UNIVERSITÉ DE LORRAINE

AVERTISSEMENT

Ce document est le fruit d'un long travail approuvé par le jury de soutenance et mis à disposition de l'ensemble de la communauté universitaire élargie.

Il est soumis à la propriété intellectuelle de l'auteur. Ceci implique une obligation de citation et de référencement lors de l'utilisation de ce document.

D'autre part, toute contrefaçon, plagiat, reproduction illicite encourt une poursuite pénale.

Contact : ddoc-theses-contact@univ-lorraine.fr

LIENS

Code de la Propriété Intellectuelle. articles L 122. 4
Code de la Propriété Intellectuelle. articles L 335.2- L 335.10
http://www.cfcopies.com/V2/leg/leg_droi.php
http://www.culture.gouv.fr/culture/infos-pratiques/droits/protection.htm

Université de Lorraine

Ecole Doctorale « Informatique - Automatique - Electrotechnique - Electronique - Mathématiques »
Département de Formation Doctorale « Electrotechnique - Electronique »

THESE

Présentée à

L'Université de Lorraine

En vue de l'obtention du grade de

DOCTEUR de l'Université de Lorraine
Spécialité : Génie Electrique

par

Diane LEBLANC

CONTRIBUTION A L'ETUDE DE LA STABILITE ET A LA STABILISATION DES RESEAUX ELECTRIQUES INDUSTRIELS

Soutenue publiquement le 18 juillet 2014

Membres du Jury :

Rapporteurs :	Mohamed MACHMOUM
	Christophe SAUDEMONT
Examinateurs :	Daniel HISSEL
	Serge PIERFEDERICI
Directeur de thèse :	Bernard DAVAT
Co-directeur de thèse :	Babak NAHIDMOBARAKEH

Thèse préparée au Groupe de Recherche en Electrotechnique et Electronique de Nancy

---

Laboratoire GREEN (Groupe de Recherche en Electrotechnique et Electronique de Nancy)
Ecole Nationale Supérieure d'Electricité et de Mécanique – Université de Lorraine
2, avenue de la forêt de Haye 54516 Vandœuvre-lès-Nancy Cedex

Table des matières

INTRODUCTION GÉNÉRALE 4

Chapitre 1 METHODES D'ETUDE DE LA STABILITE DES SYSTEMES ELECTRIQUES 8

1.1 Stabilité des systèmes électriques 9

1.1.1 Différents types de charges : vers une pénétration importante des électroniques de puissance 9

1.1.2 Différentes « natures » de stabilité et modèles associés 11

1.1.3 Causes d'instabilité 16

1.1.4 Couplage de plusieurs charges sur un même bus 21

1.2 Méthodes d'étude de la stabilité d'un système électrique 23

1.2.1 Introduction 23

1.2.2 Méthodes d'étude des systèmes non linéaires 25

1.2.1 Méthodes d'étude de stabilité des systèmes linéaires 31

1.3 Méthodes de stabilisation 37

1.3.1 Stabilisation passive 37

1.3.2 Stabilisation active 38

1.4 Conclusion 41

Chapitre 2 ETUDE DE STABILITE D'UN RESEAU AC 42

2.1 Système étudié 43

2.1.1 Structure du système étudié 43

2.1.2 Le redresseur commandé 44

2.2 Etude linéaire de la stabilité du système 60

2.2.1 Détermination du domaine de stabilité par la méthode des valeurs propres 60

2.2.2 Stabilité et résonance 63

2.3 Etude non linéaire de la stabilité du système 66

2.3.1 Simplification du réseau 66

2.3.2 Mise sous forme Takagi-Sugeno 67

2.3.3 Stabilité et bassin d'attraction 71

2.4 Conclusion 77

Chapitre 3 STABILISATION DU RÉSEAU 78
3.1 Commandabilité et stabilisabilité du réseau 79
3.1.1 Cas des systèmes linéaires 79
3.1.2 Cas des systèmes non linéaires 79
3.1.3 Stabilisabilité du système 81
3.2 Stabilisation du bus DC 84
3.2.1 Principe de la méthode 84
3.2.2 Validation de la méthode par simulation 85
3.2.3 Validation expérimentale de la méthode 90
3.3 Stabilisation du bus AC par un agent dédié 93
3.3.1 Description et modélisation de l'agent stabilisateur 93
3.3.2 Stabilisation par approche petit signal 95
3.3.3 Stabilisation par approche large signal 106
3.4 Conclusion 114
Chapitre 4 INTEGRATION DES STABILISATEURS DANS UN MICRO-RESEAU 116
4.1 Diminution du nombre de capteurs 117
4.1.1 Problème d'optimisation 117
4.1.2 Résultats expérimentaux 124
4.2 Placement des stabilisateurs sur le réseau 126
4.2.1 Modélisation du micro-réseau avec les stabilisateurs 126
4.2.2 Stabilisation centralisée 131
4.2.3 Stabilisation décentralisée 142
4.2.4 Bilan 144
4.3 Conclusion 145
CONCLUSION GÉNÉRALE 146
Annexe A MODELE MOYEN D'UN REDRESSEUR TRIPHASE MLI 148
Annexe B MODELE LINEARISE DU SYSTEME ETUDIE 151
Annexe C MODELISATION TAKAGI-SUGENO DU SYSTEME AVEC UN FILTRE L 154
Annexe D LINEARISATION ETAT-ENTREE 156

INTRODUCTION GÉNÉRALE

De nos jours, les enjeux énergétiques deviennent de plus en plus importants. La qualité de l'énergie électrique et la lutte contre les pertes énergétiques sont un enjeu crucial pour les entreprises. En effet, une gestion de l'énergie efficace est source de gain de productivité et la maîtrise de la consommation électrique permet de faire des économies d'énergie et d'améliorer la performance énergétique des bâtiments. De plus, dans un monde où le numérique occupe une place croissante, et où l'équipement électrique joue un rôle incontournable (réfrigération dans l'alimentation, éclairage et informatique dans le tertiaire, outillage et machines dans l'industrie ou l'artisanat…) la compétitivité des entreprises dépend de la qualité de l'énergie électrique : les surcoûts peuvent provenir :

- de coupures de courant et des creux de tensions en termes de pertes de données et de pertes d'exploitation ;
- des harmoniques en termes de confort (effet Flicker...), de productivité et de coût de fonctionnement ;
- des pertes énergétiques dues à des équipements défectueux ou vieillissants.

Les réseaux électriques industriels sont le prolongement du réseau de distribution auquel ils se raccordent. Les sites industriels sont généralement composés de bureaux, d'usines de production, voire des deux. Ils sont raccordés au réseau principal via un ou plusieurs transformateurs. Certaines charges sur le réseau sont sensibles et nécessitent d'être constamment alimentées par le réseau principal. On retrouve dans ce type de charges les baies de serveurs informatiques, les lignes de production, certains équipements dans les hôpitaux… Dans ces réseaux, on retrouve essentiellement l'électronique de puissance dans les alimentations à découpage, les moteurs alimentés par des variateurs de vitesse, les ASI en amont des charges sensibles et les compensateurs d'énergie. Aujourd'hui, les nouveaux convertisseurs sont de plus en plus propres et atteignent des facteurs de puissance proches de 1 grâce à la commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI). Ils permettent de réduire la part de puissance réactive du système ainsi que les harmoniques, afin de réaliser des économies d'énergie. C'est pourquoi leur utilisation devrait donc continuer à croître.

Néanmoins, mettre un très grand nombre de convertisseurs d'électronique de puissance sur un réseau n'est pas anodin. En effet, ils peuvent interagir entre eux si certaines précautions ne sont pas prises. Dans un réseau où est présent un grand nombre de convertisseurs, il est essentiel de ne pas voir chaque élément de manière isolée mais également comme un ensemble. Dans le cas contraire, des équipements fonctionnant correctement seuls pourraient être perturbés une fois connectés entre eux.

Parmi les interactions susceptibles d'apparaître, on retrouve les problèmes de stabilité du système pris dans sa globalité. Cette problématique est bien connue pour les systèmes DC et AC. Dans les réseaux de transport d'électricité, les problèmes de stabilité traités sont ceux causés par

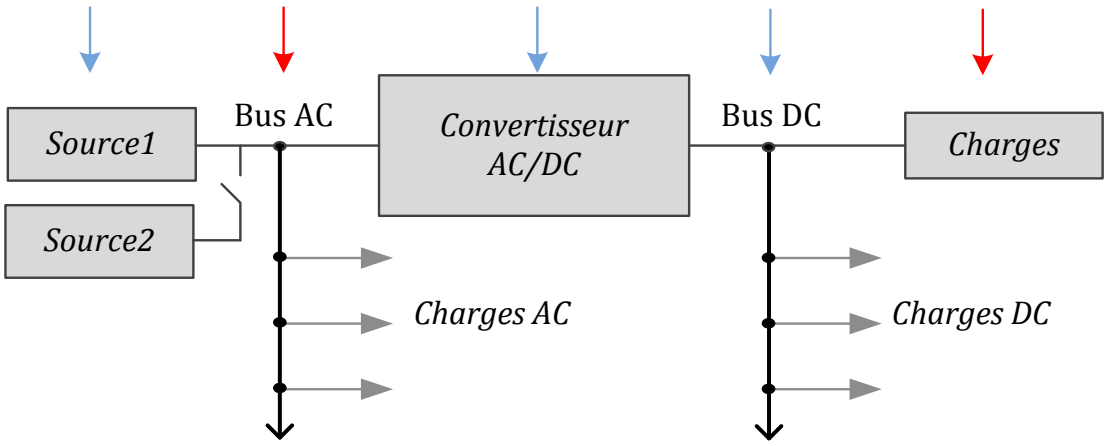
l'écart entre puissance produite et puissance demandée. De nombreux systèmes ont été développés pour diminuer ces risques depuis de nombreuses années, tels que les différents FACTS (Flexible Alternating Current Transmission System). Ce sont des équipements d'électronique de puissance d'appoint utilisés pour :

- contrôler la répartition des charges dans le réseau en améliorant la capacité de transit et en réduisant les pertes ;
- contrôler la tension en un point ou assurer la stabilité dynamique des réseaux de transmission d'électricité et des groupes de productions qui y sont connectés ;
- filtrer certains harmoniques et améliorer la qualité de l'électricité.

De nos jours, de gros efforts de recherche sont faits sur la thématique des micro-réseaux. Le phénomène d'instabilité étudié est plutôt celui du fonctionnement des réseaux en mode îloté. L'une des particularités de ce type de réseau est que la puissance disponible est limitée.

Sur les micro-réseaux industriels, les problèmes de stabilité sont causés par les convertisseurs électroniques de puissance eux-mêmes. Le phénomène d'instabilité n'est pas un problème classique de limitation de puissance dû à un mauvais dimensionnement du réseau. L'instabilité étudiée ici est directement liée à la bonne performance des régulateurs, qui tend à rendre la puissance consommée par les charges indépendantes de la tension d'entrée, tant que les régulateurs restent dans leur zone de contrôlabilité. Ainsi, en fonction des composants du réseau, il faut veiller à ne pas dépasser une certaine puissance pour chaque charge régulée au risque de voir le réseau osciller fortement et de manière incontrôlable. Cette limite dépend fortement de la structure du réseau et de ses composants.

L'objectif premier de ces travaux de thèse est d'étudier différents facteurs contribuant au départ de l'instabilité sur un micro-réseau alimenté par le fournisseur d'électricité devant pouvoir fonctionner en mode îloté. Il est composé de charges continues alimentées par des redresseurs commandés. Le second objectif est de proposer une solution pour repousser la limite de stabilité. La figure suivante présente l'architecture type du système étudié dans cette thèse.



Architecture type du système étudié

Ce réseau peut être constitué d'une ou plusieurs sources de tension qui alimentent un bus AC commun. Différents types de charges sont connectées au bus AC telles que des charges AC simples ou des convertisseurs AC/DC qui alimenteront eux-mêmes une ou plusieurs charges DC.

L'instabilité peut être maîtrisée en agissant sur différents équipements du micro-réseau : la source, le bus AC, le convertisseur AC/DC, le bus DC et les charges. Les travaux présentés ici ont exploré deux axes de stabilisation : par le bus AC et par les charges DC elles-mêmes.

Le contexte de l'étude est précisé dans le premier chapitre. Celui-ci vise dans un premier temps à mieux se repérer sur l'étude de la stabilité des réseaux AC. Il est complété par un état de l'art sur les principaux outils d'étude de la stabilité. Les phénomènes d'instabilité rencontrés sur les réseaux, même de grande taille, sont présentés (stabilité rotorique, fréquentielle,...) mais on s'est plus attardé sur les phénomènes de stabilité liée à la dynamique des systèmes, tels que Lyapunov les a définis. D'abord, des méthodes d'étude petit-signal, dont le domaine de validité est limité au voisinage du point de fonctionnement, sont données. Pour apporter une dimension quantitative de la stabilité, des outils large-signal sont ensuite présentés. Enfin, les facteurs aggravant la stabilité déjà identifiés et largement étudiés dans la littérature sont détaillés dans ce chapitre.

Le deuxième chapitre décrit le système étudié qui est utilisé dans les chapitres 2 et 3. Ce système est modélisé en prenant en compte l'ensemble des paramètres de régulation pour bien mettre en évidence l'impact prépondérant de la commande sur la stabilité du système. Ce modèle est ensuite simplifié sous des hypothèses contraignantes concernant la stabilité du système pour pouvoir utiliser des outils plus complexes. Deux lois de commande sont comparées pour évaluer leur impact sur la stabilité du système. Les études de stabilité petit-signal sont utilisées pour connaître les paramètres affectant le plus la stabilité du système, et les études large-signal sont plutôt utilisées à des fins de quantification des perturbations que peut subir le système sans rendre le système instable.

Après avoir déterminé les causes possibles d'instabilité de ce système, le chapitre 3 se focalise sur les moyens de diminuer le phénomène en repoussant la limite de stabilité. Nous proposons de mettre au point un stabilisateur indépendant sur le modèle du FACTS et un stabilisateur qui agit directement par les charges du réseau. Plusieurs lois de stabilisation sont utilisées, basées soit sur les retours d'état petit-signal, soit sur des outils large-signal. Ce stabilisateur est ensuite testé sur un banc expérimental avec différentes lois de commande.

Enfin, le dernier chapitre se focalise sur l'intégration des stabilisateurs sur un micro-réseau. L'un des problèmes dans les micro-réseaux est la transmission des données mesurées jusqu'au centre de traitement puisque cela nécessite des moyens fiables de transmission de données et peut engendrer des retards entre la mesure effectuée et l'ordre de commutation transmise au convertisseur. Pour pallier cela, une des solutions est de rapprocher les mesures nécessaires à la stabilisation le plus près possible du convertisseur comme nous le proposons dans ce chapitre. Le deuxième problème inhérent des micro-réseaux est le choix du nombre et du placement des stabilisateurs. Deux visions peuvent être confrontées : soit les stabilisateurs sont commandés

par un "calculateur" central, auquel cas ils doivent impérativement communiquer, soit ils agissent indépendamment les uns des autres. Dans le premier cas, cela laisse l'opportunité de diminuer le nombre de stabilisateurs en optimisant le placement pour répondre à des critères fixés (coût, bilan énergétique, ...).

Chapitre 1

METHODES D'ETUDE DE LA STABILITE DES SYSTEMES ELECTRIQUES

Dans la thématique qu'est l'étude des réseaux électriques alternatifs, un aperçu de la diversité de la notion de stabilité est donné. Il permet de se retrouver parmi les différentes problématiques liées à chaque type de réseau (transport, distribution, utilisateur...) et les principaux outils associés. Si l'étude des réseaux de distribution a fait l'objet de nombreuses études et continuent à être étudiés puisque ces réseaux fonctionnent, de plus en plus, près de leur limite, beaucoup moins de travaux ont concerné les réseaux côté utilisateur. Dans cette thèse, c'est à ce type de réseaux que nous nous intéressons, plus particulièrement aux réseaux de plus petite taille, côté utilisateur.

Une présentation générale des réseaux de type industriels est donnée. Elle résume ce qui les caractérise, de quoi ils sont constitués et comment ils devraient évoluer à court et à plus long termes. L'une des évolutions amenée par les progrès faits dans le domaine de l'électronique de puissance est le nombre de charges régulées qui ne cesse d'augmenter avec des boucles de régulation de plus en plus rapide. Dans ce contexte, on retrouve de plus en plus de charges alimentées par des redresseurs commandés par MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion). Bien que l'utilisation de ces convertisseurs soit avantageuse pour le bon fonctionnement des charges, et du réseau, en préservant sa bonne qualité, ils introduisent en même temps des problèmes de stabilité à leur point de connexion. Ces nouveaux problèmes ne sont pas dus à la limitation de la puissance disponible sur le réseau.

Après avoir défini mathématiquement la notion de stabilité, une vue d'ensemble des outils d'analyse de la stabilité est donnée. Les outils se divisent en deux grandes classes selon que les équations du système sont linéaires ou non linéaires. Les outils non linéaires donnent un cadre général aux étude de stabilité. De leur côté, les outils linéaires permettent de conclure sur la stabilité "petit-signal" en utilisant des outils de nature différente : certains s'orientent vers une analyse globale du système alors que d'autres se limitent à l'étude des interactions entre différentes sous-parties.

Les techniques disponibles dans la littérature pour augmenter la stabilité des systèmes électriques sont ensuite présentées. Celles-ci sont de deux formes : passives ou actives. Les méthodes passives consistent à jouer sur la structure des filtres d'entrée. Les méthodes actives, quant-à elles, mettent en place une rétroaction sur la commande afin de diminuer l'impact déstabilisant des charges à puissance constante (CPL) sur le réseau.

1.1 Stabilité des systèmes électriques

1.1.1 Différents types de charges : vers une pénétration importante des électroniques de puissance

Le comportement d'un réseau électrique lors de phénomènes transitoires dépend de chacun de ses constituants. Il faut donc connaître le comportement de chacun d'eux pour prédire celui du système global. Une architecture typique d'un réseau industriel est donnée sur la Figure 1-1 et les constituants [MET97] sont détaillés ci-après.

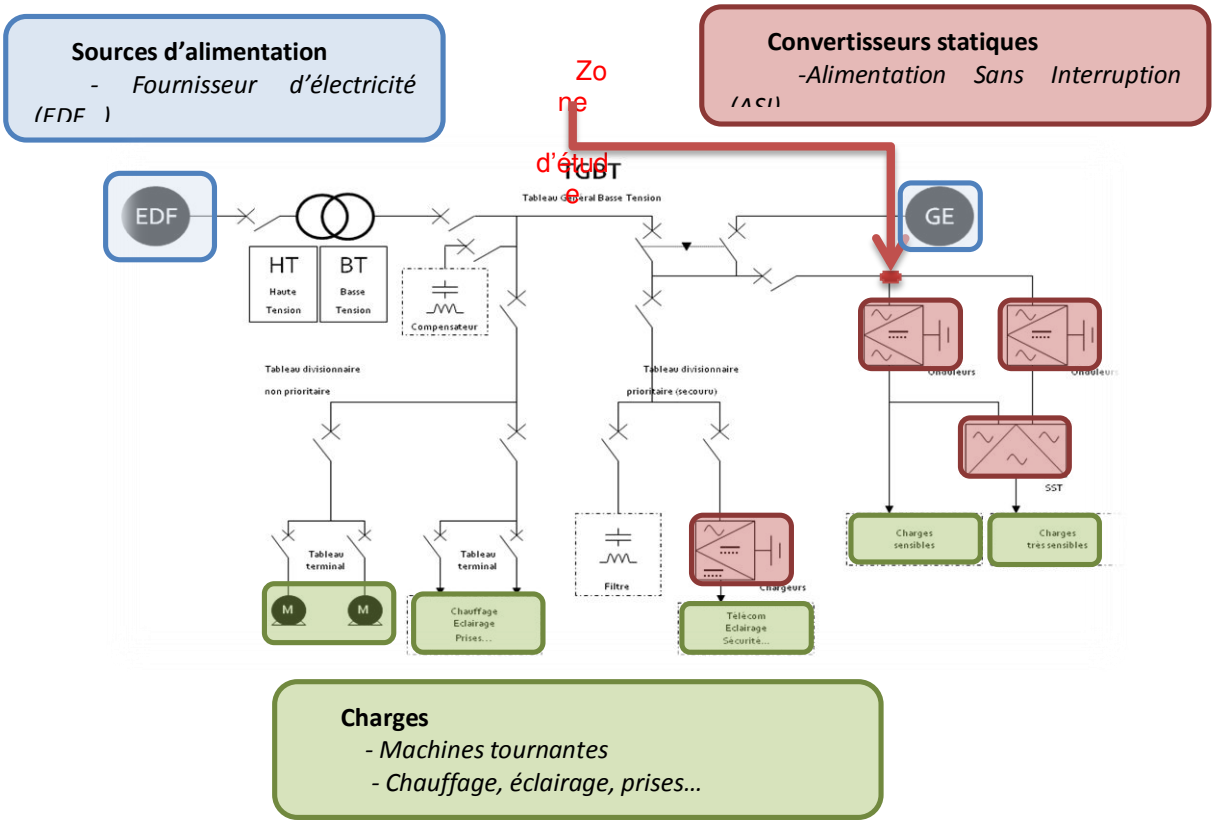


Figure 1-1 : Architecture classique d'un réseau industriel

Charges passives

Il s'agit des consommateurs de puissance tels que l'éclairage et le chauffage. Ces charges peuvent être linéaires ou non et sont représentées sous la forme d'une puissance active et d'une puissance réactive [KUN94]. La Figure 1-2 donne la représentation générale d'une charge passive en un nœud particulier du réseau.

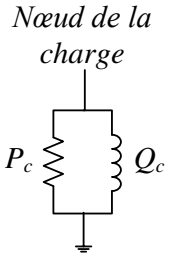


Figure 1-2 : Représentation générale d'une charge passive

La dépendance en tension de ces charges est traditionnellement représentée par le modèle exponentiel donné par :

$$P_c = P_n \left(\frac{v^2}{V_n^2}\right)^{\alpha} \text{ et } Q_c = Q_n \left(\frac{v^2}{V_n^2}\right)^{\beta} \quad \textbf{(1.1)}$$

Avec V_n la tension nominale, v la tension au nœud de connexion, P_n et Q_n les puissances actives et réactives nominales, α et β les coefficients caractéristiques de la charge.

Transformateurs et liaisons

Les transformateurs, les lignes et les câbles qui assurent le transit de puissance de la source vers la charge sont caractérisés par leur impédance. Ces éléments de liaison peuvent être décisifs lors des transitoires : les forts appels de courant peuvent provoquer des chutes de tensions s'avérant critiques pour d'autres charges placées au même nœud. Dans les réseaux industriels, les longueurs de câbles n'excèdent pas quelques dizaines, voire centaines de mètres. On les représente par une impédance de type RL.

Machines tournantes

Dans les réseaux industriels, les machines synchrones sont principalement des groupes électrogènes qui alimentent les charges sensibles lors d'une panne du réseau de distribution.

Les machines asynchrones représentent quant-à elles la plus grande part des charges sur un réseau industriel car elles sont robustes, fiables et économiques. Elles peuvent représenter jusqu'à 80% de la consommation en puissance d'un site. Elles sont utilisées à des fréquences fixes ou variables. Actuellement, la fréquence variable se répand car ce type de convertisseur permet de faire des économies d'énergie en particulier pour des applications à couple variable (ventilateurs, pompes, compresseurs…). Petit à petit, les machines à fréquence variable remplacent les machines à fréquence fixe.

Charges électronique de puissance

Un grand nombre de récepteurs entrent dans cette famille de charges. On retrouve par exemple les cuves à électrolyse, les moteurs à vitesse variable, le chauffage à gradateur et de nombreux équipements informatiques.

De manière générale, les équipements basés sur l'électronique de puissance sont très sensibles aux variations de tension et de fréquence. Cela les rend particulièrement vulnérables aux problèmes de stabilité du réseau.

Sources d'énergie renouvelable

A l'heure actuelle, peu de sites industriels sont directement alimentés par des énergies renouvelables. Pourtant, une des réponses aux enjeux énergétiques pourrait être le développement des microgrids. Ces réseaux sont basés sur une production d'électricité décentralisée sur chaque site où les différentes sources sont interconnectées par des convertisseurs de puissance. On peut imaginer que ce type de source pourrait connaître un réel essor.

1.1.2 Différentes « natures » de stabilité et modèles associés

La stabilité est le fait qu'un système parvienne à maintenir un point d'équilibre après une perturbation. Cette perturbation peut être causée par un changement progressif ou non des charges du système. Les facteurs déterminants pour la stabilité d'un système sont les caractéristiques des charges ainsi que leurs lois de commandes.

1.1.2.1 Notions de base sur la stabilité des réseaux (Kundur)

L'étude de la stabilité d'un réseau peut se diviser en deux parties : la stabilité statique et la stabilité dynamique.

La stabilité statique est l'étude des régimes d'équilibre du système. Cette étude permet de connaître les niveaux de tension et les transits de puissance à travers l'ensemble des bus du système. Elle est utilisée principalement dans la phase de dimensionnement des éléments passifs du réseau (câbles, protections…).

La stabilité dynamique est l'étude de l'évolution dynamique du système suite à une perturbation quelconque, petite ou grande. Les petites perturbations ont pour origine, par exemple, l'ajustement constant de la puissance consommée par les charges, entrainant un ajustement permanent du système. Les grandes perturbations sont généralement engendrées par des courts-circuits ou l'arrêt d'une charge suite à l'isolement d'un élément en défaut.

La stabilité dynamique des systèmes peut encore être subdivisée suivant le graphique de la Figure 1-3.

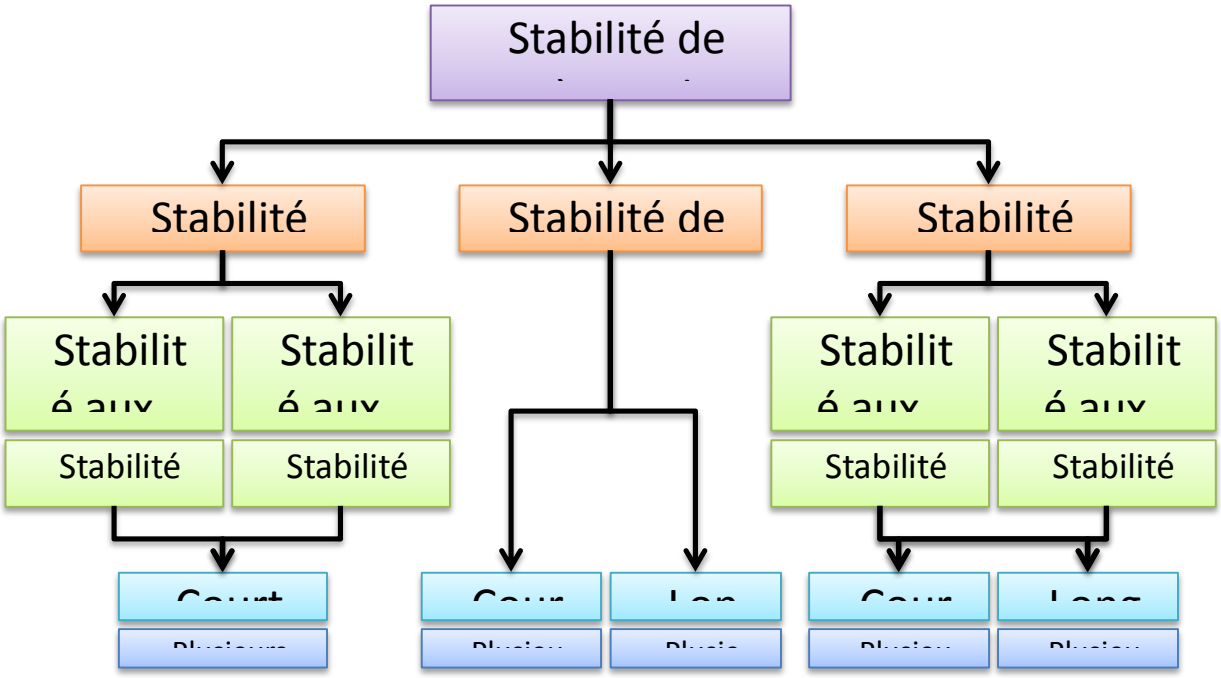


Figure 1-3 : Différentes stabilités dynamiques dans un réseau électrique

- La stabilité angulaire est la capacité d'interconnecter sur un réseau plusieurs sources tout en garantissant le synchronisme. C'est un problème propre aux machines synchrones alimentant les réseaux. Son étude est très répandue dans la littérature puisque qu'il s'agit d'un problème ancien [KUN94], [AND02]. Plus récemment, cette problématique est réapparue avec le développement des microgrids où l'on connecte dans un réseau isolé différentes sources d'énergie interfacées chacune par un convertisseur de puissance [BAR08], [SHI10], [MAJ10].

- La stabilité en fréquence est la capacité d'un système à maintenir sa fréquence proche de sa valeur nominale suite à une perturbation sévère menant à un important déséquilibre entre la puissance produite et consommée.

- La stabilité de tension est la capacité d'un système à maintenir un même niveau de tension sur tous les bus soit sous les conditions normales de fonctionnement, soit après une perturbation. L'instabilité de tension se manifeste par la chute progressive de la tension du système et sa perte de contrôle après une perturbation.

L'un des principaux facteurs d'instabilité en tension sur un réseau est lié à la chute de tension qui survient lors d'une importante variation de puissance (supérieure ou égale à la puissance nominale du système). En effet, cela provoque un chargement excessif des éléments passifs du réseau (filtre d'entrée des systèmes, impédances liées aux longueurs de câbles...) et

engendre des pertes réactives élevées, ce qui diminue la puissance active transmissible par le réseau.

1.1.2.2 Différents modèles

L'analyse et la conception des réseaux électriques s'appuient sur des modèles ayant chacun leur domaine de validité. On distingue deux grands types de modèles : les modèles statiques et les modèles dynamiques.

Modèles statiques

Les modèles statiques ont été utilisés depuis de nombreuses années afin de connaître la répartition des charges sur un réseau. C'est la 1ère étude qui doit être réalisée lors de la conception d'un réseau afin de dimensionner correctement la plupart des éléments passifs. Ces modèles sont basés sur la modélisation load flow (aussi appelée power flow) [AND08].

Cette modélisation, très répandue pour l'analyse des réseaux de distribution électrique, permet de déterminer l'état du réseau en fonction de la connaissance des charges et des sources connectées. Elle est basée sur le principe que les charges sont en régime permanent et que les sources de tension sont directes équilibrées.

Modéliser un réseau de cette manière permet d'obtenir en régime établi :

- le profil de tension en chaque nœud,
- la répartition des courants dans le réseau,
- le bilan de puissance et donc le rendement global de l'installation.

Ce modèle donne une image exacte de la répartition des puissances (active et réactive) sur le réseau. La non prise en compte des régimes transitoires permet d'utiliser des modèles de charge grossiers, et de modéliser des réseaux de très grandes tailles sans nécessité des puissances de calcul trop importantes [SAB07a], [SAB07b].

La méthode de modélisation load flow n'est pas donnée dans les détails ici car celle-ci est largement développée dans de nombreux ouvrages concernant l'étude des réseaux [SAB07], [BAR98], [WEE12].

Cependant, la multiplication des électroniques de puissances sur le réseau conduit à réduire le domaine d'application des modèles statiques car les dynamiques introduites deviennent non négligeables.

Modèles dynamiques

- ***Modèle topologique***

Un convertisseur de puissance est composé essentiellement d'interrupteurs. C'est le jeu d'ouverture et de fermeture de ces interrupteurs qui permet la transformation des courants et tensions. Le comportement de ce type de système est donc fortement discontinu : il existe autant de représentations d'état de ces systèmes que de combinaisons possibles des interrupteurs.

L'avantage du modèle topologique est qu'il donne une représentation exacte du convertisseur. En contrepartie de cette grande précision, le temps de calcul peut s'avérer particulièrement long. Il est donc difficilement utilisable dès que l'on modélise plusieurs convertisseurs.

- ***Modèle moyen***

Dans une démarche d'analyse système, il n'est pas nécessaire d'avoir un modèle trop précis de chaque composant du réseau. On utilise un modèle plus grossier qui permet de retrouver le comportement dynamique du convertisseur sans détailler chaque état de fonctionnement.

Ainsi, la modélisation moyenne d'un convertisseur permet de transformer un modèle discontinu en un modèle continu et invariant que l'on peut utiliser pour la mise au point de lois de commande ou pour les analyses de stabilité. Le première modélisation moyenne pour un convertisseur de puissance a été proposée par Middlebrook [MID76].

Modèle moyen classique

Le modèle moyen classique utilise la moyenne glissante : on effectue la moyenne du signal sur une fenêtre de temps T qui se déplace au cours du temps souhaité (Figure 1-4). De cette façon, on récupère la composante continue du signal. Appelons $\langle f(t)\rangle_o$ la valeur moyenne de la composante continue du signal f (indice o) .

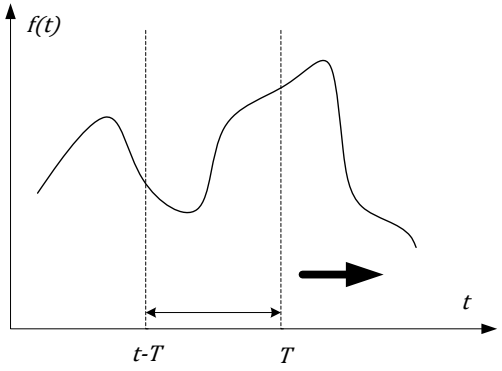


Figure 1-4 : Fenêtre glissante

Cette moyenne se calcule grâce à la relation :

$$\langle f(t)\rangle_o(t) = \frac{1}{T}\int_{t-T}^{t} f(t_p)dt_p \qquad \textbf{(1.2)}$$

L'une des propriétés de la moyenne glissante est donnée par :

$$\frac{d}{dt}\langle f(t)\rangle_o(t) = \langle \frac{d}{dt} f(t)_o\rangle(t) \qquad \textbf{(1.3)}$$

D'après cette propriété, le comportement dynamique moyen d'une fonction f revient à étudier le comportement dynamique de la moyenne de f. Ceci permet de valider l'utilisation des modèles moyens pour les études dynamiques des systèmes.

Modèle moyen généralisé

Dès que l'on étudie des variables d'état discontinues ou ayant une valeur moyenne nulle (c'est le cas des variables sinusoïdales), le modèle moyen classique n'est plus utilisable. Il est donc complété par le modèle moyen généralisé afin de prendre en compte le comportement harmonique. La dynamique globale d'une variable est décrite par le comportement dynamique des coefficients de Fourier de la variable complexe $x(t)$ sur une période T :

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \langle \mathrm{x}\rangle_k(t).e^{-jk\omega\tau} \qquad \textbf{(1.4)}$$

avec $\langle \mathrm{x}\rangle_\mathrm{k}(t)$ les coefficients de Fourier complexes de rang k et $\omega = 2\pi/T$. Ces coefficients sont calculés par une moyenne glissante :

$$\langle \mathrm{x}\rangle_\mathrm{k}(t) = \frac{1}{T}\int_{t-T}^{T} x(\tau)e^{-jk\omega\tau}d\tau \qquad \textbf{(1.5)}$$

Cette modélisation permet donc de prendre en compte l'évolution temporelle des valeurs moyennes des harmoniques. Le modèle obtenu fait ainsi le lien entre les grandeurs moyennes continues et les grandeurs moyennes alternatives [SAN90].

Ce modèle utilise les deux propriétés suivantes :

$$\frac{d\langle \mathrm{x}\rangle_\mathrm{k}}{dt}(t) = -jk\omega\langle \mathrm{x}\rangle_k(t) + \langle \frac{d\mathrm{x}}{dt}\rangle_k(t) \qquad \textbf{(1.6)}$$

et :

$$\langle x.y\rangle_k = \sum_{p=-\infty}^{+\infty} \langle x\rangle_{k-p}\langle y\rangle_p \qquad \textbf{(1.7)}$$

La première de ces propriétés est la version harmonique de l'équation (1.3). Lorsque $k = 0$, on retrouve le modèle moyen classique. Généralement, l'utilisation de ce modèle se limite au fondamental afin de lier les grandeurs continues et les grandeurs alternatives [EMA04a], [EMA04b]. On parle de développement au premier harmonique. Le développement au premier harmonique est suffisant pour l'étude de la stabilité d'un système puisqu'elle est liée à l'évolution de l'énergie stockée dans le système.

1.1.3 Causes d'instabilité

Les phénomènes électriques qui influencent la stabilité d'un réseau sont généralement liés à des variations de puissance. Naturellement, toutes les perturbations liées à l'exploitation d'un réseau peuvent devenir source d'instabilité du fait des impacts de tension ou de courant qu'ils produisent. Néanmoins, d'autres causes plus "structurelles" peuvent augmenter les risques de départs d'instabilités. Ainsi, les charges à puissance constante sont susceptibles de donner naissance à une instabilité, tout comme les convertisseurs ayant un filtre d'entrée LCL. Enfin, l'interconnexion de plusieurs charges sur un même bus peut aussi générer des instabilités.

1.1.3.1 Perturbations réseau

Un réseau électrique peut subir une grande variété de perturbations :

- variations de charges
- manœuvres d'équipements
- déclenchements de charges
- courts-circuits.

Ces phénomènes physiques sont caractérisés par des fréquences et constantes de temps diverses. Afin de faciliter les calculs et la modélisation, les phénomènes sont classifiés (Figure 1-5) de telle sorte qu'à chaque classe corresponde un modèle et des outils d'analyse mathématique.

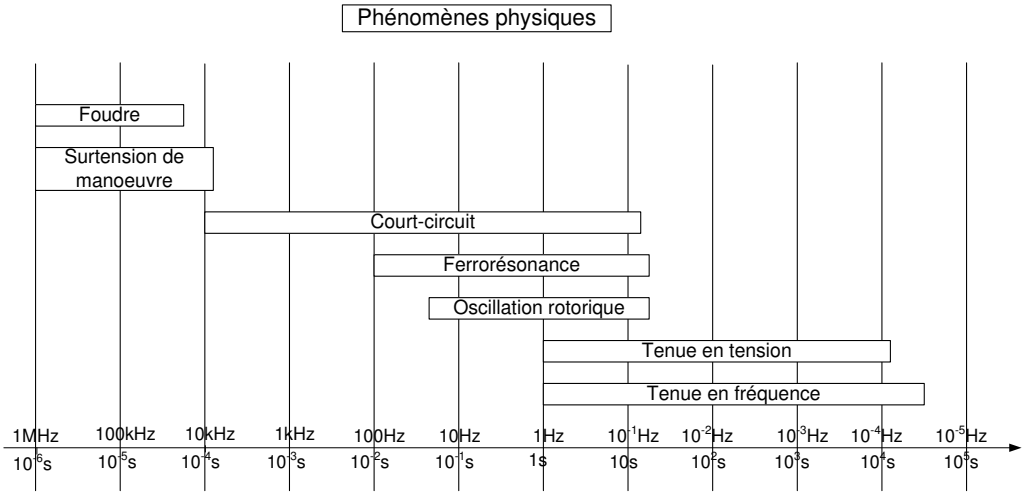


Figure 1-5 : Temps caractéristiques des principales perturbations d'un réseau électrique [MEY98]

Dans cette thèse, nous nous intéressons aux réseaux connectés à un grand nombre de convertisseurs électroniques de puissance. Les phénomènes que nous étudions sont ceux liés aux ajustements de puissance, suite à l'évolution de la puissance, à la connexion/déconnexion d'une charge ou à des courts-circuits. Toutes ces perturbations sont de l'ordre de quelques millisecondes et autorisent l'utilisation d'un modèle moyen au premier harmonique. C'est ce modèle qui est utilisé dans la suite de ce mémoire.

1.1.3.2 Charges à puissance constante

L'amélioration des composants semi-conducteurs a permis d'augmenter la rapidité de commutation des interrupteurs qui constituent les convertisseurs de puissance. Grâce à cela, les techniques ont évolué vers différentes commandes à modulation de largeur d'impulsion (MLI). L'utilisation de celles-ci a permis de rendre les régulateurs plus rapides et d'améliorer la qualité de l'énergie transmise. La combinaison d'un courant de sortie constant et d'une tension parfaitement régulée induit à la sortie du convertisseur une puissance constante. Si on tient compte de l'efficacité de la conversion de puissance réalisée par le convertisseur, on déduit que la puissance à l'entrée du convertisseur est également constante. De plus en plus de charges se comportent de cette manière et sont appelées CPL (Constant Power Loads). Parmi ces charges, on retrouve les associations onduleur - actionneur et variateur de vitesse - moteur électrique.

Les problèmes d'instabilité causés par les CPL sont particulièrement étudiés pour les réseaux DC depuis de nombreuses années [EMA99], [EMA06], [RAH09].

Un convertisseur à puissance constante est représenté sur la Figure 1-6. Le courant consommé est de la forme $i = P/v$, terme qui introduit une forte non linéarité dans la représentation mathématique du système.

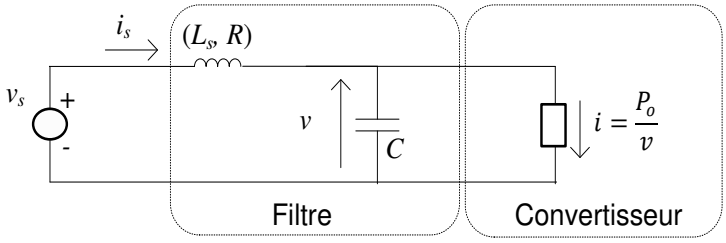


Figure 1-6 : Réseau DC alimentant une CPL

La courbe caractéristique d'un tel système est donnée Figure 1-7.

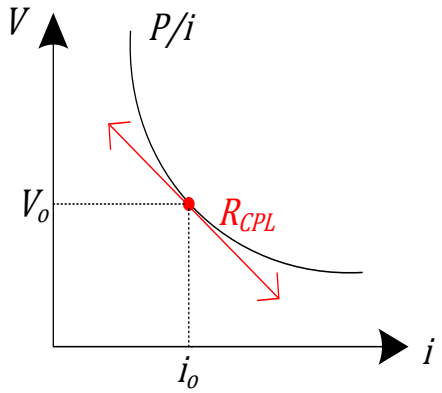


Figure 1-7 : Courbe caractéristique d'une CPL

L'approximation affine autour de tout point d'équilibre donne la relation (1.8). On peut donc considérer que la charge à puissance constante se comporte comme une résistance négative :

$$V_{CPL} = -R_{CPL}.i \quad \textbf{(1.8)}$$

avec $R_{CPL} > 0$ la pente de la tangente à la courbe. **(1.9)**

Dans un premier temps, on va à expliquer le phénomène d'instabilité lié aux charges à puissance constante de manière intuitive à l'aide de la Figure 1-8.

Notons v_1 la tension aux bornes de la capacité et v_2 la tension aux bornes de la CPL. Le système représenté Figure 1-6 est à l'équilibre si les tensions $v_1 = v_s - R.i_s - L_s.\omega.i_s$ et $v_2 = \frac{P_o}{i}$ sont égales. On cherche à savoir si lorsqu'on s'écarte d'un point d'équilibre, le système revient au même point dans deux cas de figures différents (points A et B).

Dans un 1er temps, considérons le point A. Si on s'écarte de $\Delta i > 0$, alors les tensions v_1 et v_2 se décalent de Δv_1 et Δv_2 avec $v_1 + \Delta v_1 > v_2 + \Delta v_2$. Grâce à sa régulation, la puissance de charge est maintenue, mais l'équilibre source/charge est rompu. La source va donc tenter de s'adapter aux nouvelles conditions : v_1 va diminuer, donc i va augmenter et s'écarter encore plus du point d'équilibre. En répétant ce raisonnement, on déduit que le système ne reviendra pas à son point d'équilibre. On dit qu'il est asymptotiquement instable.

Suivons la même démarche avec le point B. Si on s'écarte de $\Delta i > 0$, alors les tensions v_1 et v_2 se décalent telles que $v_1 + \Delta v_1 < v_2 + \Delta v_2$. Pour adapter les tensions, la tension de source v_1 doit augmenter, donc i va se rapprocher du point d'équilibre jusqu'à l'égalité des deux tensions v_1 et v_2 . On dit que le système est asymptotiquement stable.

Le point C correspond à la frontière entre les domaines stable et instable.

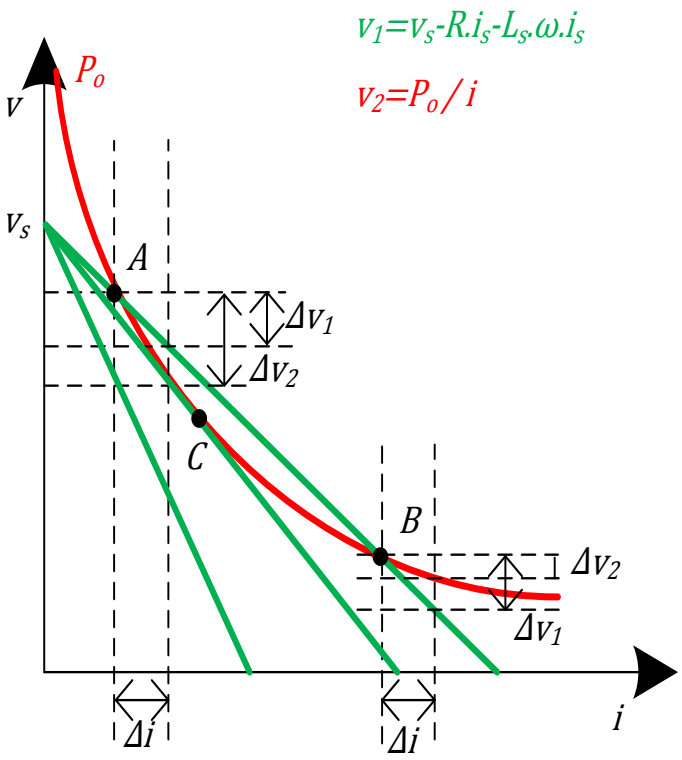


Figure 1-8 : Stabilité d'une charge CPL

La démonstration faite ici porte sur des réseaux continus et alternatifs monophasés. Elle se généralise aisément aux charges à puissance constante des réseaux alternatifs triphasés. Des travaux sont menés pour les réseaux alternatifs mais la littérature à ce sujet est plus récente et moins vaste [MOL08a], [MOL08b].

1.1.3.3 Filtre LCL

Traditionnellement, les redresseurs à MLI ont un filtre d'entrée composé d'une inductance. Pour améliorer le filtrage des harmoniques de courant autour de la fréquence de découpage, il suffit d'augmenter la valeur de l'inductance. L'action du filtre sur les courants d'entrée ralentit le temps de réponse du système et le rend moins efficace.

La solution apportant une alternative plus intéressante est l'utilisation de filtres LCL. La Figure 1-9 donne le schéma équivalent monophasé d'un redresseur MLI avec un filtre LCL. Ces filtres permettent d'obtenir un meilleur filtrage pour des valeurs de composants plus petites, et sans ralentir le système.

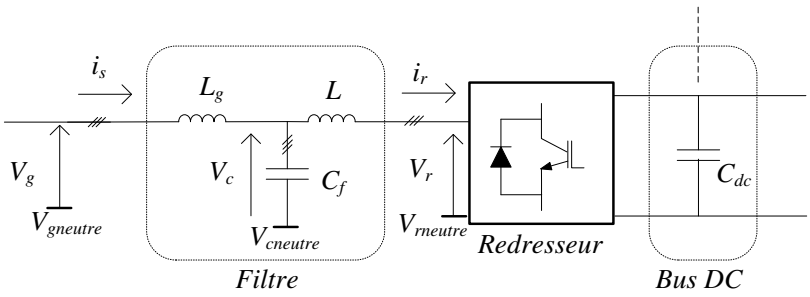


Figure 1-9 : Schéma équivalent monophasé d'un redresseur commandé et de son filtre d'entrée LCL

Dans [LIS02] est défini le modèle d'un filtre LCL en entrée d'un redresseur commandé dans le cas où le courant régulé est le courant du réseau i_g. Le modèle du filtre LCL est représenté sur la Figure 1-10. La fonction de transfert $G(s) = i_r/V_r$ donné par l'équation (1.10) permet de vérifier l'efficacité du filtre contre les ondulations liées à la fréquence de découpage :

$$G(s) = \frac{i_r}{V_r} = \frac{1}{Ls}\frac{(s^2 + z_{LC}^2)}{(s^2 + \omega_{res}^2)} \quad \textbf{(1.10)}$$

avec $z_{LC}^2 = \frac{1}{L_g C_f}$ et $\omega_{res}^2 = \sqrt{\frac{L+L_g}{L.L_g.C_f}}$ **(1.11)**

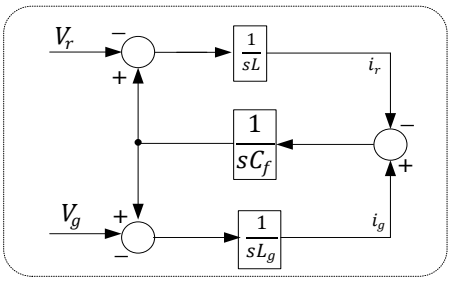


Figure 1-10 : Modélisation du filtre LCL d'un redresseur commandé [LIS02]

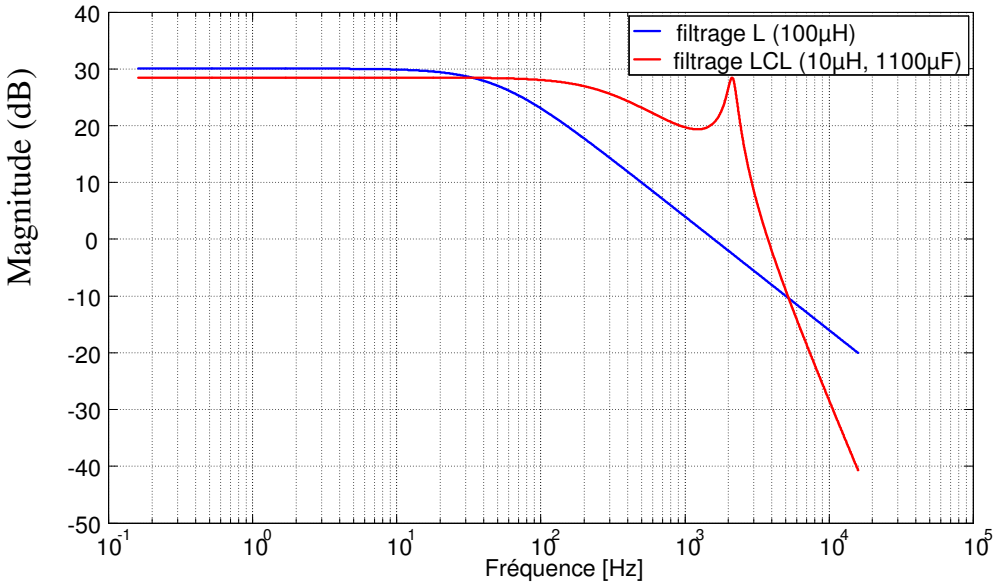


Figure 1-11 : Diagrammes de Bode d'un filtre L et d'un filtre LCL

Aux basses fréquences, le comportement du filtre LCL est identique à celui d'un filtre L (Figure 1-11), mais le filtrage hautes fréquences est bien meilleur au delà de la fréquence de coupure désirée. Cela confirme que la qualité du courant s'améliore si on utilise un filtre LCL à inductance équivalente égale.

Comparé au simple filtre *L*, le filtre *LCL* a deux pôles et deux zéros supplémentaires dans la fonction de transfert en boucle ouverte du système. Il est important de prendre en considération les problèmes de stabilité introduits dès la phase de conception des convertisseurs afin de garantir des marges de stabilité suffisantes. Le modèle (1.10) est couramment utilisé pour dimensionner le filtre [LIS05] et pour déterminer des moyens de stabilisation. Les principaux axes de stabilisation sont présentés au paragraphe 1.3.

1.1.4 Couplage de plusieurs charges sur un même bus

Un réseau électrique, qu'il soit alternatif ou continu, est généralement composé de plusieurs charges connectées en parallèle sur un bus commun. Les modes de fonctionnement d'un tel réseau incluent l'ensemble des modes propres à chaque élément. Les équipements interconnectés peuvent aussi échanger physiquement de l'énergie, ce qui peut créer d'autres modes croisés, appelés modes de couplage. C'est ainsi que deux charges stables si elles sont prises seules peuvent devenir instables lorsqu'elles sont placées en parallèle [SUN08].

Actuellement, cette problématique se manifeste peu sur les réseaux industriels compte tenu du nombre de charges passives, et donc dissipatives d'énergie. Mais l'augmentation du nombre d'équipements régulés sur le réseau va parallèlement ajouter de nouvelles dynamiques, et donc

accroître les risques d'instabilité qui en découlent. La seule manière de garantir l'absence d'interactions entre les équipements est de mener une étude système qui englobe l'ensemble du réseau.

La stabilité des systèmes alternatifs monophasés a été étudiée pour des réseaux composés de charges régulées à puissances constantes en parallèle avec des charges à tension constante [EMA06]. On peut montrer facilement que la limite de stabilité d'un système simple dépend à la fois des propriétés des charges à puissance constante, mais aussi des charges à tension constante.

1.2 Méthodes d'étude de la stabilité d'un système électrique

1.2.1 Introduction

1.2.1.1 Définition mathématique de la stabilité

Tout système dynamique peut être écrit sous la forme $\dot{X}(t) = f(x(t), u(t), t)$ avec $x(t) = [x_1 \quad \dots \quad x_n]$ le vecteur d'état, $u(t)$ le vecteur des entrées du système et f une fonction scalaire de la forme $f = [f_1 \quad \dots \quad f_n]$.

Cette représentation d'état permet de modéliser un système dynamique en utilisant des variables d'état. Elle peut être linéaire ou non, continue ou discrète. Elle permet de déterminer l'état du système complet à n'importe quel instant futur si l'on connaît l'état à l'instant initial et le comportement des variables extérieures qui influent sur le système. Cette modélisation n'est pas unique car elle dépend des grandeurs d'état que l'on a choisies. Nous allons utiliser ce type de modélisation afin de réaliser toutes les analyses de stabilité.

Les définitions de la stabilité des systèmes au sens de Lyapunov sont celles données par Slotine [SLO91].

Lorsque le système est à l'équilibre, les dérivées des variables d'état x sont égales à zéro :

$$\forall t, \dot{X_o} = 0 \ = f(X_o, u_o) \tag{1.12}$$

où le couple (X_o, u_o) désigne le vecteur d'état au point d'équilibre considéré.

Le point d'équilibre (X_o, u_o) est stable au sens de Lyapunov si, lorsque l'état du système est déplacé dans un voisinage de X_o à l'instant t_o, il reste dans un voisinage de X_o.

Une façon plus formelle d'écrire cet énoncé est la suivante :

$$\forall \epsilon > 0, \exists \delta(\varepsilon, t_o) : \ \|x(t_o) - X_o\| < \delta(\varepsilon, t_o) \ \rightarrow \ \|x(t) - X_o\| < \varepsilon, \forall t > t_o \tag{1.13}$$

Il faut noter que la stabilité est dite globale si cette affirmation est vraie pour toute condition initiale $x(t_o)$. Cette définition n'implique pas forcément que le système retourne au point d'équilibre initial, comme on peut le voir sur la Figure 1-12.

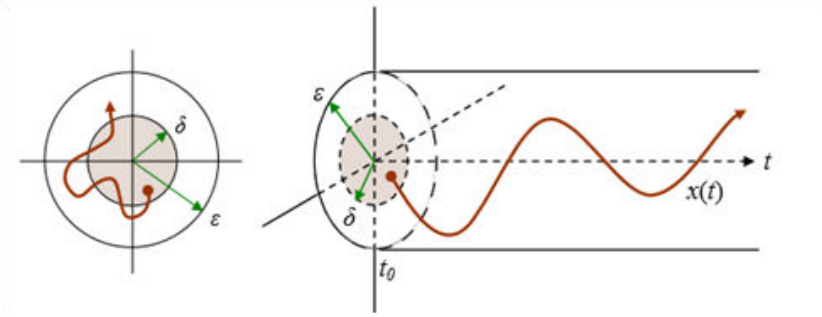


Figure 1-12 : Stabilité d'un point d'équilibre

Un point d'équilibre est asymptotiquement stable s'il vérifie l'équation (1.13) et si le système revient au point d'équilibre initial. Cela revient à ajouter la condition :

$$\lim_{t\to\infty} \|x(t) - X_o\| = 0 \qquad \textbf{(1.14)}$$

La Figure 1-13 représente la forme générale de la dynamique d'un système asymptotiquement stable.

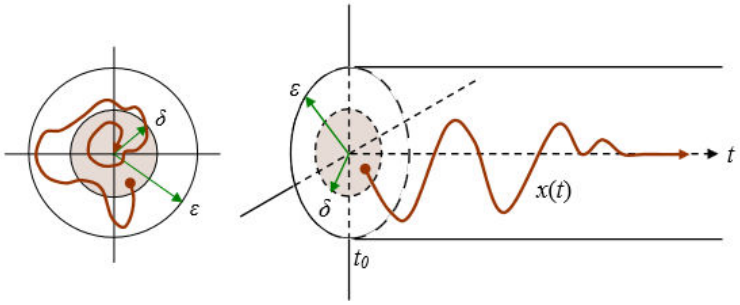


Figure 1-13 : Stabilité asymptotique d'un point d'équilibre

Le point d'équilibre est dit globalement asymptotiquement stable si cette condition ne dépend pas du point de fonctionnement initial.

En pratique, la stabilité asymptotique est la propriété généralement recherchée.

1.2.1.2 Aperçu des méthodes d'étude de la stabilité

Il n'est pas possible de lister toutes les méthodes disponibles dans la littérature qui permettent d'étudier la stabilité d'un système électrique. Néanmoins, la plupart d'entre elles sont basées sur les critères fondamentaux donnés Figure 1-14.

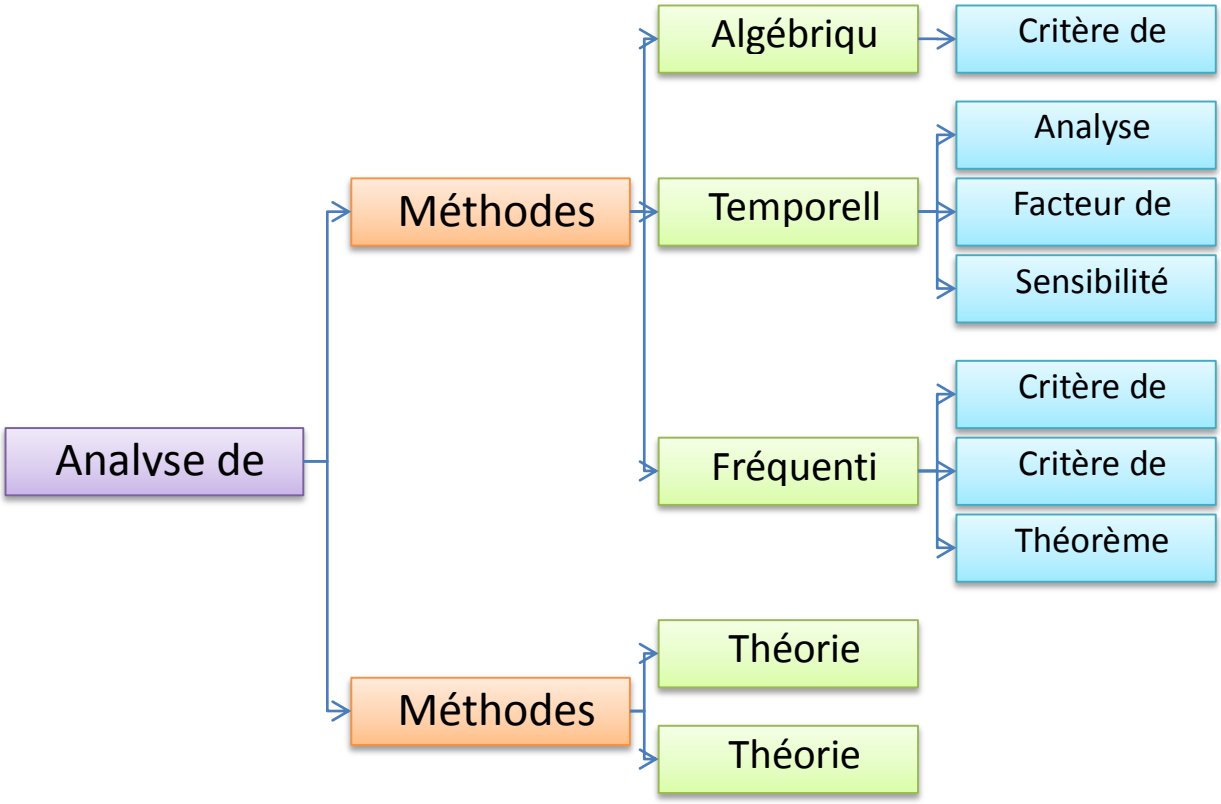


Figure 1-14 : Différentes méthodes d'étude de la stabilité d'un système

Les méthodes d'étude de la stabilité d'un système se décomposent en deux catégories : les méthodes linéaires et les méthodes non linéaires. Pour chacune d'elle, des méthodes différentes existent mais chaque branche n'est pas cloisonnée : il est possible d'utiliser les outils non linéaires sur les systèmes linéaires et d'appliquer les outils linéaires aux systèmes non linéaires préalablement linéarisés.

1.2.2 Méthodes d'étude des systèmes non linéaires

La quasi-totalité des systèmes dynamiques réels possède des caractéristiques non-linéaires. L'étude de la stabilité de tels systèmes peut être faite avec des outils particuliers. Les définitions et théorèmes donnés dans cette partie ont été définis par Lyapunov et repris par Slotine [SLO91].

1.2.2.1 Stabilité au sens de Lyapunov : méthode directe

Le principe intuitif de cette méthode est le suivant : si l'énergie totale d'un système décroît avec le temps, alors le système tend à se ramener vers un point d'équilibre stable. Cette fonction énergie, dans la théorie de la stabilité, est formalisée à l'aide des fonctions dites de Lyapunov. La méthode consiste donc à trouver une fonction représentative de l'énergie du système ayant les propriétés données dans la définition suivante.

Définition 1

Soit $X \neq X_o$ un point d'équilibre. Une fonction de Lyapunov est une fonction telle que :

i. V est une fonction définie positive ((1.15),(1.16)):

$$V(X_o) = 0 \quad \textbf{(1.15)}$$

et $$V(X) > 0 \; si \; X \neq X_o \quad \textbf{(1.16)}$$

ii. $\dot{V}$ existe et est une fonction semi-définie négative ((1.17), (1.18)):

$$\dot{V}(X_o) = 0 \quad \textbf{(1.17)}$$

et $$\dot{V}(X) \leq 0 \; si \; X \neq X_o \quad \textbf{(1.18)}$$

Une interprétation pratique de cette définition est de trouver une fonction qui puisse être assimilée à un potentiel. La principale difficulté réside justement dans l'obtention de cette fonction de Lyapunov, car il n'existe pas de méthode générale permettant d'obtenir une telle fonction pour tout système. En pratique, différentes fonctions de Lyapunov sont proposées en fonction de la "classe" du système étudié.

La fonction de Lyapunov est la base de l'étude de la stabilité des systèmes par la méthode directe de Lyapunov.

Théorème 1 : stabilité locale

Si dans un domaine $D \in \mathbb{R}^n$, il existe une fonction de Lyapunov $V(X)$, alors le point d'équilibre X_o est stable. Si en plus, $\dot{V}$ est localement définie négative (ie $\dot{V}(X_o) = 0$ et $\dot{V}(X) < 0 \; si \; X \neq X_o$), alors X_o est localement asymptotiquement stable.

Théorème 2 : stabilité globale

Si dans $\mathbb{R}^n$, il existe une fonction de Lyapunov $V(X)$ telle que $V(X) \to \infty$ quand $\|X\| \to \infty$, alors le point d'équilibre X_o est stable. Si en plus, $\dot{V}$ est globalement définie négative (ie $\dot{V}(X_o) = 0$ et $\dot{V}(X) < 0 \; si \; X \neq X_o$), alors X_o est globalement asymptotiquement stable.

Il est important de noter que les théorèmes précédents sont basés sur des conditions suffisantes mais pas nécessaires, ce qui rend cette méthode restrictive. Plusieurs fonctions de Lyapunov peuvent être trouvées pour un même système.

1.2.2.2 Théorèmes de Brayton & Moser

Dans les années 60, R.K. Brayton et J.K. Moser ont proposé une approche mathématique pour étudier la stabilité des systèmes RLC non linéaires [BRA64a], [BRA64b]. Ils ont défini une fonction appelée "potentiel mixte" $P(i,v)$ qui permet de modéliser le réseau électrique sous la forme (1.19). Ce modèle est basé sur un système de type gradient associé à une fonction scalaire :

$$\begin{cases} L(i)\dfrac{di}{dt}(t) = \dfrac{\partial P(i,v)}{\partial i} \\ C(v)\dfrac{dv}{dt}(t) = \dfrac{\partial P(i,v)}{\partial v} \end{cases} \quad \textbf{(1.19)}$$

Le point fort de cette approche est lié au fait qu'une méthode systématique permet de construire ce potentiel mixte. L'écriture du système sous la forme (1.20) conduit à définir trois théorèmes sur la stabilité asymptotique du système étudié.

$$P(i,v) = -A(i) + B(v) + (i.\gamma.v) \quad \textbf{(1.20)}$$

avec si x et y sont deux vecteurs de dimension r, (x,y) est défini par $(x,y) = \sum_{i=1}^{r} x_i y_i$

Ainsi, $A(i)$ et $B(v)$ représentent le potentiel de courant et le potentiel tension. γ est une matrice d'interconnexion représentant le rapport de transformation entre i et v. Les théorèmes 3 et 4 donnent des critères de stabilité qui dépendent de l'interconnexion du circuit donnée par la matrice γ. Ils présentent l'avantage d'être indépendants des non linéarités du système.

Notons $\|x\| = (x,x)$ la norme scalaire.

Théorème 3 de Brayton & Moser :

Soit $R = \frac{\partial^2 A(i)}{\partial i^2}$. Si R est constante, symétrique et définie positive, alors $B(v) + |i.\gamma.v| \to \infty$ si $|v| \to \infty$ et si $\exists \delta > 0$ tel que $\left\| L^{\frac{1}{2}}(i) R^{-1} \gamma\, C^{-\frac{1}{2}}(v) \right\| \leq 1 - \delta$ pour tout i et tout v, alors les trajectoires de (1.19) tendent vers les solutions d'équilibre quand $t \to \infty$.

Théorème 4 de Brayton & Moser :

Soit $G = \frac{\partial^2 B(v)}{\partial v^2}$. Si G est constante, symétrique et définie positive, alors $A(v) + |i.\gamma.v| \to \infty$ si $|i| \to \infty$ et si $\exists \delta > 0$ tel que $\left\| C^{\frac{1}{2}}(i) G^{-1} \gamma\, L^{-\frac{1}{2}}(v) \right\| \leq 1 - \delta$ pour tout i et tout v, alors les trajectoires de (1.19) tendent vers les solutions d'équilibre quand $t \to \infty$.

Le théorème 5, contrairement aux 2 théorèmes précédents, est basé sur des critères qui ne dépendent plus de la matrice d'interconnexion γ. Dans ce cas, elles dépendent des non linéarités du système.

Notons $\mu(M)$ la plus petite valeur propre de la matrice symétrique .

Théorème 5 de Brayton & Moser :

Si L et C sont constantes, symétriques et définies positives, et si $\mu\left(L^{-\frac{1}{2}}\frac{\partial^2 A(i)}{\partial i^2}L^{-\frac{1}{2}}\right) + \mu\left(C^{-\frac{1}{2}}\frac{\partial^2 B(v)}{\partial v^2}C^{-\frac{1}{2}}\right) > 0$ pour tout i et tout v, alors les trajectoires de (1.19) tendent vers les solutions d'équilibre quand $t \to \infty$.

1.2.2.3 Etude par linéarisation : Stabilité petit signal

Cette méthode est basée sur le principe intuitif qu'un système non linéaire se comporte de la même façon que son approximation linéaire pour des perturbations de faible amplitude. Il est possible de linéariser les équations autour de chaque point de fonctionnement afin d'en étudier la stabilité dite petit signal.

Comme nous l'avons déjà vu, le point de fonctionnement est défini par l'équation suivante :

$$\dot{X}_o = 0 \ = f(X_o, u_o) \quad \textbf{(1.21)}$$

Considérons une petite perturbation $\tilde{x}$ autour d'un point de fonctionnement X_o :

$$x = X_o + \tilde{x} \text{ et } u = u_o + \tilde{u} \quad \textbf{(1.22)}$$

L'équation d'état du système devient :

$$\dot{x} = \dot{X}_o + \dot{\tilde{x}} = f(X_o + \tilde{x}, u_o + \tilde{u}) \quad \textbf{(1.23)}$$

Ces variations étant considérées petites, il est possible de développer (1.23) en série de Taylor limitée aux termes de 1er ordre. Pour chaque variable d'état x_i du vecteur d'état x, on peut donc écrire :

$$\dot{X}_{i_o} + \dot{\tilde{x}}_\iota = f_i\left(X_{i_o}, u_{i_o}\right) + \frac{\partial f_i}{\partial x_i}\tilde{x}_\iota + \frac{\partial f_i}{\partial u_i}\tilde{u}_\iota \text{ avec } i = 1, .., n \quad \textbf{(1.24)}$$

Sachant que $\dot{X}_{i_o} = f_i\left(X_{i_o}, u_{i_o}\right)$, l'équation précédente peut s'écrire :

$$\dot{\tilde{x}}_\iota = \frac{\partial f_i}{\partial x_i}\tilde{x}_\iota + \frac{\partial f_i}{\partial u_i}\tilde{u}_\iota \text{ avec } i = 1, .., n \quad \textbf{(1.25)}$$

En mettant le résultat précédent sous forme matricielle, on peut donc obtenir une représentation d'état sous la forme $\dot{\tilde{x}} = A\tilde{x} + B\tilde{u}$.

La matrice A, appelée matrice d'état, est la matrice Jacobienne de f par rapport à x (1.26).Elle contient la description du comportement dynamique du système en régime libre :

$$A = \begin{pmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial \tilde{x}_1} & \cdots & \frac{\partial f_1}{\partial \tilde{x}_n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial f_n}{\partial \tilde{x}_1} & \cdots & \frac{\partial f_n}{\partial \tilde{x}_n} \end{pmatrix} \quad \textbf{(1.26)}$$

La matrice B, appelée matrice de commande, est la matrice Jacobienne de f par rapport à u. Elle rend compte du comportement dynamique du système vis à vis de la commande :

$$B = \begin{pmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial \tilde{u}_1} & \cdots & \frac{\partial f_1}{\partial \tilde{u}_n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial f_n}{\partial \tilde{u}_1} & \cdots & \frac{\partial f_n}{\partial \tilde{u}_n} \end{pmatrix} \quad \textbf{(1.27)}$$

Un système non linéaire mis sous sa forme linéarisée autour d'un point de fonctionnement permet d'en étudier la stabilité en utilisant les outils développés pour les systèmes linéaires. C'est ce qui justifie de pouvoir utiliser des outils de contrôle linéaires en pratique. Néanmoins, un des principaux inconvénients de cette technique est le domaine de validité de notre étude. En effet, la définition des petites variations est assez floue et ne permet pas de quantifier la perturbation tolérée par le système.

1.2.2.4 Etude par modélisation Takagi-Sugeno

La modélisation Takagi-Sugeno (TS) appartient aux modèles flous . Une règle floue est de type "*si* ..., *alors* ...". Takagi et Sugeno ont proposé un formalisme de modélisation convenant bien aux systèmes non linéaires [TAK85],[SUG88]. Le principe de la modélisation sous la forme TS est de considérer un modèle non linéaire comme la somme pondérée de *n* modèles linéaires :

$$\begin{cases} \dot{X}(t) = \sum_{i=1}^{n} \mu_i\big(z(t)\big)[A_i X(t) + B_i u(t)] \\ Y(t) = \sum_{i=1}^{n} \mu_i\big(z(t)\big) C_i X(t) \end{cases} \quad \textbf{(1.28)}$$

La pondération des sous-modèles se fait via les fonctions d'activations μ_i qui sont fonction de l'état du système. Ces fonctions d'activations doivent respecter la propriété de somme convexe :

$$\begin{cases} \sum_{i=1}^{n} \mu_i\big(z(t)\big) = 1 \\ \mu_i\big(z(t)\big) > 0, \forall t \end{cases} \quad \textbf{(1.29)}$$

La nécessité de cette dernière condition devient évidente lorsque l'on considère le cas de la mise sous forme de Takagi-Sugeno de systèmes linéaires.

La variable *z* est appelée prémisse. Elles peuvent dépendre de l'état du système, des paramètres extérieurs, du temps, et représentent les variables de décision du modèle. Ces prémisses sont utilisées pour sortir les non linéarités du système.

La modélisation de Takagi-Sugeno n'est pas propre à chaque système. Une méthode pour trouver un modèle de Takagi-Sugeno a été développée [MAR09], et est basée sur le lemme suivant.

Lemme 1 :

Si $\forall X \in [-b,a], a,b \in \mathbb{R}^+, f(X): [-b,a] \to \mathbb{R}$, est bornée sur $[-b,a]$, alors il existe deux fonctions $F_1(X) et\ F_2(X)$ et deux réels $\alpha\ et\ \beta$ tels que :

$$\begin{cases} F_i: [-b,a] \to [0,1], i \in \{1,2\} \\ X(t) \to F_i\ (X(t)) \\ F_1\ (X) + F_2\ (X) = 1 \\ f(X) = \alpha F_1\ (X) + \beta F_2\ (X) \end{cases} \quad \textbf{(1.30)}$$

Ainsi, en considérant une fonction $f(X)$ bornée telle que $f_{min} \leq f(X) \leq f_{max}$, on peut écrire :

$$f(X) = f_{max} \frac{f(X) - f_{min}}{f_{max} - f_{min}} + f_{min} \frac{f_{max} - f(X)}{f_{max} - f_{min}} \quad \textbf{(1.31)}$$

Avec $\alpha = f_{max}, F_1\ (X) = \frac{f(X) - f_{min}}{f_{max} - f_{min}},\ \beta = f_{min}$ et $F_2\ (X) = \frac{f_{max} - f(X)}{f_{max} - f_{min}}$

Avec ce choix de modélisation, un système avec une non linéarité peut être divisé en deux systèmes linéaires. Cela implique qu'un système à n non linéarités sera représenté par 2^n modèles linéaires. Cette méthode a été utilisée pour réaliser des études de stabilité dans le cas de petits réseaux continus [MAR12].

On vient de voir que la modélisation de Takagi-Sugeno permet de transformer un système non linéaire en une somme pondérée de systèmes linéaires. Cela permet d'utiliser les outils d'étude linéaire pour étudier les systèmes non linéaires, telle que la détermination d'une fonction de Lyapunov, que nous verrons dans le paragraphe suivant.

1.2.3 Méthodes d'étude de stabilité des systèmes linéaires

1.2.3.1 Méthodes de Lyapunov

Méthode directe de Lyapunov : cas particulier des systèmes linéaires

Considérons un système linéaire de la forme :

$$\dot{X} = AX \quad \textbf{(1.32)}$$

et la fonction de Lyapunov quadratique candidate :

$$V = X^t PX \quad \textbf{(1.33)}$$

avec P une matrice symétrique définie positive (si $X \neq 0 \implies X^t PX > 0$).

alors $$\dot{V} = \dot{X}^t PX + X^t P\dot{X} \quad \textbf{(1.34)}$$

En utilisant les équations (1.32) et (1.34), on obtient :

$$\dot{V} = X^t(A^t P + PA)X = -X^t QX \quad \textbf{(1.35)}$$

soit $$A^t P + PA = -Q \quad \textbf{(1.36)}$$

La condition pour que le système soit stable est que $\dot{V}$ soit une fonction définie négative, donc que Q soit une fonction définie positive. L'équation (1.36) est appelée équation de Lyapunov. Le théorème utilise ce résultat en prenant l'hypothèse non pas sur P mais sur Q.

Théorème 3 : stabilité globale

Une condition nécessaire et suffisante pour que le système $\dot{X} = AX$ soit stable est que, pour toute matrice Q symétrique définie positive, la seule matrice solution P de l'équation de Lyapunov $A^t P + PA = -Q$ est symétrique définie positive.

Cela revient à trouver une matrice P solution de la LMI (Linear Matrix Inequalities)suivante :

$$\begin{cases} P > 0 \\ \mathrm{A}^t P + P\mathrm{A} < 0 \end{cases} \quad \textbf{(1.37)}$$

Néanmoins, il est important de noter que pour obtenir la LMI (1.37), une matrice Q a dû être choisie (cf théorème 3). Or de ce choix découle une matrice P particulière. Cette méthode est donc restrictive : si une matrice P est solution, alors le système est stable; sinon, on ne peut pas conclure quant à la stabilité du système.

Méthode indirecte de Lyapunov

Considérons le système d'état linéaire suivant (1.38):

$$\dot{x} = Ax \quad \textbf{(1.38)}$$

La solution d'un tel système est de la forme :

$$X = ce^{\lambda t} \quad \textbf{(1.39)}$$

avec $$c \in \mathbb{R}^n \text{ et } \lambda \in \mathbb{R}^n \quad \textbf{(1.40)}$$

En remplaçant cette solution dans l'équation (1.32), on obtient :

$$(\lambda I_n - A)x = 0 \quad \textbf{(1.41)}$$

Pour que l'équation aie une solution, il faut que :

$$det(\lambda I_n - A) = 0 \quad \textbf{(1.42)}$$

λ est l'ensemble des valeurs propres du système qui peuvent être réelles ou complexes. Le système est stable si et seulement si le système converge. Compte tenu de la forme de la solution (1.39), il résulte les conditions de stabilité suivantes.

Théorème 4 : stabilité d'un système linéaire

- si toutes les valeurs propres ont une partie réelle négative, le système est asymptotiquement stable.
- si au moins une valeur propre a une partie réelle positive, le système est instable.
- si une valeur propre a une partie réelle nulle, on ne peut pas se prononcer.

L'analyse des valeurs propres d'un système permet d'en étudier son comportement dynamique. Elles permettent de connaître avec exactitude la fréquence des oscillations ainsi que l'amortissement du système. Ainsi, une valeur propre de la forme $\lambda_i = \sigma_i \pm j\omega_i$ nous informe qu'une des pulsations propres du système est ω_i et que la constante de temps associée est $\tau_i = 1/\sigma_i$.

Cette méthode est fréquemment utilisée pour l'étude des systèmes linéaires car elle est très simple à mettre en œuvre. Mais elle présente l'inconvénient d'être difficilement exploitable pour étudier analytiquement des systèmes d'ordre élevé. Dans ce dernier cas, l'étude peut être réalisée en effectuant une résolution numérique du problème.

1.2.3.2 Etude des pôles de la fonction de transfert

La stabilité des systèmes linéaires peut également être considérée en étudiant les pôles de la fonction de transfert du système. Considérons le système linéaire suivant :

$$\begin{cases} \dot{\boldsymbol{X}} = A.\boldsymbol{X} + B.\boldsymbol{U} \\ Y = C.\boldsymbol{X} + D.\boldsymbol{U} \end{cases} \quad \textbf{(1.43)}$$

Pour obtenir la fonction de transfert de ce système, on choisit les paramètres de sortie du système Y ainsi que l'élément perturbateur U en fixant les vecteurs C et D.

La fonction de transfert du système est déduite à l'aide de la relation de passage :

$$H = C(s.I_n - A)^{-1}B + D \quad \textbf{(1.44)}$$

Dans le cas simple où D=0, on peut réécrire cette équation en fonction du déterminant de $I_n - A$. Notons $\mathrm{com}^{\mathrm{t}}(\mathrm{M})$ la comatrice de M. La fonction de transfert H peut donc être reformulée selon la relation :

$$H = C\frac{\mathrm{com}^{\mathrm{t}}(\mathrm{s}I_n - A)}{\det(\mathrm{s}I_n - A)}B + D \quad \textbf{(1.45)}$$

Les pôles de la fonction de transfert sont les valeurs propres de la matrice A. Il y a une équivalence entre les valeurs propres d'un système et les pôles de sa fonction de transfert.

Propriété :

Le système représenté par sa fonction de transfert H est stable si et seulement si les pôles de sa fonction de transfert sont toutes à partie réelle négative.

1.2.3.3 Méthode de Routh-Hurwitz

Le critère de Routh-Hurwitz permet d'étudier la stabilité d'un système via son polynôme caractéristique. Soit un système défini par une fonction de transfert H(s) écrite sous sa forme polynomiale :

$$H(s) = \frac{b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \cdots + b_1 s + b_0}{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \cdots + a_1 s + a_0} \quad \textbf{(1.46)}$$

Le polynôme caractéristique de cette fonction est donc :

$$A(s) = a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \cdots + a_1 s + a_0 \quad \textbf{(1.47)}$$

Le critère de Routh-Hurwitz s'applique au tableau de Routh dont la construction est donnée dans le Tableau 1-1 :

a_n	a_{n-2}	a_{n-4}	…	…	0
a_{n-1}	a_{n-3}	a_{n-5}	…	…	0
c_1	c_2	c_3	…	…	
d_1	d_2	…	…		
…	…	…			

Tableau 1-1 : Tableau de Routh

avec $c_1 = -\frac{\begin{vmatrix} a_n & a_{n-2} \\ a_{n-1} & a_{n-3} \end{vmatrix}}{a_{n-1}}$, $c_2 = -\frac{\begin{vmatrix} a_n & a_{n-4} \\ a_{n-1} & a_{n-5} \end{vmatrix}}{a_{n-1}}$, $d_1 = -\frac{\begin{vmatrix} a_{n-1} & a_{n-3} \\ c_1 & c_2 \end{vmatrix}}{c_1}$, $d_2 = -\frac{\begin{vmatrix} a_{n-1} & a_{n-5} \\ c_1 & c_3 \end{vmatrix}}{c_1}$

Critère de Routh-Hurwitz

Le nombre de pôles à partie réelle positive est donné par le nombre de changement de signes des termes de la 1ère colonne du tableau de Routh (Tableau 1-1). Dans le cas où le tableau de Routh possède un élément nul dans la 1ère colonne, alors :

- si la ligne correspondante contient un ou plusieurs éléments non nuls, A(s) possède au moins une racine à partie réelle strictement positive.
- si tous les éléments de la ligne sont nuls, alors :
  - ° soit A(s) a au moins une paire de racines imaginaires pures (système oscillant)
  - ° soit A(s) possède une paire de racines réelles de signe opposé
  - ° soit A(s) possède quatre racines complexes conjuguées deux à deux et de parties réelles de signe opposé deux à deux.

Cette méthode a l'avantage de proposer un critère de stabilité assez simple et facilement programmable. Mais elle ne permet pas de connaître l'emplacement des pôles du système dans le plan complexe. Il est donc impossible de connaître la robustesse d'un système par rapport à la stabilité car aucune information n'est donnée concernant la proximité des valeurs propres par rapport à l'axe réel.

1.2.3.4 Spectroscopie d'impédance

Ces méthodes d'analyse de stabilité sont très largement répandues car elles fournissent des critères simples. Elles sont souvent utilisées dans une optique de conception. Les critères de Nyquist sont tout d'abord rappelés car ils représentent la base du critère de Middlebrook [MID76b], [MID77], qui est très couramment utilisé et qui est ensuite détaillé.

Critère de Nyquist

Soit un système à une seule entrée et une seule sortie (SISO) écrit par deux fonctions de transfert (Figure 1-15).

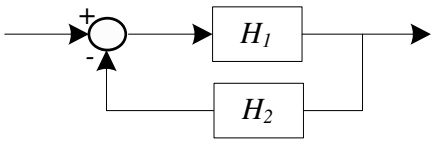


Figure 1-15 : Représentation d'un système SISO

Un système en boucle fermée est asymptotiquement stable si et seulement si le diagramme de Nyquist de sa boucle ouverte $H_{BO}(s) = H_1(s).H_2(s)$ ne passe pas par le point (-1,0) et l'encercle (dans le sens trigonométrique) un nombre de fois égal au nombre de pôles instables de H_{BO} .

Ce théorème est le plus souvent utilisé dans le cas où H_{BO} est stable. D'autres critères de stabilité plus restrictifs mais plus simples sont largement utilisés, tel que le critère du revers.

Critère du revers

Si H_{BO} est stable, il suffit de vérifier que lorsque l'on parcourt le lieu de Nyquist de la boucle ouverte quand ω croît, le tracé de Nyquist laisse le point (-1,0) sur la gauche pour garantir la stabilité du système bouclé. Si en plus, le tracé de Nyquist ne coupe jamais le cercle de centre 0 et de rayon 1, le critère se résume à : $\forall\omega, |H_{BO}| < 1$.

Pour les réseaux alternatifs triphasés, qui sont par définition multi-variables, on utilise plutôt le critère de Nyquist généralisé.

Critère de Nyquist généralisé

Un système en boucle fermée est asymptotiquement stable si et seulement si la somme des nombres de tours (effectués autour du point -1 et dans le sens trigonométrique) pour l'ensemble des lieux de Nyquist est égale au nombre total de pôles instables de $H_{BO}(s)$*.*

Ce critère est très proche du critère de Nyquist défini pour les systèmes mono-variables. Cet outil est très largement utilisé dans la littérature afin de déterminer des méthodes de stabilisation d'un réseau. Ainsi, dans [RAD12] et [RAD13], l'auteur utilise ce critère afin d'analyser et de stabiliser un réseau composé de plusieurs redresseurs commandés alimentant chacun une charge.

Méthode de Middlebrook

Middlebrook a été le premier à s'intéresser aux interactions filtre/convertisseur. Il a mis en place une méthodologie dans le domaine continu permettant de déterminer si le filtre et son convertisseur étaient compatibles, puis de dimensionner correctement ce filtre. Son approche a ensuite été étendue aux interactions entre deux sous-systèmes.

Cette méthode peut être utilisée pour les systèmes linéaires ou linéarisés. Elle est basée sur la décomposition du système en deux sous-systèmes : une partie source et une partie charge. La source et la charge sont représentées respectivement par leur impédance de sortie Z_s et leur impédance d'entrée Z_l (Figure 1-16).

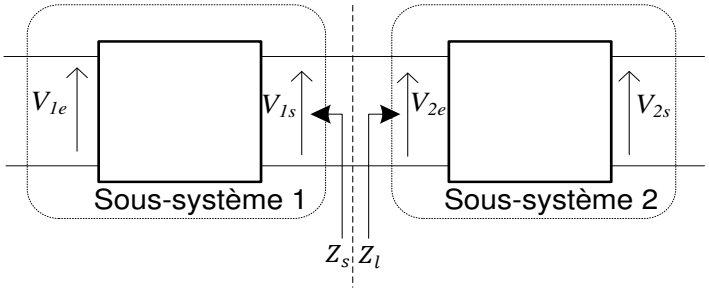


Figure 1-16 : Réseau DC ou AC monophasé représenté par deux sous-systèmes

L'étude de la stabilité par spectroscopie d'impédance pour les réseaux continus a été largement étudiée. Dans le cas d'un réseau continu, représenté sur la Figure 1-16, la tension appliquée à la charge est $V_{2e} = V_{1s}\frac{1}{1+Z_s/Z_l}$. Le système est stable si et seulement si le rapport d'impédances Z_s/Z_l, qui est assimilable à la fonction de transfert en boucle ouverte du système bouclé de la Figure 1-15 répond au critère de stabilité du revers, soit $\mathcal{R}éel(Z_s/Z_l) > 1$. Le critère de Middlebrook découle du critère de Nyquist.

Critère de Middlebrook

Une condition suffisante de stabilité du système complet est :

$$\forall \omega, \frac{Z_s}{Z_l} < 1 \qquad \textbf{(1.48)}$$

Ce critère contraint le tracé de Nyquist à rester à l'intérieur du cercle unité, ce qui garantit de ne pas entourer le point critique (-1,0). Il est très facilement exploitable dans une perspective de dimensionnement car il limite l'étude de la stabilité aux amplitudes des impédances. Cela revient à placer le rapport Z_s/Z_l à l'intérieur du cercle de centre 0 et de rayon 1. Le principal inconvénient de ce critère est son caractère conservateur.

De nombreux outils ont été développés pour déterminer les impédances des convertisseurs triphasés de manière théorique ou expérimentale ([FAM11], [HUA09], [ASI04]).

1.3 Méthodes de stabilisation

On a vu que l'utilisation de filtres LCL en entrée de redresseurs MLI était un bon moyen d'améliorer la qualité des courants d'entrée, mais que ceux-ci augmentent également les risques d'instabilité. Cette problématique a été beaucoup étudiée par F. Blaabjerg et M. Liserre [LIS02], [LIS05], [DAN11]. Il en ressort l'existence de deux grands modes de stabilisation. La première stabilisation, dite "passive", consiste à ajouter un amortissement physique au système, ce qui a pour conséquence d'augmenter les pertes du système. La deuxième méthode, dite active, consiste à amortir le système en ajoutant une boucle de stabilisation au schéma de contrôle.

1.3.1 Stabilisation passive

La stabilité du système filtre LCL / redresseur commandé peut être améliorée de manière passive en augmentant l'amortissement du filtre d'entrée. Pour cela, on ajoute au système des éléments passifs qui amélioreront la stabilité par l'ajout d'une résistante en série ou en parallèle avec une inductance ou une capacité. Cette méthode de stabilisation est efficace mais en contrepartie elle augmente les pertes dans le système et ainsi que les coûts de fabrications.

1.3.1.1 Résistance en série avec la capacité

Cette méthode consiste à mettre en série une résistance avec la capacité du filtre, comme montré sur la Figure 1-17.

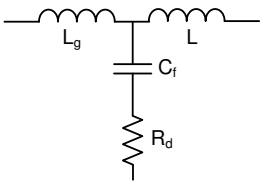


Figure 1-17 : Filtre LCL avec une résistance série

La fonction de transfert de cette nouvelle structure de filtre est :

$$G(s) = \frac{1}{Ls}\frac{(s^2 + \frac{R_d}{L_g}s + z_{LC}^2)}{(s^2 + \frac{(L+L_g).R_d}{L.L_g}s + \omega_{res}^2)} \quad \textbf{(1.49)}$$

avec $z_{LC}^2 = \frac{1}{L_g C_f}$ et $\omega_{res}^2 = \sqrt{\frac{L+L_g}{L.L_g.C_f}}$ **(1.50)**

On montre que l'ajout de cette résistance introduit un zéro et un pôle supplémentaires, mais ceux-ci attirent les deux pôles instables dans la zone stable [LIS05]. En contrepartie, les pertes sont plus importantes. La puissance dissipée est donnée par :

$P = 3.R_d \sum_h (i(h) - i_g(h))^2$, h le rang harmonique **(1.51)**

La résistance agit en dissipant une partie de l'énergie des ondulations liées à la fréquence de découpage. Plus la valeur de la résistance augmente, plus l'action d'amortissement augmente, mais plus les pertes augmentent également.

1.3.1.2 Résistance en parallèle avec la capacité

Il s'agit cette fois de mettre une résistance en parallèle de la capacité du filtre, comme montré sur la Figure 1-18.

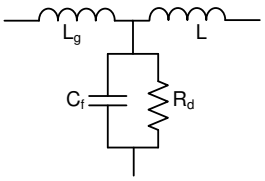


Figure 1-18 : Filtre LCL avec une résistance parallèle

On en déduit :

$$G(s) = \frac{1}{Ls}\frac{(s^2 + \frac{s}{R_d.C_f} + z_{LC}^2)}{(s^2 + \frac{s}{R_d.C_f} + \omega_{res}^2)} \quad \textbf{(1.52)}$$

avec $z_{LC}^2 = \frac{1}{L_g C_f}$ et $\omega_{res}^2 = \sqrt{\frac{L+L_g}{L.L_g.C_f}}$ **(1.53)**

L'effet de la résistance en série ou en parallèle est la même puisque là aussi un pôle et un zéro sont introduits dans la fonction de transfert en boucle ouverte.

$P = (3/R_d) \cdot \sum_h (u_c(h))^2$, h le rang harmonique **(1.54)**

Cette deuxième stabilisation passive présente l'avantage de diminuer les pertes par rapport à la première méthode.

1.3.2 Stabilisation active

Afin d'augmenter la stabilité d'un système sans modifier sa structure, il est possible d'additionner un algorithme stabilisant sur la loi de commande de l'un des éléments qui compose le système. Stabiliser le système revient donc à ajouter des signaux de compensation dans l'une des boucles d'asservissement du système. L'avantage d'une telle méthode est qu'elle n'ajoute pas de surcoût de fabrication, et qu'elle s'affranchit des pertes que la méthode passive engendrait.

La méthode la plus simple et intuitive est l'ajout d'un filtre passe-bas du 1er ou du 2nd ordre. Néanmoins, l'atténuation de l'amplitude est relativement douce et se met en conflit avec une bande passante des régulateurs suffisamment rapide.

Parmi les méthodes de stabilisation active, on retrouve principalement dans la littérature la compensation lead-lag, le filtre notch et la résistance virtuelle [DAN11], [WEI08], [MARC02], [RIC08].

1.3.2.1 Lead-lag compensation

Une compensation lead-lag combine la mise en cascade d'un filtre lead avec un filtre lag définis ci-dessous. La fonction de transfert de ces compensateurs est :

$$C(s) = \frac{(s - z_o)}{(s - p_o)} \quad \textbf{(1.55)}$$

Pour obtenir un compensateur lead, on choisit le pôle et le zéro tels que $zo < po$. De cette manière, il déplace les valeurs propres du système vers la gauche du plan complexe. Cela permet d'améliorer la stabilité du système ainsi que le temps de réponse du système.

Un compensateur lag a la même forme générale que le compensateur lead, mais cette fois on choisit $zo > po$. L'effet de ce compensateur est opposé à l'effet du compensateur lead puisqu'il déplace les valeurs propres du système vers la droite. Cependant, il est utilisé dans le but de réduire l'erreur statique, et non dans le but d'influencer la dynamique du système. Le pôle et le zéro sont donc choisis très proches de l'origine et très proches l'un de l'autre.

Le compensateur lead-lag combine l'effet du compensateur lead avec celui du compensateur lag par leur mise en cascade. Le système qui en résulte améliore à la fois la réponse transitoire, la stabilité et l'erreur statique. Pour le dimensionnement, on commence par déterminer le compensateur lead pour satisfaire les contraintes de réponse transitoire et de stabilité. Le compensateur lag est ensuite choisi pour améliorer la réponse statique.

1.3.2.2 Filtre Notch

Un filtre coupe-bande (appelé filtre Notch) agit en annulant le pic de résonance créé par le filtre LCL en introduisant un pic d'antirésonnance, ce qui empêche d'exciter le mode résonant.

La fonction de transfert de ce filtre est donnée par la relation :

$$C(s) = \frac{s^2 + 2D_z\omega_f s + {\omega_f}^2}{s^2 + 2D_\varphi\omega_f s + {\omega_f}^2} \quad \textbf{(1.56)}$$

Avec ω_f la fréquence de résonance du filtre LCL. La sélectivité de ce filtre est donnée par les valeurs de D_z et de D_φ. Celui-ci doit répondre au compromis entre sélectivité et robustesse. En effet, plus le système sera sélectif, plus il sera efficace pour atténuer la résonance, mais plus il sera sensible aux variations paramétriques.

1.3.2.3 Amortissement par une impédance virtuelle

Le concept d' « impédance virtuelle » consiste à utiliser un algorithme de contrôle qui ait le même effet qu'une impédance réelle. Cette méthode revient par exemple à ajouter une résistance virtuelle en parallèle ou en série avec la capacité. L'amortissement obtenu par cette méthode est sensiblement similaire à celui obtenu avec un amortissement passif, les pertes en moins. Ce principe présente l'avantage de rendre son dimensionnement plutôt instinctif mais son principal inconvénient est d'amplifier les bruits de mesures. Cette théorie est utilisée à la fois dans les réseaux continus [AWA09], [MAG12], [CES11] que dans les réseaux alternatifs dans le cas de convertisseurs avec un filtre LC ou LCL [JIN12].

1.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons dans un premier temps précisé le large éventail des études de stabilité qui existent pour les réseaux alternatifs. Les réseaux de distribution ont leur propre problématique et les outils associés. Dans le cas de réseaux utilisateurs, de nouveaux problèmes liés à la multiplication des convertisseurs de puissance connectés au réseau apparaissent. La stabilité du bus alternatif ne peut plus toujours être garantie notamment en présence de charges à puissance constantes, lorsque les convertisseurs ont un filtre LCL en entrée, ou par les interactions des convertisseurs entre eux.

Les principaux outils d'analyse de la stabilité ont été présentés pour les systèmes linéaires et non linéaires. Ils représentent la base sur lesquelles toutes les analyses sont menées, aussi bien pour les études de stabilité que pour les dimensionnements de filtres ou commandes. Certains outils reposent sur des modèles qui nécessitent la connaissance exacte du système (Lyapunov, Brayton & Moser...), tandis que d'autres sont basés sur une approche fréquentielle pour lesquelles une connaissance partielle est requise (méthodes fondées sur la spectroscopie d'impédance). Pour ces dernières, des mesures expérimentales peuvent fournir suffisamment de résultats pour connaître la stabilité d'un système à une interface.

Pour résoudre les problèmes d'instabilité, différentes approches peuvent être utilisées. La première consiste à ajouter des éléments passifs au réseau afin de stabiliser le système en dissipant l'énergie, mais au prix d'une augmentation des pertes du système. La deuxième méthode consiste à ajouter une loi de stabilisation à la commande du convertisseur. Néanmoins, si ce type de solution est facilement exploitable lors de la phase de conception du convertisseur avec son propre filtre, il est souvent difficile de modifier a postériori les régulateurs des convertisseurs sur un réseau existant, car les constructeurs en interdisent généralement l'accès.

Dans cette thèse, nous nous focalisons sur les réseaux de petite taille avec un nombre important de convertisseurs de puissance. Plus particulièrement, nous nous intéressons aux redresseurs commandés par MLI qui ont le plus d'impacts sur le côté alternatif des réseaux. Dans toute nos études, nous partons de l'hypothèse qu'il n'est pas possible d'influer directement ni sur la structure des filtres et des convertisseurs, ni sur leur commande. C'est pourquoi les dynamiques issues de boucles de régulation seront prises en compte dans nos études de stabilité.

Chapitre 2 ETUDE DE STABILITE D'UN RESEAU AC

Dans le chapitre précédent, différentes causes d'instabilité dans les réseaux AC ont été introduites, et les principaux outils d'analyse ont été détaillés pour les systèmes linéaires et non linéaires. Parmi les éléments déstabilisants, une attention particulière est maintenant portée sur les systèmes fortement régulés ayant un filtre LCL en entrée. Ce chapitre se focalise plus particulièrement sur l'étude de stabilité d'un système composé d'un redresseur commandé par MLI alimentant une charge à puissance constante.

Dans un premier temps, le système étudié est détaillé. Le but de ces travaux est de voir l'impact des systèmes commandés sur la stabilité du réseau, les boucles de régulations étant prises en compte dans la modélisation du système. L'architecture du contrôleur est conventionnelle à deux boucles : une boucle externe pour la régulation du bus AC et une boucle interne pour compenser les erreurs de modélisation et les autres perturbations. Deux modes de régulations de la boucle interne sont comparées.

Ensuite, le phénomène d'instabilité est montré tel qu'il se présente dans notre système. Une étude linéaire de la stabilité est effectuée sur le système complet avec sa commande. Elle met en avant la dualité entre stabilité et résonance lorsque le système se rapproche de sa limite de fonctionnement. Elle montre également l'impact déterminant de la boucle interne de régulation sur la stabilité du système.

Finalement, la dernière partie propose une étude "large signal" de la stabilité du système. Pour cela, la taille du système est réduite en faisant l'hypothèse restrictive que les deux boucles du régulateur sont idéales et il est ensuite modélisé sous la forme Takagi-Sugeno. La notion de bassin d'attraction est présentée et est appliquée pour notre système autour d'un point de fonctionnement donné.

2.1 Système étudié

2.1.1 Structure du système étudié

Le système étudié est composé d'un seul convertisseur de puissance alimenté par une source parfaite. Malgré cela, il permet de rendre compte des problèmes relatifs aux systèmes fortement régulés dans les réseaux, et les résultats proposés peuvent facilement se généraliser aux systèmes composés de plusieurs convertisseurs.

Le réseau type est composé d'une charge DC reliées au bus AC par un redresseur MLI. La Figure 2-1 donne la structure du système étudié et la Figure 2-2 est la photo du banc d'essai monté au laboratoire GREEN.

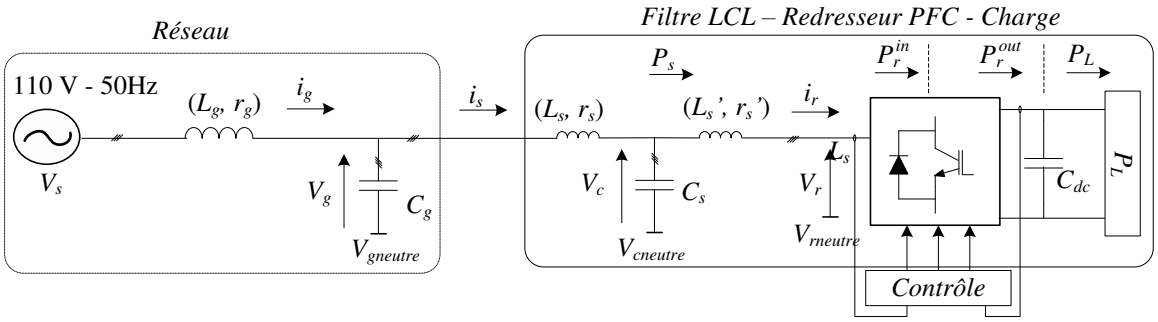


Figure 2-1: Système étudié

La source de tension triphasée du système est obtenue par un autotransformateur connecté au réseau triphasé. Elle délivre une tension V_s de fréquence 50Hz ($\omega_e = 100\pi\ rad/s$). Le réseau AC est modélisé par son impédance d'entrée caractérisée par L_g et r_g. La puissance réactive du réseau est supposée être compensée par la capacité (C_g).

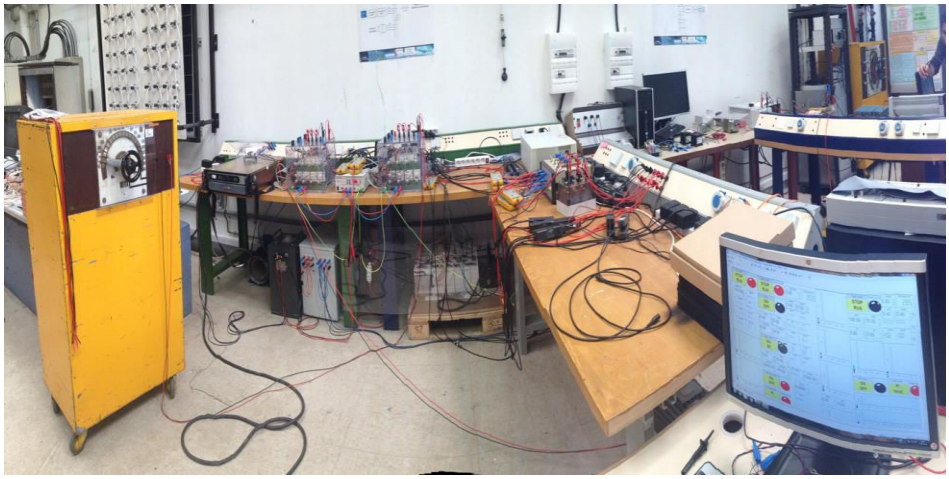


Figure 2-2: Banc d'essai du laboratoire

La charge est alimentée par un redresseur MLI. Ici, la charge continue est supposée bien régulée de sorte qu'elle est considérée comme une charge à puissance constante P_L. Cette hypothèse est facilement justifiée si on considère que la charge est composée d'une machine asynchrone fonctionnant à puissance constante alimentée par un convertisseur de fréquence ou un gradateur. Le redresseur MLI est connecté au bus AC principal à travers un filtre LCL.

Les valeurs des paramètres du banc sont données dans le Tableau 2-1.

Réseau	Redresseur MLI
$V_s = 110\ V$	$r_s = r_s' = 1{,}1\ \Omega$
$\omega_e = 100\pi\ rad/s$	$L_s = L_s' = 4{,}5\ mH$
$r_g = 0{,}92\ \Omega$	$C_s = 20\ \mu F$
$L_g = 5{,}2\ mH$	$C_{dc} = 500\ \mu F$
$C_g = 40\mu F$	

Tableau 2-1 : Paramètres du banc expérimental

2.1.2 Le redresseur commandé

La Figure 2-3 montre un redresseur triphasé connecté à un filtre LCL et alimenté par une tension d'entrée triphasée équilibrée $\boldsymbol{V_g}$. Dans toutes nos études, le redresseur est supposé idéal : il ne tient compte ni des pertes ni des transitoires de commutation qui ont lieu dans les dispositifs réels. La tension à ses bornes $\boldsymbol{V_r}$ est régulée par la commande MLI et dépend de certaines variables d'état du système $\boldsymbol{X}$ ainsi que des variables de commande $\boldsymbol{U}$. Il alimente une charge à puissance constante P_L via un bus DC composé d'une capacité C_{dc} à la tension V_{dc}. Les courants de source et les courants d'entrée du redresseur triphasé sont respectivement appelés $\boldsymbol{i_s}$ **et** $\boldsymbol{i_r}$. La tension aux bornes de la capacité du filtre d'entrée est $\boldsymbol{V_c}$.

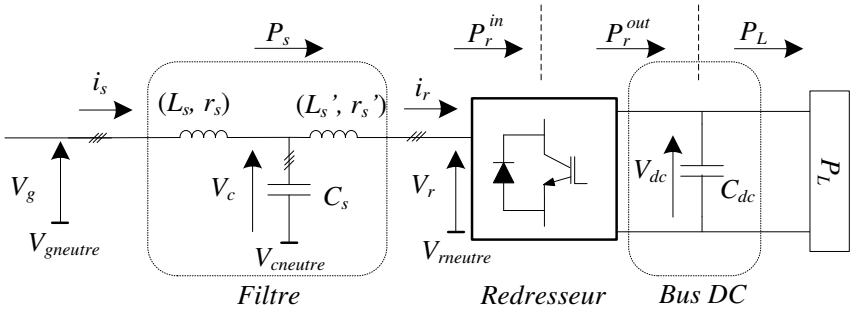


Figure 2-3 : Réseau simple : une source et un redresseur

2.1.2.1 Modèle non linéaire du redresseur

L'étude dynamique d'un système nécessite de choisir un modèle suffisamment précis pour analyser avec exactitude les phénomènes désirés. Dans le cas de l'étude de la stabilité, les fréquences mises en jeu sont proches de la fréquence de résonance des composants passifs et dépendent des bandes passantes des boucles de régulation. Les éléments passifs sont dimensionnés pour filtrer la fréquence de découpage et les bandes passantes des régulateurs sont choisis de sorte qu'ils n'interagissent ni entre eux, ni avec le découpage. Si on fixe la fréquence de découpage à 20kHz, l'ensemble des fréquences mises en jeu sont bien plus faibles, rendant la représentation par un modèle moyen suffisant pour réaliser des études de stabilité.

Dans toute la suite du mémoire, les variables triphasées sont écrites $\boldsymbol{X^{abc}}$ avec $\boldsymbol{X^{abc}} = [X_a \quad X_b \quad X_c]$.

D'après la loi des mailles et la loi des nœuds, les variables de l'étage alternatif de ce système sont données par les équations différentielles :

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} \boldsymbol{i_s^{abc}} \\ \boldsymbol{i_r^{abc}} \\ \boldsymbol{V_c^{abc}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \left(\boldsymbol{V_g^{abc}} - \boldsymbol{V_c^{abc}} - r_s \cdot \boldsymbol{i_s^{abc}}\right)/L_s \\ \left(\boldsymbol{V_c^{abc}} - \boldsymbol{V_r^{abc}}(\boldsymbol{X}, \boldsymbol{U}) - r'_s \cdot \boldsymbol{i_r^{abc}}\right)/L'_s \\ \left(\boldsymbol{i_s^{abc}} - \boldsymbol{i_r^{abc}}\right)/C_s \end{bmatrix} \quad \textbf{(2.1)}$$

Le réseau est supposé triphasé équilibré. L'une des pratiques courantes pour l'étude des systèmes triphasés équilibrés, est de passer les équations dans un repère tournant à la vitesse électrique du réseau ω_e en utilisant une combinaison de la transformation de Concordia $\boldsymbol{T_{32}}$ (2.2) et de la transformation de Park $\boldsymbol{P}(\omega_e . t)$ (2.3). Cette transformation de Park-Concordia permet de rendre invariant dans le temps les variables de pulsation ω_e. Les variables dans le repère tournant sont écrites $\boldsymbol{X^{dq}}$ avec $\boldsymbol{X^{dq}} = [X_d \quad X_q]$.

$$\boldsymbol{T_{32}} = \sqrt{\frac{2}{3}}\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad \textbf{(2.2)}$$

$$\boldsymbol{P}(\theta_e) = \begin{bmatrix} cos(\theta_e) & cos(\theta_e - 2\pi/3) & cos(\theta_e + 2\pi/3) \\ sin(\theta_e) & sin(\theta_e - 2\pi/3) & sin(\theta_e + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad \textbf{(2.3)}$$

avec $\theta_e = \omega_e . t$ **(2.4)**

La transformée de Park appliquée à la dérivée d'un système triphasé peut être exprimée par (2.5). Elle introduit des termes de couplage entre les grandeurs d'axe d et d'axe q.

$$\frac{d}{dt}\boldsymbol{X^{abc}} = \frac{d}{dt}\boldsymbol{X^{dq}} + \boldsymbol{T}.\boldsymbol{X^{dq}} \quad \textbf{(2.5)}$$

avec $\boldsymbol{T} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega_e \\ \omega_e & 0 \end{bmatrix}$ **(2.6)**

En utilisant les équations (2.1) et (2.5), les équations d'état du filtre d'entrée du redresseur dans le repère tournant sont données par :

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} \boldsymbol{i_s^{dq}} \\ \boldsymbol{i_r^{dq}} \\ \boldsymbol{V_c^{dq}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \left(\boldsymbol{V_g^{dq}} - \boldsymbol{V_c^{dq}} - r_s \cdot \boldsymbol{i_s^{dq}} - L_s \cdot \boldsymbol{T} \cdot \boldsymbol{i_s^{dq}}\right)/L_s \\ \left(\boldsymbol{V_c^{dq}} - \boldsymbol{V_r^{dq}}(\boldsymbol{X},\boldsymbol{U}) - r'_s \cdot \boldsymbol{i_r^{dq}} - L'_s \cdot \boldsymbol{T} \cdot \boldsymbol{i_r^{dq}}\right)/L'_s \\ \left(\boldsymbol{i_s^{dq}} - \boldsymbol{i_r^{dq}} - C_s \cdot \boldsymbol{T} \cdot \boldsymbol{V_c^{dq}}\right)/C_s \end{bmatrix} \quad \textbf{(2.7)}$$

La dynamique du bus DC est modélisée par les variations de son énergie y_{dc} en fonction du bilan de puissance aux bornes de la capacité C_{dc} (2.8).

$$\frac{d}{dt} y_{dc} = P_r^{out} - P_L \quad \textbf{(2.8)}$$

avec $y_{dc} = \frac{1}{2} C_{dc} \cdot V_{dc}^2$ **(2.9)**

Si on fait l'hypothèse que le redresseur est idéal et qu'il n'y a aucune perte à tous les niveaux, la puissance à la sortie du redresseur est égale à la puissance à l'entrée du redresseur ($P_r^{out} = P_r^{in} = P_r$). L'équation (2.10) donne la puissance du redresseur en fonction des grandeurs alternatives.

$$P_r = V_{r_d} . i_{r_d} + V_{r_q} . i_{r_q} \quad \textbf{(2.10)}$$

Les équations (2.7) à (2.10) représentent le système physique du convertisseur. Il reste à déterminer le modèle moyen du convertisseur AC/DC triphasé à MLI en fonction de sa commande. On montre dans l'annexe A qu'un tel convertisseur peut être représenté par le gain G_{red} entre les tensions alternatives moyennes $\boldsymbol{V_r^{abc}}$ et les références issues de la commande $\boldsymbol{V^{abc*}}$:

$$\boldsymbol{V_r^{abc}} = G_{red} . \boldsymbol{V^{abc*}} \quad \textbf{(2.11)}$$

avec $G_{red} = \frac{V_{dc}}{2 . V_{PWM}^{max}}$ **(2.12)**

Soit dans le repère tournant $\boldsymbol{V_r^{dq}} = G_{red} . \boldsymbol{V^{dq*}}$

Dans le but de simplifier le modèle, V_{PWM}^{max}. est fixé à ½. De cette manière, le gain du redresseur MLI devient $G_{red} = V_{dc}$. La tension du bus DC est considérée très bien régulée et suit correctement sa référence, soit $V_{dc} = V_{dc}^*$. On en déduit :

$$G_{red} = V_{dc}^* \quad \textbf{(2.13)}$$

Comme dans [MAO98], ce modèle peut être mis sous la forme d'un circuit équivalent présenté sur la Figure 2-4. Dans ce modèle, le redresseur MLI est la combinaison d'un gain en

tension pour déterminer la tension AC à partir de la tension DC et d'un gain en courant pour déterminer le courant DC à partir des courants et des tensions AC.

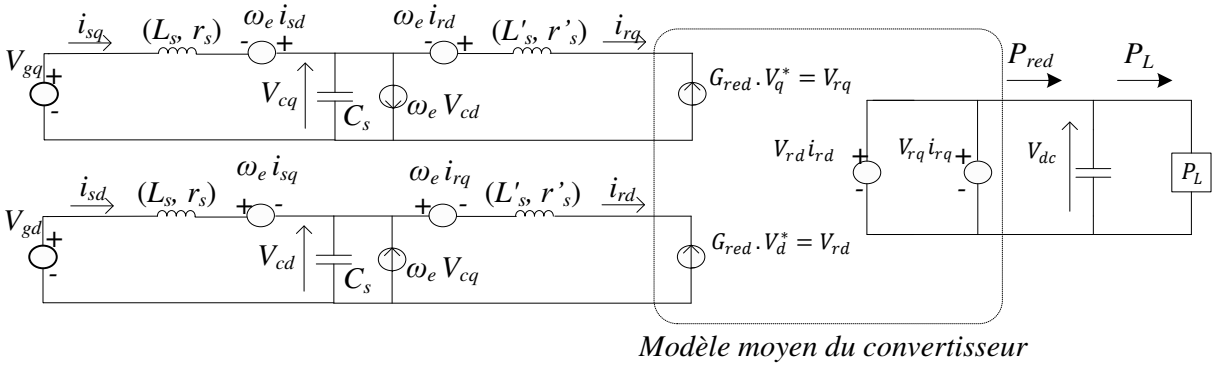


Figure 2-4 : Modèle moyen du redresseur et des filtres

2.1.2.2 Loi de commande du redresseur

L'objectif de ce travail n'est pas de trouver la meilleure régulation pour le redresseur MLI, mais de voir le comportement global d'un tel système en boucle fermée quand il est régulé. La commande suit un schéma de régulation classique [LAB99] composé d'une boucle externe qui régule la tension DC aux bornes de la capacité C_{dc} et d'une boucle de régulation interne qui contrôle les courants AC dans chaque phase $\boldsymbol{i_r^{dq}}$. Celle-ci est donnée sur la Figure 2-5. On passe de la puissance de référence P_r^* issue de la boucle de régulation externe aux courants de références $\boldsymbol{i_r^{dq*}}$ nécessaires à la boucle de régulation interne, grâce à la fonction de passage $\boldsymbol{i_r^{dq*}} = h(P_r^*)$.

Soit $\boldsymbol{i_r^{dq*}} = h(P_r^*)$ **(2.14)**

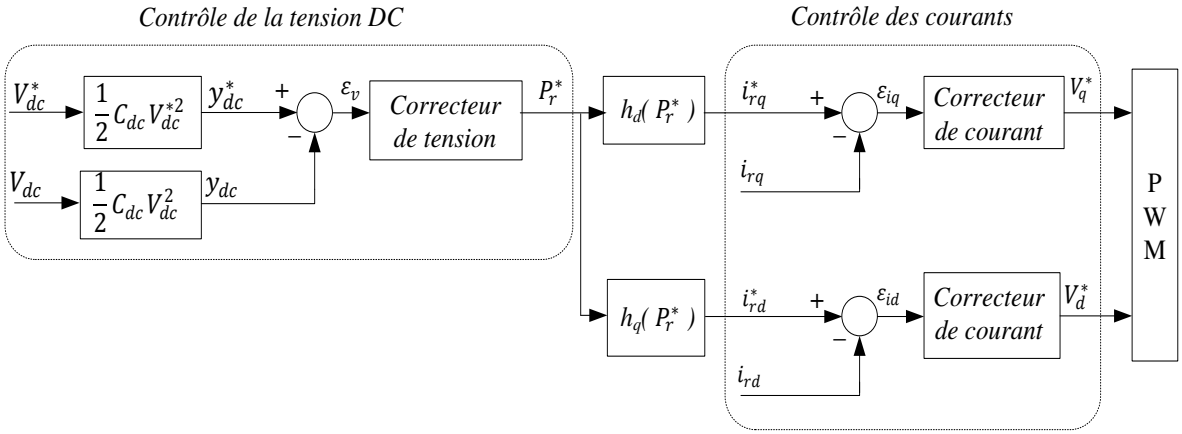


Figure 2-5 : Régulation du redresseur MLI

Tout modèle constituant une description approchée mais non exacte de la réalité, la loi de commande choisie doit être robuste dans le sens où elle doit garantir une faible sensibilité aux erreurs et aux incertitudes sur les paramètres et sur les perturbations. Les lois de commande par mode de glissement répondent à ces contraintes [MON09].

- ***Boucle de régulation du bus DC***

L'objectif de la commande est de maintenir la tension du bus V_{dc} constante. Pour cela, l'énergie électrostatique y_{dc} stockée dans la capacité C_{dc} est contrôlée et la commande fournit la puissance de référence P_r^* que doit délivrer le convertisseur à la capacité C_{dc}.
L'équation différentielle du bus DC est donnée par (2.8) et (2.10), et est rappelée ci-dessous.

$$\dot{y_{dc}} = P_r - P_L$$

avec $$y_{dc} = \frac{1}{2} C_{dc}.V_{dc}^2$$

et $$P_r = V_{r_d} i_{r_d} + V_{r_q} i_{r_q}.$$

Pour réguler la sortie à sa référence, nous proposons une loi de commande d'ordre deux :

$$(\dot{y}_{dc}^* - \dot{y}_{dc}) + k_1(y_{dc}^* - y_{dc}) + k_2 \int (y_{dc}^* - y_{dc}) = 0 \quad \textbf{(2.15)}$$

La partie intégrale permet d'assurer une erreur statique nulle en régime établi et compense les erreurs de modélisation. Cette équation est équivalente à l'équation de deuxième ordre sur l'erreur :

$$\ddot{\varepsilon} + k_1\dot{\varepsilon} + k_2\varepsilon = 0 \quad \textbf{(2.16)}$$

Les termes de régulation k_1 et k_2 peuvent être obtenus en faisant une identification du polynôme caractéristique de (2.15) avec le polynôme P donné par l'équation (2.17) dans le domaine de Laplace :

$$p(s) = s^2 + 2.\zeta_v.\omega_v.s + \omega_v^2 \quad \textbf{(2.17)}$$

On obtient alors :

$$0 = (\dot{y}_{dc}^* - \dot{y}_{dc}) + 2.\zeta_v.\omega_v.(y_{dc}^* - y_{dc}) + \omega_v^2.\mu_v \quad \textbf{(2.18)}$$

avec $$\frac{d\mu_v}{dt} = y_{dc}^* - y_{dc} \quad \textbf{(2.19)}$$

où ω_v et ζ_v représentent la pulsation de coupure et le facteur d'amortissement du contrôle en énergie. ω_v est fixée de manière à avoir une bonne dynamique de suivi de consigne. Les paramètres choisis sont : $\omega_v = 100\ rad.s^{-1}$ et $\zeta_v = 0.5$. A partir des relations (2.8) et (2.18), la variable de commande P_r^* devient :

$$P_r^* = P_L + 2.\zeta_v.\omega_v.(y_{dc}^* - y_{dc}) + \omega_v^2\mu_v \quad \textbf{(2.20)}$$

La loi de commande formalisée par (2.18) est représentée par le schéma donné Figure 2-6.

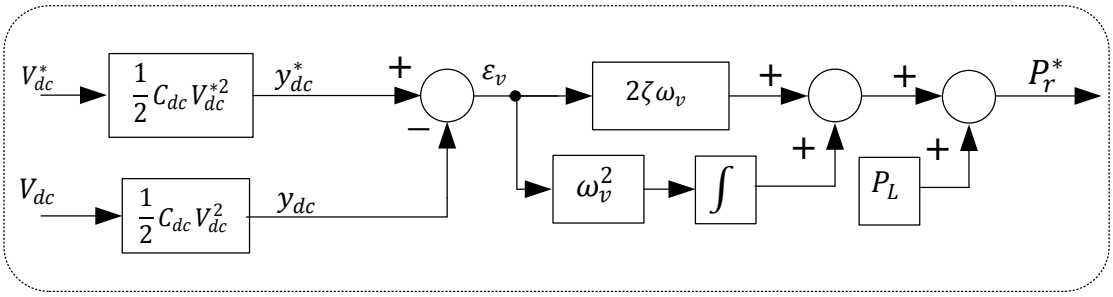


Figure 2-6 : Schéma de commande de la tension V_{dc}

Pour passer de la puissance de référence P_r^* aux courants de références $\boldsymbol{i_r^{dq*}}$, il est d'utiliser les tensions découpées, ce qui peut être gênant pour la commande. Ainsi, il est préférable de se référer aux tensions aux bornes de la capacité du filtre C_s en prenant en compte la perte de puissance entre P_r et P_s.

$$\begin{bmatrix} P_r^* \\ Q_r^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{rd} & V_{rq} \\ -V_{rq} & V_{rd} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{rd}^* \\ i_{rq}^* \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} i_{rd}^* & i_{rq}^* \\ i_{rq}^* & -i_{rd}^* \end{bmatrix}}_{I_r} \cdot \begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} \quad \textbf{(2.21)}$$

$$\begin{bmatrix} P_s \\ Q_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{cd} & V_{cq} \\ -V_{cq} & V_{cd} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{rd}^* \\ i_{rq}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{rd}^* & i_{rq}^* \\ i_{rq}^* & -i_{rd}^* \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{cd} \\ V_{cq} \end{bmatrix} \quad \textbf{(2.22)}$$

soit $$\begin{bmatrix} i_{rd}^* \\ i_{rq}^* \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta} \cdot \begin{bmatrix} V_{cd} & -V_{cq} \\ V_{cq} & V_{cd} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} P_s \\ Q_s \end{bmatrix} \quad \textbf{(2.23)}$$

avec $$\Delta = \frac{1}{V_{cd}^2 + V_{cq}^2} \quad \textbf{(2.24)}$$

or en régime permanent,

$$\frac{d}{dt}\boldsymbol{i_r^{dq}} = \left(\boldsymbol{V_c^{dq}} - \boldsymbol{V_r^{dq}}(\boldsymbol{X},\boldsymbol{U}) - r'_s \cdot \boldsymbol{i_r^{dq}} - L'_s \cdot \boldsymbol{T} \cdot \boldsymbol{i_r^{dq}}\right)/L'_s = \boldsymbol{0} \quad \textbf{(2.25)}$$

soit $$\boldsymbol{V_r^{dq}}(\boldsymbol{X},\boldsymbol{U}) = \boldsymbol{V_c^{dq}} - r'_s \cdot \boldsymbol{i_r^{dq}} - L'_s \cdot \boldsymbol{T} \cdot \boldsymbol{i_r^{dq}} \quad \textbf{(2.26)}$$

En multipliant (2.26) par I_r, on obtient :

$$\begin{bmatrix} P_r^* \\ Q_r^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{cd} & V_{cq} \\ -V_{cq} & V_{cd} \end{bmatrix} \cdot \frac{1}{\Delta} \cdot \begin{bmatrix} V_{cd} & -V_{cq} \\ V_{cq} & V_{cd} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} P_s \\ Q_s \end{bmatrix} - r'_s \cdot \begin{bmatrix} i_{rd}^2 + i_{rq}^2 \\ 0 \end{bmatrix} + L'_s \cdot \omega_e \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ i_{rd}^2 + i_{rq}^2 \end{bmatrix} \quad \textbf{(2.27)}$$

soit $$\begin{bmatrix} P_r^* \\ Q_r^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_s \\ Q_s \end{bmatrix} \underbrace{- r'_s \cdot \begin{bmatrix} i_{rd}^2 + i_{rq}^2 \\ 0 \end{bmatrix} + L'_s \cdot \omega_e \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ i_{rd}^2 + i_{rq}^2 \end{bmatrix}}_{pertes\ dans\ l'inductance L'_s} \quad \textbf{(2.28)}$$

En combinant (2.35) et (2.28), on obtient donc :

soit $$\begin{bmatrix} i_{rd}^* \\ i_{rq}^* \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta} \cdot \begin{bmatrix} V_{cd} & -V_{cq} \\ V_{cq} & V_{cd} \end{bmatrix} \cdot \left\{ \begin{bmatrix} P_r^* \\ Q_r^* \end{bmatrix} + r'_s \cdot \begin{bmatrix} i_{rd}^2 + i_{rq}^2 \\ 0 \end{bmatrix} - L'_s \cdot \omega_e \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ i_{rd}^2 + i_{rq}^2 \end{bmatrix} \right\} \quad \textbf{(2.29)}$$

On suppose que les pertes dans l'inductance L'_s sont négligeables. L'erreur de consigne qui en résulte est compensée par l'action intégrale du régulateur de la boucle de externe. Ainsi, la

puissance aux bornes du redresseur est supposée égale à la puissance aux bornes de la capacité du filtre C_s. On aboutit à la relation suivante :

soit $$\boldsymbol{i_r^{dq*}} = h(P_r^*) = P_r^* . \begin{bmatrix} \frac{V_{cd}}{V_{cd}^2 + V_{cq}^2} \\ \frac{V_{cd}}{V_{cd}^2 + V_{cq}^2} \end{bmatrix}, Q_r^* = 0 \quad \textbf{(2.30)}$$

- ***Boucle de régulation des courants***

Le contrôle le plus couramment utilisé dans l'industrie est le régulateur proportionnel intégral (PI) car il est simple à dimensionner et offre de bonnes performances dynamiques en contrepartie d'une robustesse limitée. Néanmoins, dans certaines conditions, il peut être nécessaire d'avoir une commande robuste pour pallier les problèmes de modélisation ou rejeter les perturbations, telles que les commandes par mode de glissement.

Régulation par PI

Le régulateur PI est un contrôleur linéaire combinant une action proportionnelle et une action intégrale appliquées à l'erreur. Son schéma bloc est illustré sur la Figure 2-7. L'action intégrale permet d'annuler l'erreur statique mais ralentit en contrepartie la réponse du système. La commande PI appliquée aux courants $\boldsymbol{i_r^{dq}}$ est donnée par (2.31) avec K_{pi} le gain et τ_i la constante de temps :

$$\boldsymbol{V^{dq*}} = K_{pi} \overbrace{\left(\boldsymbol{i_r^{dq*}} - \boldsymbol{i_r^{dq}}\right)}^{\boldsymbol{\varepsilon_i^{dq}}} + \frac{K_{pi}}{\tau_i} \boldsymbol{\sigma_i^{dq1}} \quad \textbf{(2.31)}$$

avec $$\frac{d\boldsymbol{\sigma_i^{dq}}}{dt} = \boldsymbol{i_r^{dq*}} - \boldsymbol{i_r^{dq}} \quad \textbf{(2.32)}$$

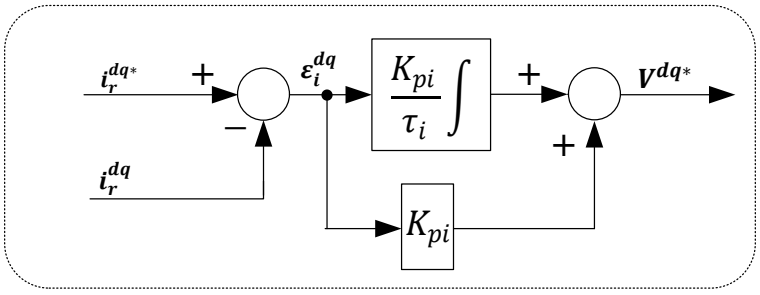


Figure 2-7 : Schéma bloc de la régulation PI

Régulation par mode de glissement

La commande par mode de glissement est une technique de commande non linéaire à structure variable. Cette technique de régulation est reconnue pour ses qualités de robustesse (paramétrique, rejet des perturbations…) et de performance dynamique. Elle consiste à ramener la trajectoire d'état du système vers une surface dite de glissement et de la faire osciller autour de cette surface jusqu'au point d'équilibre. Cette surface S est fonction de la sortie de commande et de ses dérivées (ou de l'erreur en sortie et de ses dérivées). Les zéros de S appartiennent à la surface de glissement régie par l'équation $S = 0$. La commande u calle la dynamique du système bouclé sur la dynamique de la surface. Elle comprend en général deux termes : un terme continu basse fréquence u_{eq} qui correspond au système glissant idéal (quand le point de fonctionnement reste sur la surface S et $\dot{S} = 0$) et un terme de commutation Δu qui impose au point de fonctionnement de rester dans le voisinage de S.

La mise en œuvre de cette méthode se décompose en trois étapes : choix de la surface, détermination des conditions de convergence et détermination de la commande.

On considère le convertisseur avec son inductance d'entrée. Les consignes de commandes $\boldsymbol{u^{dq}}$ sont les tensions alternatives de référence $\boldsymbol{V^{dq*}}$. En reprenant le modèle moyen du convertisseur donné par (2.11), le modèle d'état du système à réguler est donné par (2.33).

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \left(V_{cd} - V_{dc}^{*}.u_d - r_s.i_{rd} + L_s.\omega_e.i_{rq}\right)/L_s \\ \left(V_{cq} - V_{dc}^{*}.u_q - r_s.i_{rq} - L_s.\omega_e.i_{rd}\right)/L_s \end{bmatrix} \quad \textbf{(2.33)}$$

Les variables de glissement s_d et s_q sont introduites selon :

$$\begin{bmatrix} s_d \\ s_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{rd}^{*} - i_{rd} \\ i_{rq}^{*} - i_{rq} \end{bmatrix} \quad \textbf{(2.34)}$$

Ce système est dérivé successivement jusqu'à faire apparaître les variables de commande. Les dérivées premières de s_d et s_q sont :

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} s_d \\ s_q \end{bmatrix} = -\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad \textbf{(2.35)}$$

soit en combinant (2.33) et (2.35) :

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} s_d \\ s_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left(V_{cd} - V_{dc}^{*}.u_d - r_s.i_{rd} + L_s.\omega_e.i_{rq}\right)/L_s \\ -\left(V_{cq} - V_{dc}^{*}.u_q - r_s.i_{rq} - L_s.\omega_e.i_{rd}\right)/L_{s1} \end{bmatrix} \quad \textbf{(2.36)}$$

En utilisant l'équation (2.34), on obtient donc :

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} s_d \\ s_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left(V_{cd} - V_{dc}^{*}.u_d - r_s.(i_{rd}^{*} - s_d) + L_s.\omega_e.\left(i_{rq}^{*} - s_q\right)\right)/L_s \\ -\left(V_{cq} - V_{dc}^{*}.u_q - r_s.\left(i_{rq}^{*} - s_q\right) - L_s.\omega_e.(i_{rd}^{*} - s_d)\right)/L_s \end{bmatrix} \quad \textbf{(2.37)}$$

Les dérivées premières des variables de glissement s_d et s_q sont exprimées directement en fonction des variables de commande u_d et u_q et des variables de glissement elles mêmes. On dit alors que le système a un degré relatif de 1. Dans la famille des algorithmes par mode de glissement, cela permet d'utiliser l'algorithme super-twisting, spécialement dédié aux systèmes de degré relatif 1.

L'algorithme super-twisting a été introduit par Levant en 1993 [LEV93] pour les systèmes de degré relatif égal à 1. Ses trajectoires sont régies par des rotations autour du plan de phase $(S, \dot{S})$(Figure 2-8).

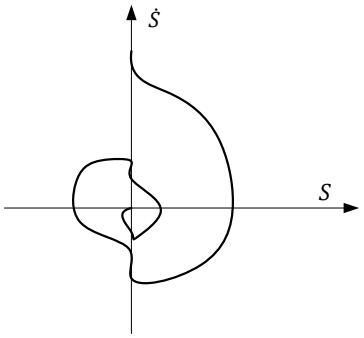


Figure 2-8 : Plan de phase de l'algorithme super-twisting

Soit u la variable de commande et s la surface de glissement. L'algorithme du super-twisting s'écrit (2.39) et son schéma bloc est donné sur la Figure 2-9. La loi de commande est composée de deux termes u_1 et u_2. Le premier terme est la composante linéaire de la commande. Le deuxième est fortement non linéaire : son poids perd de son importance à mesure que le système se rapproche de sa référence.

$$u = u_1 + u_2 \tag{2.38}$$

$$\begin{cases} \dot{u_1} = -\alpha . signe(s) \\ u_2 = -\lambda . \sqrt{|s|} . signe(s) \end{cases} \tag{2.39}$$

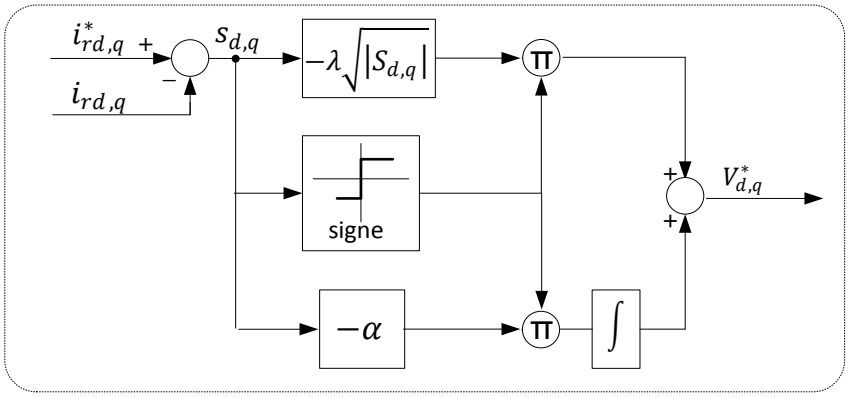


Figure 2-9 : Schéma bloc de la régulation super twisting

Les conditions de convergence en temps fini sur l'ensemble de glissement s'écrivent :

$$\begin{cases} \lambda > \dfrac{\Phi}{\Gamma_m} \\ \alpha > 0 \\ \alpha^2 \geq \dfrac{4\Phi\Gamma_M(\alpha+\Phi)}{\Gamma_m^2\Gamma_m(\alpha-\Phi)} \\ \left|\dot{G}\right| < \Phi \\ 0 < \Gamma_m \leq F \leq \Gamma_M \end{cases} \quad \textbf{(2.40)}$$

Avec F et $\boldsymbol{G}$ définis à partir des équations suivantes :

$$\ddot{\boldsymbol{s}}^{\boldsymbol{dq}} = -F.\dot{\boldsymbol{u}} + \boldsymbol{G}^{\boldsymbol{dq}}(\boldsymbol{X}) \quad \textbf{(2.41)}$$

avec $$F = -\frac{V_{dc}^*}{L_s}$$

et $$\boldsymbol{G}^{\boldsymbol{dq}}(\boldsymbol{X}) = \frac{\boldsymbol{V_c^{dq}} + r_s.\boldsymbol{i_r^{dq}} - L_s.\omega_e.\boldsymbol{i_r^{dq}}}{L_s}$$

Pour chaque axe d et q, on utilise l'algorithme du super-twisting. Lorsqu'on atteint la surface de glissement ($s_d = 0$ et $s_q = 0$), les courants d'axe d et d'axe q atteignent leur référence.

Comparaison des deux modes de régulation

Sur le banc expérimental, nous avons comparé les deux régulations sur un redresseur triphasé commandé en courant.

Les paramètres du PI sont fixés à $K_p = 20$ et $\boldsymbol{\tau_i} = 1000$. Contrairement au régulateur PI, le régulateur super-twisting ne permet pas de développer une méthode particulière pour son dimensionnement. Dans le but de comparer les régulateurs, le super-twisting est paramétré dans le but d'avoir un temps de réponse similaire au PI. L'ensemble des paramètres de régulation pour les deux méthodes est donné dans le Tableau 2-2. On teste la réponse des deux régulateurs à un échelon de courant d'axe q de 4 à 8A tandis que le courant d'axe d reste fixé à 5A. On obtient les réponses de la Figure 2-10. La réponse dynamique des deux systèmes est très proche entre les deux modes de régulations avec les paramètres choisis ici.

Régulation des courants PI	Régulation des courants Super-twisting
$K_{pi} = 20$	$\alpha = 35000$
$\tau_i = 1e^{-3}$	$\lambda = 20$

Tableau 2-2 : Paramètres des régulateurs

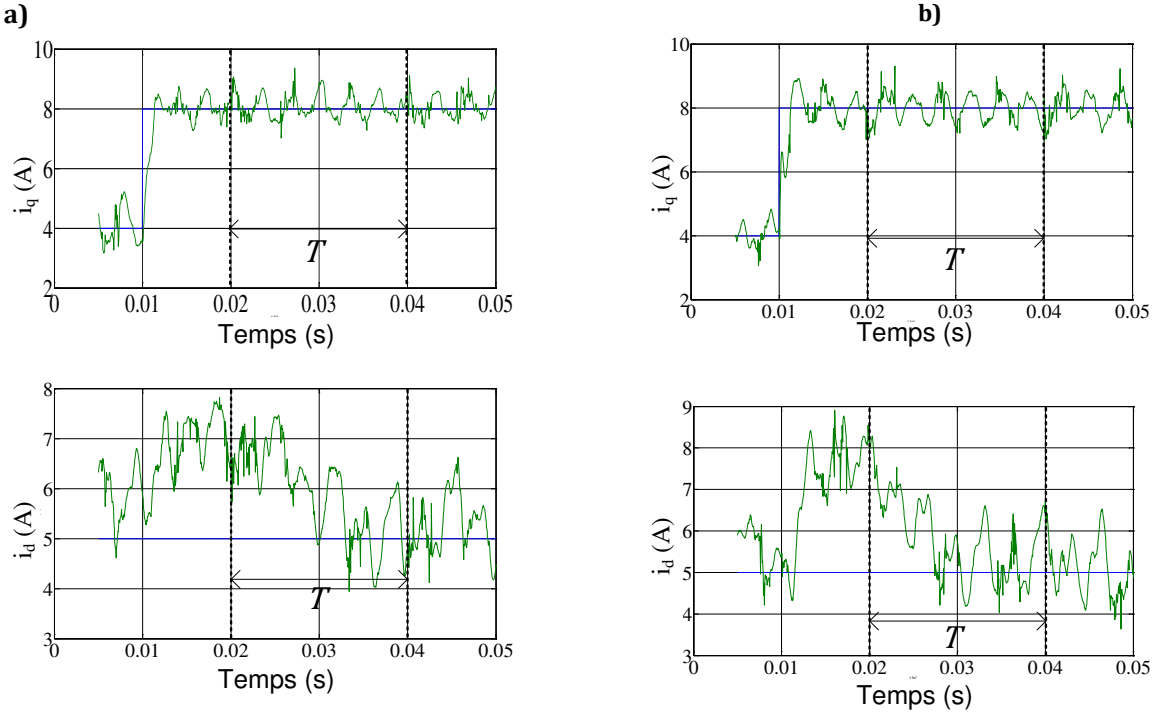


Figure 2-10 : Réponse du redresseur à un échelon sur le courant i_q de 4A à 8A à $i_d = 5$A.

a) Régulation par super-twisting ($\alpha = 35000, \lambda = 20$) **b) Régulation par PI ($K_p = 20, \tau_i = 1000$)**

Remarque : Les oscillations à la pulsation $6.\omega_e$ qui apparaissent sur les courants d'entrée du redresseur sont dues au réseau. Elles proviennent des harmoniques 5 et 7. Pour des raisons de clarté, on détaillera le cas des harmoniques sur le réseau un peu plus loin, ainsi que d'un moyen de les atténuer.

En pratique, le régulateur super-twisting offre de meilleures performances en termes de rejet de perturbations et permet d'avoir un meilleur taux de distorsion harmonique (THD) que le régulateur PI (Figure 2-11, Figure 2-12). En revanche, le régulateur super-twisting fortement non linéaire ne peut être mis aisément sous forme d'équations d'état afin de l'inclure dans les études théoriques telle que l'analyse de stabilité. Pour le moment, il n'existe pas d'outils permettant de prédire sa réponse dynamique lors de son dimensionnement. Les études analytiques qui prennent en compte le régulateur de courant sont donc faites avec le régulateur PI. Cette approximation n'est pas dérangeante puisque selon les paramètres choisis, le comportement dynamique des deux régulateurs peut être semblable, et ceux-ci impactent de manière quasi identique la stabilité du système.

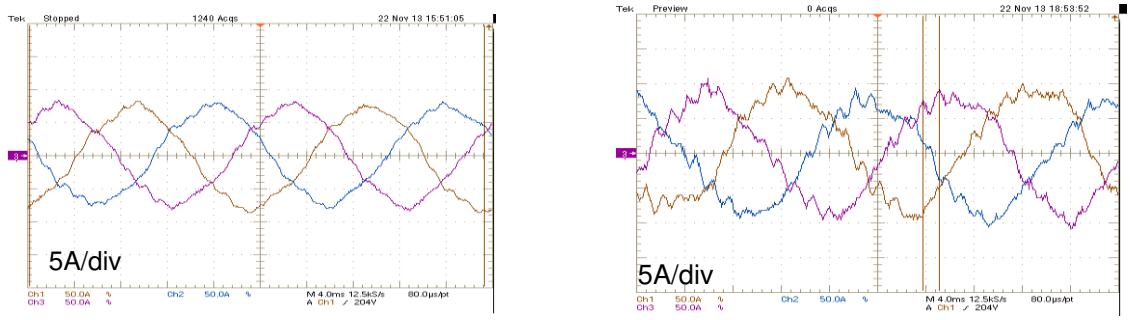


Figure 2-11 : Forme des courants i_s avec la régulation PI $(K_p = 20, \tau_i = 1000)$
a) $V_{dc} = 230V$ soit $P = 1260W$ b) $V_{dc} = 240V$ soit $P = 1370W$

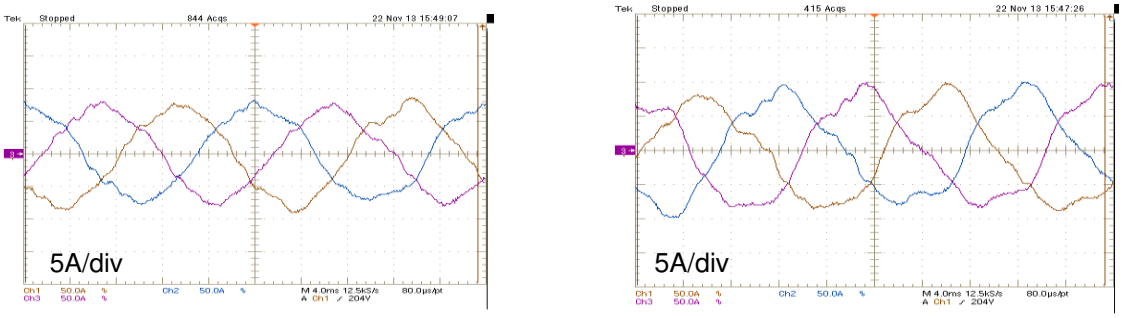


Figure 2-12 : Forme des courants i_s avec la régulation super-twisting $(\alpha = 35000, \lambda = 20)$
a) $V_{dc} = 230V$ soit $P = 1260W$ b) $V_{dc} = 240V$ soit $P = 1370W$

De plus, la régulation par super-twisting offre une plus grande plage de réglage et permet de repousser la limite de stabilité du système, tout en garantissant une forme d'onde de qualité. En ralentissant le système, on parvient à repousser la limite de stabilité jusque 2300W tout en

préservant la forme sinusoïdale des courants (Figure 2-13), contre 1380 W pour le régulateur PI (Figure 2-12). Avec le régulateur PI, il n'est pas possible avec les paramètres expérimentaux du système de trouver des paramètres ralentissant la boucle de courant et préservant la stabilité du système. Du point de vue de la stabilité, le super-twisting est plus intéressant que le régulateur PI.

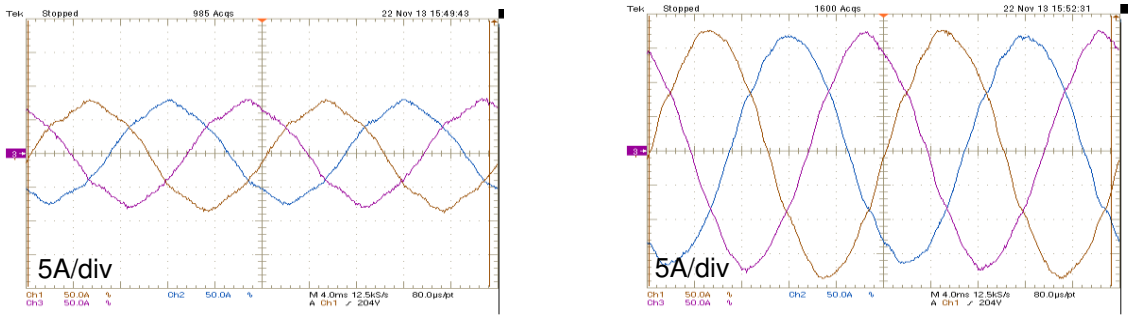


Figure 2-13 : Forme des courants i_s à $V_{dc} = 300V$ soit $P = 2140W$ avec la régulation super twisting $(\alpha = 1000, \lambda = 10)$

2.1.2.3 Contrôle des harmoniques

Les harmoniques de pulsation $6.\omega_e$ qui apparaissent sur les courants contrôlés du redresseur peuvent être expliqués par la présence de l'harmonique 6 sur les tensions de la source lorsque l'on se place dans le repère tournant à la pulsation ω_e. La Figure 2-14 montre les ondulations de la tension dans le repère tournant. D'une manière générale, les harmoniques de rangs 5 et 7 dans le repère triphasé *abc* génèrent l'harmonique de rang 6 dans le repère *dq* (Figure 2-15). Or puisque le contrôle des courants s'effectue uniquement sur le fondamental (composante continue dans le repère *dq*), les tensions harmoniques font circuler des courants harmoniques correspondants qui ne sont pas contrôlés.

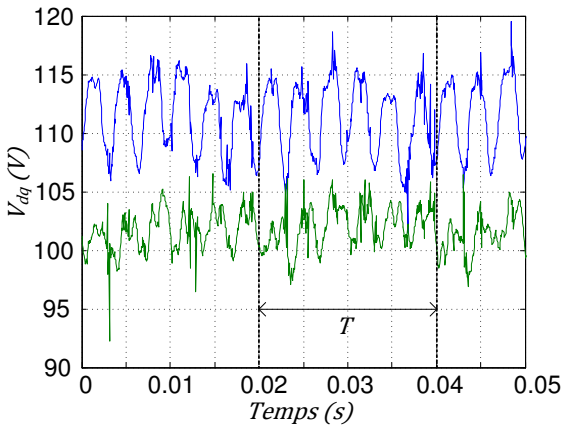


Figure 2-14 : Présence d'harmonique 6 sur les tensions de source

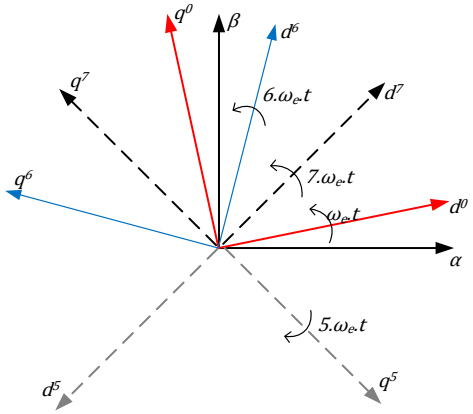


Figure 2-15 : Diagramme des phases fondamentales et harmoniques

On ne peut pas avoir d'influence sur la qualité de la tension puisque celle-ci est imposée par le réseau. On s'applique donc à diminuer l'harmonique sur les courants en utilisant le contrôle du redresseur commandé. La solution employée s'inspire des lois de contrôle utilisées pour les dispositifs de filtrage actif [YI11], [SER07]. Le principe est de transformer les grandeurs triphasées en quantités continues en utilisant la théorie des référentiels multiples (MRF pour Multiple Reference Frame) [KRA69], [CHA00]. Ainsi, chaque harmonique h est individuellement synchronisée avec son propre référentiel dq^h tournant à la vitesse $h.\omega_e$ à l'aide de la matrice de rotation $\boldsymbol{R}(h.\theta_e)$ (2.42) : leur composante est continue dans ce référentiel. Il est possible de réguler chaque composante harmonique en utilisant les correcteurs usuels (tel que le PI). La loi de commande pour annuler une composante harmonique h est donnée sur la Figure 2-16.

$$\boldsymbol{R}(h.\theta_e) = \begin{bmatrix} \cos(h.\theta_e) & \sin(h.\theta_e) \\ -\sin(h.\theta_e) & \cos(h.\theta_e) \end{bmatrix} \quad \textbf{(2.42)}$$

avec $\theta_e = \omega_e.t$

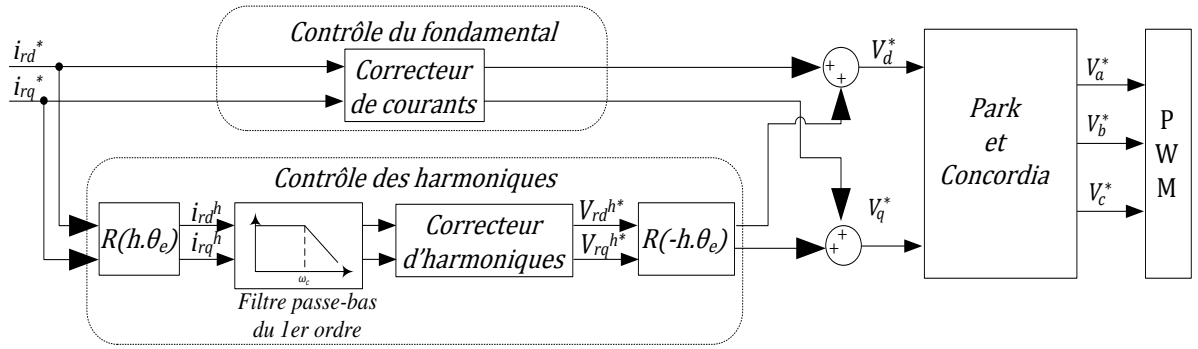


Figure 2-16 : Schéma de commande du stabilisateur

Ce contrôle des courants harmoniques est utilisé pour supprimer l'harmonique 6 (Figure 2-10). Dans un premier temps, on fixe les courants de référence du fondamental à 12A ($i_{rdq} = 12A$) et à $t = 0.05s$, on enclenche la régulation du contrôle harmonique (Figure 2-17). On observe que l'harmonique 6 est présente sur l'axe d et est de l'ordre de 0.4A. Lorsque le contrôle est enclenché, le courant harmonique est bien ramené à zéro. La Figure 2-18 montre la réponse du système suite à un échelon de courant i_q de 8A à 12A avec $i_d = 12A$. En comparaison avec la Figure 2-10, on constate que les oscillations de pulsation $6.\omega_e$ ont disparu et qu'il ne reste plus que du bruit. Il est possible d'utiliser cette méthode pour tous les harmoniques générés par le réseau.

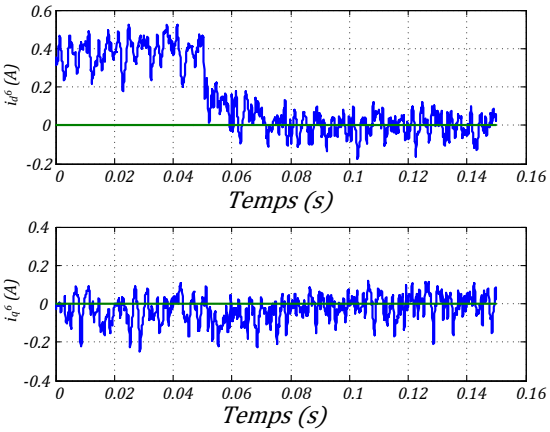


Figure 2-17 : Régulation des harmoniques 6

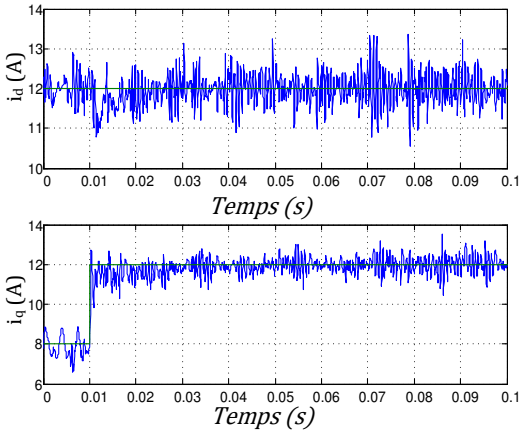


Figure 2-18 : Courants du redresseur avec une régulation de l'harmonique 6 suite à un échelon

2.1.2.4 Modèle d'état du redresseur et de sa commande

Comme nous venons de le préciser, nous avons choisi de garder la régulation par PI des boucles de courant pour ses facilités d'intégration dans le système d'état. Afin de prendre en compte l'ensemble des variables du système initial ainsi que celles introduites par le contrôleur, un vecteur d'état $X \in \mathbb{R}^{14}$ est défini, selon la Figure 2-1 et le système d'état complet est donné selon les équations (2.44) et (2.45).

$$\boldsymbol{X} = \left[\boldsymbol{i_g^{dq}} \quad \boldsymbol{V_g^{dq}} \quad \boldsymbol{i_s^{dq}} \quad \boldsymbol{i_r^{dq}} \quad \boldsymbol{V_c^{dq}} \quad y_{dc} \quad \mu_v \quad \boldsymbol{\sigma_i^{dq1}}\right]^T \tag{2.43}$$

Le vecteur d'état X vérifie l'équation différentielle suivante :

$$\dot{\boldsymbol{X}} = \boldsymbol{F}(\boldsymbol{X}, \boldsymbol{U}) \tag{2.44}$$

$$\boldsymbol{F}(\boldsymbol{X}, \boldsymbol{U}) = \begin{bmatrix} \left(\boldsymbol{V_s^{dq}} - \boldsymbol{V_g^{dq}} - r_g \cdot \boldsymbol{i_g^{dq}} - L_g \cdot \boldsymbol{T} \cdot \boldsymbol{i_g^{dq}}\right)/L_g \\ \left(\boldsymbol{i_g^{dq}} - \boldsymbol{i_s^{dq}} - C_g \cdot \boldsymbol{T} \cdot \boldsymbol{V_g^{dq}}\right)/C_g \\ \left(\boldsymbol{V_g^{dq}} - \boldsymbol{V_c^{dq}} - r_s \cdot \boldsymbol{i_s^{dq}} - L_s \cdot \boldsymbol{T} \cdot \boldsymbol{i_s^{dq}}\right)/L_s \\ \left(\boldsymbol{V_c^{dq}} - \boldsymbol{V_r^{dq}}(\boldsymbol{X}, \boldsymbol{U}) - r_s' \cdot \boldsymbol{i_r^{dq}} - L_s' \cdot \boldsymbol{T} \cdot \boldsymbol{i_r^{dq}}\right)/L_s' \\ \left(\boldsymbol{i_s^{dq}} - \boldsymbol{i_r^{dq}} - C_s \cdot \boldsymbol{T} \cdot \boldsymbol{V_c^{dq}}\right)/C_s \\ V_{r_d} i_{r_d} + V_{r_q} i_{r_q} - P_L \\ y_{dc}^* - y_{dc} \\ \left(P_L + 2.\zeta_v.\omega_v.(y_{dc}^* - y_{dc}) + \omega_v^2.\mu_v\right).\begin{bmatrix} \frac{V_{cd}}{V_{cd}^2 + V_{cq}^2} \\ \frac{V_{cd}}{V_{cd}^2 + V_{cq}^2} \end{bmatrix} - \boldsymbol{i_r^{dq}} \end{bmatrix} \tag{2.45}$$

où $\boldsymbol{V_r}(X, U)$ est donné dans (2.11) soit $\boldsymbol{V_r^{abc}} = G_{red}.\boldsymbol{V^{abc*}}$.

Ce modèle est un modèle moyen qui ne rend pas compte des transitoires de commutation du système. De plus, l'ensemble des pertes est négligé puisque le convertisseur est supposé idéal. Ces hypothèses ne sont pas déterminantes pour la stabilité. En revanche, le choix a été fait ici de

considérer dans la représentation d'état du système l'ensemble des boucles de régulation du système. En effet, dans la plupart des applications industrielles, des équipements conçus par des constructeurs différents cohabitent. Il ne s'agit plus dans ce cas de trouver la meilleure loi de commande, mais plutôt de connaître comment se comporte le système dans son ensemble.

2.2 Etude linéaire de la stabilité du système

2.2.1 Détermination du domaine de stabilité par la méthode des valeurs propres

Le domaine de stabilité d'un système représente l'ensemble des points de fonctionnement qui sont asymptotiquement stables au sens de Lyapunov. Si on s'écarte légèrement d'un point d'équilibre de ce domaine, le système revient à ce même point.

Pour connaître la stabilité d'un point de fonctionnement, une étude linéaire est suffisante. Le système non linéaire (2.44) est mis sous la forme $\dot{X} = AX$ en utilisant la méthode de linéarisation décrite dans (1.26). La forme linéarisée de ce système n'est pas détaillée ici car elle est complexe. On peut facilement la calculer de manière analytique à l'aide d'un logiciel de calcul formel (Annexe B).

Le domaine de stabilité est obtenu en balayant l'ensemble des points de fonctionnement. Pour chacun d'eux, le système est linéarisé autour du point d'équilibre. La méthode indirecte de Lyapunov est appliquée pour savoir si le point est stable ou non. Les paramètres du système considéré sont donnés dans le Tableau 2-1 (§2.1.1) et les paramètres des régulateurs dans le Tableau 2-2 (§2.1.2.2) en utilisant le régulateur de courant PI.

On obtient le domaine de stabilité de la Figure 2-19.

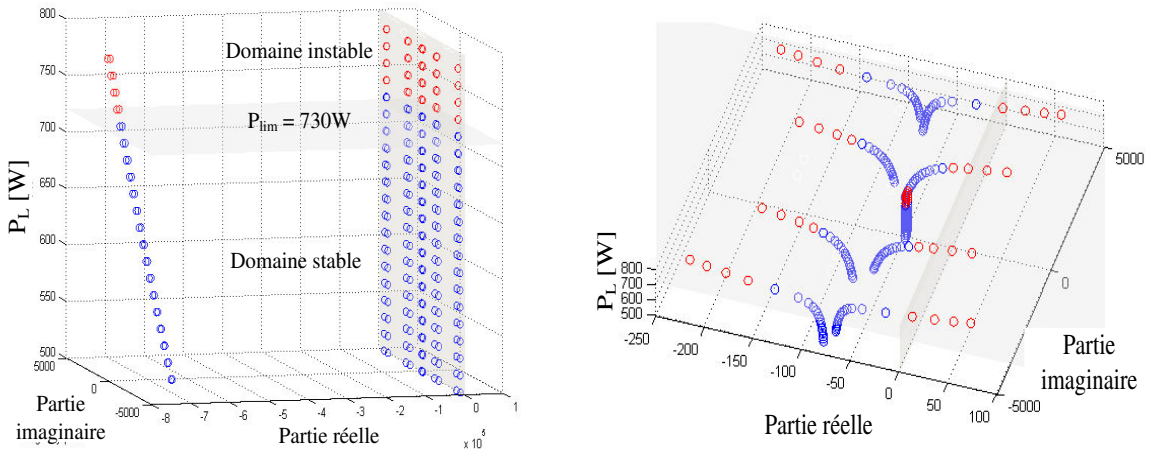


Figure 2-19 : Evolution des valeurs propres du système en fonction de la puissance de charge
a) Ensemble des valeurs propres **b) Valeurs propres proches de zéro**

Quatre valeurs propres tendent plus rapidement que les autres vers les valeurs positives et représentent les pôles dominants du système. Néanmoins, avec cette méthode, il n'est pas possible de déterminer quels paramètres sont rattachés à chaque pôle. Les pôles dominants limitent ici la stabilité du système à la puissance $P_{lim} = 730W$.

Dans les conditions expérimentales, la limite de stabilité dépend fortement du régulateur de courant. Plus celui-ci est lent, plus la limite de stabilité est repoussée. En utilisant le régulateur PI avec les mêmes paramètres, on trouve la limite de stabilité à 1380W. La différence de limite entre le modèle théorique et la réalité expérimentale peut s'expliquer d'une part par l'effet stabilisateur des saturations dans les boucles de commande telles saturations en courant et en tension négligées dans l'analyse linéaire de la stabilité, et d'autre part par une mauvaise estimation des paramètres du banc, et plus particulièrement des pertes du système modélisées uniquement à l'aide des résistances équivalentes pouvant varier de manière non négligeable sur le banc expérimental. Dans le cas instable, les courants suivent une enveloppe exponentielle (Figure 2-20), avant d'atteindre un fonctionnement limite.

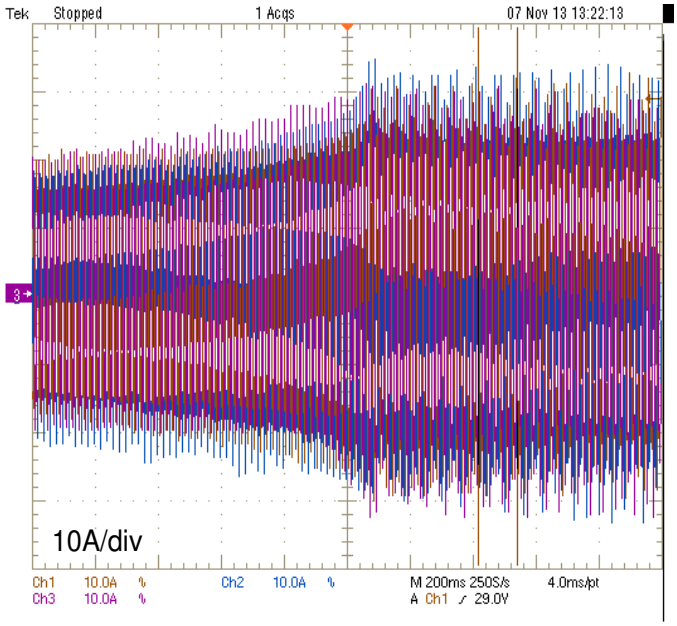
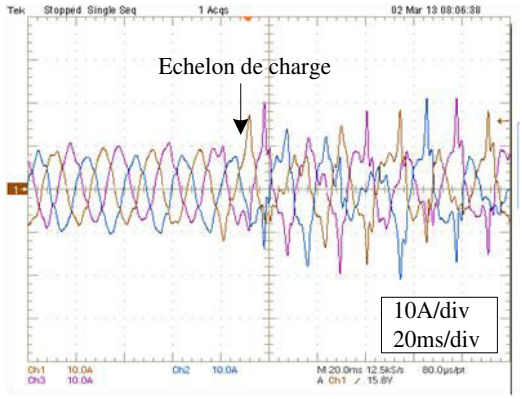
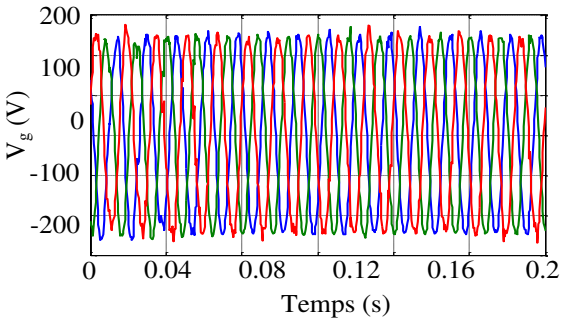


Figure 2-20 : Comportement des courants i_s avec la régulation PI $(K_{pi} = 20, \tau_i = 1000)$ lors d'un échelon de $P_L = 1300W$ à $P_L = 1700W$

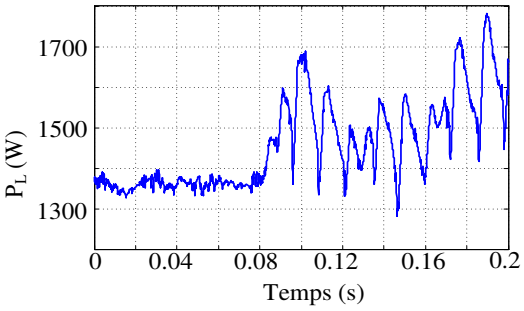
Lorsqu'elle apparaît, l'instabilité se propage à l'ensemble du système, comme on le voit sur les courants de ligne i_L, les tension aux bornes de capacités V_c et la puissance alimentant la charge P_L (Figure 2-21). Seule la tension délivrée par le réseau $V_g$reste stable car la source est infinie.



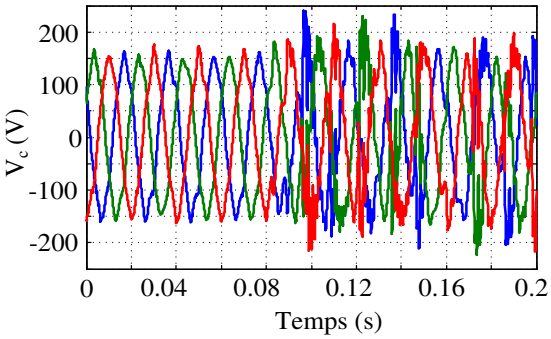
(a) Courants de ligne i_L



(b) Tension de réseau V_g



(c) Puissance de la charge P_L



(d) Tension de capacité V_c

Figure 2-21 : Comportement des courants i_s avec la régulation PI $(K_{pi} = 20, \tau_i = 1000)$ lors d'un échelon de $P_L = 1300W$ à $P_L = 1700W$

Juste avant la perte de contrôlabilité du système due à des contraintes trop importantes sur les régulateurs, les courants oscillent (Figure 2-22). Contrairement à ce que l'on aurait pensé, la fréquence des oscillations de notre système ne correspond pas à la fréquence du filtre LCL (L_s/ C_s/L_s) mais à la fréquence $f_g = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{L_g+L_s}{L_g.L_s.C_g}}$ du LCL formé par L_g/ C_g/L_s. Cela s'explique par le fait que le courant $\boldsymbol{i_r^{dq}}$ est contrôlé et ne reste pas libre.

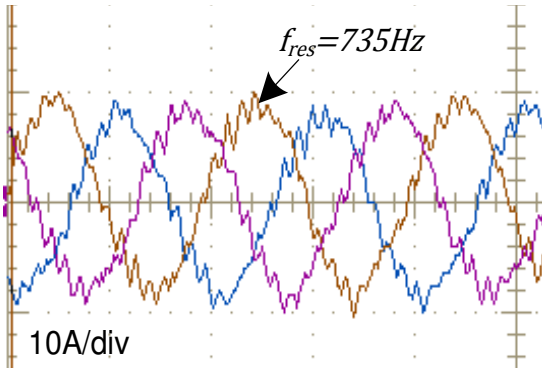


Figure 2-22 : Forme d'onde des courants i_s avant la perte de stabilité avec la régulation PI $(K_p = 20, \tau_i = 1000)$ à $P_L = 1370W$

Ces études montrent que lorsqu'on considère la stabilité du système en boucle fermée, les régulateurs jouent un rôle prépondérant puisqu'ils déplacent certains pôles du système et en ajoutent d'autres qui leur sont propres. Dans la pratique, c'est le régulateur de courant qui influence le plus la stabilité du système, puisque c'est la boucle la plus rapide : c'est cette boucle qui contribue le plus à rendre le comportement du convertisseur assimilable un puissance constante.

2.2.2 Stabilité et résonance

Des modes de résonance peuvent être présents dans le réseau dus à la présence de filtres LCL peu amortis ou aux interactions des boucles de régulation. Si ces modes sont excités, des oscillations stables peuvent apparaitre et se propager dans le système entier. Ces oscillations peuvent provenir de la source principale ou de charges déséquilibrées. Evidemment, dans les réseaux bien dimensionnés, de grandes capacités sont utilisées pour améliorer l'amortissement des filtres de puissance. Cependant, dans des applications où on désire utiliser des capacités petites et légères (comme dans les systèmes embarqués), les risques de résonance sont plus importants.

Les modes de résonance du système peuvent être identifiés en calculant la fonction de transfert entre l'entrée et la sortie du système. On choisit la puissance de charge P_L comme variable d'entrée et i_g^q le courant côté réseau d'axe q comme variable de sortie.

Les équations du système sont écrites de manière à avoir le système d'état suivant :

$$\begin{aligned} \dot{\boldsymbol{X}} &= \boldsymbol{AX} + \boldsymbol{B}U \\ Y &= \boldsymbol{CX} + \boldsymbol{D}U \end{aligned} \qquad \textbf{(2.46)}$$

Les matrices A et B sont définies dans les équations (1.26) et (1.27). La matrice D est nulle et la matrice C est telle que $i_g^q = CX$. La fonction de transfert entre l'entrée P_L et la sortie i_g^q est donnée par la relation de passage (1.44).

Afin de montrer le lien entre limite de stabilité et résonance, une analyse petit signal est effectuée en traçant le diagramme de Bode de la fonction de transfert du système entre l'entrée P_L et la sortie i_g^q. Ce diagramme de Bode est tracé pour quatre valeurs de P_L dont certaines proches de la limite de stabilité sur la Figure 2-23. Les paramètres du système sont donnés dans le Tableau 2-1 et le Tableau 2-2.

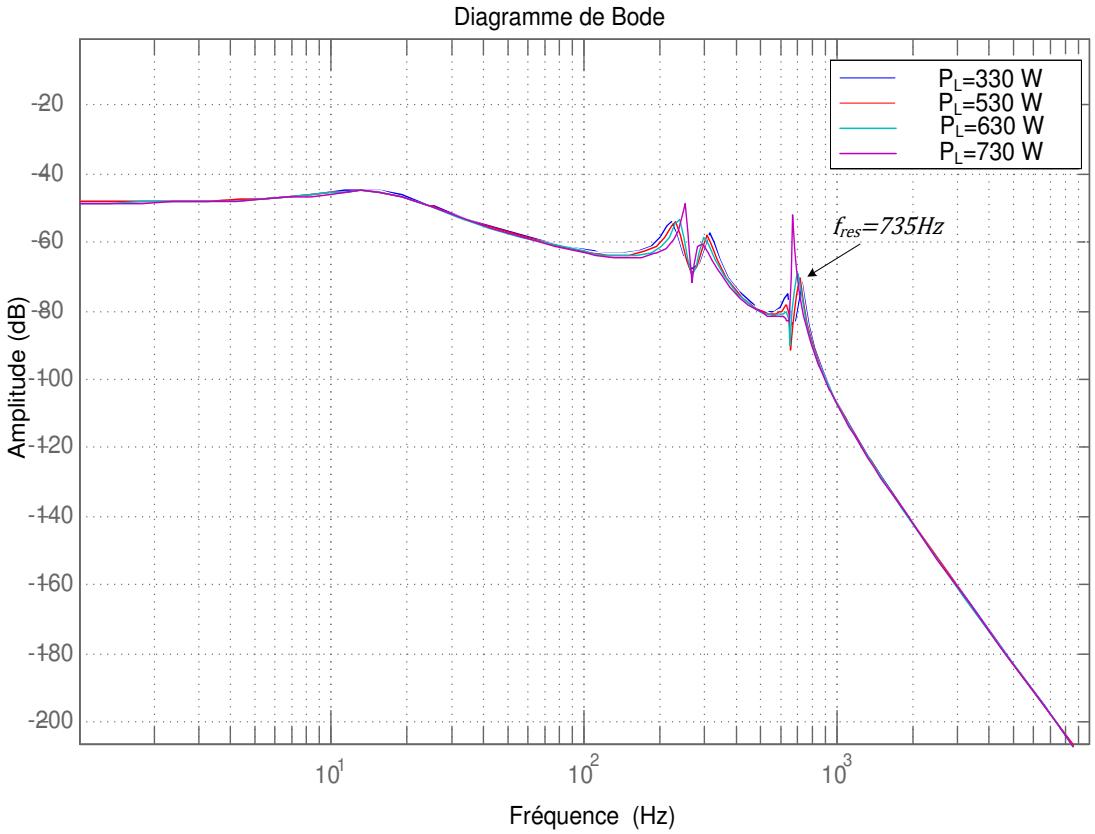


Figure 2-23 : Diagramme de Bode du système en boucle fermée

A mesure que le système se rapproche de la limite de fonctionnement, le phénomène de résonance s'amplifie (Figure 2-23). Cela explique l'apparition de la résonance observée en pratique juste avant le départ d'instabilité.

L'évolution des valeurs propres en fonction de K_{pi} est donnée sur les Figure 2-24 et Figure 2-25. Dans un premier temps, on remarque qu'il n'est pas possible de trop augmenter le gain car le système n'a plus de point d'équilibre. Dans un second temps, trop diminuer la valeur du gain rend le système instable. La même étude réalisée avec les autres paramètres, et particulièrement les paramètres de la boucle de tension, ne montre pas d'influence significative sur la limite de stabilité de manière théorique.

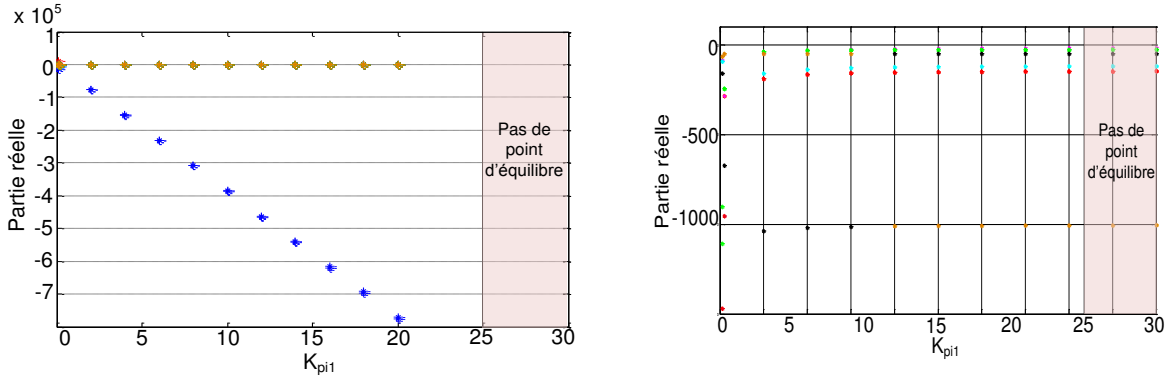


Figure 2-24 : Evolution des valeurs propres du système en fonction de K_{pi} à $P_L = 730W$
a) Ensemble des valeurs propres **b) Zoom sur les valeurs propres proches de zéro**

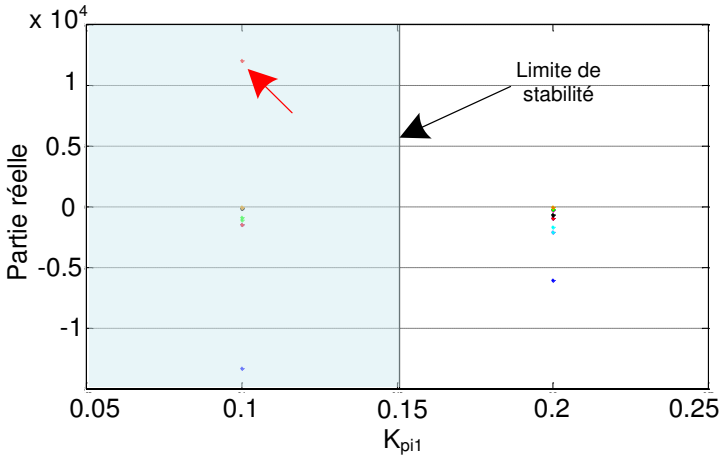


Figure 2-25 : Evolution des valeurs propres du système en fonction de K_{pi} à $P_L = 730W$
Zoom sur les $K_{pi} < 0.5$

La stabilité du système est principalement influencée par le choix des régulateurs. Dans une stratégie de commande à deux boucles, c'est la boucle rapide de régulation (ici la boucle de courant) qui limite le domaine de stabilité. L'importance du régulateur sur la stabilité du système explique également que la fréquence des oscillations, peu avant le départ de l'instabilité, n'est pas celle du filtre LCL d'entrée du convertisseur. En effet, le régulateur contrôle les courants entrant dans le convertisseur et les empêche d'entrer en résonance.

2.3 Etude non linéaire de la stabilité du système

2.3.1 Simplification du réseau

On a vu que le régulateur de courant a une incidence importante sur la limite de stabilité du système considéré (§2.2.2). La tendance qui se dégage est que plus la boucle est rapide, plus la limite de stabilité est rabaissée. Dans le but de simplifier le système d'état, on suppose que la boucle de courant est idéale, ce qui correspond au pire des cas en termes de stabilité. Dans ce cas, les courants $\boldsymbol{i_r^{dq}}$ suivent leur référence $\boldsymbol{i_r^{dq*}}$ issus du régulateur de tension. L'erreur $\boldsymbol{i_r^{dq*} - i_r^{dq}}$ est constamment nulle soit $\frac{d\boldsymbol{\sigma_i^{dq}}}{dt} = \boldsymbol{i_r^{dq*} - i_r^{dq}} = \mathbf{0}$. Cela entraine également que la puissance du redresseur (2.10) suit la puissance de référence :

$$V_{c_d} i_{rd}^* + V_{c_q} i_{rq}^* = P_r^* \tag{2.47}$$

Le système (2.45) peut être réécrit sous la forme :

$$\dot{\boldsymbol{X}} = \begin{bmatrix} \left(\boldsymbol{V_s^{dq}} - \boldsymbol{V_g^{dq}} - r_g \cdot \boldsymbol{i_g^{dq}} - L_g \cdot \boldsymbol{T} \cdot \boldsymbol{i_g^{dq}}\right)/L_g \\ \left(\boldsymbol{i_g^{dq}} - \boldsymbol{i_s^{dq}} - C_s \cdot \boldsymbol{T} \cdot \boldsymbol{V_g^{dq}}\right)/C_g \\ \left(\boldsymbol{V_g^{dq}} - \boldsymbol{V_c^{dq}} - r_s \cdot \boldsymbol{i_s^{dq}} - L_s \cdot \boldsymbol{T} \cdot \boldsymbol{i_s^{dq}}\right)/L_s \\ \left(\boldsymbol{i_s^{dq}} - \boldsymbol{i_r^{dq*}} - C_s \cdot \boldsymbol{T} \cdot \boldsymbol{V_c^{dq}}\right)/C_s \\ 2\zeta_v \omega_v . (y_{dc}^* - y_{dc}) + \omega_v^2 \mu_v \\ y_{dc}^* - y_{dc} \end{bmatrix} \tag{2.48}$$

$$\boldsymbol{X} = \left[\boldsymbol{i_g^{dq}} \quad \boldsymbol{V_g^{dq}} \quad \boldsymbol{i_s^{dq}} \quad \boldsymbol{V_c^{dq}} \quad \boldsymbol{y_{dc}} \quad \boldsymbol{\mu_v}\right]^{\boldsymbol{T}} \tag{2.49}$$

avec $$\boldsymbol{i_r^{dq*}} = \left(P_L + 2\zeta_v \omega_v (y_{dc}^* - y_{dc}) + \omega_v^2 \mu_v\right) . \begin{bmatrix} \frac{V_{cd}}{V_{cd}^2 + V_{cq}^2} \\ \frac{V_{cd}}{V_{cd}^2 + V_{cq}^2} \end{bmatrix} \tag{2.50}$$

La boucle de régulation en tension ne fait pas intervenir de termes correspondant au côté alternatif du redresseur pour les études de stabilité du bus AC. La boucle de régulation en tension de notre système est donc aussi considérée idéale. Dans ce cas, $y_{\mathrm{dc}}^* - y_{dc} = 0$, soit $\dot{y}_{dc} = 0$ et $\mu_v = 0 = \dot{\mu}_v$ et $P_r = P_L$: les équations liées au régulateur disparaissent. On aboutit au modèle d'état suivant :

$$\dot{\boldsymbol{X}} = \begin{bmatrix} (\boldsymbol{V_s^{dq}} - \boldsymbol{V_g^{dq}} - r_g . \boldsymbol{i_g^{dq}} - L_g . \boldsymbol{T} . \boldsymbol{i_g^{dq}})/L_g \\ (\boldsymbol{i_g^{dq}} - \boldsymbol{i_s^{dq}} - C_g . \boldsymbol{T} . \boldsymbol{V_g^{dq}})/C_g \\ \boldsymbol{V_g^{dq}} - \boldsymbol{V_c^{dq}} - r_s . \boldsymbol{i_s^{dq}} - L_s . \boldsymbol{T} . \boldsymbol{i_s^{dq}})/L_s \\ (\boldsymbol{i_s^{dq}} - \boldsymbol{i_r^{dq*}} - C_s . \boldsymbol{T} . \boldsymbol{V_c^{dq}})/C_s \end{bmatrix} \tag{2.51}$$

$$X = \left[\boldsymbol{i_g^{dq}} \quad \boldsymbol{V_g^{dq}} \quad \boldsymbol{i_s^{dq}} \quad \boldsymbol{V_c^{dq}}\right]^T \tag{2.52}$$

Ces simplifications reviennent à considérer le convertisseur accompagné de sa commande comme une charge triphasée à puissance constante. Ce modèle représente un cas très défavorable du point de vue de la stabilité. Les études de stabilité sur ce modèle sont donc très restrictives. Néanmoins, le principal intérêt n'est pas de déterminer la limite de stabilité du système avec ce modèle, mais de mettre en place des lois de stabilisation.

2.3.2 Mise sous forme Takagi-Sugeno

Le système est centré autour du point d'équilibre en faisant le changement de variable : $\boldsymbol{x_t} = \boldsymbol{X} - \boldsymbol{X_o}$.

Avec $$\boldsymbol{X} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{i_g^{dq}} \\ \boldsymbol{V_g^{dq}} \\ \boldsymbol{i_s^{dq}} \\ \boldsymbol{V_c^{dq}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{i_{go}^{dq}} + \boldsymbol{i_{gt}^{dq}} \\ \boldsymbol{V_{go}^{dq}} + \boldsymbol{V_{gt}^{dq}} \\ \boldsymbol{i_{so}^{dq}} + \boldsymbol{i_{st}^{dq}} \\ \boldsymbol{V_{co}^{dq}} + \boldsymbol{V_{ct}^{dq}} \end{bmatrix} \text{ et } \boldsymbol{X_o} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{i_{go}^{dq}} \\ \boldsymbol{V_{go}^{dq}} \\ \boldsymbol{i_{so}^{dq}} \\ \boldsymbol{V_{co}^{dq}} \end{bmatrix} \quad \textbf{(2.53)}$$

Le système devient alors :

$$\dot{\boldsymbol{X}} = \begin{bmatrix} (-\boldsymbol{V_{gt}^{dq}} - r_g.\boldsymbol{i_{gt}^{dq}} - L_g.\boldsymbol{T}.\boldsymbol{i_{gt}^{dq}})/L_g \\ (\boldsymbol{i_{gt}^{dq}} - \boldsymbol{i_{st}^{dq}} - C_g.\boldsymbol{T}.\boldsymbol{V_{gt}^{dq}})/C_g \\ (\boldsymbol{V_{gt}^{dq}} - \boldsymbol{V_{ct}^{dq}} - r_s.\boldsymbol{i_{st}^{dq}} - L_s.\boldsymbol{T}.\boldsymbol{i_s})/L_s \\ (\boldsymbol{i_{st}^{dq}} - \boldsymbol{i_r^{dq*}} - C_s.\boldsymbol{T}.\boldsymbol{V_{ct}^{dq}})/C_s \end{bmatrix} \quad \textbf{(2.54)}$$

avec $$\boldsymbol{i_r^{dq*}} = \begin{bmatrix} \dfrac{P_r.(V_{cdo}+V_{cdt})}{(V_{cdo}+V_{cdt})^2+(V_{cqo}+V_{cqt})^2} + \dfrac{P_r.(V_{cdo})}{(V_{cdo})^2+(V_{cqo})^2} \\ \dfrac{P_r.(V_{cqo}+V_{cqt})}{(V_{cdo}+V_{cdt})^2+(V_{cqo}+V_{cqt})^2} + \dfrac{P_r.(V_{cqo})}{(V_{cdo})^2+(V_{cqo})^2} \end{bmatrix} \quad \textbf{(2.55)}$$

Après le développement des équations non linéaires de ce système, on choisit les trois non linéarités suivantes :

$$f_1(x_d,x_q) = \frac{1}{(V_{cdo}+x_d)^2+(V_{cqo}+x_q)^2}.\frac{1}{(V_{cdo})^2+(V_{cqo})^2} \quad \textbf{(2.56)}$$

$$f_2(x_d,x_q) = x_d \quad \textbf{(2.57)}$$

$$f_3(x_d,x_q) = x_q \quad \textbf{(2.58)}$$

Le système peut donc être réécrit sous le forme suivante :

$$\dot{\boldsymbol{X}} = \boldsymbol{f}(\boldsymbol{X}) = \begin{bmatrix} (-\boldsymbol{V_{gt}^{dq}} - r_g.\boldsymbol{i_{gt}^{dq}} - L_g.\boldsymbol{T}.\boldsymbol{i_{gt}^{dq}})/L_g \\ (\boldsymbol{i_{gt}^{dq}} - \boldsymbol{i_{st}^{dq}} - C_g.\boldsymbol{T}.\boldsymbol{V_{gt}^{dq}})/C_g \\ \left(\boldsymbol{V_{gt}^{dq}} - \boldsymbol{V_{ct}^{dq}} - r_s.\boldsymbol{i_{st}^{dq}} - L_s.\boldsymbol{T}.\boldsymbol{i_s}\right)/L_s \\ (\boldsymbol{i_{st}^{dq}} - \begin{bmatrix} (c_1\cdot f_1 + c_3\cdot f_1\cdot f_2)x_d + (c_2 f_1 + c_3 f_1 f_3)x_q \\ (c_4\cdot f_1 + c_6\cdot f_1\cdot f_2)x_d + (c_5 f_1 + c_6 f_1 f_3)x_q \end{bmatrix} - C_s.\boldsymbol{T}.\boldsymbol{V_{ct}^{dq}})\Big/C_s \end{bmatrix} \quad \textbf{(2.59)}$$

avec les constantes c_1 … c_6 définies de la manière suivante :

$$\begin{cases} c_1 = -P_r.V_{cqo}^2 + P_r.V_{cdo}^2 \\ c_2 = 2.P_r.V_{cdo}.V_{cqo} \\ c_3 = P_r.V_{cdo} \\ c_4 = 2.P_r.V_{cdo}.V_{cqo} \\ c_5 = P_r.V_{cqo}^2 - P_r.V_{cdo}^2 \\ c_6 = P_r.V_{cqo} \end{cases} \quad \textbf{(2.60)}$$

Le système est constitué de $2^3 = 8$ sous modèles linéaires. Afin de faciliter la lecture, le système de notation suivant est mis en place : un indice valant 1 indique que la variation de tension est sur la borne inférieure de l'intervalle alors qu'un indice valant 0 indique que la variation de tension est sur la borne supérieure. De part cette notation, on peut savoir à quel point correspond chaque sous-modèle. Par exemple, le sous-modèle {1,1,1} correspond au cas où toutes les variations sont sur la borne inférieure. Le système peut donc être réécrit sous la forme suivante :

$$\dot{\boldsymbol{x}}_{\boldsymbol{t}}(t) = \sum_{i=0}^{1}\sum_{j=0}^{1}\sum_{k=0}^{1} \mu_{ijk}(x_d, x_q).A_{ijk}.\boldsymbol{x}_{\boldsymbol{t}}(t) \quad \textbf{(2.61)}$$

avec $$\boldsymbol{x}_{\boldsymbol{t}} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{i}_{\boldsymbol{gt}}^{\boldsymbol{dq}} \\ \boldsymbol{V}_{\boldsymbol{gt}}^{\boldsymbol{dq}} \\ \boldsymbol{i}_{\boldsymbol{st}}^{\boldsymbol{dq}} \\ \boldsymbol{V}_{\boldsymbol{ct}}^{\boldsymbol{dq}} \end{bmatrix} \quad \textbf{(2.62)}$$

A partir des fonctions non linéaires choisies, la fonction d'activation exprimée avec les indices i, j, k est définie par (2.63) selon la méthode développée dans (1.2.2.4) :

$$\mu_{ijk}(x_d, x_q) = F_1(x_d, x_q).F_2(x_d, x_q).F_3(x_d, x_q) \quad \textbf{(2.63)}$$

avec les fonctions suivantes :

$$F_1(x_d, x_q) = i.F_{11}(x_d, x_q) + (1-i).F_{12}(x_d, x_q),\ i \in [0,1] \quad \textbf{(2.64)}$$

$$F_2(x_d, x_q) = j.F_{21}(x_d, x_q) + (1-j).F_{22}(x_d, x_q),\ j \in [0,1] \quad \textbf{(2.65)}$$

$$F_3(x_d, x_q) = k.F_{31}(x_d, x_q) + (1-k).F_{32}(x_d, x_q),\ k \in [0,1] \quad \textbf{(2.66)}$$

avec $$F_{p1}(x_d, x_q) = \frac{f(x) - f_{p\,min}}{f_{p\,max} - f_{p\,min}} \quad \textbf{(2.67)}$$

$$F_{p2}(x_d, x_q) = \frac{f_{p\,max} - f(x)}{f_{p\,max} - f_{p\,min}} \quad \textbf{(2.68)}$$

avec $x_d \in [x_{dmin}; x_{dmax}]$ et $x_q \in [x_{qmin}; x_{qmax}]$ **(2.69)**

D'après le lemme 1 (1.2.2.4), la fonction d'activation vérifie la condition de convexité nécessaire.

$$\sum_{i=0}^{1}\sum_{j=0}^{1}\sum_{k=0}^{1} \mu_{ijk}(x_d, x_q) = 1 \quad \textbf{(2.70)}$$

Les huit sous-modèles du système sont exprimés, selon les indices i, j, k, par la matrice A_{ijk} suivante :

$$A_{ijk} = \begin{bmatrix} -r_g/L_g & \omega_e & -1/L_g & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\omega_e & -r_g/L_g & 0 & -1/L_g & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1/C_g & 0 & 0 & \omega_e & -1/C_g & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/C_g & -\omega_e & 0 & 0 & -1/C_g & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/L_s & 0 & -r_s/L_s & \omega_e & -1/L_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1/L_s & -\omega_e & -r_s/L_s & 0 & -1/L_s \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1/C_s & 0 & \frac{1}{C_s}(c_1 f'_1 + c_3 f'_1 f'_2) & \frac{1}{C_s}(c_2 f'_1 + c_3 f'_1 f'_3) + \omega \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1/C_s & \frac{1}{1C_s}(c_4 f'_1 + c_6 f'_1 f'_2) - \omega & \frac{1}{C_s}(c_5 f'_1 + c_6 f'_1 f'_3) \end{bmatrix} \quad \textbf{(2.71)}$$

avec
$$\begin{cases} f'_1(x_d, x_q) = i.f_{1min} + (1-i).f_{1max}, i \in [0,1] \\ f'_2(x_d, x_q) = i.f_{2min} + (1-i).f_{2max}, j \in [0,1] \\ f'_3(x_d, x_q) = i.f_{3min} + (1-i).f_{3max}, k \in [0,1] \end{cases} \quad \textbf{(2.72)}$$

Afin de valider le modèle TS de notre système, le système est simulé dans les mêmes conditions (Tableau 2-1) avec le modèle différentiel sous sa forme non linéaire et le système avec le modèle TS. Les bornes choisies arbitrairement pour le modèle TS sont : $x_d \in [-100V, +100V]$ et $x_q \in [-100V, +100V]$.

La même perturbation de 10 V est introduite à l'instant initial sur la composante x_q dans les deux cas. Cet essai est d'abord effectué dans un cas stable, puis dans un cas instable. On constate sur la Figure 2-27 et la Figure 2-26 que la réponse dynamique du système des deux modèles se superposent jusqu'à une certaine limite pour le cas instable. La modélisation TS diverge dans le cas instable au bout d'un certain temps car les variables x_d et x_q sortent de leurs limites fixées par (2.69) pour le modèle TS. En dehors de cette limite, la validité du modèle n'est plus garantie.

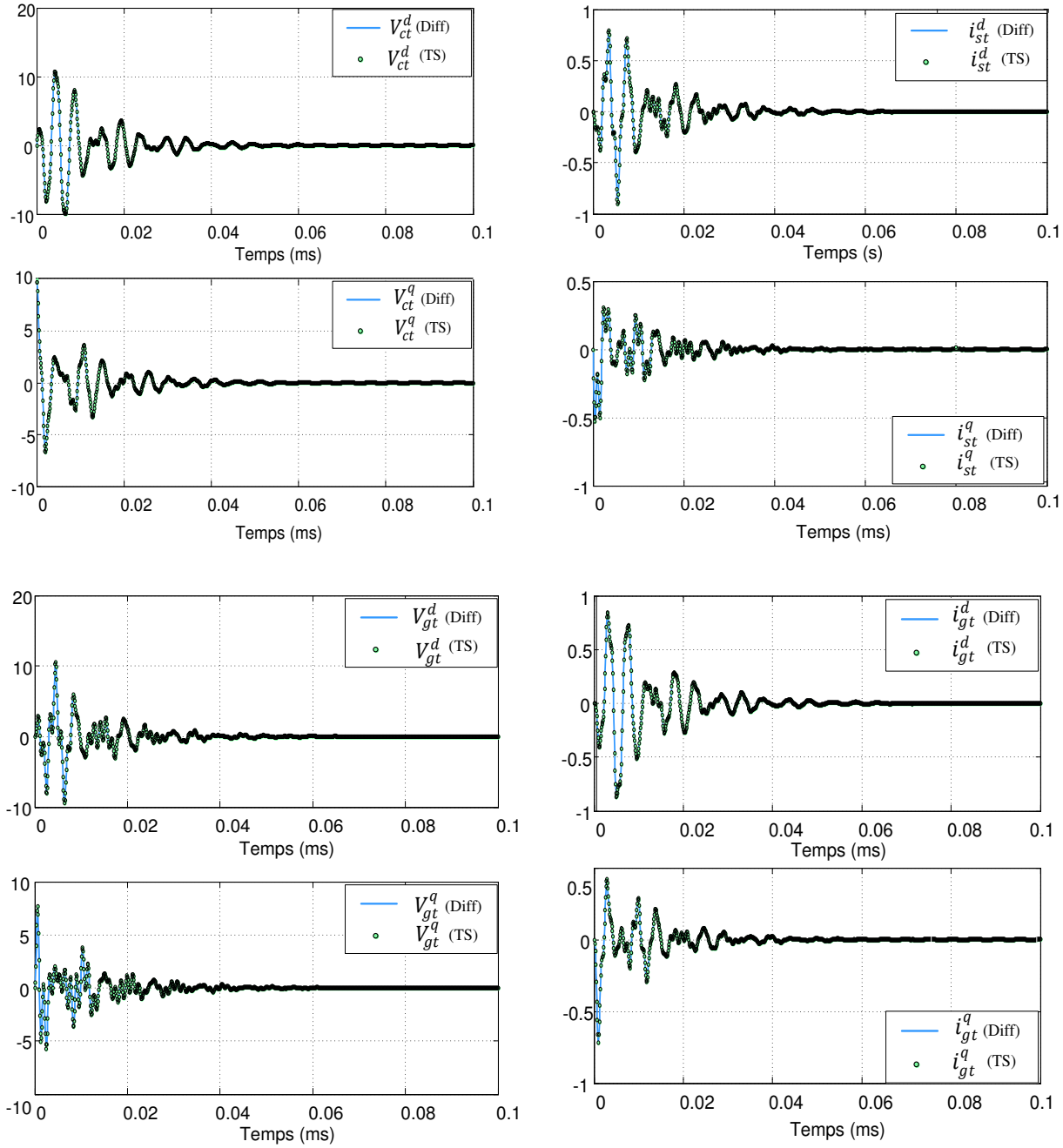


Figure 2-26 : Réponse du système à une perturbation modélisé sous forme différentielle (Diff), et sous forme Takagi-Sugeno (TS) pour le point de fonctionnement stable $P_L = 500W$, $Q_L = 0$ VAr et les conditions initiales $x_{2q} = 10$ V

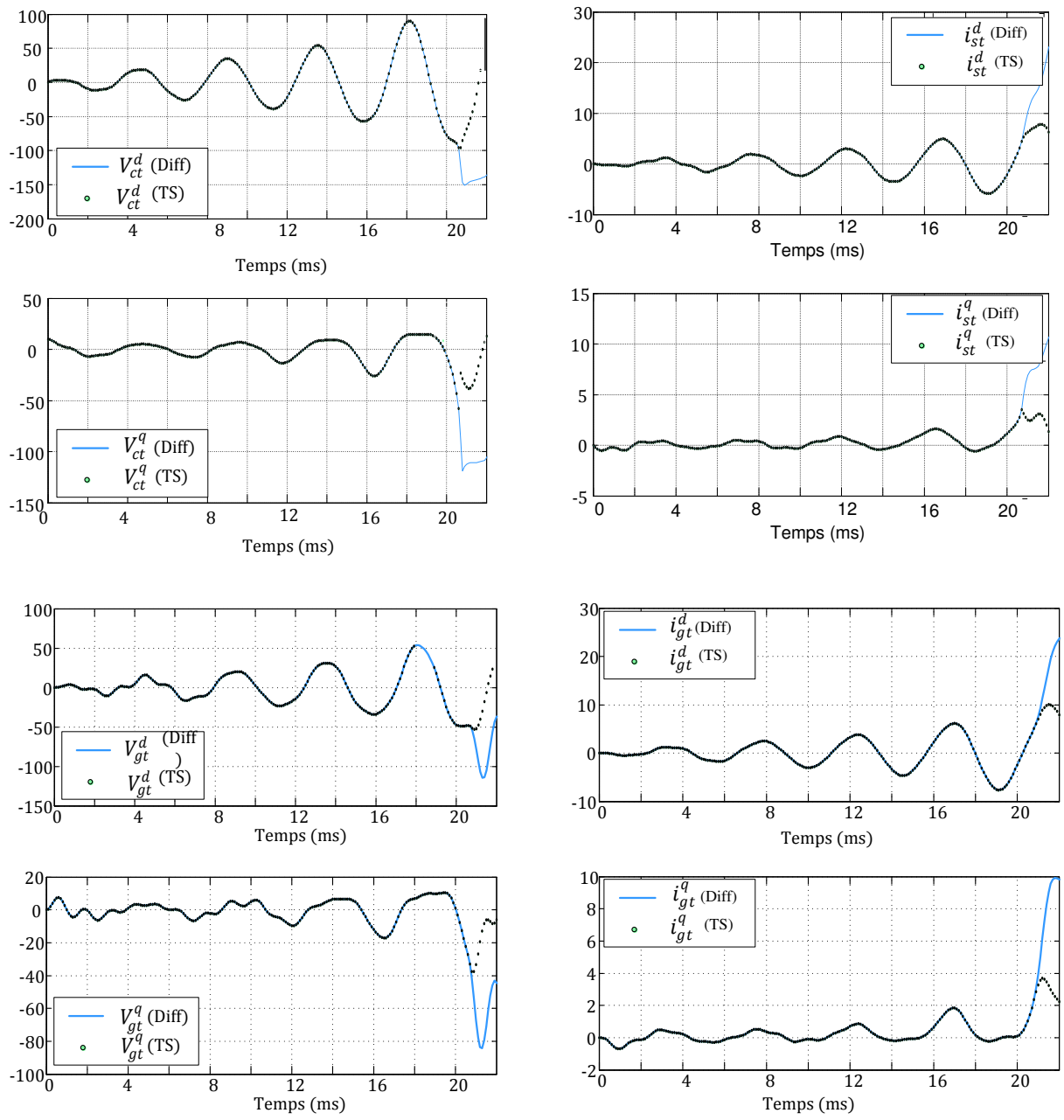


Figure 2-27 Réponse du système à une perturbation modélisé sous forme différentielle (Diff), et sous forme Takagi-Sugeno (TS) pour le point de fonctionnement instable $P_L = 800W$, $Q_L = 0\ VAr$ et les conditions initiales $x_{2q} = 10\ V$

2.3.3 Stabilité et bassin d'attraction

- Stabilité large signal avec le modèle Takagi-Sugeno

La modélisation de TS permet de transformer un système non linéaire en une somme pondérée de systèmes linéaires. Cela permet d'utiliser les outils d'analyse linéaire pour étudier les systèmes non linéaires. Ainsi, la stabilité globale d'un système linéaire est obtenue à l'aide de la détermination d'une fonction de Lyapunov comme présenté au chapitre 1 (§1.1.1.1.3).

D'après la méthode directe de Lyapunov, la stabilité d'un système non linéaire modélisé par n sous-modèles linéaires est vérifiée si il existe une unique matrice P telle que toutes les équations de Lyapunov propres à chaque sous modèle soient vérifiées simultanément. Dans notre cas d'étude, il faut donc satisfaire le problème LMI (Linear Matrix Inequalities) suivant :

$$\begin{cases} P > 0 \\ A_{ijk}^t P + P A_{ijk} < 0 \ pour\ i \in [0,1], j \in [0,1], k \in [0,1] \end{cases} \quad \textbf{(2.73)}$$

Une fois la matrice P obtenue, il est alors possible de former la fonction de Lyapunov quadratique V:

$$V\big(X(t)\big) = X^t(t) P X(t) \quad \textbf{(2.74)}$$

Pour obtenir les LMI (2.73), une matrice Q a dû être choisie (cf théorème 3 chapitre 1). Or de ce choix découle une matrice P particulière. Cette méthode est donc restrictive : si une matrice P est solution, alors le système est stable; sinon, on ne peut pas conclure quant-à la stabilité du système. Avec cette méthode, la limite de stabilité du système est $P_{lim} = 710W$.

- Bassin d'attraction

Le bassin d'attraction d'un système est un domaine autour du point d'équilibre tel que toute trajectoire démarrant d'un point quelconque de ce domaine converge vers le point d'équilibre. Cet outil permet de quantifier précisément la zone de stabilité du système autour d'un point particulier. Il permet également de garantir si, partant d'un point d'équilibre, il est possible d'en atteindre un autre.

La méthode indirecte de Lyapunov permet de connaître la taille du bassin d'attraction autour d'un point d'équilibre En effet, selon cette méthode, un système est stable si et seulement si il existe une fonction de Lyapunov V qui dépend des variables d'état du système. Cette fonction V étant strictement décroissante, il suffit de trouver la plus grande équipotentielle V_{max} pour en déduire le bassin d'attraction.

Or le modèle TS n'est valable que sur un intervalle d'étude fixé. C'est pourquoi les équipotentielles V devront être incluses dans un polyèdre $\mathcal{P}$ défini par les limites du modèle TS (Figure 2-28). Son équation générale est donnée par (2.75). Dans le cas contraire, la validité des résultats ne pourra plus être garantie.

$$\mathcal{P} = \{X \in \mathbb{R}^n \mid a_i x_i \leq b_i, i = 1..p\} \quad \textbf{(2.75)}$$

On vient de voir qu'une des méthodes d'obtention de la fonction de Lyapunov est de résoudre l'équation de Lyapunov (2.73). Une fonction V peut en être déduite suivant la relation (2.74), qui correspond à l'équation générale d'une ellipsoïde $\mathcal{E}$:

$$\mathcal{E} = \{X \in \mathbb{R}^n \mid (X - X_o)^t P (X - X_o) \leq 1\} \quad \textbf{(2.76)}$$

avec X_o le centre de l'ellipsoïde.

Les non linéarités dépendent des variables d'état x_d et x_q définies sur les intervalles $[x_{dmin}; x_{dmax}]$ et $[x_{qmin}; x_{qmax}]$. Au delà de ces limites, le modèle n'est donc plus valable.

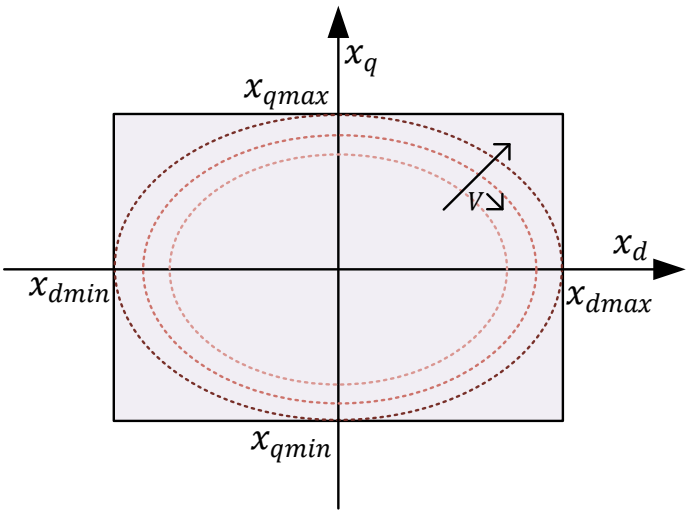


Figure 2-28 : Contrainte d'inclusion de l'ellipse à l'intérieur du polyèdre

Pour savoir si l'ellipsoïde correspondant au potentiel est incluse dans le polyèdre des limites TS, on peut utiliser l'algorithme proposé dans [MAR12] dans le cas des études des systèmes DC mais qui se généralise à tous les cas.

Soit n le nombre de non linéarités du système et f_j $(j = 1 \dots n)$ les fonctions non linéarités définies par (chapitre 1, eq 1.31). L'algorithme est le suivant :

Algorithme :
1. Mettre toutes les non linéarités f_j , $j = 1 \dots n$ à leur point de fonctionnement : $f_{jmin} = f_{jmax} = f_j(0)$, soit $x_{jmin} = x_{jmax} = 0$
2. Si le problème LMI n'a pas de solution, aller directement à l'étape 4.
3. Sinon, diminuer f_{jmin} et augmenter f_{jmax} en modifiant x_{jmin} et x_{jmax}.
4. Le domaine d'attraction est délimité par x_{jmin} et x_{jmax}.

Remarque :

Le potentiel V est croissant par définition. Chaque fois que l'on augmente x_j, l'équipotentielle augmente et la matrice P solution de l'équation de Lyapunov change également. Les limites du bassin d'attraction sont donc les dernières valeurs x_j où il est possible de déterminer la matrice P. Connaissant les limites x_{jlim} et P, on en déduit V_{max}, et donc l'équation du bassin d'attraction.

Les Figure 2-29 et Figure 2-30 représentent les champs de potentiel obtenus ainsi que les bassins d'attraction autour du point de fonctionnement $P_r = 500\ W$ pour deux valeurs de capacité de filtre C_s. Les valeurs x_{dlim} et x_{qlim} ont été déterminées respectivement à 42 V et 27 V pour $C_s = 20\ \mu F$ et à 56 V et 50 V pour $C_s = 100\ \mu F$. On peut donc affirmer que le système retournera à son point d'équilibre tant que les perturbations $\widetilde{\boldsymbol{V}}_{\boldsymbol{c}}^{\boldsymbol{dq}}$ sur $\boldsymbol{V}_{\boldsymbol{c}}^{\boldsymbol{dq}}$ sont inférieures à x_{dlim} pour la tension d'axe d et x_{qlim} sur l'axe q.

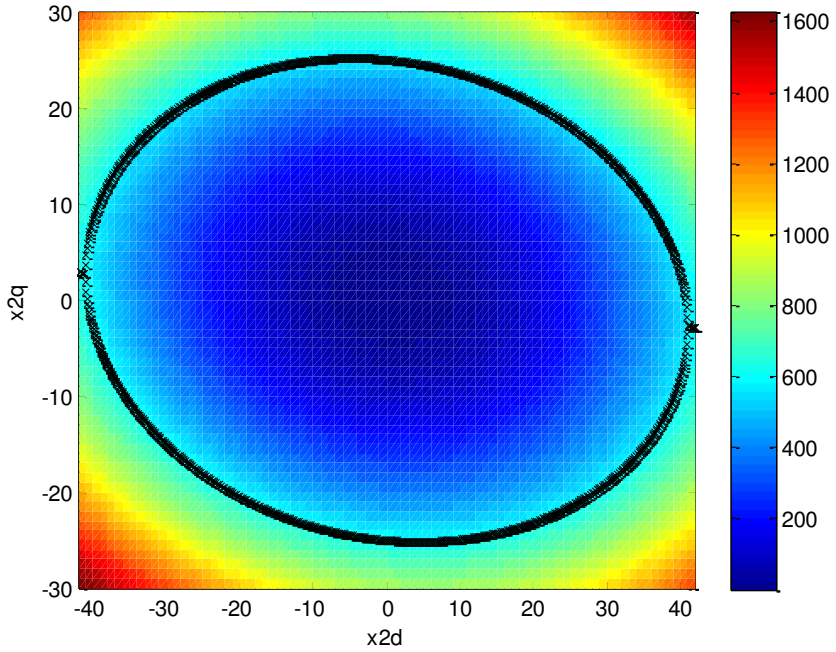


Figure 2-29 : Champs de potentiel et bassin d'attraction du système (2.48) lorsque $P_r = 500\ W$ et $C_s = 20\ \mu F$.

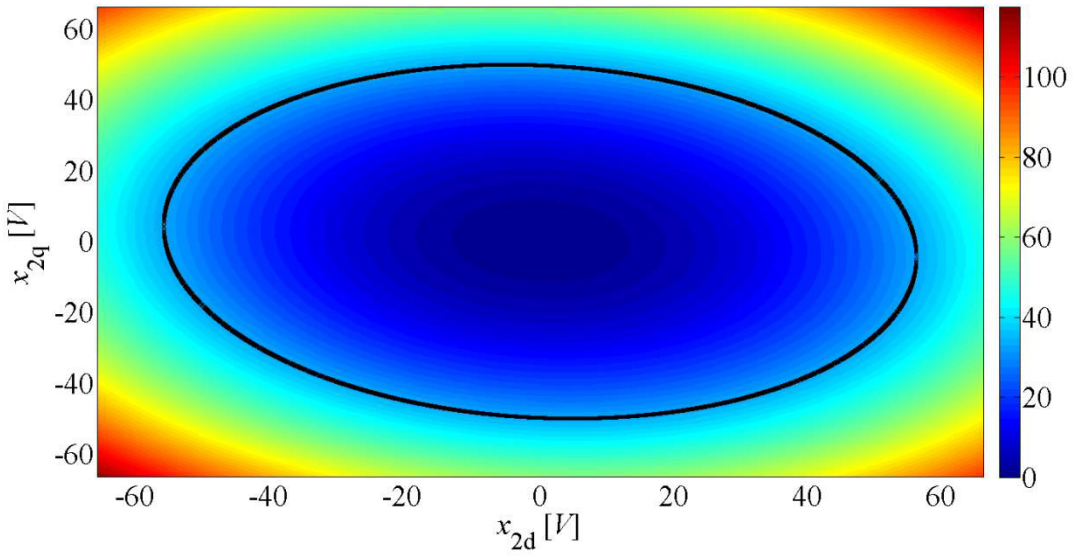


Figure 2-30 : Champs de potentiel et bassin d'attraction du système (2.48) lorsque $P_r = 500\,W$ et $C_s = 100\,\mu F$.

Les tracés des bassins d'attraction en fonction des capacités C_s à P_r fixé, puis des puissances P_r à C_s fixé sont donnés Figure 2-31 et Figure 2-32. La taille du bassin d'attraction augmente avec l'augmentation des la valeur des capacités du filtre C_s et diminue avec l'augmentation des puissances de charge P_r. L'influence de la capacité C_s sur la taille du bassin d'attraction est la même que pour le domaine de stabilité : plus la capacité diminue, plus le système tend à devenir instable. La même remarque peut être faite pour l'influence de la puissance de charge puisque plus P_r augmente, plus le domaine le système devient instable. Le tracé de ses bassins est utile pour dimensionner les capacités du filtre C_s ou pour connaître la puissance maximale disponible sur le système sous la contrainte d'une perturbation maximale donnée. Néanmoins, il faut garder à l'esprit que les résultats obtenus avec les outils large signal sont très restrictifs, ce qui signifie que certains points hors des bassins d'attraction peuvent néanmoins être stables.

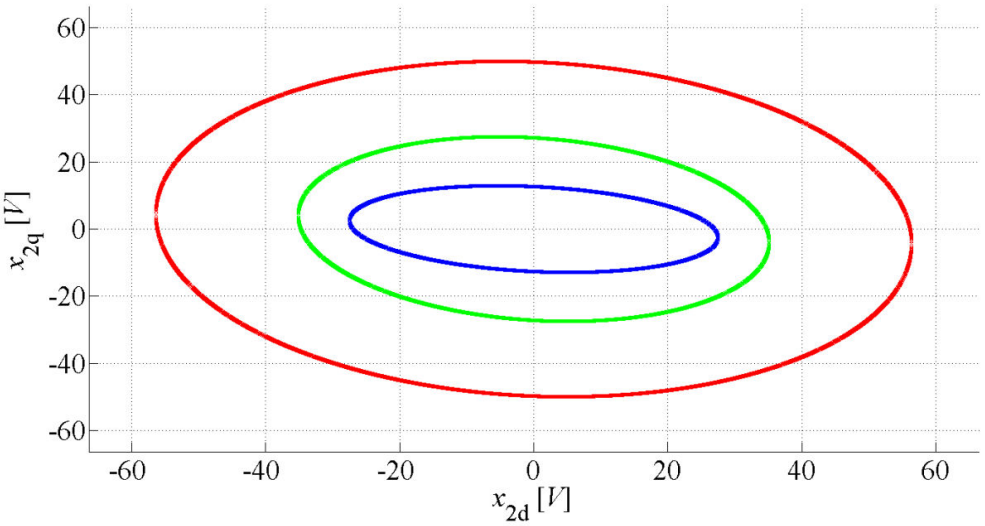


Figure 2-31 : Bassin d'attraction du système (2.48) lorsque $P_r = 500\ W$ et : $C_s = 100\ \mu F$ (en rouge), $C_s = 40\ \mu F$ (en vert), $C_s = 20\ \mu F$ (en bleu).

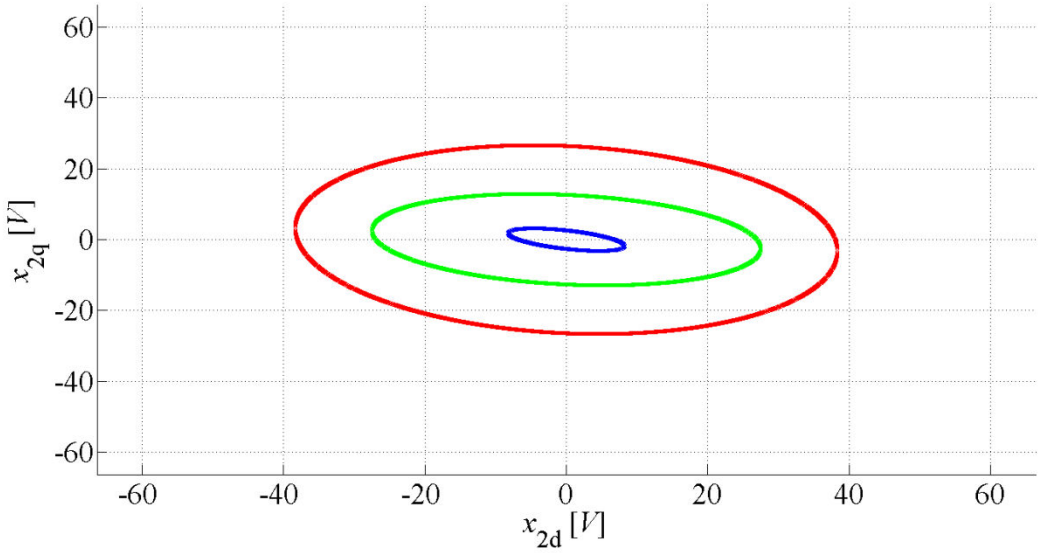


Figure 2-32 : Bassin d'attraction du système (2.48) lorsque $C_s = 50\ \mu F$ et : $P_r = 500\ W$ (en rouge), $P_r = 1000\ W$ (en vert), $P_r = 2000\ W$ (en bleu).

2.4 Conclusion

Dans ce second chapitre, nous avons modélisé le système "type" qui sera étudié dans toute cette thèse. Il est composé d'un réseau représenté par une source idéale et son impédance RLC. Il alimente un redresseur commandé par MLI avec un filtre d'entrée LCL. La charge est une charge à puissance constante. Le schéma de régulation est classique à deux boucles. Pour la boucle en courants, les régulations par PI et par mode de glissement ont été comparées. Il résulte qu'à temps de réponse équivalent, la limite de stabilité du système est identique. Néanmoins, la régulation par glissement offre une plus grande plage de réglage et permet d'augmenter la stabilité du système en ralentissant légèrement sa commande. Dans ce dernier cas, la qualité des formes d'onde des courants est aussi améliorée. Au contraire, ralentir la commande par PI n'apporte aucun gain ni en terme de stabilité, ni en terme de qualité de courant. Pour des raisons pratiques, le régulateur PI est choisi car il est linéaire et qu'il s'intègre aisément dans le modèle d'état.

L'étude de stabilité linéaire informe sur la limite de fonctionnement du système pour un jeu de paramètres et un point d'équilibre donnés. Si cette étude est réalisée en balayant les différents points de fonctionnement à des puissances de charges différentes, on obtient le domaine de stabilité asymptotique du système, qui représente l'ensemble des points qui sont stables après une petite perturbation. Elle montre également que les phénomènes de stabilité et de résonance sont liés. En l'occurrence, lorsque le système se rapproche de sa limite de stabilité, un pic de résonance peut apparaître sur le diagramme de Bode du système. Ce phénomène s'observe dans les conditions expérimentales car peu avant la perte de stabilité, le système commence à résonner. En outre, les études expérimentales montrent que les paramètres du régulateur de courant ont un impact très fort sur la stabilité et imposent les limites de fonctionnement du système.

Enfin, l'étude "large signal" du système a été réalisée après avoir réduit le système en faisant l'hypothèse de régulateurs idéaux. Il s'agit là d'un modèle restrictif de notre système du point de vue de la stabilité. Le système a été mis sous la forme TS. Cette modélisation permet d'obtenir la fonction de Lyapunov solution, en utilisant les outils linéaires et par la suite de connaître le bassin d'attraction du système autour de l'un de ses points de fonctionnement. Cette étude est complémentaire de la détermination du domaine de stabilité par les outils linéaires. Ce bassin représente l'ensemble des points de fonctionnements initiaux à partir desquels un point de fonctionnement final est atteignable à coups sûrs. Cela permet de valider la stabilité du cycle de fonctionnement d'un système.

Chapitre 3 STABILISATION DU RÉSEAU

Dans le chapitre précédent, nous avons montré que plus la commande du redresseur est efficace, avec une réponse dynamique rapide, plus le système tend à être instable. De plus, il est difficile de prévoir avec exactitude les limites de stabilité d'un tel système car les régulateurs ont un impact très important. C'est pourquoi l'instabilité du bus alternatif n'est pas liée à la fréquence de résonance du filtre LCL. En effet, le courant dans la deuxième inductance n'est pas laissée libre, et n'entre donc pas en résonance avec les autres composants. De la même façon, la limite de stabilité du côté continu n'a pas la même valeur théorique qu'avec une source DC idéale, puisque la commande de V_{dc} introduit un amortissement dans le système. Il s'avère donc difficile de prédire avec exactitude la limite de stabilité de part et d'autre du système avec les formules usuelles.

Néanmoins, les simplifications qui consistent à rendre les régulateurs du redresseur idéaux permettent de dimensionner des stabilisations car cela place le système dans des conditions plus défavorables. Si un stabilisateur est capable d'améliorer le fonctionnement du système sous des contraintes dynamiques plus importantes, il sera capable de le faire pour un système par nature plus amorti. La première partie de ce chapitre concerne la stabilisabilité du système. On montre que la stabilité du côté AC et celle du côté DC doivent être considérées comme deux problèmes distincts. En effet, seule une action sur le côté AC peut stabiliser une instabilité provenant du côté AC, et seule une action sur le côté DC peut stabiliser une instabilité provenant de cet autre côté du redresseur.

La deuxième partie propose de stabiliser les instabilités liées au bus DC. L'instabilité sera générée par une charge CPL ayant un filtre d'entrée LC. Ce type de charge est connu pour les risques d'instabilité qu'il peut engendrer. La contrainte imposée pour le choix de la stabilisation est qu'il n'est pas possible de modifier la commande du redresseur. La méthode de stabilisation du bus DC proposée consiste donc à modifier la commande de la charge pour améliorer le fonctionnement du dispositif. Cette technique a été simulée puis testée sur le banc expérimental.

La dernière partie développe différents algorithmes de stabilisation du bus AC. Etant donné que le redresseur ne peut pas être modifié, un stabilisateur externe est proposé pour stabiliser le bus AC. Ce stabilisateur prend la forme d'un onduleur de tension, alimenté par une source DC. Il est filtré à sa sortie par une inductance. Plusieurs algorithmes de stabilisation sont proposés. La première stabilisation se base sur l'approche petit signal, tandis que l'autre propose une approche de stabilisation large signal basée sur la modélisation Takagi-Sugeno. L'efficacité de ces techniques est testée par simulation et expérimentalement Une troisième méthode de stabilisation non linéaire basée sur le retour d'état linéarisant a été explorée. Néanmoins elle ne nous satisfait pas car elle dépend trop de choix arbitraires et est donc difficilement exploitable. Néanmoins elle est présentée en annexe D.

3.1 Commandabilité et stabilisabilité du réseau

La commandabilité d'un système $\dot{X} = f(X, U)$ caractérise sa capacité à voir son comportement dynamique évoluer sous l'action d'un signal $U(t)$.

Définition : Commandabilité

Tout système $\dot{X} = f(X, U)$ est commandable si et seulement si $\forall x_o, \forall t_f > 0, et\ \forall x_f$, il existe une commande $U(t)$ continue par morceaux telle que la solution du système satisfasse $x(t_f) = x_f$.

La stabilisabilité est un cas particulier de la commandabilité. Un système est dit stabilisable si ses pôles non commandables appartiennent tous au demi-plan de gauche. Tout système commandable est donc stabilisable.

3.1.1 Cas des systèmes linéaires

On considère le système linéaire et invariant dans le temps :

$$\dot{X} = A.X + B.U \qquad \textbf{(3.1)}$$

Définition (Retour d'état) *Le système linéaire* (1.1) *est stabilisable si et seulement si il existe une commande par retour d'état* $U = -K.X(t)$ *telle que le système bouclé soit stable, c'est-à-dire telle que les valeurs propres de* $A - BK$ *soient dans le demi-plan de gauche.*

Dans la pratique, on ne peut déplacer avec un retour d'état que les valeurs propres commandables de la paire *(A, B)* en passant de *A* à $A - BK$. Il en découle que le système (1.1) est stabilisable si toutes les valeurs propres instables de *A* sont commandables. Le critère suivant donne les pôles commandables et permet donc de caractériser la stabilisabilité du système.

Théorème (Stabilisabilité par le critère d'Hautus). *Si A est une matrice nxn et B une matrice nxm, alors la paire* (A, B) *est stabilisable si et seulement si* $rang(\lambda I - A \quad B) = n$ *pour tous les* $\lambda \in \mathbb{C}^+$ *de A, avec* $\mathbb{C}^+ = \{s | \mathcal{R}e(s) \geq 0\}$.

3.1.2 Cas des systèmes non linéaires

Dans le cas des systèmes non linéaires, il est possible d'utiliser des critères basés sur l'algèbre de Lie. Les définitions et théorèmes rappelés dans ce paragraphe sont ceux donnés par Slotine [SLO91].

Pour faciliter la description de la méthode, commençons par le cas d'un système non linéaire monovariable. On considère le système non linéaire d'ordre *n* suivant :

$$\dot{x} = f(x) + g(x) \cdot u \qquad \textbf{(3.2)}$$

$$y = h(x)$$

où $x \in \mathbb{R}^n$ est le vecteur d'état du système, f et g sont des vecteurs différentiables, u et y sont respectivement l'entrée et la sortie du système. On pose x_o un point d'équilibre et $\Omega_{x_o} \subset \mathbb{R}^n$ un voisinage de x_o.

Définition (Dérivée de Lie). *Soit $h : \mathbb{R}^n \to \mathbb{R}$, une application différentiable et $f : \mathbb{R}^n \to \mathbb{R}^n$, un champ de vecteurs défini dans $\mathbb{R}^n$. L'application scalaire représentée par la dérivée de h le long du champ f est définie par*

$$L_f h = \frac{\partial h}{\partial x} f \qquad \textbf{(3.3)}$$

$L_f h$ est appelée dérivée de Lie dans la direction de f. On considère ensuite les notations suivantes :

$$L_f^0 h = h \qquad \textbf{(3.4)}$$

$$L_f^i h = \frac{\partial \left(L_f^{i-1} h\right)}{\partial x} f \text{ pour } i = 1 \dots n \qquad \textbf{(3.5)}$$

Intuitivement, la dérivée de Lie d'une fonction $h(x)$ par rapport à un champ de vecteurs $f(x)$ est le taux de variation de $h(x)$ le long des trajectoires du système $\dot{x} = f(x)$.

Définition (Crochet de Lie). *Soient f et g deux champs de vecteurs. Le crochet de Lie de f et g est un champ de vecteur défini par*

$$[f, g] = \frac{\partial g}{\partial x} f - \frac{\partial f}{\partial x} g \qquad \textbf{(3.6)}$$

Le crochet de Lie est aussi noté $ad_f g$.

On définit ainsi

$$ad_f^0 g = g \qquad \textbf{(3.7)}$$

$$ad_f^i g = \left[f, ad_f^{i-1} g\right] \text{ pour } i = 1 \dots n \qquad \textbf{(3.8)}$$

Le crochet de Lie est asymétrique et bilinéaire.

Théorème (Commandabilité par l'algèbre de Lie) *Soit un système de la forme (3.2). Ce système est localement commandable si et seulement si il existe un voisinage Ω_{x_o} tel que les champs de vecteurs $\boldsymbol{G}(x)$ sont linéairement indépendants dans Ω_{x_o}.*

$$\boldsymbol{G}(x) = \{g \quad ad_f g \quad \dots \quad ad_f^{n-1} g\} \qquad \textbf{(3.9)}$$

Les théorèmes donnés ici peuvent être aisément étendus aux systèmes multi-variables.

3.1.3 Stabilisabilité du système

Avant de stabiliser un système, il est préférable de savoir si cela est possible avec les commandes sélectionnées. Dans le cas du système étudié, deux moyens de stabilisation sont envisagés : soit par une action de stabilisation sur le bus continu, soit par une action de stabilisation sur le bus alternatif (Figure 3-1).

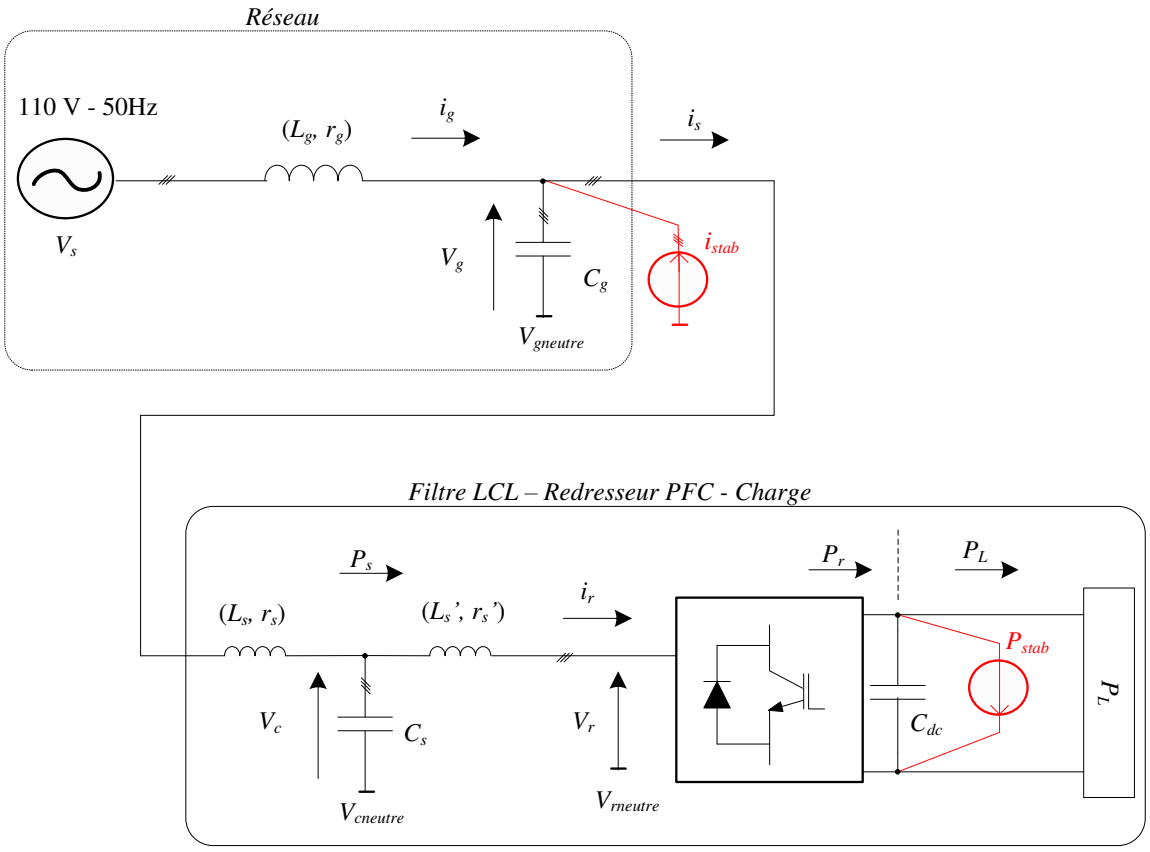


Figure 3-1 : Différentes voies de stabilisation

Stabilisation via le bus DC

On propose de stabiliser le système via l'injection d'une puissance stabilisante P_{stab} en aval du redresseur commandé. Dans la suite de l'étude, les régulateurs de courants sont supposés idéaux ($\boldsymbol{i_r^{dq} = i_r^{dq*}}$) pour simplifier le modèle. La représentation d'état du système (chap 2 eq 2.37) avec la stabilisation est mise sous la forme (3.11).

$$\boldsymbol{X} = \left[\boldsymbol{i_g^{dq}} \quad \boldsymbol{V_g^{dq}} \quad \boldsymbol{i_s^{dq}} \quad \boldsymbol{V_c^{dq}} \quad y_{dc} \quad \mu_v\right]^{\boldsymbol{T}} \tag{3.10}$$

$$\dot{\boldsymbol{X}} = \boldsymbol{f}(\boldsymbol{X}) + \boldsymbol{g}(\boldsymbol{X}) \cdot \boldsymbol{U} \tag{3.11}$$

$$\boldsymbol{f(X)} = \begin{bmatrix} \left(\boldsymbol{V_s^{dq}} - \boldsymbol{V_g^{dq}} - r_g \cdot \boldsymbol{i_g^{dq}} - L_g \cdot \boldsymbol{T} \cdot \boldsymbol{i_g^{dq}}\right)/L_g \\ \left(\boldsymbol{i_g^{dq}} - \boldsymbol{i_s^{dq}} - C_g \cdot \boldsymbol{T} \cdot \boldsymbol{V_g^{dq}}\right)/C_g \\ \left(\boldsymbol{V_g^{dq}} - \boldsymbol{V_c^{dq}} - r_s \cdot \boldsymbol{i_s^{dq}} - L_s \cdot \boldsymbol{T} \cdot \boldsymbol{i_s^{dq}}\right)/L_s \\ \left(\boldsymbol{i_s^{dq}} - \boldsymbol{i_r^{dq*}} - C_s \cdot \boldsymbol{T} \cdot \boldsymbol{V_c^{dq}}\right)/C_s \\ 2\zeta_v\omega_v.(y_{dc}^* - y_{dc}) + \omega_v^2\mu_v \\ y_{dc}^* - y_{dc} \end{bmatrix}$$

$$\boldsymbol{i_r^{dq*}} = \left(P_L + 2\zeta_v\omega_v(y_{dc}^* - y_{dc}) + \omega_v^2\mu_v + P_{stab}\right).\begin{bmatrix} \dfrac{V_{cd}}{V_{cd}^2 + V_{cq}^2} \\ \dfrac{V_{cq}}{V_{cd}^2 + V_{cq}^2} \end{bmatrix}$$

$$\boldsymbol{U} = [P_{stab}]^{\boldsymbol{T}} \tag{3.12}$$

$$\boldsymbol{g(X)} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dfrac{V_{cd}}{V_{cd}^2 + V_{cq}^2} & \dfrac{V_{cq}}{V_{cd}^2 + V_{cq}^2} & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \tag{3.13}$$

Dans ce modèle, $\boldsymbol{V_s^{dq}}$, y_{dcref} et P_L sont supposés constants.

Ensuite, la matrice $\boldsymbol{\mathcal{G}}$ est construite à partir de la relation (3.9). Compte tenu de la taille de $\boldsymbol{\mathcal{G}}$, seule une étude numérique permet de connaître son rang. Avec les paramètres des tableaux 2.1 et 2.2 du chapitre 2, on obtient numériquement pour la matrice $\boldsymbol{\mathcal{G}}$ un rang 10. Le critère de commandabilité par l'algèbre de Lie implique que le système est commandable via l'ajout d'une puissance stabilisante sur le bus DC puisque le rang total du système est de 10. Ainsi, les vecteurs composants $\boldsymbol{\mathcal{G}}$ sont linéairement indépendants. Selon le critère de commandabilité de l'algèbre de Lie, le système est commandable. Les instabilités provenant du bus AC peuvent être stabilisées par une action sur le bus DC.

Stabilisation via le bus AC

On propose de stabiliser le système via l'injection de courants stabilisants $\boldsymbol{i_{stab}^{dq}}$ en amont du redresseur commandé. Nous supposons ici que les courants stabilisants suivent parfaitement leur référence : $\boldsymbol{i_{stab}^{dq}} = \boldsymbol{i_{st}^{dq*}}$. On utilise la même représentation d'état que précédemment avec la stabilisation par les courants :

$$\boldsymbol{X} = \left[\boldsymbol{i_g^{dq}} \quad \boldsymbol{V_g^{dq}} \quad \boldsymbol{i_s^{dq}} \quad \boldsymbol{V_c^{dq}} \quad y_{dc} \quad \mu_v\right]^{\boldsymbol{T}} \tag{3.14}$$

$$\dot{\boldsymbol{X}} = \boldsymbol{f(X)} + \boldsymbol{g(X)} \cdot \boldsymbol{U} \tag{3.15}$$

$$\boldsymbol{f}(\boldsymbol{X}) = \begin{bmatrix} \left(\boldsymbol{V_s^{dq}} - \boldsymbol{V_g^{dq}} - r_g \cdot \boldsymbol{i_g^{dq}} - L_g \cdot \boldsymbol{T} \cdot \boldsymbol{i_g^{dq}}\right)/L_g \\ \left(\boldsymbol{i_g^{dq}} - \boldsymbol{i_s^{dq}} + \boldsymbol{i_{stab}^{dq}} - C_g \cdot \boldsymbol{T} \cdot \boldsymbol{V_g^{dq}}\right)/C_g \\ \left(\boldsymbol{V_g^{dq}} - \boldsymbol{V_c^{dq}} - r_s \cdot \boldsymbol{i_s^{dq}} - L_s \cdot \boldsymbol{T} \cdot \boldsymbol{i_s^{dq}}\right)/L_s \\ \left(\boldsymbol{i_s^{dq}} - \boldsymbol{i_r^{dq*}} - C_s \cdot \boldsymbol{T} \cdot \boldsymbol{V_c^{dq}}\right)/C_s \\ 2\zeta_v \omega_v . (y_{dc}^* - y_{dc}) + \omega_v^2 \mu_v \\ y_{dc}^* - y_{dc} \end{bmatrix}$$

$$\boldsymbol{i_r^{dq*}} = \left(P_L + 2\zeta_v \omega_v (y_{dc}^* - y_{dc}) + \omega_v^2 \mu_v\right) . \begin{bmatrix} \frac{V_{cd}}{V_{cd}^2 + V_{cq}^2} \\ \frac{V_{cq}}{V_{cd}^2 + V_{cq}^2} \end{bmatrix}$$

$$\boldsymbol{U} = \left[\boldsymbol{i_{stab}^{dq}}\right]^{\boldsymbol{T}} \tag{3.16}$$

$$\boldsymbol{g}(\boldsymbol{X}) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1/C_g & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1/C_g & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \tag{3.17}$$

Dans ce modèle, $\boldsymbol{V_s^{dq}}$, y_{dcref} et P_L sont supposés constants.

De la même manière que précédemment, la matrice $\boldsymbol{\mathcal{G}}$ a été construite à partir de la relation (3.9). Elle est de rang 8 avec les paramètres considérés. Il n'est donc pas envisageable de commander tout le système à partir des courants AC et a fortiori le bus DC.

Le bus DC a été identifié comme étant le sous-système non commandable lorsque l'on cherche à stabiliser par le bus AC. Le redresseur commandé engendre une coupure du point de vue de la commande dans le sens amont-aval entre le bus AC et le bus DC. En effet, la commande du bus DC rend ce dernier insensible aux fluctuations du bus AC, dans la limite de commandabilité du système. Dans le cas où le convertisseur AC/DC n'est pas commandé (par exemple s'il s'agit d'un pont de diodes), il est alors possible de stabiliser le bus DC via le bus AC.

3.2 Stabilisation du bus DC

L'instabilité du bus DC peut avoir deux origines : une source "mal dimensionnée" ou une charge "mal contrôlée". Ces problèmes de stabilité devraient normalement être pris en considération dans la phase de conception du dispositif redresseur/charge. Néanmoins, les réseaux sont généralement amenés à évoluer avec des puissances de charges qui tendent à croître, et qui sont de mieux en mieux contrôlées, des filtres remplacés par des filtres plus petits pour des questions de coût, etc... Ces évolutions peuvent faire apparaître des problèmes de stabilité alors que le dispositif d'origine était sain.

On propose ici de traiter le cas où il n'est pas possible de modifier la commande du redresseur, ce qui apporte quelques contraintes pour la stabilisation : la source ne peut pas être contrôlée et la seule possibilité d'action est de modifier légèrement les références des charges afin de stabiliser le système. Pour cela, on va utiliser un stabilisateur local qui agit sur la charge. Dans le cas des systèmes continus, de nombreuses méthodes de stabilisation locales ont été développées et abordées dans la littérature ([MOS07], [LIU10], [HAN05], [LEE09], [LIU07], [AWA09a], [AWA09b], [MAG10]). La méthode proposée est une variante de ces stabilisations utilisant l'énergie de la capacité du bus DC comme variable de retour.

3.2.1 Principe de la méthode

Le principe de cette méthode est d'amortir les oscillations de puissance de la charge en absorbant via celle-ci une puissance stabilisante P_{stab} :

$$P_L = P_{Lo} + P_{stab} \tag{3.18}$$

Cet agent stabilisant ne doit pas avoir d'impact sur le point de fonctionnement : P_{stab} doit s'annuler s'il n'y a pas d'oscillations sur le bus DC. Dans ce but, on utilise un filtre passe-haut pour pouvoir générer uniquement une puissance stabilisante dans la bande de fréquence où il y a un risque de résonance ou d'instabilité. La variable stabilisée est l'énergie du bus DC y_{dc}. Le bloc de stabilisation est donné dans Figure 3-2 :

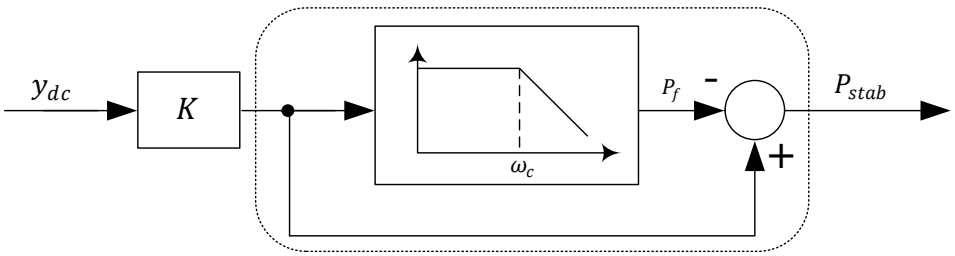


Figure 3-2 : Bloc de stabilisation proposé

Pour obtenir les équations de la représentation d'état du stabilisateur, il est nécessaire d'introduire une nouvelle variable d'état P_f, qui correspond à la puissance basse fréquence du bus DC. Les équations d'état sont les suivantes :

$$\begin{cases} \frac{dP_f}{dt} = K.\omega_c.y_{dc} - \omega_c P_f \\ P_{stab} = K.y_{dc} - P_f \end{cases} \quad \textbf{(3.19)}$$

La bande passante du filtre passe haut est fixée par ω_c. Il est choisi pour filtrer la composante continue du signal. La variable de réglage du stabilisateur est le paramètre K, et est homogène à une conductance énergétique. Cela revient à ajouter une impédance énergétique virtuelle en parallèle de la capacité du bus DC. Il est évident qu'augmenter K améliore l'amortissement, et donc les marges de stabilité des charges. Néanmoins, plus K est grand, plus le comportement dynamique des charges est affecté. La condition de stabilité pour un système composé d'une source et d'une seule charge est donnée par la relation suivante ([AWA11]) :

$$K > K_{min} = \frac{(m+1)P_{Lo}}{y_{dco}} \quad \textbf{(3.20)}$$

avec $m > 0$ **(3.21)**

Le paramètre m permet de créer une marge de sécurité confortable. En effet, plus m est grand, plus le système est amorti, mais le comportement dynamique de la charge est également plus affecté. Il y a donc un compromis à trouver en fonction de l'application étudiée. Le plus souvent, K_{min} est calculé pour le cas le plus défavorable correspondant au maximum de P_{Lo} avec $1 \leq m \leq 10$.

3.2.2 Validation de la méthode par simulation

La validité de cette méthode de stabilisation est vérifiée en créant l'instabilité directement par la charge. Elle est considérée idéale et fonctionnant à puissance constante avec un filtre d'entrée LC. Le système stabilisé est représenté sur la Figure 3-3. Ce type de charge est connu pour les risques d'instabilité qu'il peut engendrer. Il peut par exemple s'agir d'un actionneur électrique piloté par un onduleur de tension. Lorsque celui-ci possède des régulateurs robustes avec des dynamiques très rapides, la commande rejette une grande partie des perturbations du réseau DC. L'onduleur fournit donc toujours à la machine une puissance indépendante de la tension du bus DC (sous l'hypothèse de contrôlabilité de l'actionneur) et l'ensemble onduleur-machine peut être assimilé à une CPL.

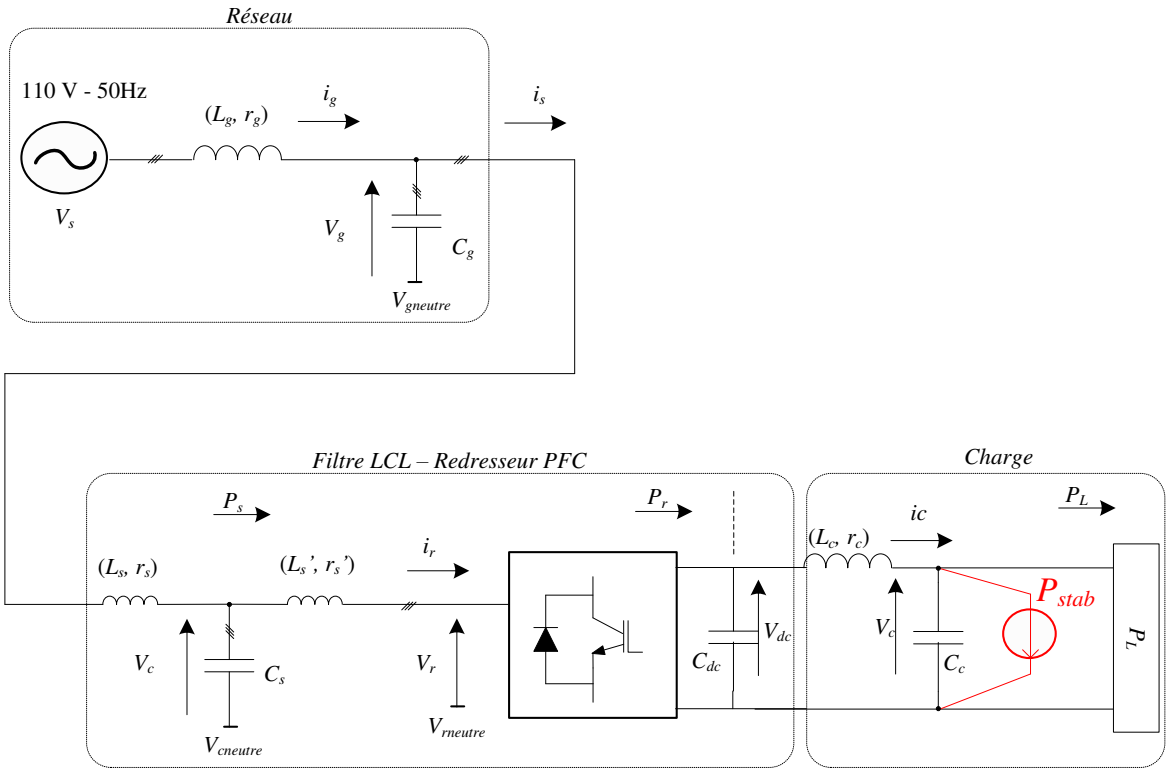


Figure 3-3 : Instabilité provenant de la source

Afin d'amplifier les phénomènes d'instabilité, une grande inductance (L_c) est placée sur le bus DC. De cette façon, l'instabilité est créée sur le bus DC avec une puissance de charge supportable par l'ensemble onduleur-machine. En effet, nous rappelons que la condition de stabilité d'une CPL est la suivante [EMA99] :

$$P_{CPL} < P_{lim} = \frac{r_c \cdot C_c}{L_c} \cdot V_{dc}^2 \qquad \textbf{(3.22)}$$

La commande du redresseur fixe la tension de celui-ci à 200V. Avec les paramètres donnés dans le Tableau 3-1, la limite de stabilité du système est à $P_{lim} \cong 360W$. On réalise un échelon de puissance de $P_L = 100W$ à $P_L = 1200W$. La réponse du bus DC sans stabilisation est donnée Figure 3-4. On voit bien que l'ensemble du système est instable et que l'instabilité se propage au bus AC.

Réseau	Redresseur MLI	Bus DC	Régulation tension	Régulation courants PI
$V_g = 75\,V$	$r_s = 1{,}1\,\Omega$	$r_{dc} = 1{,}1\,\Omega$	$\zeta_v = 0{,}5$	$K_{pi} = 4$
$\omega_g = 100\pi\,rad/s$	$L_s = L_s' = 4{,}5\,mH$	$L_{dc} = 61\,mH$	$\omega_v = 100\,rad/s$	$\tau_i = 5e^{-3}$
$r_g = 0{,}92\,\Omega$	$C_s = 40\,\mu F$	$C_{dc} = 500\,\mu F$	$V_{dc}^* = 200V$	
$L_g = 5{,}2\,mH$				
$C_g = 20\,\mu F$				

Tableau 3-1 : Paramètres de la source et du redresseur

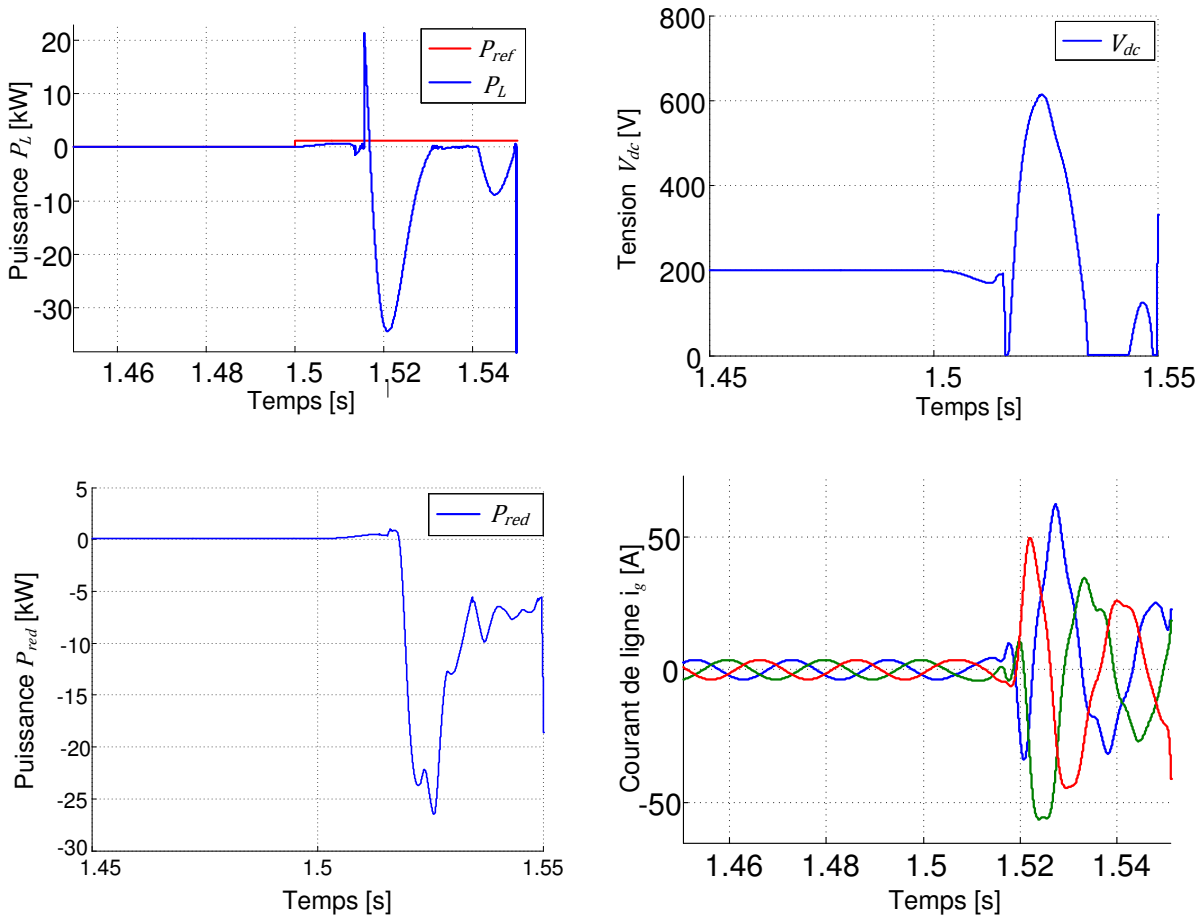


Figure 3-4 : Echelon de puissance de charge $P_L = 100W$ à $P_L = 1200W$ (simulation)

La méthode de stabilisation est utilisée sur ce système. Le même essai est réalisé avec le stabilisateur. Les résultats de simulation sont donnés sur les Figure 3-5 et Figure 3-6 pour deux valeurs de K. Dans les deux tests, on remarque que le stabilisateur est efficace puisque la puissance de charge parvient à suivre sa consigne de référence et qu'en amont du redresseur les courants augmentent avec l'augmentation de la puissance du système. De plus, comme attendu, le temps de réponse diminue avec l'augmentation de l'amortissement créé par K. Dans le deuxième essai avec $K = 3\frac{P_{Lo}}{y_{dco}}$, l'amortissement est très faible et peine à stabiliser le bus DC. Cela se répercute sur le courant absorbé par le redresseur.

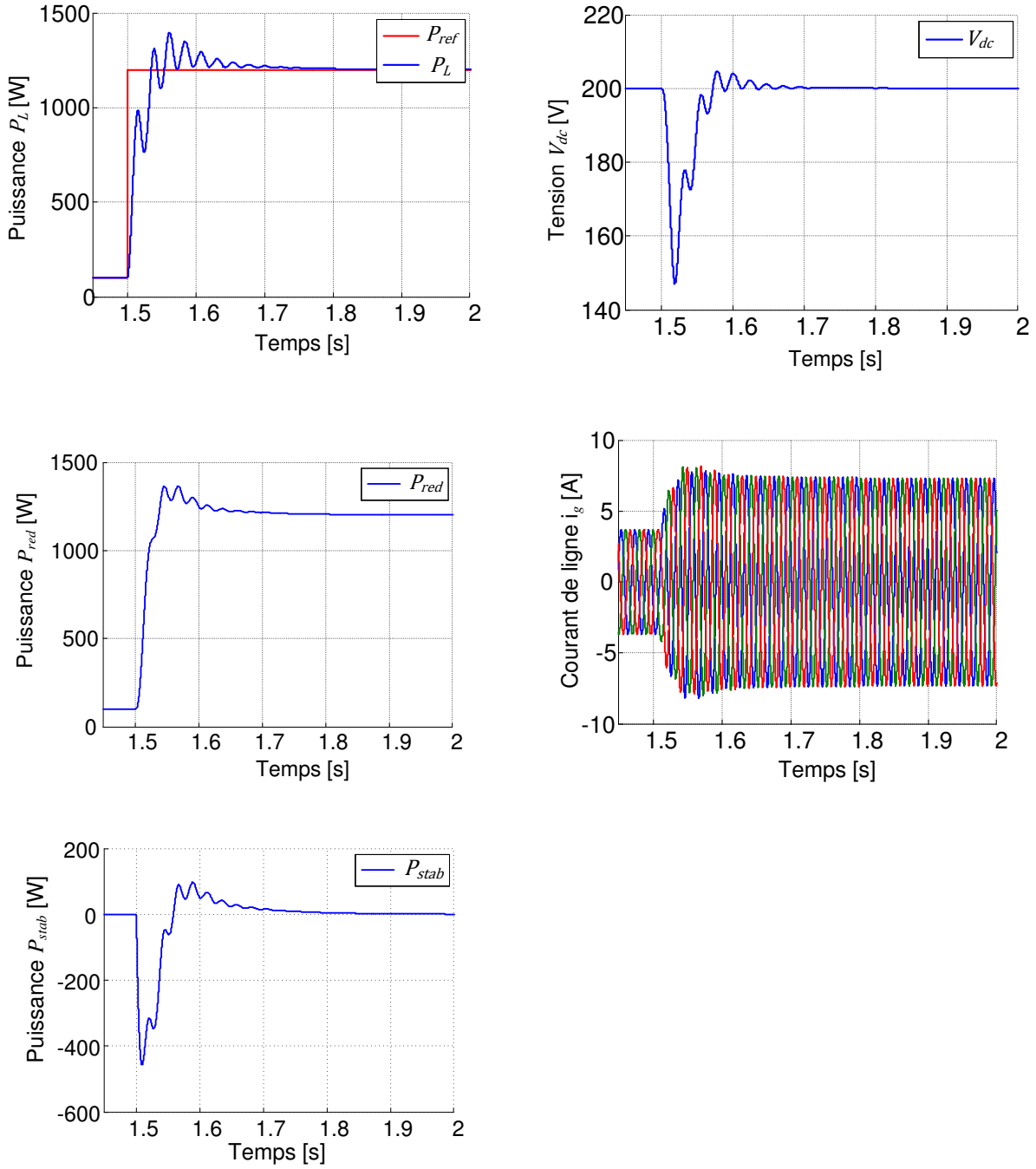


Figure 3-5 : Echelon de puissance de charge $P_L = 100W$ à $P_L = 1200W$ avec $K = 5\frac{P_{Lo}}{y_{dco}}$ (simulation)

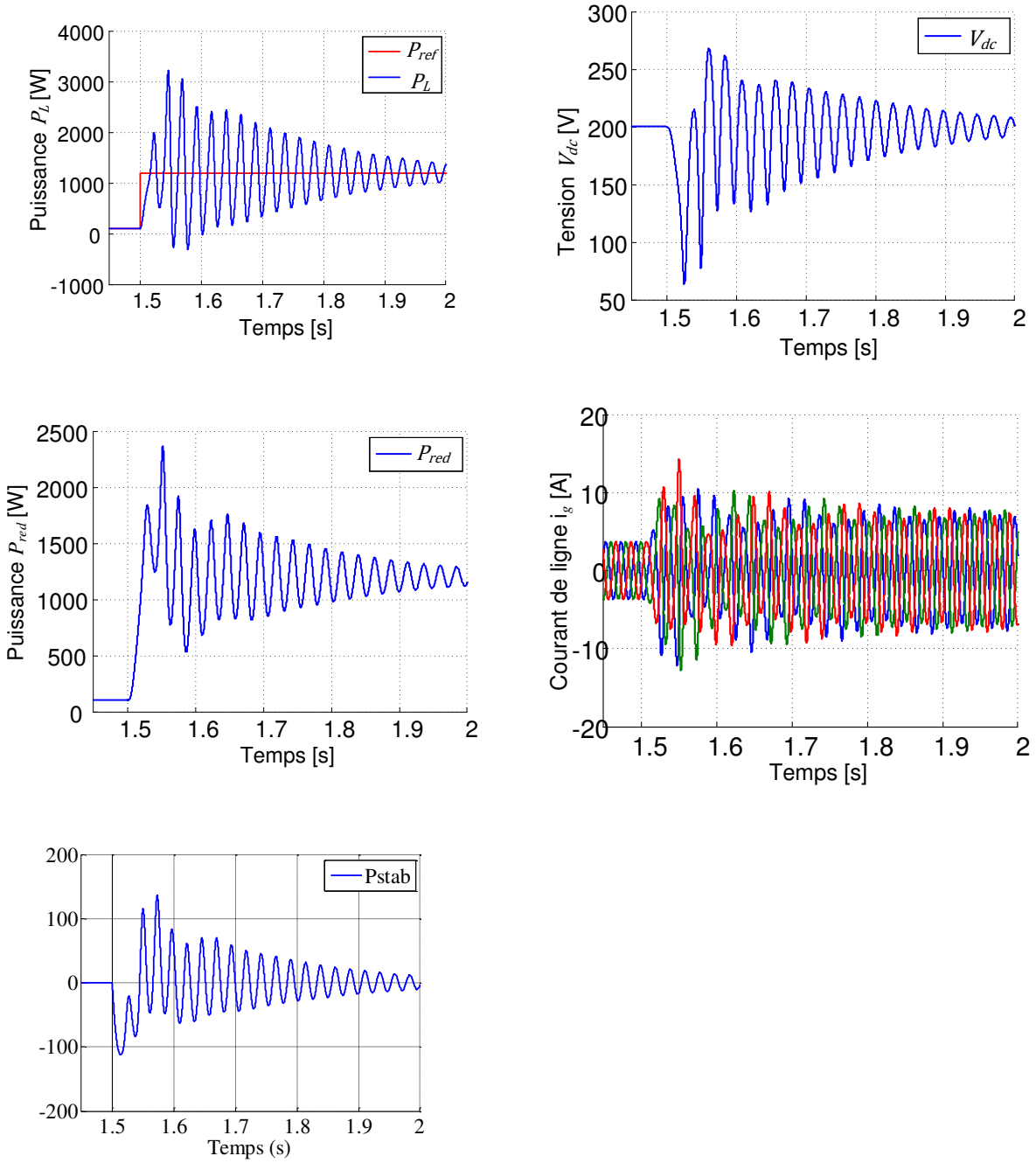


Figure 3-6 : Echelon de puissance de charge $P_L = 100W$ à $P_L = 1200W$ avec $K = 3\frac{P_{Lo}}{y_{dco}}$ (simulation)

3.2.3 Validation expérimentale de la méthode

Afin de valider notre méthode de stabilisation, nous avons réalisé différents tests sur notre banc expérimental. Celui-ci est composé d'une source de tension, un redresseur MLI avec un filtre d'entrée LCL et un filtre de sortie LC (voir la Figure 3-7). La charge est un actionneur (MSAP, Machine Synchrone à Aimants Permanents) dont les courants sont régulés de manière très performante lui donnant un comportement de type CPL. Nous avons ajouté à la commande de l'actionneur la loi de stabilisation présentée ci-dessus. Les paramètres du banc sont donnés dans la Tableau 3-1. Avec les paramètres expérimentaux, $P_{lim} \cong 360\ W$. Sachant que le courant de référence de la MSAP i_{dref}^{msap} est fixé à zéro, cette puissance limite correspond à un courant limite $i_{q\ lim}^{msap} = 6.2\ A$ selon les paramètres de l'actionneur.

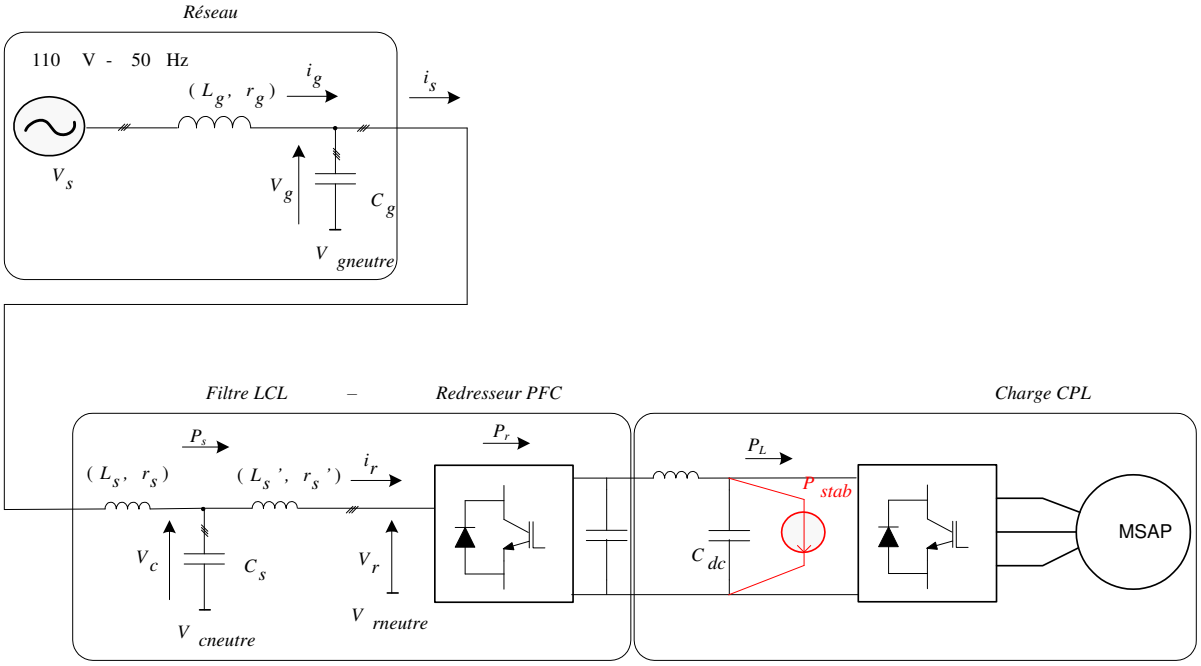
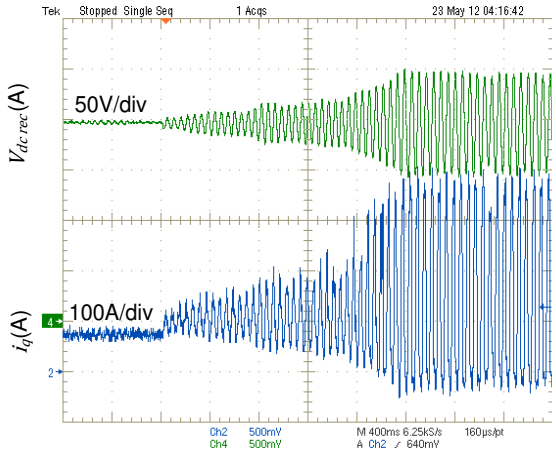
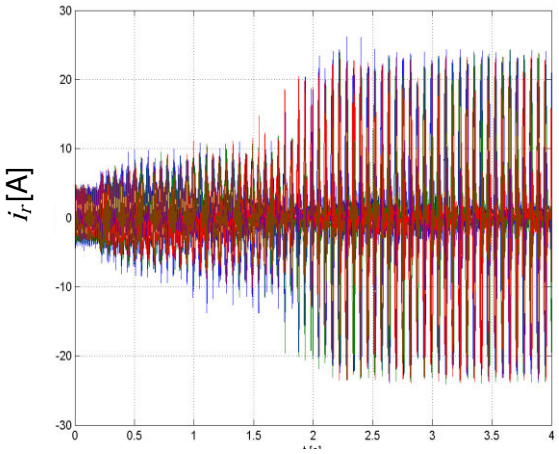


Figure 3-7 : Réseau du laboratoire

Dans un premier temps, la stabilisation est désactivée. Le courant de référence d'axe q de la MSAP passe soudainement de 5.5 A à 6.5 A (Figure 3-8), puis de 6.5 A à 5.5 A (Figure 3-9). Dans le premier cas, des oscillations importantes apparaissent sur la tension du bus DC tandis que le courant de ligne, côté source, oscille dans une amplitude de 500% par rapport à sa valeur initiale. Le système devient instable et la perturbation se propage du côté alternatif du redresseur. Ces résultats confirment le calcul de la puissance limite du système.

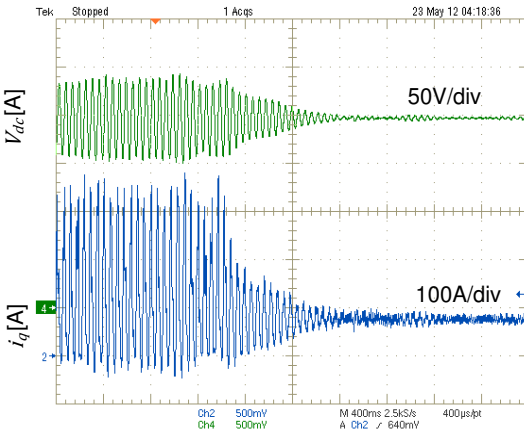


a) Tension du bus DC V_{dc}, courants i_q^{msap}

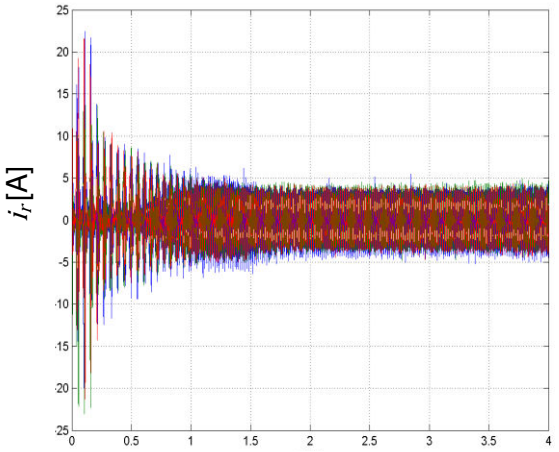


b) courants de charge i_r

Figure 3-8 : Echelon du courant de référence de charge $i_{qref}^{msap} = 5.5\ A$ puis $i_{qref}^{msap} = 6.5\ A$ avec $i_{dref}^{msap} = 0A$



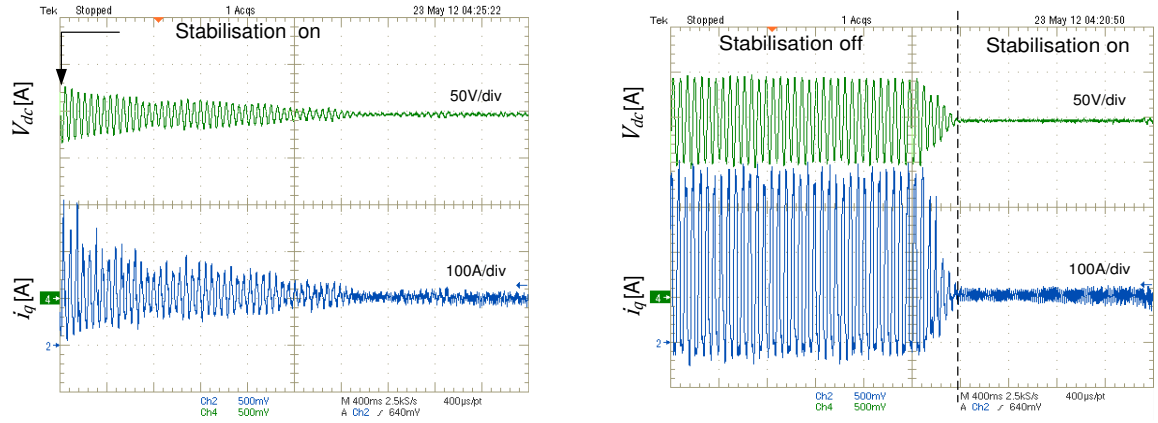
a) Tension du bus DC V_{dc}, courants i_q^{msap}



b) courants de charge i_r

Figure 3-9 : Echelon du courant de référence de la charge $i_{qref}^{msap} = 6.5\ A$ puis $i_{qref}^{msap} = 5.5\ A$ avec $i_{dref}^{msap} = 0A$

Afin de confirmer l'efficacité du stabilisateur et de voir l'influence du gain K, deux tests ont été réalisés avec deux valeurs de K. D'après les paramètres expérimentaux, $K_{min} = 120$. L'échelle de temps des trois courbes de la Figure 3-10 sont les mêmes. On peut en déduire que si on augmente la valeur de K, on accélère la stabilisation du système : plus K est grand, plus le système est rapidement stabilisé. Néanmoins, il est souhaitable de ne pas de trop augmenter K car les perturbations sur la puissance de charge peuvent devenir trop importantes. Un compromis doit donc être trouvé.



a) $K = 360$ **b)** $K = 600$

Figure 3-10 : Tension du bus DC (V_{dc})

Conclusion sur la stabilisation du bus DC

La méthode de stabilisation proposée présente l'avantage de ne pas dépendre du point de fonctionnement du système. Cela garantit que le système est efficace pour une grande gamme de points de fonctionnement. Ce stabilisateur est très simple à régler puisqu'il ne dépend que de deux paramètres ω_c et K. Le choix de ω_c est assez simple : $\omega_c \ll 1/\sqrt{L_{dc} \cdot C_{dc}}$ de manière à ce que le stabilisateur puisse détecter et compenser des oscillations dues à l'instabilité. La détermination de K quant à lui dépend de la condition (3-20) et résulte d'un compromis entre rapidité de fonctionnement et robustesse. En effet, plus K est grand, plus la stabilisation est importante. Néanmoins, un gain K trop grand risque de perturber le fonctionnement de la charge.

3.3 Stabilisation du bus AC par un agent dédié

3.3.1 Description et modélisation de l'agent stabilisateur

Dans la plupart des méthodes de stabilisation trouvées dans la littérature, il est nécessaire de pouvoir accéder à la commande de la charge redresseur pour la stabiliser. Or dans de nombreuses applications, les charges sont fournies telles quelles par les industriels, et il n'est pas possible d'accéder à leur commande. On propose donc de créer un agent externe entièrement dédié à la stabilisation du réseau. Celui-ci est composé d'un onduleur réversible alimenté du côté DC par une source de tension DC et filtré par un filtre L ou LCL (Figure **3-13**). Ce dispositif ressemble à un filtre actif à la différence près que l'objectif ici n'est pas le filtrage du courant du réseau, mais la stabilisation du réseau. A ce titre, d'autres architectures de filtrage actif pourraient également être envisagées, mais nous nous concentrons dans cette thèse sur la fonction de stabilisation et le dispositif d'électronique de puissance chargé de la réaliser restera celui montré de la Figure 3-11.

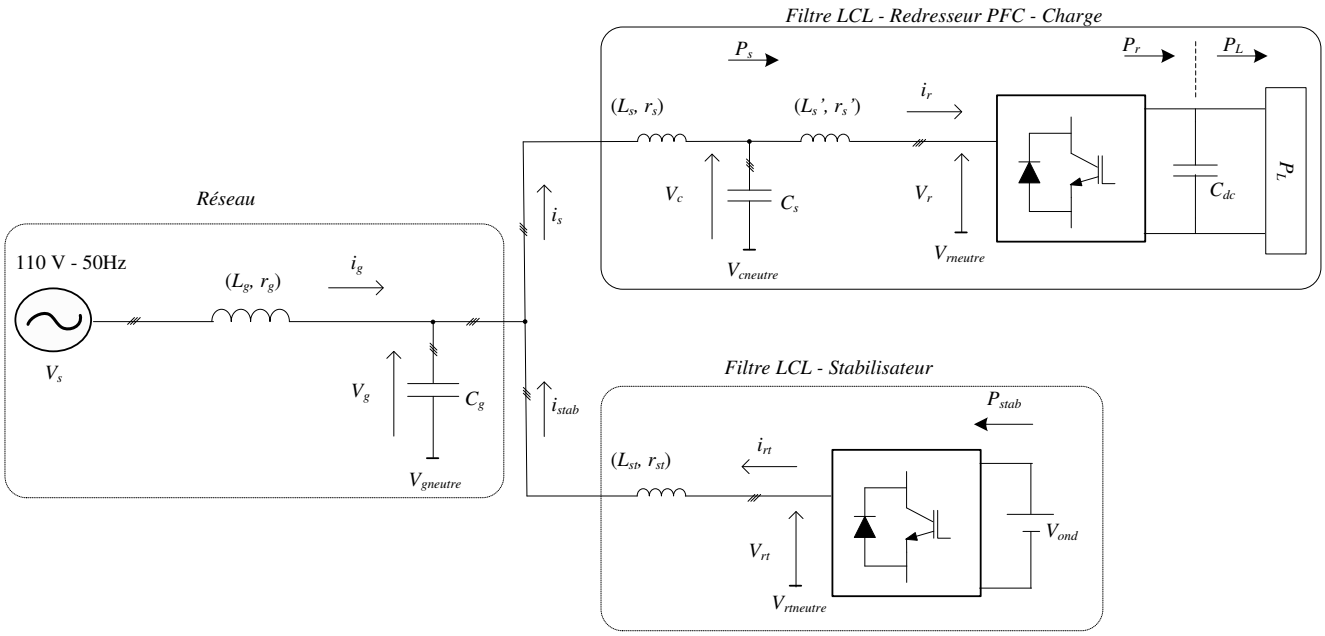


Figure 3-11 : Réseau avec un stabilisateur externe

Le rôle du stabilisateur est d'injecter des courants stabilisants dans le réseau lorsque cela est nécessaire. La boucle de régulation du stabilisateur est une commande à deux boucles imbriquées. La boucle rapide est la boucle de régulation en courant du stabilisateur, tandis que la boucle externe est la boucle de stabilisation. Le schéma de commande est donné sur la Figure 3-12.

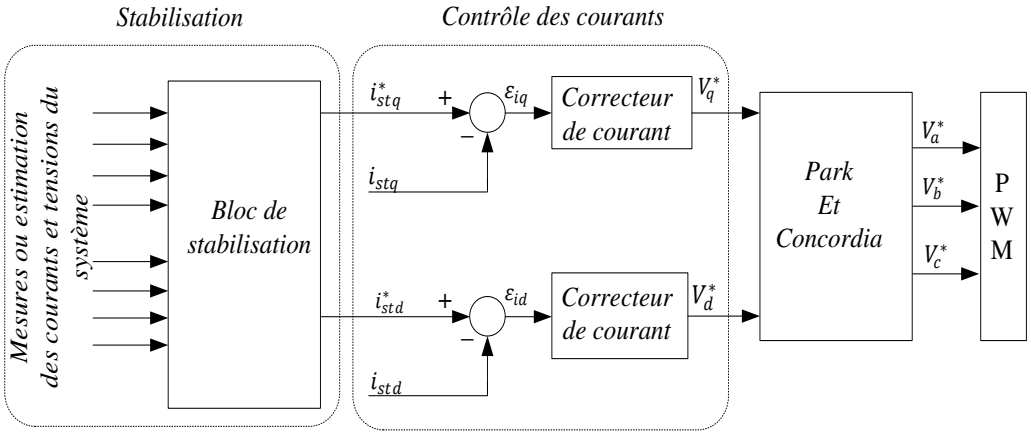


Figure 3-12 : Schéma de commande du stabilisateur

Afin de se concentrer sur la loi de stabilisation, on considère que le redresseur commandé est bien régulé et qu'il peut être considéré comme une charge à puissance constante (sous réserve de commandabilité), comme cela a été montré dans le chapitre 2. Sous réserve que le redresseur est idéal, la puissance en amont du redresseur P_r est P_{red}. De la même façon, on considère que la boucle de régulation en courant du stabilisateur est idéale et que les courants suivent parfaitement leur référence : $\boldsymbol{i_{stab}^{dq} = i_{st}^{dq*}}$. En supposant aussi que les pertes dans l'inductance L'_s sont négligeables, cela revient à considérer le système de la Figure **3-13**.

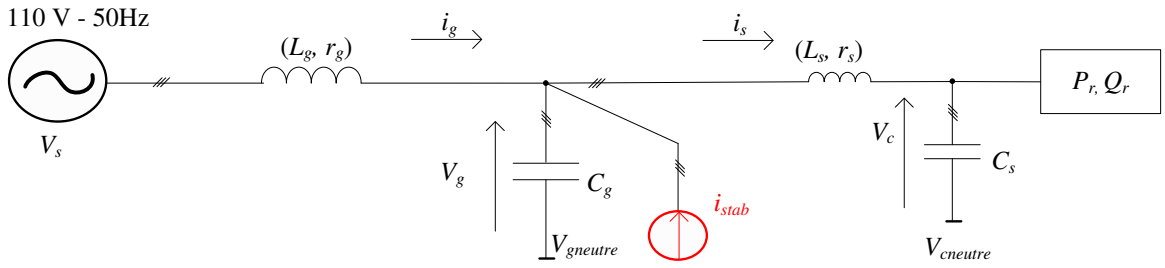


Figure 3-13 : Système simplifié

La représentation d'état du système simplifié est donnée par :

$$\dot{\boldsymbol{X}} = \boldsymbol{F}(\boldsymbol{X},\boldsymbol{U}) = \begin{bmatrix} (\boldsymbol{V_s^{dq}} - \boldsymbol{V_g^{dq}} - r_g.\boldsymbol{i_g^{dq}} - L_g.\boldsymbol{T}.\boldsymbol{i_g^{dq}})/L_g \\ (\boldsymbol{i_g^{dq}} + \boldsymbol{i_{stab}^{dq}} - \boldsymbol{i_s^{dq}} - C_g.\boldsymbol{T}.\boldsymbol{V_g^{dq}})/C_g \\ (\boldsymbol{V_g^{dq}} - \boldsymbol{V_c^{dq}} - r_s.\boldsymbol{i_s^{dq}} - L_s.\boldsymbol{T}.\boldsymbol{i_s^{dq}})/L_s \\ (\boldsymbol{i_s^{dq}} - \boldsymbol{i_r^{dq*}} - C_s.\boldsymbol{T}.\boldsymbol{V_c^{dq}})/C_s \end{bmatrix} \quad \textbf{(3.23)}$$

avec $\boldsymbol{X} = [\boldsymbol{i_g^{dq}} \quad \boldsymbol{V_g^{dq}} \quad \boldsymbol{i_s^{dq}} \quad \boldsymbol{V_c^{dq}}]$ et $\boldsymbol{U} = \boldsymbol{i_{stab}^{dq}}$

et $$\boldsymbol{i_r^{dq*}} = P_r.\begin{bmatrix} \dfrac{V_{cd}}{V_{cd}^2 + V_{cq}^2} \\ \dfrac{V_{cq}}{V_{cd}^2 + V_{cq}^2} \end{bmatrix}, \quad Q_r = 0$$

En utilisant le critère de stabilisabilité défini par l'équation *(3.9)*, on montre qu'un tel système est stabilisable (voir 3.1.3).

3.3.2 Stabilisation par approche petit signal

3.3.2.1 Commande par retour d'état

La commande par retour d'état à l'aide d'un placement de pôles permet de modifier le comportement dynamique en boucle fermée d'un système donné par sa représentation d'état. Pour cela, l'état du système est supposé connu à tout instant, ce qui est une hypothèse plutôt forte. Elle permet d'obtenir un système en boucle fermée dont les pôles sont placés de manière appropriée. Cette méthode s'applique uniquement aux systèmes linéaires. Le schéma bloc du système commandé est donné sur la Figure 3-14. Dans le cas où toutes les grandeurs d'état ne seraient pas mesurables, il est possible d'utiliser un observateur qui reconstruit l'état complet du système à partir des mesures disponibles sous condition d'observabilité du vecteur d'état.

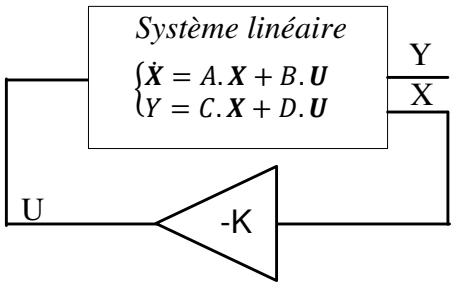


Figure 3-14 : Schéma bloc du retour d'état

L'équation (3.23) est linéarisée autour du point de fonctionnement $\boldsymbol{X_o}$. Soit le vecteur $\boldsymbol{\delta X}$ représentant de petites variations des variables d'état autour de $\boldsymbol{X_o}$, on obtient le système linéaire suivant :

$$\dot{\boldsymbol{\delta X}} = \boldsymbol{A}.\boldsymbol{\delta X} + \boldsymbol{B}.\boldsymbol{U} \qquad \textbf{(3.24)}$$

avec $$\boldsymbol{X} = \boldsymbol{X_o} + \boldsymbol{\delta X} \qquad \textbf{(3.25)}$$

$$\boldsymbol{A}=\begin{bmatrix} -{}^{r_g}/_{L_g} & \omega_e & -{}^{1}/_{L_g} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\omega_e & -{}^{r_g}/_{L_g} & 0 & -{}^{1}/_{L_g} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ {}^{1}/_{C_g} & 0 & 0 & \omega_e & -{}^{1}/_{C_g} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & {}^{1}/_{C_g} & -\omega_e & 0 & 0 & -{}^{1}/_{C_g} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & {}^{1}/_{L_s} & 0 & -{}^{r_s}/_{L_s} & 0 & -{}^{1}/_{L_s} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & {}^{1}/_{L_s} & 0 & -{}^{r_s}/_{L_s} & 0 & -{}^{1}/_{L_s} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & {}^{1}/_{C_s} & 0 & A_{77} & A_{78} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & {}^{1}/_{C_s} & A_{87} & A_{88} \end{bmatrix} \quad \textbf{(3.26)}$$

$$A_{77}=P_r\cdot\frac{V_{cqo}^2-V_{cdo}^2}{C_s.\left(V_{cdo}^2+V_{cqo}^2\right)^2}$$

$$A_{78}=\omega_e+P_r\cdot\frac{-2V_{cdo}.V_{cqo}}{C_s.\left(V_{cdo}^2+V_{cqo}^2\right)^2}$$

$$A_{87}=-\omega_e+P_r\cdot\frac{-2V_{cdo}.V_{cqo}}{C_s.\left(V_{cdo}^2+V_{cqo}^2\right)^2}$$

$$A_{88}=P_r\cdot\frac{V_{cdo}^2-V_{cqo}^2}{C_s.\left(V_{cdo}^2+V_{cqo}^2\right)^2}$$

$$\boldsymbol{B}=\begin{bmatrix} 0 & 0 & {}^{1}/_{C_g} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & {}^{1}/_{C_g} & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \quad \textbf{(3.27)}$$

Le stabilisateur sera commandé par un retour d'état de la forme :

$$\boldsymbol{U}=-\boldsymbol{K}.\boldsymbol{\delta X} \quad \textbf{(3.28)}$$

En utilisant (3.24) et (3.25), le système stabilisé peut être donné par (3.29).

$$\dot{\boldsymbol{\delta X}}=(\boldsymbol{A}-\boldsymbol{B}.\boldsymbol{K}).\boldsymbol{\delta X} \quad \textbf{(3.29)}$$

L'objectif est de trouver la matrice $\boldsymbol{K}$ qui garantit la stabilité du système : la partie réelle des valeurs propres de $\boldsymbol{A_c}=\boldsymbol{A}-\boldsymbol{B}.\boldsymbol{K}$ doit être suffisamment négative pour permettre de respecter les marges de stabilité.

Différentes méthodes de détermination des gains de la matrice $\boldsymbol{K}$ ont été développées depuis de nombreuses années. Elles ne font pas l'objet de ce mémoire et on se contente d'utiliser la commande "*place*" de MATLAB. Avec les paramètres donnés dans le tableau 2.1 du chapitre 2, et à l'aide de la commande "*place*" qui permet de placer les pôles de (3.29), la matrice de retour d'état $\boldsymbol{K}$ est numériquement déterminée pour le point de fonctionnement correspondant à $P_r=2400W$ et donnée par :

$$\boldsymbol{K} = \begin{bmatrix} -11{,}7544 & -3{,}1170 & 0{,}5039 & 0{,}0861 & 12{,}5984 & 4{,}8238 & 6{,}5963 & 2{,}3108 \\ 2{,}8405 & -12{,}1844 & 0{,}0396 & 0{,}3346 & 6{,}7788 & -3{,}7252 & 1{,}6181 & 0{,}8880 \end{bmatrix}^T \quad \textbf{(3.30)}$$

Système non stabilisé	Système stabilisé
$\lambda_1 = +8451.90$	$\lambda_1 = -5250$
$\lambda_2 = -8430.41$	$\lambda_2 = -5275$
$\lambda_3 = -85.93 + 4900.22\mathrm{i}$	$\lambda_3 = -5400$
$\lambda_4 = -85.93 - 4900.22\mathrm{i}$	$\lambda_4 = -5425$
$\lambda_5 = -87.28 + 4318.36\mathrm{i}$	$\lambda_5 = -5100$
$\lambda_6 = -87.28 - 4318.36\mathrm{i}$	$\lambda_6 = -5125$
$\lambda_7 = -176.59 + 162.01\mathrm{i}$	$\lambda_7 = -5500$
$\lambda_8 = -176.59 - 162.01\mathrm{i}$	$\lambda_8 = -5525$

Tableau 3-2 : Valeurs propres du système lorsque $P_r = 2400\ W$

3.3.2.2 Résultats de simulation

Le système (3.23) est simulé sur MATLAB/Simulink. Il est d'abord initialisé au point d'équilibre à P_r de 725 W, juste avant la limite de stabilité du système P_{lim} fixée à 730 W avec les paramètres nominaux du système. Un échelon de puissance jusqu'à 1000 W est ensuite appliqué à l'instant $t = 0{,}20\ s$. Comme on peut le voir sur la Figure 3-15, le système fournit parfaitement la puissance demandée dans le cas où il est stabilisé, tandis qu'il devient complètement instable sans dispositif de stabilisation.

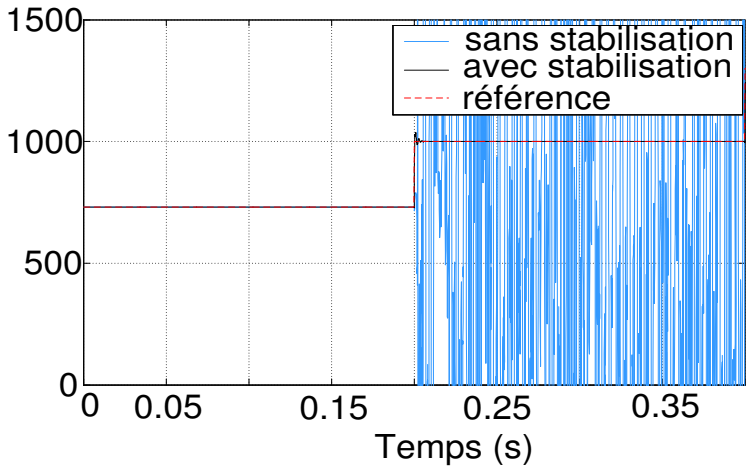


Figure 3-15 : Echelon de puissance de $P_r = 725\ W$ à $P_r = 1000\ W$ avec et sans stabilisation (simulation)

Le comportement du système stabilisé suite à un très grand échelon de puissance est également étudié par simulation. A l'instant $t = 1\ s$ le système passe d'une puissance P_r de 0 à 1500 W. La réponse de chaque partie du système (courant de ligne $\boldsymbol{i_r^{dq}}$, tension $\boldsymbol{V_c^{dq}}$, courant stabilisant $\boldsymbol{i_{stab}^{dq}}$ et puissance délivrée à la charge P_r) est donnée sur la Figure 3-16. Le système stabilisé parvient parfaitement à fournir la puissance nécessaire à la charge et l'action de stabilisation n'est engendrée qu'au moment de la phase transitoire, puis elle s'annule en régime permanent.

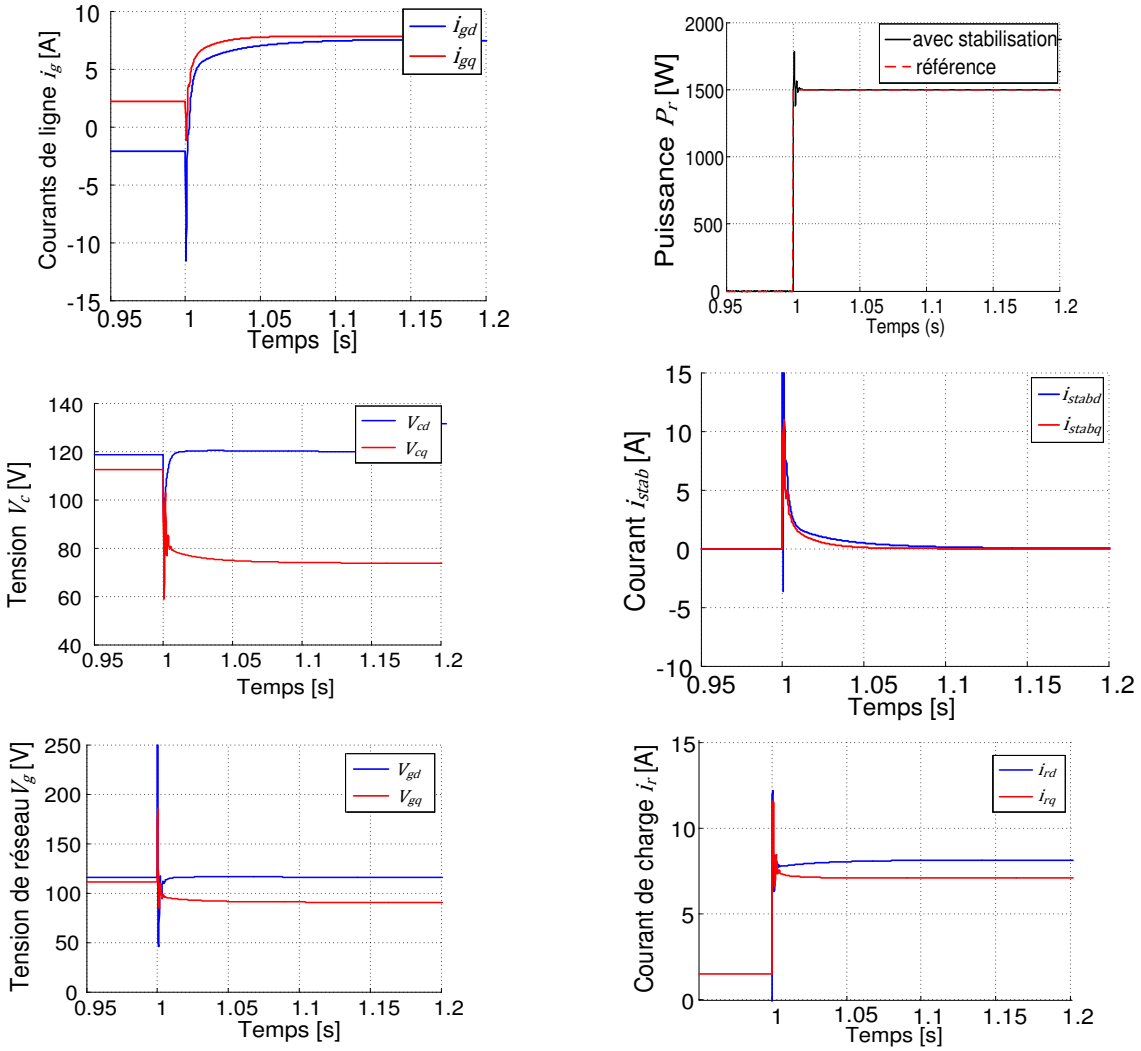


Figure 3-16 : Echelon de puissance de $P_r = 0\ W$ à $P_r = 1500\ W$ avec stabilisateur ($\lambda < -5\ 00$) (simulation)

3.3.2.1 Résultats expérimentaux

Le stabilisateur a été testé sur le banc expérimental du laboratoire. Les paramètres sont ceux donnés dans le Tableau 3-1. Dans un premier temps, l'action stabilisante du stabilisateur est inhibée, c'est-à-dire les courants stabilisants sont fixés à zéros. La consommation du stabilisateur avant l'action de stabilisation est en moyenne de 150 W (Figure 3-17).

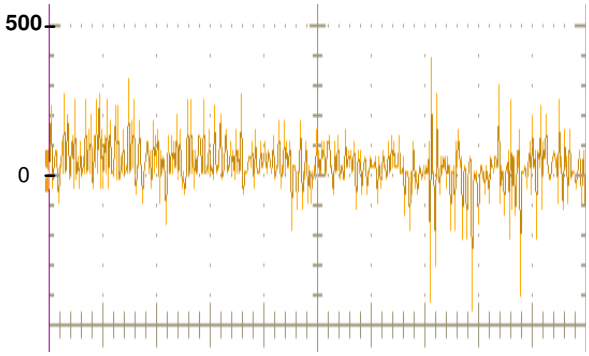


Figure 3-17 : Puissance consommée par le stabilisateur à vide

Pour tenir compte de la bande passante des régulateurs de courant du stabilisateur et accélérer le plus possible sa réponse, la contrainte sur les valeurs propres a été fixée à $\lambda < -1000$ dans les conditions expérimentales. La matrice de retour d'état $\boldsymbol{K}$ obtenue est donnée par :

$$\boldsymbol{K} = \begin{bmatrix} 0{,}9967 & -0{,}0147 & 0{,}1642 & 0{,}0862 & 2{,}9410 & 1{,}3929 & 0{,}6996 & 0{,}2789 \\ 0{,}0148 & 0{,}9970 & 0{,}0357 & -0{,}0074 & 0{,}7574 & -0{,}0892 & 0{,}1761 & -0{,}0225 \end{bmatrix}^T \quad \textbf{(3.31)}$$

La puissance de charge est fixée à $P_L = 1800\ W$ et le stabilisateur est d'abord arrêté, puis enclenché. Les résultats sont donnés sur la Figure 3-18. On remarque que l'instabilité n'est pas franche, dans le sens où le système ne diverge pas directement, mais il est rendu non contrôlable puisque le redresseur est dans l'incapacité de fournir la puissance demandée de 1800 W à la charge (Figure 3-18b). Lorsque le système est stabilisé, les courants de lignes sont plus propres (Figure 3-18a) et le redresseur fournit la puissance nécessaire à la charge. Les courants stabilisants ont une forme irrégulière et ne s'annulent pas lorsque le système est stabilisé. En effet, en simulation, le système reste à son état d'équilibre lorsqu'il atteint celui-ci. Il n'est alors plus nécessaire de compenser l'instabilité du système. En revanche, dans les systèmes réels, le point d'équilibre n'est jamais exactement atteint, et les régulateurs ajustent en permanence les grandeurs contrôlées. C'est pourquoi les courants de stabilisation ne s'annulent jamais. On remarque également que les courants de stabilisation sont beaucoup moins importants sur le banc expérimental qu'en simulation pour la même puissance $P_L = 1800\ W$. Cela s'explique par le fait que les boucles de régulations du système ne sont pas aussi rapides qu'en simulation. De ce fait, les marges de stabilité sont meilleures en pratique et le système se stabilise avec des courants stabilisants plus faibles en pratique.

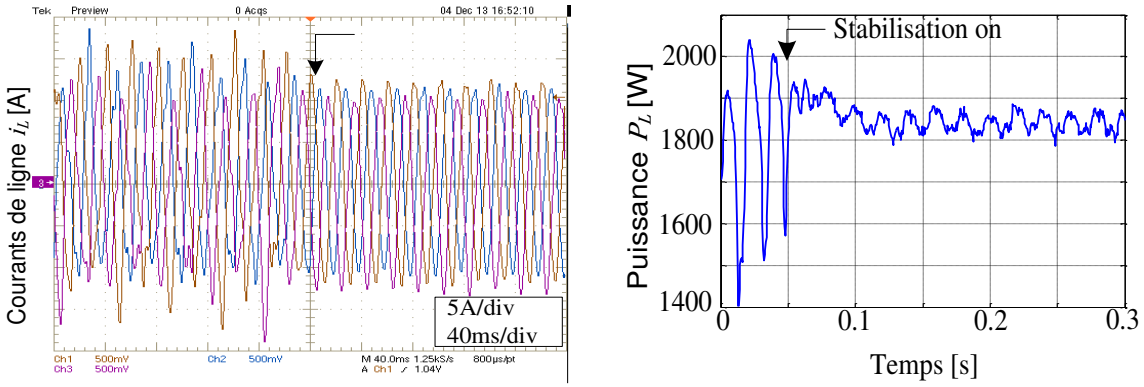


Figure 3-18 : Réponse du système à $P_L = 1800\ W$ sans et avec le stabilisateur

Le comportement du stabilisateur lors d'un échelon de puissance de charge est maintenant testé. La puissance de charge passe d'un état instable à $P_L = 1450W$ à un état encore plus loin de la limite de stabilité à $P_L = 1800W$ à l'instant $t = 0.1s$. Les résultats sont donnés sur la Figure 3-19. On voit bien que le stabilisateur parvient à maintenir la stabilité du système sans engendrer des pics importants sur les courants de stabilisation $\boldsymbol{i_{stab}^{dq}}$, et sur les autres grandeurs du système (courants de ligne $\boldsymbol{i_g^{dq}}$ et tension $\boldsymbol{V_c^{dq}}$). Néanmoins, il est à noter que le stabilisateur est plus sollicité pendant la phase transitoire de charge. Cela entraîne des perturbations sur les tensions $\boldsymbol{V_c^{dq}}$ et sur les courants $\boldsymbol{i_g^{dq}}$, mais celles-ci sont acceptables.

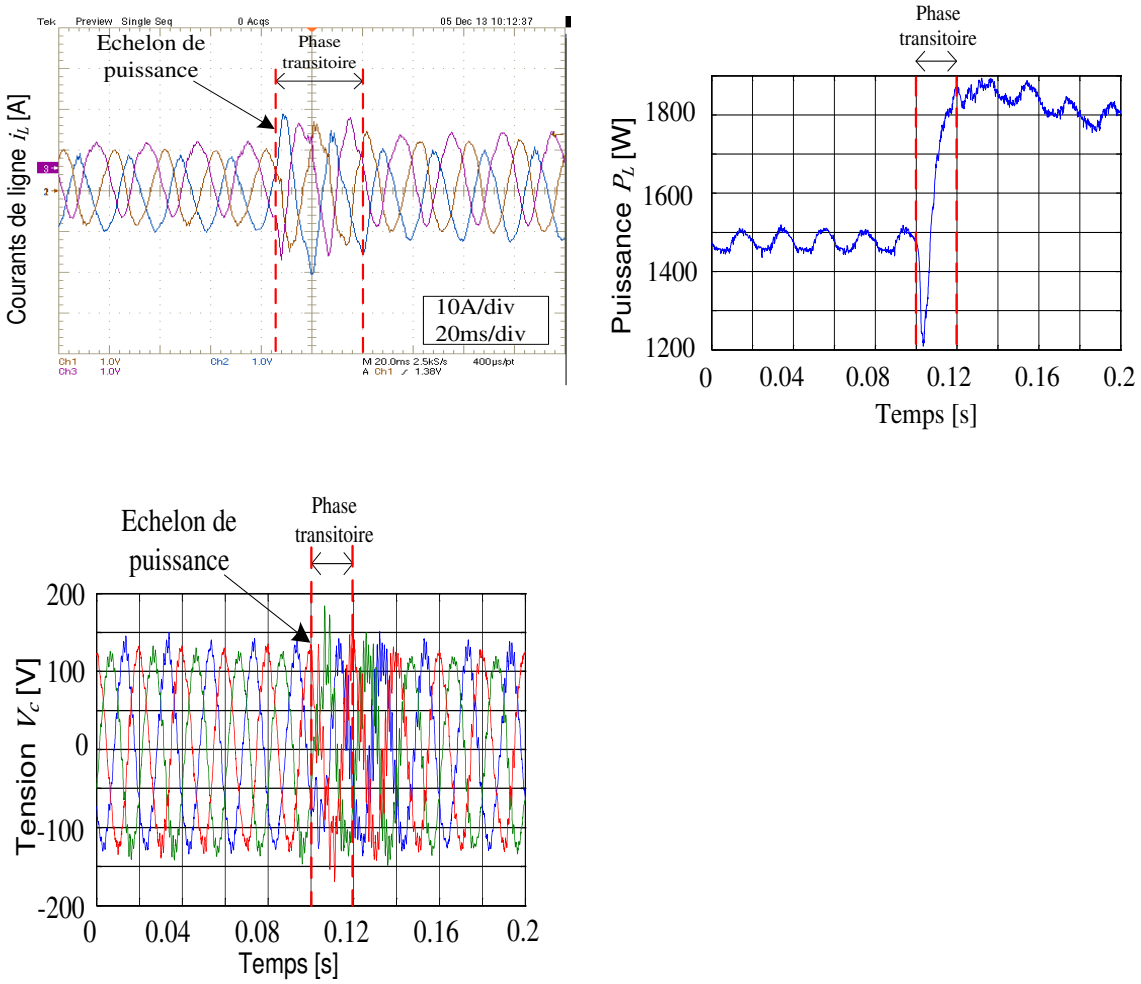


Figure 3-19 : Réponse du système avec stabilisateur après un échelon de $P_L = 1450\ W$ à $P_L = 1800\ W$

Le comportement du stabilisateur en présence d'une charge non linéaire est maintenant testé afin de voir si le fonctionnement du stabilisateur est perturbé. On place en parallèle du redresseur un pont de diodes triphasé pour créer des conditions fortement non linéaires et générer des harmoniques basses fréquences. Le stabilisateur doit continuer à stabiliser le système sans trop chercher à compenser ces harmoniques car cela augmenterait considérablement sa consommation énergétique.

Avec l'ajout du pont de diodes, la limite de stabilité est repoussée ($P_{lim}^{pont} = 1730\ W$) car il ajoute de l'amortissement au système. La Figure 3-20 montre la forme d'onde des courants dans un cas proche de la limite de stabilité. Lorsque le système est dans la zone instable (Figure 3-21), le stabilisateur parvient à maintenir la stabilité du système. Néanmoins, on remarque qu'il agit légèrement sur la forme d'onde des courants consommés par le pont de diodes. La stabilisation est donc toujours maintenue en cas de présence de charges non linéaires, mais elle n'est pas sans effet sur celles-ci.

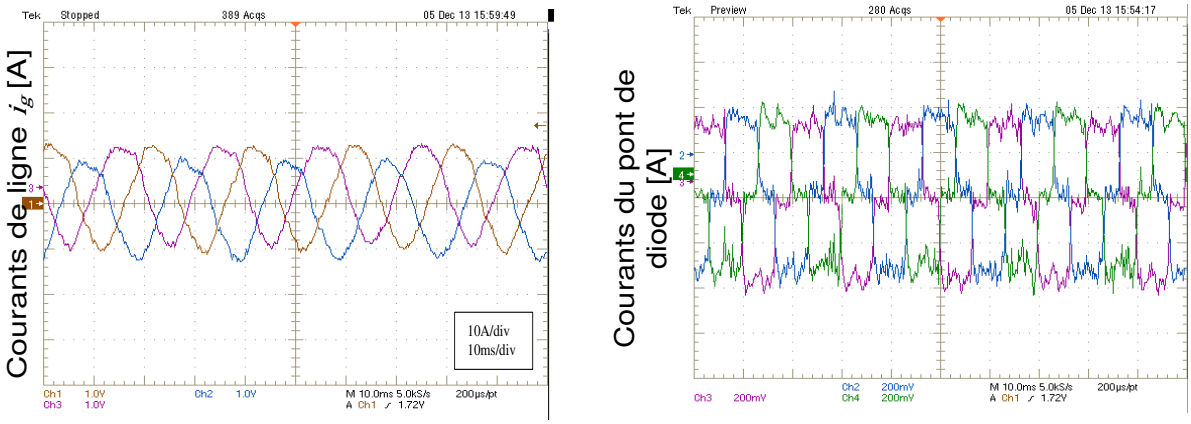


Figure 3-20 : Réponse du système sans stabilisateur à $P_L = 1700\ W$ en présence d'un pont diodes

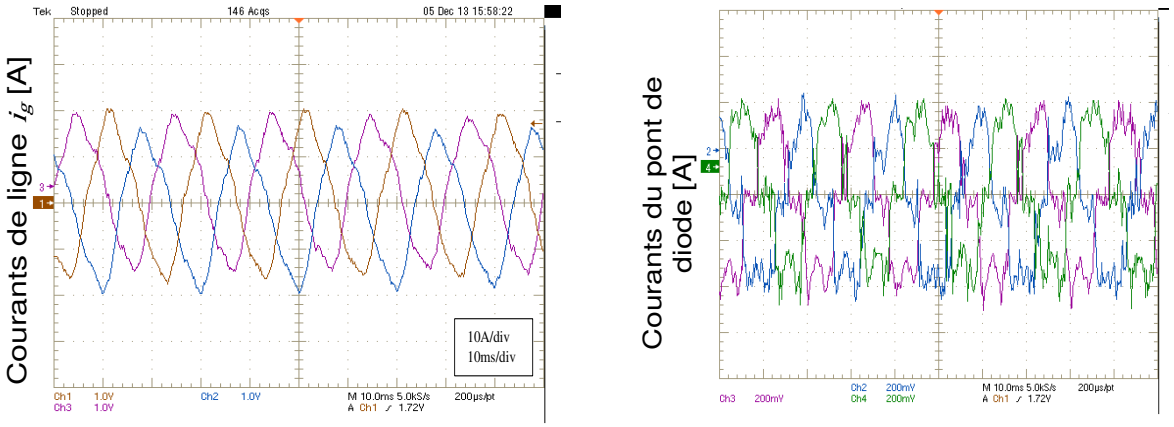


Figure 3-21 : Réponse du système avec stabilisateur à $P_L = 1800\ W$ en présence d'un pont diodes

Enfin, on suppose maintenant que le système est alimenté par une source déséquilibrée. Le déséquilibre est assez important pour mieux mettre en avant ses conséquences sur le système. Le déséquilibre est créé en introduisant des résistances de valeurs différentes sur chaque phase (Figure 3-22). Par conséquent, les niveaux de tensions au point d'interconnexion sont :

- Phase A : 92,4 V
- Phase B : 72,9 V
- Phase C : 92,6 V

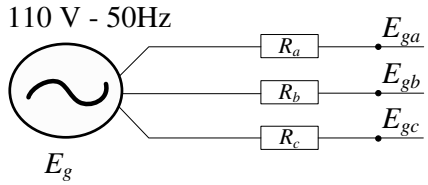


Figure 3-22 : Création d'un réseau déséquilibré

La tension d'alimentation du système étant inférieure à celle utilisée pour toutes les autres études, il n'est pas possible de comparer les résultats concernant les limites de stabilité en mode stabilisé ou non. Ce qui importe ici est de montrer le comportement du stabilisateur en régime déséquilibré. La Figure 3-23 montre le comportement du système en présence du stabilisateur avec une puissance de charge de 930 W. On remarque que le déséquilibre est maintenu sur les courants de ligne i_L (Figure 3-23a), ce qui signifie que le stabilisateur ne compense pas les déséquilibres du système. Ceci est plutôt un bon point puisque ce n'est pas son rôle. En revanche, on remarque que la puissance fournie à la charge oscille assez fortement autour de la valeur de référence (Figure 3-23b). En effet, le déséquilibre crée une composante alternative à la pulsation $2\omega_e$ lorsque l'on passe dans le repère tournant dq. Ces oscillations perturbent fortement les régulateurs de courant, et particulièrement la boucle de courant du redresseur commandé. Des lois de commandes existent pour éviter cela et ont été montrées au paragraphe 2.1.2.3 du chapitre 2.

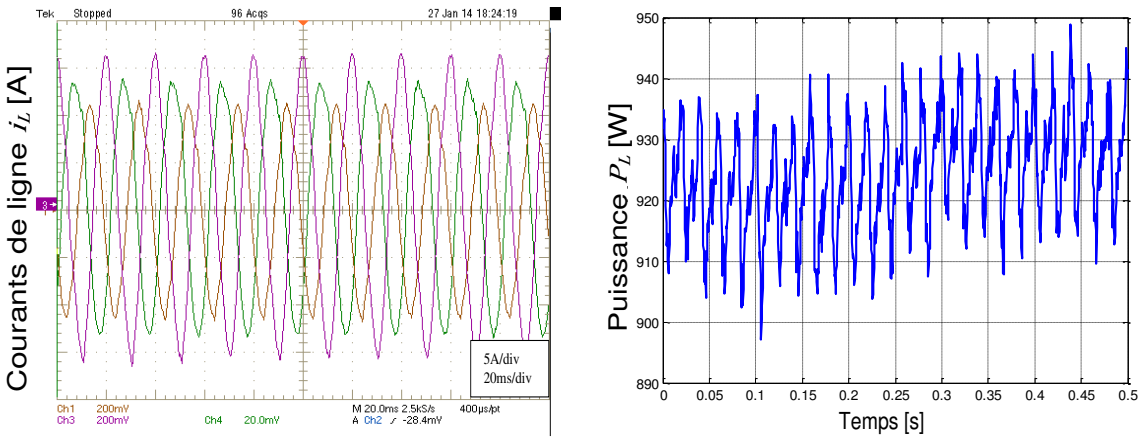


Figure 3-23 : Système avec stabilisateur à $P_L = 930\ W$

3.3.2.2 Bassins d'attraction

La Figure 3-24 donne le champs de potentiel du système stabilisé lorsque $P_r = 2000\ W$ avec $Re(\lambda) < -500$. Avec de tels paramètres, la stabilité du système est assurée pour des perturbations sur $\boldsymbol{V_c^{dq}}$ de 55 V selon l'axe d et 40 V selon l'axe q. Les Figure 3-25 et Figure 3-26 montrent l'évolution du bassin d'attraction en fonction de la puissance de la charge et en fonction de la valeur de réglage de la marge de robustesse. Comme on peut s'y attendre, plus la puissance de charge est importante, plus la taille du bassin d'attraction diminue. En effet la stabilisation repousse la limite de stabilité du système mais l'influence de la puissance reste la même que sans stabilisation. De plus, plus $Re(\lambda)$ diminue, plus la taille du bassin d'attraction augmente également. En effet, la marge de robustesse augmente et il est donc logique d'améliorer la taille du bassin d'attraction du système. Mais en contrepartie, plus $Re(\lambda)$ diminue, plus la réponse du système est rapide, mais plus l'effort de stabilisation pendant la phase transitoire est importante. Le choix de $Re(\lambda)$ résulte donc d'un compromis entre efficacité de la stabilisation et l'effort qu'il nécessité.

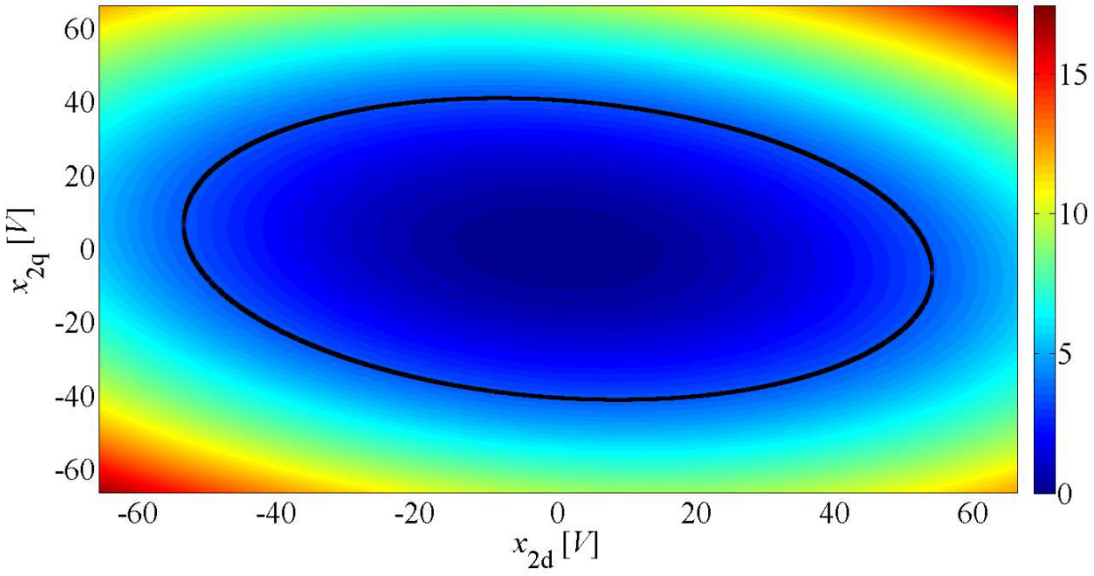


Figure 3-24 : Champs de potentiel et bassin d'attraction du système (3.23) avec la loi de stabilisation (3.28) lorsque $P_r = 2000\ W$ et $Re(\lambda) < -500$.

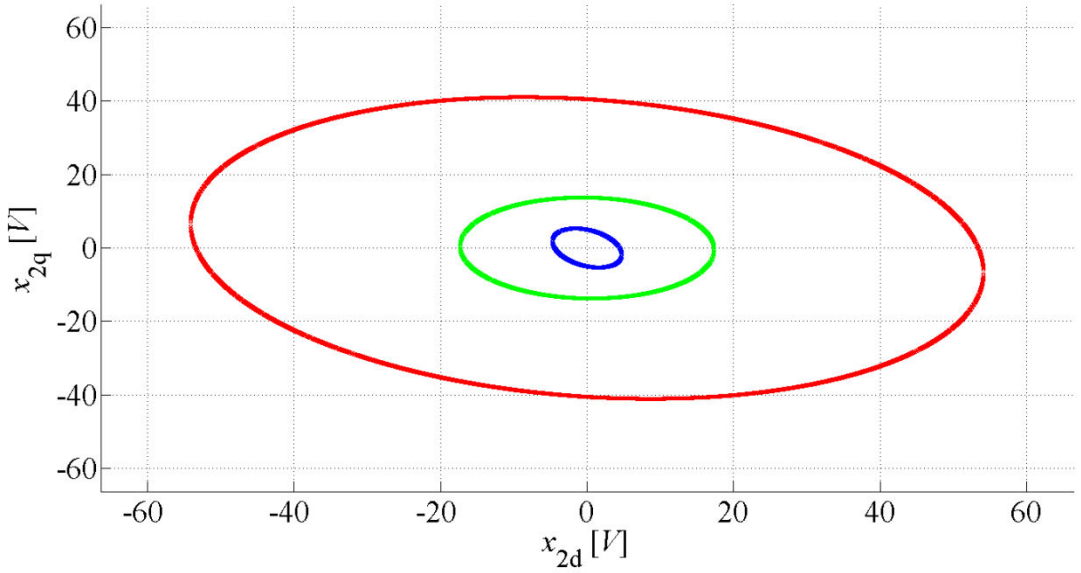


Figure 3-25 : Bassin d'attraction du système (3.23) avec la loi de stabilisation (3.28) lorsque $Re(\lambda) < -500$ et : $P_r = 2000\ W$ (en rouge), $P_r = 3000\ W$ (en vert), $P_r = 4000\ W$ (en bleu).

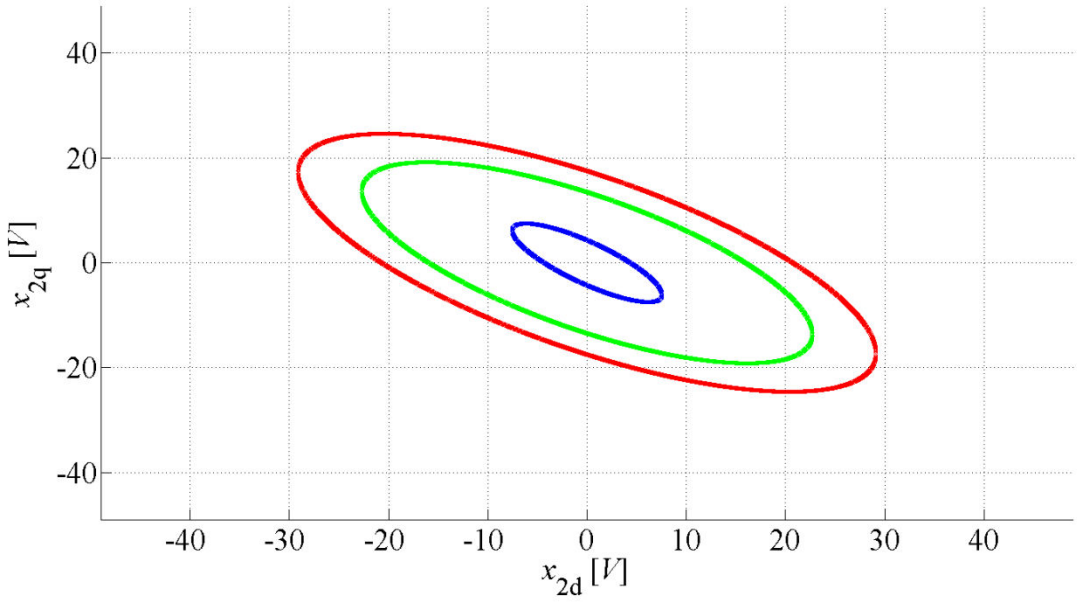


Figure 3-26 : Bassin d'attraction du système (3.23) avec la loi de stabilisation (3.28) lorsque $P_r = 4000\ W$ et : $Re(\lambda) < -500$ (en bleu), $Re(\lambda) < -1000$ (en vert), $Re(\lambda) < -2000$ (en rouge).

Conclusion sur l'approche petit signal

L'approche petit signal, bien que basée sur l'approximation du système, donne de bons résultats concernant la stabilisation du système pour tous les points de fonctionnement. La limite de stabilité est améliorée. La limite de stabilité du dispositif expérimental passe de 1380W sans la stabilisation (chapitre 2) à plus de 1800W avec la stabilisation, soit un gain de 30%. Le dimensionnement du stabilisateur avec cette méthode est facile car elle utilise des outils largement répandus.

3.3.3 Stabilisation par approche large signal

3.3.3.1 Stabilisation par Takagi-Sugeno

On a vu dans le chapitre 1 que la modélisation TS permet de rendre compte de manière linéaire des non linéarités du système, sans perte d'information. A partir du modèle TS, il est possible de dimensionner un retour d'état qui résulte de la combinaison des retours d'état de chaque sous-modèle linéaire. C'est dans la détermination d'une loi de stabilisation par retour d'état que la modélisation TS trouve tout son intérêt puisqu'elle permet d'utiliser les outils linéaires, telles que les méthodes de placement de pôles.

Le modèle TS peut être utilisé dans le but de déterminer des lois de commandes. Comme dans le cas précédent, nous décidons d'injecter un courant stabilisant $\boldsymbol{u} = [\boldsymbol{i}_{\boldsymbol{stab}}^{\boldsymbol{dq}}]$ en amont du filtre du redresseur. La commande stabilisante résultante est donc la somme pondérée par la fonction d'activation des courants de référence. Le modèle TS, détaillé en (2.49) dans le chapitre 2 devient :

$$\dot{\boldsymbol{X}}(t) = \sum_{i=0}^{1}\sum_{j=0}^{1}\sum_{k=0}^{1} \mu_{ijk}(x_d, x_q).\left[\boldsymbol{A_{ijk}}.\boldsymbol{x_t}(t) + \boldsymbol{B_{ijk}}.\boldsymbol{u}(t)\right] \quad \textbf{(3.32)}$$

avec $$\boldsymbol{x_t} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{i_{gt}^{dq}} \\ \boldsymbol{V_{gt}^{dq}} \\ \boldsymbol{i_{st}^{dq}} \\ \boldsymbol{V_{ct}^{dq}} \end{bmatrix} \quad \textbf{(3.33)}$$

$$\mu_{ijk}(x_d, x_q) = F_1(x_d, x_q).F_2(x_d, x_q).F_3(x_d, x_q) \quad \textbf{(3.34)}$$

$$A_{ijk} = \begin{bmatrix} -r_g/L_g & \omega_e & -1/L_g & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\omega_e & -r_g/L_g & 0 & -1/L_g & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1/C_g & 0 & 0 & \omega_e & -1/C_g & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/C_g & -\omega_e & 0 & 0 & -1/C_g & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/L_s & 0 & -r_s/L_s & \omega_e & -1/L_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1/L_s & -\omega_e & -r_s/L_s & 0 & -1/L_s \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1/C_s & 0 & \frac{1}{C_s}(c_1 f'_1 + c_3 f'_1 f'_2) & \frac{1}{C_s}(c_2 f'_1 + c_3 f'_1 f'_3) + \omega \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1/C_s & \frac{1}{1C_s}(c_4 f'_1 + c_6 f'_1 f'_2) - \omega & \frac{1}{C_s}(c_5 f'_1 + c_6 f'_1 f'_3) \end{bmatrix} \quad \textbf{(3.35)}$$

$$\boldsymbol{B_{ijk}} = \boldsymbol{B} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1/\mathrm{C}_g & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1/\mathrm{C}_g & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \quad \textbf{(3.36)}$$

Commandes stabilisantes

Il existe dans la littérature des multi-modèles TS, deux grandes approches pour stabiliser un système par retour d'état [CHA02].

La première méthode, appelée "Parallel Distributed Compensation" (PDC), consiste à construire un retour d'état pour chaque sous-modèle. La loi de commande globale $\boldsymbol{u}$ est la somme pondérée de chaque retour d'état par la fonction d'activation. Elle est de la forme :

$$\boldsymbol{u}(t) = -\sum_{i=0}^{1}\sum_{j=0}^{1}\sum_{k=0}^{1} \mu_{ijk}(x_d, x_q).\boldsymbol{K_{ijk}}.\boldsymbol{x_t}(t) \quad \textbf{(3.37)}$$

Dans ce cas, le système stabilisé s'écrit :

$$\dot{\boldsymbol{X}}(t) = \sum_{i=0}^{1}\sum_{j=0}^{1}\sum_{k=0}^{1} \mu_{ijk}(x_d, x_q).\left[\boldsymbol{A_{ijk}}.\boldsymbol{x_t}(t) - \boldsymbol{B_{ijk}}.\sum_{l=0}^{1}\sum_{m=0}^{1}\sum_{n=0}^{1} \mu_{lmn}(x_d, x_q).\boldsymbol{K_{lmn}}.\boldsymbol{x_t}(t)\right] \quad \textbf{(3.38)}$$

Cette loi introduit des termes croisés comme par exemple le modèle $(\boldsymbol{A_{000}}, \boldsymbol{B_{000}})$ avec le retour $\boldsymbol{K_{001}}$. Dans le cas général, il faut donc que les matrices de retour d'état $\boldsymbol{K_{lmn}}$ assurent la stabilité de chaque sous-modèle propre $(\boldsymbol{A_{lmn}}, \boldsymbol{B_{lmn}})$ et de tous les autres sous-modèles $(\boldsymbol{A_{ijk}}, \boldsymbol{B_{ijk}})$ (termes croisés). Bien que cette méthode soit simple, elle a pour principal inconvénient de multiplier les contraintes de dimensionnement à cause des termes croisés qui vont exploser avec le nombre de non linéarités du modèle.

Pour pallier cela, une approche, appelée "Compensation et Division pour modèles Flous" (CDF), vise à générer un retour d'état qui découple les termes croisés et simplifie considérablement les contraintes de dimensionnement. Elle s'applique uniquement aux systèmes dont les matrices d'entrée $\boldsymbol{B_{ijk}}$ sont positivement linéairement indépendantes, i.e. $\exists \alpha_{ijk}$ tel que $\boldsymbol{B_{ijk}} = \alpha_{ijk}.B, \forall (i,j,k) \in \{0,1\}^3$. Dans ce cas, la commande est définie par :

$$\boldsymbol{u}(t) = -\frac{\sum_{i=0}^{1}\sum_{j=0}^{1}\sum_{k=0}^{1}\mu_{ijk}(x_d, x_q).\alpha_{ijk}.\boldsymbol{K_{ijk}}}{\sum_{i=0}^{1}\sum_{j=0}^{1}\sum_{k=0}^{1}\mu_{ijk}(x_d, x_q).\alpha_{ijk}}.\boldsymbol{x_t}(t) \quad \textbf{(3.39)}$$

Dans le cas particulier où les matrices d'entrée sont colinéaires, le système en boucle fermée peut donc s'écrire sans les termes croisés et la stabilité est garantie simplement si tous les sous-modèles $\left(\boldsymbol{A_{ijk}} - \boldsymbol{B}.\boldsymbol{K_{ijk}}\right)$ sont stables [CHA02].

Application à notre système

Pour le système étudié, les matrices d'entrée sont constantes égales à $\boldsymbol{B}$ d'après (3.36). Les matrices sont donc par nature colinéaires soit $\forall(i,j,k) \in \{0,1\}^3$, $\alpha_{ijk} = 1$.

Sachant que $$\sum_{i=0}^{1}\sum_{j=0}^{1}\sum_{k=0}^{1}\mu_{ijk}(x_d, x_q) = 1 \quad \textbf{(3.40)}$$

La commande s'écrit donc

$$\boldsymbol{u}(t) = -\sum_{i=0}^{1}\sum_{j=0}^{1}\sum_{k=0}^{1}\mu_{ijk}(x_d, x_q).\boldsymbol{K_{ijk}}.\boldsymbol{x_t}(t) \quad \textbf{(3.41)}$$

On peut noter que la loi (3.38) représente une commande PDC, mais grâce au fait que $\boldsymbol{B_{ijk}} = \boldsymbol{B}$ les termes croisés disparaissent dans l'analyse de la stabilité large signal [CHA02]. Le système d'état stabilisé est finalement de la forme

$$\dot{\boldsymbol{x_t}}(t) = \sum_{i=0}^{1}\sum_{j=0}^{1}\sum_{k=0}^{1}\mu_{ijk}(x_d, x_q).\left[\boldsymbol{A_{ijk}} - \boldsymbol{B}.\boldsymbol{K_{ijk}}\right].\boldsymbol{x_t}(t) \quad \textbf{(3.42)}$$

Il s'agit maintenant de déterminer les matrices $\boldsymbol{K_{ijk}}$ qui assurent la stabilité de chaque sous-modèle associé. On choisit pour cela d'utiliser la méthode classique de placement de pôles qui assure que chaque retour d'état est stable. Les huit matrices $\boldsymbol{K_{ijk}}$ correspondants aux huit sous modèles sont définies à l'aide de la commande "*place*" de MATLAB.

Dimensionnement des matrices de retour d'état

Le modèle TS du système a été développé au chapitre 2 selon plusieurs éléments qui sont rappelées ici. Le système est centré autour du point d'équilibre où la puissance de charge P_L est égale à 2400 W, avec les bornes du modèle TS telles que $x_d \in [-100\,V, +100\,V]$ et $x_q \in [-100\,V, +100\,V]$. Les huit pôles associés à chacun des huit sous-modèles sont déterminés de la même façon que présentée dans le §3.3.2.1, en utilisant la commande "*place*" de MATLAB. Les valeurs propres sont choisies autour de –5000. On obtient des matrices de retour d'état plutôt

proches. Ceci s'explique par le fait que les matrices $\boldsymbol{A_{ijk}}$ relatives à chaque sous-modèle sont par construction très proches l'une de l'autre.

Stabilisation TS filtre LCL : simulation

Le système décrit par la représentation d'état (3.23) est simulé sur MATLAB/Simulink dans les mêmes conditions que pour le paragraphe précédent. On réalise un échelon de puissance de charge de P_r de 0 à 1500 W. Les résultats de simulation sont donnés sur la Figure 3-27. On remarque que le système fournit correctement la puissance nécessaire à la charge et que toutes les autres grandeurs sont bien stables. Néanmoins, la réaction du stabilisateur au moment de l'échelon est très importante. Le système est bien amorti mais en contrepartie d'une réaction très forte du stabilisateur. On verra que ce comportement transitoire important ne se retrouve pas expérimentalement car le modèle étudié correspond à un cas extrême où tous les régulateurs sont idéaux. Or ce n'est pas le cas pour les systèmes réels, ce qui diminue fortement les perturbations que pourraient engendrer le stabilisateur.

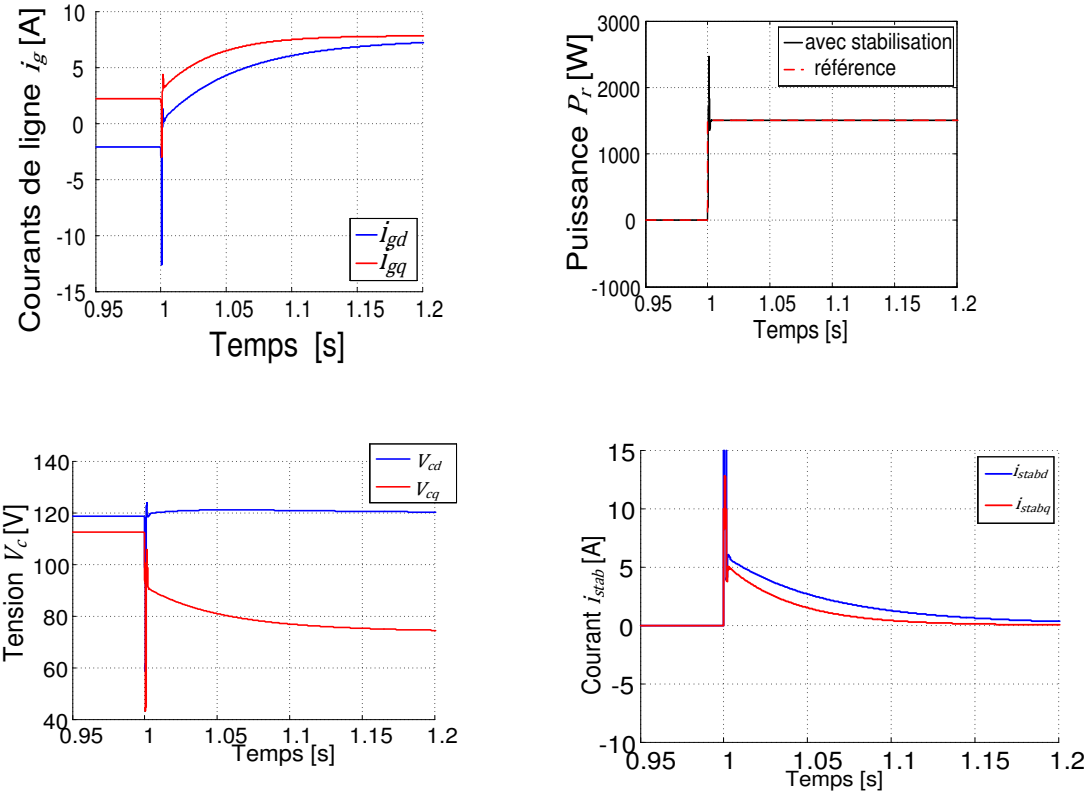


Figure 3-27 : Echelon de puissance de $P_r = 0\ W$ à $P_r = 1500\ W$ avec stabilisateur ($Re(\lambda) < -5\ 000$)

Remarque : La stabilisation du système étudié avec un filtre LCL n'a pas pu être testée expérimentalement suite à des problèmes liés à l'implémentation de la commande sur le système dSPACE, malgré l'aide du développeur. En fait, lors de l'implémentation de la loi de commande (3.39), le système DS1005 génère une erreur d'origine inconnue et nos multiples échanges avec les ingénieurs dSPACE n'ont pas permis de résoudre le problème. C'est pourquoi nous nous sommes contentés de tester cette loi de stabilisation sur un système ayant un simple filtre L en entrée du redresseur. Ceci n'est pas gênant car le phénomène d'instabilité est similaire et les non linéarités du système sont identiques. Le modèle du nouveau système est donné en annexe C.

Stabilisation TS filtre L : simulation

Le modèle TS du nouveau système donné en annexe C est utilisé pour déterminer les huit nouvelles matrices de retour d'état $\boldsymbol{K_{ijk}}$. Ce système a les mêmes propriétés que le système avec le filtre LCL (mêmes non linéarités, matrice de commande $\boldsymbol{B}$ constante), on peut donc utiliser la même méthode de dimensionnement avec la méthode de placement de pôles pour chaque sous-système. Les valeurs propres sont choisies autour de −5000. Après avoir initialisé le système à une puissance P_r nulle, on applique un échelon de 1800 W. Les résultats de simulations sont donnés sur la Figure 3-28. On observe le même impact du stabilisateur sur l'ensemble des grandeurs du système.

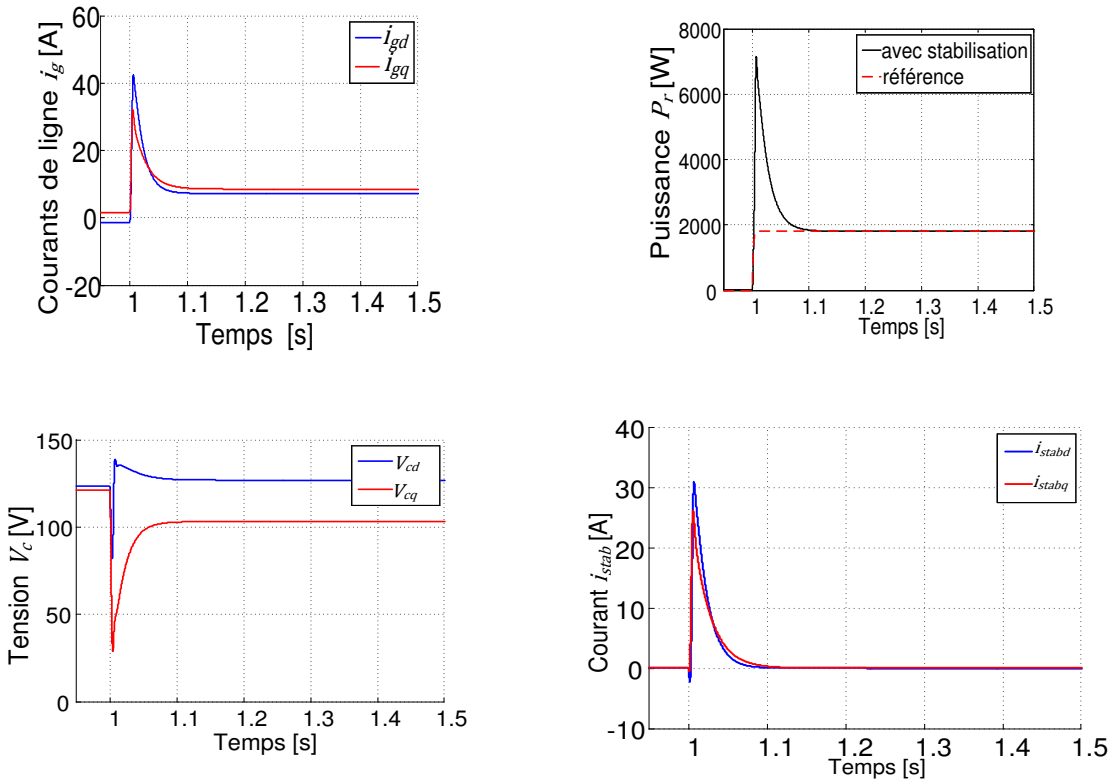


Figure 3-28 : Echelon de puissance de $P_r = 0\ W$ à $P_r = 1800\ W$ avec stabilisateur ($Re(\lambda) < -5\ 000$)

Stabilisation TS filtre L : essais expérimentaux

La stabilisation par l'approche TS a été testée sur le banc expérimental avec un filtre L, comme cela a été expliqué précédemment. Un échelon de puissance sur la charge est appliqué d'un état stable où P_L est égal à 1180 W à un état instable où cette puissance vaut 1420 W. Les résultats sans stabilisateur sont donnés sur la Figure 3-29, ceux avec le stabilisateur sur la Figure 3-30. Le stabilisateur permet effectivement de passer d'un état stable à un état qui aurait dû être instable. L'action de stabilisation du système réel est moins perturbante que dans les simulations. Ceci est dû à l'amélioration des marges de stabilité par les régulateurs non idéaux dans le système réel par rapport aux simulations où le contrôle est supposé idéal. Avec ce stabilisateur, la limite de stabilité du système passe de 1210 à 1550 W, soit un gain proche 30%.

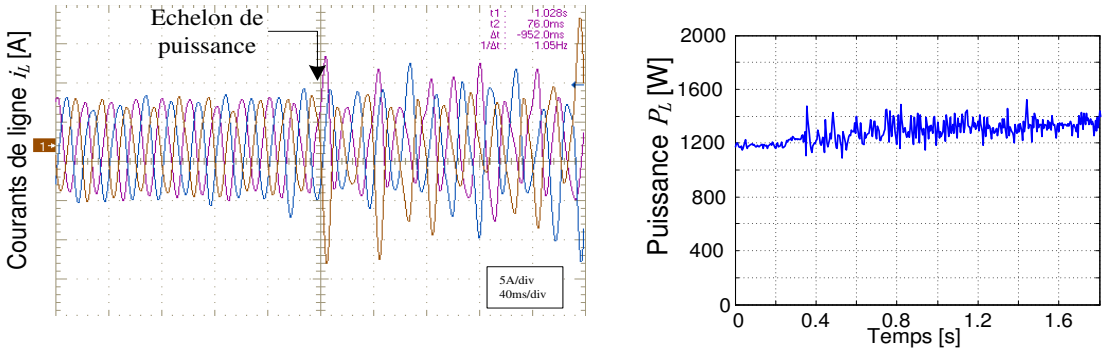


Figure 3-29 : Echelon de puissance de $P_L = 1180\ W$ à $P_L = 1420\ W$ sans stabilisateur

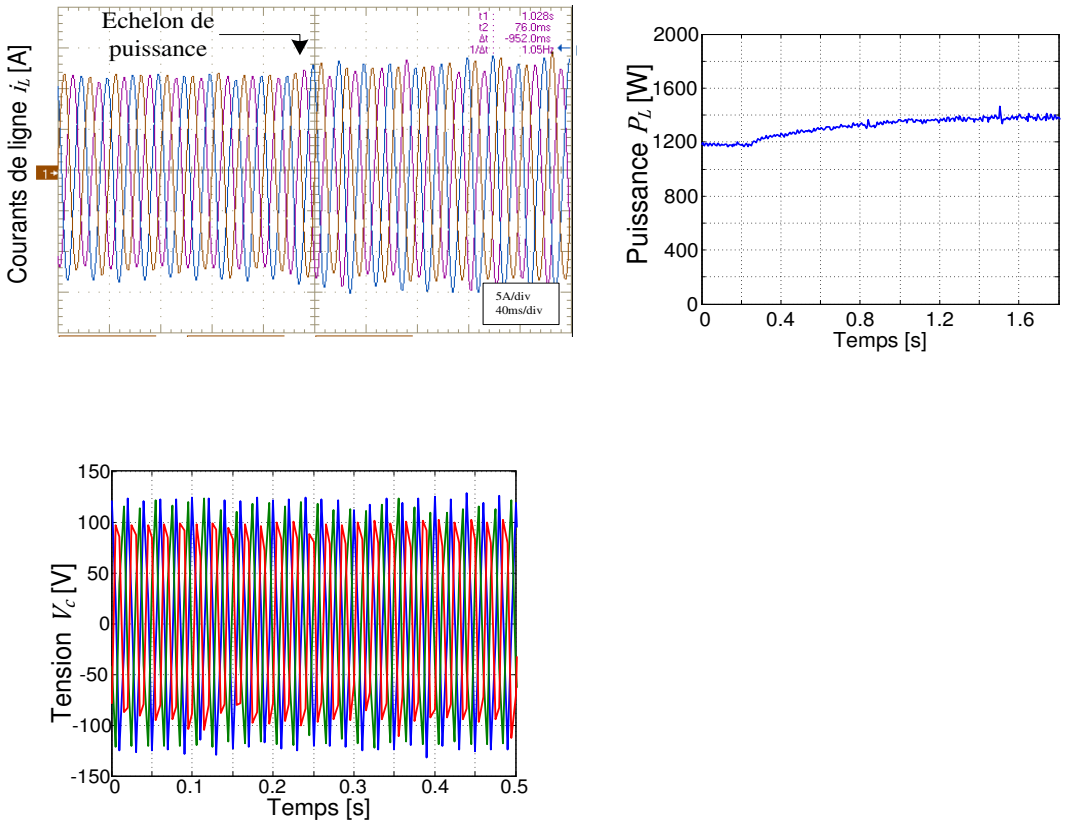


Figure 3-30 : Echelon de puissance de $P_L = 1180\ W$ à $P_L = 1420\ W$ avec stabilisateur ($Re(\lambda) < -5\ 000$)

Conclusion sur l'approche TS

La stabilisation utilisant la modélisation TS permet de traiter aisément les systèmes non linéaires en mettant en place un retour d'état non linéaire. Celui-ci est une combinaison de plusieurs retours d'état linéaires dimensionnés facilement avec la méthode de placement de pôles.

Cette méthode donne de bons résultats pour repousser la limite de stabilité. Le dimensionnement de la stabilisation présente l'avantage de ne pas dépendre du point de fonctionnement. De plus, dans notre cas d'étude, le calcul des retours d'état est simple puisque chaque sous-modèle linéaire est découplé. Son efficacité a été vérifiée par simulation et sur le banc d'essais du laboratoire.

3.4 Conclusion

On a montré que le redresseur commandé engendrait une coupure du point de vue de la commande dans le sens amont-aval entre le bus AC et le bus DC. Pour montrer cela, les propriétés de l'algèbre de Lie ont été utilisées sur le modèle complet du système pour lequel on a supposé les correcteurs de courant idéaux. Si chaque bus est considéré indépendamment, il est possible de stabiliser chacun d'eux : le bus AC peut être stabilisé par injection de courants stabilisants et le bus DC peut être stabilisé par l'absorption d'une puissance stabilisante par la charge. Mais il est aussi possible de trouver un stabilisateur pour l'ensemble du système en agissant sur le bus DC alors que l'inverse n'est pas possible.

Le bus DC est stabilisé via la commande de la charge du système. La commande de stabilisation impose de modifier la puissance absorbée par la charge. Il est donc nécessaire de limiter la puissance de stabilisation pour qu'elle ne finisse pas par engendrer des disfonctionnements de la charge elle-même. Pour cela, on a vu qu'il fallait trouver un compromis entre rapidité et robustesse de fonctionnement. Son efficacité a été testée en simulation et confirmée expérimentalement.

Le bus AC est quant à lui stabilisé par un agent indépendant. Celui-ci prend la forme d'un onduleur commandé avec un filtre L. Le dispositif utilisé ici est alimenté par une source DC idéale, mais tenant compte de faibles quantités d'énergie nécessaires à la stabilisation, il pourrait être envisageable d'utiliser une supercapacité qui se chargerait quand le système est stable et fournirait l'énergie dans les phases instables de fonctionnement du système. Plusieurs lois de stabilisation ont été proposées.

La première est conçue après linéarisation autour du point de fonctionnement. Elle fonctionne très bien, mais elle ne permet pas de garantir l'efficacité de la stabilisation pour l'ensemble des points de fonctionnement, même si en pratique elle est efficace. Les deux autres méthodes sont basées sur des outils non linéaires.

L'approche Takagi-Sugeno est basée sur l'approche multi-modèle qui décompose le système en plusieurs systèmes linéaires pondérés. La stabilisation consiste ici à utiliser cette même pondération pour chaque retour d'état stabilisant du système. Le dimensionnement des retours d'état est simple car cette méthode permet de les dimensionner sans tenir compte du point de fonctionnement, ce qui garantit une plus grande validité de la stabilisation.

La méthode petit signal s'avère être aussi performante que les deux autres méthodes plus complexes à dimensionner. La stabilisation à l'aide des outils TS et la stabilisation petit signal donnent des résultats très proches. La stabilisation par retour d'état linéarisant a le principal inconvénient de ne pas permettre de prédire avec exactitude le comportement dynamique final du système, ce qui laisse une incertitude sur la robustesse du système.

D’une manière générale, la stabilisation doit être vue comme une façon de garantir une surcharge temporaire du réseau ou de limiter certains transitoires de manœuvre. Dans les applications industrielles, les réseaux sont dimensionnés pour fonctionner à une certaine puissance (câbles, transformateurs, protections…). Le rôle du stabilisateur ne serait donc en aucun cas être un moyen d'augmenter la puissance disponible à un point du réseau pour augmenter la puissance fournie par le réseau car dans ce dernier cas il serait nécessaire de modifier une grande partie de l’installation.

Chapitre 4 INTEGRATION DES STABILISATEURS DANS UN MICRO-RESEAU

Dans le chapitre précédent, on a dimensionné un stabilisateur pour une charge seule en utilisant différents outils linéaires et non linéaires. Nous avons vu qu'ils contribuent à augmenter la puissance que peut consommer une charge active dotée d'une commande performante, appelée "CPL", sans rendre le système instable et diminuent donc les risques de départ d'instabilité. La stabilisation peut être assurée soit par les charges actives elles-mêmes en modifiant légèrement leur commande, soit par un dispositif externe ajouté dans un réseau sans modifier la structure ou la commande des charges.

Dans ce chapitre, nous considérons maintenant la stabilisation d'un micro-réseau composé à la fois de charges passives et de charges actives. Dans un contexte réseau, il peut être intéressant de diminuer le nombre d'équipements nécessaires à la stabilisation pour des raisons techniques et de coûts. Parmi les équipements, on retrouve les stabilisateurs eux-mêmes, mais aussi les différentes mesures nécessaires à la stabilisation du micro-réseau.

En ce qui concerne les mesures, il est possible de diminuer leur nombre en diminuant le nombre de variables d'état utilisées dans le retour d'état stabilisant. Cela est particulièrement intéressant pour les micro-réseaux de grande taille où il est nécessaire de faire remonter des informations de mesure qui peuvent être éloignées. Parallèlement, diminuer le nombre de capteurs contribue à augmenter la fiabilité du système en diminuant les risques de pertes d'information. Pour cela, on propose un algorithme qui rend le placement de pôles du système plus souple et permet de diminuer le nombre de grandeurs nécessaires à la stabilisation.

Ensuite, on cherche à optimiser le placement des stabilisateurs dans le micro-réseau. Deux approches sont utilisées pour commander les stabilisateurs. La première est une approche centralisée où tous les stabilisateurs connaissent l'état complet du réseau et ont une action coordonnée. La seconde approche est au contraire une approche décentralisée où chaque stabilisateur est dimensionné pour sa propre charge et ne perçoit que l'environnement proche de la charge. Dans la première approche, un critère est proposé pour choisir le nombre et l'emplacement idéal des stabilisateurs dans le réseau. Pour la seconde, un stabilisateur est placé aux bornes de chaque charge active puisque celles-ci sont les causes de l'instabilité.

4.1 Diminution du nombre de capteurs

Les méthodes de stabilisation proposées dans le chapitre précédent sont toutes basées sur un retour d'état. Quelle que soit la méthode de dimensionnement utilisée, ce retour d'état s'effectue sur l'ensemble des variables d'état du système en choisissant de manière appropriée les valeurs propres du système stabilisé. Cette approche trouve rapidement ses limites lorsque l'on envisage de l'appliquer à la stabilisation d'un micro-réseau. En effet dans ce cas, il faut multiplier des capteurs de tension et de courant au sein du micro-réseau. Or, ceci pose non seulement des problèmes techniques, mais aussi augmente le coût et diminue la fiabilité du système, puisque chaque capteur est susceptible de tomber en panne. Le nombre de capteurs doit être optimisé afin de garantir la stabilité finale du système. Dans ce qui suit, nous diminuons d'abord le nombre de capteurs pour le système étudié dans le chapitre précédent. Ensuite, nous étudions le cas de stabilisation d'un micro-réseau.

4.1.1 Problème d'optimisation

Le système que l'on désire stabiliser a été donné au chapitre précédent et est rappelé ici.

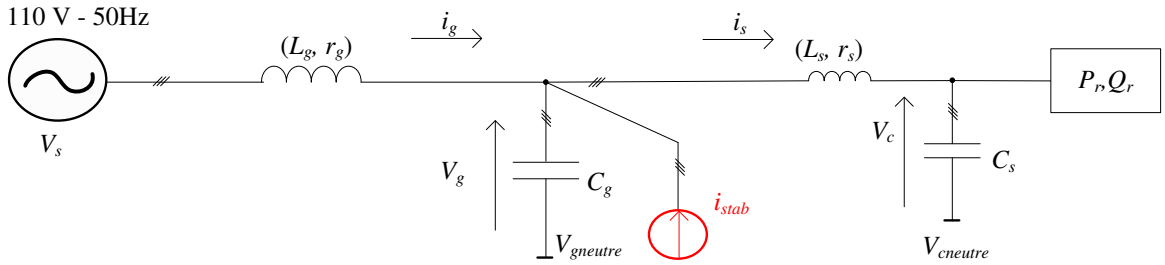


Figure 4-1 : Système simplifié

La représentation d'état du système simplifié est donnée par :

$$\dot{\boldsymbol{X}} = \boldsymbol{f}(\boldsymbol{X},\boldsymbol{U}) = \begin{bmatrix} (\boldsymbol{E_g^{dq}} - \boldsymbol{V_g^{dq}} - r_g.\boldsymbol{i_g^{dq}} - L_g.\boldsymbol{T}.\boldsymbol{i_g^{dq}})/L_g \\ (\boldsymbol{i_g^{dq}} + \boldsymbol{i_{stab}^{dq}} - \boldsymbol{i_s^{dq}} - C_g.\boldsymbol{T}.\boldsymbol{V_g^{dq}})/C_g \\ (\boldsymbol{V_g^{dq}} - \boldsymbol{V_c^{dq}} - r_s.\boldsymbol{i_s^{dq}} - L_s.\boldsymbol{T}.\boldsymbol{i_s^{dq}})/L_s \\ (\boldsymbol{i_s^{dq}} - \boldsymbol{i_{r\,ref}^{dq}} - C_s.\boldsymbol{T}.\boldsymbol{V_c^{dq}})/C_s \end{bmatrix} \quad \textbf{(4.1)}$$

avec $\boldsymbol{X} = \left[\boldsymbol{i_g^{dq}} \quad \boldsymbol{V_g^{dq}} \quad \boldsymbol{i_s^{dq}} \quad \boldsymbol{V_c^{dq}}\right]$ et $\boldsymbol{U} = \boldsymbol{i_{stab}^{dq}}$

et $$\boldsymbol{i_r^{dq*}} = \frac{P_r}{V_{cd}^2 + V_{cq}^2}.\begin{bmatrix} V_{cd} \\ V_{cq} \end{bmatrix}$$

Le modèle d'état de ce système est de rang 8. Sachant que la variable de commande est $\boldsymbol{i_{stab}^{dq}} \in \mathbb{R}^2$, la matrice de retour d'état est $\boldsymbol{K} \in \mathbb{R}^{2x8}$. Il faut donc placer 8 pôles à l'aide de 16 gains. Cela nous donne la liberté de choisir les variables de retour d'état. D'un point de vue pratique, il peut sembler préférable d'effectuer un retour d'état sur les variables qui sont physiquement proches du stabilisateur telles que $\boldsymbol{V_g^{dq}}$, $\boldsymbol{i_s^{dq}}$ et $\boldsymbol{i_g^{dq}}$ afin de diminuer les problématiques de transfert d'informations.

Pour diminuer le nombre de capteurs dans le système, on fixe certains gains de $\boldsymbol{K}$ à zéros pour annuler les retours d'état sur les variables associées. On doit donc déterminer les gains restants :

$$\boldsymbol{K} = \begin{bmatrix} k_{11} & k_{12} & k_{13} & k_{14} & k_{15} & k_{16} & 0 & 0 \\ k_{21} & k_{22} & k_{23} & k_{24} & k_{25} & k_{26} & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \quad \textbf{(4.2)}$$

Le dimensionnement de la nouvelle matrice $\boldsymbol{K}$ est ramené à un problème d'optimisation sous contraintes puisque l'on souhaite garantir la stabilité du système avec le minimum d'impact tout en préservant les marges de robustesses du stabilisateur. Les contraintes porteront donc sur la stabilité du système tout en minimisant les valeurs des gains de $\boldsymbol{K}$.

4.1.1.1 Choix des algorithmes

Le choix de l'algorithme d'optimisation ne fait pas l'objet de ce mémoire car ce qui importe ici est la démarche adoptée. Les algorithmes utilisés sont des algorithmes d'optimisation sous contraintes choisis dans la toolbox "*optimization*" de MATLAB. Le but est de déterminer les gains de $\boldsymbol{K}$ sous la contrainte d'avoir les valeurs propres du système stabilisé négatives en minimisant $\boldsymbol{K}$. Pour trouver la matrice $\boldsymbol{K}$ qui respecte le plus les contraintes, deux algorithmes sont utilisés successivement : l'algorithme génétique et la fonction "*fmincon*" de MATLAB.

L'algorithme génétique permet de minimiser une fonction coût sur un nombre de générations prédéterminé en se basant sur le principe de sélection naturelle. Il évalue la fonction à minimiser sur une population initiale, puis à chaque génération il effectue des mutations et des combinaisons de deux éléments afin de proposer la meilleure solution qu'il puisse obtenir en fonction des contraintes fixées. Il garantit que la solution obtenue est le minimum parmi toute la population étudiée, mais il ne donne pas forcément le minimum global en un temps fini. Il est intéressant ensuite d'utiliser cet algorithme afin d'avoir une première approximation de la solution et d'initialiser d'autres algorithmes plus rapides destinés à minimiser une fonction. Ainsi, la fonction "*fmincon*" est un algorithme d'optimisation qui nécessite d'être initialisé et fournit la valeur minimale d'une fonction sur un intervalle et sous une contrainte fixés. Plus son point initial est proche du minimum, plus il est performant, ce qui justifie l'utilisation de l'algorithme génétique pour l'initialisation.

D'une manière générale, un algorithme d'optimisation sous les contraintes $g(\boldsymbol{x})$ est défini sur un intervalle d'étude $\mathcal{D}$ et peut s'écrire de la façon suivante :

Soit la fonction f définie par $f: \mathcal{D} \to \mathbb{R}$. On cherche $\boldsymbol{x_{min}} \in \mathcal{D}$ tel que $\begin{cases} f(\boldsymbol{x_{min}}) \leq f(\boldsymbol{x}) \; \forall \boldsymbol{x} \in \mathcal{D} \\ g(\boldsymbol{x}) < 0 \end{cases}$.

4.1.1.2 Application à notre système

L'optimisation s'appuie sur le modèle linéarisé autour d'un point de fonctionnement de notre système (équation 3.24 du chapitre 3). Cet outil permet donc de définir une stabilisation locale. La contrainte du problème d'optimisation est que le retour d'état stabilise le système. Pour cela, la partie réelle des valeurs propres du système compensé doivent être strictement négatives ($\Re(\lambda) < 0$). De plus, pour améliorer la robustesse de la stabilisation aux variations paramétriques, une marge de robustesse $MR < 0$ est introduite dans les contraintes : sa valeur résulte d'un choix de conception. Il est également souhaitable de fixer un seuil minimal sur la partie réelle des valeurs propres pour éviter des dynamiques trop rapides non réalisables en pratique. Les contraintes du problème peuvent donc être mises sous la forme suivante :

$$g : \underset{i}{Max}\big(Re(\lambda_i)\big) = MR < 0, \;\; i = 1, \dots, n \qquad \textbf{(4.3)}$$

Il s'agit des contraintes non linéaires car la relation entre les gains de $\boldsymbol{K}$ et la partie réelle des valeurs propres du système stabilisé est non linéaire. Pour se donner une bonne marge de robustesse, en particulier vis-à-vis des incertitudes du modèle, on fixe une marge de robustesse r importante, soit $MR = -1000$. Il est à noter que contrairement au dimensionnement du stabilisateur présenté au paragraphe 3.3.2, l'emplacement des pôles du système compensé n'est pas figé. Il suffit juste que le stabilisateur ramène les pôles du système dans une région stable avec le moindre effort de stabilisation.

La fonction à minimiser vise à réduire au maximum l'impact des signaux stabilisants sur le système. Les variables de l'algorithme sont données par le vecteur $\boldsymbol{x} = [k_{11} \;\; k_{12} \;\; k_{13} \;\; k_{14} \;\; k_{21} \;\; k_{22} \;\; k_{23} \;\; k_{24}] \in \mathbb{R}^8$. Comme nous l'avons précisé précédemment, il est nécessaire de fixer un intervalle d'étude, soit $\mathcal{D} = [-k_{max}; k_{max}]^8$. Nous choisissons $\mathcal{D} = [-1000; 1000]^8$ pour ne pas être trop restrictif sur les valeurs possibles des gains du retour d'état lors de la première recherche dans l'espace des solutions à l'aide de l'algorithme génétique. Dans un cas plus général, il est envisageable de poser des limites plus petites à $\mathcal{D}$ si on veut garantir un impact moins important des stabilisateurs. Néanmoins, si l'ensemble des contraintes posées sont trop importantes, les algorithmes risquent de ne converger que vers les limites des contraintes.

La fonction à minimiser et les contraintes sont donc :

$$\begin{cases} f_{min} : min \; \|\boldsymbol{K}\| \\ g : Re(\lambda_i) \leq MR \end{cases} \qquad \textbf{(4.4)}$$

- **Stabilisation petit-signal**

Avec les paramètres nominaux donnés dans le Tableau 2-1 du chapitre 2, on a vu que la limite de stabilité du système est $P_L = 730$ W. La méthode de stabilisation proposée est utilisée pour notre système autour du pont de fonctionnement $P_L = 2000$ W. Les valeurs propres avant et après stabilisation par la méthode proposée sont données dans le Tableau 4-1.

$$\boldsymbol{K} = \begin{bmatrix} -0.0059 & 1.9498 & 0.3628 & 0.1368 & 7.3436 & 6.1953 & 0 & 0 \\ 1.5320 & -4.7574 & 1.1534 & 0.7749 & 0.0116 & 3.1801 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \textbf{(4.5)}$$

Système non stabilisé	Système stabilisé
$\lambda_1 = -80.8 + 3907i$	$\lambda_1 = -2101$
$\lambda_2 = -80.8 - 3907i$	$\lambda_2 = -1627 + 2706i$
$\lambda_3 = -79.3 + 3373i$	$\lambda_3 = -1627 - 2706i$
$\lambda_4 = -79.3 - 3373i$	$\lambda_4 = -1036 + 2272i$
$\lambda_5 = -439.8 + 1339i$	$\lambda_5 = -1036 - 2272i$
$\lambda_6 = -439.8 - 1339i$	$\lambda_6 = -1001$
$\lambda_7 = +306.6 + 1254i$	$\lambda_7 = -975 + 2342i$
$\lambda_8 = +306.6 - 1254i$	$\lambda_8 = -975 - 2342i$

Tableau 4-1 : Valeurs propres du système quand $P_L = 2000\ W$

Pour valider le principe de stabilisation proposé, le modèle simplifié a été simulé sous MATLAB/Simulink. A $t = 0$, un échelon de charge est effectué avec la loi de stabilisation. Le système est initialisé à $P_r = 1500\ W$. A l'instant $t_1 = 1{,}5\ s$, la puissance est augmentée à $P_r = 1800\ W$. La Figure 4-2 montre les résultats de simulation. Le stabilisateur maintient la stabilité lors de l'échelon de puissance.

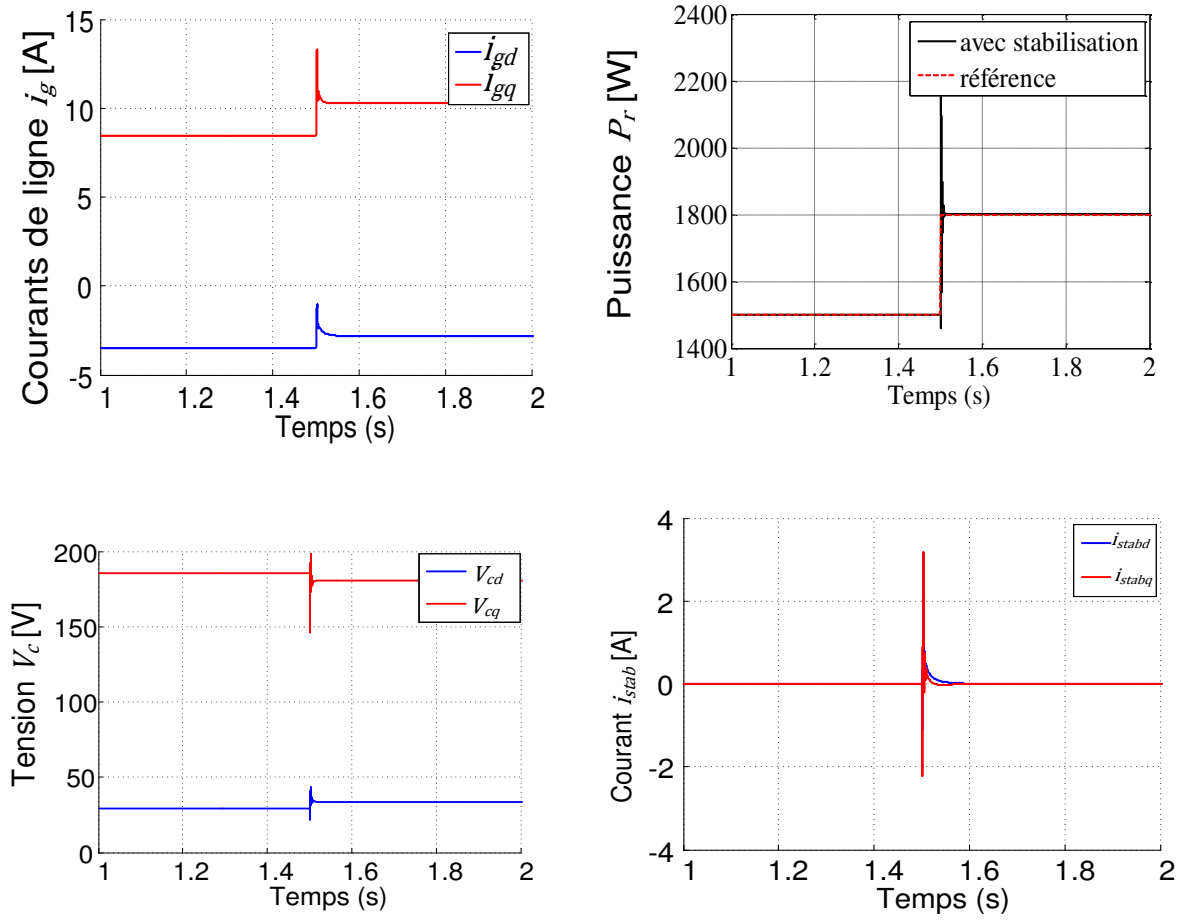


Figure 4-2 : Echelon de puissance de $P_r = 1500\ W$ à $P_r = 1800\ W$ avec stabilisateur utilisant 6 capteurs au lieu de 8

Le bassin d'attraction du système stabilisé par cette méthode est donné sur les Figure 4-3 et Figure 4-4. Ces résultats sont à comparer à ceux obtenus dans le chapitre 3 (§3.3.2.2). Le système est bien stabilisé, mais la taille des bassins d'attractions est réduite pour des paramètres (C_s et P_r) et des contraintes sur $Re(\lambda)$ identiques.

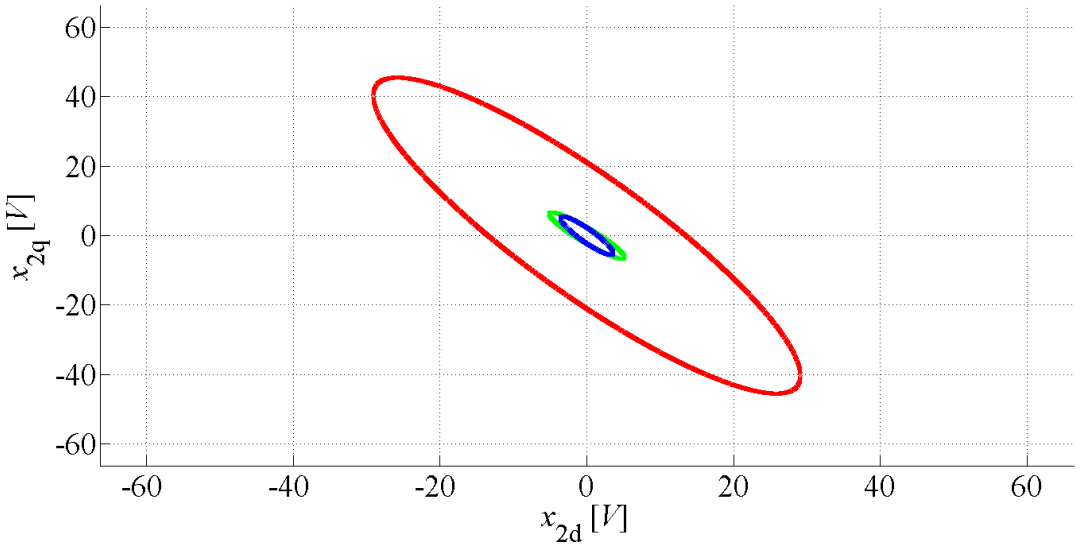


Figure 4-3 : Bassin d'attraction du système (4.1) avec la matrice de retour stabilisant (4.2) (6 capteurs) dimensionnée avec $Re(\lambda) < -500$ et : $P_r = 2000W$ (en rouge), $P_r = 3000W$ (en vert), $P_r = 4000W$ (en bleu).

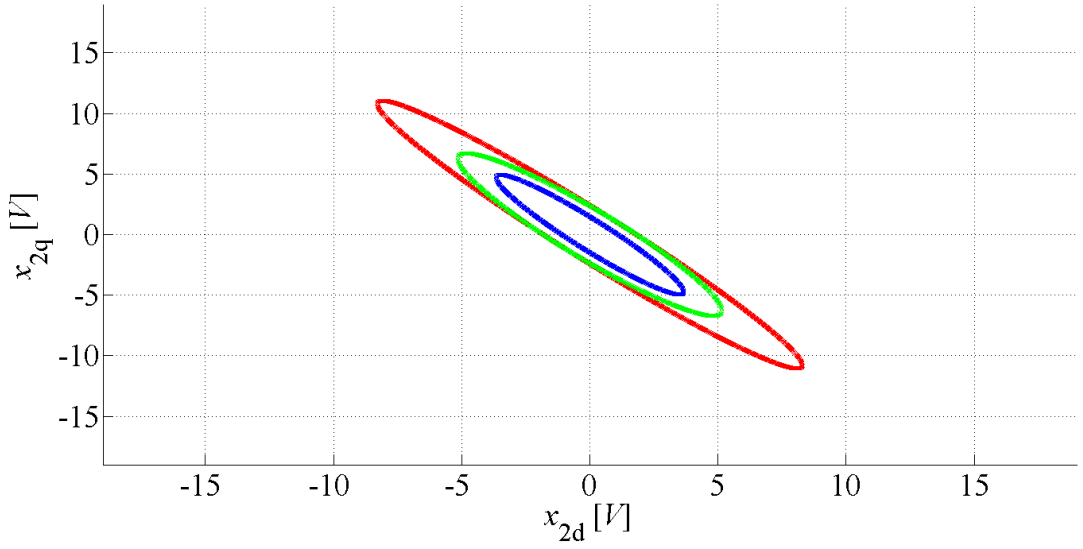


Figure 4-4 : Bassin d'attraction du système (4.1) la matrice de retour stabilisant (4.2) (6 capteurs) dimensionnée avec $P_r = 4000W$ et : $Re(\lambda) < -500$ (en bleu), $Re(\lambda) < -1000$ (en vert), $Re(\lambda) < -2000$ (en rouge).

- **Stabilisation large signal**

Le dimensionnement basé sur le modèle TS du système (3.32) permet également d'utiliser des algorithmes d'optimisation. Dans ce cas, le dimensionnement des retours d'états rattachés à chaque sous-modèle est réalisé avec les contraintes définies précédemment. Avec cette méthode, il a été possible de trouver des matrices de retour d'état pour tous les sous modèles si le nombre de capteurs est limité à 3 mesures ($\boldsymbol{V_g^{dq}}$, $\boldsymbol{i_s^{dq}}$ et $\boldsymbol{i_g^{dq}}$). Ces trois mesures peuvent être faites aux points de connexion du stabilisateur au réseau. La stabilisation du système avec cette méthode est faite sous les mêmes contraintes que pour la méthode petit signal définie en (4.4). Les résultats de simulation sont donnés sur la Figure 3-27.

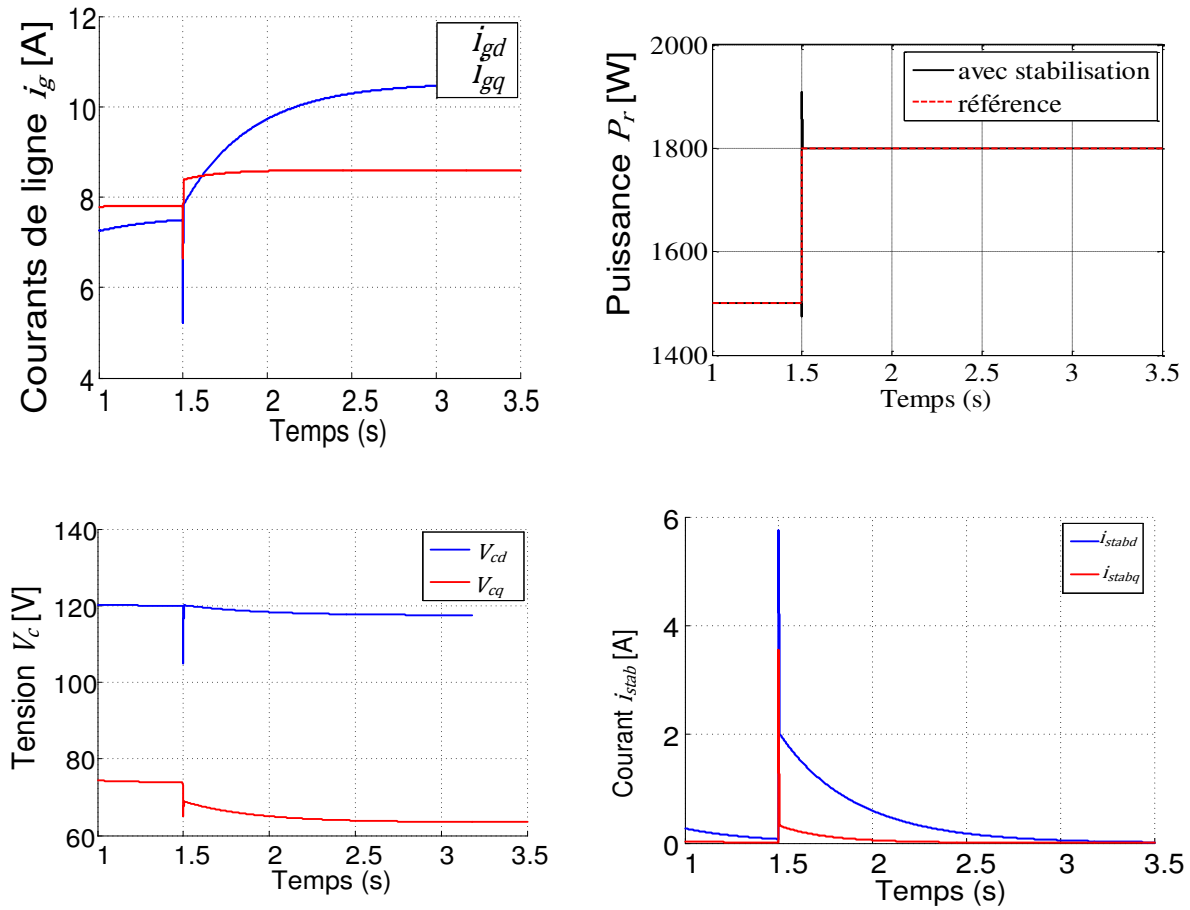


Figure 4-5 : Echelon de puissance de $P_r = 1500\ W$ à $P_r = 1800\ W$ avec stabilisateur (6 capteurs)

4.1.2 Résultats expérimentaux

Pour valider l'efficacité de la technique de stabilisation, différents tests ont été effectués sur le banc expérimental. Seule la méthode de stabilisation basée sur l'approche petit signal est montrée ici. La puissance de référence du redresseur est d'abord fixée à $P_L = 1800\ W$ lorsque le stabilisateur est éteint (courants $\boldsymbol{i_{stab}^{dq}}$ forcés à zéro). La Figure 4-6 montre la réponse du système quand on utilise le stabilisateur à $t = 0{,}08\ s$. Cette figure confirme l'efficacité de la stabilisation puisque le point instable ($P_L = 1800\ W$) devient stable quand on allume le stabilisateur. Il est également à noter que le fait d'allumer ou d'éteindre la stabilisation ne crée ni de surtension ni surintensité. Ensuite, dans un second test, un échelon de puissance est appliqué de $P_L = 1530\ W$ à $P_L = 1800\ W$ à $t = 0{,}08\ s$ pour voir le comportement dynamique du stabilisateur (Figure 4-7). Malgré la réponse rapide du stabilisateur par rapport aux dynamiques du redresseur, ce dernier ne crée pas de perturbations sur le redresseur pendant la phase transitoire.

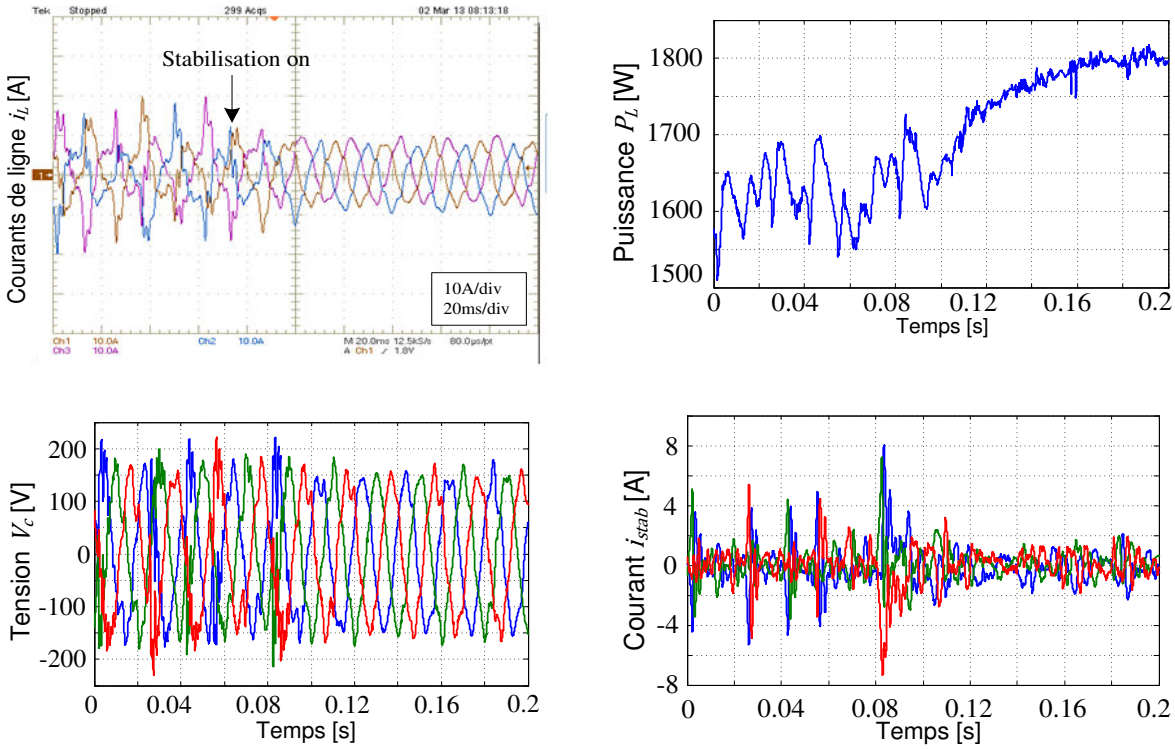


Figure 4-6 : Système à $P_L = 1800\ W$ quand le stabilisateur passe de l'état "off" à l'état "on" (stabilisateur avec 6 capteurs)

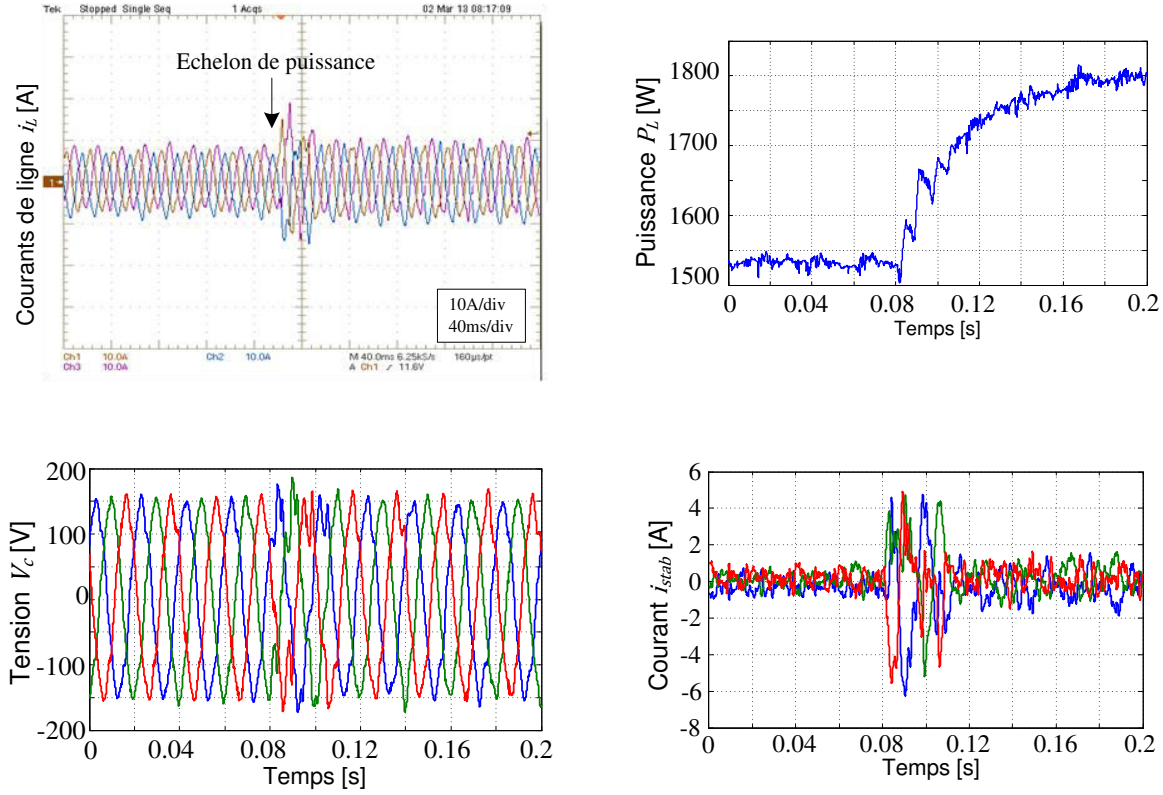


Figure 4-7 : Système avec stabilisateur après un échelon de $P_L = 1530W$ à $P_L = 1800\ W$ (stabilisateur avec 6 capteurs)

Expérimentalement, la limite de stabilité a été repoussée de 16% avec une nouvelle limite de stabilité à $P_{max} = 1890\ W$.

4.2 Placement des stabilisateurs sur le réseau

Le choix de l'emplacement des stabilisateurs dans un réseau, ainsi que leur nombre, est déterminant pour l'efficacité et l'impact qu'ils auront sur le système global. Cette problématique a été largement étudiée pour les réseaux de transport d'électricité. L'emplacement optimal des stabilisateurs pour des réseaux de taille plus petite et en particulier ceux de puissance limitée, tels que les micro-réseaux, a encore été peu étudié. La démarche que nous adoptons ici consiste à déterminer pour un comportement dynamique global identique, quel est le nombre et l'emplacement de stabilisateurs qu'il est préférable de positionner sur un micro-réseau. Les critères importants pour l'ajout des stabilisateurs dans le réseau sont :

- optimiser l'efficacité du stabilisateur par son dimensionnement
- choisir le meilleur placement et le meilleur nombre de stabilisateurs
- garantir la bonne coordination des dispositifs.

4.2.1 Modélisation du micro-réseau avec les stabilisateurs

Les techniques de dimensionnement d'un seul stabilisateur ont été étudiées dans le chapitre précédent. Le but de cette partie est de proposer le meilleur compromis nombre/efficacité pour un réseau donné. La méthode de stabilisation choisie est celle du placement de pôles par retour d'état pour sa simplicité de calcul. L'architecture du réseau est de type "arbre", comme c'est le cas dans les réseaux terminaux. Il est alimenté par une source de tension triphasée idéale E_o. Les longueurs de câbles sont modélisées par des inductances. Pour se mettre dans les mêmes conditions que dans les chapitres précédents, le réseau est fortement capacitif : il s'agit soit de capacités de compensation de réactif, soit de capacités de filtrage passif. Il est constitué de deux branches chacune composées de charges passives et de charges actives dites CPL. Le micro-réseau étudié est donné sur la Figure 4-8 et les paramètres correspondants dans le

Tableau 4-2. La représentation d'état du système est donnée par l'équation (4.6). Il est à noter que l'indice "L" désigne les paramètres des charges.

Réseau	Branche 1			Branche 2	
$E_o = 200\ V$ $\omega_o = 100\pi\ rad/s$ $r_o = 0{,}2\ \Omega$ $L_o = 0{,}1\ mH$ $C_o = 47\ \mu F$	$r_1 = 0{,}1\ \Omega$ $L_1 = 0{,}1\ mH$			$r_2 = 0{,}2\ \Omega$ $L_2 = 20\ mH$	
	RL11	RL12	Pcst13	RL21	Pcst22
	$R_{L11} = 5\ \Omega$ $L_{L11} = 40\ mH$ $r_{11} = 0{,}2\ \Omega$ $L_{11} = 50\ mH$ $C_{11} = 10\ \mu F$ $V_{11} = 0\ V$	$R_{L12} = 30\ \Omega$ $L_{L12} = 120\ mH$ $r_{12} = 0{,}1\ \Omega$ $L_{12} = 20\ mH$ $C_{12} = 10\ \mu F$ $V_{12} = 0\ V$	$r_{L13} = 0{,}4\ \Omega$ $L_{L13} = 5\ mH$ $C_{13} = 47\ \mu F$ $P_{13} = 1700\ W$	$R_{L21} = 3\ \Omega$ $L_{L21} = 100\ mH$ $r_{21} = 0{,}4\ \Omega$ $L_{21} = 50\ mH$ $C_{21} = 10\ \mu F$ $V_{21} = 0\ V$	$r_{L22} = 0{,}5\ \Omega$ $L_{L22} = 5\ mH$ $C_{22} = 68\ \mu F$ $P_{22} = 2400\ W$

Tableau 4-2 : Paramètres réseau

Remarque- Les inductances de filtres (L_{ij}) choisies pour cette étude admettent des valeurs plutôt élevées pour une application réelle. Cependant, ce choix est motivé par des raisons liées à une future réalisation des essais expérimentaux envisagés suite à ce travail.

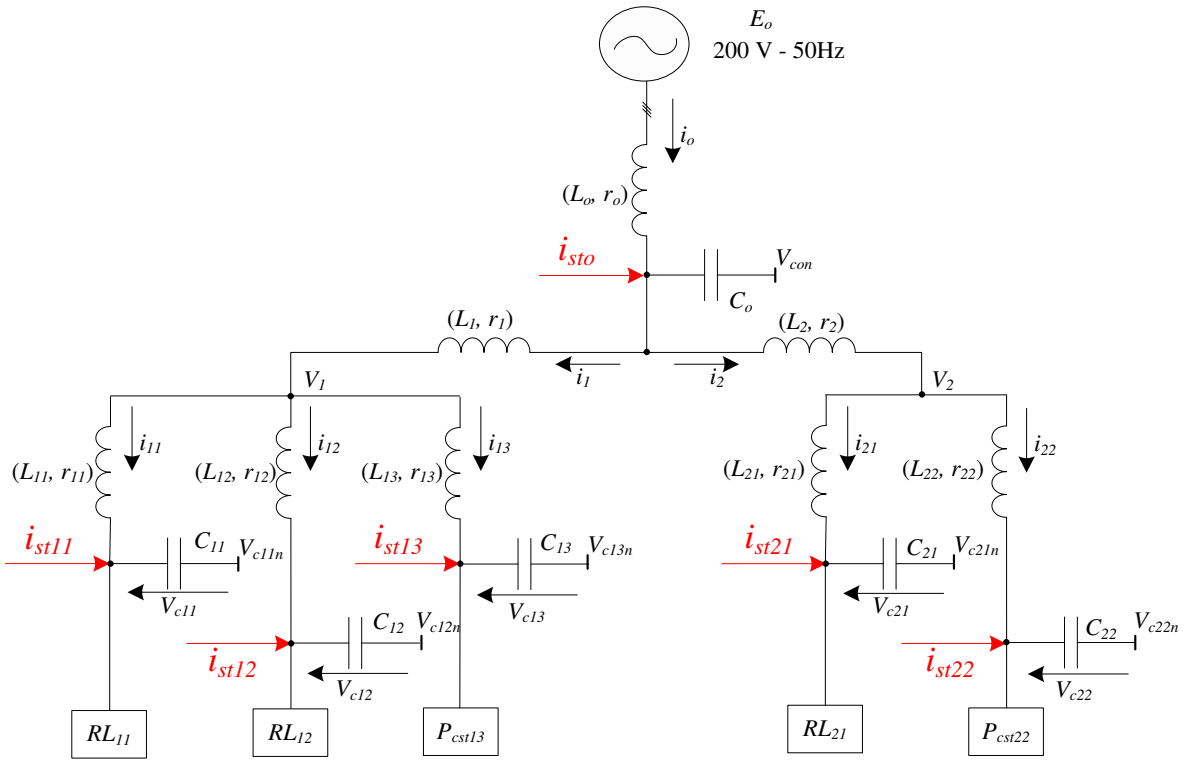


Figure 4-8 : Micro-réseau étudié

$$\dot{\boldsymbol{X}} = \boldsymbol{f}(\boldsymbol{X}) = \begin{bmatrix} (\boldsymbol{E_o^{dq}} - \boldsymbol{V_o^{dq}} - r_o.\boldsymbol{I_o^{dq}} - L_o.\boldsymbol{T}.\boldsymbol{I_o^{dq}})/L_o \\ (\boldsymbol{I_o^{dq}} - \left(\boldsymbol{I_{11}^{dq}} + \boldsymbol{I_{12}^{dq}} + \boldsymbol{I_{13}^{dq}} + \boldsymbol{I_{21}^{dq}} + \boldsymbol{I_{22}^{dq}}\right) - C_o.\boldsymbol{T}.\boldsymbol{V_o^{dq}})/C_o \\ \boldsymbol{f_3(X)} \\ (\boldsymbol{V_{c11}^{dq}} - \boldsymbol{E_{L11}^{dq}} - (R_{L11}.\boldsymbol{I_{2x2}} + L_{L11}.\boldsymbol{T}).\boldsymbol{I_{L11}^{dq}})/L_{L11} \\ (\boldsymbol{I_{11}^{dq}} - \boldsymbol{I_{L11}^{dq}} - C_{11}.\boldsymbol{T}.\boldsymbol{V_{c11}^{dq}})/C_{11} \\ \boldsymbol{f_6(X)} \\ (\boldsymbol{V_{c12}^{dq}} - (R_{L12}.\boldsymbol{I_{2x2}} + L_{L12}.\boldsymbol{T}).\boldsymbol{I_{L12}^{dq}})/L_{L12} \\ (\boldsymbol{I_{12}^{dq}} - \boldsymbol{I_{L12}^{dq}} - C_{12}.\boldsymbol{T}.\boldsymbol{V_{c12}^{dq}})/C_{12} \\ \boldsymbol{f_9(X)}) \\ (\boldsymbol{I_{13}^{dq}} - \boldsymbol{I_{L13}^{dq}} - C_{13}.\boldsymbol{T}.\boldsymbol{V_{c13}^{dq}})/C_{13} \\ \boldsymbol{f_{11}(X)} \\ (\boldsymbol{V_{c21}^{dq}} - (R_{L21}.\boldsymbol{I_{2x2}} + L_{L21}.\boldsymbol{T}).\boldsymbol{I_{L21}^{dq}})/L_{L21} \\ (\boldsymbol{I_{21}^{dq}} - \boldsymbol{I_{L21}^{dq}} - C_{21}.T.\boldsymbol{V_{c21}^{dq}})/C_{21} \\ \boldsymbol{f_{14}(X)} \\ (\boldsymbol{I_{22}^{dq}} - \boldsymbol{I_{L22}^{dq}} - C_{22}.\boldsymbol{T}.\boldsymbol{V_{c22}^{dq}})/C_{22} \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

$$\boldsymbol{X} = \left[\boldsymbol{I_o^{dq}} \quad \boldsymbol{V_o^{dq}} \quad \boldsymbol{I_{11}^{dq}} \quad \boldsymbol{I_{L11}^{dq}} \quad \boldsymbol{V_{c11}^{dq}} \quad \boldsymbol{I_{12}^{dq}} \quad \boldsymbol{I_{L12}^{dq}} \quad \boldsymbol{V_{c12}^{dq}} \quad \boldsymbol{I_{13}^{dq}} \quad \boldsymbol{V_{c13}^{dq}} \quad \boldsymbol{I_{21}^{dq}} \quad \boldsymbol{I_{L21}^{dq}} \quad \boldsymbol{V_{c21}^{dq}} \quad \boldsymbol{I_{22}^{dq}} \quad \boldsymbol{V_{c22}^{dq}}\right]^T$$

$$\boldsymbol{I_{L13}^{dq}} = P_{cst13}\cdot\begin{bmatrix}\dfrac{V_{c13d}}{V_{c13d}^2+V_{c13q}^2}\\ \dfrac{V_{c13q}}{V_{c13d}^2+V_{c13q}^2}\end{bmatrix} et\ \boldsymbol{I_{L22}^{dq}} = P_{cst22}\cdot\begin{bmatrix}\dfrac{V_{c22d}}{V_{c22d}^2+V_{c22q}^2}\\ \dfrac{V_{c22q}}{V_{c22d}^2+V_{c22q}^2}\end{bmatrix}$$

Les fonctions $\boldsymbol{f_3(X)}, \boldsymbol{f_6(X)}, \boldsymbol{f_9(X)}, \boldsymbol{f_{11}(X)}$ et $\boldsymbol{f_{14}(X)}$ sont données dans l'annexe E.

Le micro-réseau modélisé est simulé pour plusieurs puissances de charge. Les puissances des charges passives dépendent des valeurs des résistances et des inductances. L'état du réseau est testé pour différents jeux de paramètres :

1. Les puissances correspondant aux charges actives ($P_{L13} = P_{cst13} = 100\ W, P_{L22} = P_{cst22} = 100\ W$) sont faibles en comparaison de la puissance des charges passives du réseau ($P_{L11} = 2995\ W, P_{L12} = 485\ W, P_{L21} = 115\ W$) : les charges actives représentent 5,5 % de la puissance active totale (Figure 4-10).

2. La puissance totale des charges passives est multipliée par 4 ($P_{L11} = 8810\ W$, $P_{L12} = 5050\ W, P_{L21} = 830\ W$, soit une puissance totale passive de 14690 W) tandis que les charges actives restent inchangées. Dans ce cas, le système est toujours stable : la stabilité du micro-réseau n'est pas limitée par les charges passives car il fonctionne loin de sa puissance maximale $P_{\text{lim}} = \frac{E^2}{4.r_o} = 24500W$ (Figure 4-10).

3. Même configuration que 1 : ($P_{L13} = P_{cst13} = 100W, P_{L22} = P_{cst22} = 100W$) et ($P_{L11} = 2995\ W, P_{L12} = 485\ W, P_{L21} = 115\ W$ (Figure 4-10).

4. La puissance P_{L13} consommée par la 1ère charge active subit un échelon à $P_{L13} = P_{cst13} = 1700\ W$. A ce niveau de puissance, la stabilité du micro-réseau est préservée (Figure 4-10).

5. Même configuration que 1 : ($P_{L13} = P_{cst13} = 100\ W, P_{L22} = P_{cst22} = 100\ W$) et ($P_{L11} = 2995\ W, P_{L12} = 485\ W, P_{L21} = 115\ W$) (Figure 4-10).

6. La puissance P_{L22} consommée par la 2ème charge active subit un échelon à $P_{L22} = P_{cst22} = 2400\ W$. A ce niveau de puissance, la stabilité du micro-réseau est toujours préservée (Figure 4-10).

7. Les charges P_{L13} et P_{L22} sont telles que $P_{L13} = P_{cst13} = 1700\ W$ et $P_{L22} = P_{cst22} = 2400\ W$. Le taux des charges actives sur le réseau représente maintenant 53% de la puissance totale consommée. Le système devient instable et l'instabilité provoquée par l'échelon sur la charge P_{L13} se propage sur l'ensemble du réseau (Figure 4-10).

L'état 2 du réseau montre que celui-ci est capable de fournir une puissance totale très grande s'il n'est composé que de charges passives ($P_{tot} = 15290\ W$). En revanche, les charges actives régulées en puissance constante ne peuvent pas dépasser une certaine proportion de l'ensemble des charges. En effet, le réseau dans les états 5 et 6 reste stable mais lorsque les charges à puissances constantes augmentent encore un peu (état 7), il devient instable alors que la puissance totale est inférieure à la limite de puissance disponible ($P_{tot} < 8000\ W < P_{\text{lim}}$). La limite de stabilité liée aux charges fortement régulées (charges actives) n'est pas fixe et dépend de la composition du micro-réseau. Ainsi, la multiplication des charges actives sur un micro-réseau, même en petite proportion, est de nature à créer des problèmes d'instabilité sur le réseau. Il est donc indispensable de prendre des mesures de stabilisation. Dans la suite de ce chapitre, les valeurs des paramètres des charges passives sont celles données dans le Tableau 4-2. Seules les valeurs des charges à puissance constante (charges actives) varient et seront précisées à chaque fois.

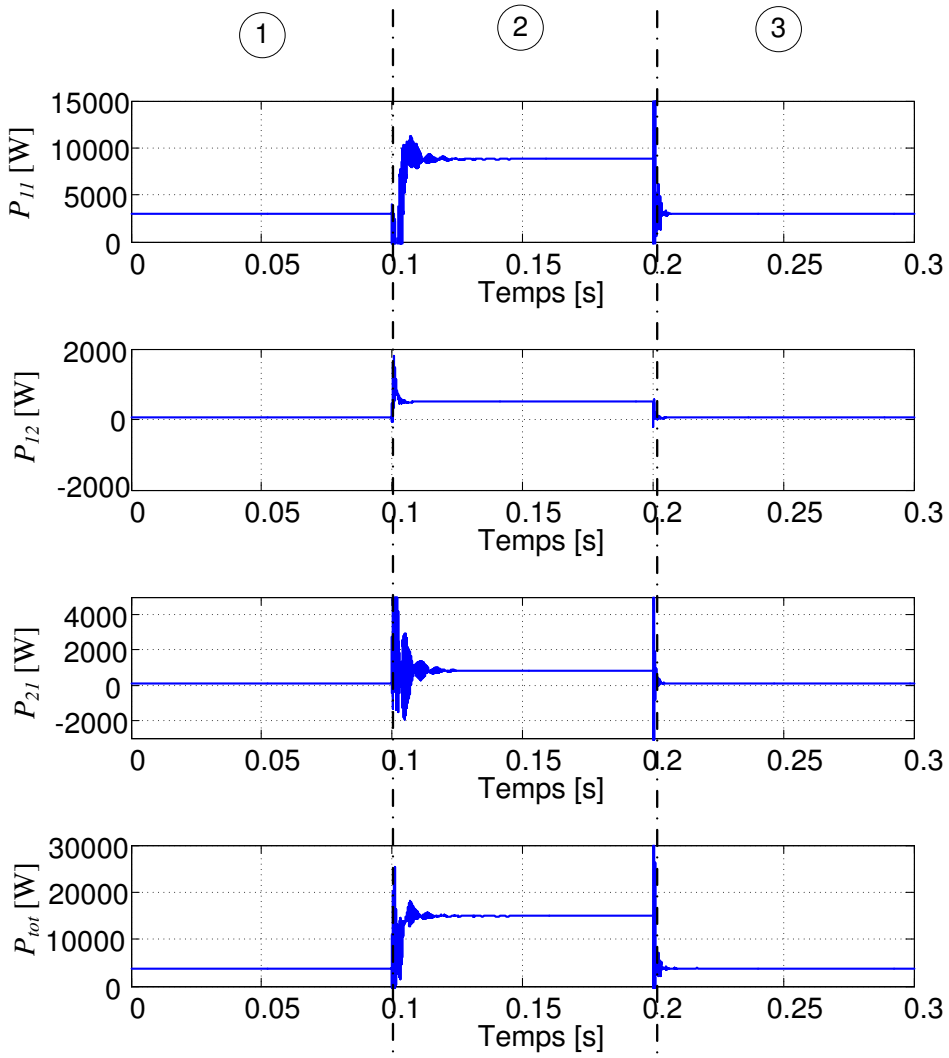


Figure 4-9 : Echelons sur les charges passives

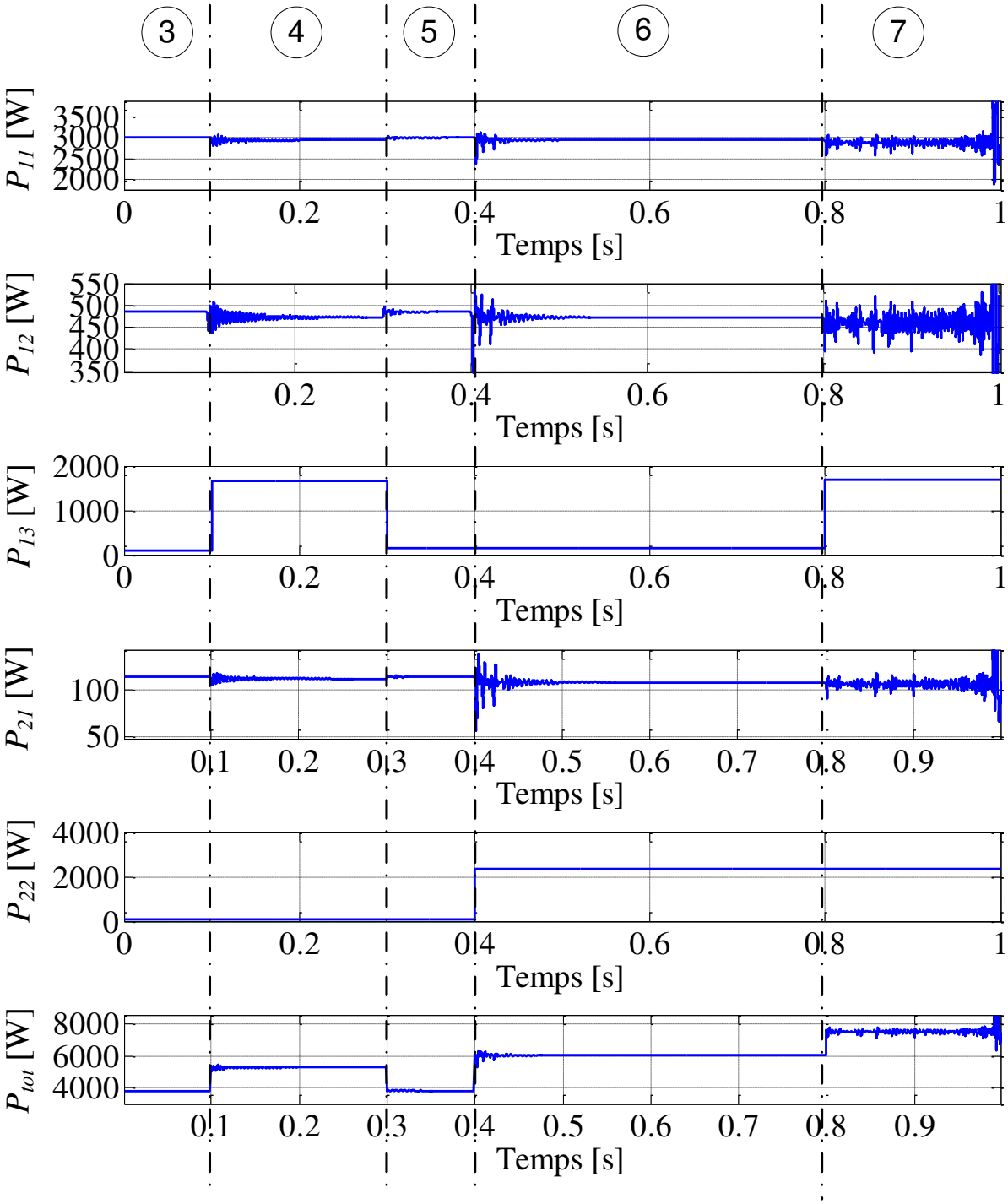


Figure 4-10 : Echelons sur les charges actives

Concernant la stabilisation, il existe deux catégories principales d'approche :

1. Stabilisation centralisée : Les stabilisateurs sont tous reliés à un calculateur commun qui centralise toutes les mesures et envoie toutes les consignes de stabilisation.
2. Stabilisation décentralisée : chaque stabilisateur est lié à un point spécifique ou une charge du micro-réseau. Il est dimensionné indépendamment des autres stabilisateurs. Dans ce cas, les stabilisateurs mènent des actions complètement non coordonnées et jouent leur rôle uniquement pour le nœud qui leur est associé.

4.2.2 Stabilisation centralisée

Dans cette configuration, tous les dispositifs sont coordonnés. Cela permet d'imposer aisément un comportement dynamique particulier au réseau complet puisqu'il est alors considéré comme un système à part entière. Dans ce cas, on peut envisager de placer des stabilisateurs au niveau de chaque charge ou à des nœuds appropriés du micro-réseau. On cherche à trouver le meilleur compromis nombre de stabilisateurs/efficacité pour un micro-réseau donné.

Dans un souci de simplicité, le système est étudié autour d'un point de fonctionnement selon la méthode décrite dans le paragraphe 1.2.2.3. Les résultats obtenus n'ont donc qu'une validité locale, mais les interprétations qui s'en dégagent peuvent être utilisées pour des micro-réseaux variant autour de leur point de fonctionnement. Le modèle d'état linéarisé du réseau avec l'ensemble des stabilisateurs est donné par :

$$\dot{\boldsymbol{X}} = \boldsymbol{A_{res}}.\boldsymbol{X} + \boldsymbol{g}(\boldsymbol{U}) \qquad \textbf{(4.7)}$$

avec $$\boldsymbol{A_{res}} = \begin{pmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial x_1} & \cdots & \frac{\partial f_1}{\partial x_n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial f_n}{\partial x_1} & \cdots & \frac{\partial f_n}{\partial x_n} \end{pmatrix}$$

$$\boldsymbol{g(U)} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \boldsymbol{I}_{\boldsymbol{stabo}}^{\boldsymbol{dq}}/C_o \\ \mathbf{0} \\ \mathbf{0} \\ \boldsymbol{I}_{\boldsymbol{stab11}}^{\boldsymbol{dq}}/C_{11} \\ \mathbf{0} \\ \mathbf{0} \\ \boldsymbol{I}_{\boldsymbol{stab12}}^{\boldsymbol{dq}}/C_{12} \\ \mathbf{0} \\ \boldsymbol{I}_{\boldsymbol{stab13}}^{\boldsymbol{dq}}/C_{13} \\ \mathbf{0} \\ \mathbf{0} \\ \boldsymbol{I}_{\boldsymbol{stab21}}^{\boldsymbol{dq}}/C_{21} \\ \mathbf{0} \\ \boldsymbol{I}_{\boldsymbol{stab22}}^{\boldsymbol{dq}}/C_{22} \end{bmatrix}$$

4.2.2.1 Stabilisateur sur le bus commun du micro-réseau

Pour ce stabilisateur, seul le courant i_{st0} (Figure 4-8) est injecté pour stabiliser le micro-réseau. Ce courant provient d'un stabilisateur actif, dont la topologie pourrait ressembler à celle d'un filtre actif, placé au niveau du nœud central du micro-réseau. Dans ce cas, seul le vecteur $\boldsymbol{I}_{\boldsymbol{stabo}}^{\boldsymbol{dq}}$ est différent de zéro dans (4.7).

La taille du système à stabiliser est importante (30 variables d'état) et il devient difficile de placer les 30 valeurs propres du système à une valeur précise car cela entraîne trop de contraintes de dimensionnement. Ainsi, on se contente de déplacer uniquement les valeurs propres qui sont positives (ou supérieures à une valeur négative dépendant de la marge de robustesse que l'on souhaite imposer). De cette manière, les dynamiques naturelles du réseau qui ne sont pas instables restent inchangées et on concentre l'effort de stabilisation sur celles qui sont instables. Si on appelle $\Gamma \in \mathbb{R}^{30}$ l'ensemble des valeurs propres λ_i $(i = 1, \dots, 30)$ du réseau non stabilisé, l'ensemble des nouvelles valeurs propres $\Gamma_{st} \in \mathbb{R}^{30}$ est donné par la relation :

$$\Gamma_{st}: \quad \lambda_{st\,i} = \begin{cases} \lambda_i & si\ Re(\lambda_i) < -MR \\ \lambda_i - (Re(\lambda_i) + MR) & sinon \end{cases} \qquad \textbf{(4.8)}$$

avec : MR un nombre réel positif étant la marge de robustesse.

Dans ce qui suit, on fixe $MR = 100$. Le retour d'état est calculé autour du point d'équilibre à $P_{L13} = P_{cst13} = 1870\ W$ et $P_{L22} = P_{cst22} = 2640\ W$ en utilisant la commande "*place*" de MATLAB pour placer les pôles déterminés par la relation (4.8). La taille du système étant trop grande pour monter un banc expérimental, l'efficacité de la méthode proposée n'est testée que par simulation. Le système est initialisé à $P_{L13} = P_{cst13} = 1700\ W$ et $P_{L22} = P_{cst22} = 2400W$, soit à sa limite de stabilité. A l'instant $t = 0s$, on effectue un échelon de puissance sur les charge P_{L13} et P_{L22} telles que $P_{L13} = P_{cst13} = 1870\ W$ et $P_{L22} = P_{cst22} = 2640\ W$ (variation de 10% de P_{L13} et

P_{L22}). La Figure 4-11 montre la réponse du système sans stabilisateur et la Figure 4-12 avec le stabilisateur. Cette simulation montre qu'il est possible de stabiliser un réseau en agissant uniquement au nœud principal du micro-réseau. Cela présente l'avantage de diminuer le nombre de dispositifs de stabilisation sur un micro-réseau.

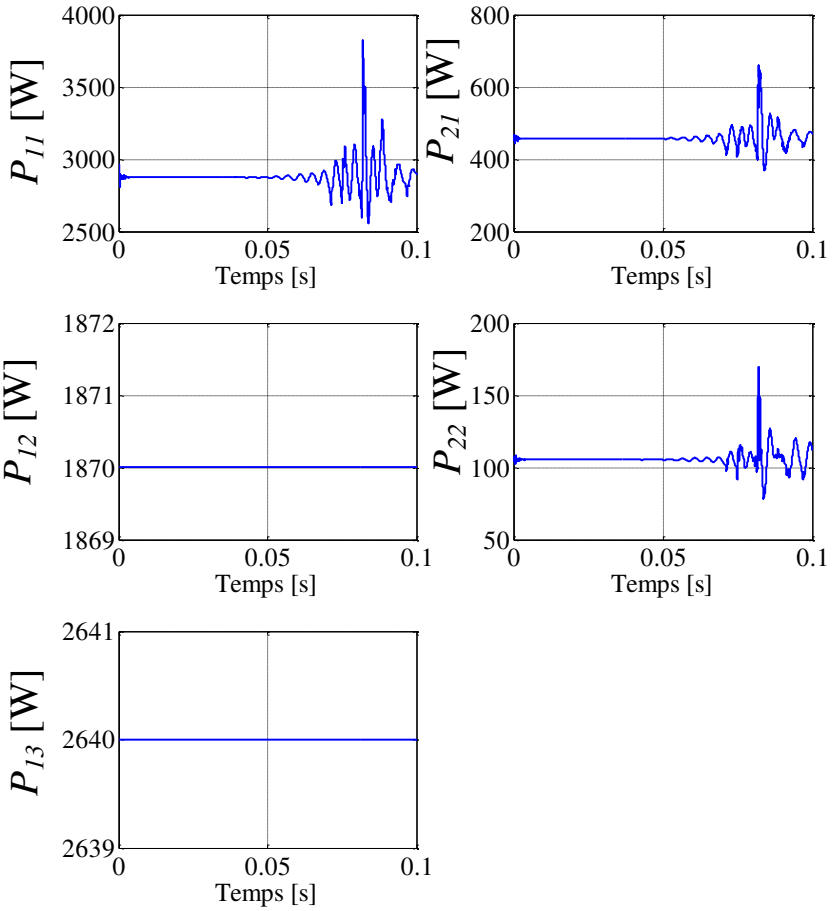


Figure 4-11 : Réponse du micro-réseau sans stabilisation

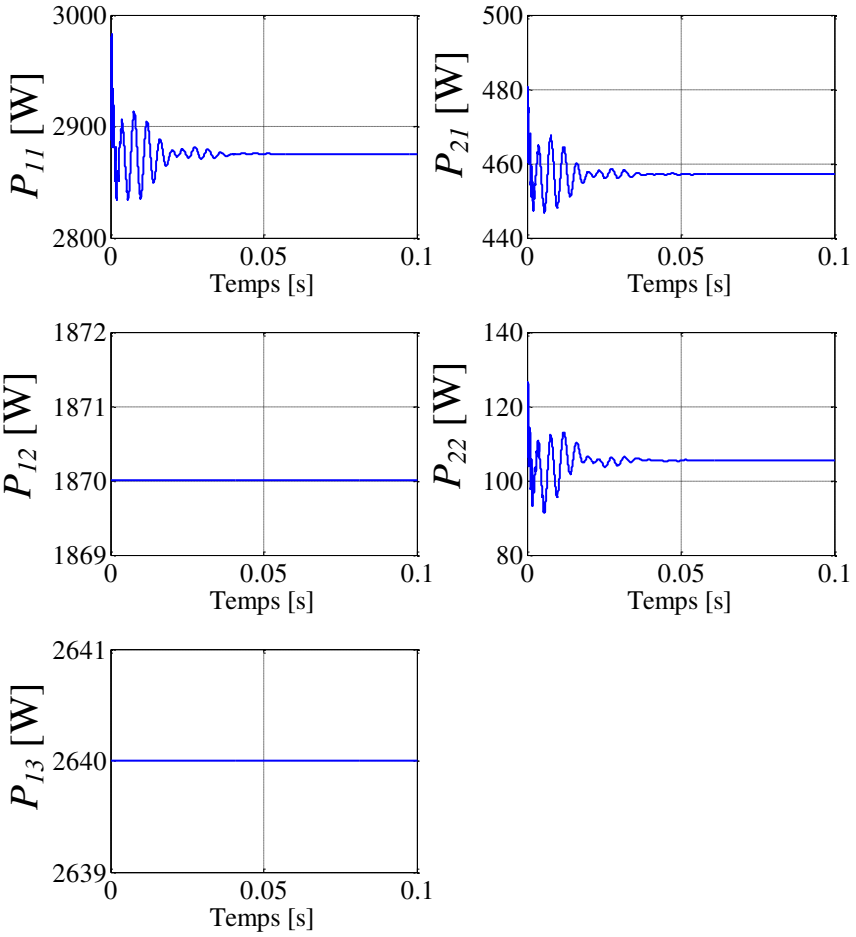


Figure 4-12 : Réponse du micro-réseau avec la stabilisation au niveau bus commun

4.2.2.1 Stabilisateurs aux bornes des charges du micro-réseau

Dans ce paragraphe, l'objectif est de stabiliser le micro-réseau à l'aide des courants injectés à l'entrée de certaines charges ($i_{st\,ij}$) sans aucune injection de courant au nœud central ($i_{st0} = 0$). Cela revient à supprimer le dispositif de stabilisation active placé au nœud principal du micro-réseau et mettre en place une stabilisation active distribuée. Il est à noter que différentes configurations sont à étudier où des stabilisateurs actifs seront placés aux bornes de différentes charges.

Afin de faire varier les commandes du système pour les différentes configurations de placement des stabilisateurs, la variable de commande $\boldsymbol{U}$ est remplacée par $\boldsymbol{U_{ijklm}}$ selon la relation :

$$\boldsymbol{U = M_{ijklm} . U_{ijklm}} \qquad \textbf{(4.9)}$$

avec $\boldsymbol{M} = \begin{bmatrix} i & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & i & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & j & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & j & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & k & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & k & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & l & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & l & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & m & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & m \end{bmatrix}$

$i \in \{0,1\}$; $j \in \{0,1\}$; $k \in \{0,1\}$; $l \in \{0,1\}$; $m \in \{0,1\}$

où les indices i, j, k, l, m indiquent respectivement la présence des courants de stabilisation aux nœuds des charges P_{L11}, P_{L12}, P_{L13}, P_{L21} et P_{L22}. L'indice vaut 1 lorsque la charge correspondante possède un stabilisateur actif, et vaut 0 lorsqu'il n'y a pas de stabilisation.

- ***Dimensionnement des stabilisateurs***

Comme précédemment, on fixe $MR = 100$. Le retour d'état est calculé autour du point d'équilibre à $P_{L13} = 1870\ W$ et $P_{L22} = 2640\ W$. En utilisant la commande "*place*" de MATLAB pour placer les pôles déterminés par la relation (4.8), on parvient à trouver des retours d'état pour l'ensemble des combinaisons de placement de stabilisateurs possibles. Le système est initialisé à $P_{L13} = 1700\ W$ et $P_{L22} = 2400\ W$, soit à sa limite de stabilité. A l'instant $t = 0\ s$, on effectue un échelon de puissance sur les charge P_{L13} et P_{L22} telles que $P_{L13} = 1870\ W$ et $P_{L22} = 2640\ W$ (variation de 10 % de P_{L13} et P_{L22}). Les Figure 4-13 et Figure 4-14 montrent la stabilisation du système pour les deux cas de figures extrêmes : avec tous les stabilisateurs et avec un seul stabilisateur sur la charge P_{L22}. Dans les deux cas de figure, le dispositif de stabilisation est efficace. Cela signifie qu'un seul stabilisateur placé aux bornes de n'importe quelle charge du réseau parvient à stabiliser le système. Néanmoins, l'effort de stabilisation n'est pas le même dans les deux cas. Dans le cas où il n'y a qu'un seul stabilisateur, la puissance de stabilisation est beaucoup moins importante que la somme de tous les efforts de tous les

stabilisateurs s'il y a cinq stabilisateurs. Cependant, pour un seul stabilisateur, une seule charge subit l'effort de stabilisation qui reste assez limité dans le scénario étudié (Figure 4-14).

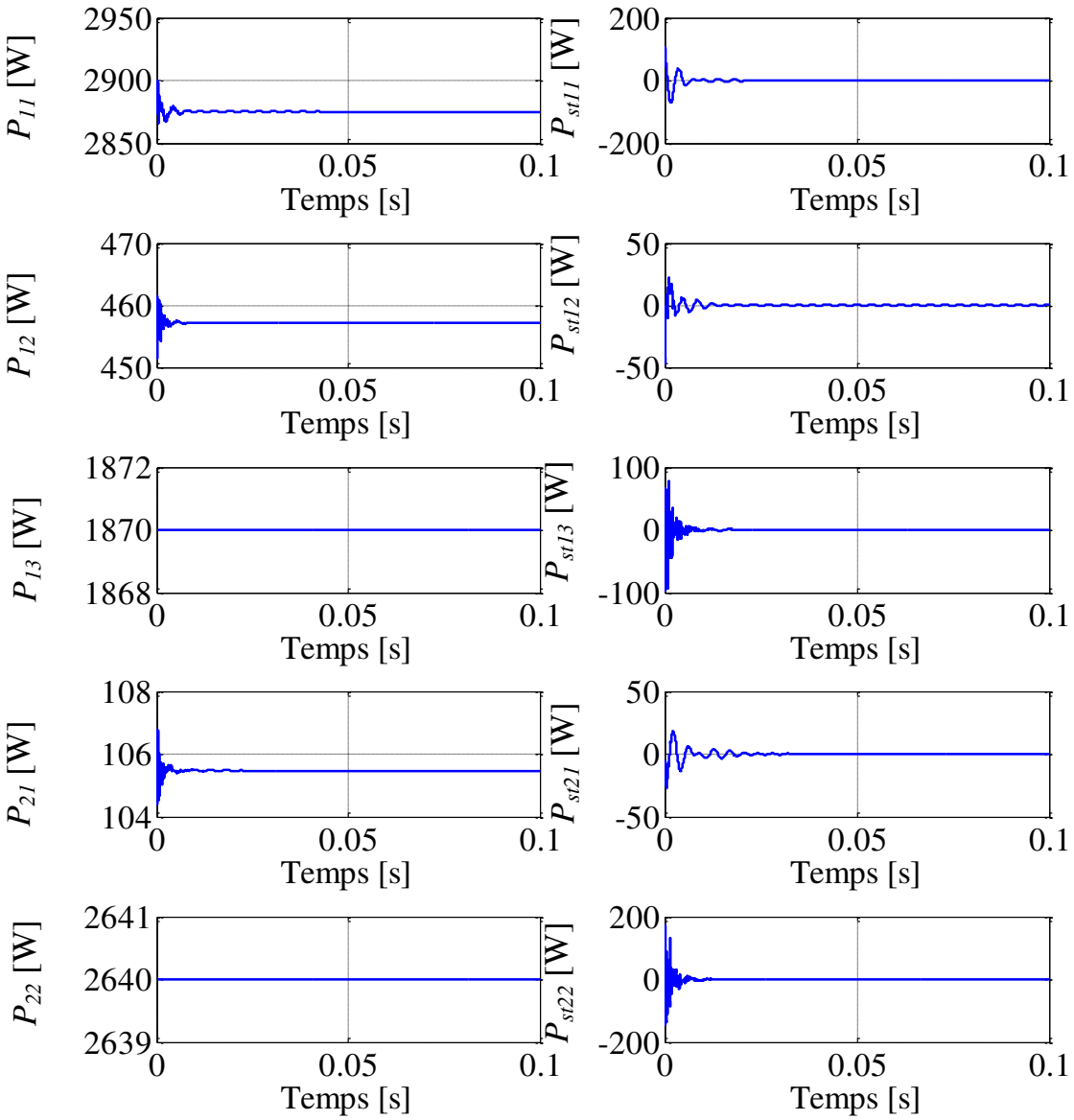


Figure 4-13 : Réponse du système avec tous les stabilisateurs sur chacune des charges du micro-réseau

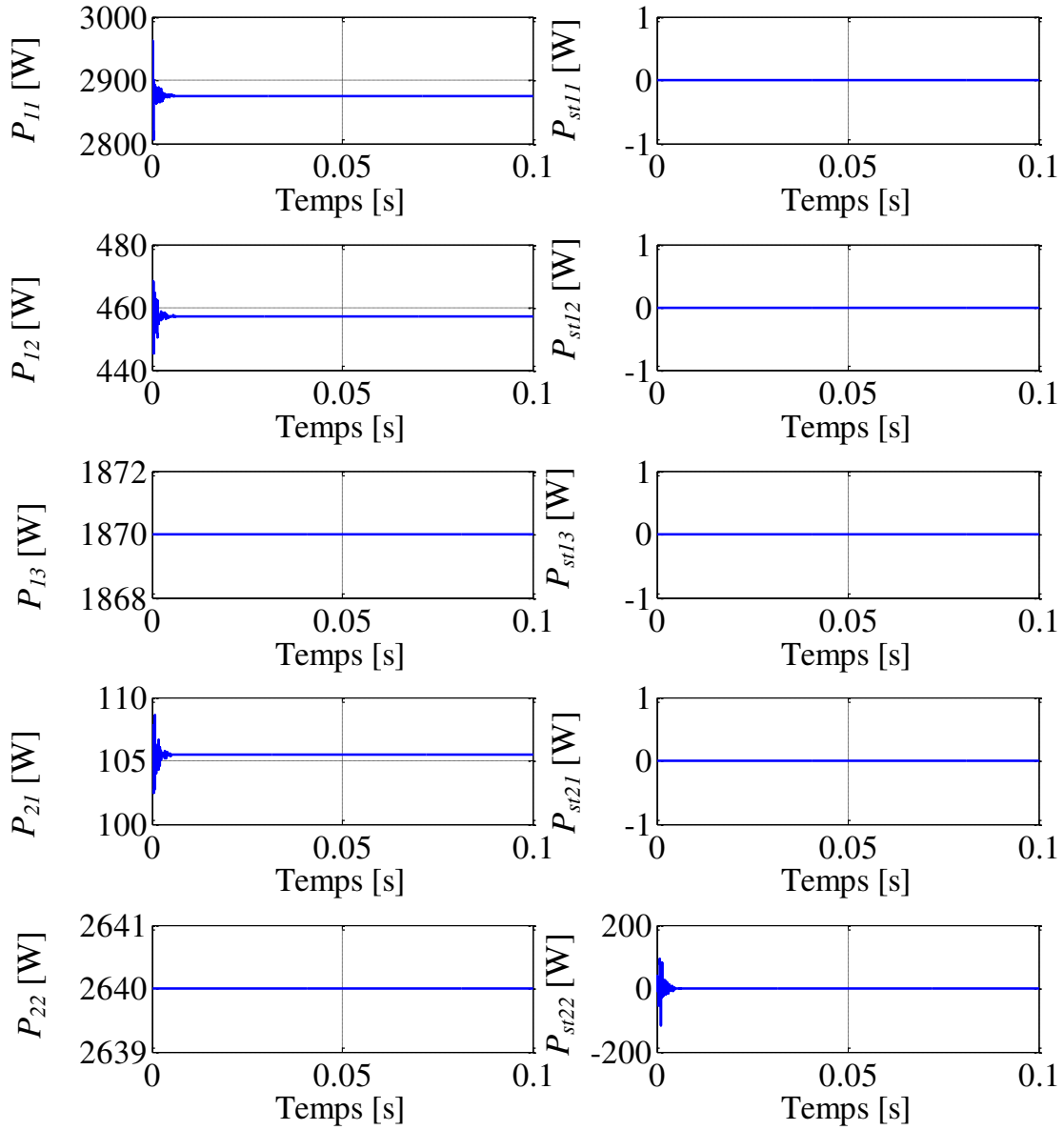


Figure 4-14 : Réponse du système avec un seul stabilisateur actif sur PL22

Puisque toutes les configurations de stabilisation fonctionnent, il faut déterminer quel emplacement est à privilégier. Ceci est l'objet du paragraphe suivant où nous nous intéresserons à l'emplacement optimal des stabilisateurs actifs dans un micro-réseau. Cette étude a pour objectif de montrer la faisabilité d'une telle optimisation. Cependant, le critère de coût sera totalement absent à ce stade. Bien évidemment, cette étude devra être complétée par la prise en compte des coûts liés à chaque solution envisagée et sa fiabilité et cela dépend de la topologie et des paramètres du micro-réseau. Ce travail sort du cadre de cette thèse.

- ***Optimisation du placement des stabilisateurs actifs dans un micro-réseau basé sur des critères énergétiques***

Nous choisissons de déterminer la meilleure façon de stabiliser le réseau en tenant compte de l'effort de stabilisation sur le système en termes de la puissance nécessaire et du bilan énergétique. Ainsi, une stabilisation rapide nécessite une forte puissance et une stabilisation plus lente s'accompagne d'un plus grand besoin en énergie, comme on peut le voir sur la Figure 4-15.

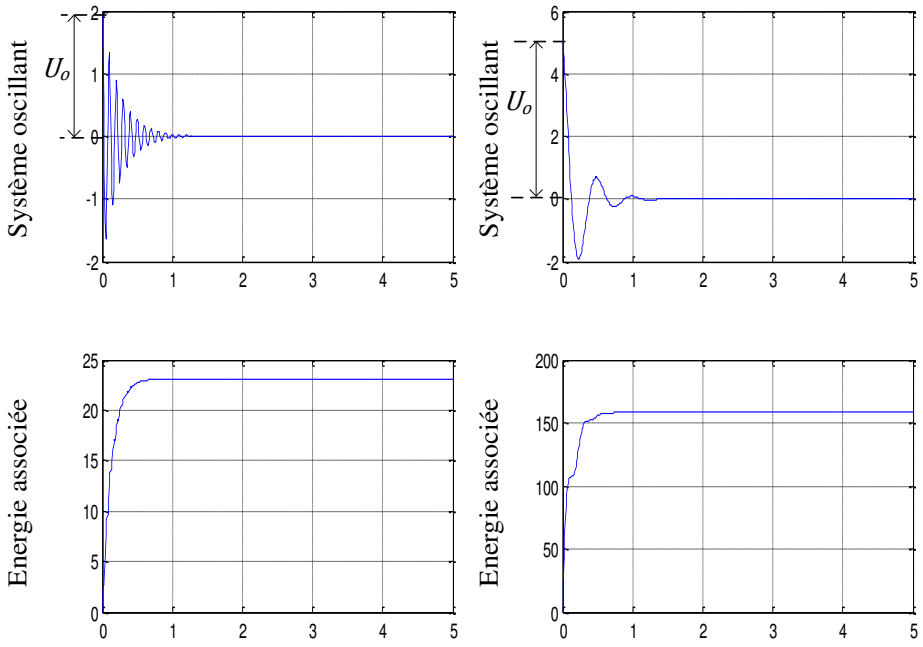


Figure 4-15 : Puissance et énergie liées à la stabilisation d'un micro-réseau

Dans notre étude, le choix du placement optimal est basé sur la réponse du système à une perturbation autour d'un point d'équilibre. Cette hypothèse permet de donner des résultats pertinents lorsque les charges sont peu fluctuantes. Pour cela, on translate le point d'équilibre du micro-réseau ($\boldsymbol{X_{eq}}$) à l'origine et on considère que le point initial est $\boldsymbol{X_o}$ **:**

$$\boldsymbol{x = X - X_{eq}} \Rightarrow \begin{cases} \boldsymbol{x = 0} & \textit{au point d'équilibre} \\ \boldsymbol{x_o = X_o - X_{eq}} & \textit{au point initial} \end{cases} \qquad \textbf{(4.10)}$$

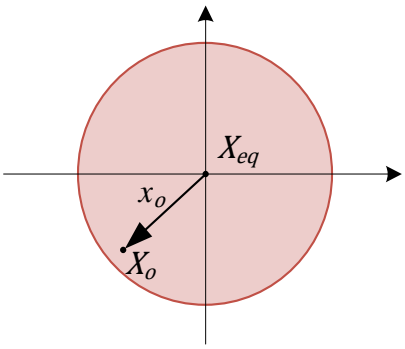


Figure 4-16 : Translation du point d'équilibre à l'origine

Dans le voisinage du point d'équilibre, le modèle linéaire du système stabilisé est donné par :

$$\dot{\boldsymbol{x}} = \boldsymbol{A_{res}} \cdot \boldsymbol{x} + \boldsymbol{B} \cdot \boldsymbol{U} \tag{4.11}$$

$$\boldsymbol{U} = \boldsymbol{M_{ijklm}} \cdot \boldsymbol{U_{ijklm}} \text{ et } \boldsymbol{U_{ijklm}} = -\boldsymbol{K_{ijklm}} \cdot \boldsymbol{x}$$

où $\boldsymbol{A_{res}}$ est la matrice d'état du système linéarisé et $\boldsymbol{B}$ est la matrice d'entrée calculée à partir de l'équation (4.7). La matrice $\boldsymbol{M_{ijklm}}$ est donnée par (4.9). Les matrices $\boldsymbol{K_{ijklm}}$ sont obtenues à l'aide du dimensionnement des stabilisateurs présenté précédemment.

On considère que les courants de stabilisation sont les plus forts au point initial. C'est toujours le cas si les stabilisateurs sont utilisés simultanément dès l'origine de la perturbation. Dans ce cas, cet effort de stabilisation est caractérisé par le vecteur $\boldsymbol{U_o} = \boldsymbol{U}(\boldsymbol{0})$. L'effort de stabilisation maximum est mesuré par $W_{max} = \|\boldsymbol{U_o}\|$.

L'énergie quant à elle dépend à la fois de l'amplitude et de la durée de stabilisation. Elle est calculée à partir de la réponse temporelle du système complet. Pour connaître l'énergie consommée par le système, il faut donc déterminer la forme analytique de la réponse du système stabilisé. La représentation d'état du micro-réseau stabilisé est de la forme :

$$\dot{\boldsymbol{x}} = \boldsymbol{A_c} . \boldsymbol{x} \tag{4.12}$$

avec $\boldsymbol{A_c} = \boldsymbol{A_{res}} - \boldsymbol{B} \cdot \boldsymbol{M_{ijklm}} \cdot \boldsymbol{K_{ijklm}}$

La réponse temporelle du système s'écrit donc :

$$\boldsymbol{x} = \boldsymbol{e^{A_c \cdot t}} \cdot \boldsymbol{x_o} \tag{4.13}$$

$$0 \leq t \leq t_f$$

L'image de l'énergie instantanée nécessaire à la stabilisation est donc :

$$E_{inst} = \frac{\mathbf{1}}{\mathbf{2}} . \boldsymbol{U^T} . \boldsymbol{U} \tag{4.14}$$

Soit : $$E_{inst}(t) = \frac{1}{2} . \boldsymbol{x_o^T} . (\boldsymbol{e^{A_c \cdot t}})^{\boldsymbol{T}} . \boldsymbol{K_{ijklm}^T} . \boldsymbol{M^2}_{\boldsymbol{ijklm}} . \boldsymbol{K_{ijklm}} . \boldsymbol{e^{A_c \cdot t}} . \boldsymbol{x_o} \tag{4.15}$$

On en déduit donc l'image de l'énergie totale de la stabilisation :

$$E = \int_0^{t_f} E_{inst}(t) \cdot dt \tag{4.16}$$

Le point d'équilibre étudié ici pour illustrer ces propos est tel que les charges passives sont celles données dans le Tableau 4-2 et les charges actives sont fixées à 30% au-delà des puissances limites, à savoir $P_{L13} = 2210\,W$ et $P_{L22} = 3120\,W$. Les deux critères définis précédemment, à savoir l'image de la puissance et celle de l'énergie, sont données dans le tableau suivant pour chacune des configurations étudiées.

Placement					Image de la puissance max.	Image de l'énergie
PL11	PL12	PL13	PL21	PL22		
1	1	1	1	1	17,50	0,413
1	1	1	1	0	13,47	1,190
1	1	1	0	1	11,38	0,312
1	1	1	0	0	88,69	12,72
1	1	0	1	1	16,73	0,767
1	1	0	1	0	12,89	0,255
1	1	0	0	1	9,31	0,304
1	1	0	0	0	259,0	63,22
1	0	1	1	1	25,69	1,050
1	0	1	1	0	13,50	1,580
1	0	1	0	1	13,32	0,495
1	0	1	0	0	78,94	11,53
1	0	0	1	1	8,26	0,497
1	0	0	1	0	13,78	0,356
1	0	0	0	1	10,52	0,351
1	0	0	0	0	224,4	52,81
0	1	1	1	1	13,72	0,412
0	1	1	1	0	11,68	1,122
0	1	1	0	1	6,50	**0,132**
0	1	1	0	0	88,57	14,81
0	1	0	1	1	14,71	0,694
0	1	0	1	0	11,69	0,360
0	1	0	0	1	12,74	1,270
0	1	0	0	0	313,4	68,98
0	0	1	1	1	9,10	0,420
0	0	1	1	0	22,38	0,905
0	0	1	0	1	**5,34**	0,189
0	0	1	0	0	71,44	13,44
0	0	0	1	1	15,19	1,329
0	0	0	1	0	12,65	0,517
0	0	0	0	1	14,74	1,813

Tableau 4-3 : Impact de l'emplacement des stabilisateurs actifs sur l'image de la puissance et celle de l'énergie de stabilisation

Dans ce tableau, les valeurs en vert correspondent à la meilleure configuration si on choisit soit le critère de la puissance, soit le critère de l'énergie. On peut bien remarquer l'intérêt de placer des stabilisateurs actifs au niveau des charges actives (P_{L13} et P_{L22}). Connaissant l'impact négatif de ces charges sur la stabilité des micro-réseaux, ce choix parait judicieux. Et ce d'autant

plus que dans l'étude présentée ici, les échelons de charge ont été imposés sur les charges actives. Il est également à noter que non seulement le Tableau 4-3 permet de déduire l'emplacement optimal des stabilisateurs actifs, mais il présente également les critères étudiés quantifiés nécessaires au dimensionnement des stabilisateurs actifs et les coûts associés. Il faut aussi se rappeler que les stabilisateurs actifs peuvent être réalisés à l'aide des charges actives si une légère dégradation de performances des charges est admissible. Bien évidemment, on peut privilégier de limiter les amplitudes de courants de stabilisation, ou alors préférer la solution la plus favorable énergétiquement. En réalité, l'arbitrage entre puissance et énergie doit se faire en fonction du cahier des charges. Le compromis doit aussi dépendre des dispositifs de protection présents sur le réseau puisque ceux-ci imposent essentiellement des gabarits sur les courants.

- ***Autres critères d'optimisation***

Tout comme la première partie de ce chapitre, il peut être intéressant de diminuer le nombre de mesures nécessaires à la stabilisation, d'autant plus si le réseau est de grande taille. Dans ce cas, le dimensionnement des stabilisateurs du micro-réseau doit passer par une méthode d'optimisation. Le problème d'optimisation qui se pose est donc le suivant.

Etant donné un nombre de mesures disponibles, et sous la contrainte que les valeurs propres soient inférieures à la marge de robustesse, il faut trouver les gains de la matrice de retour d'état $\boldsymbol{K}$ qui minimisent le critère choisi. Il est par exemple souhaitable de minimiser les efforts de stabilisation, ce qui revient à trouver $min\|\boldsymbol{K}\|$ qui satisfasse les contraintes. Le problème d'optimisation posé est donc celui défini par (4.4) et rappelé ici :

$$\begin{cases} f_{min}: min\ \|\boldsymbol{K}\| \\ g: Re(\lambda_i) \leq MR \end{cases} \quad \textbf{(4.17)}$$

D'autre part, on peut souhaiter diminuer la sensibilité du système stabilisé aux charges à puissance constante puisque ce sont les charges dont les points de fonctionnement sont les plus susceptibles d'évoluer. La sensibilité définie dans l'approche modale est un outil mathématique de quantification de la dépendance des valeurs propres du système aux variations paramétriques de la matrice d'état ([BAR05], [KUN94]). La sensibilité de la valeur propre λ_i à un élément de la matrice d'état a_{kj} est définie par la relation suivante :

$$\frac{\partial \lambda_i}{\partial a_{kj}} = \Psi_{ik}.\varphi_{ji} \quad \textbf{(4.18)}$$

avec Ψ_{ik} les vecteurs propres à gauche et φ_{ji} les vecteurs propres à droite

Seuls les éléments dépendant des charges actives sont à considérer. Le problème d'optimisation est donc le suivant :

$$\begin{cases} f_{min}: min \sum \left\| \frac{\partial \lambda_i}{\partial a_{kj}} \right\| \\ g: Re(\lambda_i) \leq MR \end{cases} \quad \textbf{(4.19)}$$

Ces différents algorithmes d'optimisation ont été testés et donnent aussi de bons résultats. Cependant, ils ne seront pas présentés ici ; l'exploitation de ces résultats et leur conjugaison avec ceux présentés précédemment faisant partie des perspectives de ce travail.

4.2.3 Stabilisation décentralisée

Cette fois, on considère que chaque stabilisateur ne perçoit que son environnement proche et n'est chargé que de stabiliser le dispositif auquel il est rattaché. Cette approche a l'avantage de pouvoir être facilement exploitée dans des micro-réseaux évoluant fortement. La seule information concernant le réseau dont chaque stabilisateur a besoin est la tension du nœud de la branche (ici V_1 pour la branche 1 et V_2 pour la branche 2, voir la Figure 4-8). Le sous-système à stabiliser est donné pour un cas général sur la Figure 4-17 et la représentation d'état vérifie l'équation (4.20).

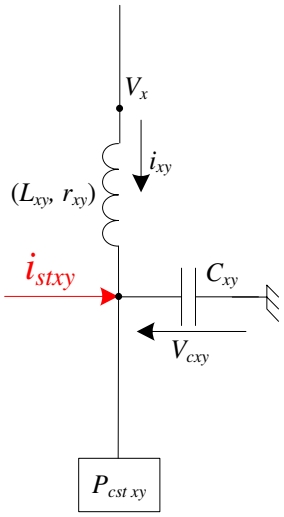


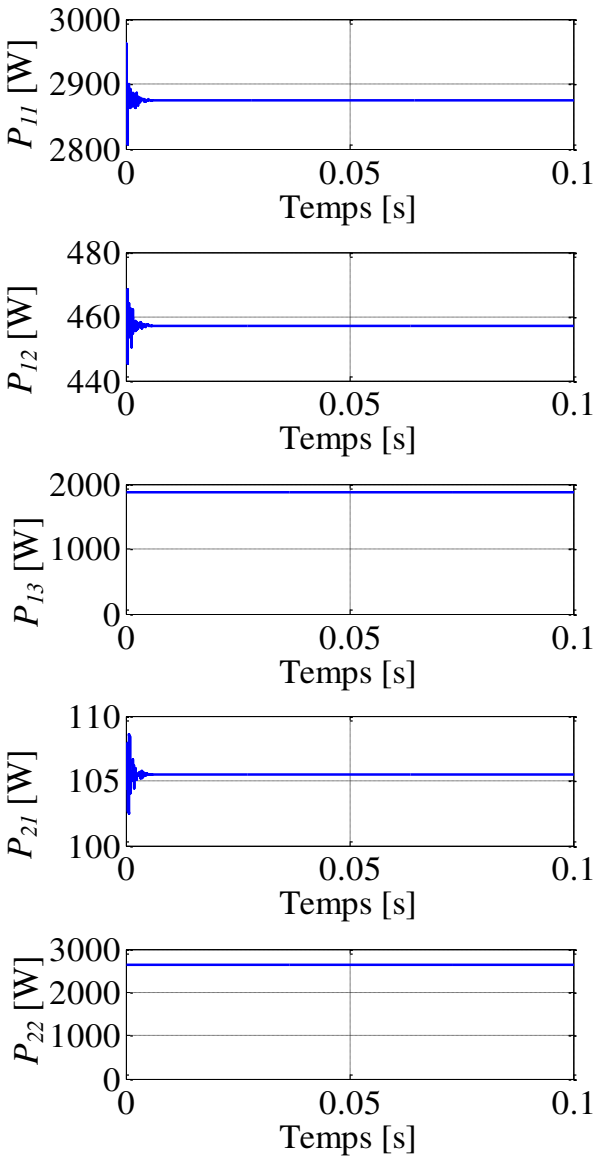
Figure 4-17 : Représentation d'une charge active *y* seule sur la branche *x* du micro-réseau

$$\dot{\boldsymbol{X}} = \boldsymbol{f}(\boldsymbol{X},\boldsymbol{U}) = \begin{bmatrix} \left(\boldsymbol{V}_{\boldsymbol{x}}^{\boldsymbol{dq}} - \boldsymbol{V}_{\boldsymbol{cxy}}^{\boldsymbol{dq}} - r_{xy}.\boldsymbol{i}_{\boldsymbol{xy}}^{\boldsymbol{dq}} - L_{xy}.\boldsymbol{T}.\boldsymbol{i}_{\boldsymbol{xy}}^{\boldsymbol{dq}}\right)/L_{xy} \\ \left(\boldsymbol{i}_{\boldsymbol{xy}}^{\boldsymbol{dq}} - \boldsymbol{i}_{\boldsymbol{L\,xy}}^{\boldsymbol{dq}} + \boldsymbol{i}_{\boldsymbol{stab\,xy}}^{\boldsymbol{dq}} - C_{xy}.\boldsymbol{T}.\boldsymbol{V}_{\boldsymbol{cxy}}^{\boldsymbol{dq}}\right)/C_{xy} \end{bmatrix} \quad \textbf{(4.20)}$$

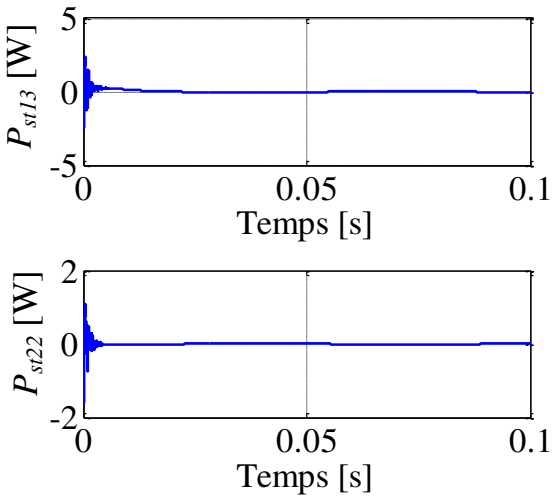
avec $\boldsymbol{X} = \left[\boldsymbol{i}_{\boldsymbol{xy}}^{\boldsymbol{dq}} \quad \boldsymbol{V}_{\boldsymbol{cxy}}^{\boldsymbol{dq}}\right]$ et $\boldsymbol{U} = \boldsymbol{i}_{\boldsymbol{stab\,xy}}^{\boldsymbol{dq}}$

et $$\boldsymbol{i}_{\boldsymbol{L\,xy}}^{\boldsymbol{dq}} = P_{Lxy}.\begin{bmatrix} \dfrac{V_{cxyd}}{V_{cxyd}^2 + V_{cxyq}^2} \\ \dfrac{V_{cxyq}}{V_{cxyd}^2 + V_{cxyq}^2} \end{bmatrix}$$

Comme précédemment, on fixe $MR = 100$. Le retour d'état est calculé autour du point d'équilibre à $P_{L13} = 1870\ W$ et $P_{L22} = 2640\ W$. En utilisant la commande "*place*" de MATLAB pour placer les pôles déterminés par la relation (4.8), on parvient à trouver des retours d'état pour l'ensemble des combinaisons de placement de stabilisateurs possibles. Le système est initialisé à $P_{L13} = 1700\ W$ et $P_{L22} = 2400\ W$. A l'instant $t = 0\ s$, on effectue un échelon de puissance sur les charges P_{L13} et P_{L22} de 10 %. A ce point de fonctionnement, les deux charges actives sont instables. La Figure 4-11 montre les résultats obtenus sans stabilisateur et la Figure 4-18 montre la stabilisation du système avec les deux stabilisateurs sur les charge P_{L13} et P_{L22}. Il faut noter que contrairement aux stabilisateurs dimensionnés dans le sous-chapitre précédent, ces stabilisateurs n'utilisent que des informations locales, à savoir les tensions et les courants de la branche où ils sont connectés.



a. Puissances des charges



b. Puissances stabilisantes

Figure 4-18 : Avec les deux stabilisateurs

L'action de stabilisation est correctement assurée lorsque les deux stabilisateurs sont utilisés. Cela signifie que les dynamiques des deux stabilisateurs n'interagissent pas entre elles. Les stabilisateurs peuvent donc être dimensionnés indépendamment les uns des autres pour les charges qui présentent un risque d'instabilité important.

4.2.4 Bilan

Dans cette partie, deux approches différentes de gestion de la stabilité sur un réseau ont été abordés : l'approche centralisée et l'approche décentralisée. Dans les deux cas, l'agent de stabilisation peut être soit un stabilisateur externe comme nous l'avons proposé dans le chapitre précédent, soit la charge elle-même en ajoutant dans les lois de régulation des charges un étage stabilisant.

L'approche centralisée est basée sur la connaissance complète du micro-réseau pour dimensionner la commande stabilisante du ou des stabilisateurs du réseau. Ceux-ci sont placés aux bornes de chaque charge car même les stabilisateurs aux bornes des charges passives peuvent avoir une action stabilisante sur le micro-réseau. Pour connaître la meilleure configuration des stabilisateurs, nous avons proposé d'utiliser des critères liés à l'énergie consommée par les stabilisateurs ainsi que la puissance dont ils auront besoin pour un échelon de puissance donné. Il s'avère que selon le critère choisi, le meilleur emplacement diffère. Il faut choisir correctement le meilleur compromis puissance/énergie pour placer ces stabilisateurs sur un micro-réseau donné. Néanmoins, le principal inconvénient de cette approche est que le micro-réseau doit être parfaitement connu dans son intégralité. Or, il est plutôt fréquent que ce type de micro-réseau évolue fortement à court-terme avec des enclenchement/déclenchements de charges, ou à long terme avec des modifications de structure du micro-réseau ou le remplacement de matériel.

Au contraire, l'approche décentralisée présente l'avantage de ne dépendre que de l'environnement proche de la charge que le stabilisateur doit protéger. Dans ce cas, on choisit plutôt de placer un stabilisateur aux bornes des charges présentant un risque d'instabilité sur le micro-réseau et il n'est donc plus question de savoir où placer le stabilisateur : toutes les charges commandées à puissance constante sont susceptibles d'introduire des instabilités sur le micro-réseau. L'avantage est que chaque stabilisateur peut être dimensionné indépendamment des uns des autres car ils n'interagissent pas entre eux.

4.3 Conclusion

Dans ce chapitre, on a traité de la mise en place de la stabilisation dans un réseau type de plus grande taille. Le premier point aborde le problème de la limitation du nombre de capteurs nécessaires à la commande stabilisante. Pour cela, le problème a été posé sous la forme d'une optimisation. Il s'agit d'assurer la stabilité du système avec une marge de stabilité suffisante mais en utilisant le minimum de capteurs de mesures. La stabilisation proposée a été testée sur le banc expérimental et a prouvé son efficacité.

Dans un deuxième temps, le cas général du placement des stabilisateurs dans un réseau a été abordé. Ceux-ci peuvent prendre soit la forme d'un dispositif supplémentaire dédié à la stabilité, comme dans le chapitre 3, soit la forme d'une boucle de commande supplémentaire dans la régulation des charges.

Pour cela, deux méthodes de stabilisation ont été explorées : la stabilisation centralisée et la stabilisation décentralisée. La première méthode présente l'avantage de pouvoir contrôler entièrement toutes les dynamiques du micro-réseau et un seul stabilisateur peut être utilisé. En revanche, le principal inconvénient est que cette centralisation nécessite un effort de transmission de données particulièrement important pour ramener les mesures dans le centre de commande de stabilisation puis renvoyer les signaux de commande à l'ensemble des stabilisateurs. Cela peut rapidement devenir inadapté à mesure que la taille du micro-réseau grandit. De plus, les distances peuvent ralentir l'acheminement des données et doivent être prises en compte dans la gestion des micro-réseaux de très grande taille. Enfin, la multiplication des mesures augmente les risques de défaillance de l'ensemble des stabilisateurs.

Avec la stabilisation décentralisée, la question du placement des stabilisateurs ne se pose pas réellement puisque chaque stabilisateur est dimensionné pour chaque charge active. En effet, celles-ci augmentent généralement les risques d'instabilité. L'avantage de cette approche est qu'il n'est pas nécessaire de faire transiter autant de données puisque les stabilisateurs n'ont pas besoin de communiquer entre eux. Les seules mesures nécessaires se trouvent aux à proximité du stabilisateur. Avec cette approche, les instabilités sont directement corrigées à leur source et ne se propagent pas à l'ensemble du micro-réseau. Son avantage est qu'elle est très facile à mettre en œuvre sur un micro-réseau, où par définition il est difficile de connaître l'ensemble des paramètres. Cette méthode peut donc aisément être utilisée dans des applications industrielles. Comme dans la méthode centralisée, il pourrait être également intéressant de dimensionner le retour d'état en utilisant des contraintes à la fois sur l'effort de stabilisation et sur les considérations énergétiques des stabilisateurs.

CONCLUSION GÉNÉRALE

Dans les bâtiments industriels ou tertiaires, les risques d'instabilité sont peu pris en compte alors qu'ils peuvent diminuer la disponibilité du réseau électrique, et ce d'autant plus que le nombre de convertisseurs de puissances augmente considérablement. Identifier les équipements à risque permet à l'utilisateur de prendre des dispositions préventives afin d'améliorer la fiabilité des installations électriques des bâtiments. Ces travaux de thèse ont permis de mettre en avant plusieurs facteurs impactant la stabilité d'un réseau composé d'un ou plusieurs redresseurs commandés. Des solutions ont ensuite été proposées pour aller dans ce sens.

Certaines causes d'instabilité sont bien connues et peuvent être prises en compte dès la phase de conception des convertisseurs de puissance. Ainsi, les problèmes de stabilité causés par l'utilisation de filtres LCL doivent être considérés lors du dimensionnement de la commande du convertisseur associé. De même, un régulateur contrôlé en puissance peut avoir des effets néfastes sur la stabilité du système et il est préférable de le corriger dès le départ. En effet, le choix de l'algorithme de contrôle n'est pas anodin et il est préférable d'utiliser des algorithmes robustes pour repousser la limite de stabilité. Les résultats expérimentaux ont montré que l'utilisation d'une commande glissante, comme le super-twisting pour le contrôle des courants, permet de repousser cette limite en comparaison à l'utilisation d'un régulateur PI. L'analyse petit signal permet de conclure que c'est la boucle rapide qui est responsable de la limitation de la puissance demandée. Une analyse basée sur la théorie large signal utilisant la modélisation Takagi-Sugeno a été proposée pour quantifier le domaine de stabilité autour d'un point de fonctionnement. Elle permet de connaître la taille des perturbations que peut subir le système sans que celui-ci ne change de mode de fonctionnement.

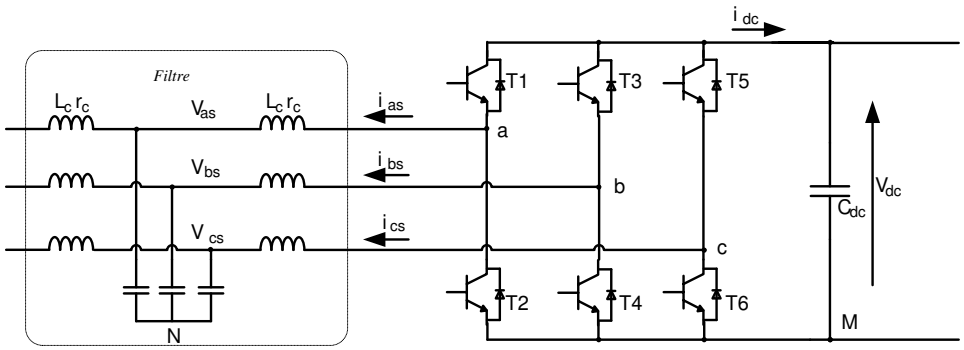
Néanmoins, des cas d'instabilité peuvent se produire sur le réseau dû à l'interaction entre plusieurs convertisseurs, ou bien dû aux bonnes performances des régulateurs, qui tendent à rendre la puissance consommée par les charges indépendantes de la tension d'entrée, tant que les régulateurs restent dans leur zone de contrôlabilité. Dans ce cas, deux actions de stabilisation ont été proposées. La première consiste à stabiliser le système en agissant sur la commande de la charge DC elle-même. La deuxième est un dispositif de stabilisation autonome mis au point pour les problèmes apparaissant sur un réseau existant : l'action de stabilisation est réalisée par un équipement dédié composé d'une source continue et d'un onduleur commandé à l'aide d'une loi de stabilisation. Plusieurs lois ont été proposées basées soit sur l'approche petit signal, soit sur l'approche large signal (multi-modèles et retour d'état linéarisant). Les deux méthodes de stabilisation permettent de maîtriser la dynamique de stabilisation et ont été testées expérimentalement. Il en ressort que quelle que soit la méthode de stabilisation choisie, la stabilité du système est améliorée d'environ 15%. Ainsi, il semble évident de sélectionner la méthode la plus simple, à savoir celle basée sur la stabilisation petit signal, déjà bien connue des concepteurs.

Enfin ,la question de la gestion de la stabilisation sur un réseau de taille plus importante a été posée. Dans un premier temps, on s'est attaché à diminuer le nombre de capteurs nécessaires à la commande du stabilisateur en utilisant un algorithme d'optimisation. De cette manière, on choisit des capteurs qui puissent être physiquement connectés au stabilisateur (tension du réseau, courants fournis par le stabilisateur...). Cela améliore la fiabilité du système en diminuant les risques de panne liés à chaque composant de mesure. Parallèlement à cela, une méthode permettant de choisir où placer les stabilisateurs a été proposée. Deux approches ont été envisagées : l'une centralisée et l'autre décentralisée. L'approche décentralisée est simple à mettre en œuvre car elle consiste à placer un stabilisateur aux bornes de chaque charge susceptible de rendre le système instable. Les stabilisateurs sont ensuite dimensionnés en fonction uniquement des caractéristiques de la charge à laquelle ils sont rattachés. A l'opposé, la méthode centralisée nécessite de connaître l'ensemble du réseau et permet de choisir le nombre et l'emplacement du stabilisateur sur le réseau. Deux critères de choix basés sur des contraintes énergétiques ont été proposés. Cette dernière méthode est à privilégier si le réseau n'est pas amené à évoluer et permet de diminuer le coût de stabilisation, puisqu'il n'y a qu'un seul stabilisateur. En revanche, la méthode centralisée est très flexible quant à l'évolution du réseau et le nombre de mesures nécessaires à son fonctionnement.

Ces travaux de thèse ouvrent la voix vers une meilleure gestion de la stabilité sur un réseau, et non plus sur un convertisseur en lui même. En faisant le choix de la stabilisation centralisée, on perd certes en modularité du réseau, mais on gagne la possibilité de mieux optimiser la dynamique de stabilisation. Ainsi, dans des travaux futurs, il sera intéressant de proposer un algorithme d'optimisation qui permette d'optimiser simultanément la gestion énergétique des stabilisateurs et les marges de stabilité. De plus, quelle que soit la méthode de stabilisation choisie, il serait pertinent de combiner la stabilisation du système avec un observateur d'état qui permettra de diminuer le nombre de mesures nécessaires à la stabilisation. Cela aura l'avantage d'améliorer la fiabilité du système en diminuant les risques liés aux pannes des capteurs de mesure. Toujours dans un contexte réseau, la modélisation TS montre rapidement ses limites avec la multiplication des charges à puissance constante. Il faudrait développer d'autres algorithmes de stabilisation large signal, s'appuyant sur d'autres modèles, pour donner de meilleures garanties de fonctionnement du réseau (stabilité aux grandes perturbations).

Annexe A
MODELE MOYEN D'UN REDRESSEUR TRIPHASE MLI

Les spécialistes des commandes machines emploient couramment le modèle moyen de l'onduleur MLI pour réaliser leurs lois de commande.



De manière générale, les lois de Kirchhoff permettent d'obtenir l'égalité vectorielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{aN} \\ V_{bN} \\ V_{bN} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{aM} + V_{MN} \\ V_{bM} + V_{MN} \\ V_{cM} + V_{MN} \end{bmatrix} \quad \textbf{(A1)}$$

or on peut exprimer les tensions V_{aM}, V_{bM} et V_{cM} en fonction des signaux de commandes des bras supérieurs C_a, C_b et C_c et de la tension du bus continu V_{dc}.

$$\begin{bmatrix} V_{aM} \\ V_{bM} \\ V_{bM} \end{bmatrix} = V_{dc}.\begin{bmatrix} C_a \\ C_b \\ C_c \end{bmatrix} \quad \textbf{(A2)}$$

Afin de supprimer la composante homopolaire qui pourrait exister, on applique la transformation $T_{32}.T_{32}^t$ à l'équation précédente.

Avec
$$T_{32}.T_{32}^t = \begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ -1/3 & 2/3 & -1/3 \\ -1/3 & -1/3 & 2/3 \end{bmatrix} \quad \textbf{(A3)}$$

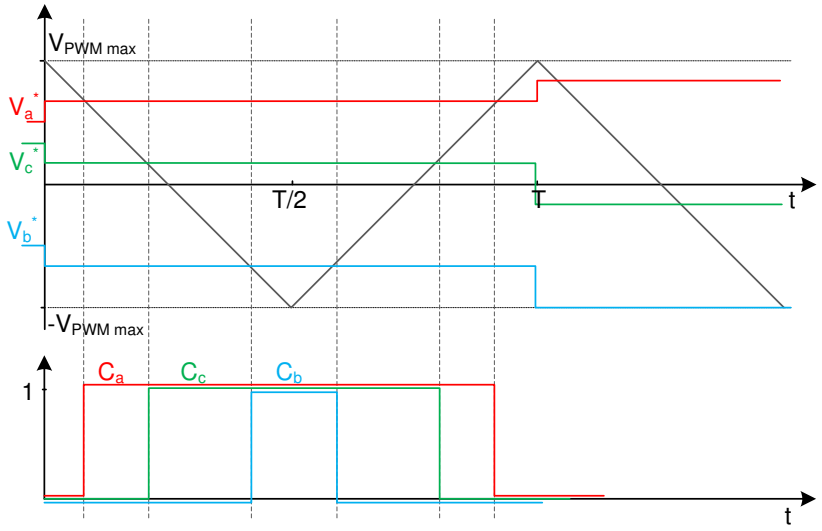
d'où
$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{aN} \\ V_{bN} \\ V_{bN} \end{bmatrix} = V_{dc}.T_{32}.T_{32}^t.\begin{bmatrix} C_a \\ C_b \\ C_c \end{bmatrix} + V_{MN}.T_{32}.T_{32}^t.\begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \quad \textbf{(A4)}$$

On remarque que le deuxième terme est nul, d'où l'égalité suivante :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_b \end{bmatrix} = V_{dc}.T_{32}.T_{32}^t.\begin{bmatrix} C_a \\ C_b \\ C_c \end{bmatrix} \quad \textbf{(A5)}$$

Pour calculer la valeur moyenne de V_a, il suffit de connaître la valeur moyenne de C_a.

La figure suivante montre le principe de la commande d'un bras d'onduleur par la technique de MLI à modulation sinus triangle. Cette technique largement répandue consiste à comparer la modulante de forme sinus à la porteuse choisie triangulaire. Le signal de commande vaut 1 si la modulante est plus grande que la porteuse, et 0 sinon : à chaque intersection de la modulante et de la porteuse, la commande change.



La fréquence de la porteuse est supposée suffisamment rapide pour que la tension de référence soit considérée comme constante sur la période de la porteuse. V_{PWM} est l'amplitude de la porteuse MLI.

La valeur moyenne $\overline{C_a}$ est donnée par l'équation suivante

$$\overline{C_a} = \frac{1}{T}\int_{t_1}^{t_2} 1.dt = \frac{t_2}{T} - \frac{t_1}{T} \qquad \textbf{(A6)}$$

Pour $0 < t < T/2, V_{PWM}(t) = V_{PWM}^{max} - \frac{2.V_{PWM}^{max}}{T/2}.t$ et on sait que $V_{PWM}(t_1) = V_a^*$

Soit $\frac{t_1}{T} = \frac{1}{4} - \frac{V_a^*}{4.V_{PWM}^{max}}$ et par symétrie, on obtient $\frac{t_2}{T} = \frac{3}{4} + \frac{V_a^*}{4.V_{PWM}^{max}}$

On en déduit que

$$\begin{bmatrix}\overline{C_a}\\ \overline{C_b}\\ \overline{C_c}\end{bmatrix} = \frac{1}{2}.\begin{bmatrix}1\\1\\1\end{bmatrix} + \frac{1}{2.V_{PWM}^{max}}.\begin{bmatrix}V_a^*\\V_b^*\\V_c^*\end{bmatrix} \qquad \textbf{(A7)}$$

donc

$$\begin{bmatrix}\overline{V_a}\\ V_b\\ V_b\end{bmatrix} = V_{dc}.T_{32}.T_{32}^t.\begin{bmatrix}\overline{C_a}\\ \overline{C_b}\\ \overline{C_c}\end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{2.V_{PWM}^{max}}.\left(\begin{bmatrix}V_a^*\\V_b^*\\V_c^*\end{bmatrix} + \frac{V_a^*+V_b^*+V_c^*}{3}.\begin{bmatrix}1\\1\\1\end{bmatrix}\right) \qquad \textbf{(A8)}$$

sachant que $V^*_{a\,ech} + V^*_{b\,ech} + V^*_{c\,ech} = 0$, on obtient :

$$\begin{bmatrix} \overline{V_a} \\ \overline{V_b} \\ \overline{V_c} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{2.V_{PWM}^{max}} \cdot \begin{bmatrix} V_a^* \\ V_b^* \\ V_c^* \end{bmatrix} \quad \textbf{(A9)}$$

Cette dernière égalité montre que sur une période d'échantillonnage, la valeur moyenne des tensions aux bornes du convertisseur est l'image des tensions de commande. Cette modélisation permet d'avoir une représentation moyenne des convertisseurs qu'il est ensuite possible d'utiliser pour dimensionner des contrôleurs ou faire des études de stabilité.

Annexe B
MODELE LINEARISE DU SYSTEME ETUDIE

La représentation d'état du système non linéaire étudié dans le chapitre 2 est la suivante :

$$\dot{\boldsymbol{X}} = \boldsymbol{F}(\boldsymbol{X}) \tag{B1}$$

$$\boldsymbol{F}(\boldsymbol{X},\boldsymbol{U}) = \begin{bmatrix} \left(\boldsymbol{V_g^{dq}} - \boldsymbol{V_g^{dq}} - r_g \cdot \boldsymbol{i_g^{dq}} - L_g \cdot \boldsymbol{T} \cdot \boldsymbol{i_g^{dq}}\right)/L_g \\ \left(\boldsymbol{i_g^{dq}} - \boldsymbol{i_s^{dq}} - C_g \cdot \boldsymbol{T} \cdot \boldsymbol{V_g^{dq}}\right)/C_g \\ \left(\boldsymbol{V_g^{dq}} - \boldsymbol{V_c^{dq}} - r_s \cdot \boldsymbol{i_s^{dq}} - L_s \cdot \boldsymbol{T} \cdot \boldsymbol{i_s^{dq}}\right)/L_s \\ \left(\boldsymbol{V_c^{dq}} - \boldsymbol{V_r^{dq}}(\boldsymbol{X},\boldsymbol{U}) - r'_s \cdot \boldsymbol{i_r^{dq}} - L'_s \cdot \boldsymbol{T} \cdot \boldsymbol{i_r^{dq}}\right)/L'_s \\ \left(\boldsymbol{i_s^{dq}} - \boldsymbol{i_r^{dq}} - C_s \cdot \boldsymbol{T} \cdot \boldsymbol{V_c^{dq}}\right)/C_s \\ V_{r_d} i_{r_d} + V_{r_q} i_{r_q} - P_L \\ y_{dc}^* - y_{dc} \\ \left(P_L + 2.\zeta_v.\omega_v.(y_{dc}^* - y_{dc}) + \omega_v^2.\mu_v\right).\begin{bmatrix} \dfrac{V_{cd}}{V_{cd}^2 + V_{cq}^2} \\ \dfrac{V_{cd}}{V_{cd}^2 + V_{cq}^2} \end{bmatrix} - \boldsymbol{i_r^{dq}} \end{bmatrix} \tag{B2}$$

avec $$\boldsymbol{X} = \left[\boldsymbol{i_g^{dq}} \quad \boldsymbol{V_g^{dq}} \quad \boldsymbol{i_s^{dq}} \quad \boldsymbol{i_r^{dq}} \quad \boldsymbol{V_c^{dq}} \quad y_{dc} \quad \mu_v \quad \boldsymbol{\sigma_i^{dq1}}\right]^T \tag{B3}$$

où $\boldsymbol{V_r}(X,U)$ est donné dans **(2.11)** soit $\boldsymbol{V_r^{abc}} = G_{red}.\boldsymbol{V^{abc*}}$.

Soit $\tilde{\boldsymbol{x}}$ les variations autour du point d'équilibre $\boldsymbol{X_o}$ **:**

$$\boldsymbol{X} = \boldsymbol{X_o} + \tilde{\boldsymbol{x}} \tag{B4}$$

avec $$\boldsymbol{X_o} = \left[\boldsymbol{i_{go}^{dq}} \quad \boldsymbol{V_{go}^{dq}} \quad \boldsymbol{i_{so}^{dq}} \quad \boldsymbol{i_{ro}^{dq}} \quad \boldsymbol{V_{co}^{dq}} \quad y_{dco} \quad \mu_{vo} \quad \boldsymbol{\sigma_{io}^{dq1}}\right]^T \tag{B5}$$

et $$\tilde{\boldsymbol{x}} = \left[\tilde{\boldsymbol{i}}_{\boldsymbol{g}}^{\boldsymbol{dq}} \quad \tilde{\boldsymbol{V}}_{\boldsymbol{g}}^{\boldsymbol{dq}} \quad \tilde{\boldsymbol{i}}_{\boldsymbol{s}}^{\boldsymbol{dq}} \quad \tilde{\boldsymbol{i}}_{\boldsymbol{r}}^{\boldsymbol{dq}} \quad \tilde{\boldsymbol{V}}_{\boldsymbol{c}}^{\boldsymbol{dq}} \quad \tilde{y}_{dc} \quad \tilde{\mu}_v \quad \tilde{\boldsymbol{\sigma}}_{\boldsymbol{i}}^{\boldsymbol{dq1}}\right]^T$$

L'équation d'état du système devient :

$$\dot{\boldsymbol{X}} = \dot{\boldsymbol{X}}_{\boldsymbol{o}} + \dot{\tilde{\boldsymbol{x}}} = f(\boldsymbol{X_o} + \tilde{\boldsymbol{x}}) \tag{B6}$$

D'après le chapitre 1, le modèle linéarisé $\dot{\tilde{\boldsymbol{x}}} = \boldsymbol{A}.\tilde{\boldsymbol{x}}$ est obtenu grâce à la relation suivante :

$$\boldsymbol{A} = \begin{pmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial \tilde{x}_1} & \cdots & \frac{\partial f_1}{\partial \tilde{x}_n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial f_n}{\partial \tilde{x}_1} & \cdots & \frac{\partial f_n}{\partial \tilde{x}_n} \end{pmatrix} \tag{B7}$$

$$\boldsymbol{A} = \begin{bmatrix}
-\frac{r_g}{L_g} & \omega_e & -\frac{1}{L_g} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
-\omega_e & -\frac{r_g}{L_g} & 0 & -\frac{1}{L_g} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
\frac{1}{C_g} & 0 & 0 & \omega_e & -\frac{1}{C_g} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & \frac{1}{C_g} & -\omega_e & 0 & 0 & -\frac{1}{C_g} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & \frac{1}{L_s} & 0 & -\frac{r_s}{L_s} & \omega_e & 0 & 0 & -\frac{1}{L_s} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_s} & -\omega_e & -\frac{r_s}{L_s} & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_s} & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{r_s' + K_{pi}.V_{dc}^*}{L_s'} & \omega_e & \frac{1}{L_s'} & 0 & -\frac{2.K_{pi}.V_{dc}^*.\zeta_v.\omega_v.V_{rdo}}{L_s'.(V_{rdo}^2+V_{rqo}^2)} & \frac{K_{pi}.V_{dc}^*.\omega_v^2.V_{rdo}^2}{L_s'.(V_{rdo}^2+V_{rqo}^2)} & \frac{K_{pi}.V_{dc}^*}{L_s'.\tau_i} & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\omega_e & -\frac{r_s' + K_{pi}.V_{dc}^*}{L_s'} & 0 & \frac{1}{L_s'} & -\frac{2.K_{pi}.V_{dc}^*.\zeta_v.\omega_v.V_{rqo}}{L_s'.(V_{rdo}^2+V_{rqo}^2)} & \frac{K_{pi}.V_{dc}^*.\omega_v^2.V_{rqo}^2}{L_s'.(V_{rdo}^2+V_{rqo}^2)} & 0 & \frac{K_{pi}.V_{dc}^*}{L_s'.\tau_i} \\
0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_s} & 0 & -\frac{1}{C_s} & 0 & 0 & \omega_e & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_s} & 0 & -\frac{1}{C_s} & -\omega_e & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & a(11,7) & a(11,8) & 0 & 0 & a(11,11) & a(11,12) & \frac{K_{pi}.V_{dc}^*.i_{rdo}}{\tau_i} & \frac{K_{pi}.V_{dc}^*.i_{rqo}}{\tau_i} \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & -\frac{2.K_{pi}.\zeta_v.\omega_v.V_{rdo}}{V_{rdo}^2+V_{rqo}^2} & \frac{\omega_v^2.V_{rdo}}{V_{rdo}^2+V_{rqo}^2} & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & -\frac{2.K_{pi}.\zeta_v.\omega_v.V_{rqo}}{V_{rdo}^2+V_{rqo}^2} & \frac{\omega_v^2.V_{rqo}}{V_{rdo}^2+V_{rqo}^2} & 0 & 0
\end{bmatrix} \quad \textbf{(B8)}$$

$$a(11,7) = V_{dc}^{*}.\left(K_{pi}.\left(i_{rdo} - \frac{V_{rdo}.\left(\omega_v^2.\mu_{vo} - 2.\zeta_v.\omega_v.(y_{dc} - y_{dc}^{*})\right)}{V_{rdo}^2 + V_{rqo}^2}\right) - \frac{K_{pi}.\sigma_{ido}}{\tau_i}\right) + K_{pi}.V_{dc}^{*}.i_{rdo}$$

$$a(11,8) = V_{dc}^{*}.\left(K_{pi}.\left(i_{rqo} - \frac{V_{rqo}.\left(\omega_v^2.\mu_{vo} - 2.\zeta_v.\omega_v.(y_{dc} - y_{dc}^{*})\right)}{V_{rdo}^2 + V_{rqo}^2}\right) - \frac{K_{pi}.\sigma_{iqo}}{\tau_i}\right) + K_{pi}.V_{dc}^{*}.i_{rqo}$$

$$a(11,11) = \frac{2.K_{pi}.V_{dc}^{*}.\zeta_v.\omega_v.i_{rdo}}{V_{rdo}^2 + V_{rqo}^2} + \frac{2.K_{pi}.V_{dc}^{*}.\zeta_v.\omega_v.V_{rqo}.i_{rqo}}{V_{rdo}^2 + V_{rqo}^2}$$

$$a(11,12) = -\frac{K_{pi}.V_{dc}^{*}.\zeta_v.\omega_v^2.V_{rdo}.i_{rdo}}{\left(V_{rdo}^2 + V_{rqo}^2\right)} - \frac{K_{pi}.V_{dc}^{*}.\zeta_v.\omega_v^2.V_{ro}.i_{rqo}}{\left(V_{rdo}^2 + V_{rqo}^2\right)}$$

Annexe C
MODELISATION TAKAGI-SUGENO DU SYSTEME AVEC UN FILTRE L

Cette annexe donne la représentation TS du système réseau/redresseur/filtre L utilisée pour dimensionner la stabilisation multi-agents du système expérimental. Le schéma du système réseau /redresseur/filtre L est donné sur la Figure C1.

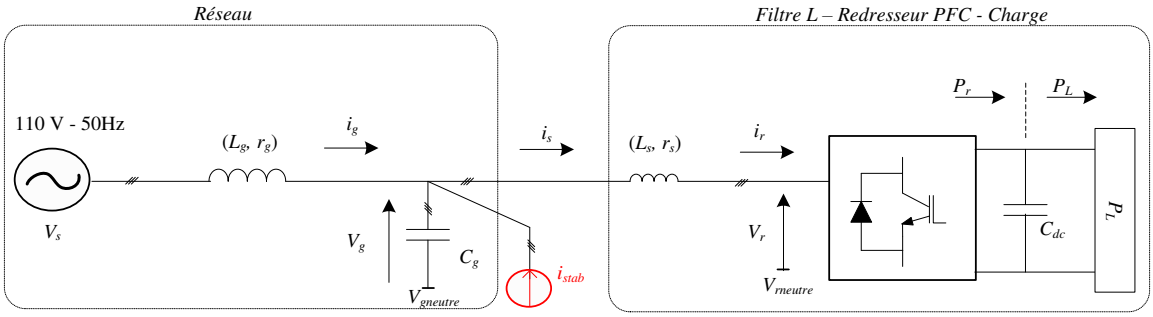


Figure C1 : Système étudié

En faisant l'hypothèse que tous les régulateurs sont idéaux, on se ramène au système simplifié suivant :

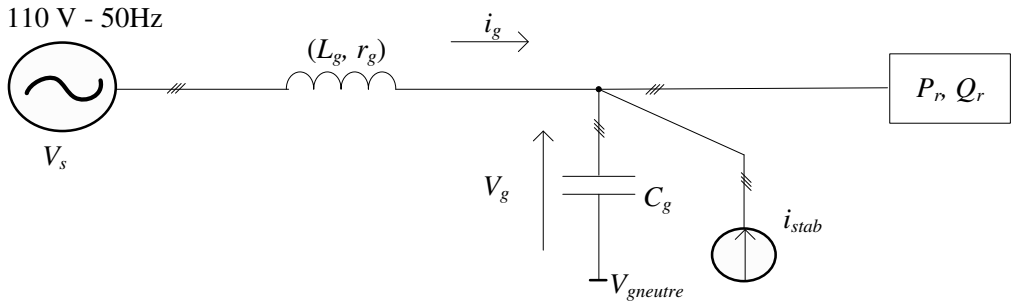


Figure C2 : Système simplifié

La représentation d'état est :

$$\dot{\boldsymbol{X}} = \boldsymbol{f}(\boldsymbol{X},\boldsymbol{U}) = \begin{bmatrix} \left(\boldsymbol{V_s^{dq}} - \boldsymbol{V_g^{dq}} - r_g.\boldsymbol{i_g^{dq}} - L_g.\boldsymbol{T}.\boldsymbol{i_g^{dq}}\right)/L_g \\ \left(\boldsymbol{i_g^{dq}} + \boldsymbol{i_{stab}^{dq}} - \boldsymbol{i_r^{dq*}} - C_g.\boldsymbol{T}.\boldsymbol{V_g^{dq}}\right)/C_g \end{bmatrix} \quad \textbf{(C1)}$$

avec $\boldsymbol{X} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{V_g^{dq}} & \boldsymbol{i_g^{dq}} \end{bmatrix}$ et $\boldsymbol{U} = \boldsymbol{i_{stab}^{dq}}$ **(C2)**

et $$\boldsymbol{i_r^{dq*}} = P_r.\begin{bmatrix} \dfrac{V_{cd}}{V_{cd}^2 + V_{cq}^2} \\ \dfrac{V_{cq}}{V_{cd}^2 + V_{cq}^2} \end{bmatrix} \quad \textbf{(C3)}$$

Le système est donc maintenant de dimension 4. On peut l'écrire sous la forme Takagi-Sugeno suivante :

$$\dot{\boldsymbol{x}}_{\boldsymbol{t}}(t) = \sum_{i=0}^{1}\sum_{j=0}^{1}\sum_{k=0}^{1} \mu_{ijk}(x_d, x_q).\left[\boldsymbol{A_{ijk}}.\boldsymbol{x_t}(t) + \boldsymbol{B_{ijk}}.\boldsymbol{u}(t)\right] \quad \textbf{(C4)}$$

avec $$\boldsymbol{x_t} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{i_{gt}^{dq}} \\ \boldsymbol{V_{gt}^{dq}} \end{bmatrix} \quad \textbf{(C5)}$$

et $$\boldsymbol{B_{ijk}} = \boldsymbol{B} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \dfrac{1}{C_g} \\ 0 & 0 & \dfrac{1}{C_g} & 0 \end{bmatrix}^T \quad \textbf{(C6)}$$

avec $$A_{ijk} = \begin{bmatrix} -\dfrac{r_g}{L_g} & \omega_e & -\dfrac{1}{L_g} & 0 \\ -\omega_e & -\dfrac{r_g}{L_g} & 0 & -\dfrac{1}{L_g} \\ \dfrac{1}{C_g} & 0 & \dfrac{1}{C_g\left(c_1 f'_1 + c_3 f'_1 f'_2\right)} & \dfrac{1}{C_g}\left(c_2 f'_1 + c_3 f'_1 f'_3\right) + \omega_e \\ 0 & \dfrac{1}{C_g} & \dfrac{1}{1C_g}\left(c_4 f'_1 + c_6 f'_1 f'_2\right) - \omega_e & \dfrac{1}{C_g\left(c_5 f'_1 + c_6 f'_1 f'_3\right)} \end{bmatrix} \quad \textbf{(C7)}$$

Les matrices de retour d'état sont calculées de la même manière que dans le chapitre 3 avec $P_L = 2400\ W$ et $x_d \in [-10\ V, +10\ V]$ et $x_q \in [-10\ V, +10\ V]$. Ce modèle est utilisé pour dimensionner le retour d'état stabilisant multi modèles du dispositif expérimental. Ce dimensionnement est réalisé en utilisant la méthode décrite dans le chapitre 3 au paragraphe 3.3.3.1.

Annexe D
LINEARISATION ETAT-ENTREE

La technique de linéarisation par retour d'état a été développée il y a une trentaine d'années dans le but d'appliquer les outils linéaires de détermination de commande aux systèmes non linéaires sans les inconvénients des méthodes petits signaux. Cette méthode est basée sur l'algèbre de Lie défini dans le paragraphe 3.1.2.1 du chapitre 3. Le cadre général de cette théorie se trouve dans différents ouvrages dédiés aux systèmes non linéaires tels que ceux publiés par Sastry, Slotine, Fossard et Khalil ([SAS02], [SLO91], [FOS93], [KHA02]). Les grandes lignes sont reprises ici afin de faciliter la compréhension de la procédure de stabilisation. L'ensemble des définitions données dans cette partie sont celles proposées par Slotine [SLO91].

Introduction

Pour faciliter la description de la méthode, commençons par le cas d'un système non linéaire monovariable. On considère le système non linéaire d'ordre *n* suivant :

$$\begin{aligned} \dot{\boldsymbol{x}} &= \boldsymbol{f}(\boldsymbol{x}) + \boldsymbol{g}(\boldsymbol{x}).u \\ y &= h(\boldsymbol{x}) \end{aligned} \qquad \textbf{(D1)}$$

où $\boldsymbol{x} \in \mathbb{R}^n$ est le vecteur d'état du système, $\boldsymbol{f}$ et $\boldsymbol{g}$ sont des vecteurs différentiables, u et y sont respectivement l'entrée et la sortie du système. Soit $\boldsymbol{x_o}$ un point d'équilibre et $\Omega_{x_o} \subset \mathbb{R}^n$ un voisinage de $\boldsymbol{x_o}$.

On souhaite trouver un difféomorphisme $\boldsymbol{\xi} = \boldsymbol{\phi}(\boldsymbol{x})$ qui transforme les coordonnées et une transformation non linéaire de l'entrée de la forme :

$$u = \alpha(\boldsymbol{x}) + \beta(\boldsymbol{x}) \cdot v \qquad \textbf{(D2)}$$

le nouvel état $\boldsymbol{\xi}$ et la nouvelle entrée v**.**

Définition. *Un système monovariable de la forme* (D1) *est linéarisable au sens entrée-état s'il existe une région* $\Omega_{x_o} \subset \mathbb{R}^n$*, un difféomorphisme* $\phi : \Omega_{x_o} \to \mathbb{R}^n$ *et une loi de commande non linéaire* $u = \alpha(\boldsymbol{x}) + \beta(\boldsymbol{x}) \cdot v$ *telles que les nouvelles variables d'état* $\boldsymbol{\xi} = \boldsymbol{\phi}(\boldsymbol{x})$ *et la nouvelle entrée* v *forment un système linéaire et invariant dans le temps de la forme suivante :*

$$\dot{\boldsymbol{\xi}} = \boldsymbol{a}.\boldsymbol{\xi} + \boldsymbol{b}.v \qquad \textbf{(D3)}$$

Le nouveau vecteur de coordonnées $\boldsymbol{\xi}$ *et la loi de commande non linéaire* v *s'appellent respectivement l'état linéarisant et la commande linéarisante du système.*

Le principe de cette méthode consiste à appliquer au vecteur d'état un changement de variable vers un nouvel espace d'état qui rende les équations d'état linéaires. Le schéma de la Figure D1 représente le principe de fonctionnement de la linéarisation entrée-état.

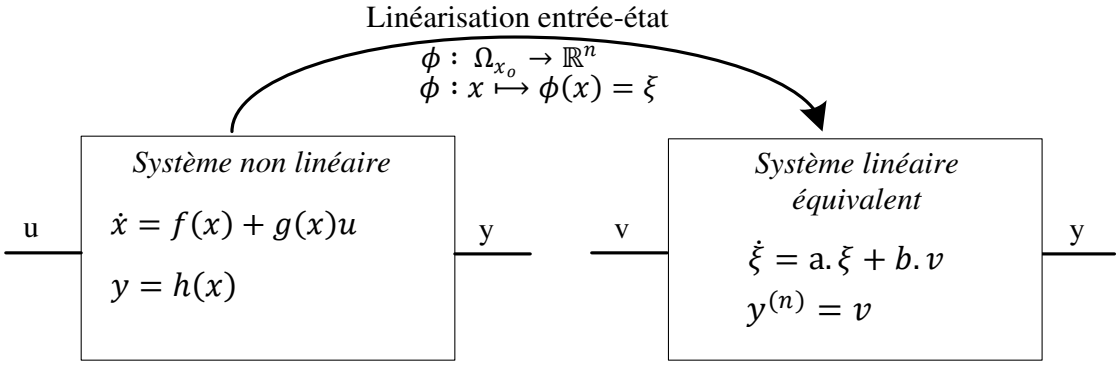


Figure D1 : Principe de la linéarisation entrée-état

La linéarisation au sens entrée-état utilisant l'algèbre de Lie présente l'avantage de proposer un calcul systématique des relations de passage d'un espace d'état à l'autre. Elle peut aisément s'appliquer à tous types de systèmes non linéaires sous la condition nécessaire et suffisante suivante ([ZH12], [BE96]) :

Le système (D1) *est localement commandable si et seulement si il existe un voisinage* Ω_{x_o} *où les champs de vecteurs* $\boldsymbol{\mathcal{G}}(x)$ *sont linéairement indépendants, avec :*

$$\boldsymbol{\mathcal{G}}(x) = \{g \quad ad_f g \quad \dots \quad ad_f^{n-1} g\} \qquad \textbf{(D4)}$$

Génération de la relation entrée-état

En choisissant ϕ sous la forme :

$$\phi(\boldsymbol{x}) = \begin{bmatrix} h(\boldsymbol{x}) \\ L_f h(\boldsymbol{x}) \\ L_f^2 h(\boldsymbol{x}) \\ \vdots \\ L_f^{n-1} h(\boldsymbol{x}) \end{bmatrix} \qquad \textbf{(D5)}$$

le nouveau vecteur de coordonnées $\boldsymbol{\xi}$ s'écrit :

$$\dot{\boldsymbol{\xi}} = \begin{bmatrix} \dot{\xi}_1 \\ \dot{\xi}_2 \\ \vdots \\ \dot{\xi}_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y \\ \dot{y} \\ \vdots \\ y^{n-1} \end{bmatrix} \qquad \textbf{(D6)}$$

Avec la loi de contrôle suivante :

$$u(\boldsymbol{x}) = \frac{1}{L_g L_f h(\boldsymbol{x})}(-L_f^n h(\boldsymbol{x}) + v) \quad \textbf{(D7)}$$

l'équation (D3) peut être mise sous la forme canonique (D6) avec pour les termes a et b de (D3) :

$$a = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}_{n \times n} \quad \textbf{(D8)}$$

$$b = \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}_{n \times 1} \quad \textbf{(D9)}$$

Du choix de la forme de la commande u découle la forme canonique. Une autre commande u ou un autre difféomorphisme ϕ peuvent, s'ils sont choisis convenablement, donner un autre système linéaire.

Cas des systèmes multi variables

On se place maintenant dans le cas général des systèmes MIMO (multi input-multi output) dont la forme générale est rappelée par (D1) avec $\boldsymbol{x} \in \mathbb{R}^n$, $\boldsymbol{u} \in \mathbb{R}^m$ et $\boldsymbol{y} \in \mathbb{R}^p$:

$$\begin{aligned} \dot{\boldsymbol{x}} &= \boldsymbol{f}(\boldsymbol{x}) + \boldsymbol{g}(\boldsymbol{x}) \cdot \boldsymbol{u} \\ \boldsymbol{y} &= \boldsymbol{h}(\boldsymbol{x}) \end{aligned} \quad \textbf{(D10)}$$

La dérivée première par rapport au temps de la $k^{ème}$ composante de la sortie $\boldsymbol{y}$ s'écrit :

$$\dot{y_k} = \frac{\partial h_k(\boldsymbol{x})}{\partial x}.(f(\boldsymbol{x}) + g(\boldsymbol{x}).\boldsymbol{u}) \quad \textbf{(D11)}$$

soit $$\dot{y_k} = L_f h_k(\boldsymbol{x}) + \sum_{j=1}^{m} L_{g_j} L_f^0 h_k(\boldsymbol{x}).u_j \quad \textbf{(D12)}$$

De manière générale, la dérivée $i^{ème}$ de la $k^{ème}$ composante de la sortie $\boldsymbol{y}$ s'écrit :

soit $$y^{(i)} = L_f^i h_k(\boldsymbol{x}) + \sum_{j=1}^{m} L_{g_j} L_f^{i-1} h_k(\boldsymbol{x}).u_j \quad \textbf{(D13)}$$

Soit r_k le plus petit entier tel qu'au moins une composante du vecteur d'entrée $\boldsymbol{u}$ apparaisse dans l'expression de la dérivée $r_k^{ème}$ de la sortie y_k. Il est donc le plus petit entier qui vérifie les relations :

$$L_g L_f^i h_k(\boldsymbol{x}) = 0 \; \forall \boldsymbol{x} \in \mathbb{R}^n \; i = 0, \dots, r-2 \quad \textbf{(D14)}$$

$$L_g L_f^{r_k-1} h_k(x) \neq 0 \; \forall \boldsymbol{x} \in \mathbb{R}^n \quad \textbf{(D15)}$$

Le vecteur $\boldsymbol{r} = [r_1 \quad \cdots \quad r_p]$ est appelé degré relatif de $\boldsymbol{y}$. Si $\sigma = \sum_{k=1}^{p} r_k$ est égal à l'ordre du système ($\sigma = n$), alors la linéarisation est une linéarisation complète au sens entrée-état ([ZH12], [BE96]). Dans le cas où $\sigma < n$, alors la linéarisation est partielle et seule $\boldsymbol{y}$ et ses σ dérivées successives sont linéairement liées à la nouvelle entrée v. Dans ce dernier cas, il y a donc $n - \sigma$ variables inobservables par la linéarisation.

De manière similaire au cas des systèmes mono variables, on définit la linéarisation au sens entrée-état à partir du difféomorphisme ϕ :

$$\phi(\boldsymbol{x}) = [\phi_1 \quad \dots \quad \phi_p]^T \quad \textbf{(D16)}$$

avec
$$\phi_k(\boldsymbol{x}) = \begin{bmatrix} h_k(\boldsymbol{x}) \\ L_f h_k(\boldsymbol{x}) \\ L_f^2 h(\boldsymbol{x}) \\ \vdots \\ L_f^{r_k-1} h(\boldsymbol{x}) \end{bmatrix} \quad \textbf{(D17)}$$

Le vecteur commande est donné par :

$$\boldsymbol{u} = \boldsymbol{A^{-1}}(\boldsymbol{x}).(\boldsymbol{v} - \boldsymbol{B}) \quad \textbf{(D18)}$$

Avec
$$\boldsymbol{v} = [\boldsymbol{v}_1 \quad \dots \quad \boldsymbol{v}_p]^T \quad \textbf{(D19)}$$

$$\boldsymbol{A}(\boldsymbol{x}) = \begin{bmatrix} L_{g_1} L_f^{r_1-1} h_1(\boldsymbol{x}) & \dots & L_{g_m} L_f^{r_p-1} h_1(\boldsymbol{x}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ L_{g_1} L_f^{r_m-1} h_m(\boldsymbol{x}) & \cdots & L_{g_m} L_f^{r_m-1} h_m(\boldsymbol{x}) \end{bmatrix} \quad \textbf{(D20)}$$

$$\boldsymbol{B}(\boldsymbol{x}) = \begin{bmatrix} L_f^{r1} h_1(\boldsymbol{x}) \\ \vdots \\ L_f^{rm} h_m(\boldsymbol{x}) \end{bmatrix} \quad \textbf{(D21)}$$

On obtient la relation linéaire très simple entre la sortie et l'entrée v :

$$\boldsymbol{y}^{(r)} = v \quad \textbf{(D22)}$$

Le système dans les nouvelles coordonnées peut être mis sous la forme :

$$\dot{\boldsymbol{\xi}} = \boldsymbol{a}.\boldsymbol{\xi} + \boldsymbol{b}.v \quad \textbf{(D23)}$$

Avec $\boldsymbol{\xi} = [\xi_1 \quad \dots \quad \xi_p]^T$ **(D24)**

$$\boldsymbol{a_{n\times n}} = diag(\boldsymbol{a_1}, \boldsymbol{a_2}, \dots, \boldsymbol{a_p}) \quad \textbf{(D25)}$$

$$\boldsymbol{a_k} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \cdots & 0 \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}_{\boldsymbol{r_k}}, \; r_k \text{ le degré relatif de la sortie } y_k \quad \textbf{(D26)}$$

$$\boldsymbol{b_{n\times m}} = diag(\boldsymbol{b_1}, \boldsymbol{b_2}, \dots, \boldsymbol{b_m}) \quad \textbf{(D27)}$$

$$\boldsymbol{b_k} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad \textbf{(D28)}$$

Application au système étudié dans ce chapitre 3

Le système considéré est le système simplifié donné par la relation (3.22) définie dans le chapitre 3 et rappelée ci-dessous :

$$\dot{\boldsymbol{X}} = \boldsymbol{f}(\boldsymbol{X}) + \boldsymbol{g}(\boldsymbol{X}).\boldsymbol{u} \quad \textbf{(D29)}$$

$$\boldsymbol{X} = \left[\boldsymbol{i_g^{dq}} \quad \boldsymbol{V_g^{dq}} \quad \boldsymbol{i_s^{dq}} \quad \boldsymbol{V_c^{dq}}\right]^{\boldsymbol{T}} \quad \textbf{(D30)}$$

$$\boldsymbol{f}(\boldsymbol{X}) = \begin{bmatrix} \left(\boldsymbol{V_s^{dq}} - \boldsymbol{V_g^{dq}} - r_g \cdot \boldsymbol{i_g^{dq}} - L_g \cdot \boldsymbol{T} \cdot \boldsymbol{i_g^{dq}}\right)/L_g \\ \left(\boldsymbol{i_g^{dq}} - \boldsymbol{i_s^{dq}} - C_g \cdot \boldsymbol{T} \cdot \boldsymbol{V_g^{dq}}\right)/C_g \\ \left(\boldsymbol{V_g^{dq}} - \boldsymbol{V_c^{dq}} - r_s \cdot \boldsymbol{i_s^{dq}} - L_s \cdot \boldsymbol{T} \cdot \boldsymbol{i_s^{dq}}\right)/L_s \\ \left(\boldsymbol{i_s^{dq}} - \boldsymbol{i_r^{dq*}} - C_s \cdot \boldsymbol{T} \cdot \boldsymbol{V_c^{dq}}\right)/C_s \end{bmatrix} \quad \textbf{(D31)}$$

$$\boldsymbol{u} = \left[\boldsymbol{i_{stab}^{dq}}\right]^{\boldsymbol{T}} \quad \textbf{(D32)}$$

$$\boldsymbol{g}(\boldsymbol{X}) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & {}^{1}/_{C_g} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & {}^{1}/_{C_g} & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \quad \textbf{(D33)}$$

Les non linéarités de ce modèle sont liées au terme $\boldsymbol{i_r^{dq*}}$:

$$\boldsymbol{i_r^{dq*}} = P_r. \begin{bmatrix} \dfrac{V_{cd}}{V_{cd}^2 + V_{cq}^2} \\ \dfrac{V_{cq}}{V_{cd}^2 + V_{cq}^2} \end{bmatrix} \quad \textbf{(D34)}$$

On choisit comme variable de sortie les termes intervenant dans les non linéarités $\boldsymbol{y} = [V_{cd}, V_{cq}]$. Les calculs de dérivées successives donnent un degré relatif $\boldsymbol{r} = [4,4]$.

Le système peut donc être linéarisé au sens entrée-état de la façon suivante :

$$\begin{bmatrix} \boldsymbol{y}_d^{(4)} \\ \boldsymbol{y}_q^{(4)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{v_d} \\ \boldsymbol{v_q} \end{bmatrix} \tag{D35}$$

Soit :

$$\boldsymbol{y} = \begin{bmatrix} V_{cd}^{(4)} \\ V_{cq}^{(4)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_f^4 h_d(x) \\ L_f^4 h_q(x) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{g_d} L_f^3 h_d(x) & L_{g_q} L_f^3 h_d(x) \\ L_{g_d} L_f^3 h_q(x) & L_{g_q} L_f^3 h_q(x) \end{bmatrix} . \boldsymbol{u^{dq}} \tag{D36}$$

La relation de passage entre les deux systèmes de coordonnées est donnée par :

$$\begin{aligned} &\phi(\boldsymbol{x}) \\ &= \begin{bmatrix} h_d(\boldsymbol{x}) & L_f h_d(\boldsymbol{x}) & L_f^2 h_d(\boldsymbol{x}) & L_f^3 h_d(\boldsymbol{x}) & h_q(\boldsymbol{x}) & L_f h_q(\boldsymbol{x}) & L_f^2 h_q(\boldsymbol{x}) & L_f^3 h_q(\boldsymbol{x}) \end{bmatrix}^T \end{aligned} \tag{D37}$$

La description du système dans les nouvelles coordonnées est donnée par :

$$\dot{\boldsymbol{\xi}} = \boldsymbol{a_{dq}} . \boldsymbol{\xi} + \boldsymbol{b_{dq}} . \boldsymbol{v} \tag{D38}$$

avec $$\boldsymbol{\xi} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{\xi_d^1} & \boldsymbol{\xi_d^2} & \boldsymbol{\xi_d^3} & \boldsymbol{\xi_d^4} & \boldsymbol{\xi_q^1} & \boldsymbol{\xi_q^2} & \boldsymbol{\xi_q^3} & \boldsymbol{\xi_q^4} \end{bmatrix}^{\boldsymbol{T}} \tag{D39}$$

$$\boldsymbol{a_{dq}} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{D40}$$

$$\boldsymbol{b_{dq}} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^{\boldsymbol{T}} \tag{D41}$$

On a maintenant le nouveau système d'état linéaire (D38) à réguler

Principe de la commande

La stabilisation par linéarisation entrée-état consiste à faire un changement de variable $\boldsymbol{\xi} = \phi(\boldsymbol{x})$ qui rende le système linéaire. La loi de stabilisation est déterminée dans ce nouveau système de coordonnées en utilisant la méthode de notre choix, puis de refaire un nouveau changement de variable. Le schéma de régulation est présenté sur la Figure D2.

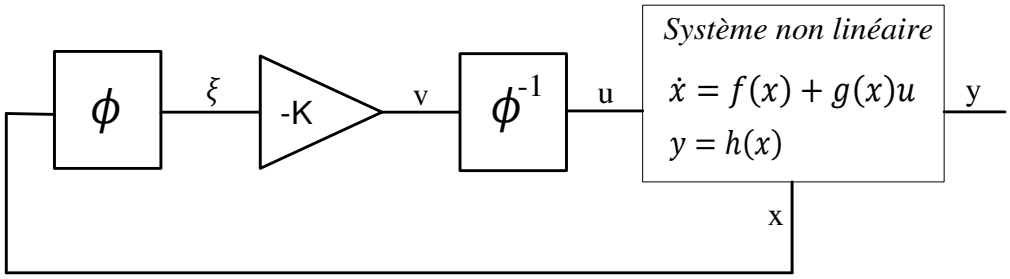


Figure D2 : Principe de la commande par retour d'état linéarisant

Le principal avantage de la linéarisation entrée-état est qu'elle permet un dimensionnement des commandes indépendamment du point de fonctionnement du système. Dans notre cas, la matrice $\boldsymbol{K}$ est déterminée par une méthode de placement de pôle similaire à celle utilisée dans le paragraphe 3.3.2.1 en utilisant la commande "*place*" de MATLAB pour le système décrit par l'équation (D38).

Avec les paramètres donnés dans le tableau 1.1 du chapitre 2, et un placement des pôles à -500, la matrice $\boldsymbol{K}$ est obtenue :

$$\boldsymbol{K} = 10^{10}.\begin{bmatrix} 702.78 & 546.11 & 159.11 & 20.60 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 702.78 & 546.11 & 159.11 & 20.60 \end{bmatrix}^{T} \quad \textbf{(D42)}$$

Stabilisation par retour d'état : simulation

Le système décrit par la représentation d'état (3.22), définie dans le chapitre 3, est simulé sur MATLAB/Simulink. On réalise un échelon de puissance de charge de $P_r = 700\ W$ à $P_r = 740\ W$. Les résultats de simulation sont donnés sur la Figure D3. On remarque que le système fournit correctement la puissance nécessaire à la charge et que toutes les autres grandeurs sont bien stables. Contrairement aux méthodes présentées dans le chapitre 3, les transitoires ne sont pas très importants. En revanche, la limite de stabilité qu'il est possible d'atteindre avec cette méthode est $P_r = 750\ W$, ce qui signifie que cette méthode de stabilisation n'est pas très performante pour étendre le domaine de stabilité du système.

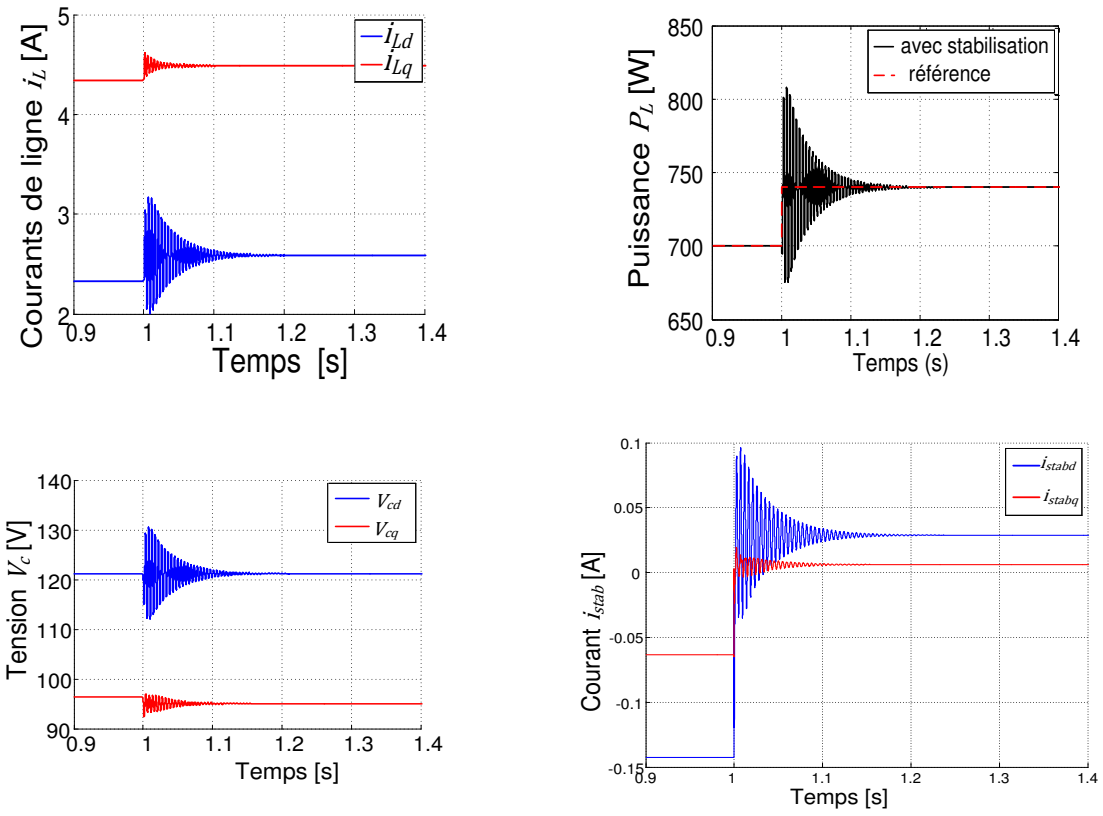


Figure D3 : Echelon de puissance de $P_r = 700\,W$ à $P_r = 740\,W$ avec stabilisateur (simulation)

Le principal inconvénient de cette méthode est qu'elle ne permet pas de maîtriser avec exactitude les dynamiques de réponse du stabilisateur. En effet, les gains de la matrice de retour d'état sont calculés dans le nouveau repère de coordonnées. Mais il n'est pas possible de connaître avec exactitude comment le stabilisateur va impacter le comportement du système global. Cela peut expliquer les mauvaises performances de cette méthode de stabilisation.

Conclusion sur la stabilisation par retour d'état linéarisant

Les limites d'utilisation de cette méthode est qu'il est nécessaire de connaître le modèle exact du système que l'on désire commander. Des méthodes utilisant des techniques adaptatives peuvent être trouvées dans la littérature pour palier ces incertitudes. De plus, le choix de la nouvelle commande se fait dans le nouveau repère d'état, et il ne permet donc pas de maîtriser complètement l'impact de la commande choisie sur le système réel (dynamique, marges de robustesses, placement de pôles...). Il est aussi possible qu'une linéarisation entrée-état différente puisse aboutir à un comportement dynamique final différent. Compte tenu du faible impact sur la stabilité de cette méthode, elle n'a pas été testée sur le banc expérimental.

[ZHO12] Zhou Jiang; Lu Xiang, "Review of Exact Linearization Method Applied to Power Electronics System," *Power and Energy Engineering Conference (APPEEC), 2012 Asia-Pacific* pp.1,4, 2012