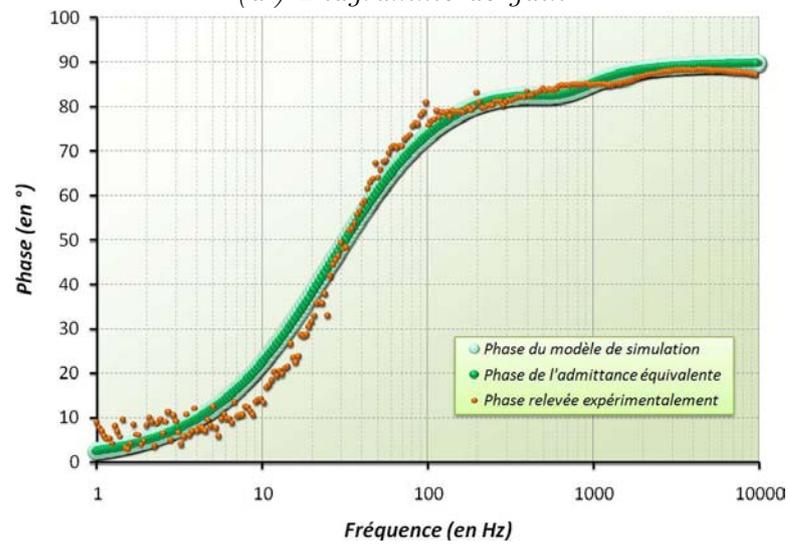
Dans cette partie, nous cherchons à vérifier les résultats obtenus à partir de l'outil que nous avons développé pour étudier la stabilité des réseaux distribués de puissance. Nous nous proposons d'étudier le dimensionnement d'un filtre d'entrée, du hacheur modélisé précédemment.

### 5.3.1 Caractérisation du réseau HVDC

Nous commençons cette étude par la caractérisation de la source que nous utilisons : le réseau maillé HVDC du laboratoire. Le modèle de la source nous permet d'améliorer la qualité des résultats proposés dans l'étude théorique. Nous présentons le montage étudié, suivi du modèle identifié.



(a.) Diagramme de gain



(b.) Diagramme de phase

FIG. 5.8 – Diagramme de Bode de l'admittance équivalente du hacheur dévolteur étudié

### 5.3.1.1 Présentation du réseau sur lequel sont réalisés les essais

Le réseau HVDC du laboratoire est constitué de trois cœurs électriques, pilotés par un superviseur utilisant une carte *Dspace*. Chaque cœur présente six branches, qui permettent d'interconnecter les sources avec les charges. Dans notre cas, un pont de diodes permet de redresser la tension, qui est elle-même réglée avec un autotransformateur. Le contacteur  $C_{71}$  est fermé afin de lisser la tension du bus avec le condensateur  $C_{7bus}$ . Le filtre d'entrée du hacheur est connecté au niveau de la branche 2. Le schéma du montage est illustré figure (5.9).

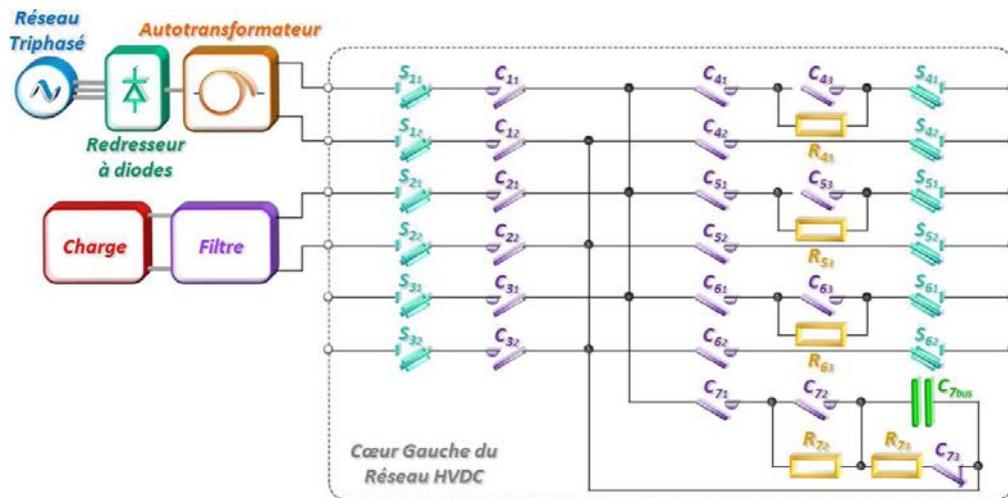


FIG. 5.9 – Schéma de câblage des cœurs électriques du réseau HVDC du laboratoire

Notre objectif est de caractériser l'impédance qui sépare la sortie de l'autotransformateur de la sortie du sectionneur  $S_{21}$ . Nous procédons en plusieurs étapes ; les modèles étant, pour chacune d'elles, construits à partir du module d'analyse d'impédance de l'AFT.

### 5.3.1.2 Détermination du modèle impédant de la source

Compte tenu du domaine fréquentiel considéré, les câbles peuvent être modélisés par un circuit RL série, les contacteurs et sectionneurs par une simple résistance. Le modèle à identifier est représenté figure (5.10).

La figure (5.11) illustre les résultats obtenus pour la branche n°2, dont l'impédance équivalente est donnée en (5.2). Le modèle est représenté sur la même figure afin de vérifier les valeurs identifiées.

De même pour la branche n°7, nous obtenons les tracés représentés figure (5.12), pour l'impédance équivalente définie en (5.3).

En regroupant l'ensemble des résultats obtenus, nous obtenons les valeurs données dans le tableau (5.2).

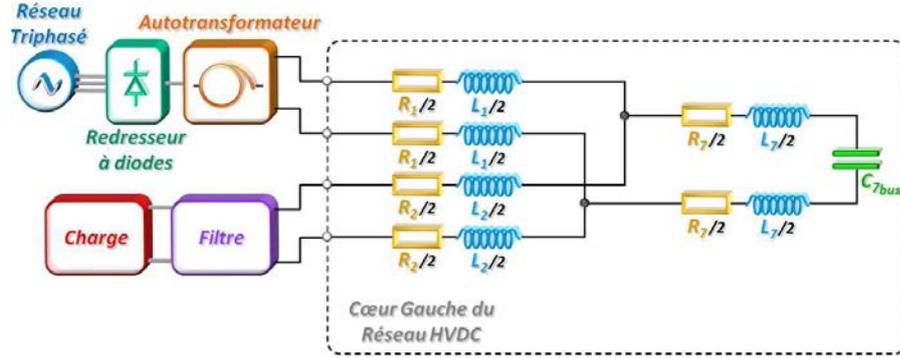
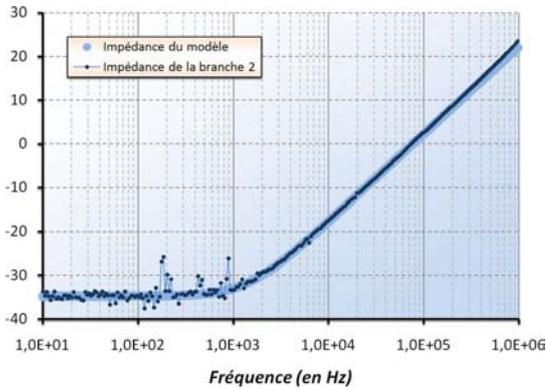


FIG. 5.10 – Modèle équivalent d'un cœur électrique

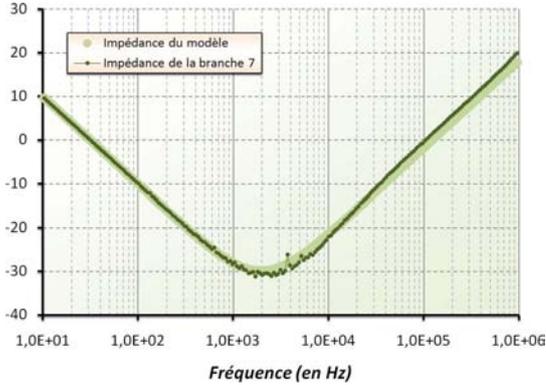


$$Z_{\text{branche}_2}(p) = R_2 + L_2 \cdot p$$

$$\Downarrow$$

$$\begin{cases} R_2 = 18.4m\Omega \\ L_2 = 2.09\mu\text{H} \end{cases} \quad (5.2)$$

FIG. 5.11 – Impédance relevée par l'AFT au niveau de la branche 2



$$Z_{\text{branche}_7}(p) = \frac{1 + R_7 C_{7bus} \cdot p + L_7 C_{7bus} \cdot p^2}{C_{b7} \cdot p}$$

$$\Downarrow$$

$$\begin{cases} R_7 = 32.0m\Omega \\ L_7 = 1.31\mu\text{H} \\ C_{7bus} = 5.10m\text{F} \end{cases} \quad (5.3)$$

FIG. 5.12 – Impédance relevée par l'AFT au niveau de la branche 7

Symboles	Unités	Valeurs	Noms
$R_{source}$	$\Omega$	$200 \cdot 10^{-3}$	Résistance du modèle de la source
$L_{source}$	H	$11 \cdot 10^{-6}$	Inductance du modèle de la source
$C_{bus}$	F	$5.1 \cdot 10^{-3}$	Condensateur du bus continu

TAB. 5.2 – Valeurs des paramètres du modèle de source

Ces valeurs sont maintenant utilisées pour mener l'étude de la stabilité.

### 5.3.2 Validation de l'outil de dimensionnements par une approche pratique

Notre objectif est de valider les domaines représentés sur les abaques introduites dans le chapitre (3), à travers l'étude du dimensionnement d'un filtre LC.

#### 5.3.2.1 Étude théorique du dimensionnement

Le système que nous devons étudier se décompose en trois parties, que constituent la source, le filtre et la charge, dont les modèles sont tous identifiés. Nous le représentons sur la figure (5.13).

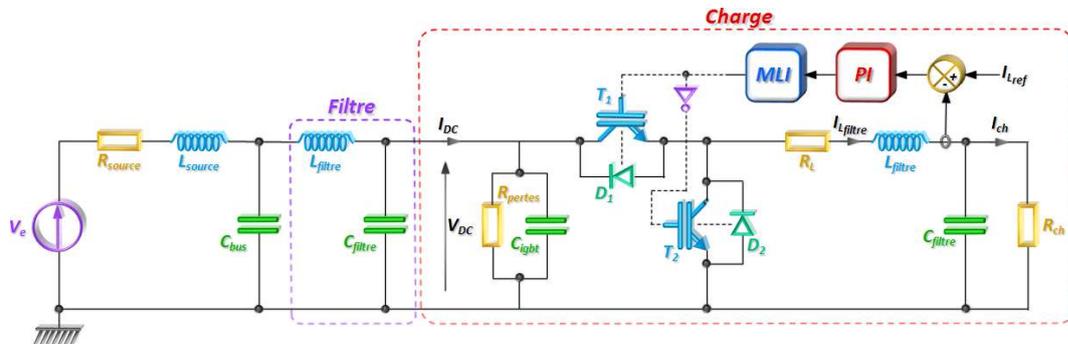


FIG. 5.13 – Schéma représentant le système considéré pour étudier la stabilité

Pour réaliser notre filtre, nous disposons de plusieurs inductances de 6mH - leur plaque signalétique indiquant une résistance série de 120mΩ -, ainsi qu'un condensateur de 70μF. Nous appliquons l'algorithme basé sur le critère de *Routh-Hurwitz* au dimensionnement des paramètres du filtre d'entrée du hacheur. Nous obtenons l'abaque de stabilité présenté figure (5.14), la résistance série de l'inductance étant prise en compte lors de sa construction. Pour faire apparaître un domaine instable sur cet abaque, nous avons modifié la valeur de la consigne ( $I_{L_{ref}} = 2A$ , soit  $P_{elec} = 400W$ ) par rapport aux conditions définies lors de l'identification, données dans le tableau (5.1).

L'abaque donné par l'algorithme présente deux domaines séparés par la limite de stabilité. La valeur du condensateur  $C_{filtre}$  dont nous disposons étant imposée, nous recherchons la valeur maximale de l'inductance ne déstabilisant pas le système, égale à 4.6mH. Après cette étude, nous pouvons commencer les essais expérimentaux.

#### 5.3.2.2 Approche expérimentale : cas stable

Pour obtenir un système stable, nous plaçons deux inductances de 6mH en parallèle, afin d'obtenir une inductance de 3mH ( $< 4.6mH$ ), sachant que la résistance

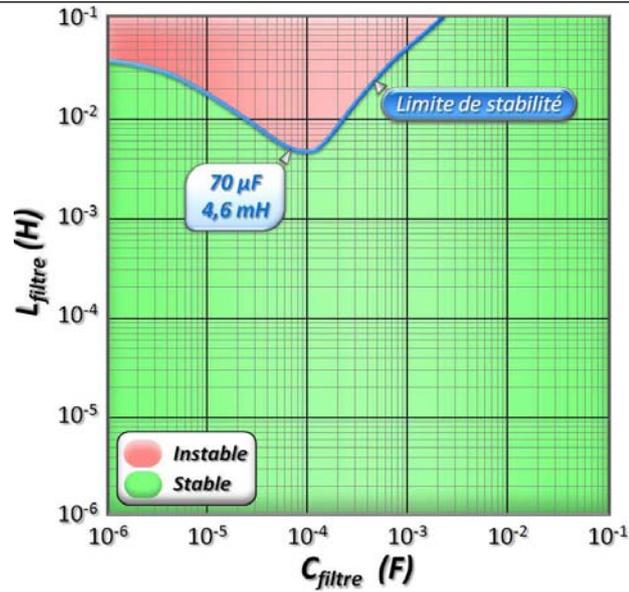
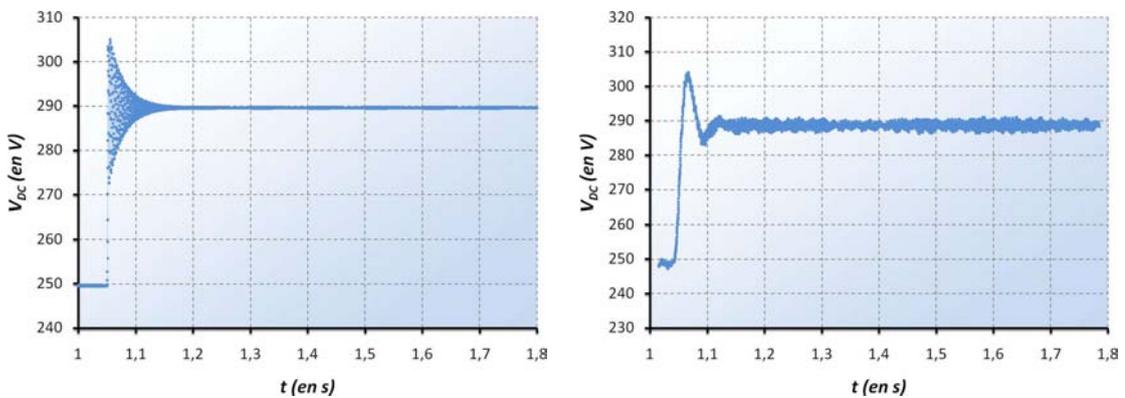


FIG. 5.14 – Abaque de stabilité correspondant au dimensionnement des éléments constitutifs du filtre

série sera également divisée par deux, soit  $60m\Omega$ .

Nous reprenons le protocole utilisé dans le chapitre (3), lorsque nous vérifions les domaines de stabilité à partir de modèles de simulation. Il s'agit d'appliquer un échelon sur la tension d'entrée, une fois que le système est en régime permanent. Pour réaliser techniquement cet échelon, nous utilisons une source capable d'appliquer un échelon de 40V, après avoir positionné le système autour de 250V. De cette manière, nous restons proche de la tension autour de laquelle le hacheur a été modélisé, soit 270V. Nous représentons figure (5.15), la réponse obtenue en simulation avec *Saber* (a.), ainsi que la mesure relevée sur le montage (b.).



(a.) Résultat obtenu en simulation

(b.) Résultat obtenu expérimentalement

FIG. 5.15 – Évolution de la tension aux bornes du hacheur correspondant au cas stable

Pour faciliter la lecture, nous avons filtré numériquement les bruits présents sur la tension, ces derniers étant très certainement liés à l'absence de filtres CEM<sup>1</sup> sur les DCPFC<sup>2</sup>. Nous constatons que le système ne diverge pas, lorsque nous choisissons un dimensionnement appartenant au domaine stable représenté sur l'abaque de la figure (5.14). Le régime transitoire est plus lent expérimentalement, à cause de la dynamique de la boucle de régulation du DCPFC. Ce résultat n'a pas d'influence dans notre cas, puisque nous nous intéressons davantage au régime permanent, où nous nous assurons que les grandeurs ne divergent pas avec les valeurs de paramètres choisies.

### 5.3.2.3 Approche expérimentale : cas instable

Il est plus délicat de mettre en évidence une instabilité du système. Pour rester cohérent avec notre raisonnement, le hacheur doit être placé au point de fonctionnement autour duquel il a été modélisé. Il n'est cependant pas possible de réaliser le démarrage du système avec une configuration instable. De plus, nous ne pouvons pas envisager de court-circuiter l'inductance pendant cette étape, étant donné que l'inductance ne se chargerait pas, ce qui provoquerait des discontinuités sur le courant.

Nous disposons d'un paramètre pouvant varier continuellement, sur lequel nous allons jouer pour déstabiliser le système. Il s'agit de la consigne appliquée sur le hacheur, soit la puissance absorbée par ce dernier. L'inductance du filtre ( $L_{filtre}$ ) est réalisée à partir de deux inductances de 6mH placée en série, soit 12mH en série avec 240mΩ. Cette valeur d'inductance donne un dimensionnement instable, lorsque la consigne du hacheur est fixée à 2A, comme l'indique la figure (5.14). L'étude de stabilité est conduite selon la valeur de la consigne de courant  $I_{L_{ref}}$ . Nous obtenons l'abaque présenté figure (5.16).

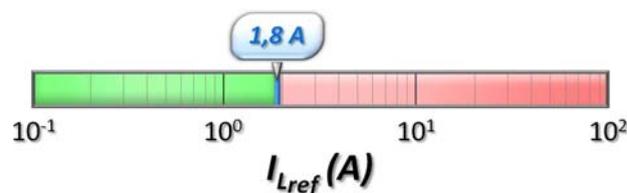


FIG. 5.16 – Abaque de stabilité en fonction de la valeur de la consigne du courant imposé en sortie du hacheur

Nous obtenons un résultat en accord avec une conclusion du Chapitre (3), à savoir que l'augmentation de la puissance déstabilise le système. Nous trouvons une valeur maximale de consigne proche de 1.8A.

Pour cet essai, nous commençons par alimenter le système avec une tension de 270V, la consigne étant réglée sur 0.5A, correspondant à un dimensionnement

<sup>1</sup>Compatibilité ÉlectroMagnétique

<sup>2</sup>Systèmes permettant de contrôler les flux de puissance entre deux cœurs électriques [Bau09]

stable. Nous relevons ensuite la tension aux bornes de la charge ( $V_{DC}$ ), le courant absorbé en amont du filtre ( $I_{bus}$ ) et la consigne de courant ( $I_{L_{ref}}$ ), en augmentant progressivement cette dernière jusqu'à 2A. Les résultats de simulation et les mesures sont présentés sur les figures (5.17), (5.18) et (5.19).

Nous observons des allures similaires à partir des deux approches, qui nous permettent de valider la limite de stabilité obtenue. L'instabilité apparaît lorsque la valeur moyenne de la consigne atteint les 1.75A environ, à  $t=3.8s$ , soit très proche des 1.8A prévus, surtout avec les bruits qui n'ont pas été filtrés.

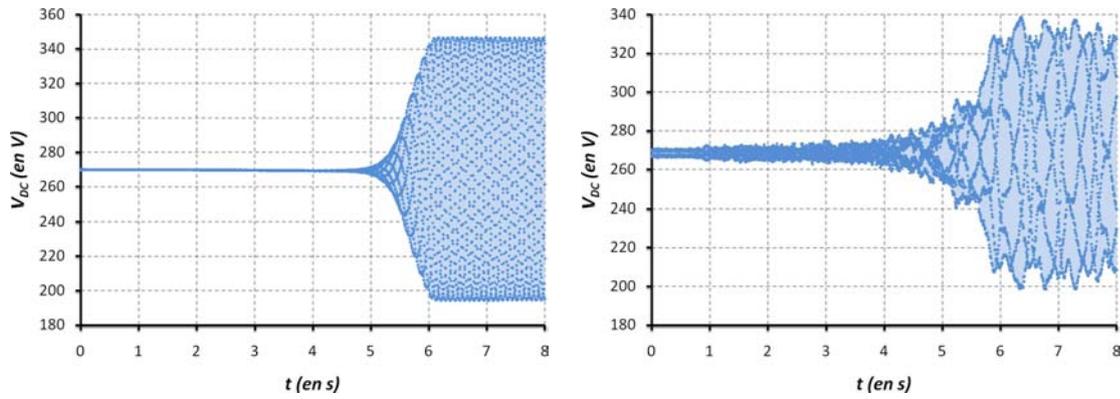
### 5.3.3 Conclusion

Cette approche nous a permis de valider un de nos résultats théoriques concernant l'étude de stabilité des réseaux distribués. L'étude expérimentale du dimensionnement du filtre d'entrée du hacheur a montré que les limites représentées sur les abaques, séparent bien les états stable et instable observés en pratique. Ces résultats apportent un regard concret sur la pertinence des outils théoriques qui ont été développés.

## 5.4 Résumé

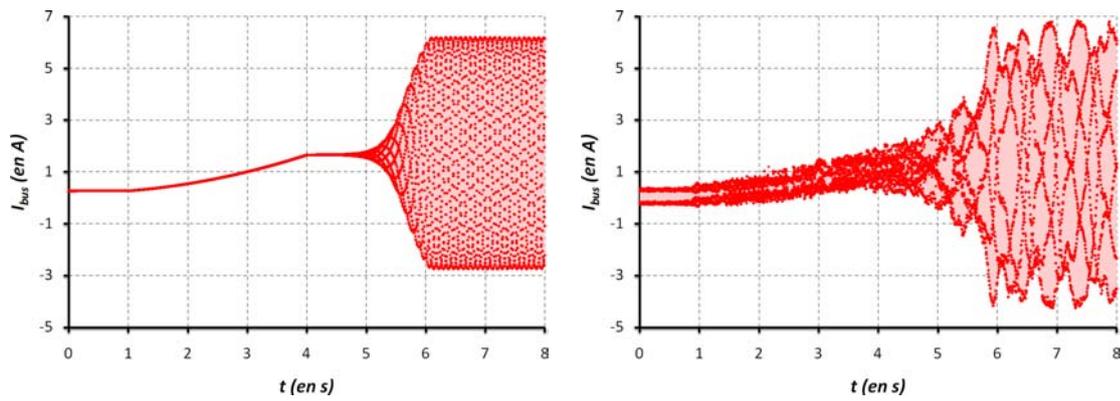
Dans un premier temps, nous avons cherché à vérifier les expressions analytiques des admittances équivalentes définies dans le chapitre (2). La réalisation d'une interface nous a permis de construire ces modèles fréquentiels à l'aide d'un analyseur de fonction de transfert. Les diagrammes de Bode résultant des modèles théorique, de simulation et pratique d'un hacheur dévolteur se superposent sur le domaine considéré.

Puis, dans un second temps, l'étude du dimensionnement du filtre d'entrée d'un hacheur dévolteur nous a permis de vérifier les limites de stabilité représentées sur les abaques. Les deux essais expérimentaux, réalisés à partir de configurations stable et instable, ont validé les résultats théoriques.



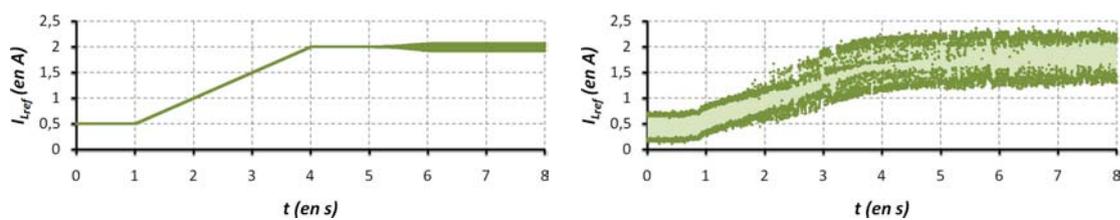
(a.) Résultat obtenu en simulation

(b.) Résultat obtenu expérimentalement

FIG. 5.17 – Évolution de la tension aux bornes du hacheur ( $V_{DC}$ ) pour une consigne variant de 0.5 à 2A

(a.) Résultat obtenu en simulation

(b.) Résultat obtenu expérimentalement

FIG. 5.18 – Évolution du courant de bus ( $I_{bus}$ ) pour une consigne variant de 0.5 à 2A

(a.) Résultat obtenu en simulation

(b.) Résultat obtenu expérimentalement

FIG. 5.19 – Évolution de la consigne imposée sur le hacheur de 0.5 à 2A

# Conclusions et perspectives

## Conclusions

L'objectif recherché au cours de ces travaux de thèse consistait à proposer des moyens permettant d'étudier la stabilité de systèmes électriques, pouvant regrouper plusieurs équipements. Ils aboutissent sur la mise en œuvre de plusieurs outils et méthodes, offrant des réponses particulièrement intéressantes pour la compréhension et la conception de réseaux distribués de puissance en courant continu.

Nous proposons une méthode qui permet de construire automatiquement le modèle analytique d'un réseau HVDC. La recherche d'une solution automatisée facilite la prise en compte de structures complexes, tout en minimisant à la fois le temps de calcul et les erreurs.

Ces systèmes font intervenir des charges, très souvent réalisées à base de convertisseurs statiques, que nous cherchons à modéliser. Nous introduisons dès lors la notion d'admittances équivalentes, qui permettent de décrire leur comportement moyenné, en fonction de la fréquence, avec des expressions analytiques.

Nous proposons une méthode permettant de réajuster le point de fonctionnement, afin de minimiser les erreurs liées à la linéarisation. Nous avons également proposé un modèle analytique de drive incluant les deux boucles de régulation du couple et de la vitesse.

Enfin, nous proposons à la fin du chapitre (2), les premiers résultats de détermination du modèle moyen d'une cellule de commutation sous *Maple*. Cette étape permettrait d'automatiser entièrement le processus de modélisation.

Nous avons montré l'intérêt du critère de *Routh-Hurwitz* dans nos études, ainsi que son implémentation dans l'environnement *Maple*. Particulièrement bien adapté aux expressions analytiques de nos modèles, il propose des conditions sur les paramètres qui garantissent la stabilité des systèmes.

Nous proposons un support agréable et extrêmement pratique aux concepteurs de réseaux, sous forme d'abaques de stabilité, qui facilite le choix des éléments indéterminés. Nous avons ensuite montré que ces abaques peuvent être utilisés pour étudier et dimensionner différentes solutions stabilisatrices.

La combinaison de modèles de réseaux établis à plusieurs niveaux avec l'analyse des abaques a également permis d'observer les phénomènes de couplages entre équipements. Ces couplages, qui lient les paramètres entre eux, peuvent aussi bien stabi-

liser des charges instables, que déstabiliser une association d'équipements stables. Enfin, nous avons intégré la disposition des charges, leur nombre et leur puissance au niveau des études de stabilité. Une disposition optimale du point vue de la stabilité va nécessairement dépendre du nombre d'équipements et des puissances qu'ils consomment. Les abaques tracés lors de ces études permettent non seulement d'appuyer des raisonnements bien connus des concepteurs, mais également de quantifier les limites. Nous retenons qu'il est préférable de réduire les fortes concentrations de puissance au niveau des charges, qui donnent lieu à des flux plus difficilement contrôlables. En présence d'éléments absorbant des forts niveaux de courants, il est plus judicieux de les placer au plus près du bus.

Nous proposons une méthode permettant de dimensionner plusieurs paramètres simultanément, en combinant des critères de stabilité, de filtrage et d'amortissement. Ces contraintes de qualité, qui rejoignent les spécifications des standards aéronautiques, confèrent aux filtres la possibilité d'agir sur le contenu fréquentiel, ainsi que sur la durée des oscillations en régime transitoire. Les solutions proposées intègrent également la minimisation de l'énergie stockée dans les éléments passifs. L'algorithme génétique *RTS* nous permet de rechercher plusieurs niches d'individus, dont les propriétés respectent les spécifications définies au niveau de la fonction objectifs. Nous avons illustré son efficacité lors du dimensionnement de deux filtres d'entrées. Plusieurs solutions peuvent être proposées au concepteur de réseaux, lui donnant la possibilité d'intégrer d'autres critères, comme ceux relatifs à la réalisation.

Nous avons également présenté les premiers résultats d'analyse de stabilité à partir des algorithmes génétiques. Ils permettent d'apporter un regard multi-paramètres, pouvant même inclure des notions de robustesse.

La validation expérimentale, qui vient conclure les trois années de thèse, constitue une partie importante de notre étude. Conscient du peu de temps mis à notre disposition, nous avons cherché à vérifier deux des principaux résultats théoriques : la modélisation par admittance équivalente et les études de stabilité. Ces deux parties constituent les bases de l'ensemble de nos raisonnements.

Très encourageants, ces premiers résultats apportent beaucoup de crédibilité à notre travail. La caractérisation de l'admittance équivalente d'un hacheur dévoluteur a montré une parfaite superposition des diagrammes de Bode, résultants des approches théorique, de simulation et expérimentale. Les dimensionnements du filtre d'entrée d'un hacheur, réalisés à partir d'abaques de stabilité, se sont traduits par des comportements du système en adéquation avec nos prévisions. Ceci constitue les premiers pas d'une vaste étude, qui reprendrait l'ensemble des conclusions présentées dans les chapitres précédents.

## Perspectives

Au niveau de la partie théorique, les efforts réalisés pour automatiser la construction des modèles de charges doivent être poursuivis. De nouvelles pistes sont apparues, avec notamment l'apparition du logiciel *MapleSim* [Mapb], qui permet d'associer le noyau de calcul symbolique de *Maple*, avec le nouveau formalisme de définition de modèle proposé dans les bibliothèques de *Modelica* [Til01].

La fin du chapitre (4) a ouvert de nouvelles perspectives d'étude de stabilité multi-paramètres, à partir des algorithmes génétiques.

Enfin, des notions de robustesse pourraient être intégrées dans la fonction objectif d'un problème de dimensionnement, afin que les résultats proposés par RTS prennent en compte cet aspect.

Les principales perspectives, à court terme, s'orientent davantage vers les essais expérimentaux. La caractérisation pratique de l'admittance équivalente d'un drive, avec ses boucles de régulation, permettrait de valider nos approche de modélisation sur un second équipement.

Les résultats concernant l'influence des couplages, entre deux équipements connectés sur le même bus, sur la stabilité d'un réseau doivent être validés sur des systèmes réels.

Il sera également intéressant de s'assurer du respect des critères de qualité choisis lors du dimensionnement des éléments constitutifs d'un filtre. Cette étude permettrait de finaliser les validations expérimentales des résultats théoriques présentés dans ce manuscrit.



# Annexe A

## Présentation du modèle de simulation d'un drive implémenté dans l'environnement Saber

### A.1 Description du modèle global

#### A.1.1 Représentation schématique de l'élément Drive

Le drive se présente sous la forme d'un objet disposant de quatre bornes électriques et une borne mécanique. Nous distinguons les deux entrées continues, les deux références des courants dans Park et la sortie de l'arbre de la machine synchrone à aimants permanents. Son schéma est représenté figure (A.1).

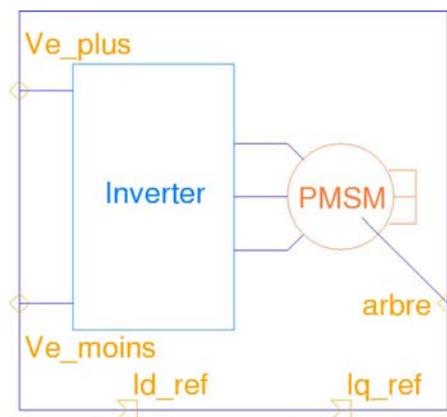


FIG. A.1 – Schéma du bloc Drive sous Saber

#### A.1.2 Hiérarchie du bloc Drive

Le bloc Drive regroupe les différents éléments de la figure (A.2). Chacun de ces blocs est détaillé dans la suite de cet annexe.

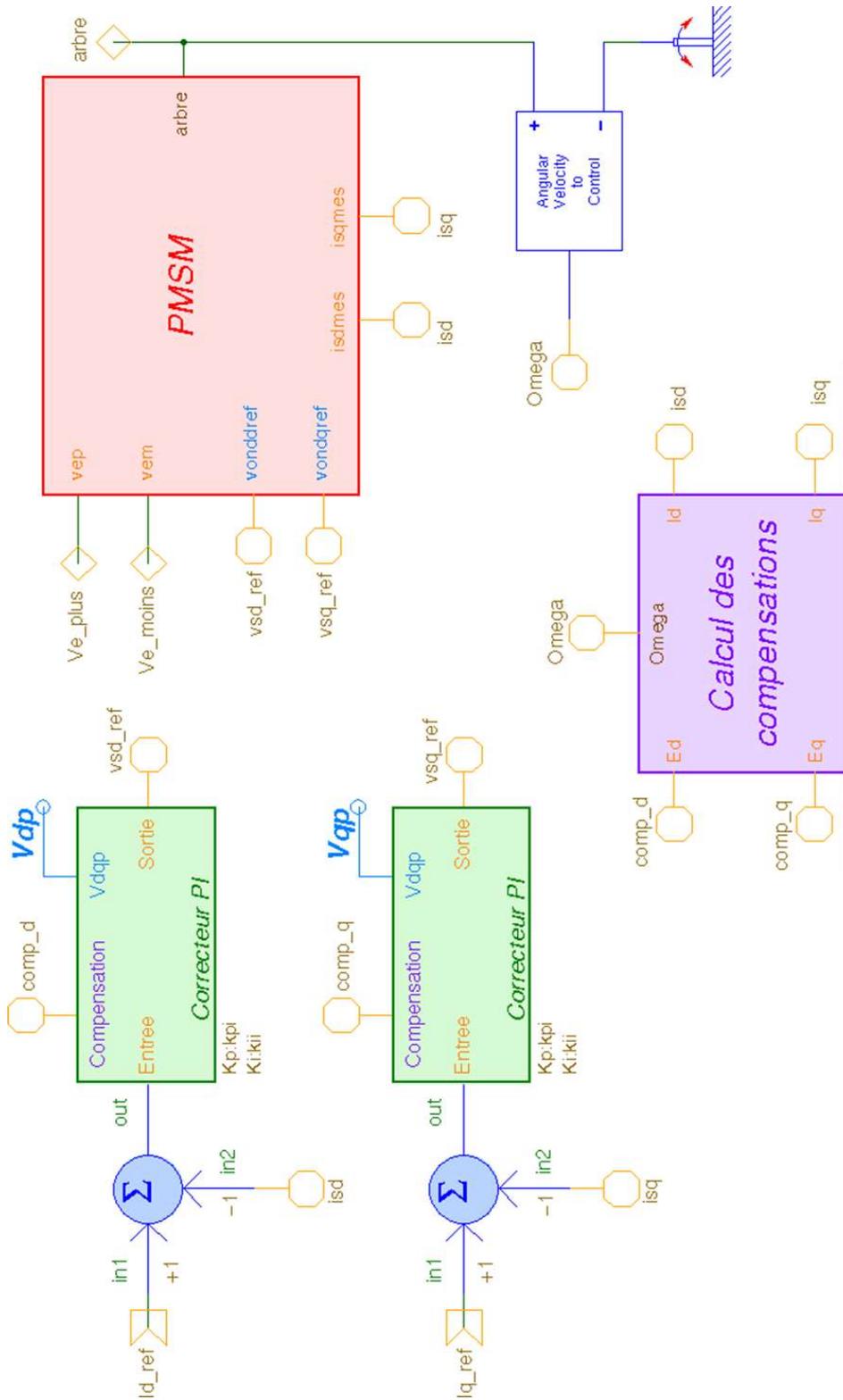


FIG. A.2 – Présentation des éléments du bloc Drive

## A.2 Programmation des différents éléments

### A.2.1 Implémentation du drive

Les fonctionnements de l'onduleur et de la machine synchrone à aimants permanents sont décrit en utilisant la syntaxe *Mast* de *Saber*.

#### A.2.1.1 Déclaration de l'ensemble des variables

```

template ensemble_ond_ms_hard vep vem arbre vonddref vondqref
      isdmes isqmes = Rs, Ls, Ms, Np, Jms, Fms, PhiM, Rw, Lw

electrical vep          # Borne entrée +
electrical vem          # Borne entrée -
rotational_vel arbre   # Arbre mecanique
input nu vonddref      # Tensions de référence dans les axes d,q
input nu vondqref      # données par les correcteurs
output nu isdmes       # Courants dans Park
output nu isqmes       # utilisés pour le controle
number Rs              # (Ohm)      Resistance bobine statorique
number Ls              # (Henry)    Inductance propre bobine statorique
number Ms              # (Henry)    Mutuelle inductance (negative) entre deux bobines
number Rw              # (Ohm)      Résistance de cablage
number Lw              # (Henry)    Inductance de cablage
number Np              # Nombre de paires de poles
number Jms              # (kg*m^2) Moment d'inertie rotor
number Fms              # (N*m*s/rad) Coefficient frottement visqueux du moteur
number PhiM            # Valeur max du flux total des aimants dans une bobine statorique

```

#### A.2.1.2 Définition du fonctionnement du drive

```

{
<constsin

      branch ve = v(vep, vem) # Tension d'entrée
      branch ie = i(vep->vem) # Courant d'entrée

      var i isd, isq          # Les courants dans Park
      var v esd, esq          # Fem dans Park
      var v vsdmach, vsqmach # Tensions aux bornes des enroulements de la machine

      val tq_Nm cem           # Couple electromecanique
      val w_radps omega       # Vitesse angulaire de rotation de l'arbre
      val nu alphad, alphaq   # Rapports cycliques dans les axes d,q

      var p p_elec            # Puissance absorbée sur le bus continu
      var p p_meca           # Puissance fournie sur l'arbre mécanique

```

```

control_section
{
  initial_condition(omega, 1e-12)
}

values
{
  # vitesse de rotation arbre
  omega = w\_radps(arbre)

  alphad = vonddref/540
  alphaq = vondqref/540

  # couple
  cem = sqrt(3.0/2.0)*Np*PhiM*isq
  if (omega ~= 0)
  {
    step\_size = 2*math\_pi/10/abs(omega)/Np
  }
}

equations
{
  tq\_Nm(arbre) += cem-Fms*omega-d\_by\_dt(Jms*omega)
  esd : esd = -Np*omega*(Ls-Ms)*isq
  esq : esq = Np*omega*((Ls-Ms)*isd+PhiM*sqrt(3.0/2.0))
  isdmes : isdmes = isd # Grandeurs utilisées par les régulateurs
  isqmes : isqmes = isq
  isd : alphad*ve = (Rs+Rw)*isd+d\_by\_dt((Ls-Ms+Lw)*isd)+esd
  isq : alphaq*ve = (Rs+Rw)*isq+d\_by\_dt((Ls-Ms+Lw)*isq)+esq
  vsdmach : vsdmach = Rs*isd+d\_by\_dt((Ls-Ms)*isd)+esd
  vsqmach : vsqmach = Rs*isq+d\_by\_dt((Ls-Ms)*isq)+esq
  ie : ie = alphad*isd+alphaq*isq
  p_meca : p_meca = cem*omega
  p_elec : p_elec = ve*ie
}
}

```

## A.2.2 La boucle de correction

Les correcteurs sont intégrés sous forme de schéma bloc. La figure (A.3) illustre le bloc `Correcteur` qui reçoit la consigne, la mesure et la compensation, afin de déterminer la commande à appliquer sur l'onduleur. La même structure sans compensation est utilisée pour le correcteur de vitesse lorsque cette dynamique est

régulée.

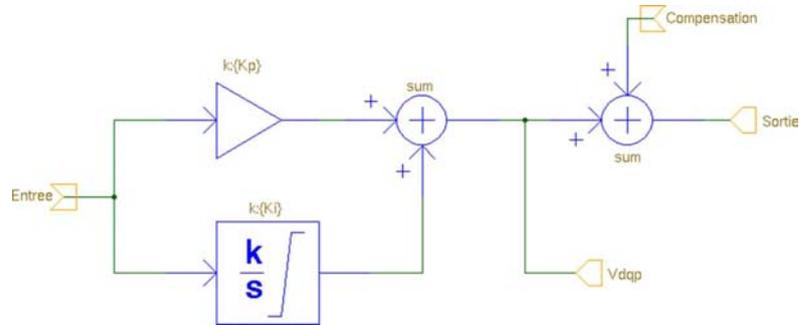


FIG. A.3 – Présentation du bloc Correcteur

### A.2.3 La boucle de compensation

Le bloc Compensation est détaillé sur la figure (A.4). Il calcule les compensations des forces électromotrices dans Park à partir des courants et de la vitesse de la machine.

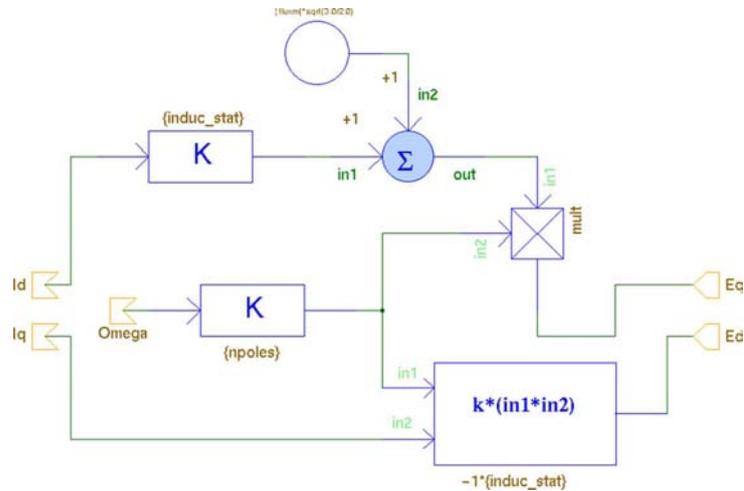


FIG. A.4 – Présentation du bloc Compensation



# Annexe B

## Construction de modèles de réseaux sous l'environnement Maple

### B.1 Initialisation du programme

```
> restart:
> libname:=libname, 'D:/Travail/Packages Maple/Syrup/Syrup7-1/Syrup':
> with(Syrup):
> with(Plots):
```

### B.2 Modélisation “directe”

```
> CircuitComplet := "
> Ve 1 0
> Rsource 1 2
> Lsource 2 3
> Cbus 3 0
> Lf11 3 4
> Cf11 4 0
> Rf12 4 5
> Cf12 5 0
> Rdrive1 4 0
> Lf21 3 6
> Cf21 6 0
> Rf22 6 7
> Cf22 7 0
> Rdrive2 6 0
> .end":

> SacComplet := syrup(CircuitComplet, ac, symbolic):
syrup : Symbolic analysis, numeric values will be ignored

> Hdirect := eval(v[3]/v[1], SacComplet):
```

### B.3 Modélisation avec la méthode des sous-ensembles

```

> CircuitSource := "
> Ve 1 0
> Rsource 1 2
> Lsource 2 3
> Cbus 3 0
> Rsubsys1 3 0
> Rsubsys2 3 0
> .end":

> CircuitSubSyst1 := "
> Ibus1 0 1
> Lf11 1 2
> Cf11 2 0
> Rf12 2 3
> Cf12 3 0
> Rdrive1 2 0
> .end":

> CircuitSubSyst2 := "
> Ibus2 0 1
> Lf21 1 2
> Cf21 2 0
> Rf22 2 3
> Cf22 3 0
> Rdrive2 2 0
> .end":

> SacSource := syrup(CircuitSource, ac, symbolic):
syrup : Symbolic analysis, numeric values will be ignored

> Hsubsys1 := eval(v[3]/v[1], SacSource):

> SacSubsys1 := syrup(CircuitSubSyst1, ac, symbolic):
syrup : Symbolic analysis, numeric values will be ignored

> Zsubsys1 := eval(v[1]/Ibus1, SacSubsys1):

> SacSubsys2 := syrup(CircuitSubSyst2, ac, symbolic):
syrup : Symbolic analysis, numeric values will be ignored

> Zsubsys2 := eval(v[1]/Ibus2, SacSubsys2):

```

### B.4 Application numérique

```

> Rsource:=0.3:
> Lsource:=400e-6:
> Cbus:=600e-6:

> Lf11:=56e-6:
> Cf11:=100e-6:
> Rf12:=0.28:
> Cf12:=560e-6:

```

```

> Lf21:=56e-6:
> Cf21:=100e-6:
> Rf22:=0.28:
> Cf22:=560e-6:

> Ydrive := (1.391510000*s^2-0.2462003722e13+1297537270.*s)/
>           (2552376693.*s+145061.0000*s^2+0.2291183280e14);
           Ydrive :=  $\frac{1.391510000 s^2 - 2462003722000.0 + 1297537270.0 s}{2552376693.0 s + 145061.0 s^2 + 22911832800000.0}$ 

> Rdrive1 := 1/Ydrive:
> Rdrive2 := 1/Ydrive:

```

## B.5 Comparaison des modèles obtenus

```

> Hdirect := simplify(Hdirect):
> numer(Hdirect);

1.312380206 × 1056 + 6.881660477 × 1052 s +
2.555372879 × 1049 s2 + 6.036797490 × 1045 s3 +
1.054063739 × 1042 s4 + 1.315144748 × 1038 s5 +
1.138841517 × 1034 s6 + 6.567621003 × 1029 s7 +
2.391365039 × 1025 s8 + 4.841948818 × 1020 s9 +
4056108030000000.0 s10
> denom(Hdirect);

1.227766679 × 1056 + 1.340420866 × 1053 s +
1.615878812 × 1050 s2 + 6.190977598 × 1046 s3 +
1.712127752 × 1043 s4 + 3.164744080 × 1039 s5 +
4.274437422 × 1035 s6 + 4.303527710 × 1031 s7 +
3.211814635 × 1027 s8 + 1.693720841 × 1023 s9 +
5888431680000000000.0 s10 + 116936871000000.0 s11 +
973465927.0 s12
> degree(numer(Hdirect),s);
> degree(denom(Hdirect),s);

10
12

> Hsubsys := simplify(eval(Hsubsys,{Rsubsys1=Zsubsys1,
> Rsubsys2=Zsubsys2})):
> numer(Hsubsys);

1.118741836 × 1035 + 2.933144466 × 1031 s +
7.046575832 × 1027 s2 + 7.255533335 × 1023 s3 +
3.712235208 × 1019 s4 + 621949037500000.0 s5
> denom(Hsubsys);

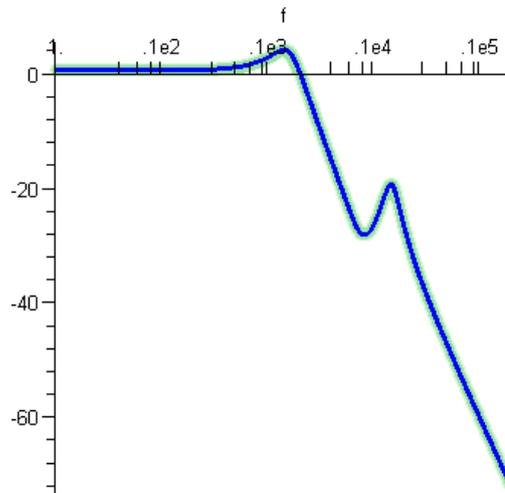
1.046612821 × 1035 + 8.682416814 × 1031 s +
1.083899688 × 1029 s2 + 1.820966612 × 1025 s3 +
2.395883207 × 1021 s4 + 190321758700000000.0 s5 +
9021315325000.0 s6 + 149267769.0 s7

```

```

> degree(numer(Hsubsys),s);
> degree(denom(Hsubsys),s);
          5
          7
> HdirectF := eval(Hdirect,s=2*evalf(Pi)*f*I):
> HsubsysF := eval(Hsubsys,s=2*evalf(Pi)*f*I):
> plots[semilogplot]([20*log10(abs(HdirectF)),20*log10(abs(HsubsysF))],
> f=1..20e3,numpoints=3000,thickness=[6,2], linestyle=[SOLID,DASH],
> color=[COLOR(RGB, 0.6, 0.9, 0.6),blue]);

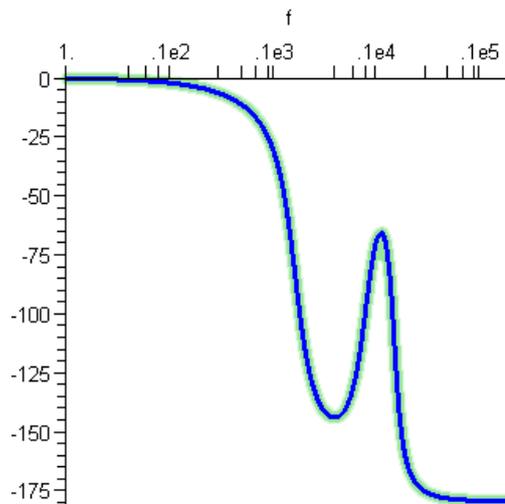
```



```

> plots[semilogplot]([argument(HdirectF)*180/evalf(Pi),argument(HsubsysF)
> *180/evalf(Pi)],f=1..20e3,numpoints=3000,thickness=[6,2],
> linestyle=[SOLID,DASH],color=[COLOR(RGB, 0.6, 0.9, 0.6),
> blue]);

```



# Annexe C

## Implémentation du critère de Routh-Hurwitz sous l'environnement Maple

### C.1 Implémentation du critère de Routh-Hurwitz

#### C.1.1 Application sur une expression analytique

##### C.1.1.1 Initialisation

```
> Han := (b0+b1*s+b2*s^2)/(a0+a1*s+a2*s^2+a3*s^3+a4*s^4);
```

$$Han := \frac{b_0 + b_1 s + b_2 s^2}{a_0 + a_1 s + a_2 s^2 + a_3 s^3 + a_4 s^4}$$

```
> DenHan := collect(expand(denom(Han)), [s], recursive);
```

$$DenHan := a_0 + a_1 s + a_2 s^2 + a_3 s^3 + a_4 s^4$$

```
> n := degree(DenHan,s);
```

$$n := 4$$

```
> CoefDen := Vector(n+1):
```

```
> for i from 1 by 1 to n+1 do
```

```
>   CoefDen[i] := coeff(DenHan,s,n+1-i):
```

```
> end do:
```

```
> evalm(CoefDen);
```

$$[a_4, a_3, a_2, a_1, a_0]$$

##### C.1.1.2 Calcul de la table de Routh

```
> nbLigne := n+1;
```

```
> nbColonne := ceil((n+1)/2);
```

$$nbLigne := 5$$

$$nbColonne := 3$$

```
> MatRouth := Matrix(nbLigne,nbColonne+1):
```

```
> CoefDenRouth := Vector(nbLigne+1):
```

```
> CoefDenRouth[1..nbLigne] := CoefDen:
```

```

> for i from 1 by 1 to 2 do
>   for j from 1 by 1 to nbColonne do
>     MatRouth[i,j] := CoefDenRouth[i+2*(j-1)];
>   end do;
> end do;
> for k from 3 by 1 to nbLigne do
>   for l from nbColonne by -1 to 1 do
>     if MatRouth[k-1,1] = "Instable" then
>       for h from nbColonne by -1 to 1 do
>         MatRouth[k,h] := "Instable";
>       end do;
>     else
>       MatRouth[k,l] := simplify(expand(
>         (MatRouth[k-2,l+1]*MatRouth[k-1,1]-
>         MatRouth[k-2,1]*MatRouth[k-1,l+1])
>         / MatRouth[k-1,1]));
>     end if;
>   end do;
> end do;
> MatRouth := MatRouth[1..nbLigne,1..nbColonne]:
> eval(MatRouth);

```

$$\begin{bmatrix} a4 & a2 & a0 \\ a3 & a1 & 0 \\ -\frac{-a2 a3+a4 a1}{a3} & a0 & 0 \\ \frac{-a3 a1 a2+a1^2 a4+a3^2 a0}{-a2 a3+a4 a1} & 0 & 0 \\ a0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

## C.1.2 Application sur une expression numérique (cas stable avec gestion d'un zéro)

### C.1.2.1 Initialisation

```

> Hnum := (1+2*s+3*s^2)/(4+4*s+5*s^2+1*s^3+1*s^4);

```

$$Hnum := \frac{1+2s+3s^2}{4+4s+5s^2+s^3+s^4}$$

```

> DenHnum := collect(expand(denom(Hnum)), [s], recursive);

```

$$DenHnum := 4 + 4s + 5s^2 + s^3 + s^4$$

```

> n := degree(DenHnum,s);

```

$$n := 4$$

```

> CoefDen := Vector(n+1):
> for i from 1 by 1 to n+1 do
>   CoefDen[i] := coeff(DenHnum,s,n+1-i):
> end do;
> evalm(CoefDen);

```

$$[1, 1, 5, 4, 4]$$

### C.1.2.2 Calcul de la table de Routh

```

> nbLigne := n+1;
> nbColonne := ceil((n+1)/2);

```

```

                                nbLigne := 5
                                nbColonne := 3
> MatRouth := Matrix(nbLigne,nbColonne+1):
> CoefDenRouth := Vector(nbLigne+1):
> CoefDenRouth[1..nbLigne] := CoefDen:
> ZeroCpiv := proc(k,MatRouth)
>   local polyn, g, Sum;
>   Sum:=0;
>   for g from 2 by 1 to nbColonne+1 do
>     Sum := Sum + MatRouth[k,g];
>   end do;
>   if Sum=0 then
>     polyn := MatRouth[k-1,1]*p^(n-k+2);
>     return eval(diff(polyn,p),p=1);
>   else
>     return "Instable";
>   end if;
> end proc:
> for i from 1 by 1 to 2 do
>   for j from 1 by 1 to nbColonne do
>     MatRouth[i,j] := CoefDenRouth[i+2*(j-1)];
>   end do;
> end do;
> if MatRouth[2,1]=0 then
>   MatRouth[2,1] := "Instable";
> end if:
> for k from 3 by 1 to nbLigne do
>   for l from nbColonne by -1 to 1 do
>     if MatRouth[k-1,1] = "Instable" then
>       for h from nbColonne by -1 to 1 do
>         MatRouth[k,h] := "Instable";
>       end do;
>     else
>       MatRouth[k,l] := simplify(expand(
>         (MatRouth[k-2,l+1]*MatRouth[k-1,1]-
>         MatRouth[k-2,1]*MatRouth[k-1,l+1])
>         / MatRouth[k-1,1]));
>     end if;
>     if MatRouth[k,1]=0 then
>       MatRouth[k,1]:=ZeroCpiv(k,MatRouth);
>     end if;
>   end do;
> end do;
> MatRouth := MatRouth[1..nbLigne,1..nbColonne]:
> eval(MatRouth);

```

$$\begin{bmatrix} 1 & 5 & 4 \\ 1 & 4 & 0 \\ 1 & 4 & 0 \\ 2 & 0 & 0 \\ 4 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

**C.1.2.3 Équation caractéristique = polynôme de Hurwitz ?**

```

> PivRouth := Vector(nbLigne):
> PivRouth[1..nbLigne] := MatRouth[1..nbLigne,1]:
> if type(PivRouth[nbLigne], 'string') then
>   TestZero := PivRouth[nbLigne]:
> else
>   TestZero := "PivRouth[nbLigne]":
> end if:
> if (StringTools[Compare](TestZero, "Instable")) then
>   Result := "instable pour cause de zero dans la colonne
>             du pivot":
> else
>   NbChSig:=0:
>   for t from 1 by 1 to n do
>     if (signum(PivRouth[t])<>signum(PivRouth[t+1])) then
>       NbChSig := NbChSig+1:
>     end if:
>   end do:
>   if (NbChSig=0) then
>     Result := "stable":
>   else
>     Result := sprintf("instable - il y a %d changement(s) de
>                       signes", NbChSig):
>   end if:
> end if:
> sprintf("Le systeme est %s", Result);

```

*Le systeme est stable*

**C.1.3 Application sur une expression numérique (cas instable)****C.1.3.1 Initialisation**

```

> Hnum := (1+4*s+6*s^2)/(1-2*s+3*s^2+5*s^3+1*s^4);

```

$$Hnum := \frac{1+4s+6s^2}{1-2s+3s^2+5s^3+s^4}$$

```

> DenHnum := collect(expand(denom(Hnum)), [s], recursive);

```

$$DenHnum := 1 - 2s + 3s^2 + 5s^3 + s^4$$

```

> n := degree(DenHnum, s);

```

$$n := 4$$

```

> CoefDen := Vector(n+1):
> for i from 1 by 1 to n+1 do
>   CoefDen[i] := coeff(DenHnum, s, n+1-i):
> end do:
> evalm(CoefDen);

```

[1, 5, 3, -2, 1]

**C.1.3.2 Calcul de la table de Routh**

```

> nbLigne := n+1;
> nbColonne := ceil((n+1)/2);

```

$$nbLigne := 5$$

```

                                nbColonne := 3
> MatRouth := Matrix(nbLigne,nbColonne+1):
> CoefDenRouth := Vector(nbLigne+1):
> CoefDenRouth[1..nbLigne] := CoefDen:

> ZeroCpiv := proc(k,MatRouth)
>   local polyn, g, Sum;
>   Sum:=0;
>   for g from 2 by 1 to nbColonne+1 do
>     Sum := Sum + MatRouth[k,g];
>   end do;
>   if Sum=0 then
>     polyn := MatRouth[k-1,1]*p^(n-k+2);
>     return eval(diff(polyn,p),p=1);
>   else
>     return "Instable";
>   end if;
> end proc:

> for i from 1 by 1 to 2 do
>   for j from 1 by 1 to nbColonne do
>     MatRouth[i,j] := CoefDenRouth[i+2*(j-1)];
>   end do;
> end do;
> if MatRouth[2,1]=0 then
>   MatRouth[2,1] := "Instable";
> end if:
> for k from 3 by 1 to nbLigne do
>   for l from nbColonne by -1 to 1 do
>     if MatRouth[k-1,1] = "Instable" then
>       for h from nbColonne by -1 to 1 do
>         MatRouth[k,h] := "Instable";
>       end do;
>     else
>       MatRouth[k,1] := simplify(expand(
>         (MatRouth[k-2,1+1]*MatRouth[k-1,1]-
>          MatRouth[k-2,1]*MatRouth[k-1,1+1])
>         / MatRouth[k-1,1]));
>     end if;
>     if MatRouth[k,1]=0 then
>       MatRouth[k,1]:=ZeroCpiv(k,MatRouth);
>     end if;
>   end do;
> end do;

> MatRouth := MatRouth[1..nbLigne,1..nbColonne]:
> eval(MatRouth);

```

$$\begin{bmatrix} 1 & 3 & 1 \\ 5 & -2 & 0 \\ \frac{17}{5} & 1 & 0 \\ -\frac{59}{17} & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

**C.1.3.3 Équation caractéristique = polynôme de Hurwitz ?**

```

> PivRouth := Vector(nbLigne):
> PivRouth[1..nbLigne] := MatRouth[1..nbLigne,1]:
> if type(PivRouth[nbLigne], 'string') then
>   TestZero := PivRouth[nbLigne]:
> else
>   TestZero := "PivRouth[nbLigne]":
> end if:
> if (StringTools[Compare](TestZero, "Instable")) then
>   Result := "instable pour cause de zero dans la colonne
>             du pivot":
> else
>   NbChSig:=0:
>   for t from 1 by 1 to n do
>     if (signum(PivRouth[t])<>signum(PivRouth[t+1])) then
>       NbChSig := NbChSig+1:
>     end if:
>   end do:
>   if (NbChSig=0) then
>     Result := "stable":
>   else
>     Result := sprintf("instable - il y a %d changement(s) de
>                       signes", NbChSig):
>   end if:
> end if:
> sprintf("Le systeme est %s", Result);

```

*Le systeme est instable – il y a 2 changement(s) de signes*

**C.1.4 Application sur une expression numérique (cas instable à cause d'un zéro)****C.1.4.1 Initialisation**

```

> Hnum := (1-2*s+8*s^2)/(1+7*s+4*s^2+3*s^3+0*s^4+s^5);

```

$$Hnum := \frac{1-2s+8s^2}{1+7s+4s^2+3s^3+s^5}$$

```

> DenHnum := collect(expand(denom(Hnum)), [s], recursive);

```

$$DenHnum := 1 + 7s + 4s^2 + 3s^3 + s^5$$

```

> n := degree(DenHnum, s);

```

$$n := 5$$

```

> CoefDen := Vector(n+1):
> for i from 1 by 1 to n+1 do
>   CoefDen[i] := coeff(DenHnum, s, n+1-i):
> end do:
> evalm(CoefDen);

```

[1, 0, 3, 4, 7, 1]

**C.1.4.2 Calcul de la table de Routh**

```

> nbLigne := n+1;
> nbColonne := ceil((n+1)/2);

```

$$nbLigne := 6$$

```

                                nbColonne := 3
> MatRouth := Matrix(nbLigne,nbColonne+1):
> CoefDenRouth := Vector(nbLigne+1):
> CoefDenRouth[1..nbLigne] := CoefDen:
> ZeroCpiv := proc(k,MatRouth)
>   local polyn, g, Sum;
>   Sum:=0;
>   for g from 2 by 1 to nbColonne+1 do
>     Sum := Sum + MatRouth[k,g];
>   end do;
>   if Sum=0 then
>     polyn := MatRouth[k-1,1]*p^(n-k+2);
>     return eval(diff(polyn,p),p=1);
>   else
>     return "Instable";
>   end if;
> end proc:
> for i from 1 by 1 to 2 do
>   for j from 1 by 1 to nbColonne do
>     MatRouth[i,j] := CoefDenRouth[i+2*(j-1)];
>   end do;
> end do;
> if MatRouth[2,1]=0 then
>   MatRouth[2,1] := "Instable";
> end if:
> for k from 3 by 1 to nbLigne do
>   for l from nbColonne by -1 to 1 do
>     if MatRouth[k-1,1] = "Instable" then
>       for h from nbColonne by -1 to 1 do
>         MatRouth[k,h] := "Instable";
>       end do;
>     else
>       MatRouth[k,l] := simplify(expand(
>         (MatRouth[k-2,l+1]*MatRouth[k-1,1]-
>          MatRouth[k-2,1]*MatRouth[k-1,l+1])
>         / MatRouth[k-1,1]));
>     end if;
>     if MatRouth[k,1]=0 then
>       MatRouth[k,1]:=ZeroCpiv(k,MatRouth);
>     end if;
>   end do;
> end do;
> MatRouth := MatRouth[1..nbLigne,1..nbColonne]:
> eval(MatRouth);

```

$$\begin{bmatrix} 1 & 3 & 7 \\ \text{Instable} & 4 & 1 \\ \text{Instable} & \text{Instable} & \text{Instable} \end{bmatrix}$$

**C.1.4.3 Équation caractéristique = polynôme de Hurwitz ?**

```

> PivRouth := Vector(nbLigne):
> PivRouth[1..nbLigne] := MatRouth[1..nbLigne,1]:
> if type(PivRouth[nbLigne], 'string') then
>   TestZero := PivRouth[nbLigne]:
> else
>   TestZero := "PivRouth[nbLigne]":
> end if:
> if (StringTools[Compare](TestZero, "Instable")) then
>   Result := "instable pour cause de zero dans la colonne
>             du pivot":
> else
>   NbChSig:=0:
>   for t from 1 by 1 to n do
>     if (signum(PivRouth[t])<>signum(PivRouth[t+1])) then
>       NbChSig := NbChSig+1:
>     end if:
>   end do:
>   if (NbChSig=0) then
>     Result := "stable":
>   else
>     Result := sprintf("instable - il y a %d changement(s) de
>                       signes", NbChSig):
>   end if:
> end if:
> sprintf("Le systeme est %s", Result);

```

*Le systeme est instable pour cause de zero dans la colonne du pivot*

## Annexe D

# Construction d'un abaque de stabilité à partir du critère de Routh-Hurwitz sous l'environnement Maple

### D.1 Initialisation du Programme - Chargement du package Syrup

```
> restart:
> libname:=libname, 'D:/Travail/Packages Maple/Syrup/Syrup7-1/Syrup':
> with(Syrup):
> with(PolynomialTools):
> with(plots):
> with(LinearAlgebra):
> with (linalg):
```

### D.2 Description du Circuit

```
> Circuit := "
> Ve 1 0
> Lfiltre 1 2
> Cfiltre 2 0
> Rdrive 2 0
> .end";
```

```
Circuit :=
Ve 1 0
Lfiltre 1 2
Cfiltre 2 0
Rdrive 2 0
.end
```

## D.3 Construction du modèle

### D.3.1 Détermination de la fonction de transfert avec Syrup

```
> Sac := syrup(Circuit, ac, symbolic);
syrup : Symbolic analysis, numeric values will be ignored
      Sac := { v1 = Ve, v2 =  $\frac{Ve Rdrive}{sL_{filtre} + s^2 C_{filtre} Rdrive L_{filtre} + Rdrive}$  }
> Hsyst := eval(v[2]/v[1], Sac);
      Hsyst :=  $\frac{Rdrive}{sL_{filtre} + s^2 C_{filtre} Rdrive L_{filtre} + Rdrive}$ 
```

### D.3.2 Introduction de l'admittance équivalente et application numérique

#### D.3.2.1 Drive

```
> Ydrive := eval(-1/2*(-2*p^2*taui*Ldq*G*Iqref^2*Rdq+2*p^2*taui*Ldq*Idc0
> -p^2*taui*Ldq*G*Iqref*Np*Omega*sqrt(6)*PhiM-p*taui*G*Iqref*Np*Omega
> *sqrt(6)*PhiM*Rdq+2*p*taui*Idc0*Rdq-2*p*taui*G^2*Vdc0*Rdq*Iqref*Np
> *Omega*sqrt(6)*PhiM-2*p*taui*G^2*Vdc0*Rdq^2*Iqref^2-3*p*taui*G^2*Vdc0
> *Np^2*Omega^2*PhiM^2+2*p*taui*Idc0*G*Vdc0*Kp-2*p*taui*G*Iqref^2*Rdq^2+
> 2*Idc0*G*Vdc0*Kp)/(Vdc0*(Rdq*taui*p+Ldq*p^2*taui+G*Vdc0*Kp+G*Vdc0*Kp
> *taui*p)), p=s);
> Ynum := simplify(eval(Ydrive,
> { Rdq=0.14,
>   Ldq=34e-6,
>   PhiM=0.0226,
>   Np=3,
>   Iqref=97.623,
>   Idc0=58.026,
>   Vdc0=540,
>   G=0.001852,
>   Omega=3700.796146,
>   Kp=0.4582,
>   taui=85.33e-6}));
      Ynum := 0.000010000000000  $\frac{139151.0 s^2 - 246200372200000000.0 + 129753727000000.0 s}{2552376693.0 s + 145061.0 s^2 + 22911832800000.0}$ 
> Rdrive := 1/Ynum;
      Rdrive := 100000.0  $\frac{2552376693.0 s + 145061.0 s^2 + 22911832800000.0}{139151.0 s^2 - 246200372200000000.0 + 129753727000000.0 s}$ 
```

#### D.3.2.2 Filtre

```
> Lfiltre := P2;
> Cfiltre := P1;
      Lfiltre := P2
      Cfiltre := P1
```

#### D.3.2.3 Modèle final

```
> Hsyst := simplify(eval(Hsyst));
> EqCar := denom(Hsyst);
```

```

EqCar := 139151.0 s^3 P2 - 246200372200000000.0 s P2
+ 129753727000000.0 s^2 P2 + 255237669300000.0 s^3 P1 P2
+ 14506100000.0 s^4 P1 P2 + 2291183280000000000.0 s^2 P1 P2
+ 255237669300000.0 s + 14506100000.0 s^2
+ 2291183280000000000.0
> n := degree(EqCar,s);
                                n := 4

```

## D.4 Construction de l'abaque à partir du critère de Routh-Hurwitz

### D.4.1 Paramétrage de l'abaque

```

> NbPoint := 30;
> DecParam1 := 5;
> InitParam1 := 1e-7;
> DecParam2 := 5;
> InitParam2 := 1e-6;

```

### D.4.2 Construction de la grille

```

> prov := Vector[row](NbPoint):
> for improv from 1 to NbPoint do
>   prov[improv] := evalf(exp(ln(10)/NbPoint*improv)):
> end do:
> Param1 := Vector[row](NbPoint*DecParam1):
> for idec1 from 1 to DecParam1 do
>   for iparam1 from 1 to NbPoint do
>     Param1[iparam1+(idec1-1)*NbPoint] :=
>       prov[iparam1] * InitParam1 * 10^(idec1-1):
>   end do:
> end do:
> Param2 := Vector[row](NbPoint*DecParam2):
> for idec2 from 1 to DecParam2 do
>   for iparam2 from 1 to NbPoint do
>     Param2[iparam2+(idec2-1)*NbPoint] :=
>       prov[iparam2] * InitParam2 * 10^(idec2-1):
>   end do:
> end do:

```

### D.4.3 Construction de la matrice représentant l'abaque

```

> nbLigne := n+1;
> nbColonne := ceil((n+1)/2);
                                nbLigne := 5
                                nbColonne := 3
> CoefDen := Vector(n+1):
> for i from 1 by 1 to n+1 do
>   CoefDen[i] := coeff(EqCar,s,n+1-i):
> end do:
> CoefDenRouth := Vector(nbLigne+1):
> CoefDenRouth[1..nbLigne] := CoefDen;

```

$$\text{CoefDenRouth}_{1\dots 5} := \begin{bmatrix} 14506100000.0 P1 P2 \\ 139151.0 P2 + 255237669300000.0 P1 P2 \\ 129753727000000.0 P2 + 2291183280000000000.0 P1 P2 + 14506100000.0 \\ -246200372200000000.0 P2 + 255237669300000.0 \\ 2291183280000000000.0 \end{bmatrix}$$

```

> MatRouth := Matrix(nbLigne,nbColonne+1):
> PivRouth := Vector(nbLigne):

> A := Matrix(NbPoint*DecParam1,NbPoint*DecParam2):

> for ip1 from 1 to NbPoint*DecParam1 do
>   P1 := Param1[ip1]:
>   for ip2 from 1 to NbPoint*DecParam2 do
>     P2 := Param2[ip2]:
>
>   for ia from 1 by 1 to 2 do
>     for ja from 1 by 1 to nbColonne do
>       MatRouth[ia,ja] := CoefDenRouth[ia+2*(ja-1)];
>     end do;
>   end do;
>   for ka from 3 by 1 to nbLigne do
>     for la from nbColonne by -1 to 1 do
>       MatRouth[ka,la] := simplify(expand(
>         (MatRouth[ka-2,la+1]*MatRouth[ka-1,1]-
>
>           MatRouth[ka-2,1]*MatRouth[ka-1,la+1])
>         / MatRouth[ka-1,1]));
>     end do;
>   end do;
> TableRouth := MatRouth[1..nbLigne,1..nbColonne]:
>
> PivRouth[1..nbLigne] := TableRouth[1..nbLigne,1]:
> Result := 0:
> for ipiv from 2 to nbLigne do
>   if (signum(PivRouth[1])=signum(PivRouth[ipiv])) then
>     Result := Result+1:
>   end if:
> end do:
>
> if (Result=n) then A[ip1,ip2]:=0 else A[ip1,ip2]:=1 end if:
>
>   end do:
> end do:

> unassign('P1','P2'):

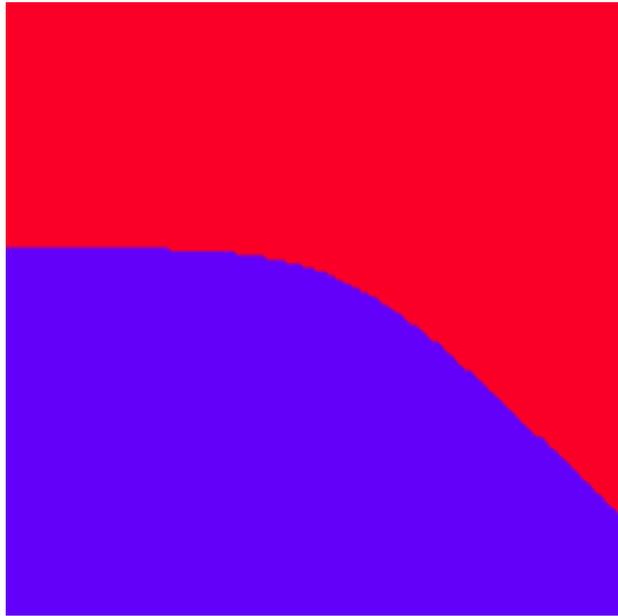
```

#### D.4.4 Affichage de l'abaque

```

> matrixplot(A,orientation=[-90,0],style=patchnogrid,shading='Z');

```



```
> NZS := 0:
> for i from 1 to NbPoint*DecParam1 do
>   for j from 1 to NbPoint*DecParam2 do
>     NZS := NZS+A[i,j]:
>   end do:
> end do:
> PZS := ((NbPoint^2*DecParam1*DecParam2)-NZS)*100.
>       / (NbPoint^2*DecParam1*DecParam2);
      PZS := 48.93777778
```



# Annexe E

## Dimensionnement d'un filtre suivant des critères de stabilité et de qualité sous l'environnement Maple

### E.1 Initialisation du programme - Chargement des packages de travail (notamment Syrup)

```
> restart:
> libname:=libname,'D:/Travail/Packages Maple/Syrup/Syrup7-1/Syrup':
> with(Syrup):
> with(PolynomialTools):
> with(plots):
> with(LinearAlgebra):
> with (linalg):
```

### E.2 Modélisation du réseau

#### E.2.1 Description circuit du réseau

```
> CircuitPrinc := "
> Vbus 1 0
> Rsource 1 2
> Lsource 2 3
> Cbus 3 0
> Rsubsys 3 0
> .end":
```

```
> CircuitSec := "  
> Ibus 0 1  
> Lf1 1 2  
> Cf1 2 0  
> Rf2 2 3  
> Cf2 3 0  
> Rdrive 2 0  
> .end":
```

### E.2.2 Construction de modèles sous Syrup

```
> SacPrinc := syrup(CircuitPrinc, ac, symbolic):
```

syrup : Symbolic analysis, numeric values will be ignored

```
> Hsyst := eval(v[3]/v[1], SacPrinc);
```

$$H_{syst} := \frac{R_{subsyst}}{s C_{bus} R_{subsyst} R_{source} + s^2 C_{bus} R_{subsyst} L_{source} + R_{source} + s L_{source} + R_{subsyst}}$$

```
> SacSubsyst := syrup(CircuitSec, ac, symbolic):
```

syrup : Symbolic analysis, numeric values will be ignored

```
> Zsubsyst := eval(v[1]/Ibus, SacSubsyst):
```

### E.2.3 Application numérique et introduction de l'admittance équivalente

```
> Rsource:=0.3:  
> Lsource:=400e-6:  
> Cbus:=600e-6:
```

```
> Lf1:=P2:  
> Cf1:=P1:  
> Rf2:=0.28:  
> Cf2:=560e-6:
```

```
> Ydrive := (1.391510000*s^2-0.2462003722e13+1297537270.*s)  
> / (2552376693.*s+145061.0000*s^2+0.2291183280e14);
```

$$Y_{drive} := \frac{1.391510000 s^2 - 2462003722000.0 + 1297537270.0 s}{2552376693.0 s + 145061.0 s^2 + 22911832800000.0}$$

```
> Rdrive := 1/Ydrive:
```

### E.2.4 Modèle final

```
> Hsyst := simplify(eval(Hsyst, Rsubsyst=Zsubsyst)):
```

```
> EqCar := denom(Hsyst);
```

```

EqCar := 8.661418626 × 1030
+ 5.237076925 × 1027 s + 2.684980406 × 1030 sP1 - 9.617202039 × 1029 sP2
+ 5.131597402 × 1024 s2 + 4.300085446 × 1027 s2P1
+ 5.194906556 × 1027 s2P2 + 8.949934688 × 1030 s2P2 P1
+ 8.879562929 × 1020 s3 + 1.024048020 × 1024 s3P1
+ 1.373237169 × 1024 s3P2 + 4.011360148 × 1027 s3P2 P1
+ 65411575250000000.0 s4 + 8.786450610 × 1019 s4P1
+ 1.434861344 × 1021 s4P2 + 2.793048793 × 1024 s4P2 P1
+ 2132396700000.0 s5 + 3553994500000000.0 s5P1
+ 158785496900000000.0 s5P2 + 6.233137980 × 1020 s5P2 P1
+ 7615722955000.0 s6P2 + 52718703660000000.0 s6P2 P1
+ 2132396700000.0 s7P2 P1
> n := degree(EqCar, s);

```

$n := 7$

## E.3 Construction de l'abaque à partir du critère de Routh-Hurwitz

### E.3.1 Paramétrage de l'abaque

```

> NbPoint := 30:
> DecParam1 := 5:
> InitParam1 := 1e-7:
> DecParam2 := 5:
> InitParam2 := 1e-6:

```

### E.3.2 Construction de la grille

```

> prov := Vector[row](NbPoint):
> for improv from 1 to NbPoint do
>   prov[improv] := evalf(exp(ln(10)/NbPoint*improv)):
> end do:
> Param1 := Vector[row](NbPoint*DecParam1):
> for idec1 from 1 to DecParam1 do
>   for iparam1 from 1 to NbPoint do
>     Param1[iparam1+(idec1-1)*NbPoint] :=
>       prov[iparam1]*InitParam1*10^(idec1-1):
>   end do:
> end do:
> Param2 := Vector[row](NbPoint*DecParam2):
> for idec2 from 1 to DecParam2 do
>   for iparam2 from 1 to NbPoint do
>     Param2[iparam2+(idec2-1)*NbPoint] :=
>       prov[iparam2]*InitParam2*10^(idec2-1):
>   end do:
> end do:

```

### E.3.3 Construction de la matrice représentant l'abaque

```

> nbLigne := n+1:
> nbColonne := ceil((n+1)/2):

```

```

> CoefDen := Vector(n+1):
> for i from 1 by 1 to n+1 do
>   CoefDen[i] := coeff(EqCar,s,n+1-i):
> end do:

> CoefDenRouth := Vector(nbLigne+1):
> CoefDenRouth[1..nbLigne] := CoefDen:

> MatRouth := Matrix(nbLigne,nbColonne+1):
> PivRouth := Vector(nbLigne):

> Astab := Matrix(NbPoint*DecParam1,NbPoint*DecParam2):

> for ip1 from 1 to NbPoint*DecParam1 do
>   P1 := Param1[ip1]:
>   for ip2 from 1 to NbPoint*DecParam2 do
>     P2 := Param2[ip2]:
>
>   for ia from 1 by 1 to 2 do
>     for ja from 1 by 1 to nbColonne do
>       MatRouth[ia,ja] := CoefDenRouth[ia+2*(ja-1)];
>     end do;
>   end do;
>   for ka from 3 by 1 to nbLigne do
>     for la from nbColonne by -1 to 1 do
>       MatRouth[ka,la] := simplify(expand(
>         (MatRouth[ka-2,la+1]*MatRouth[ka-1,1]-
>          MatRouth[ka-2,1]*MatRouth[ka-1,la+1])
>         / MatRouth[ka-1,1]));
>     end do;
>   end do;
>   TableRouth := MatRouth[1..nbLigne,1..nbColonne]:
>
>   PivRouth[1..nbLigne] := TableRouth[1..nbLigne,1]:
>   Result := 0:
>   for ipiv from 2 to nbLigne do
>     if (signum(PivRouth[1])=signum(PivRouth[ipiv])) then
>       Result := Result+1:
>     end if:
>   end do:
>
>   if (Result=n) then Astab[ip1,ip2]:=0 else Astab[ip1,ip2]:=1 end
if:
>
>   end do:
> end do:

> unassign('P1','P2'):

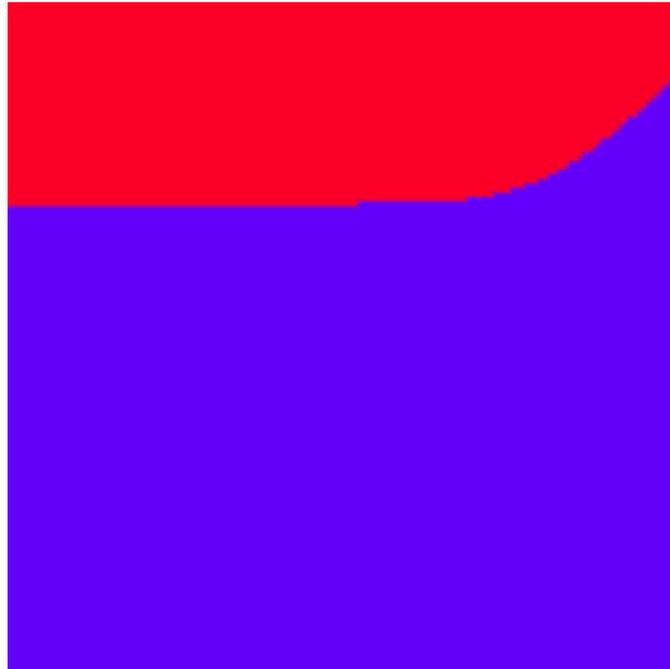
```

### E.3.4 Affichage de l'abaque

```

> matrixplot(Astab,orientation=[-90,0],style=patchnogrid,shading='Z'):

```



```

> NbPtI := 0:
> NbPtTot := (NbPoint^2*DecParam1*DecParam2):
> for i from 1 to NbPoint*DecParam1 do
>   for j from 1 to NbPoint*DecParam2 do
>     NbPtI := NbPtI+Astab[i,j]:
>   end do:
> end do:
> PZS := (NbPtTot-NbPtI)*100/NbPtTot:
> printf("L'abaque de %d points, dont %d stables,
> soit %.2f%%",NbPtTot,NbPtTot-NbPtI,PZS);

```

L'abaque de 22500 points, dont 16203 stables, soit 72.01%

## E.4 Ajout des critères de Qualité - filtrage et amortissement

```
> Fcoup := 2000;
```

*Fcoup* := 2000

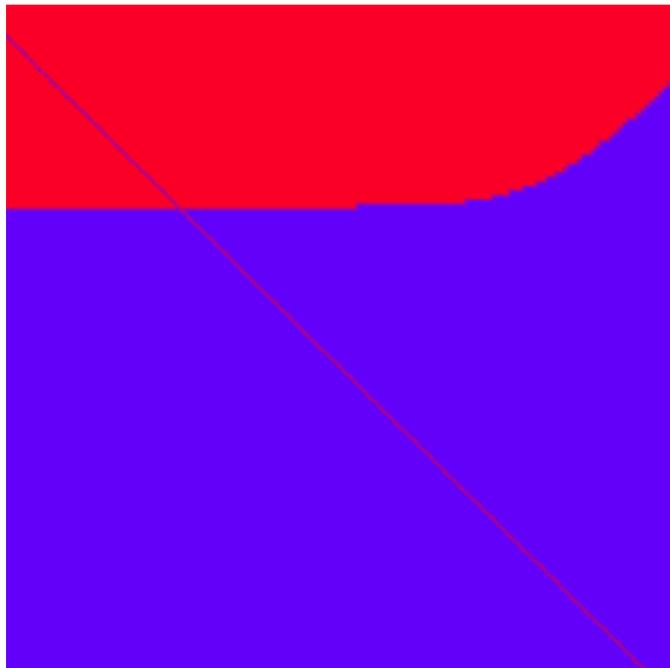
```
> Amortmin:=0.1;
```

*Amortmin* := 0.1

### **E.4.1 Critère de filtrage - fréquence de coupure du filtre**

```
> Afreq := Matrix(NbPoint*DecParam1,NbPoint*DecParam2):
> for ia1 from 1 to NbPoint*DecParam1 do
>   for ia2 from 1 to NbPoint*DecParam2 do
>     Afreq[ia1,ia2] := Astab[ia1,ia2]:
>   end do:
> end do:
> for ia1 from 1 to NbPoint*DecParam1 do
>   for ia2 from 1 to NbPoint*DecParam2 do
>     if (1/(2*evalf(Pi)*(Param1[ia1]*Param2[ia2])^(1/2))>0.98*Fcoup)
>       and
>       (1/(2*evalf(Pi)*(Param1[ia1]*Param2[ia2])^(1/2))<1.02*Fcoup)
>     then
>       Afreq[ia1,ia2] := 0.5:
>     end if:
>   end do:
> end do:

> matrixplot(Afreq,orientation=[-90,0],style=patchnogrid,shading='Z');
```



## E.4.2 Critère d'amortissement - coefficient d'amortissement du pôle dominant

### E.4.2.1 Récupération des points appartenant à la demi-droite stable

```

> nb:=0:
> TestPt := proc(pia1,pia2,pnb)
>   local res: res:=pnb:
>     if (Afreq[pia1,pia2]=0.5 and Astab[pia1,pia2]=0) then
>       res:=res+1:
>     end if;
>   res
> end proc:
> for ia1 from 1 to NbPoint*DecParam1 do
>   for ia2 from 1 to NbPoint*DecParam2 do
>     nb := TestPt(ia1,ia2,nb);
>   end do;
> end do;
> nb;

```

104

```

> ind:=1:
> MatFrq:=Matrix(nb,2):
> for ia1 from 1 to NbPoint*DecParam1 do
>   for ia2 from 1 to NbPoint*DecParam2 do
>     if (Afreq[ia1,NbPoint*DecParam2+1-ia2]=0.5
>       and Astab[ia1,NbPoint*DecParam2+1-ia2]=0) then
>       MatFrq[ind,1] := ia1:
>       MatFrq[ind,2] := NbPoint*DecParam2+1-ia2:
>       ind:=ind+1:
>     end if:
>   end do:
> end do:

```

### E.4.2.2 Calcul de l'amortissement du pôle dominant pour chaque point

```

> mmin := Vector(nb):
> for ifrq from 1 to nb do
>   mmin[ifrq]:=infinity:
>   Racs:=solve(eval(EqCar,{P2=Param2[MatFrq[ifrq,2]],
>                       P1=Param1[MatFrq[ifrq,1]]})=0,s):
>   MatPol:=Matrix(n,3):
>   for i1 from 1 to n do
>     MatPol[i1,1] := Re(Racs[i1]):
>     MatPol[i1,2] := Im(Racs[i1]):
>     MatPol[i1,3] := (-Re(Racs[i1])/sqrt(Re(Racs[i1])^2
>                                       +Im(Racs[i1])^2)):
>   end do:
>   for i2 from 1 to n do
>     if (MatPol[i2,3]<=mmin[ifrq]) then
> mmin[ifrq]:=MatPol[i2,3]:
>   end if:
>   end do:
> end do:

```

### E.4.2.3 Affichage des résultats

```

> Aamort := Matrix(NbPoint*DecParam1,NbPoint*DecParam2):
> for ia1 from 1 to NbPoint*DecParam1 do
>   for ia2 from 1 to NbPoint*DecParam2 do
>     Aamort[ia1,ia2] := Afreq[ia1,ia2]:
>   end do:
> end do:

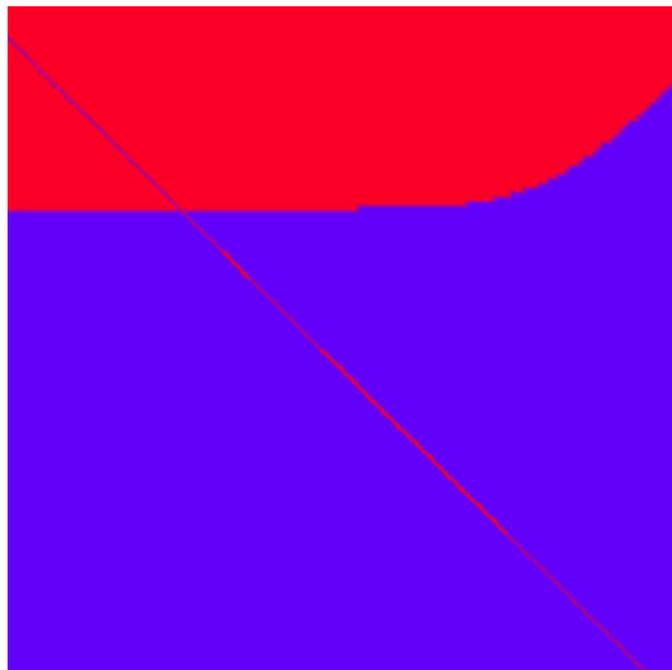
> for iam from 1 to nb do
>   if (mmin[iam]>=Amortmin) then
>     Aamort[MatFrq[iam,1],MatFrq[iam,2]] := 1:
>     printf("Point %d, %e (x), %e (y), donne xi=%f \n",
>           iam,Param2[MatFrq[iam,1]],Param1[MatFrq[iam,2]],mmin[iam]);
>   end if;
> end do;

```

Point 10, 4.298662e - 05 (x), 1.467799e - 04 (y), donne xi = 0.100135  
Point 11, 4.641589e - 05 (x), 1.359356e - 04 (y), donne xi = 0.110349  
Point 12, 5.011872e - 05 (x), 1.258925e - 04 (y), donne xi = 0.112352  
Point 13, 5.411695e - 05 (x), 1.165914e - 04 (y), donne xi = 0.108763  
Point 14, 5.843414e - 05 (x), 1.079775e - 04 (y), donne xi = 0.105281  
Point 15, 6.309573e - 05 (x), 1.000000e - 04 (y), donne xi = 0.101960  
Point 32, 2.326305e - 04 (x), 2.712273e - 05 (y), donne xi = 0.100375  
Point 33, 2.511886e - 04 (x), 2.511886e - 05 (y), donne xi = 0.103695  
Point 34, 2.712273e - 04 (x), 2.326305e - 05 (y), donne xi = 0.107290  
Point 35, 2.928645e - 04 (x), 2.154435e - 05 (y), donne xi = 0.111138  
Point 36, 3.162278e - 04 (x), 1.995262e - 05 (y), donne xi = 0.115215  
Point 37, 3.414549e - 04 (x), 1.847850e - 05 (y), donne xi = 0.119497  
Point 38, 3.686945e - 04 (x), 1.711328e - 05 (y), donne xi = 0.123962  
Point 39, 3.981072e - 04 (x), 1.584893e - 05 (y), donne xi = 0.128587  
Point 40, 4.298662e - 04 (x), 1.467799e - 05 (y), donne xi = 0.133349  
Point 41, 4.641589e - 04 (x), 1.359356e - 05 (y), donne xi = 0.138225  
Point 42, 5.011872e - 04 (x), 1.258925e - 05 (y), donne xi = 0.143192  
Point 43, 5.411695e - 04 (x), 1.165914e - 05 (y), donne xi = 0.148226  
Point 44, 5.843414e - 04 (x), 1.079775e - 05 (y), donne xi = 0.153303  
Point 45, 6.309573e - 04 (x), 1.000000e - 05 (y), donne xi = 0.158397  
Point 46, 6.812921e - 04 (x), 9.261187e - 06 (y), donne xi = 0.163482  
Point 47, 7.356423e - 04 (x), 8.576959e - 06 (y), donne xi = 0.168530  
Point 48, 7.943282e - 04 (x), 7.943282e - 06 (y), donne xi = 0.173513  
Point 49, 8.576959e - 04 (x), 7.356423e - 06 (y), donne xi = 0.178401  
Point 50, 9.261187e - 04 (x), 6.812921e - 06 (y), donne xi = 0.183160  
Point 51, 1.000000e - 03 (x), 6.309573e - 06 (y), donne xi = 0.187755  
Point 52, 1.079775e - 03 (x), 5.843414e - 06 (y), donne xi = 0.192151

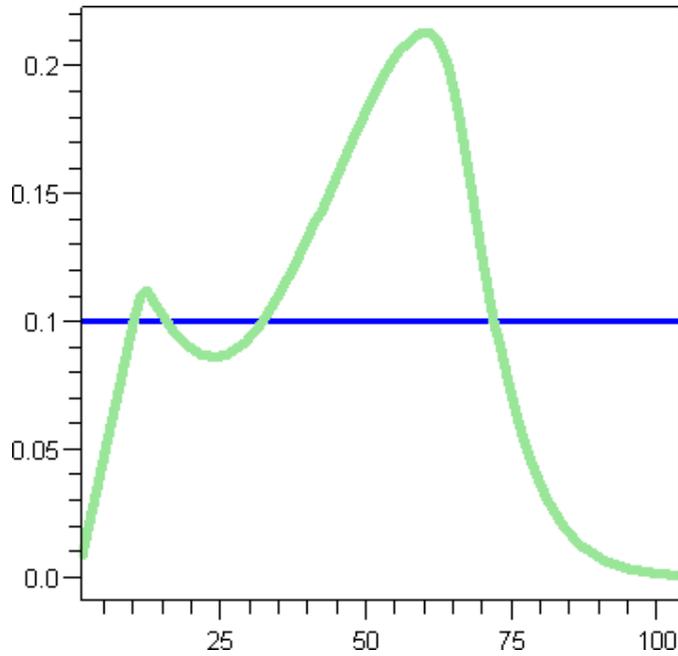
Point 53,  $1.165914e - 03$  ( $x$ ),  $5.411695e - 06$  ( $y$ ), donne  $xi = 0.196307$   
Point 54,  $1.258925e - 03$  ( $x$ ),  $5.011872e - 06$  ( $y$ ), donne  $xi = 0.200177$   
Point 55,  $1.359356e - 03$  ( $x$ ),  $4.641589e - 06$  ( $y$ ), donne  $xi = 0.203711$   
Point 56,  $1.467799e - 03$  ( $x$ ),  $4.298662e - 06$  ( $y$ ), donne  $xi = 0.206847$   
Point 57,  $1.584893e - 03$  ( $x$ ),  $3.981072e - 06$  ( $y$ ), donne  $xi = 0.209510$   
Point 58,  $1.711328e - 03$  ( $x$ ),  $3.686945e - 06$  ( $y$ ), donne  $xi = 0.211601$   
Point 59,  $1.847850e - 03$  ( $x$ ),  $3.414549e - 06$  ( $y$ ), donne  $xi = 0.212984$   
Point 60,  $1.995262e - 03$  ( $x$ ),  $3.162278e - 06$  ( $y$ ), donne  $xi = 0.213469$   
Point 61,  $2.154435e - 03$  ( $x$ ),  $2.928645e - 06$  ( $y$ ), donne  $xi = 0.212791$   
Point 62,  $2.326305e - 03$  ( $x$ ),  $2.712273e - 06$  ( $y$ ), donne  $xi = 0.210596$   
Point 63,  $2.511886e - 03$  ( $x$ ),  $2.511886e - 06$  ( $y$ ), donne  $xi = 0.206463$   
Point 64,  $2.712273e - 03$  ( $x$ ),  $2.326305e - 06$  ( $y$ ), donne  $xi = 0.199993$   
Point 65,  $2.928645e - 03$  ( $x$ ),  $2.154435e - 06$  ( $y$ ), donne  $xi = 0.191006$   
Point 66,  $3.162278e - 03$  ( $x$ ),  $1.995262e - 06$  ( $y$ ), donne  $xi = 0.179726$   
Point 67,  $3.414549e - 03$  ( $x$ ),  $1.847850e - 06$  ( $y$ ), donne  $xi = 0.166772$   
Point 68,  $3.686945e - 03$  ( $x$ ),  $1.711328e - 06$  ( $y$ ), donne  $xi = 0.152937$   
Point 69,  $3.981072e - 03$  ( $x$ ),  $1.584893e - 06$  ( $y$ ), donne  $xi = 0.138936$   
Point 70,  $4.298662e - 03$  ( $x$ ),  $1.467799e - 06$  ( $y$ ), donne  $xi = 0.125292$   
Point 71,  $4.641589e - 03$  ( $x$ ),  $1.359356e - 06$  ( $y$ ), donne  $xi = 0.112330$   
Point 72,  $5.011872e - 03$  ( $x$ ),  $1.258925e - 06$  ( $y$ ), donne  $xi = 0.100229$

```
> matrixplot(Aamort,orientation=[-90,0],style=patchnograd,shading='Z')
```



*E. Dimensionnement d un filtre suivant des critères de stabilité et de qualité sous  
l environnement Maple*

```
> mmincourbe:=plots[listplot]([seq([n,mmin[n]],n=1..nb)],  
> resolution=2000,color=COLOR(0.6, 0.9, 0.6),thickness=3):  
> display({mmincourbe, plottools[line]([1,Amortmin], [nb,Amortmin],  
> color=blue,thickness=2,axes=boxed,view=  
> [1..nb,min(seq(mmin[n],n=1..nb))-0.01..max(seq(mmin[n],n=1..nb))+0.01])}):
```



# Annexe F

## Fichier Matlab permettant d'appliquer la fonction `fmincon` au dimensionnement des éléments constitutifs d'un filtre

### F.1 Définition de la fonction optimisation

```
function optimisation
```

### F.2 Déclaration des variables

```
clc ;

% Definition des matrices A,Aeq,b,beq
A = [];
b = [];
Aeq = [];
beq = [];

% Initialisation du vecteur paramètres
x0 = [1e - 5 1e - 5];

% Definition des butées basses et hautes
lb = [1e - 6 1e - 7];
ub = [1e - 1 1e - 2];
```

### F.3 Programme principal

#### F.3.1 Appel de la fonction `fmincon`

```
[X, fval] = fmincon(@Fonc, x0, A, b, Aeq, beq, lb, ub, @mycon);
```

### F.3.2 Affichage des résultats obtenus après calculs

```

denom = ([179478826.*X(2)*X(1)
          0.4433396966e13*X(2)*X(1)+179478826.*X(2)
          0.5315431441e17*X(2)*X(1)+0.4909732480e13*X(2)+0.5982627534e12*X(1)+179478826.
          0.2521711072e21*X(2)*X(1)+0.4073535618e17*X(2)+0.1477798989e17*X(1)+0.5031659720e13
          0.6952008935e17+0.5331949301e24*X(2)*X(1)+0.4809587961e20*X(2)+0.1723757248e21*X(1)
          0.3831503045e21+0.1431747630e28*X(2)*X(1)+0.2685787432e24*X(2)+0.7258085349e24*X(1)
          0.5659994128e24-0.1538501528e27*X(2)+0.4867941942e27*X(1)
          0.1379438578e28]);
poles =roots(denom);
degree =size(denom);
degree = degree(1) - 1;

maxrepol =real(poles(1));
for i = 2 : degree
    if(real(poles(i)) > maxrepol) maxrepol =real(poles(i)); end;
end
fc1 = 1/(2 * pi*sqrt(X(1) * X(2)));
for i = 1 : degree
    amortsys(i) = (abs(real(poles(i)))/abs(poles(i)));
end
minamort = amortsys(1);
for i = 2 : degree
    if(amortsys(i) < minamort) minamort = amortsys(i); end;
end

sprintf('L''optimisation s''est conclut avec un critère de %e \n
        Les valeurs des paramètres du filtre sont : Lf=%eH et Cf=%eF \n\n
        La plus grande partie réelle des pôles est %f \n
        La fréquence de coupure du filtre est alors %f Hz \n
        L''amortissement du pôle dominant est %f',
        fval,X(1),X(2),maxrepol,fc1,minamort)

```

### F.4 Définition du critère de convergence

```

function [Fx]=Fonc(X)

Xmin = [1e - 7 1e - 7];
Xmax = [1e1 1e1];
Pond = [100 1];

% Constitution des éléments du vecteur à optimiser
Fx =sum(Pond.*((X - Xmin)./(Xmax - Xmin)).^2);

```

## F.5 Construction des contraintes

```

function [c,ceq] = mycon(X)

% 3 contraintes dans c :
% -1. Stabilité : max(Re(pôles))<=0
% -2. Filtrage1a : fc1-fc1max<=0
% Filtrage1b : fc1min-fc1<=0
% -3. Qualité : amortissement min - amortissement pôle dominant <=0

% Calcul des pôles et stockages dans le vecteur poles
denom = ([179478826.*X(2)*X(1)
          0.4433396966e13*X(2)*X(1)+179478826.*X(2)
          0.5315431441e17*X(2)*X(1)+0.4909732480e13*X(2)+0.5982627534e12*X(1)+179478826.
          0.2521711072e21*X(2)*X(1)+0.4073535618e17*X(2)+0.1477798989e17*X(1)+0.5031659720e13
          0.6952008935e17+0.5331949301e24*X(2)*X(1)+0.4809587961e20*X(2)+0.1723757248e21*X(1)
          0.3831503045e21+0.1431747630e28*X(2)*X(1)+0.2685787432e24*X(2)+0.7258085349e24*X(1)
          0.5659994128e24-0.1538501528e27*X(2)+0.4867941942e27*X(1)
          0.1379438578e28]);
poles =roots(denom);
degree =size(denom);
degree = degree(1) - 1;

% Calcul de la partie réelle la plus grande
maxrepol =real(poles(1));
for i = 2 : degree
    if(real(poles(i)) > maxrepol) maxrepol =real(poles(i)); end;
end

% Expressions des fréquences de coupure des filtres, définition des butées
fc1 = 1/(2 * pi*sqrt(X(1) * X(2)));
fc1min = 1980;
fc1max = 2000;

% Calcul de l'amortissement minimum, définition de l'amortissement min souhaité
for i = 1 : degree
    amortsys(i) = (abs(real(poles(i)))/abs(poles(i)));
end
minamort = amortsys(1);
for i = 2 : degree
    if(amortsys(i) < minamort) minamort = amortsys(i); end;
end
amortmin = 0.06;

```

---

```
c = [max(0, 2 * atan(maxrepol)/pi);  
     max(0, 1 - fc1max/fc1);  
     max(0, 1 - fc1/fc1min);  
     max(0, 1 - minamort/amortmin)];  
ceq = [];
```

# Annexe G

## Fichier fitness de Matlab permettant de spécifier l'objectif souhaité à l'algorithme génétique

### G.1 Calcul des pôles et de l'ordre à partir du modèle issu de Maple

```
% Calcul des pôles et stockages dans le vecteur poles
denom = ([4713592361.*X(1)*X(2)
          0.1161062772e15*X(1)*X(2)+0.4713592346e11*X(1)
          0.9097243303e15*X(1)+0.7855987268e13*X(2)+0.1369955165e19*X(1)*X(2)+4713592361.
          0.8493722896e19*X(1)+0.1935104621e18*X(2)+0.6099849213e22*X(1)*X(2)+0.1946661497e15
          0.2886162383e19+0.8836023625e22*X(1)+0.2250525329e22*X(2)+0.8785569590e25*X(1)*X(2)
          0.1992872124e23+0.9384671723e25*X(2)+0.1950578279e29*X(1)*X(2)+0.3143600190e26*X(1)
          0.1744024516e26+0.5851734837e28*X(2)-0.2243135836e28*X(1)
          0.1883284204e29]);
poles =roots(denom);
degree =size(denom);
degree = degree(1) - 1;
```

### G.2 Définition des contraintes

#### G.2.1 Détermination des grandeurs nécessaires

```
% Calcul de la partie réelle la plus grande
maxrepol =real(poles(1));
for i = 2 : degree
    if(real(poles(i)) > maxrepol) maxrepol =real(poles(i)); end;
end
```

```

% Expressions des fréquences de coupure des filtres, définition des butées
fc1 = 1/(2 * pi * sqrt(X(1) * X(2)));
fc1min = 1950;
fc1max = 2000;

% Calcul de l'amortissement minimum, définition de l'amortissement min souhaité
for i = 1 : degree
    amortsys(i) = (abs(real(poles(i)))/sqrt(real(poles(i))^2 + imag(poles(i))^2));
end
minamort = amortsys(1);
for i = 2 : degree
    if(amortsys(i) < minamort) minamort = amortsys(i); end;
end
amortmin = 0.06;

```

### G.2.2 Écriture du vecteur des contraintes

```

c = [max(0, 2 * atan(maxrepol)/pi)
     max(0, 1 - fc1max/fc1)
     max(0, 1 - fc1/fc1min)
     max(0, 1 - minamort/amortmin)];

```

### G.3 Définition de la fonction objectif

```

%X = Lf1 Cf1
Xmin = [1e - 6 1e - 7];
Xmax = [1e - 2 1e - 1];
Pond = [100 1];

% Constitution des éléments du vecteur à optimiser
fobj = sum(Pond .* ((X - Xmin)./(Xmax - Xmin)).^2) + 10^5 * sum(c./(1 - c).^2);

```

# Bibliographie

- [Bal95] P. Baldi, « Gradient descent learning algorithm overview : A general dynamical systems perspective », *IEEE Transactions on Neural Networks*, vol. 6, pp. 182–195, 1995.
- [Bar05] F. Barruel, N. Retiere, J. Schanen et A. Caisley, « Stability approach for vehicles dc power network : Application to aircraft on-board system », dans *Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC '05. IEEE 36th*, pp. 1163–1169, 16-16 June 2005.
- [Bar07] F. Barruel, *Influence des charges non linéaires sur le comportement et le dimensionnement d'un réseau de bord d'avion*, Thèse de doctorat, Université Joseph-Fourier, 2007.
- [Bau07] C. Baumann, H. Piquet et X. Roboam, « A novel structure for aeronautic dc distribution : the mixed function for actuation & power flow control (mapfc) », dans *Electric Machines & Drives Conference, 2007. IEMDC '07. IEEE International*, vol. 2, pp. 1695–1700, 3-5 May 2007.
- [Bau09] C. Baumann, *Architecture et Gestion d'un réseau maillé haute tension continue pour l'aéronautique*, Thèse de doctorat, Laboratoire Plasma et Conversion d'Énergie, 2009.
- [Cha09] M. Charrada, *Contribution à l'étude de la stabilité d'un réseau aéronautique DC - Impacts des modes de commande et du dimensionnement des étages de filtrage*, Thèse de maître, Laplace, 2009.
- [Deb02] K. Deb, A. Pratap, S. Agarwal et T. Meyarivan, « A fast and elitist multiobjective genetic algorithm : Nsga-ii », *IEEE Transactions on Evolutionary Computation*, vol. 6, pp. 182–197, 2002.
- [dO05] A. de Oliveira, J. de A. Monteiro, M. Aguiar et D. Gonzaga, « Extended dq transformation for vectorial control applications of non-sinusoidal permanent magnet ac machines », dans *Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC '05. IEEE 36th*, pp. 1807–1812, 2005.
- [Dow66] P. L. Dowell, *Effects of eddy currents in transformer windings*, vol. 113, Proceedings IEE. (UK), August 1966.
- [Fen02] X. G. Feng, J. J. Liu et F. C. Lee, « Impedance specifications for stable dc distributed power systems », dans *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 17, pp. 157–162, 2002.
- [FL93] M. Florez-Lizarraga et A. Witulski, « Input filter design for multiple-module dc power systems », dans *Power Electronics Specialists Conference*

- rence, 1993. *PESC '93 Record., 24th Annual IEEE*, pp. 108–114, 20-24 June 1993.
- [Gho03] P. C. Ghosh, E. Emonts, H. JanBen, J. Mergel et D. Stolten, « Ten years of operational experience with a hydrogen-based renewable energy supply system », *Solar Energy*, vol. 75, Elsevier, 2003.
- [Gir09a] S. Girinon, C. Baumann, H. Piquet et N. Roux, « Analytical modeling of the input admittance of an electric drive for stability analysis purposes », *Eur. Phys. J. Appl. Phys.*, vol. 47, 2009.
- [Gir09b] S. Girinon, H. Piquet, N. Roux et B. Sareni, « Analytical input filter design in dc distributed power systems approach taking stability and quality criteria into account », dans *Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09. 13th European Conference on*, pp. 1–10, 8-10 Sept. 2009.
- [Har95] G. Harik, « Finding multimodal solutions using restricted tournament selection », dans L. Eshelman, rédacteur, *Proceedings of the 6th International Conference on Genetic Algorithms (ICGA6)*, pp. 24–31, San Francisco, 1995.
- [Hec04] S. Hecker, A. Varga et J.-F. Magni, « Enhanced lfr-toolbox for matlab », dans *Computer Aided Control Systems Design, 2004 IEEE International Symposium on*, pp. 25–29, 4-4 Sept. 2004.
- [Her09] D. Hernandez, M. Sautreuil, N. Retiere, D. Riu et O. Sename, « A new methodology for aircraft hvdc power systems design », dans *Industrial Technology, 2009. ICIT 2009. IEEE International Conference on*, pp. 1–6, 10-13 Feb. 2009.
- [Ift08] M. U. Iftikhar, *Contribution à la modélisation des convertisseurs continu/continu dans une perspective de commande - Influence du filtre d'entrée*, Thèse de doctorat, Supelec, 2008.
- [Iov09] F. Iov et F. Blaabjerg, « Power electronics for renewable energy systems », dans *Power Engineering, Energy and Electrical Drives, 2009. POWERENG '09. International Conference on*, pp. 9–12, 18-20 March 2009.
- [Kun94] P. Kundur, *Power System Stability and Control*, McGraw-Hill, 1994.
- [Lan06] O. Langlois, *Conception d'un réseau de secours électrique pour l'aéronautique*, Thèse de doctorat, Laboratoire Plasma et Conversion d'Énergie, 2006.
- [Lew89] L. Lewis, B. Cho, F. Lee et B. Carpenter, « Modeling, analysis and design of distributed power systems », dans *Power Electronics Specialists Conference, 1989. PESC '89 Record., 20th Annual IEEE*, pp. 152–159 vol.1, 26-29 June 1989.
- [Liu03] J. Liu, X. Feng, F. Lee et D. Borojevich, « Stability margin monitoring for dc distributed power systems via perturbation approaches », *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 18, n° 6, pp. 1254–1261, Nov. 2003.

- [Liu05] P. Liutanakul, S. Pierfederici et F. Meibody-Tabar, « Load power compensations for stabilized dc-link voltage of the cascade controlled rectifier/inverter-motor drive system », dans *Industrial Electronics Society, 2005. IECON 2005. 31st Annual Conference of IEEE*, p. 8pp., 6-10 Nov. 2005.
- [Liu08] X. Liu, N. Fournier et A. Forsyth, « Active stabilisation of an hvdc distribution system with multiple constant power loads », dans *Vehicle Power and Propulsion Conference, 2008. VPPC '08. IEEE*, pp. 1-6, 3-5 Sept. 2008.
- [Liu09] X. Liu, A. Forsyth, H. Piquet, S. Girinon, X. Roboam, N. Roux, A. Griffo, J. Wang, S. Bozhko, P. Wheeler, M. Margail, J. Mavier et L. Prisse, « Power quality and stability issues in more-electric aircraft electrical power systems », Rapport technique, MOET Project Consortium, 2009.
- [Mapa] Maple, <http://www.maplesoft.com/>.
- [Mapb] Maplesim, <http://www.maplesoft.com/products/maplesim/index.aspx>.
- [Mat] Matlab, [http://www.mathworks.com/access/helpdesk\\_r13/help/toolbox/mutools/mutools.html](http://www.mathworks.com/access/helpdesk_r13/help/toolbox/mutools/mutools.html).
- [Meu99] C. Meurer, H. Barthels, W. A. Brocke, B. Emonts et H. G. Groehn, « Phoebus : an autonomous supply system with renewable energy-six years of operational experience and advanced concepts », dans *Proceedings of ISES Solar World Congress on CD-ROM*, Jerusalem, 1999.
- [Mid76a] R. D. Middlebrook, « Input filter considerations in design and application of switching regulators », dans *IEEE Industry Applicat. Soc. Annu. Meeting*, 1976.
- [Mid76b] R. D. Middlebrook et S. Cuk, « A general unified approach to modeling switching-converter power stages », dans *IEEE PESC Rec.*, pp. 18-34, 1976.
- [MIL04] « Aircraft electric power characteristics - milstd704f », Rapport technique, Department of Defense, 2004.
- [Mit96] M. Mitchell, *An Introduction to Genetic Algorithms*, 1996.
- [Moe] « More open electrical technologies », <http://www.moetproject.eu>.
- [Mor05] J. Morren, S. W. H. de Haan et J. A. Ferreira, « (de-)stabilising effect of power electronic interfaced dg units in distribution networks », dans *Proc. EPE 2005 Dresden*, 2005.
- [Pai96] Paice, « Power electronics converters harmonics - multipulse methods for clean power », *IEEE Press*, 1996.
- [Par62] P. Parks et M. Cartwright, « A new proof of the routh-hurwitz stability criterion using the second method of liapunov », dans *Proceedings of the Cambridge Philosophical Society*, vol. 58, p. 694, 1962.
- [Pie05] S. Pierfederici, R. Meuret, F. Meibody-Tabar et B. Davat, « Contribution à l'étude de la stabilité des systèmes distribués application aux réseaux de bord d'avions », *Journal sur l'enseignement des sciences et technologies de l'information et des systèmes*, vol. 4, 2005.

- [Pil88] P. Pillay et R. Krishnan, « Modeling of permanent magnet motor drives », dans *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 35, pp. 537–541, 1988.
- [Rie03] J. Riel, <http://www.maplesoft.com/applications/view.aspx?SID=4680>, 2003.
- [Rou06] N. Roux, « Étude théorique de la stabilité d'un réseau continu connecté au réseau alternatif par l'intermédiaire du redresseur réversible », Rapport technique, LEEI, 2006.
- [Rud00] R. Rudervall, J. Charpentier et R. Sharma, « High voltage direct current (hvdc) transmission systems technology review paper », dans *Presented at Energy Week 2000*, Washington, 2000.
- [Ruf07] A. Rufer, « Today & and tomorrow & meaning of power electronics within the grid interconnection », dans *Power Electronics and Applications, 2007 European Conference on*, pp. 1–11, 2-5 Sept. 2007.
- [Sar98] B. Sareni et L. Krahenbuhl, « Fitness sharing and niching methods revisited », dans *IEEE Trans. on Evolutionary Computation*, vol. 2, pp. 97–106, 1998.
- [Sau09] M. Sautreuil, *La Robustesse : une nouvelle approche pour l'intégration des systèmes de génération aéronautique*, Thèse de doctorat, G2ELab, 2009.
- [Sud00] S. D. Sudhoff, S. F. Glover, P. T. Lamm, D. H. Schmucker et D. E. Delisle, « Admittance space stability analysis of power electronic systems », dans *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 36, pp. 965–973, 2000.
- [Til01] M. Tiller, *Introduction to Physical Modeling with Modelica*, Kluwer Academic Publishers, 2001.
- [Wei03] J. A. Weimer, « The role of electric machines and drives in the more electric aircraft », dans *IEEE Machine and Drive Conference*, 2003.
- [Wil93] C. Wildrick, F. Lee, B. Cho et B. Choi, « A method of defining the load impedance specification for a stable distributed power system », dans *Power Electronics Specialists Conference, 1993. PESC '93 Record., 24th Annual IEEE*, pp. 826–832, 20-24 June 1993.