

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC

THÈSE PRÉSENTÉE À L'UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À TROIS-RIVIÈRES

**COMME EXIGENCE PARTIELLE AU DOCTORAT DE GÉNIE
ÉLECTRIQUE**

PAR

NICOLAS LÉCHEVIN

**APPROCHE DE PASSIVITÉ POUR LA STABILISATION
DES RÉSEAUX ÉLECTRIQUES**

AVRIL 2000

Université du Québec à Trois-Rivières

Service de la bibliothèque

Avertissement

L'auteur de ce mémoire ou de cette thèse a autorisé l'Université du Québec à Trois-Rivières à diffuser, à des fins non lucratives, une copie de son mémoire ou de sa thèse.

Cette diffusion n'entraîne pas une renonciation de la part de l'auteur à ses droits de propriété intellectuelle, incluant le droit d'auteur, sur ce mémoire ou cette thèse. Notamment, la reproduction ou la publication de la totalité ou d'une partie importante de ce mémoire ou de cette thèse requiert son autorisation.

© Nicolas Léchevin, 1999

REMERCIEMENTS

Le travail présenté dans cette thèse a été effectué au sein de la chaire de recherche industrielle CRSNG/Hydro-Québec/UQTR sur la puissance et l'énergie électrique de l'Université du Québec à Trois-Rivières.

Je tiens à exprimer ma sincère gratitude à mon directeur de recherche, Monsieur Pierre Sicard professeur à l'UQTR, et à mon codirecteur de recherche, Monsieur Ziwen Yao chercheur à CAE Electronics, Montréal, qui ont contribué à la réalisation de ce travail. Leur encadrement, conseils scientifiques, patience ainsi que leur aide au financement de ce travail ont été très appréciés et déterminants à la réalisation de ce travail.

Des remerciements spéciaux à Monsieur le professeur Venkatachari Rajagopalan, professeur titulaire de la chaire, pour m'avoir accepté au sein de son équipe de recherche, pour son encadrement, ses précieux conseils et pour son aide au financement de ce travail.

Je tiens à remercier la fondation universitaire de l'UQTR pour m'avoir délivré une bourse d'étude "Intervention Spéciale" au début de ma recherche de doctorat.

Finalement, je ne voudrais pas terminer sans témoigner ma reconnaissance à ma famille et en particulier mes parents pour leur patience et leur aide morale, ainsi qu'à ma douce mignonnette, Nadine Bouchard, dont l'appui fut continuel et inestimable.

RÉSUMÉ

Ce travail présente une nouvelle approche de passivité pour l'analyse de la stabilité des réseaux électriques et la conception de lois de commande destinées aux composants et compensateurs situés sur le réseau. Nous l'appliquons à un type de réseau assez complet en nous focalisant sur certains composants spécifiques des réseaux de distribution. Par réseau assez complet, nous entendons un système composé d'un ensemble multi-générateur, d'un réseau de transmission et d'un ensemble de réseaux de distribution avec possibilité d'interconnexion avec d'autres réseaux comprenant les trois ensembles cités précédemment. Le problème d'interconnexion des réseaux est un problème d'actualité, dû notamment aux stratégies actuelles ou à venir de déréglementation pouvant causer des oscillations de basse fréquence.

L'emploi d'une telle méthode est motivée par le souci d'obtenir des propriétés qualitatives intéressantes du système, à savoir certaines formes de stabilité ainsi que la passivité (dissipation d'une certaine forme d'énergie) du réseau considéré à partir de l'ensemble de ses divers constituants qui possèdent les mêmes propriétés qualitatives. Par cette méthode, nous voulons faire ressortir une propriété structurelle du réseau, à savoir sa passivité pour un certain type de variables le caractérisant. Cela permet de modéliser le système de façon à pouvoir tirer profit de l'invariance de la propriété de passivité et dans un certain sens de l'invariance des propriétés de stabilité lorsque chaque élément ou ensemble d'éléments formant le réseau satisfait une contrainte de passivité. La propriété de passivité représente aussi un bon indicateur de la possibilité de stabilisation d'un système. Ainsi de proche en proche, nous obtenons la propagation de la passivité et de la stabilité à un réseau entier lorsque ses sous réseaux respectifs ont été rendus passifs.

En plus de la propriété d'invariance de la passivité, chaque élément ou groupe d'éléments est rendu passif et stable en ne considérant que les variables locales le concernant. L'un des résultats est d'obtenir la stabilité de l'ensemble du réseau à partir de la stabilité de ses constituants donc à partir d'une approche locale.

Une telle approche permet de traiter le cas des systèmes non linéaires et donc de ne pas se limiter aux signaux de petites amplitudes. De plus, la modélisation du réseau, que l'on décompose

comme un ensemble de sous systèmes en rétroaction, permet une plus grande prise en compte des interactions dynamiques entre les différents éléments du réseau ou entre différents sous-réseaux.

L'étude permet *a priori* de traiter simultanément le cas de la stabilité en angle (ou en fréquence) liée au déséquilibre entre la puissance mécanique fournie à l'alternateur et la puissance électrique du reste du réseau et le cas de la stabilité en tension souvent liée aux charges, c-a-d aux fluctuations des charges importantes (p.ex., les installations industrielles ou résidentielles) ou plus généralement au comportement stochastique des réseaux de distribution. En plus d'établir un cadre unifié pour l'analyse de la stabilité, cette approche fournit aussi un cadre pour la conception de lois de commande de certains composants ou régulateurs (*FACTS*, régulateurs de tension, stabilisateurs en fréquence par exemple). Étant donné l'énorme diversité des composants constituant un réseau électrique, nous nous limitons à l'étude spécifique (analyse de passivité ou développement d'une stratégie pour obtenir la passivité) de certains composants du réseau.

Nous développons en particulier : (i) une stratégie de commande afin d'obtenir la passivité du moteur asynchrone vu du réseau ; (ii) une loi de commande non linéaire d'un compensateur parallèle statique de puissance réactive afin de satisfaire aux contraintes de stabilité interne et de passivité ; (iii) deux lois de commande (approche d'inégalité matricielle linéaire; loi non linéaire de petite dimension couplée à un stabilisateur de puissance mécanique) permettant d'obtenir la stabilité interne et la passivité requise des turbo-alternateurs.

Des propriétés de stabilité pour les transformateurs et certains appareils de puissance (agrégat de moteurs asynchrones, chauffage thermostatique, graduateurs) modélisés par une dynamique non linéaire d'ordre quelconque de type puissance-tension sont également analysées.

Enfin, des simulations numériques d'un réseau comprenant un turbo-alternateur et des charges statiques et dynamiques valident l'approche proposée pour une analyse de la stabilité et une approche plus systématique de conception des lois de commande. Nous constatons, entre autres, que l'approche de passivité permet la conception unique d'un stabilisateur qu'elle que soit la configuration du réseau pourvu que celui-ci soit passif au point de connexion avec le générateur. Cette approche entraîne la propriété de robustesse de la stabilité du système vis-à-vis des modifications ou incertitudes touchant le réseau tant et aussi longtemps que la propriété de passivité de celui-ci au point d'étude est préservée. Ceci n'est pas le cas des régulateurs dont le développement résulte de la linéarisation du système pour lequel une approche de robustesse

(commande H_∞) a été omise. Nous considérons le cas d'une charge pour laquelle la propriété de passivité est violée et constatons les limites d'une telle approche. Le régulateur dynamique non linéaire passivisant et couplée à un stabilisateur de puissance est comparée avantageusement à un stabilisateur linéaire classique dans les cas d'un réseau à machine unique avec une barre de tension constante et d'un réseau à deux zones et quatre générateurs.

L'approche employée dans cette thèse conduit à l'analyse de la stabilité de réseaux électriques de grande dimension et à la synthèse de régulateurs de façon systématique. La robustesse de la stabilité est préservée dans des cas précis d'incertitudes. Cependant, un travail considérable demeure pour une mise en oeuvre de cette approche, notons entre autres : réduction du conservatisme pour l'optimisation des performances, coût ajouté à l'utilisation de compensateurs.

TABLE DES MATIÈRES

REMERCIEMENTS	iii
RÉSUMÉ	iv
LISTE DES ANNEXES	xii
LISTE DES TABLEAUX	xiv
LISTE DES FIGURES	xv
LISTE DES SYMBOLES	xxii
LISTE DES ABRÉVIATIONS	xxxii

PARTIE A – RÉSEAUX ÉLECTRIQUES ET PASSIVITÉ : POSITIONNEMENT, MODÉLISATION ET ANALYSE	1
--	---

CHAPITRE 1 – INTRODUCTION	2
1.1 Modélisation et stabilisation des réseaux électriques	2
1.1.1 Problèmes de stabilité des réseaux électriques	2
1.1.1.1 Stabilisateurs du système de puissance et régulateurs de tension	4
1.1.1.2 Systèmes flexibles de transmission ca (FACTS)	6
1.1.1.3 Conclusion	8
1.1.2 Stabilisation des réseaux électriques par les commandes décentralisées	9
1.1.3 Influence de la modélisation et du type de charge	10
1.1.4 Conclusion	11
1.2 Objectifs et contributions	12
1.3 Stabilisation des réseaux par une approche de passivité	14
1.3.1 Systèmes passifs	14
1.3.2 Réseaux et passivité	16
1.3.3 Modélisation du réseau pour l'application de la passivité	17
1.3.4 Stabilisation par l'approche de passivité	19
1.4 Organisation de la thèse	21

CHAPITRE 2 - PASSIVITÉ : RAPPELS THÉORIQUES ET ÉTAT DE L'ART	24
2.1 Notations et définitions de base	24
2.2 Dissipativité - passivité - quasi-passivité d'un système dynamique	26
2.3 Passivité et stabilisation	31
2.4 Développements récents et applications de la passivité	33
2.5 Récapitulatif sur les relations entre concept de dissipativité et stabilité	39
CHAPITRE 3 - RÉSEAUX ÉLECTRIQUES : MODÉLISATION ET ANALYSE DE LA STABILITÉ PAR L'APPROCHE DE PASSIVITÉ	42
3.1 Interactions dynamiques et modélisation : solution par la passivité	42
3.2 Notations et formulation du problème	43
3.3 Décomposition en sous-systèmes passifs	46
3.4 Propriétés de stabilité	48
3.5 Analyse de la stabilité et suggestions d'amélioration pour une classe de charges non passives	55
3.5.1 Bornage à partir des notions de quasi-passivité et d'observabilité : charges parallèles	56
3.5.1.1 Passivation par un compensateur de puissance réactive	56
3.5.1.2 Bornage ultime des trajectoires dans le cas d'une non compensation	57
3.5.2 Bornage à partir de la notion de stricte quasi-passivité : composants séries	60
3.6 Réseau multi-générateur relié à un ensemble de réseaux de distribution	63
3.7 Remarques générales	70
3.7.1 Passivité et stabilité transitoire	70
3.7.2 Quasi-passivité et stabilisation	71
3.7.3 Passivité et robustesse	72
3.8 Conclusion	72
PARTIE B – COMPOSANTS ÉLECTRIQUES ET PASSIVITÉ : ANALYSE, SYNTHÈSE ET VALIDATION	74

CHAPITRE 4 – MOTEUR ASYNCHRONE	75
4.1 Commande à deux niveaux	75
4.2 Formulation du problème	76
4.3 Décomposition du système en rétroaction de sous-systèmes	79
4.4 Bloc moteur-onduleur : stratégie de commande passivisante	82
4.5 Propriété de passivité du redresseur à diodes	95
4.6 Résultats de simulation	100
4.6.1 Simulations réalisées à partir du modèle moyenné des convertisseurs	100
4.6.2 Simulations réalisées à partir de la modélisation par fonction de commutation des convertisseurs	102
4.7 Conclusion	106
CHAPITRE 5 – COMPENSATEUR PARALLÈLE STATIQUE DE PUISSANCE RÉACTIVE	107
5.1 Commande des compensateurs statiques de puissance réactive	107
5.2 Modélisation des compensateurs statiques de puissance réactive	108
5.3 Commande non linéaire	111
5.3.1 Conception de la loi de commande	111
5.3.2 Étude de la robustesse	119
5.4 Résultats de simulation	121
5.5 Résultats expérimentaux	124
5.5.1 Montage expérimental	124
5.5.2 Résultats	125
5.6 Obtention de la propriété de passivité	127
5.6.1 Trajectoires rendant le système passif	127
5.6.2 Résultats de simulation	133
5.7 Conclusion	136
CHAPITRE 6 - APPAREILS ÉLECTRIQUES DE HAUTE PUISSANCE	137
6.1 Transformateurs	137
6.2 Charges dynamiques de premier ordre modélisées par la relation	139

tension-puissance	
6.2.1 Facteur de puissance constant	139
6.2.2 Facteur de puissance non constant	143
6.3 Charges dynamiques : généralisation aux modèles d'ordre supérieur à un	144
6.4 Conclusion	146
CHAPITRE 7 - TURBOALTERNATEUR	147
7.1 Modélisation du générateur	148
7.2 Défaut de la loi de commande proposée par Ortega <i>et al.</i>	149
7.3 Conception du régulateur basée sur l'approche d'inégalité matricielle linéaire	152
7.4 Extension de la loi de commande prenant en compte la dynamique de l'excitatrice	158
7.5 Conception d'un régulateur non linéaire passivisant à partir du modèle réduit du turboalternateur	161
7.5.1 Développement de la loi passivisante	161
7.5.2 Remarques générales	165
7.6 Conclusion	167
PARTIE C – RÉSEAUX ÉLECTRIQUES ET PASSIVITÉ : VALIDATIONS NUMÉRIQUES ET CONCLUSION	170
CHAPITRE 8 - STABILISATION DES RÉSEAUX : VALIDATIONS NUMÉRIQUES	171
8.1 Description du réseau	171
8.2 Simulations numériques du réseau muni des régulateurs basés sur l'approche d'inégalités matricielles linéaires	174
8.2.1 Réseau avec une charge à impédance constante	174
8.2.1.1 Descriptions numériques et simulations	174
8.2.1.2 Commentaires	182
8.2.2 Réseau avec une barre de tension constante	183
8.2.2.1 Descriptions numériques et simulations	183
8.2.2.2 Commentaires	188

8.2.3 Réseau avec une charge dynamique	188
8.2.3.1 Descriptions numériques et simulations	188
8.2.3.2 Commentaires	196
8.3 Loi de commande non linéaire passivisante d'ordre réduit	198
8.3.1 Réseau avec une barre de tension constante	198
8.3.2 Réseau à deux zones et quatre générateurs	203
8.3.3 Commentaires	212
8.4 Conclusion	214
CHAPITRE 9 - CONCLUSION	217
9.1 Contributions des travaux	217
9.2 Recommandations pour des études futures	219
BIBLIOGRAPHIE	223

LISTE DES ANNEXES

ANNEXE A : LINÉARISATION DE LA DYNAMIQUE DU FLUX ROTORIQUE	232
A.1 Mise sous forme explicite de la dynamique de référence en flux	232
A.2 Valeur des paramètres de la matrice d'état A_l correspondant à la linéarisation de (A.1)	232
A.3 Expression du terme résiduel p_l dans la linéarisation de (A.1) pour $\tilde{\mathbf{x}} \neq \mathbf{0}$	232
A.4 Expression des dérivées partielles de P	233
ANNEXE B : ÉTUDE LOCALE DU SIGNE DE $\frac{3\tilde{v}_a i_a^{1*}}{\alpha \alpha_{1*} \cos \varphi} (\alpha \cos \varphi - \alpha^{1*} \cos \varphi^{1*})$	235
ANNEXE C : PASSIVATION DU MOTEUR : COUPLE DE CHARGE NON STRICTEMENT INERTIEL – VALIDATIONS NUMÉRIQUES SUPPLÉMENTAIRES	239
C.1 Couple de charge non strictement inertiel	239
C.2 Supplément aux validations numériques du modèle avec commutations	241
ANNEXE D : EXPRESSION DU COURANT D'ANTICIPATION ET DE SA DÉRIVÉE - ANALYSE DE LA STABILITÉ : CONDITION SUFFISANTE DE PASSIVITÉ NON VÉRIFIÉE	243
D.1 Expression de i_{fd}^{ant} et \dot{i}_{fd}^{ant}	243
D.2 Analyse de la stabilité d'un réseau de type machine unique, impédance infinie : condition suffisante de passivité non vérifiée	244
ANNEXE E : MODÈLE LINÉARISÉ DU RÉSEAU ET CONCEPTION DU RÉGULATEUR DE PUISSANCE RL	246
E.1 Linéarisation du système	246
E.2 Régulateur linéaire dynamique	247
ANNEXE F : VALEUR NUMÉRIQUE DES MATRICES OBTENUES PAR LINÉARISATION DU RÉSEAU	251
F.1 Cas du réseau avec une charge à impédance constante	251
F.2 Cas du réseau avec une barre de tension constante	252
F.3 Cas du réseau avec une charge dynamique	254

ANNEXE G : TENSION TERMINALE DU TURBOALTERNATEUR RÉPONSES COMPARÉES : RÉGULATEUR OP vs. PSS CLASSIQUE (COMPLÉMENTS AU CHAPITRE 8)	256
G.1 Tensions terminales (rms)	256
G.1.1 Réseau avec une charge à impédance constante	256
G.1.2 Réseau avec une barre de tension constante	257
G.1.3 Réseau avec une charge dynamique	258
G.2 Réponses comparées : régulateur OP vs. PSS classique	258
G.2.1 Réseau avec une charge à impédance constante	259
G.2.2 Réseau avec une barre de tension constante	262
G.2.3 Réseau avec une charge dynamique	263
G.2.4 Commentaires	265
ANNEXE H : PRÉSENTATION COMPARATIVE DES RÉPONSES DU RÉSEAU À DEUX ZONES ET QUATRE GÉNÉRATEURS	266

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 3.1 : Robustesse des propriétés qualitatives du réseau face à des incertitudes	72
Tableau 4.1 : Paramètres du moteur	100
Tableau 5.1 : Paramètres du compensateur statique de puissance réactive	121
Tableau 5.2 : Paramètres du régulateur du compensateur statique de puissance réactive	121
Tableau 8.1 : Paramètres du turbo-alternateur	172
Tableau 8.2 : Paramètres de la ligne de transport	173
Tableau 8.3 : Écoulement de puissance dans le réseau	173
Tableau 8.4 : Point d'équilibre du générateur	173
Tableau 8.5 : Pôles et zéros du réseau muni du régulateur avec une charge à impédance constante	176
Tableau 8.6 : Pôles et zéros du réseau muni du régulateur avec une barre de tension constante	184
Tableau 8.7 : Pôles et zéros du réseau muni du régulateur avec une charge dynamique	190

LISTE DES FIGURES

Figure 1.1 :	Machine connectée à un réseau puissant avec Compensateur Statique d'Énergie Réactive (<i>CSER</i>), Compensateur Série Contrôlé (<i>CSC: Controllable Series Compensator</i>) et déphaseur (<i>PS: Phase Shifter</i>)	8
Figure 1.2 :	Schéma de stabilisation robuste face à des perturbations externes w	17
Figure 1.3 :	Réseau décrit par un système de rétroaction	18
Figure 1.4 :	Structure du document	22
Figure 2.1 :	Systèmes en rétroaction	29
Figure 2.2 :	Décomposition d'un circuit RL en une rétroaction d'éléments passifs	29
Figure 2.3 :	Passivation d'un circuit comprenant une résistance négative	30
Figure 2.4 :	Passivation d'un circuit RLC	31
Figure 2.5 :	Relations entre types de passivité et stabilité	40
Figure 3.1 :	Modélisation à composants orientés du réseau de distribution et de ses composants	45
Figure 3.2 :	Modèle équivalent en T unifilaire d'une ligne de distribution	46
Figure 3.3 :	Réseau radial avec $n+1$ barres de tension	47
Figure 3.4 :	Décomposition en rétroaction passive du réseau de distribution et de ses composants	48
Figure 3.5 :	Composant série quasi passif	61
Figure 3.6 :	Réseau multi-générateur	64
Figure 4.1 :	Moteur asynchrone muni des convertisseurs de puissance	76
Figure 4.2 :	Onduleur et moteur	77
Figure 4.3 :	Redresseur à diodes	78
Figure 4.4 :	Décomposition du système d'entraînement du moteur asynchrone en rétroaction de sous-systèmes passifs ou à rendre passifs	80
Figure 4.5 :	Filtre RLC	81
Figure 4.6 :	Tracé de $\dot{\psi}_r^* = f(\psi_r^*)$; cas $\beta=1$	94
Figure 4.7 :	Tracé de $\dot{\psi}_r^* = f(\psi_r^*)$; cas $\beta=1.5$	94
Figure 4.8 :	Tracé de $\dot{\psi}_r^* = f(\psi_r^*)$; cas $\beta=0.5$	95
Figure 4.9 :	Réponse de la vitesse rotorique avec perturbations de tension (modèle moyenné)	101

Figure 4.10 :	Tension redressée filtrée avec perturbations de tension (modèle moyenné)	101
Figure 4.11 :	Référence du flux rotorique à poursuivre obtenue par la loi passivisante (modèle moyenné)	102
Figure 4.12 :	Vérification de l'inégalité de passivité pour les paires $(\tilde{v}_{dc2}, \tilde{i}_{dc2})$ et $(\tilde{v}_{dq}^n, \tilde{i}_{dq}^n)$ (modèle moyenné)	102
Figure 4.13 :	Moteur et convertisseurs de puissance pour la simulation	103
Figure 4.14 :	Réponse de la vitesse rotorique avec perturbations de tension (modèle avec fonctions de commutation)	104
Figure 4.15 :	Tension redressée avec perturbations de tension (modèle avec fonctions de commutation)	104
Figure 4.16 :	Référence du flux rotorique obtenue par la loi passivisante (modèle avec fonctions de commutation)	105
Figure 4.17 :	Vérification de l'inégalité de passivité pour les paires $(\tilde{v}_{dq}^n, \tilde{i}_{dq}^n)$ (modèle avec fonctions de commutation)	105
Figure 5.1 :	Diagramme fonctionnel du compensateur statique de puissance réactive	109
Figure 5.2 :	Circuit de puissance du compensateur statique de puissance réactive	109
Figure 5.3 :	Représentation de i_q^{o2} dans le plan de phase	114
Figure 5.4 :	Réponses du STATCOM (modèle moyenné) : (a) Courant i_d (Co, C1, C2); (b) signal d'erreur \tilde{i}_d (C1, C2); (c) courant i_q (Co, C1, C2); (d) tension v_{dc} (Co, C1, C2)	122
Figure 5.5 :	Réponses du STATCOM (modèle avec commutations): (a) Courant i_d (Co, C1, C2); (b) courant i_q (Co, C1, C2); (c) tension v_{dc} (Co, C1, C2); (d) signal de modulation ρ_a	123
Figure 5.6 :	Figure 5.6: Réponse expérimentale du STATCOM soumis à une consigne en courant : (a) courant i_d ; (b) tension v_{dc}	125
Figure 5.7 :	Figure 5.7: Réponse expérimentale du courant i_q du STATCOM soumis à une consigne en courant	126
Figure 5.8 :	Figure 5.8: Réponse expérimentale du STATCOM soumis à une consigne en tension: (a) Courant i_d ; (b) tension v_{dc}	126
Figure 5.10 :	Intégrale de passivité du STATCOM : (a) modèle moyenné ; (b) modèle avec fonction de commutation	134
Figure 5.11 :	Gain de passivité du STATCOM: (a) modèle moyenné ; (b) modèle avec fonction de commutation	134

Figure 5.12 :	Tension continue du STATCOM : (a) modèle moyenné ; (b) modèle avec fonction de commutation	135
Figure 6.1 :	Circuit équivalent du transformateur	137
Figure 6.2 :	Modèle dynamique d'ordre n de charge modélisée par une relation puissance-tension	144
Figure 7.1 :	Excitatrice IEEE de type I	160
Figure 8.1 :	Structure du réseau à l'étude	172
Figure 8.2 :	Réponse en vitesse rotorique (RCIC), $\delta \mathbf{i}_{dq} = \pm 0.1 \mathbf{i}_{dq}^*$; (a) régulateur OP, (b) régulateur RL	177
Figure 8.3 :	Réponse en tension e_d (RCIC), $\delta \mathbf{i}_{dq} = \pm 0.1 \mathbf{i}_{dq}^*$; (a) régulateur OP, (b) régulateur RL	178
Figure 8.4 :	Réponse en tension e_q (RCIC), $\delta \mathbf{i}_{dq} = \pm 0.1 \mathbf{i}_{dq}^*$; (a) régulateur OP, (b) régulateur RL	178
Figure 8.5 :	Signal de commande (RCIC), $\delta \mathbf{i}_{dq} = \pm 0.1 \mathbf{i}_{dq}^*$; (a) régulateur OP, (b) régulateur RL	179
Figure 8.6 :	Vérification de l'intégrale de passivité de $(\delta \mathbf{i}_{dq}, \tilde{\mathbf{e}}_{dq})$, (RCIC), $\delta \mathbf{i}_{dq} = \pm 0.1 \mathbf{i}_{dq}^*$; (a) régulateur OP, (b) régulateur RL	179
Figure 8.7 :	Réponse en vitesse rotorique (RCIC), $\delta \mathbf{i}_{dq} = \pm 0.5 \mathbf{i}_{dq}^*$; (a) régulateur OP, (b) régulateur RL	180
Figure 8.8 :	Réponse en tension e_d (RCIC), $\delta \mathbf{i}_{dq} = \pm 0.5 \mathbf{i}_{dq}^*$; (a) régulateur OP, (b) régulateur RL	180
Figure 8.9 :	Réponse en tension e_q (RCIC), $\delta \mathbf{i}_{dq} = \pm 0.5 \mathbf{i}_{dq}^*$; (a) régulateur OP, (b) régulateur RL	181
Figure 8.10 :	Signal de commande (RCIC), $\delta \mathbf{i}_{dq} = \pm 0.5 \mathbf{i}_{dq}^*$; (a) régulateur OP, (b) régulateur RL	181
Figure 8.11 :	Vérification de l'intégrale de passivité de $(\delta \mathbf{i}_{dq}, \tilde{\mathbf{e}}_{dq})$, (RCIC), $\delta \mathbf{i}_{dq} = \pm 0.5 \mathbf{i}_{dq}^*$; (a) régulateur OP, (b) régulateur RL	182
Figure 8.12 :	Réponse en vitesse rotorique (RBTC): (—) $\delta \mathbf{i}_{dq} = \pm 0.1 \mathbf{i}_{dq}^*$, (-) $\delta \mathbf{i}_{dq} = \pm 0.5 \mathbf{i}_{dq}^*$; (a) régulateur OP, (b) régulateur RL	185
Figure 8.13 :	Réponse en tension e_d (RCIC) : (—) $\delta \mathbf{i}_{dq} = \pm 0.1 \mathbf{i}_{dq}^*$, (-) $\delta \mathbf{i}_{dq} = \pm 0.5 \mathbf{i}_{dq}^*$; (a) régulateur OP, (b) régulateur RL	186

Figure 8.14 :	Réponse en tension e_q (RCIC) : (—) $\delta \mathbf{i}_{dq} = \pm 0.1 \mathbf{i}_{dq}^{1^*}$, (-.) $\delta \mathbf{i}_{dq} = \pm 0.5 \mathbf{i}_{dq}^{1^*}$; (a) régulateur OP, (b) régulateur RL	186
Figure 8.15 :	Signal de commande (RCIC): (—) $\delta \mathbf{i}_{dq} = \pm 0.1 \mathbf{i}_{dq}^{1^*}$, (-.) $\delta \mathbf{i}_{dq} = \pm 0.5 \mathbf{i}_{dq}^{1^*}$; (a) régulateur OP, (b) régulateur RL	187
Figure 8.16 :	Vérification de l'intégrale de passivité pour $(\delta \mathbf{i}_{dq}, \tilde{\mathbf{e}}_{dq})$, (RCIC): (—) $\delta \mathbf{i}_{dq} = \pm 0.1 \mathbf{i}_{dq}^{1^*}$, (-.) $\delta \mathbf{i}_{dq} = \pm 0.5 \mathbf{i}_{dq}^{1^*}$; (a) régulateur OP, (b) régulateur RL	187
Figure 8.17 :	Réponse en vitesse rotorique ($\alpha_p = \alpha_q = 0.1, T_p = T_q = 0.7$), (RCD) : (—) $\delta \mathbf{i}_{dq} = \pm 0.1 \mathbf{i}_{dq}^{1^*}$, (-.) $\delta \mathbf{i}_{dq} = \pm 0.5 \mathbf{i}_{dq}^{1^*}$; (a) régulateur OP, (b) régulateur RL	191
Figure 8.18 :	Réponse en tension e_d ($\alpha_p = \alpha_q = 0.1, T_p = T_q = 0.7$), (RCD) : (—) $\delta \mathbf{i}_{dq} = \pm 0.1 \mathbf{i}_{dq}^{1^*}$, (-.) $\delta \mathbf{i}_{dq} = \pm 0.5 \mathbf{i}_{dq}^{1^*}$; (a) régulateur OP, (b) régulateur RL	192
Figure 8.19 :	Réponse en tension e_q ($\alpha_p = \alpha_q = 0.1, T_p = T_q = 0.7$), (RCD) : (—) $\delta \mathbf{i}_{dq} = \pm 0.1 \mathbf{i}_{dq}^{1^*}$, (-.) $\delta \mathbf{i}_{dq} = \pm 0.5 \mathbf{i}_{dq}^{1^*}$; (a) régulateur OP, (b) régulateur RL	192
Figure 8.20 :	Signal de commande ($\alpha_p = \alpha_q = 0.1, T_p = T_q = 0.7$), (RCD) : (—) $\delta \mathbf{i}_{dq} = \pm 0.1 \mathbf{i}_{dq}^{1^*}$, (-.) $\delta \mathbf{i}_{dq} = \pm 0.5 \mathbf{i}_{dq}^{1^*}$; (a) régulateur OP, (b) régulateur RL	193
Figure 8.21 :	Vérification de la passivité pour $(\delta \mathbf{i}_{dq}, \tilde{\mathbf{e}}_{dq})$, ($\alpha_p = \alpha_q = 0.1, T_p = T_q = 0.7$), (RCD) : (—) $\delta \mathbf{i}_{dq} = \pm 0.1 \mathbf{i}_{dq}^{1^*}$, (-.) $\delta \mathbf{i}_{dq} = \pm 0.5 \mathbf{i}_{dq}^{1^*}$; (a) régulateur OP, (b) régulateur RL	193
Figure 8.22 :	Condition de passivité (8.5), ($\alpha_p = \alpha_q = 0.1, T_p = T_q = 0.7$), (RCD) : (—) $\delta \mathbf{i}_{dq} = \pm 0.1 \mathbf{i}_{dq}^{1^*}$, (-.) $\delta \mathbf{i}_{dq} = \pm 0.5 \mathbf{i}_{dq}^{1^*}$	194
Figure 8.23 :	Charge menant à des instabilités ($\alpha_p = \alpha_q = 1, T_p = 3, T_q = 1$), (RCD) : (a) Vitesse, (b) Tension e_d ;	194
Figure 8.24 :	Charge menant à des instabilités ($\alpha_p = \alpha_q = 1, T_p = 3, T_q = 1$), (RCD) : (a) Tension e_q , (b) Vérification de la passivité;	195
Figure 8.25 :	Condition de passivité (8.5), ($\alpha_p = \alpha_q = 1, T_p = 3, T_q = 1$), (RCD)	195
Figure 8.26 :	Réseau stable malgré la condition de passivité (8.5) non vérifiée ($\alpha_p = \alpha_q = 0.15, T_p = T_q = 0.3$), (RCD) : (a) Vitesse rotorique, (b) Condition de passivité (8.5);	196
Figure 8.27:	Réponse en vitesse rotorique ω_r (RNL, RK) pour différentes conditions d'opération face à une variation de l'impédance de ligne	199
Figure 8.28:	Signal de commande e_{fd} (RNL, RK) pour différentes conditions d'opération face à une variation de l'impédance de ligne	200

Figure 8.29:	Tension terminale $\ e_{dq}\ $ (RNL, RK) pour différentes conditions d'opération face à une variation de l'impédance de ligne	201
Figure 8.30 :	Court-circuit – Réponse en vitesse ω_r ; signal de commande e_{fd}	202
Figure 8.31:	Vérification de l'intégrale de passivité de $(\delta i_{dq}, \tilde{e}_{dq})$, pour différentes conditions d'opération face à une variation de l'impédance de ligne	203
Figure 8.32 :	Réseau à deux zones et quatre générateurs	204
Figure 8.33 :	Réponse en vitesse rotorique ω_r (RNL, RK) des quatre générateurs face à une variation d'impédance entre les barres 7 et 9	205
Figure 8.34 :	Signal de commande e_{fd} (RNL, RK) des quatre générateurs face à une variation d'impédance entre les barres 7 et 9	206
Figure 8.35 :	Réponse en vitesse rotorique ω_r (RNL, RK) des quatre générateurs face à une variation de puissance active et réactive au niveau de la charge L_7	207
Figure 8.36 :	Signal de commande e_{fd} (RNL, RK) des quatre générateurs face à une variation de puissance active et réactive au niveau de la charge L_7	208
Figure 8.37 :	Réponse en vitesse rotorique ω_r (RNL, RK) des quatre générateurs face à un court-circuit triphasé entre les barres 8 et 9	209
Figure 8.38 :	Signal de commande e_{fd} (RNL, RK) des quatre générateurs face à un court-circuit triphasé entre les barres 8 et 9	210
Figure 8.39 :	Réponse en vitesse rotorique ω_r et signaux de commande e_{fd} des quatre générateurs (un muni du RNL, les trois autres du RK) face à une variation d'impédance entre les barres 7 et 9	211
Figure 8.40 :	Réponse en vitesse rotorique et signaux de commande des quatre générateurs (un muni du RNL, les trois autres du RK) face à un court-circuit triphasé entre les barres 8 et 9	212
Figure 9.1 :	Prise en compte d'éléments incertains (non passifs)	221
Figure B.1 :	Tracé de $\alpha \cos \varphi(u)$	236
Figure C.1:	Vérification de l'inégalité de passivité (modèle moyenné): charge inertielle + frottement de Coulomb (2N.m) + frottement visqueux (0.1 ω N.m)	239
Figure C.2:	Flux rotorique (modèle moyenné) : charge inertielle+frottement de Coulomb (2 N.m) + frottement visqueux (0.1 ω N.m)	240
Figure C.3:	Vitesse rotorique (modèle moyenné) charge inertielle+frottement de Coulomb (2 N.m) + frottement visqueux (0.1 ω N.m)	240
Figure C.4:	Vérification de l'inégalité de passivité pour la paire $(\tilde{v}_{dq}^n, \tilde{i}_{dq}^n)$ sur l'intervalle [0s ; 10.5s] avec la séquence sous-tension, surtension (modèle avec fonctions de commutation)	241

Figure C.5:	Vérification de l'inégalité de passivité pour la paire $(\tilde{\mathbf{v}}_{dq}^n, \tilde{\mathbf{i}}_{dq}^n)$ sur l'intervalle [0s ; 10.5s] avec la séquence surtension, sous-tension (modèle avec fonctions de commutation)	242
Figure G.1 :	Amplitude de la tension terminale (RCIC), $\delta \mathbf{i}_{dq} = \pm 0.1 \mathbf{i}_{dq}^{1*}$; (a) régulateur OP, (b) régulateur RL	256
Figure G.2 :	Amplitude de la tension terminale (RCIC), $\delta \mathbf{i}_{dq} = \pm 0.5 \mathbf{i}_{dq}^{1*}$; (a) régulateur OP, (b) régulateur RL	257
Figure G.3 :	Amplitude de la tension terminale (RBTC), (—) $\delta \mathbf{i}_{dq} = \pm 0.1 \mathbf{i}_{dq}^{1*}$, (-.) $\delta \mathbf{i}_{dq} = \pm 0.5 \mathbf{i}_{dq}^{1*}$; (a) régulateur OP, (b) régulateur RL	257
Figure G.4 :	Amplitude de la tension terminale (RCD, $\alpha_p = \alpha_q = 0.1, T_p = T_q = 0.7$), (—) $\delta \mathbf{i}_{dq} = \pm 0.1 \mathbf{i}_{dq}^{1*}$, (-.) $\delta \mathbf{i}_{dq} = \pm 0.5 \mathbf{i}_{dq}^{1*}$; (a) régulateur OP, (b) régulateur RL	258
Figure G.5:	Réponse en vitesse rotorique (RCIC), $\delta \mathbf{i}_{dq} = \pm 0.1 \mathbf{i}_{dq}^{1*}$; (a) régulateur OP, (b) régulateur RK	259
Figure G.6 :	Amplitude de la tension terminale (RCIC), $\delta \mathbf{i}_{dq} = \pm 0.1 \mathbf{i}_{dq}^{1*}$; (a) régulateur OP, (b) régulateur RK	259
Figure G.7 :	Signal de commande (RCIC), $\delta \mathbf{i}_{dq} = \pm 0.1 \mathbf{i}_{dq}^{1*}$; (a) régulateur OP, (b) régulateur RK	260
Figure G.8:	Réponse en vitesse rotorique (RCIC), $\delta \mathbf{i}_{dq} = \pm 0.5 \mathbf{i}_{dq}^{1*}$; (a) régulateur OP, (b) régulateur RK	260
Figure G.9 :	Amplitude de la tension terminale (RCIC), $\delta \mathbf{i}_{dq} = \pm 0.5 \mathbf{i}_{dq}^{1*}$; (a) régulateur OP, (b) régulateur RK	261
Figure G.10 :	Signal de commande (RCIC), $\delta \mathbf{i}_{dq} = \pm 0.5 \mathbf{i}_{dq}^{1*}$; (a) régulateur OP, (b) régulateur RK	261
Figure G.11 :	Réponse en vitesse rotorique (RBTC) : (—) $\delta \mathbf{i}_{dq} = \pm 0.1 \mathbf{i}_{dq}^{1*}$, (-.) $\delta \mathbf{i}_{dq} = \pm 0.5 \mathbf{i}_{dq}^{1*}$; (a) régulateur OP, (b) régulateur RK	262
Figure G.12 :	Amplitude de la tension terminale (RBTC), (—) $\delta \mathbf{i}_{dq} = \pm 0.1 \mathbf{i}_{dq}^{1*}$, (-.) $\delta \mathbf{i}_{dq} = \pm 0.5 \mathbf{i}_{dq}^{1*}$; (a) régulateur OP, (b) régulateur RK	262
Figure G.13:	Signal de commande (RBTC): (—) $\delta \mathbf{i}_{dq} = \pm 0.1 \mathbf{i}_{dq}^{1*}$, (-.) $\delta \mathbf{i}_{dq} = \pm 0.5 \mathbf{i}_{dq}^{1*}$; (a) régulateur OP, (b) régulateur RK	263

- Figure G.14 : Réponse en vitesse rotorique ($\alpha_p = \alpha_q = 0.1, T_p = T_q = 0.7$), (RCD) : (—) $\delta \mathbf{i}_{dq} = \pm 0.1 \mathbf{i}_{dq}^*$, (-.) $\delta \mathbf{i}_{dq} = \pm 0.5 \mathbf{i}_{dq}^*$; (a) régulateur OP, (b) régulateur RK 263
- Figure G.15 : Amplitude de la tension terminale (RCD, $\alpha_p = \alpha_q = 0.1, T_p = T_q = 0.7$), (—) $\delta \mathbf{i}_{dq} = \pm 0.1 \mathbf{i}_{dq}^*$, (-.) $\delta \mathbf{i}_{dq} = \pm 0.5 \mathbf{i}_{dq}^*$; (a) régulateur OP, (b) régulateur RK 264
- Figure G.16 : Signal de commande ($\alpha_p = \alpha_q = 0.1, T_p = T_q = 0.7$), (RCD) : (—) $\delta \mathbf{i}_{dq} = \pm 0.1 \mathbf{i}_{dq}^*$, (-.) $\delta \mathbf{i}_{dq} = \pm 0.5 \mathbf{i}_{dq}^*$; (a) régulateur OP, (b) régulateur RK 264
- Figure H.1 : Réponse à une variation d'impédance du réseau à quatre générateurs munis du RNL (—) et du réseau comprenant trois générateurs munis du RK et un du RNL (...). 266
- Figure H.2 : Réponse à un court-circuit triphasé du réseau à quatre générateurs munis du RNL (—) et du réseau comprenant trois générateurs munis du RK et un du RNL (...). 267

LISTE DES SYMBOLES

Variables et paramètres

(a,b,c)	Référentiel de phase (triphase)
(d,q)	Référentiel orthogonal
\bar{A}	Matrice d'état transformée du turbo-alternateur utilisée dans la synthèse par LMI du régulateur OP
A_c	Matrice de transition d'état du régulateur RL
\hat{A}_c	Matrice instrumentale à la conception par LMI du régulateur RL
A_l	Matrice de transition d'état résultant d'une linéarisation
A_{r+c}	Matrice d'état résultant de la linéarisation de la ligne de transport avec la charge
a	Rapport de transformation du transformateur
\bar{B}	Matrice d'entrée (commande) transformée du turbo-alternateur utilisée dans la synthèse par LMI du régulateur OP
B_c	Matrice d'entrée du régulateur RL
\hat{B}_c	Matrice instrumentale à la conception par LMI du régulateur RL
B_l	Matrice d'entrée résultant de la linéarisation du réseau (Annexe C)
B_{r+c}	Matrice d'entrée résultant de la linéarisation de la ligne de transport avec la charge
\bar{C}	Matrice de sortie (courant statorique) du turbo-alternateur utilisée dans la synthèse par LMI du régulateur OP
C_c	Matrice de sortie du régulateur RL
\hat{C}_c	Matrice instrumentale à la conception par LMI du régulateur RL
C_e	Matrice de sortie de l'excitatrice
C_l	Matrice de sortie résultant de la linéarisation du réseau (Annexe C)
C	Capacité parallèle du filtre de lissage (chapitre 4) et capacité du STATCOM (chapitre 5)

C_j	Capacité parallèle du $j^{\text{ème}}$ modèle équivalent en T
Co_j	Composant j
D	Matrice d'inertie du turbo-alternateur
$\bar{\mathbf{D}}$	Matrice de sortie (multiplicative de \mathbf{e}_{dq}) pour la sortie passive du turbo-alternateur
\mathbf{D}_c	Matrice d'état du régulateur RL
$\hat{\mathbf{D}}_c$	Matrice instrumentale à la conception par LMI du régulateur RL
\mathbf{e}_{dq}	Vecteur de tension dans le repère orthogonal (d,q)
\mathbf{e}_{fd}	Tension de l'excitatrice du turbo-alternateur
\mathbf{e}_{fd}^{ant}	Tension d'anticipation de l'excitatrice du turbo-alternateur
f	Coefficient de frottement du turbo-alternateur
H	Matrice d'admittance du réseau de transmission
h_1, h_2	Contraintes de placement de pôles pour le système non linéaire
I	Ensemble des composants du réseau de distribution
\mathbf{i}_{abc}	Courant triphasé
$\mathbf{i}_{cj,dl}$	Courant injecté dans le réseau de distribution $dl, l \in \{1, \dots, m\}$ par la $j^{\text{ème}}$ charge
\mathbf{i}_d	Vecteur formé par tous les courants d'entrée des réseaux de distribution $[\mathbf{i}_{dl}]_{1 \leq l \leq m}$
\mathbf{i}_{dl}	Courant injecté à l'entrée du réseau de distribution $dl, l \in \{1, \dots, m\}$
\mathbf{i}_{dq}	Vecteur de courant dans le repère orthogonal (d,q)
\mathbf{i}_{fd}	Courant de l'excitatrice du turbo-alternateur
\mathbf{i}_{fd}^{ant}	Courant d'anticipation de l'excitatrice du turbo-alternateur
\mathbf{i}_g	Vecteur formé par tous les courants de sortie des générateurs $[\mathbf{i}_{gl}]_{1 \leq l \leq n}$
\mathbf{i}_{gl}	Courant de sortie (stator) du générateur $gl, l \in \{1, \dots, n\}$
\mathbf{i}_i	Courant injecté à la $i^{\text{ème}}$ barre de tension
\mathbf{i}_{je}	Courant d'entrée dans le $j^{\text{ème}}$ modèle équivalent en T
\mathbf{i}_{js}	Courant de sortie dans le $j^{\text{ème}}$ modèle équivalent en T
\mathbf{i}_{cj}^c	Courant injecté dans le réseau par le composant j (courant du compensateur)

	parallèle dans la section 3.5.1)
\mathbf{i}_{cj}^{cs}	Courant injecté dans le réseau par le compensateur parallèle j (section 3.5.1)
\mathbf{i}_{cj}^r	Courant côté réseau à la barre de la charge j (section 3.5.1)
\mathbf{i}_o	Courant au point de connexion ou d'observation
\mathbf{i}_{rdq}	Courant rotorique du turbo-alternateur
\mathbf{i}_{sdq}	Courant statorique du turbo-alternateur
\mathbf{i}_{12}	Courant de la ligne de transport
i_{dc1}	Courant continu côté redresseur (chapitre 4)
i_{dc2}	Courant continu côté onduleur (chapitre 4)
$\mathbf{J}(\mathbf{x})$	Matrice antisymétrique composant le modèle d'état du turbo-alternateur
$\bar{\mathbf{J}}$	Ensemble des composants passifs du réseau de distribution
\mathbf{J}	Ensemble des composants quasi passifs du réseau de distribution
J	Moment d'inertie (moteur asynchrone)
\mathbf{K}	Matrice de gain des régulateurs
K_t	Gain de la turbine
K_g	Gain du gouvernail
$k_p(v)$	Fonction dynamique de charge (puissance active)
$k_q(v)$	Fonction dynamique de charge (puissance réactive)
\mathbf{L}	Matrice d'inductance du turbo-alternateur
L	Ensemble des éléments en série strictement quasi passifs
\bar{L}	Ensemble des éléments passifs en série
L_c	Inductance parallèle du filtre de lissage (chapitre 4)
L_f	Inductance de la partie du réseau connectée au redresseur du moteur asynchrone
L_j	Inductance série du $j^{\text{ème}}$ modèle équivalent en T
L_m	Inductance de fuite du transformateur
L_r	Inductance rotorique (moteur asynchrone)
L_s	Inductance statorique (moteur asynchrone)
L_{sr}	Inductance mutuelle (moteur asynchrone)

L_1	Inductance du circuit primaire du transformateur
L_2'	Inductance du circuit secondaire du transformateur
$\overline{\mathbf{M}}$	Matrice d'entrée exogène transformée (\mathbf{M}) du turbo-alternateur utilisée dans la synthèse par LMI du régulateur OP
\mathbf{M}	Matrice d'entrée du turbo-alternateur
m	Nombre de réseaux de distribution
\mathbf{N}	Matrice instrumentale dans la synthèse par LMI du régulateur OP
N	Nombre d'éléments séries du réseau de distribution (itération des fonctions de stockage)
n_c	Nombre total de composants connectés à un réseau de distribution
$n_{c,dl}$	Nombre total de composants connectés au réseau de distribution dl ($1 \leq dl \leq m$)
n_p	Nombre de paires de pôles
\mathbf{P}	Matrice symétrique définie positive (pour fonction de stockage ou de Lyapunov)
$\mathbf{P}_{abc,dq}$	Transformation de Park-Blondel (coordonnées (a,b,c), coordonnées (d,q))
P	Puissance active
P_g	Puissance active délivrée par le générateur
P_c	Puissance active consommée par la charge
P_{com}	Signal de commande de la vanne
$P_s(v)$	Fonction statique de la charge dynamique (Puissance active stationnaire)
p_2	Contraintes de placement de pôles (LMI) pour le modèle linéarisé du turbo-alternateur (Annexe C)
${}^1p, {}^2p$	Références pour le calcul du flux rotorique de la commande passivisante du moteur asynchrone (section 4.4)
Q	Puissance réactive
Q_c	Puissance réactive consommée par la charge
Q_g	Puissance réactive délivrée par le générateur
$Q_s(v)$	Fonction statique de la charge dynamique (Puissance réactive stationnaire)
\mathbf{R}	Matrice des résistance du turbo-alternateur
R_a	Résistance statorique du turbo-alternateur
R_c	Résistance de fuite du STATCOM

R_{cc}	Résistance de fuite nominale du STATCOM
R_f	Résistance de la partie du réseau connectée au redresseur du moteur asynchrone
R_{fd}	Résistance d'excitation du turbo-alternateur
R_j	Résistance série du $j^{\text{ème}}$ modèle équivalent en T
R_L	Résistance de fuite du filtre de lissage (chapitre 4)
R_r	Résistance rotorique (moteur asynchrone et turbo-alternateur)
R_s	Résistance statorique (moteur asynchrone)
$R_{dl,dl+1}^m$	Plus petite résistance entre la barre d'entrée du réseau de distribution dl et ses barres connexes sur le même réseau
$R_{o,o+1}^m$	Plus petite résistance entre la barre o et ses barres connexes $o+1$
R_{cj}^r	Résistance du modèle équivalent en T connexe au composant j
$R_{cj,dl}^r$	Résistance du modèle équivalent en T connexe au composant j du réseau de distribution dl
R_1	Résistance du circuit primaire du transformateur
R_2	Résistance du circuit secondaire du transformateur
r_{12}	Résistance de la ligne de transport
T	Temps quelconque pendant l'intervalle de temps d'apparition des perturbations
T_e	Couple électromagnétique du turboalternateur
T_e^{ant}	Couple électromagnétique d'anticipation du turboalternateur
T_g	Constante de temps du gouvernail
T_m	Couple mécanique du turbo-alternateur
T_p	Constante de temps de la charge dynamique, relation tension / puissance active
T_q	Constante de temps de la charge dynamique, relation tension / puissance réactive
T_t	Constante de temps de la turbine
t_{per}	Temps d'apparition de la perturbation
\mathbf{U}	Matrice orthogonale de transformation
\mathbf{u}	Signal exogène : commande (consigne), perturbation
\mathbf{u}_{dq}	Signal de commande du moteur asynchrone (chapitre 4)
\mathbf{u}_{12}	Tension terminale du turbo-alternateur : $\mathbf{u}_{12} = [u_1, u_2]$

\tilde{u}_3	Retour d'état pour le PSS sans la modélisation de l'excitatrice
\tilde{u}_{pss}^{ieee1}	Retour d'état pour le PSS avec la modélisation IEEE1 de l'excitatrice
\mathbf{V}_{abc}^s	Tension triphasée de source vue d'un composant (STATCOM)
V, \mathcal{G}	Fonction candidate de Lyapunov ou fonction de stockage
v_a, v	Amplitude de la tension
\mathbf{v}_c	Tension aux bornes du condensateur du modèle équivalent en T
\mathbf{v}_d	Vecteur formé par toutes les tensions d'entrée des réseaux de distribution $[\mathbf{v}_{dl}]_{1 \leq l \leq m}$
\mathbf{v}_{dl}	Tension à l'entrée du réseau de distribution $dl, l \in \{1, \dots, m\}$
\mathbf{v}_{dq}	Tension dans le repère orthogonal (d,q)
\mathbf{v}_g	Vecteur formé par toutes les tensions terminales des générateurs $[\mathbf{v}_{gl}]_{1 \leq l \leq n}$
\mathbf{v}_{gl}	Tension terminale du générateur $gl, l \in \{1, \dots, n\}$
\mathbf{v}_i	Tension d'entrée du $i^{\text{ème}}$ modèle équivalent en T
\mathbf{v}_j	Tension de sortie du $j^{\text{ème}}$ modèle équivalent en T
\mathbf{v}_o	Tension au point de connexion ou d'observation
\mathbf{v}_{cj}^c	Tension aux bornes du composant j (côté composant)
\mathbf{v}_{cj}^δ	Tension de perturbation aux bornes du composant j
\mathbf{v}_{cj}^r	Tension aux bornes du composant j (côté réseau)
$\mathbf{v}_{cj,dl}^c$	Tension aux bornes du composant j (côté composant) du réseau de distribution dl
$\mathbf{v}_{cj,dl}^\delta$	Tension de perturbation aux bornes du composant j
\mathbf{v}_{dq}^c	Tension aux bornes de la charge (chapitre 8)
${}^u \mathbf{v}_d$	Transformée de \mathbf{v}_d par la matrice orthogonale \mathbf{U}
${}^u \mathbf{v}_g$	Transformée de \mathbf{v}_g par la matrice orthogonale \mathbf{U}
v_{dc}	Tension continue de l'onduleur du STATCOM
v_{dc1}	Tension continue côté redresseur (chapitre 4)
v_{dc2}	Tension continue côté onduleur (chapitre 4)

v_1	Tension d'entrée du transformateur
v_2	Tension de sortie du transformateur
v_2'	Tension transformée de sortie du transformateur
\mathbf{W}	Matrice instrumentale dans la synthèse par LMI du régulateur OP
\mathbf{W}_m^n	Matrice diagonale $\text{diag}\left(\underbrace{\mathbf{w}, \mathbf{w}, \dots, \mathbf{w}}_m\right)$ employée pour exprimer une matrice d'état en coordonnées (d,q,o) par rapport aux coordonnées triphasés (a,b,c)
\mathbf{w}	Matrice de base servant à définir $\mathbf{W}_m^n : \begin{bmatrix} 0 & \omega^n \\ -\omega^n & 0 \end{bmatrix}$
\mathbf{X}	Matrice instrumentale dans la synthèse par LMI du régulateur RL
X_e	L'ouverture de la vanne
\mathbf{x}	Vecteur d'état
\mathbf{x}_{dl}	Vecteur d'état du réseau de distribution dl
\mathbf{x}_{gl}	Vecteur d'état du générateur gl
\mathbf{x}_j	Variable d'état de $j^{\text{ème}}$ composant série (ligne ou autre) du réseau de distribution
$\tilde{\mathbf{x}}_{pQ}$	Vecteur $[\tilde{x}_p, \tilde{x}_Q]$, avec \tilde{x}_p, \tilde{x}_Q variables résultant de la linéarisation de la dynamique en x_p, x_q
x_p	Variable d'état de la dynamique de la puissance active
x_q	Variable d'état de la dynamique de la puissance réactive
x_{12}	Inductance de la ligne de transport
\mathbf{Y}	Matrice instrumentale dans la synthèse par LMI du régulateur RL
\mathbf{y}	Vecteur de sortie d'un système
y_1	Capacité parallèle de la ligne de transport
\mathbf{z}_e	État de l'excitatrice
Δ	Déphasage entre la phase de référence synchrone et la phase d'un composant
δ	Perturbation du déphasage entre la phase de référence synchrone et la phase d'un composant
δ_{1*}	Déphasage nominal entre la phase de référence synchrone et la phase d'un

	composant
δi_{dq}	Perturbation en courant à l'entrée de la ligne de transport
δ_{per}	Durée d'apparition de la perturbation
φ	Déphasage lié au facteur de puissance
φ_{fd}	Flux de l'excitatrice du turbo-alternateur
$\varphi_{r,sq}$	Flux rotorique du turbo-alternateur
$\varphi_{s,sq}$	Flux statorique du turbo-alternateur
$\varphi_{s,dq}^m$	Flux statorique minimal du turbo-alternateur
$\varphi_{s,dq}^M$	Flux statorique maximal du turbo-alternateur
ψ_r	Amplitude du flux rotorique (moteur asynchrone)
ψ_{dq}	Flux statorique (moteur asynchrone)
\mathfrak{S}	Ensemble des flux statoriques considérés pour obtenir la stabilité
λ_m	Valeur propre minimale d'une matrice
μ_{dq}	Commande auxiliaire de l'onduleur (chapitre 4 et 5)
$\mu_{\rho_{dq}}$	Commande auxiliaire rétroactive de l'onduleur (chapitre 5)
ω	Vitesse de rotation du rotor du moteur asynchrone
ω_r	Vitesse de rotation du rotor du turbo-alternateur
ω''	Pulsation synchrone du réseau (chapitre 4)
ρ_{dq}	Signal de commande de l'onduleur (chapitre 4 et 5)
τ	Couple électrique (moteur asynchrone)
τ_l	Couple de charge
\mathcal{G}_{dl}	Fonction de stockage pour l'ensemble du réseau de distribution dl , $l \in \{1, \dots, m\}$
\mathcal{G}_{gl}	Fonction de stockage pour le générateur gl , $l \in \{1, \dots, n\}$
\mathcal{G}_j	Fonction de stockage du $j^{\text{ème}}$ modèle équivalent en T
o	Indice signifiant un point d'équilibre ou une trajectoire à déterminer pour un

objectif de commande usuel (STATCOM)

- * Indice signifiant une trajectoire à déterminer (de 1^* à 2^*) pour un objectif de passivité ; lorsque utilisé sur une grandeur d'erreur (chapitre 3), $(^*)$ indique le conjugué d'une grandeur complexe
- 1^* Indice signifiant état nominal non perturbé
- 2^* Indice indiquant une consigne à atteindre pour un objectif de passivité
- n Indice utilisé pour dénoter les variables concernant le réseau (chapitre 4)
- $\tilde{\cdot}, \bar{\cdot}, \dot{\cdot}$ Signaux d'erreur par rapport à une trajectoire lisse, une trajectoire en escalier, un point d'équilibre.
- $\underline{\cdot}$ Barre utilisée pour indiquer qu'il s'agit d'une grandeur complexe

Note : Plusieurs symboles (alphabet grecque et latin) sont utilisés et précisés localement et à plusieurs endroits dans la thèse, pour définir le plus souvent des bornes, des facteurs multiplicatifs, des termes additifs, des variables de substitution et variables intermédiaires.

Symboles mathématiques

- C^k Ensemble des fonctions de classe C^k (k entier ; fonctions k fois dérivables et dont les k dérivées sont continues)
- diag (.) Opérateur diagonal : transforme un vecteur en une matrice diagonale
- f_T Fonction tronquée
- $(\cdot)^H$ Hermitian d'une matrice (transposée de la matrice complexe conjuguée)
- \mathbf{I}_n Matrice identité de dimension $n \times n$
- K Ensemble des fonctions de classe K (fonctions nulles en zéro de \mathfrak{R}^+ dans \mathfrak{R}^+ strictement croissantes)
- $\mathbf{O}_{n \times m}$ Matrice nulle de dimension $n \times m$
- L_p^n Espace de Lebesgue p intégrable ($p \in [1, \infty[$) de dimension n
- L_{pe}^n Espace étendu de Lebesgue p intégrable de dimension n
- \mathfrak{R} Corps des réels

\mathfrak{R}^+	Corps des réels positifs
\mathfrak{R}^n	Espace vectoriel sur le corps des réels de dimension n
$\mathfrak{R}^{n \times m}$	Espace vectoriel sur le corps des réels de dimension $n \times m$
$()^T$	Opérateur de transposition d'une matrice
$\langle \cdot, \cdot \rangle$	Produit scalaire dans L_2^n
$\langle \cdot, \cdot \rangle_T$	Produit scalaire tronqué dans L_2^n
$ \cdot $	Valeur absolue
$\ \cdot\ _2$	Norme euclidienne pour un vecteur de \mathfrak{R}^n ou norme induite pour une matrice de $\mathfrak{R}^{n \times m}$
$\ \mathbf{x}\ _2^2 = \mathbf{x}^2$	Simplification adoptée pour indiquer le carré d'une norme euclidienne pour un vecteur \mathbf{x} quelconque
$\ \cdot\ _{L_p^n}$	Semi-norme dans L_p^n
$\ \cdot\ _{L_{pe}^n}$	Semi-norme dans L_{pe}^n (chapitre 2)
$\ \cdot\ _T$	Semi-norme dans L_{pe}^n : simplification de la notation précédente pour les chapitres autres que le chapitre 2
$\frac{d}{dt}(\cdot) = \dot{(\cdot)}$	Dérivée par rapport au temps
$o(\cdot)$	Petit ordre : ($f(x) = o(g(x))$ en c indique $\lim_{x \rightarrow c} \frac{f(x)}{g(x)} = 0$)
\forall	Pour tout
\exists	Il existe
\in	Élément de
\subset	Inclus dans

Note : Dû au caractère général du chapitre 2, les scalaires, vecteurs et matrices sont indifféremment notés à l'aide du caractère italique. Dans les autres chapitres, plus spécifiques, les scalaires sont en italiques, les vecteurs et matrices en caractères gras.

LISTE DES ABRÉVIATIONS

COMT	<i>Component Oriented Modelling Technique</i> (Technique de modélisation à composant orienté) ;
CSC	<i>Controlled Series Compensator</i> (Compensateur série contrôlé) ;
DR	Degré Relatif;
FACTS	<i>Flexible AC Transmission Systems</i> (Systèmes flexibles de transmission ca);
GAS	Globalement Asymptotiquement Stable;
IGBT/GTO	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor/Gate Turn-over</i> (Transistor bipolaire à porte isolée/Gain de courant à l'ouverture);
KYP	Kalman-Yakubovich-Popov (lemme de) ;
LAS	Localement Asymptotiquement Stable;
LFT	<i>Linear Fractional Transformation</i> (Transformation fractionnelle linéaire) ;
LMI	<i>Linear Matrix Inequalities</i> (Inégalité matricielle linéaire);
MLI	Modulation de largeur d'impulsions ;
OP	À objectif de passivité (régulateur);
PS	<i>Phase Shifter</i> (Déphaseur) ;
PSS	<i>Power System Stabilizer</i> (Stabilisateur de puissance);
QFT	<i>Quantitative Feedback Technique</i> (Technique quantitative de rétroaction);
RCD	Réseau avec une charge dynamique ;
RCIC	Réseau avec une charge à impédance constante ;
RK	Régulateur (<i>PSS</i> classique) tiré de l'ouvrage de Kundur (94) ;
RL	Résultant de la linéarisation (régulateur);
RNL	Régulateur non linéaire (passivisant) ;
RP	Rétroaction avec un régulateur passif ;
RS/D	Rétroaction avec un régulateur statique ou dynamique ;
SCA	Systèmes Complexes Adaptatifs ;
SeR	Systèmes en rétroaction ;
SeR2	Systèmes en rétroaction (combinaison de deux flèches parmi les trois;fig. 2.2) ;
SP	Stricte Passivité;

SPM	Systeme à Phase Minimum;
SRP	Stricte Réelle positivité
SVC	<i>Static Voltage Compensator</i> (Compensateur statique de tension);
STATCOM	<i>Static Synchronous Compensator</i> (Compensateur statique de puissance réactive CSCR);
TCCHT	Ligne de transport à courant continu en haute tension ;
TCSC	<i>Thyristor Controlled Series Compensator</i> (Compensateur série à thyristor contrôlé) ;

PARTIE A

RÉSEAUX ÉLECTRIQUES ET PASSIVITÉ :

POSITIONNEMENT, MODÉLISATION ET ANALYSE

CHAPITRE 1

INTRODUCTION

Les nouvelles stratégies de déréglementation en matière d'exploitation de l'énergie, la prise en compte partielle des interactions dynamiques entre des composants de diverses natures, les simplifications faites pour la modélisation des systèmes dynamiques sont parmi les origines pouvant mener à des phénomènes d'instabilité. Dans ce chapitre, nous exposons la problématique de recherche ainsi que l'approche employée pour stabiliser les réseaux: la passivité. Cette dernière permet d'appréhender la stabilité du réseau en analysant l'écoulement et la répartition de l'énergie entre les différents composants, linéaires ou non linéaires, du réseau. La propriété de passivité, présente à l'état naturelle ou forcée, est un bon indicateur de stabilité ou de stabilisation.

1.1 Modélisation et stabilisation des réseaux électriques

1.1.1 Problèmes de stabilité des réseaux électriques (Pélissier, 71; Anderson, 77)

Les appareils utilisant l'énergie électrique ne fonctionnent correctement que si les signaux électriques délivrés par le réseau restent proche des conditions idéales, c'est à dire un réseau triphasé équilibré avec une tension parfaitement sinusoïdale d'amplitude et de fréquence constantes et avec des interruptions de service les moins nombreuses et les plus courtes possibles.

Cependant, l'utilisation accrue et aléatoire du réseau, son interconnexion à d'autres réseaux et l'utilisation d'appareils non linéaires font que les conditions idéales précédentes ne sont plus respectées.

Il est néanmoins difficile de définir ce que devrait être la qualité de la puissance électrique, car ce qui est convenable pour un appareillage ne l'est peut être pas pour un autre. Par exemple, si une courte interruption de tension n'est pas trop dommageable pour un moteur, il n'en est pas de même pour un équipement informatique.

Toutefois, les variations de fréquence et de tension ainsi que les interruptions de service constituent la problématique principale dont l'enjeu est d'assurer une bonne qualité de l'énergie électrique.

La fréquence délivrée par le réseau doit posséder principalement deux qualités (Pélissier, 71): (i) l'invariance qui nécessite la régulation de la fréquence et de la différence de phase; (ii) la pureté qui requiert l'élimination des harmoniques par compensation et/ou l'amélioration des topologies de convertisseurs de puissance.

La qualité et les moyens de réglage de la tension du réseau dépendent de la partie du réseau considéré (Pélissier, 71) :

- réseau de transport (réseau à haute et très haute tension de 110 à 730 kV): transit des puissances importantes et comparables à l'un des plus gros générateurs sur des distances de plusieurs centaines de kilomètres; ce type de réseau n'est pas directement utilisé;
- réseau de répartition: fournit la puissance aux réseaux de distribution et ne transite que sur des distances limitées (réseaux à moyenne tension, 40 à 110 kV); ce type de réseau peut alimenter des usagers industriels assez nombreux pour justifier un partage de l'effort de réglage;
- réseau de distribution (réseau à moyenne tension 1 à 35 kV et basse tension 50 à 1000 V) : fournit aux utilisateurs la puissance d'alimentation et justifie le besoin d'un bon réglage de tension.

On voit donc que les impératifs sont différents, ce qui implique des méthodes différentes de régulation, car pour le réseau de distribution on cherche avant tout à se tenir le plus près possible de la tension nominale, alors que pour le réseau de transport il suffit de se maintenir entre deux limites.

Ainsi pour faciliter la régulation de ces classes de réseaux, ces derniers sont découplés à l'aide de transformateurs qui les relient. On munie ces derniers de prises à vide qui fixent le rapport entre les valeurs moyennes des tensions primaires et secondaires, et de régulateurs en charge qui évitent que les fluctuations de tension engendrées dans l'un des trois réseaux cités ci-dessus ne se répercutent dans les deux autres.

De même, on distingue plusieurs types de variations de tension (Pélissier, 71):

- les variations périodiques dues aux variations de charges entre les heures de pointe (matin et soir); elles sont assez bien prévisibles et il est possible d'estimer la tension moyenne à l'avance

en tout point du réseau, et l'amplitude des variations périodiques;

- les variations aléatoires lentes qui proviennent d'une part de ce que le niveau des charges est toujours légèrement différent du niveau prévu et d'autre part de ce que les mises en et hors service des charges se traduisent par des fluctuations permanentes;
- les variations brusques régulières ou aléatoires dues aux à-coups importants qui résultent du fonctionnement intermittent de certains appareils tels que:
 - sur les réseaux BT: réfrigérateurs, ascenseurs, soudeuses,.....
 - sur les réseaux MT: soudeuses, pompes,.....
 - sur les réseaux HT: fours à arc, locomotives, etc.

Il en résulte dans les réseaux issus de la même source sur les lignes alimentant ces appareils, des à-coups réguliers ou totalement aléatoires appelés: papillotements (*flicker*).

- les creux de tension de durées très brèves (une fraction de seconde à quelques secondes) et d'amplitudes très diverses.

Les répercussions de ces différents types de variations de tension ne sont pas de même nature et il faut mettre en oeuvre différents types de moyens pour chercher à les annuler ou à défaut les réduire à un niveau acceptable.

Nous rappelons dans la suite de cette section, plusieurs classes d'appareils voués à la stabilisation ou du moins à l'amélioration de la stabilité du réseau, notamment, les stabilisateurs en fréquence et/ou tension au niveau des générateurs (stabilisateurs de puissance *PSS*: *Power System Stabilizer*; régulateurs automatiques de tension *AVR*: *Automatic Voltage Regulator*) ainsi que divers compensateurs plus généralement appelés *FACTS* (*Flexible AC Transmission Systems*). Se reporter au travail (Léchevin, 97a) pour une synthèse plus détaillée des différentes méthodes d'analyse de la stabilité des réseaux électriques ainsi que des types d'appareillage permettant le réglage et la stabilisation des réseaux électriques.

1.1.1.1 Stabilisateurs du système de puissance et régulateur de tension

La régulation du synchronisme et donc le maintien de la stabilité après incident, se fait conjointement par l'action sur les vannes d'admission de la turbine afin de garder une vitesse constante du groupe et par la régulation de la tension de l'excitatrice de l'alternateur. Pour simplifier (problème non linéaire et de haute dimension) la conception de tels régulateurs

(régulation de la puissance mécanique), on considère que la tension aux bornes du générateur est constante. La dynamique des vannes d'admission de la turbine est prise en compte et représentée généralement par un modèle d'ordre un (Qu *et al.*, 92) ou d'ordre deux dans les études plus précises (Jiang *et al.*, 97; Wang *et al.*, 97b), notamment pour les études sur les résonances hyposynchrones. Les régulateurs les premiers étudiés et les plus utilisés reposent sur la linéarisation du modèle autour d'un point d'opération nominal en puissance, tension et vitesse du groupe et sur l'application des lois de commande linéaire (Anderson, 77) requérant une bonne connaissance du système entier, aussi bien son état que ses paramètres. Trois problèmes se posent alors:

- si la perturbation est grande, le modèle linéarisé n'est plus valable;
- il est peu probable de connaître exactement tous les paramètres et états du système, d'autant plus que ces derniers peuvent varier dans le temps; notons les faits suivants: (i) les hypothèses simplificatrices de la modélisation pour l'étude de la stabilité transitoire négligent la variation des paramètres de la machine lors de l'état transitoire; (ii) la nature stochastique de l'utilisation des charges (industrielles, résidentielles); (iii) l'apparition d'accident; (iv) les changements de configuration du réseau (politiques de déréglementation); il en résulte une nécessité de rendre robuste les objectifs de commande vis-à-vis des incertitudes touchant le réseau;
- pour un grand réseau comportant plusieurs génératrices, si l'on désire de bonnes performances, il est légitime de penser que l'asservissement nécessite, en plus de la connaissance de l'état local d'un générateur, la connaissance de l'état des autres générateurs ou de certains points caractéristiques du réseau; il y a une nécessité ici de concevoir des lois de commande décentralisées utilisant dans la mesure du possible les variables locales du générateur.

Dans cette optique, plusieurs solutions ont été obtenues en empruntant des résultats de la commande des systèmes non linéaires mais ne résolvant pas systématiquement les trois problématiques précédentes simultanément. En effet Lu et Sun (89) ont construit un stabilisateur de puissance pour un système à machines multiples basé sur la linéarisation exacte sans garantir la robustesse et l'utilisation de variables locales. Des régulateurs adaptatifs ont été appliqués (voir revue dans (Wang *et al.*, 97a)), cependant l'adaptation est difficile lors d'un incident majeur, surtout proche du générateur, à cause du changement rapide de la configuration du réseau et principalement des lignes de transmission.

Wang et Hill (97b) ont conçu pour un système à une seule machine, un régulateur robuste basé sur l'approche de l'équation de Riccati et qui linéarise de façon exacte (approche de la géométrie différentielle) le générateur et en prenant en compte la dynamique de l'excitatrice et des valves d'admission. C'est donc un régulateur à double objectif, car il commande le synchronisme de la machine et la tension à sa sortie.

Récemment Jiang *et al.* (97a) ont considéré le problème précédent à machines multiples. Ils modélisent le système entier par les équations du mouvement augmentées de la dynamique d'ordre deux des valves d'admission. La dynamique des excitatrices ainsi que la puissance électrique du réseau vue aux bornes de chaque générateur représentent les incertitudes du système dans le modèle. À partir de cette modélisation, une commande robuste et décentralisée, c-a-d n'utilisant que les variables locales, est conçue pour deux types de perturbations après que l'incident soit isolé:

- le système réglé de façon conventionnelle, c-a-d en puissance et en tension, est en oscillation constante (problème de gestion de très larges réseaux interconnectés);
- le système est instable avec les lois de commande traditionnelles.

Finalement, une commande basée sur la passivité pour la stabilisation transitoire d'un système à machines multiples mais sans excitatrice a été obtenue par Progovsky *et al.* (96). Cette approche a l'avantage de ne dépendre que des variables locales, en l'occurrence du déphasage angulaire de la machine considérée. Cependant, la stabilisation ne ramène pas systématiquement le réseau à son état d'équilibre original. Comme nous le verrons au chapitre 2, ce type de décomposition passive ne nous intéresse guère, car le régulateur est basé sur la passivité du couple mécanique vers la vitesse du rotor, c-a-d la fréquence du réseau.

1.1.1.2 Systèmes flexibles de transmission CA (FACTS)

L'intérêt porté à l'égard de cette technologie, assez récente dans la haute puissance, repose en partie sur la volonté d'améliorer la qualité de la puissance électrique et le rendement de son écoulement et de faire face à la problématique de déréglementation tout en se préoccupant des

problèmes environnementaux, c-a-d éviter de construire d'autres unités de génération de puissance ainsi que de nouvelles lignes de transmission.

Les *FACTS* sont des systèmes de convertisseur de puissance programmable dont les objectifs sont entre autres (Sood, 95) :

- le contrôle de l'écoulement de puissance (active, réactive) dans les lignes de transmission prédéterminées;
- meilleure transmission de la puissance entre les différentes régions commandées;
- prévention contre la propagation d'incidents en limitant l'effet de fautes ou d'appareillages défectueux;
- régulation de la tension;
- amélioration de la qualité de la puissance (compensation des harmoniques);
- amortissement des oscillations du réseau;

On peut distinguer plusieurs types de compensateur (figure 1.1): les compensateurs séries et déphaseurs qui sont placés sur les lignes de transmission et les compensateurs parallèles placés proche des charges (Moroosian *et al.*, 94). Le rôle de ces dispositifs est basé sur la capacité à varier la puissance active $P = (V^2 / X) \sin \delta$ et/ou la puissance réactive $Q = (V^2 / X)(1 - \cos \delta)$ en influençant les variables.

Pour la première catégorie, la compensation vise à amortir des oscillations de faible fréquence (0.3-2 Hz) et se base sur un modèle du système linéarisé. Wang et Swift (97b) ainsi que Noroozian et Andersson (94) ont conçu une loi de commande unifiée pour les trois types de *FACTS* placés dans un système à un générateur connecté à un réseau de forte puissance. Ce régulateur linéaire nécessite une bonne connaissance du réseau, c-a-d, tensions, impédance, angle et dérivée de l'angle de déphasage.

Larsen *et al.* (95) utilisent la décomposition modale d'un réseau complexe à machines multiples modélisé par un système linéarisé et permettant d'obtenir un nouveau modèle dont les paramètres sont utilisés pour définir des indices de commandabilité, d'observabilité et de syntonisation des gains. Ces derniers, compte tenu du placement des modes perturbés donnent

une indication sur le type de grandeur à mesurer pour la régulation, sur l'ordre de grandeur des gains du contrôleur et des impédances des compensateurs à sélectionner.

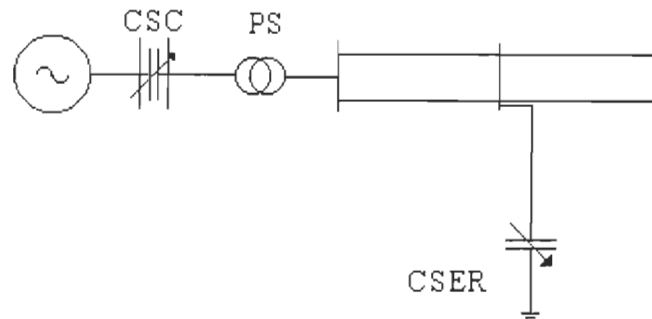


Figure 1.1: Machine connectée à un réseau puissant avec Compensateur Statique de Puissance Réactive (*CSPR*), Compensateur Série Contrôlé (*CSC: Controllable Series Compensator*) et déphaseur (*PS: Phase Shifter*) (Wang *et al.*, 97b).

1.1.1.3. Conclusion

Les méthodes pour assurer la stabilité transitoire/dynamique et la régulation en tension ont été brièvement exposées, notamment les stabilisateurs de puissance et les *FACTS*.

Cependant la complexité des réseaux électriques est telle que:

- l'on modélise le réseau comme un système à machines multiples connectées à un réseau de forte puissance sans pouvoir analyser de façon précise l'influence des charges (statiques et/ou dynamiques) et de sa structure;
- la synthèse des régulateurs ainsi que l'analyse de la stabilité des grands réseaux interconnectés nécessitent, en première approche, la connaissance de l'état (tension, puissance, déphasage) entier du réseau;
- les compensateurs et stabilisateurs situés à divers endroits du réseau sont conçus de façon indépendante pouvant provoquer des phénomènes d'oscillations maintenues à faibles fréquences;

Un bref survol des stratégies de commande, linéaires et non linéaires, a permis de confirmer un problème rencontré au niveau de l'analyse de la stabilité, à savoir, la connaissance de l'ensemble des variables et paramètres du réseau. Pour plus de détails, se référer à (Lechevin, 97a; Anderson, 77; Pai, 81; Kundur, 94).

1.1.2 Stabilisation des réseaux électriques par les commandes décentralisées (Léchevin, 97b; Ku, 94)

Dans (Léchevin, 97b), nous avons détaillé le type de commande souhaitée, résultant de recherches récentes (non appliquées pour l'instant), permettant une commande décentralisée, c-a-d utilisant des variables locales, pour un système à machines multiples (intéressant pour l'étude de l'interaction entre générateurs). Les commandes s'appliquent aux stabilisateurs de fréquence, (Lu *et al.*, 89; Progromsky *et al.*, 96; Jiang *et al.*, 97(a); Qu, 92), et/ou tension et aux *FACTS* (Larsen *et al.* 95; Mattavelli *et al.*, 96) pour la stabilisation torsionnelle. Certaines commandes assurent des propriétés de robustesse vis-à-vis des paramètres du réseau et éventuellement de la dynamique de l'excitatrice des générateurs lorsque celle-ci n'est pas incluse dans la modélisation.

Cependant, l'analyse de la stabilité ainsi que la synthèse de la plupart des lois de commande, linéaires ou non linéaires, sont basées sur une modélisation localisée du réseau en considérant celui-ci comme la connexion d'un ou plusieurs composants (p.ex. générateur ou groupe de générateurs) à un jeu de barres de puissance infinie décrit par un équivalent Thévenin ou décrit par un équivalent dynamique (modèle d'une machine) lorsque l'on veut rendre compte plus précisément, dans le dernier cas, du comportement dynamique du réseau.

Toutefois, cette modélisation rend difficile, voire impossible, la prise en compte des interactions entre composants, régulés ou non, du réseau. En particulier, l'interaction entre chaque partie du réseau régulé (p.ex., entre des générateurs avec leur régulation en tension-fréquence et des lignes de transport avec un *FACTS*), ou entre l'une des parties du réseau et un appareillage (p.ex., interaction entre la commande de l'excitatrice et la partie mécanique du générateur) peuvent donner lieu à des oscillations maintenues ou à des instabilités. En effet chaque stratégie de commande est, en général, conçue pour répondre à un problème particulier de stabilisation d'un composant ou groupe de composants situé à un emplacement précis du réseau modélisé suivant ce qui a été dit précédemment. Ces conceptions sont réalisées indépendamment les unes des autres.

Déjà quelques résultats (Yao, 93) ont été obtenus quant à l'analyse de la stabilité du réseau électrique en modélisant celui-ci comme un ensemble de rétroactions entre les composants le

constituant : c'est le cas, par exemple, de la ligne de transport en rétroaction avec un générateur d'une part et avec une liaison de transport à courant continu en haute tension d'autre part. Ces rétroactions ne mettent en jeu que des modèles linéaires car le comportement du réseau en réponse seulement à de petites perturbations est étudié. De là, ont été dégagées des propriétés intéressantes de transformation et de modélisation du réseau qui permettent de déduire la stabilité (critère de Nyquist généralisé) de ce dernier en fonction de la stabilité de chaque partie du réseau. Il semble qu'aucune analyse de ce type n'ait été réalisée pour des modèles non linéaires de composant ou lorsque l'amplitude des perturbations est telle qu'une linéarisation n'est plus possible. Pour plus de détails, se référer à (Léchevin, 97b; Yao 93).

Une telle étude étendue au cas non linéaire serait intéressante pour une analyse plus systématique de la stabilité des réseaux électriques et offrirait, de plus, un cadre commun pour la synthèse des lois de commande, tant au niveau des réseaux de transport et des générateurs qu'au niveau des réseaux de distribution. Une telle étude pourrait aussi faciliter l'analyse des interactions entre les réseaux interconnectés.

1.1.3 Influence de la modélisation et du type de charge

Des problèmes de stabilité structurelle (Kuznetsov, 98) peuvent survenir lorsque l'on analyse la robustesse de la stabilité face à des incertitudes paramétriques. C'est notamment le cas lors de l'étude de la dynamique d'un réseau et de l'existence algébrique de solution, lorsque l'on utilise plusieurs types de modèle de charge. Un phénomène de bifurcation surgit lors de la variation de puissance active associée à une charge, par exemple, pouvant entraîner des oscillations maintenues en tension au niveau du générateur au lieu d'une stabilité asymptotique.

De plus, le comportement qualitatif du système lors d'un même type de bifurcation peut changer selon le modèle employé pour la charge. Ainsi il est montré (Pai, 95a) que l'emploi d'un modèle à puissance constante pour le moteur asynchrone, placé dans un système constitué d'un alternateur (machine synchrone) et d'une ligne de transmission sans perte donne lieu à une bifurcation de Hopf sous-critique, c-a-d un point d'équilibre stable placé à l'intérieur d'un cycle limite instable ou un point d'équilibre instable selon la valeur de la puissance. Si au contraire, une dynamique du troisième ordre est utilisée pour modéliser le moteur asynchrone, une bifurcation de Hopf sous-critique survient mais avec la succession d'un point d'équilibre stable placé dans un

cycle limite instable lui aussi placé à l'intérieur d'un cycle limite stable ou, selon la valeur de la puissance, la succession d'un point d'équilibre instable situé dans un cycle limite stable. Par conséquent, dans le cas de la puissance constante il peut y avoir au pire une instabilité structurelle et, dans le dernier cas, des oscillations maintenues.

Le modèle et le type de charge sont importants dans l'analyse de la stabilité et c'est l'une des raisons pour laquelle la classe de stabilisation, permettant d'influencer directement (en commandant directement la charge) ou indirectement (utilisation d'un compensateur à proximité de la charge) le comportement qualitatif de la charge vue du réseau, doit être choisie avec soin.

De plus, les problèmes d'instabilité en tension sont, depuis peu, reconnus comme étant des problèmes dynamiques liés le plus fréquemment aux charges (Liu *et al.*, 95). La commande de gradateurs (transformateurs à rapport variable), la limitation lors de la régulation de la tension interne des alternateurs, la modélisation simpliste des charges ne tenant compte d'aucune dynamique (impédance constante) sont des sources possibles d'instabilité en tension. Plusieurs études ont été effectuées afin de mieux modéliser les systèmes dynamiques représentant les charges et de mieux analyser les mécanismes d'instabilité en tension. Notamment Hill *et al.* (95) ainsi que Liu *et al.* (95) ont proposé certains modèles et critères de stabilité en tension pour un réseau de charge ou un réseau électrique complet. Liu et Vu ont décrit analytiquement à l'aide de variétés invariantes les régions d'attraction et la possibilité d'apparition d'instabilité en tension lorsque le rapport de transformation des gradateurs varie afin de garder une tension constante et/ou lorsque la limite de tension interne d'un générateur est atteinte.

1.1.4 Conclusion

Il est indispensable d'incorporer lors de la modélisation des différents composants, notamment celle des charges, les phénomènes dynamiques afin que l'analyse de la stabilité des angles soit la plus réaliste possible et que la conception de régulateurs soit la plus efficace possible. Il est à noter également que les problèmes de stabilité en tension en tant que phénomènes dynamiques sont à prendre en compte et à relier si possible à la stabilité des angles. Une méthode analytique permettant d'unifier l'analyse des différents types de stabilité et de concevoir des régulateurs de façon cohérente et avec des variables locales reste à dégager.

1.2 Objectifs et contributions

L'objectif général de ce projet de recherche consiste en la stabilisation des réseaux électriques basée sur l'approche de la passivité que nous appliquons, dans la partie théorique, à un réseau complet à structure ouverte, c-a-d composé d'un ensemble multi-générateur, d'un réseau de transport, de plusieurs réseaux de distributions (usuellement modélisés comme étant des charges) et une possibilité d'interconnexion avec d'autres réseaux de même type. Certains composants spécifiques aux réseaux de distribution seront étudiés.

Par ce travail, nous désirons mettre en place et ensuite appliquer à des composants spécifiques, une approche permettant l'analyse de la stabilité du réseau entier ou d'une partie du réseau à partir de la stabilisation décentralisée de chacun de ses composants. La passivité permet de déduire des propriétés de stabilité et demeure invariante si un système passif est connecté à d'autres systèmes passifs. Ainsi sous certaines conditions, nous voulons utiliser la passivité pour essayer d'obtenir une invariance des propriétés de stabilité.

La recherche envisagée est une extension aux systèmes non linéaires, dans la façon de penser, des travaux (Yao, 93) déjà effectués dans le cas où le modèle du réseau a été linéarisé lorsque celui-ci est en présence de petites perturbations.

D'autre part, Ortega *et al.* (98a) présentent déjà des résultats pour la conception d'un stabilisateur de puissance par la décomposition passive d'un générateur débitant sur le reste du réseau qui est considéré être passif (passivité incrémentale); en d'autres termes, le réseau se trouve à un point de fonctionnement tel qu'il absorbe de l'énergie liée aux perturbations. Cet article est le seul à notre connaissance qui adopte l'approche considérée dans cette thèse. Si le développement du stabilisateur est élégant, la validité repose sur une condition très restrictive et rarement, voire jamais satisfaite. Néanmoins, la parution de cet article ajoute à la crédibilité de la direction de la recherche entreprise (dont le commencement est antérieur à Ortega *et al.* (98a)).

Pour atteindre cet objectif général, plusieurs sous-objectifs sont à considérer:

- développer un modèle du réseau ou trouver la structure sous-jacente du réseau de façon à pouvoir prendre en compte les interactions entre les composants du réseau;

- appliquer une stratégie de commande, aux systèmes en rétroaction obtenus selon la modélisation souhaitée, permettant d'obtenir une stabilité entrée-sortie de ces derniers afin d'obtenir une analyse systématique de la stabilité du système entier (réseau entier ou partie du réseau);
- analyser le comportement du réseau lorsque certains composants ne sont pas passifs ou n'ont pas pu être rendus passifs;
- entrevoir des moyens de compenser la non passivité de certains éléments ou de rendre passif par un dispositif extérieur un groupe d'éléments non passifs;
- analyser la passivité ou, dans le cas échéant, concevoir des lois de commande permettant d'obtenir la propriété de passivité de certains éléments caractéristiques du réseau, en particulier : les moteurs asynchrones, les compensateurs statiques de puissance réactive, certaines charges de puissance (moteurs de haute puissance ou ensemble important de moteurs, chauffage thermostatique, etc), les turbo-alternateurs;
- vérifier certaines propriétés qualitatives (stabilité, passivité) du réseau à partir des propriétés obtenues pour chacun des éléments ou groupes d'éléments du réseau .

Les contributions présentées dans ce travail comprennent les point suivants :

- une analyse systématique de la stabilité en fonction de la propriété d'écoulement d'énergie des composants du réseau : passivité, quasi-passivité, autres contraintes d'énergie;
- une obtention de la robustesse de la stabilité envers toute incertitude laissant invariant la propriété de passivité ou de quasi-passivité;
- une solution, par l'ajout d'un compensateur parallèle de puissance réactive, pour obtenir la stabilité asymptotique dans le cas où un composant est quasi passif;
- un objectif quadratique de commande des différents composants ou groupes de composants du réseau: cet objectif présente l'intérêt de pouvoir être couplé à d'autres contraintes largement employées dans la conception de *PSS* ou *FACTS*, c'est le cas notamment de la commande H_{∞} ;
- une régulation auxiliaire d'une loi de commande non linéaire (proche de la commande à flux orienté couramment utilisée) de moteur asynchrone rendant le système passif avec preuve de stabilité interne locale;

- une conception de loi de commande non linéaire stabilisant et rendant passif le compensateur statique parallèle de puissance réactive avec preuve de stabilité;
- une analyse de la propriété de passivité avec condition d'obtention nécessaire pour les transformateurs et les charges de hautes puissances modélisées selon une relation non linéaire puissance-tension;
- une loi de commande basée sur le concept d'inégalité linéaire matricielle stabilisant et rendant passif le turbo-alternateur avec preuve de stabilité;
- des validations numériques quant à la stabilisation et l'obtention de la propriété de passivité, comprenant notamment les commutations des convertisseurs de puissance dans le cas du moteur asynchrone et du compensateur; des validations de la stabilisation, par l'approche suivie, d'un turbo-alternateur connecté à une charge dont le comportement a été modifié (barre de tension, impédance constante, système dynamique non linéaire du premier ordre) avec comparaison à un type de régulateur nécessitant la linéarisation du système ; les limites d'une telle approche, en particulier lorsqu'un composant n'est pas passif, sont mises en évidence. Une loi de commande non linéaire passivisante de faible dimension réalisée par bouclage dynamique couplée à un régulateur de puissance sera comparée à un stabilisateur classique dans les cas d'un réseau à impédance infinie avec une machine unique et d'un réseau à quatre générateurs et deux zones.

1.3 Stabilisation des réseaux par une approche de passivité

Les objectifs de stabilité seront réalisés dans le cadre de la passivité. Pour cela, le réseau doit être modélisé de façon à pouvoir utiliser efficacement les propriétés des systèmes passifs ou rendus passifs.

1.3.1 Systèmes passifs

Le concept de passivité vient de la théorie des circuits électriques. Un élément est passif s'il ne produit pas d'énergie et strictement passif s'il en dissipe. Il est sans perte (*lossless*) s'il ne produit et ne dissipe aucune énergie. La mise en série ou en parallèle d'éléments électriques passifs forme un ensemble passif. Notons que cette loi est valide dans le cadre des circuits

électriques. Dans le cadre de l'automatique, des systèmes en série placés dans une boucle d'asservissement, par exemple, ne conduisent pas forcément à un ensemble passif même si chaque élément est passif.

De plus, un ensemble linéaire passif du circuit possède des propriétés de stabilité entrées-sorties, c-a-d des propriétés d'atténuation de perturbation. Cette notion a été généralisée à l'étude de systèmes soumis à une entrée de commande u (scalaire ou vecteur) et fournissant une réponse y (scalaire ou vecteur). Avec le formalisme de l'analyse fonctionnelle (Desoer *et al.*, 75; Vidyasagar, 81; Van der Schaft, 96), le système décrit par l'opérateur G est passif s'il existe un nombre réel fini β vérifiant la relation

$$\langle Gu, u \rangle_T \geq \beta,$$

G est l'opérateur linéaire ou non linéaire de l'espace des entrées u vers l'espace des sorties y et $\langle \cdot, \cdot \rangle_T$ est le produit scalaire tronqué, c-a-d le produit scalaire de deux signaux tronqués. La

définition d'un signal tronqué u_T est la suivante: $u_T = \begin{cases} u(t) & \text{pour } 0 \leq t \leq T \\ 0 & \text{pour } 0 > t \end{cases}$. G est strictement passif s'il existe $\varepsilon > 0$ tel que $G - \varepsilon$ soit passif.

La passivité peut être définie suivant le formalisme d'état et conduit à plusieurs types de passivité stricte (Van der Schaft, 96): la stricte passivité d'entrée qui rejoint la définition précédente de stricte passivité (consommation d'énergie suivant le terme u^2), la stricte passivité de sortie (consommation d'énergie suivant le terme y^2) et la stricte passivité d'état (consommation d'énergie suivant une fonction strictement positive de l'état du système).

L'un des avantages de la passivité est la connexion des systèmes passifs. Une des versions du théorème de la passivité stipule que la rétroaction négative de systèmes passifs demeure passive. Si des conditions de stricte passivité sur les systèmes sont ajoutées, la rétroaction est stable L_2 (cf. chapitre 2) (Van der Schaft, 96). De plus, si certaines conditions d'observabilité du système sont satisfaites alors le système est asymptotiquement stable.

Vidyasagar (81) a proposé un ensemble de résultats sur l'analyse de la stabilité des systèmes à grandes échelles. Des conditions sur l'existence de solution de tels systèmes, sur la causalité et la stabilité sont données. Notamment les résultats de stabilité sont liés aux propriétés des matrices d'interconnexion des systèmes.

L'approche de passivité et ses incidences sur la stabilité des systèmes sont plus amplement décrites au chapitre 2.

1.3.2 Réseaux et passivité

Dans la littérature générale (voir (Kundur, 94) pour une rétrospective assez complète et actuelle de la modélisation et de l'analyse des réseaux électriques) le concept de passivité ou plus généralement de dissipativité n'est pas considéré. Il nous faut examiner les travaux récents (journaux spécialisés et congrès) pour observer qu'assez peu d'articles sont dédiés au traitement du problème de stabilité des réseaux par la passivité. Les références (Progronsky *et al.*, 96; Jacobson, 96) conduisent à des méthodes différentes basées sur la passivité et permettent d'obtenir des régulateurs de fréquence au niveau des générateurs. Cependant, la conception est toujours basée sur une modélisation classique du réseau et les auteurs n'utilisent pas la passivité pour ses propriétés d'invariance par rétroaction. Dans ces deux cas, les résultats obtenus sont similaires à ceux obtenus par d'autres régulateurs. Ortega *et al.* (98a) constitue la seule référence adoptant la stratégie présentée dans cette thèse afin de concevoir un stabilisateur de type *PSS*. Cependant, l'analyse est erronée et nous obligera à considérer le développement d'une nouvelle loi de commande.

D'autre part, la littérature est très abondante sur la théorie de la dissipativité qui est un cadre général englobant, entre autres, la passivité et la commande H_∞ (commande minimisant le gain L_2 , voir définition au chapitre 2). Le livre (Van der Schaft, 96) constitue une bonne référence pour un traitement actuel de ce sujet avec un renvoi aux références sur les travaux de recherche actuels concernant ce domaine théorique. La propriété de passivité de certains systèmes, notamment les systèmes Hamiltonniens, p.ex. robots, moteurs asynchrones et convertisseurs de puissance, donne de bons résultats de commande. La passivité représente un bon indicateur de stabilisation des systèmes non linéaires, cependant la méthode est assez conservatrice. en ce sens qu'un certain retour d'état peut assurer une stabilité asymptotique sans donner pour autant une indication sur les performances du système. Dans ce cas, la passivité du système est obtenue pour concevoir une loi de commande.

Notre objectif de recherche est différent. En effet, nous désirons rendre passif, voire strictement passif, un système qui ne l'est pas forcément. Tout d'abord, il n'y a pas de méthodes

systématiques permettant de vérifier si un système non linéaire est passif. Byrnes *et al.* (91) donnent des conditions de vérification pour les systèmes à phase minimum et d'ordre relatif 1 dans le cas d'un schéma de rétroaction classique avec perturbation à l'entrée, ce qui est trop restrictif par rapport au schéma plus fréquemment rencontré de la figure 1.2, pour lequel la passivité du couple (w, z) est désirée en plus de la stabilité des signaux internes au système.

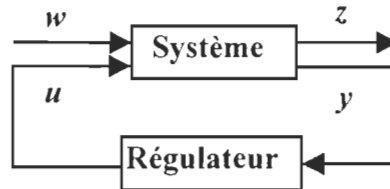


Figure 1.2: Schéma de stabilisation robuste face à des perturbations externes w

Shiskin et Fradkov (97a) donnent des résultats pour la solvabilité de l'équation de passivité de systèmes non linéaires généraux. Les conditions basées sur la géométrie différentielle semblent cependant assez restrictives malgré le fait que les auteurs prétendent pouvoir en faire une boîte d'outil. Yular *et al.* (95a) donnent des résultats très intéressants sur la possibilité de rendre dissipatif (passif ou selon le critère de commande H_∞) le système typique de la figure 1.2 pour la paire (w, z) . Les résultats sont basés sur la théorie des jeux différentiels et fournissent une extension au cas où l'on linéarise le système. Cependant, la solution générale repose, entre autres, sur la résolution d'une inégalité d'Hamilton-Jacobi dont les solutions demeurent difficiles voire impossibles à obtenir dans l'état actuel des connaissances.

Au chapitre 2, une recherche bibliographique plus approfondie est citée, précisant, notamment, les derniers développements théoriques de la passivité et ses liens avec la stabilité, ainsi que ses applications à la commande de certains systèmes.

1.3.3 Modélisation du réseau pour l'application de la passivité

Nous voulons adopter une modélisation qui tient compte de l'interaction entre les différents composants. Une telle modélisation a déjà été employée pour l'analyse de la stabilité dynamique (Yao, 93) en employant des systèmes linéarisés et aussi pour effectuer des simulations plus rapides du réseau (Yao *et al.*, 97a). La technique de modélisation à composants

orientés (*Component Oriented Modeling Technique*) est basée sur la rétroaction (fig. 1.3) des composants du réseau sur le réseau de transport qui, lui, est supposé linéaire passif. Un composant peut être un alternateur, un FACTS, un réseau de distribution ou un réseau complet externe modélisé comme une nouvelle rétroaction, etc.

Le réseau de transmission est modélisé suivant un modèle linéaire différentiel dont les sorties peuvent être des courants et/ou tensions. Les composants peuvent être vus comme des sources de courant (tension en entrée) ou de tension (courant en entrée) avec la possibilité d'un ensemble de commandes auxiliaires u .

Pour les systèmes linéaires, l'étude des valeurs propres ou l'utilisation du critère de Nyquist, par exemple, permet d'analyser la stabilité de type Lyapunov pour une variation de l'état initial par rapport au point d'équilibre et de type entrée-sortie lorsque l'entrée du système est perturbée. Dans le cas présent, nous nous intéressons à l'étude de systèmes non linéaires que nous désirons ramener, à partir de la décomposition *COMT*, au schéma classique de commande robuste face à un signal de perturbation externe au système (fig. 1.2).

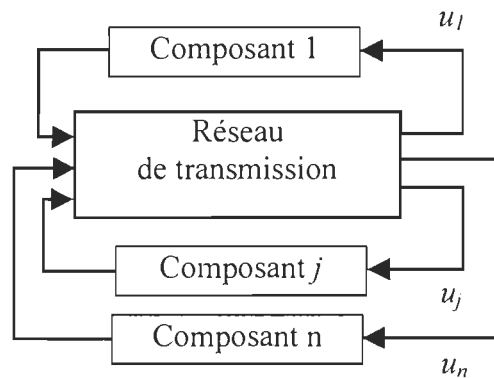


Figure 1.3: Réseau décrit par un système de rétroaction

L'objectif est d'atténuer, selon une caractéristique commune qui est la passivité, l'effet de la perturbation w sur la sortie z (fig. 1.2) tout en ayant un état interne du système stable au sens large, donc avec u et y bornés; pour certains systèmes la stabilité asymptotique est souhaitée. De plus, lorsque la perturbation w est nulle, le système en présence du régulateur doit être asymptotiquement stable.

Dans le cas du réseau, la perturbation est un signal d'apparition aléatoire qui s'ajoute aux signaux nominaux (courant, tension). Il convient de modéliser le réseau de façon à faire

apparaître des signaux de perturbation, c-a-d le signal réel avec une perturbation éventuelle moins le signal nominal. De cette manière l'entrée du système est une perturbation et tous les autres signaux sont aussi des signaux de perturbation.

La modélisation est complète lorsque toutes les hypothèses nécessaires à la stabilisation par l'approche de la passivité, sont satisfaites. Entre autres, il faut considérer les points suivants:

- classifier le type de perturbation, ce qui peut donner lieu à plusieurs résultats concernant l'analyse de la stabilité: perturbations continues, dérivables, appartenant à un certain espace, p.ex. L_2 ou L_∞ , périodiques, de type impulsionnelles ou maintenues;
- la structure du réseau et donc les propriétés algébriques des systèmes doivent être précisées, c-a-d définir les limites d'application de la passivité suivant les variations de structure du réseau (perte d'une ligne après un défaut majeur, par exemple);
- le système est-il résoluble? L'ensemble des états et de sorties du système doivent exister pour les perturbations considérées et la relation de dépendance des états et sorties du système sur la perturbation considérée doit être causale.

1.3.4 Stabilisation par l'approche de la passivité

Le concept de la passivité tel qu'abordé à la section 1.3.2 est appliqué au modèle précédent. La possibilité de stabilisation réside dans la dissipation de l'énergie de perturbation (exprimée à partir des signaux d'erreur) par le réseau et ses composants. Ainsi, si cette énergie est dissipée, on peut s'attendre à une atténuation de l'effet d'une perturbation sur le réseau. La modélisation et la stabilisation par l'approche de la passivité sont générales et nous souhaitons pouvoir les appliquer à tous les éléments ou groupes d'éléments du réseau:

- les réseaux de transport et de distribution: c'est le point de départ de notre étude car les lignes constituant le réseau au sens général sont considérées passives et linéaires;
- les générateurs: bien que leur fonction soit de générer de l'énergie active, nous désirons dans le cadre de la passivité qu'ils dissipent l'énergie de perturbation pour le couple tension-courant; il est à noter que ce système présente une passivité naturelle du couple mécanique vers la vitesse

de rotation de l'arbre du turbo-alternateur et que cette propriété a déjà été exploitée pour la conception de *PSS*;

- l'ensemble des régulateurs (*FACTS*, *PSS*, *AVR*, graduateurs): leurs objectifs de commande doivent être réorientés suivant l'approche de passivité suivie; cela représente une contrainte que l'on peut ajouter à celle, par exemple, de minimisation d'un gain L_2 agissant sur des perturbations (ou de tout autre objectif d'optimisation) : dans le cas d'un système linéaire ou résultant d'une linéarisation, la passivité s'exprime comme l'ajout d'une inégalité matricielle linéaire supplémentaire, voir (Shiau *et al.*, 99) pour la stabilisation du réseau par *PSS* et *TCSC* par l'approche d'inégalité matricielle linéaire;
- les charges dont la commande peut être modifiée : p.ex., les moteurs asynchrones que l'on retrouve en grand nombre sur le réseau; nous désirons, dans ce cas, modifier leur commande pour qu'en plus de rencontrer leur objectif habituel de poursuite en flux et en vitesse, ils soient dissipatifs au même titre que les autres composants;
- les charges dont nous ne pouvons modifier la commande sur le réseau: analyser leur comportement et si elles ne possèdent pas la propriété voulue, développer une stratégie de compensation qui permet d'obtenir la passivité vue du réseau.

Aussi bien dans l'étape de modélisation que dans l'étape de stabilisation par l'approche de la passivité, nous préparons l'approche formelle pour résoudre le problème de stabilité du réseau entier donc de chaque composant précédemment cité et de son éventuel connexion à d'autres réseaux. L'étude spécifique de chaque composant étant suffisamment complexe, il est nécessaire dans le cadre de cette thèse, de nous limiter à l'étude spécifique, c-a-d rendre dissipatif l'élément en question, de quelques composants qui constituent le réseau de distribution. Pour donner un sens pratique au travail ici présent, l'obtention ou l'analyse de la propriété de passivité est effectuée pour des composants se trouvant à chaque niveau de tension du réseau. Rappelons les brièvement :

- pour le réseau de distribution : le moteur asynchrone, les compensateurs parallèle de puissance réactive;
- pour le réseau de transmission : certaines charges de haute puissance (moteurs asynchrones,

chauffages thermostatiques); les transformateurs; les compensateurs statiques parallèles de puissance réactive;

- pour le réseau de transport : les turbo-alternateurs.

Notons que l'étude formelle compte dégager plusieurs points:

- la modélisation permet d'exploiter directement les propriétés intéressantes d'interconnexion des systèmes passifs; cela nous conduit à classer les différents composants du réseau suivant leur propriété inhérente de passivité ou de pouvoir être rendus passifs. Ce problème est intéressant car peu de résultats ont été obtenus pour déterminer de façon systématique la passivité ou non passivité d'un système; au chapitre suivant, nous verrons qu'il existe quelques résultats permettant d'analyser la passivité mais pour des couples de signaux qui ne peuvent pas être systématiquement employés lors de notre analyse;
- comme nous l'avons remarqué dans la problématique, la passivité n'est peut-être pas toujours rencontrée; il est indispensable d'en analyser l'impact et de le minimiser si possible.

Rappelons finalement qu'une telle stratégie permet : (i) la stabilisation en n'utilisant uniquement que les variables locales des composants considérés; (ii) la stabilisation des systèmes non linéaires et permet ainsi de ne pas se limiter aux signaux de petites amplitudes; (iii) de traiter simultanément les cas de la stabilité en angle (ou en fréquence) liée au déséquilibre entre la puissance mécanique fournie à l'alternateur et la puissance du reste du réseau et le cas de la stabilité en tension souvent liée aux fluctuations de l'utilisation des charges importantes (installations industrielles) ou groupes de charges présents sur les réseaux de distribution.

1.4 Organisation de la thèse

La thèse est divisée en trois parties distinctes regroupant, chacune, des chapitres d'intérêt commun (fig. 1.4).

Tout d'abord la partie A, regroupe le présent chapitre ainsi que les chapitres 2 et 3. Cette partie présente la problématique ainsi que nos intentions en matière de stabilité des réseaux électriques par l'approche de passivité. De plus, au chapitre 2, des rappels théoriques et

bibliographiques concernant l'approche de passivité sont exposés. Au chapitre 3, la modélisation du réseau électrique selon une décomposition naturelle de celui-ci et les propriétés de stabilité et de passivité qui en découlent sont exposées.

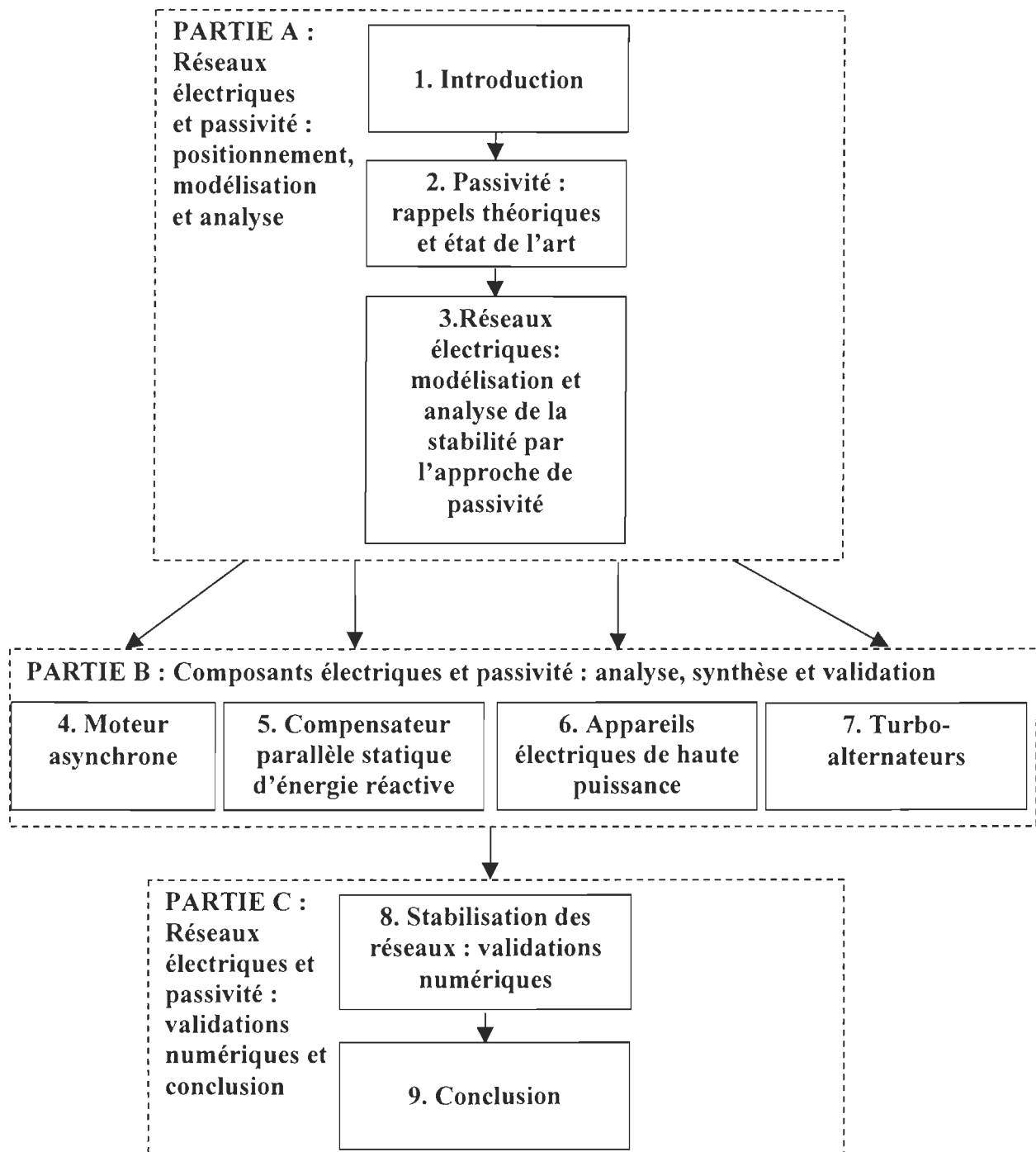


Figure 1.4 : Structure du document

La partie B regroupe les chapitres 4, 5, 6 et 7. Cette partie est dédiée à l'obtention et l'analyse de passivité de certains composants spécifiques du réseau. Bien que la passivité soit le fil conducteur, les chapitres sont indépendants et peuvent être lus séparément. En particulier, au chapitre 4, une stratégie basée sur la modification d'une loi de commande non linéaire est développée pour atteindre les objectifs de commande et de passivité du moteur asynchrone lorsque le réseau est perturbé. Au chapitre 5, une loi de commande non linéaire est conçue pour répondre aux objectifs de commande d'un compensateur statique de puissance réactive. Puis une modification de celle-ci est envisagée pour obtenir la propriété de passivité du compensateur lorsque des perturbations sont présentes sur le réseau. Au chapitre 6, sont analysés plusieurs dispositifs de puissance tels que le transformateur et certaines charges dont la modélisation dynamique non linéaire (relation tension-puissance) est utilisée pour l'étude de la stabilité en tension. Au chapitre 7, un stabilisateur de puissance est conçu pour rendre passif le turbo-alternateur selon deux approches : (i) le concept d'inégalités matricielles linéaires est employé pour le système complet pour lequel le couple mécanique est supposé constant; (ii) un régulateur non linéaire est conçu à partir d'un modèle réduit comprenant la dynamique associée aux vannes de régulation.

La partie C contient les deux derniers chapitres. Le chapitre 8 présente un ensemble de simulations numériques validant l'approche proposée, en comparant plusieurs types de stabilisateurs et de charges appliqués à une machine unique. Un réseau à quatre générateurs et deux zones (Kundur, 94) permettra de comparer les performances induites par le régulateur non linéaire passivisant par rapport à un stabilisateur classique dans un contexte d'oscillations inter-zones. Enfin, nous concluons au chapitre 9 en présentant une synthèse des travaux accomplis et en suggérant plusieurs directions de recherche qui permettraient de compléter et d'améliorer ce qui a été fait jusqu'à présent.

CHAPITRE 2

PASSIVITÉ : RAPPELS THÉORIQUES ET ÉTAT DE L'ART

Des définitions et théorèmes sont fournis pour préciser ce qu'est la notion de passivité. Cette dernière est tout d'abord introduite à l'aide de l'analyse fonctionnelle (opérateurs), puis ensuite interprétée par le biais de l'analyse dans l'espace d'état. Les principales propriétés des systèmes passifs sont énoncées, en particulier : (i) la stabilisation des systèmes passifs ou pouvant être rendus passifs, (ii) les possibilités de rendre un système passif, (iii) les propriétés d'interconnexions des systèmes passifs, (iv) la conception de lois de commande pour une classe de systèmes. Quelques récents développements de la recherche sur la passivité seront esquissés. La matière couverte dans ce chapitre provient principalement des ouvrages suivants (Van der Schaft, 96; Vidyasagar, 92; Byrnes *et al.*, 91; Khalil, 96).

2.1 Notations et définitions de base

Les vecteurs et matrices sont définis respectivement sur les espaces vectoriels \mathfrak{R}^n et $\mathfrak{R}^{m \times n}$, lesquels sont munis respectivement des normes Euclidiennes et de la norme induite correspondante que l'on note toutes deux $\|\cdot\|_2$. Les espaces vectoriels normés L_2 et L_∞ sont utilisés et sont définis comme suit.

Définition 2.1 (Van der Schaft, 96) Pour tout $p \in [1, \infty[$ fixé, $f : \mathfrak{R}^+ \rightarrow \mathfrak{R}$ appartient à L_p si et seulement si f est mesurable et satisfait

$$\int_0^\infty |f(t)|^p dt < \infty$$

Lorsque $p = \infty$, $f : \mathfrak{R}^+ \rightarrow \mathfrak{R}$ appartient à L_∞ si et seulement si f est mesurable et satisfait

$$\text{ess. sup}_{t \geq 0} |f(t)| < \infty$$

L_p pour $p \in [1, \infty[$ et L_∞ sont des espaces de Banach pour les normes respectives

$$\|f\|_p = \left(\int_0^{\infty} |f(t)|^p dt \right)^{1/p} < \infty$$

$$\|f\|_{\infty} = \text{ess. sup}_{t \geq 0} |f(t)| < \infty$$

Pour un système à entrées et sorties multiples on définit la norme sur L_p^n par: $\|\mathbf{f}\|_p = \left[\sum_{i=1}^n \|f_i\|_p^2 \right]^{1/2}$

avec $\mathbf{f} = [f_1, \dots, f_n]^T$ et $f_i \in L_p$ pour tout i .

Définition 2.2 (Vidyasagar, 92) Soit $f : \mathfrak{R}^+ \rightarrow \mathfrak{R}$, alors pour tout $T \in \mathfrak{R}^+$, la fonction

$f_T : \mathfrak{R}^+ \rightarrow \mathfrak{R}$ appelée troncature de f est définie par

$$f_T = \begin{cases} f(t), & 0 \leq t < T \\ 0, & t \geq T \end{cases}$$

L'extension de l'espace L_p^n noté L_{pe}^n est l'ensemble de toutes les fonctions $f : \mathfrak{R}^+ \rightarrow \mathfrak{R}$ telles que $\mathbf{f}_T \in L_p^n$. L'espace vectoriel L_{pe}^n n'est pas normé, mais on définit la fonction croissante selon T $\|\mathbf{f}_T\|_{L_p^n} = \|\mathbf{f}\|_{L_{pe}^n}$ avec $\|\mathbf{f}\|_{L_{pe}^n} = \lim_{T \rightarrow +\infty} \|\mathbf{f}_T\|_{L_p^n}$.

Dans la suite des travaux, les cas où $p=2, \infty$ seront utilisés. De plus, le caractère italique est utilisé indifféremment pour le cas scalaire ou vectoriel, la dimension des grandeurs utilisées devant être cohérente avec les sens des définitions. Lorsque $p=2$, on associe le produit scalaire défini par

$$f^T g = \langle f, g \rangle = \int_0^{\infty} f^T(t)g(t)dt$$

$$\|f\|_{L_2^n} = \langle f, f \rangle^{\frac{1}{2}}$$

Le produit scalaire tronqué est défini par

$$\langle f, g \rangle_T = \langle f_T, g_T \rangle$$

Considérons, maintenant, l'espace des signaux d'entrée L_{pe}^m et l'espace des signaux de sortie L_{pe}^n à partir desquels est défini un système dynamique représenté par l'opérateur G :

$$\begin{aligned} G : L_{pe}^m &\rightarrow L_{pe}^n \\ u &\rightarrow y = G(u) \end{aligned}$$

Définition 2.3 (Vidyasagar, 92) G est causal s'il vérifie

$$(G(u))_T = G((u)_T) \quad \bullet$$

Définition 2.4 (Vidyasagar, 92) G est stable L_p si $u \in L_{pe}^m \Rightarrow y \in L_{pe}^n$. De plus, G possède un gain fini, s'il existe deux constantes finies strictement positives γ et b telles que pour tout $u \in L_{pe}^m$, on ait

$$\|G(u)\|_{L_{pe}^n} \leq \gamma \|u\|_{L_{pe}^m} + b \quad \bullet$$

Ce type de stabilité est aussi appelée stabilité d'entrée-sortie à gain constant. Dans le cas où $p=+\infty$, on parle de stabilité à entrée bornée sortie bornée.

2.2 Dissipativité – passivité - quasi-passivité d'un système dynamique

La notion de passivité est définie dans la littérature selon plusieurs approches et plusieurs dénominations qui, fort heureusement, se rejoignent. Nous définissons tout d'abord un système passif comme un système pour lequel une certaine forme d'énergie, à définir, est minorée.

Définition 2.5 (Desoer *et al.*, 75) Soit $G : L_{pe}^m \rightarrow L_{pe}^m$. G est passif s'il existe une constante β telle que

$$\langle G(u), u \rangle_T \geq \beta, \quad \forall u \in L_{pe}^m, \forall T \geq 0$$

G est strictement passif à son entrée s'il existe β et $\varepsilon > 0$ tels que

$$\langle G(u), u \rangle_T \geq \varepsilon \|u\|_{L_{pe}^m}^2 + \beta, \quad \forall u \in L_{pe}^m, \forall T \geq 0$$

G est strictement passif à sa sortie s'il existe β et $\phi > 0$ tels que

$$\langle G(u), u \rangle_T \geq \phi \|G(u)\|_{L_{pe}^m}^2 + \beta, \quad \forall u \in L_{pe}^m, \forall T \geq 0 \quad \bullet$$

En particulier, si l'énergie de stockage, que nous définirons ultérieurement, est nulle au temps initial, alors $\beta=0$ (Van der Schaft, 96).

Hill et Moylan (76, 80) ont introduit le concept plus général de dissipativité que nous reverrons lors de l'interprétation de la passivité dans l'espace d'état (Willems, 72). Dans le langage des opérateurs, il s'énonce comme suit :

Définition 2.6 (Hill et Moylan, 76) Un système dynamique G est dissipatif selon le triplet (Q, S, R) si

$$w(u, G(u)) = \langle G(u), QG(u) \rangle_T + 2\langle G(u), Su \rangle_T + \langle u, Ru \rangle_T \geq 0$$

pour tout $T \geq 0$ et $u \in L_{pe}^m$. $w(x, y)$ est défini comme étant le taux d'alimentation et Q, R, S comme des opérateurs bornés constants, Q et R étant symétriques. •

La correspondance entre les *Définitions 2.5* et *2.6* est immédiate, en particulier, nous avons : (i) la passivité avec le triplet $\left(0, \frac{I}{2}, 0\right)$, (ii) la passivité stricte d'entrée avec le triplet $\left(0, \frac{I}{2}, -\varepsilon\right)$, (iii) la passivité stricte de sortie avec le triplet $\left(-\phi, \frac{I}{2}, 0\right)$. L'un des avantages de la dissipativité réside dans la possibilité de mixer différents critères basés sur des relations entrées-sorties dans la même formulation, par exemple, la passivité et l'objectif de commande H_∞ .

Nous allons présenter, maintenant, l'interprétation dans l'espace d'état de la passivité, en considérant la dissipativité. Nous verrons dans la section suivante que ce type de formulation est adéquat pour établir une synthèse entre dissipativité et stabilité au sens de Lyapunov.

Dans la suite, un système dynamique G de réalisation Σ dans l'espace d'état est considéré

$$\Sigma: \begin{cases} \dot{x} = f(x, u) & , & x \in X, u \in U \\ y = h(x, u) & , & y \in Y \end{cases}$$

Définition 2.7 (Willems, 72; Van der Schaft, 96) Un système dynamique G , de réalisation Σ dans l'espace d'état X , est dissipatif par rapport au taux d'alimentation (ou pseudo-puissance) $s(u(t), y(t))$, s'il existe une fonction de classe C^0 positive $V : X \times \mathfrak{R}^+ \rightarrow \mathfrak{R}^+$, appelée fonction de stockage, telle que pour tout $u \in U, x_0 \in X, t \geq t_0, V(0, t) = 0$, l'inégalité suivante soit vérifiée le long des trajectoires $\varphi(t, t_0, x, u)$ du système

$$V(x, t) - V(x_0, t_0) \leq \int_{t_0}^t s(u(\tau), y(\tau)) d\tau$$

Cette inégalité est appelée inégalité de dissipativité. Une version différentielle (Van der Schaft, •

96) peut en être donnée à partir de laquelle il est possible de donner une version non linéaire (Hill *et al.*, 76; Van der Schaft, 96) du lemme de Kalman-Yakubovitch-Popov (KYP) (Vidyasagar, 92) qui, dans le cas linéaire, indique une équivalence entre, d'une part, la stabilité caractérisée dans l'espace d'état et la passivité du système linéaire et, d'autre part, une contrainte dans le domaine fréquentiel.

En particulier Σ est : (i) passif lorsque $s(u, y) = u^T y$; (ii) strictement passif à son entrée s'il existe $\varepsilon > 0$ tel que $s(u, y) = u^T y - \varepsilon \|u\|_{L_2^m}^2$; (iii) strictement passif à sa sortie s'il existe $\phi > 0$ tel que $s(u, y) = u^T y - \phi \|y\|_{L_2^m}^2$.

La notion plus large de quasi-dissipativité correspond à un système vérifiant la *Définition 2.7* mais avec une fonction d'alimentation $s(u(t), y(t)) + \beta$ avec $\beta > 0$. Un système quasi passif est quasi dissipatif avec $s(u, y) = u^T y$ (Polushin, 98b). De plus, un système est strictement quasi passif (Polushin, 98a) s'il est passif avec $s(u, y, x) = u^T y - \beta(\|x\|_2)$ avec $\beta(\|x\|_2) > 0$ pour $x \geq R > 0$.

Enfin des propriétés fondamentales des systèmes dissipatifs en terme d'énergie ont été formulées par Willems (72). Définissons pour cela quelques termes. L'énergie requise E_r est l'énergie nécessaire pour amener le système à un ensemble donné de conditions initiales. L'énergie disponible E_d correspond au maximum d'énergie qui peut être extrait du système. L'énergie E_c correspond au minimum d'énergie pour amener le système d'un point d'équilibre à un état donné.

Lemme 2.8 (Willems, 72) Considérons un système passif dont la représentation dans l'espace d'état est atteignable. Alors E_r , E_d et E_c existent (c-a-d $E_r, E_d, E_c < \infty$) et sont positifs. De plus, ils satisfont

$$0 \leq E_d, E_c \leq E_r \quad \bullet$$

Théorème 2.9 (Willems, 72) L'ensemble de toutes les fonctions de stockage possibles pour un système dynamique donné est convexe. Par conséquent, $\alpha E_d + (1 - \alpha) E_r, 0 \leq \alpha \leq 1$, est une

fonction de stockage possible pour le système dissipatif pour lequel l'espace d'état est atteignable à partir d'un point de l'espace où la fonction de stockage considérée atteint sa valeur minimale. •

Un des résultats fondamentaux est le théorème de la passivité qui stipule l'invariance d'un système passif bouclé en rétroaction négative par un système passif.

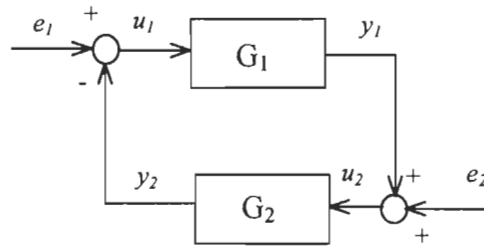


Figure 2.1 : Systèmes en rétroaction

Théorème 2.10 (Van der Schaft, 96; Khalil, 96) Considérons le système en boucle fermé Σ_{G_1, G_2}^f de la figure 2.1. Supposons que pour chaque entrée $e_1, e_2 \in L_{2e}^m$, les solutions $u_1, u_2 \in L_{2e}^m$ du système existent. Si G_1 et G_2 sont passifs alors le système Σ_{G_1, G_2}^f ayant pour entrées (e_1, e_2) et pour sorties (y_1, y_2) est passif. Il est strictement passif à sa sortie si G_1 et G_2 sont strictement passifs à leur sortie. •

Exemple 1 : Modélisation d'un circuit RL par rétroaction d'éléments passifs

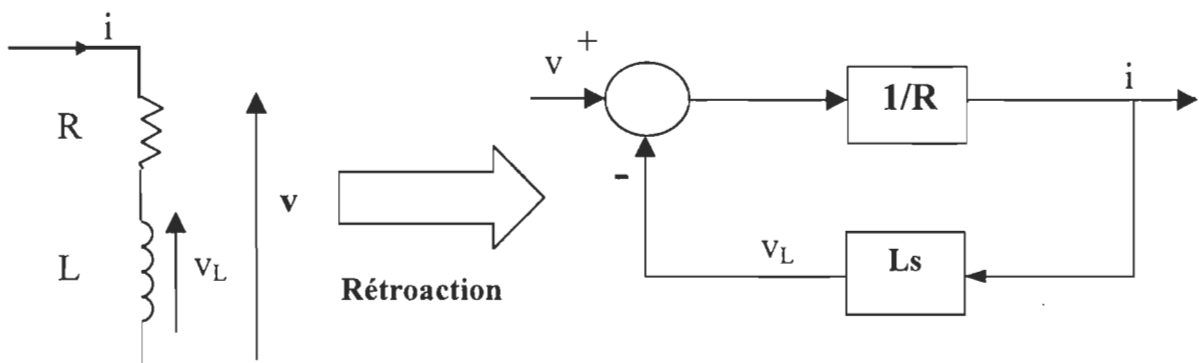


Figure 2.2 : Décomposition d'un circuit RL en une rétroaction d'éléments passifs

Les éléments du circuit RL (figure 2.2) étant en série, le courant est pris comme grandeur de rétroaction. Dans une configuration de type parallèle, la tension serait utilisée pour la

rétroaction.

$$\int_0^t v(\tau)i(\tau)d\tau = \int_0^t (v_L(\tau) + Ri(\tau))i(\tau)d\tau = \int_0^t (Li(\tau)\dot{i}(\tau) + Ri^2(\tau))d\tau$$

$$= \frac{L}{2}(i^2(t) - i^2(0)) + \int_0^t Ri^2(\tau)d\tau$$

L'égalité précédente traduit d'après la *Définition 2.5*, la stricte passivité de sortie du système décrit par la représentation suivante

$$\begin{cases} Li = v - Ri \\ y = i \end{cases}$$

et pour lequel $V(t) = \frac{L}{2}i^2(t)$ constitue une fonction de stockage.

Exemple 2 : Passivation d'un circuit comprenant une résistance négative

Il est possible de rencontrer un élément résistif à pente localement négative (linéarisation tangente, diodes tunnels antiparallèles, oscillateur de Van der Pol) qui résulte en un circuit RC (figure 2.3a) non passif.

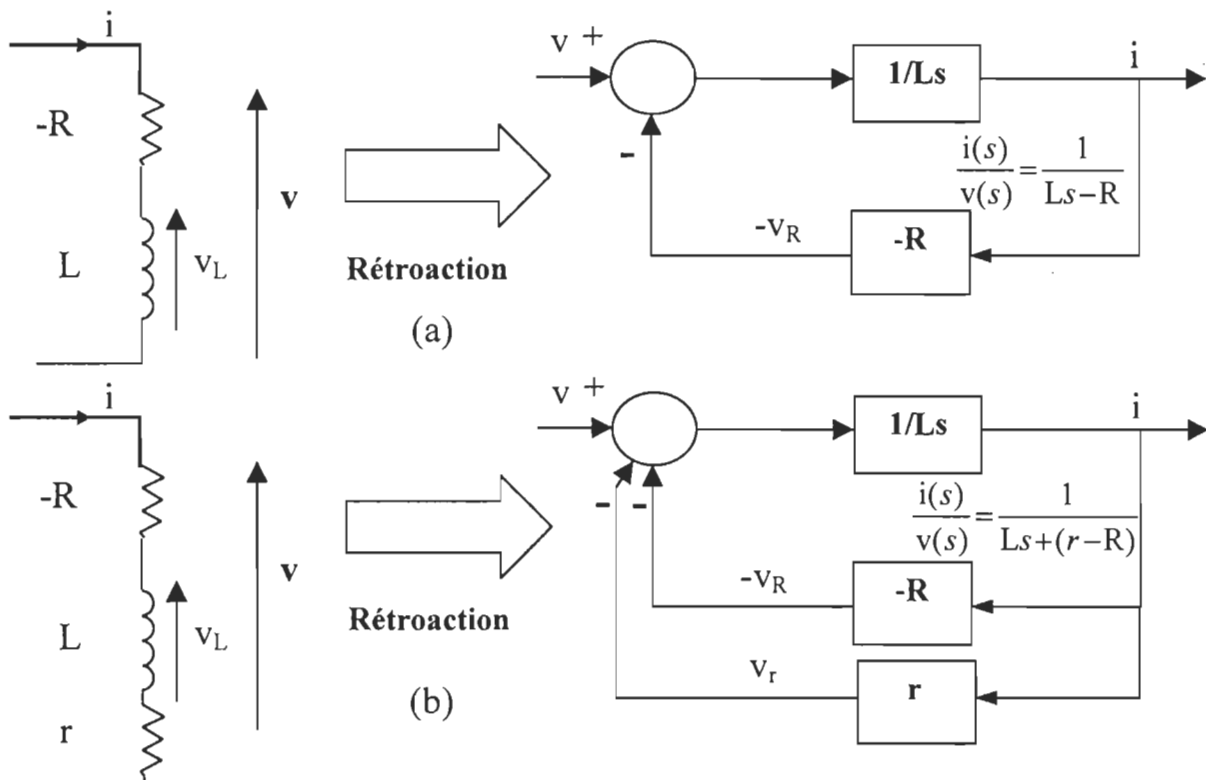


Figure 2.3 : Passivation d'un circuit comprenant une résistance négative

La stricte passivation est directement obtenue en choisissant $r > R$ à la figure 2.3b.

Exemple 3 : Passivation d'un circuit RLC

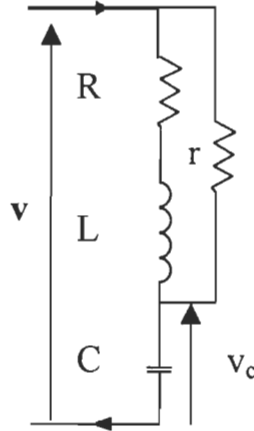


Figure 2.4 : Passivation d'un circuit RLC

Pour étudier le concept de passivation (rendre passif), analysons les propriétés du couple (v, v_c) .
 Considérons, dans un premier temps, le circuit RLC ($r = \infty$) de fonction de transfert:

$$\frac{v_c(s)}{v(s)} = \frac{1}{LCs^2 + RCs + 1}$$

Cette dernière possède une phase comprise entre 0° et -180° ce qui implique que le système n'est pas passif pour cette paire (voir (Wen, 88), pour les relations entre passivité et réelle positivité et les caractérisations fréquentielles).

Considérons le circuit complet de la figure 2.3 dont la fonction de transfert s'écrit comme suit

$$\frac{v_c(s)}{v(s)} = \frac{R+r+Ls}{rLCs^2 + (rRC+L)s + R+r}$$

Avec un choix convenable de r , il est possible de ramener la phase de la fonction de transfert entre -90° et 90° ce qui implique la passivité de la paire (v, v_c) .

La représentation de la passivation par rétroaction du circuit de la figure 2.4 est plus complexe que dans les exemples précédents. C'est la raison pour laquelle l'approche par fonction de transfert lui a été préférée bien qu'une analyse par la représentation d'état soit possible par application des résultats classiques de Byrnes *et al.* (91).

2.3 Passivité et stabilisation des systèmes

La propriété de passivité est naturellement reliée à certaines propriétés de stabilité entrée-sortie. La relation entre passivité et stabilité entrée-sortie a été étudiée dès le début des années 60

(Zames, 66), en considérant des paramètres de l'espace d'état et aussi du domaine fréquentiel. Un résultat immédiat est qu'un système strictement passif à son entrée est stable L_2 (Khalil, 96). Le théorème de passivité relie la connexion de deux systèmes passifs à la propriété de stabilité L_2 .

Théorème 2.11 : Théorème de passivité (Vidyasagar, 92) Supposons que pour la rétroaction de la figure 2.1, chaque entrée $e_1, e_2 \in L_{2e}^m$. Ceci implique qu'il existe des solutions du système $u_1, u_2 \in L_{2e}^m$ et $y_1, y_2 \in L_{2e}^n$. Supposons qu'il existe $\varepsilon_i, \delta_i, \beta_i, i = 1, 2$ tels que

$$\langle G_i(u_i), u_i \rangle_T \geq \varepsilon_i \|G_i(u_i)\|_{L_{2e}^m}^2 + \delta_i \|u_i\|_{L_{2e}^m}^2 + \beta_i$$

soient vérifiées pour tout $u_i \in L_{2e}^m, T \geq 0, i = 1, 2$. Alors le système Σ_{G_1, G_2}^f est stable L_2 si

$$\varepsilon_1 + \delta_2 > 0, \varepsilon_2 + \delta_1 > 0$$

La stabilité entrée-sortie obtenue par la passivité d'un système peut être reliée à la stabilité asymptotique, moyennant la satisfaction d'une condition particulière d'observabilité que nous définissons.

Définition 2.12 (Byrnes *et al.*, 91) Un système dynamique G possède un état zéro observable si $u(t) \equiv 0$ et $y(t) \equiv 0$ implique $x(t) \equiv 0$.

Théorème 2.13 (Hill *et al.* 76) Soit un système G dissipatif selon le triplet (Q, S, R) et possédant un état zéro observable. À entrée nulle $u(t) \equiv 0$, G est stable au sens de Lyapunov si $Q \leq 0$. G est asymptotiquement stable si $Q < 0$.

Plus particulièrement, il est possible de stabiliser les systèmes passifs, si une propriété un peu moins contraignante que l'observabilité de l'état zéro est envisagée.

Définition 2.14 (Byrnes *et al.*, 91) Un système dynamique G possède un état zéro localement détectable si $u(t) \equiv 0$ et $y(t) \equiv 0$ implique $x(t) \rightarrow 0$ pour tout état initial pris dans un voisinage du point d'équilibre du système supposé égal à 0. G possède un état zéro détectable, si la même propriété est obtenue quelle que soit la valeur de l'état initial dans l'espace d'état.

Les *Définitions 2.12* et *2.14* coïncident respectivement avec les notions d'observabilité et de détectabilité définies pour les systèmes linéaires.

Théorème 2.15 (Byrnes *et al.*, 91) Soit un système passif G possédant une fonction de stockage V définie positive et possédant un état zéro localement détectable. Soit $\phi: Y \rightarrow U$ une fonction continue et telle que $\phi(0) = 0$ et $y^T \phi(y) > 0$ pour tout y non nul. Alors la loi de commande $u = -\phi(y)$ stabilise asymptotiquement et localement le système autour du point d'équilibre 0. Si, de plus, G possède un état zéro détectable et que V est une fonction propre, alors la loi de commande $u = -\phi(y)$ stabilise asymptotiquement et globalement le système autour du point d'équilibre 0. •

On remarque que pour obtenir la stabilité au sens de Lyapunov, il est nécessaire d'avoir une propriété supplémentaire d'observabilité, car la stabilité de type L_2 découlant de la stricte passivité est une propriété du système concernant ses entrées et sorties. Le passage de la stabilité entrée/sortie à la stabilité de Lyapunov ne peut être réalisé qu'avec une propriété du système traduisant une certaine relation entre, d'une part, les entrées et sorties du système et, d'autre part, l'état du système.

Un système non linéaire peut être rendu passif à l'aide d'une rétroaction, si et seulement si son degré relatif est égal à un et qu'il possède une propriété de phase minimum faible (*weakly minimum phase*) (Byrnes *et al.*, 91). La propriété de stabilisation (cf. *Théorème 2.13*) peut être ainsi étendue à une classe de systèmes plus large. Il est à noter que la passivité obtenue selon la rétroaction d'une loi de commande $\phi(y)$ concerne la paire (v, y) avec $v = u - \phi(y)$.

En résumé, la notion de passivité est intéressante à plusieurs égards :

- La passivité est un bon indicateur de stabilité ou d'obtention de la stabilité d'un système;
- Elle est invariante lorsqu'elle est soumise à des rétroactions de systèmes passifs;
- Cette dernière propriété implique que d'une certaine manière, il peut y avoir invariance de la propriété de stabilité lors de l'interconnexion de systèmes naturellement passifs ou rendus passifs.

2.4 Développements récents et applications de la passivité

Plusieurs résultats théoriques ont été obtenus concernant la relation entre la passivité et la stabilisation des systèmes. Dans (Shishkin, 95), des équivalences entre la dissipativité d'un système et sa stabilisation asymptotique, ainsi que les contraintes permettant de telles équivalences sont fournies. Ces résultats permettent de dégager des conditions de stabilisation

asymptotique et robuste d'un système non linéaire par un régulateur linéaire.

Ortega (91) et Lozano *et al.* (92) donnent une analyse de la stabilisation de systèmes non linéaires placés en cascade par l'approche de passivité. Il est prouvé (Ortega, 91) que deux systèmes non linéaires placés en série peuvent être globalement stabilisés si le premier système est rendu strictement passif à sa sortie, et que celui-ci satisfait une condition de rang avec la partie instable du champ de vecteur du deuxième système. Lozano *et al.* (92) montrent qu'un système asymptotiquement stable et possédant une fonction de Lyapunov pouvant être mis sous la forme de deux fonctions positives peut toujours être décomposé comme la connexion selon une rétroaction de deux systèmes non linéaires passifs.

Bourlès *et al.* (95) donnent une version locale (petits signaux) du théorème de passivité basée sur l'espace de Sobolev W dans lequel une fonction et sa dérivée appartiennent à L_2 .

Shishkin *et al.* (97a, b) présentent des conditions nécessaires et suffisantes pour savoir si un système non linéaire peut être rendu passif. Ces travaux constituent une extension significative de ceux introduits par Byrnes *et al.* (91), car, en définissant le problème de pouvoir rendre un système passif en l'existence ou non d'une fonction positive de classe C^2 satisfaisant une certaine équation différentielle appelée équation de passivité, il introduit un certain nombre de conditions à satisfaire indépendamment du degré relatif du système ou de la possibilité d'exprimer celui-ci sous forme normale. Il élargit ainsi la classe de systèmes pouvant être rendus passifs. De plus, des conditions liées à la résolution de l'équation de passivité, sont données dans plusieurs cas : la passivité stricte ou non obtenue par la rétroaction sur l'état du système ou la sortie du système. On parle aussi d'équivalence par rétroaction stricte ou non si l'ancienne loi de commande est une fonction affine de la nouvelle loi de commande avec un coefficient directeur égal, respectivement, à 1 ou à une fonction de l'état (rétroaction sur l'état du système) ou de la sortie (rétroaction sur la sortie du système).

Fradkov *et al.* (98) étudient également l'obtention de la passivité par une rétroaction d'état ou de sortie. En définissant le concept de passivité et de stricte passivité exponentielle (la fonction de stockage doit être bornée par le carré de la norme de l'état du système comme cela est réalisé pour la stabilité exponentielle), et en supposant comme (Byrnes *et al.*, 91) que le système puisse être mis sous forme normale de degré relatif 1, les auteurs démontrent l'équivalence entre les faits suivants : (i) le système possède une équivalence passive exponentielle semi-globale par rétroaction sur la sortie; (ii) le système possède une équivalence passive (globale) par retour

d'état; (iii) le système est à phase minimum exponentielle (dynamique zéro exponentiellement stable). De plus, à entrée nulle définie par la nouvelle rétroaction, le système est semi-globalement exponentiellement stable.

Santosuosso (97) répond au problème de rendre passif et asymptotiquement stable par une rétroaction statique d'état, un système dont l'état et la sortie sont influencés par l'entrée de commande. Ce travail est une extension de (Byrnes *et al.*, 91) et impose au système de satisfaire, en plus des conditions de degré relatif égal à un et de phase minimum, une condition d'inversion uniforme.

Ortega *et al.* (95) ont démontré que les systèmes décrits par des équations d'Euler-Lagrange, sont asymptotiquement stabilisables par un régulateur basé sur une propriété naturelle de passivité de ce type de système. La propriété de passivité est obtenue pour la paire (force généralisées, première dérivée des coordonnées généralisées). Les auteurs conçoivent une loi de commande stabilisatrice ne requérant pas de rétroaction sur la dérivée des coordonnées généralisées mais incluant plutôt une extension dynamique qui satisfait une condition de propagation de la dissipation de l'énergie dans le système.

Ortega *et al.* (99) adoptent une approche Hamiltonienne pour la modélisation et la commande des systèmes conservateurs, la dissipation d'énergie étant modélisée à l'aide de ports externes. La commande des systèmes d'Euler-Lagrange basée sur l'approche de passivité consiste principalement à imposer une énergie potentielle dont le minimum se trouve au point désiré, puis à introduire de l'amortissement. Avec l'approche Hamiltonienne, la passivité est toujours une propriété naturelle et l'objectif de commande est d'imposer, si possible, un Hamiltonien désiré, le régulateur pouvant être lui-même un Hamiltonien. De cette façon, il est possible de modifier l'énergie cinétique et, de plus, le balancement d'énergie du système passif résultant possède une interprétation simple : l'énergie totale du système décrit par le Hamiltonien désiré (système régulé) est l'énergie totale du procédé à commander de laquelle est soustraite l'énergie totale du régulateur. Quelques applications ont validé cette approche, voir notamment (Ortega *et al.*, 98a,c), pour la modélisation de convertisseurs cc-cc, la commande de moteurs à aimant permanent et la reformulation de certains résultats déjà connus en robotique.

Sepulchre, Jankovic et Kokotovic (97) définissent plusieurs classes de systèmes (formes rétroactives, anticipatives, entrelacement des deux formes précédentes) pour lesquelles une stabilisation peut être réalisée selon l'itération de la passivité obtenue pour chaque sous-système

intermédiaire. À la dernière étape, la fonction commande de Lyapunov (*Control Lyapunov Function*) permet de déduire une loi de commande minimisant une fonctionnelle quadratique conférant au système bouclé une certaine marge de stabilité.

Seron *et al.* (95) ainsi que Jiang *et al.* (96, 98) élargissent la possibilité de rendre passifs et asymptotiquement stabilisables, des systèmes non linéaires dont les paramètres sont inconnus ou présentent des incertitudes non paramétrisées. Ces résultats constituent une fois de plus un élargissement de Byrnes *et al.* (91) au cas adaptatif et robuste. Lin *et al.* (99) étendent également les résultats de Byrnes *et al.* (91) lorsque le système est soumis à des incertitudes structurelles (perturbations qui dépendent de l'état du système). Il est alors possible d'obtenir des propriétés de passivité robuste et de rendre un système passif de façon robuste à condition que celui-ci soit à phase minimum robuste. Il en découle la possibilité de stabiliser globalement le système incertain.

La littérature définit le cas de dissipativité structurée pour lesquels le taux d'alimentation $s(\mathbf{u}, \mathbf{y})$ est dissipatif pour certaines cordonnées de \mathbf{u} et de \mathbf{y} , c-a-d pour certains i , $s(u_i, y_i)$ est dissipatif. Dans de tels cas, Savkin *et al.* (95) réussissent à établir une certaine correspondance entre dissipativité structurée et stabilité absolue d'un système par rapport à une incertitude structurée représentant la rétroaction d'une dynamique inconnue sur le système.

La notion de quasi-dissipativité (Polushin *et al.*, 98a,b) est intéressante pour les systèmes possédant un taux d'alimentation de la forme $s(u(t), y(t)) + \beta$ ($\beta > 0$) satisfaisant l'inégalité de dissipativité (cf. *Définition 2.7*). Le système est quasi passif lorsque le taux d'alimentation est un produit scalaire. Polushin *et al.* (98a,b) démontrent que de tels systèmes, lorsqu'ils sont fortement observables (*strongly observable*), possèdent des trajectoires et/ou des fonctions de stockage uniformément bornées. Dans le cas où la fonction de stockage est celle utilisée pour définir une propriété de gain L_2 (cas non quasi dissipatif), c-a-d $s(u, y) = \gamma \|u\|_{L_2^m}^2 - \|y\|_{L_2^m}^2$, ($\gamma > 0$), alors l'approche de quasi-dissipativité est équivalente à la notion de dissipativité en puissance, notion introduite par Dower et James (98 a,b). Ce type de dissipativité est équivalente à l'existence d'un gain fini en puissance, analogue au gain L_2 , pour lequel la norme L_2 , est remplacée par une semi-norme représentant la puissance du système que l'on définit par

$$\|u\|_{FP} = \sqrt{\limsup_{T \rightarrow +\infty} \left(\frac{1}{T} \int_0^T |u(s)|^2 ds \right)}$$

Comme dans le cas de la quasi-passivité, la dissipativité en gain permet de traiter les systèmes dont le comportement n'est pas asymptotique en l'absence de perturbation, ce qui est un pré-requis pour la commande H_∞ . Dans ce cas, l'existence d'une région d'attraction est démontrée. Les systèmes oscillatoires et chaotiques, entre autre, peuvent être considérés par l'approche de quasi-dissipativité. De façon similaire à l'approche de passivité, Polushin *et al.* (98a, b) fournissent certaines conditions pour obtenir la quasi-passivité par retour d'état, notamment basée sur la propriété de degré relatif unitaire du système et une propriété proche de celle de phase minimum. Très récemment, Polushin (99a,b) propose une loi de commande non linéaire pour commander le bornage d'un système quasi passif ou possédant une propriété proche en plus de la stabilité sortie-entrée du système (forme d'observabilité).

Yular *et al.* (95a,b) essaient de dégager des conditions d'existence d'une loi de commande $u(y)$ et d'exprimer cette loi afin que le système non linéaire en question puisse être rendu dissipatif pour la paire (w,z) : w étant un signal exogène au système (perturbation) et z un signal de sortie permettant entre autre de définir un critère de dissipativité (passivité, commande H_∞ , combinaison des critères). Les conditions sont basées sur l'existence et la résolution d'inégalités aux dérivées partielles (inégalité d'Hamilton-Jacobi). Des solutions locales sont données en guise d'approximation de la solution du problème pour le système non linéaire.

Moylan *et al.* (78) ainsi que Vidyasagar (80) ont considéré le problème de dissipativité pour des systèmes de grande échelle résultant de la mise en série et/ou en rétroaction d'un nombre important de systèmes présentant séparément des propriétés de passivité ou de stabilité. L'existence des signaux (systèmes bien posés), de la passivité et de la stabilité est analysée en étudiant les propriétés des matrices d'interconnexion de l'ensemble du système.

Depuis la fin des années 80, l'approche de passivité a été utilisée pour la stabilisation de systèmes non linéaires décrits par des équations d'Euler-Lagrange, c-a-d des systèmes ne comportant que des forces dissipatives. En particulier, Kim *et al.* (97), Nicklasson *et al.* (97), Ortega *et al.* (96) ont décomposé le moteur asynchrone selon la rétroaction de deux sous-systèmes passifs, l'un de nature électrique, l'autre de nature mécanique. En rendant le système électrique strictement passif par l'injection d'amortissement par retour d'état sur les courants statoriques, le moteur asynchrone possède un comportement asymptotiquement stable dans la poursuite d'une trajectoire en flux rotorique, en couple mécanique et en vitesse de sortie.

Des lois de commande basées sur la passivité ont été conçues pour la régulation de

manipulateurs à articulations flexibles en poursuite de trajectoires (Sicard, 93). Ces résultats sont basés sur la définition d'une loi d'anticipation permettant de former un système d'erreur passif ou pouvant être rendu passif par une rétroaction statique d'état. Ensuite, une rétroaction permettant d'avoir la stricte passivité et la détectabilité de l'état zéro est développée afin de conclure à la stabilité au sens de Lyapunov. Une analyse basée sur la théorie de Lyapunov permet de conclure à la stabilité uniforme asymptotique ou à la stabilité de Lagrange en présence d'incertitudes dans le modèle, sous certaines conditions.

Ramirez *et al.* (99) ont modélisé le convertisseur de puissance CC-CC à partir d'équations d'Euler-Lagrange à partir desquelles a été conçue une loi de commande basée sur la passivité.

Pour les réseaux électriques concernant la production de l'énergie et le transport de celle-ci, la passivité a également été utilisée pour la conception de stabilisateurs de puissance (*PSS*). Progmorsky *et al.* (96) utilisent la propriété naturelle de passivité du générateur pour la paire couple mécanique, vitesse du rotor, afin de concevoir un stabilisateur de puissance mécanique en négligeant la dynamique électrique, considérant que la régulation en tension est réalisée.

Jacobson *et al.* (96) ainsi que Stankovic *et al.* (98) utilisent la dissipativité pour la conception de lois de commande pour des stabilisateurs de type *PSS*, liaison *TCCHT*, *SVC*, *TCSC*. Les auteurs ne considèrent uniquement que le modèle linéarisé du réseau. Les critères de dissipativité sont exprimés, à l'aide de techniques relevant de la théorie quantitative de rétroaction (*QFT*), en terme de régions dans lesquelles le diagramme de Nichols du système en boucle fermée doit se trouver. L'approche de passivité est essentiellement utilisée pour fournir une méthode permettant de tirer profit des propriétés structurelles (d'énergie) des systèmes, ce qui ne donne pas forcément de meilleures performances mais les résultats semblent être moins conservateurs. Cependant la passivité n'est pas obtenue pour des grandeurs qui favorisent notre approche (voir chapitre 3), c-a-d la conservation de la passivité par rétroaction sur les grandeurs électriques. Par exemple, dans (Stankovic *et al.*, 98), la passivité pour le générateur est obtenue pour la paire couple mécanique, vitesse de rotation. Cette approche est adéquate afin de déduire des propriétés de stabilité face aux oscillations de faible fréquence.

La démarche la plus intéressante et la plus récente (Ortega *et al.*, 98a) consiste à décomposer, comme nous le ferons au chapitre suivant pour un réseau complet à structure ouverte (réseau de transmission connecté à un système multi-générateur, ensemble de réseaux de distribution et éventuellement d'autres grands réseaux du même type), le réseau en une

connexion passive du générateur sur le réseau de transport que l'on suppose en train d'absorber de l'énergie (hypothèse de passivité incrémentale $\langle G(u_1) - G(u_2), u_1 - u_2 \rangle \geq \beta$). À partir de cette hypothèse et d'une propriété de passivité du générateur modélisé sous la forme d'un oscillateur forcé du premier ordre pour lequel le couple mécanique est constant (la dynamique de la partie mécanique n'est pas considérée), une loi de commande agissant sur la tension d'excitation de la machine synchrone permet d'obtenir une stabilité L_2 du système lorsqu'une perturbation en tension apparaît. Cette formulation permet entre autre d'élargir le cône de stabilité du système.

2.5 Récapitulatif sur les relations entre concept de dissipativité et stabilité

Dans cette section nous rappelons, sous forme de graphique (figure 2.2), les différents types de passivité et leurs implications quant aux propriétés de stabilité du système. La notation suivante est employée.

—→ : implique une propriété ou indique les systèmes en rétroaction.

Les signes de même nature (\clubsuit, \spadesuit) indiquent la correspondance entre les flèches arrivant et partant d'un même bloc.

Conditions pour le passage d'un état à l'autre et propriété d'équivalence:

- (ci) fonction de stockage définie positive, détectabilité de l'état nul;
- (cii) fonction de stockage propre tend vers l'infini en l'infini;
- (ciii) minimum local identique pour les systèmes en rétroaction;
- (civ) (ciii) (minimum global), (ci) et fonction de stockage propre;
- (cv) système globalement difféomorphe à un système mis sous forme normale;

Abréviations utilisées:

- DR** degré relatif;
- E** équivalence par rétroaction.
- GAS** globalement asymptotiquement stable;

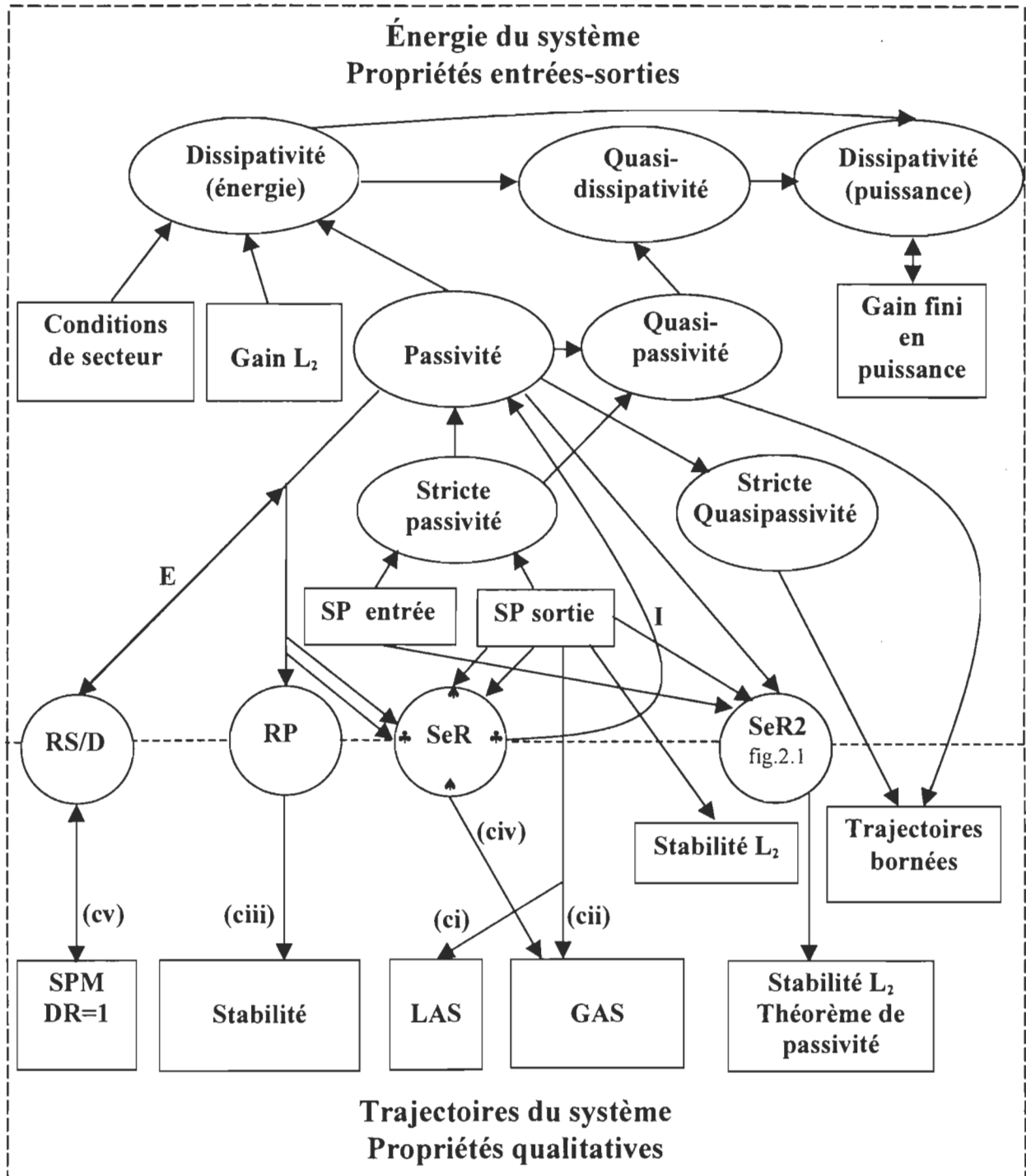


Figure 2.5 : Relations entre types de passivité et stabilité

Abréviations utilisées (suite)

- I** invariance de la passivité par rétroaction;
- LAS** localement asymptotiquement stable;
- RP** Rétroaction avec un régulateur passif

RS/D Rétroaction avec un régulateur statique ou dynamique

SeR Systèmes en rétroaction

SeR2 Systèmes en rétroaction (combinaison de deux flèches parmi les trois)

SP stricte passivité;

SPM système à phase minimum;

Il est à noter que la stabilité autre que L_2 est de type de Lyapunov.

CHAPITRE 3

RÉSEAUX ÉLECTRIQUES : MODÉLISATION ET ANALYSE DE LA STABILITÉ PAR L'APPROCHE DE PASSIVITÉ

Une approche de passivité est utilisée pour analyser la stabilité d'un réseau de distribution de structure radiale. Nous modélisons le réseau selon une décomposition en sous-systèmes passifs. Des propriétés de stabilité L_2 ou asymptotique sont déduites lorsque le réseau est soumis à des perturbations en tension. Lorsque certains éléments perdent la propriété de passivité, le bornage des trajectoires est obtenu sous certaines contraintes d'énergie. Les résultats sont ensuite étendus à un réseau électrique pour lequel plusieurs réseaux de distribution sont reliés à un système multi-générateur par l'intermédiaire d'un réseau de transmission.

3.1. Interactions dynamiques et modélisation: solution par la passivité

L'analyse de la stabilité du réseau et la conception de stabilisateurs sont généralement réalisées à partir d'une modélisation localisée en considérant le réseau comme la connexion d'un composant (p.ex. générateur) à un jeu de barres de puissance infinie décrit par un équivalent Thévenin. Cette simplification n'est pas suffisamment fiable pour étudier le comportement dynamique du réseau. Pour cela, on utilise l'équivalent dynamique, en représentant par une seule machine, une partie du réseau comprenant éventuellement plusieurs groupes de production et plusieurs lignes de transport. Cependant, les interactions entre les régulateurs de tension et de fréquence dans les réseaux sont difficiles à examiner. Pour mieux analyser ces interactions, la modélisation *COMT* (*Component Oriented Modeling Technique*) est utilisée (Yao *et al.*, 97a). Elle permet d'identifier les effets de chaque composant et régulateur sur la stabilité globale en les modélisant séparément. Le réseau entier est mis sous la forme d'un système de rétroaction entre ses composants qui peuvent être aussi des sous-réseaux ou des composants individuels, p.ex. générateurs, ligne de transport, *FACTS*, moteurs, etc. Cette méthode a été utilisée avec succès (Yao, 93) pour l'étude de la stabilité dynamique et la conception de régulateurs *FACTS*, plus précisément pour les lignes à haute tension et à courant continu (*TCCHT*).

Nous poursuivons ce raisonnement lorsque les composants ne peuvent plus être modélisés de façon linéaire. Dans ce cas, l'étude de la stabilité et la conception des régulateurs sont réalisées dans le cadre de la commande basée sur l'analyse fonctionnelle et plus particulièrement sur l'approche de la passivité (chapitre 2). Comme il a déjà été mentionné, cette approche est intéressante pour l'étude de la connexion de systèmes passifs et elle permet une analyse plus systématique de la stabilité lorsque le réseau est constitué de plusieurs compensateurs, p.ex. (Akagi, 96) pour le réseau de distribution. Nous rappelons ici que plusieurs travaux ont déjà utilisé l'approche de passivité (Progromski *et al.*, 96; Jacobson *et al.*, 96; Stankovic *et al.*, 98; Ortega *et al.*, 98) appliquée à la conception de lois de commande pour les stabilisateurs de puissance (*PSS*). Ce chapitre présente la modélisation du réseau adaptée à l'approche de passivité. Cette modélisation est plus détaillée car elle tient compte de l'ensemble des composants dont seuls les signaux d'entrée et de sortie sont considérés afin de satisfaire la condition de passivité établie en fonction du signal d'erreur correspondant à la perturbation, c-a-d le signal réel (tension, courant) moins le signal nominal. Une procédure permettant de conclure sur la stabilité est fournie.

Cette approche de passivité permet *a priori* de considérer indifféremment les problèmes de stabilité en angle et en tension. La stabilité en tension a été étudiée en autres par Hill *et al.* (95) ainsi que Liu *et al.* (95) notamment en insistant sur des modèles de systèmes dynamiques (charges importantes, graduateurs) souvent ignorés. L'étude réalisée ici et dans les chapitres suivants sur l'espace des signaux permet d'approcher différemment certains résultats de stabilité connus.

L'organisation du chapitre est la suivante: nous formulons le problème à la section 3.2; la décomposition du réseau en sous-systèmes passifs est réalisée à la section 3.3; les propriétés de stabilité sont exposées à la section 3.4; le cas de charges parallèles et séries non passives est étudié à la section 3.5; tous ces résultats sont étendus, à la section 3.6, à un réseau multi-générateur relié à un ensemble de réseaux de distribution par le biais d'un réseau de transmission caractérisé par une matrice d'admittance réelle positive; nous concluons à la section 3.7.

3.2. Notations et formulation du problème (Van der Schaft, 96)

Dans ce chapitre, les notations du chapitre précédent sont adoptées mais en remplaçant la

grandeur $\| \cdot \|_{L_{inc}^m}$ de l'extension L_{2c}^m par la notation $\| \cdot \|_T, T \in \mathfrak{R}^+$, en vue d'alléger les notations.

Un point j du réseau supposé équilibré en structure triphasée est caractérisé par la tension et le courant triphasés formant la paire $(\mathbf{v}_j, \mathbf{i}_j)$. Nous désirons étudier la stabilité du réseau lorsque celui-ci est perturbé en tension $\tilde{\mathbf{v}}_o$ à un point d'observation ou de connexion à un autre sous-réseau $(\mathbf{v}_o, \mathbf{i}_o)$ et/ou perturbé selon $\tilde{\mathbf{v}}_{cj}^\delta$ aux points de connexion avec ses composants Co_j . Afin d'exploiter les méthodes d'analyse fonctionnelle pour étudier la stabilité, le réseau de distribution est modélisé suivant la décomposition exposée à la figure 3.1. Nous supposons que le réseau (lignes) est linéaire et que ses composants (éventuellement non linéaires) peuvent être modélisés selon des représentations d'état. Nous distinguons

- Composants vus comme une source de tension:

$$\dot{\mathbf{x}}_{vi} = \mathbf{f}_{vi}(\mathbf{x}_{vi}, \mathbf{i}_{vi}, \mathbf{u}_{vi});$$

$$\mathbf{v}_{vi} = \mathbf{h}_{vi}(\mathbf{x}_{vi}, \mathbf{i}_{vi}, \mathbf{u}_{vi}), \quad i = 1, \dots, n_v$$

- Composants vus comme une source de courant (indice supérieur c utilisé pour les composants):

$$\dot{\mathbf{x}}_{cj} = \mathbf{f}_{cj}(\mathbf{x}_{cj}, \mathbf{v}_{cj}^c, \mathbf{u}_{cj});$$

$$\mathbf{i}_{cj} = \mathbf{h}_{cj}(\mathbf{x}_{cj}, \mathbf{v}_{cj}^c, \mathbf{u}_{cj}) \quad j = 1, \dots, n_c$$

- Réseau de distribution (indice supérieur r utilisé pour le réseau):

$$\dot{\mathbf{x}}_d = \mathbf{f}_d(\mathbf{x}_d, \mathbf{v}_v, \mathbf{v}_o, \mathbf{i}_c, \mathbf{i}_o);$$

$$\mathbf{z}_d = \mathbf{h}_d(\mathbf{x}_d, \mathbf{v}_v, \mathbf{v}_o, \mathbf{i}_c, \mathbf{i}_o);$$

avec $\mathbf{z}_d = [\mathbf{i}_v \quad \mathbf{v}_c^r]^r$, $\mathbf{i}_c = [\mathbf{i}_{cj}]_{j=1, \dots, n_c}$, $\mathbf{i}_v = [\mathbf{i}_{vi}]_{i=1, \dots, n_v}$, $\mathbf{v}_c^r = [\mathbf{v}_{cj}^r]_{j=1, \dots, n_c}$, $\mathbf{v}_v = [\mathbf{v}_{vi}]_{i=1, \dots, n_v}$.

Chacun des blocs est vu comme un opérateur entrées/sorties dont les connexions seront précisées à la section 3.3. Pour la suite, nous supposons que les hypothèses suivantes sont satisfaites.

Hypothèses 3.1 (i) Le système est bien posé, entre autres, pour tout $\tilde{\mathbf{v}}_o, \tilde{\mathbf{v}}_{cj}^\delta \in L_2^3$ ($m=3$ car réseau triphasé) et les signaux $\mathbf{i}_o, \mathbf{v}_{cj}^r, \mathbf{v}_{cj}^c, \mathbf{i}_{cj}$ existent et sont uniques; (ii) les composants Co_j sont

causaux; (iii) lorsque les perturbations sont nulles, le système se trouve dans son état d'équilibre " \mathbf{x} ", dans le cas contraire nous étudions le système pour les signaux d'erreurs $\tilde{\mathbf{x}} = \mathbf{x} - \mathbf{x}$; (iv) le réseau de distribution est radial ou en boucle ouverte (cas les plus fréquents pour le réseau Hydro-Québec) et n'est composé que d'éléments linéaires invariants dans le temps; de plus la longueur des lignes est telle que nous utiliserons l'équivalent en T; (v) nous ne considérons que les composants Co_j de type sources de courant. •

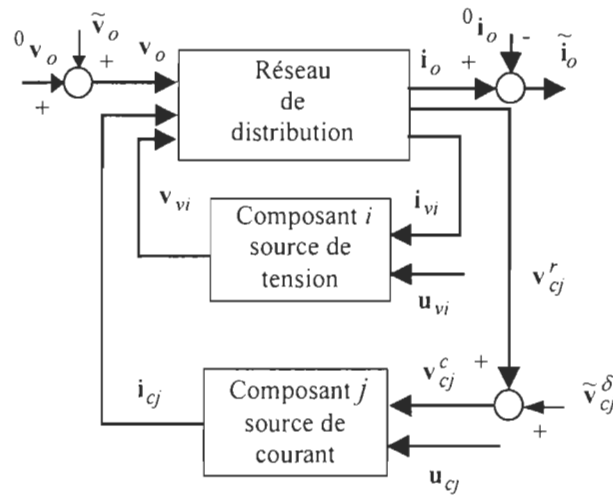


Figure 3.1: Modélisation à composants orientés du réseau de distribution et de ses composants

Formulation du problème Nous désirons obtenir une stabilité L_2 (signaux d'erreur) pour le réseau en figure 3.1 lorsque le système est soumis aux perturbations $\tilde{\mathbf{v}}_o, \tilde{\mathbf{v}}_{cj}^\delta \in L_2^3$ avec les signaux internes du réseau bornés. De plus, le système doit être globalement asymptotiquement stable lorsque $\tilde{\mathbf{v}}_o = \mathbf{0} = \tilde{\mathbf{v}}_{cj}^\delta$, et rendu passif pour la paire $(\tilde{\mathbf{v}}_o, \tilde{\mathbf{i}}_o)$ lorsque $\tilde{\mathbf{v}}_{cj}^\delta = \mathbf{0}$ (perturbations nulles uniquement aux barres de charge). •

Remarque La propriété de passivité reste inchangée lorsque l'on considère des grandeurs triphasées ou en quadrature. La transformation de Park-Blondel (voir sa description en section (4.2)) peut être réécrite comme suit

$$\mathbf{P}_{dq,abc} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & -\sin(\omega t) & 0 \\ -\sin(\omega t) & -\cos(\omega t) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & -\sqrt{3}/2 & \sqrt{3}/2 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

d'où

$$\mathbf{x}_{dq}^T \mathbf{y}_{dq} = \mathbf{x}_{abc}^T \mathbf{P}_{dq,abc}^T \mathbf{P}_{dq,abc} \mathbf{y}_{abc} = \mathbf{x}_{abc}^T \begin{bmatrix} 2 & 1/2 & 1/2 \\ 1/2 & 2 & 1/2 \\ 1/2 & 1/2 & 2 \end{bmatrix} \mathbf{y}_{abc}$$

La matrice du dernier terme étant définie positive, la propriété de passivité demeure.

3.3. Décomposition en sous-systèmes passifs

Considérons entre les barres de tension $\tilde{\mathbf{v}}_i$ et $\tilde{\mathbf{v}}_j$, le modèle équivalent en T unifilaire (monophasé) suivant:

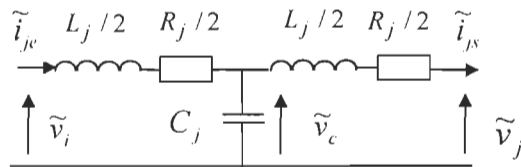


Figure 3.2: Modèle équivalent en T unifilaire d'une ligne de distribution

La description de l'équivalent triphasé est la même mais avec des grandeurs vectorielles triphasées. Le modèle équivalent en T est décrit par les équations suivantes :

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\mathbf{i}}}_{jc} &= -\frac{R_j}{L_j} \tilde{\mathbf{i}}_{jc} + \frac{2}{L_j} (\tilde{\mathbf{v}}_i - \tilde{\mathbf{v}}_c) \\ \dot{\tilde{\mathbf{i}}}_{js} &= -\frac{R_j}{L_j} \tilde{\mathbf{i}}_{js} + \frac{2}{L_j} (\tilde{\mathbf{v}}_c - \tilde{\mathbf{v}}_j) \\ \dot{\tilde{\mathbf{v}}}_c &= \frac{1}{C_j} (\tilde{\mathbf{i}}_{jc} - \tilde{\mathbf{i}}_{js}) \end{aligned} \quad (3.1)$$

En prenant la fonction de stockage $\mathcal{G}_j^o = \frac{L_j}{4} \tilde{\mathbf{i}}_{jc}^2 + \frac{C_j}{2} \tilde{\mathbf{v}}_c^2$ et d'après (3.1), nous obtenons l'égalité suivante:

$$\tilde{\mathbf{v}}_i^T \tilde{\mathbf{i}}_{je} - \tilde{\mathbf{v}}_c^T \tilde{\mathbf{i}}_{js} = \dot{\mathcal{G}}_j + \frac{R_j}{2} \tilde{\mathbf{i}}_{je}^2$$

En considérant maintenant la fonction de stockage $\mathcal{G}_j = \mathcal{G}_j^o + \frac{L_j}{4} \tilde{\mathbf{i}}_{js}^2 = \frac{L_j}{4} (\tilde{\mathbf{i}}_{je}^2 + \tilde{\mathbf{i}}_{js}^2) + \frac{C_j}{2} \tilde{\mathbf{v}}_c^2$, nous obtenons l'équation suivante de passivité :

$$\tilde{\mathbf{v}}_i^T \tilde{\mathbf{i}}_{je} - \tilde{\mathbf{v}}_j^T \tilde{\mathbf{i}}_{js} = \dot{\mathcal{G}}_j + \frac{R_j}{2} (\tilde{\mathbf{i}}_{je}^2 + \tilde{\mathbf{i}}_{js}^2) \quad (3.2)$$

D'après la *Définition 2.7*, cette égalité traduit la passivité, avec de la dissipation en $\tilde{\mathbf{i}}_{je}$ et $\tilde{\mathbf{i}}_{js}$ uniquement, pour la paire $\left((\tilde{\mathbf{v}}_i^T, -\tilde{\mathbf{i}}_{js}^T)^T, (\tilde{\mathbf{i}}_{je}^T, \tilde{\mathbf{v}}_j^T)^T \right)$. Notons que (3.2) est la version différentielle de la *Définition 2.7*.

De façon générale, pour n_j+1 barres (figure 3.3 où T_j représente symboliquement le modèle équivalent en T pour la ligne j) en additionnant l'égalité (3.2) établie pour chaque ligne $j=1, \dots, n_j$, nous obtenons avec $F = 4^{1-n_j} \leq 1$:

$$\tilde{\mathbf{v}}_i^T \tilde{\mathbf{i}}_i - \sum_{j=1}^{n_j} \tilde{\mathbf{v}}_j^T \tilde{\mathbf{i}}_{js} \geq F \min_j \left(\frac{R_j}{2} \right) \tilde{\mathbf{i}}_j^2 + \sum_{j=1}^{n_j} \left(\dot{\mathcal{G}}_j + \frac{R_j}{2} \tilde{\mathbf{i}}_{js}^2 \right) \quad (3.3)$$

Remarque :

Le facteur F vient de l'inégalité $(a+b)^2 \leq 4 \sup(a^2, b^2) \leq 4(a^2 + b^2)$ que l'on généralise à $\left(\sum_{i=1}^n a_i \right)^2 \leq 4^{n-1} \sum_{i=1}^n a_i^2$. Notons également que par la loi des noeuds $\tilde{\mathbf{i}}_i = \sum_{j=1}^n \tilde{\mathbf{i}}_{je}$ •

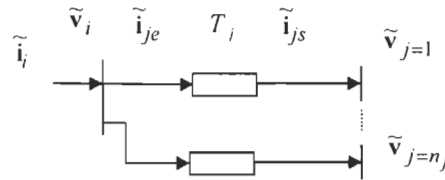


Figure 3.3: Réseau radial avec $n+1$ barres de tension

Puisque le réseau est radial, du point d'observation ou de connexion à un autre sous-réseau de distribution, nous pouvons établir des relations du type (3.3) entre barres consécutives qui donnent, après substitution des barres intermédiaires, la relation de passivité ne faisant intervenir que les barres de charge (composants j) et la barre d'observation o, c-a-d :

$$\tilde{\mathbf{v}}_o^T \tilde{\mathbf{i}}_o - \sum_{j=1}^{n_c} \tilde{\mathbf{v}}_{cj}^{rT} \tilde{\mathbf{i}}_{cj} \geq R_{o,o+1}^m \tilde{\mathbf{i}}_o^2 + \sum_{j \in N} \dot{g}_j + \sum_{j=1}^{n_c} \frac{R_{cj}^r}{2} \tilde{\mathbf{i}}_{cj}^2 \quad (3.4)$$

où $R_{o,o+1}^m$ est la plus petite résistance entre la barre o et ses barres connexes multipliée par le facteur F prenant en compte les courants entre la barre o et ses barres connexes ; R_{cj}^r est la résistance du modèle équivalent en T connexe au composant j ; $N = \{1, \dots, n\}$ où n est le nombre total d'éléments (lignes de transport entre chaque barre de tension) du réseau sans les composants.

Autrement dit la paire $\left(\left(\tilde{\mathbf{v}}_o^T, -\tilde{\mathbf{i}}_{cj}^T \right)^T, \left(\tilde{\mathbf{i}}_o^T, \tilde{\mathbf{v}}_{cj}^T \right)^T \right), j = 1, \dots, n_c$, est strictement passive à ses entrées $\tilde{\mathbf{i}}_{cj}$; nous pouvons préciser la modélisation entrée/sortie de la figure 3.1 par la rétroaction de la figure 3.4.

Les indices r et c sont utilisés pour préciser si la variable est utilisée du côté réseau ou du côté charge, car la décomposition permet de prendre en compte des perturbations éventuelles au niveau des barres de charge.

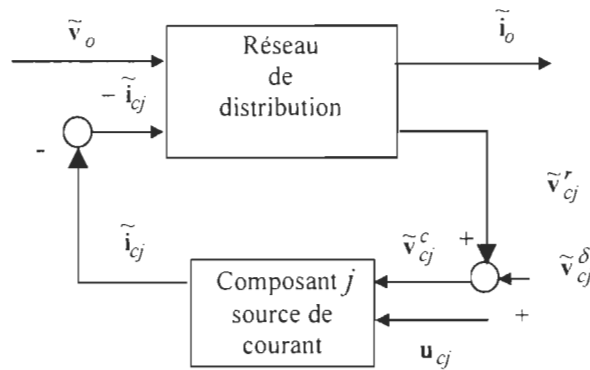


Figure 3.4: Décomposition en rétroaction passive du réseau de distribution et de ses composants

3.4. Propriétés de stabilité

La décomposition selon la condition de passivité (3.4) permet d'obtenir des propriétés de stabilité, car nous obtenons une configuration proche de celle utilisée par le théorème de passivité (*Théorème 2.11*).

Hypothèse 3.2 Tous les composants Co_j possèdent un état zéro détectable et ont été analysés ou rendus strictement passifs vus de leur entrée par une commande auxiliaire \mathbf{u}_{cj} , c-a-d il suffit qu'il existe $\alpha_j > 0$ tel que (version différentielle de la *Définition 2.5*)

$$\tilde{\mathbf{v}}_{cj}^{cT} \tilde{\mathbf{i}}_{cj} \geq \alpha_j \tilde{\mathbf{v}}_{cj}^{c2}, \forall j \in \bar{J} \subset I$$

\bar{J} représente l'ensemble des composants passifs et I l'ensemble de tous les composants connectés au réseau électrique. Dans cette section $\bar{J} = I$.

Rappelons que la condition de détectabilité correspond à la convergence vers zéro de l'état interne du système lorsque ses entrées et sorties (grandeurs d'erreur dans le cas de notre étude) sont maintenues à zéro. Cette condition est rencontrée dans les systèmes étudiés : (i) dans le cas du moteur, les conditions nulles peuvent impliquer deux valeurs de flux (cf. (4.15)) dont seule la valeur positive est possible; (ii) pour le compensateur de puissance réactive, nous avons un système d'erreur linéaire (5.7) qui satisfait directement la condition de détectabilité; (iii) il en est de même pour le transformateur ainsi que les charges étudiées au chapitre 6. Cependant, une étude cas à cas est nécessaire pour tout autre type de charge.

L'hypothèse de passivité est centrale dans notre développement. Elle peut être difficile à rencontrer et une étude cas par cas des composants Co_j doit être envisagée. Cependant des travaux aussi bien théoriques qu'appliqués ont déjà été effectués dans ce sens et nous encouragent dans notre démarche. Comme déjà mentionné au chapitre 2, Shishkin *et al.* (97a,b) donnent une résolution théorique et formelle au problème de l'analyse de la passivité concernant certains systèmes non linéaires. Ortega *et al.* (98a) conçoivent un *PSS*, basé sur la décomposition en rétroaction d'un générateur rendu passif avec le reste du réseau qui lui, est supposé posséder une propriété de passivité incrémentale. Rappelons qu'au chapitre 4 (Léchevin, 98b), nous étudions le cas du moteur asynchrone (80 % des charges du réseau de distribution) et définissons une stratégie de commande afin d'obtenir la passivité pour le couple $(\tilde{\mathbf{v}}_{cj}^c, \tilde{\mathbf{i}}_{cj})$ en tenant compte du modèle de l'onduleur et du redresseur. Au chapitre 5, une loi de commande non linéaire et rendant passif le compensateur de puissance réactive est développée. Au chapitre 6, la passivité de plusieurs types de charge est analysée. Finalement, au chapitre 7, nous développons une loi pour le *PSS* basée sur la technique d'inégalité matricielle linéaire.

Sans perte de généralité, on suppose dans ce qui suit que les perturbations apparaissent

lorsque $t = 0^+$. Avant le système ($t = 0$) est dans son état d'équilibre. Alors, pour tout $T \in \mathfrak{R}^+$, l'intégration de (3.4) donne (voir *Définitions 2.1* et *2.2*) :

$$\int_0^T \left(\tilde{\mathbf{v}}_o^T \tilde{\mathbf{i}}_o - \sum_{j=1}^{n_c} \tilde{\mathbf{v}}_{cj}^T \tilde{\mathbf{i}}_{cj} \right) dt \geq R_{o,o+1}^m \|\tilde{\mathbf{i}}_o\|_T^2 + \sum_{j \in \mathcal{N}} \mathcal{G}_j + \sum_{j=1}^{n_c} \frac{R_{cj}^r}{2} \|\tilde{\mathbf{i}}_{cj}\|_T^2 \quad (3.5)$$

En utilisant la connexion du composant au réseau (figure 3.4) et l'*Hypothèse 3.2* de passivité, on obtient de (3.5):

$$\int_0^T \left(\tilde{\mathbf{v}}_o^T \tilde{\mathbf{i}}_o \right) dt - R_{o,o+1}^m \|\tilde{\mathbf{i}}_o\|_T^2 \geq \sum_{j \in \mathcal{N}} \mathcal{G}_j + \sum_{j=1}^{n_c} \left(\frac{R_{cj}^r}{2} \|\tilde{\mathbf{i}}_{cj}\|_T^2 - \int_0^T \tilde{\mathbf{v}}_{cj}^{\delta T} \tilde{\mathbf{i}}_{cj} dt \right) \quad (3.6)$$

or

$$\left(\tilde{\mathbf{v}}_o^T \tilde{\mathbf{i}}_o \right) - R_{o,o+1}^m \tilde{\mathbf{i}}_o^2 = -\frac{1}{2R_{o,o+1}^m} \left(\tilde{\mathbf{v}}_o^T - R_{o,o+1}^m \tilde{\mathbf{i}}_o \right)^2 + \frac{1}{2R_{o,o+1}^m} \tilde{\mathbf{v}}_o^2 - \frac{R_{o,o+1}^m}{2} \tilde{\mathbf{i}}_o^2 \leq \frac{1}{2R_{o,o+1}^m} \tilde{\mathbf{v}}_o^2$$

de plus, d'après l'inégalité de Hölder (Khalil, 96, p.266) qui s'exprime comme suit,

$$\int_0^T \tilde{\mathbf{v}}_{cj}^{\delta T} \tilde{\mathbf{i}}_{cj} dt \leq \|\tilde{\mathbf{v}}_{cj}^{\delta}\|_T \|\tilde{\mathbf{i}}_{cj}\|_T, \forall T \in \mathfrak{R}^+, \forall j$$

et en tenant compte du fait que $\mathcal{G}_j \geq 0 \quad \forall j \in \bar{\mathcal{J}}$, il en résulte que

$$\frac{1}{2R_{o,o+1}^m} \|\tilde{\mathbf{v}}_o\|_T^2 \geq \sum_{j=1}^{n_c} \left(\frac{R_{cj}^r}{2} \|\tilde{\mathbf{i}}_{cj}\|_T^2 - \|\tilde{\mathbf{v}}_{cj}^{\delta}\|_T \|\tilde{\mathbf{i}}_{cj}\|_T \right) \quad (3.7)$$

autrement dit

$$\frac{1}{2R_{o,o+1}^m} \|\tilde{\mathbf{v}}_o\|_T^2 \geq \inf_j \left(\frac{R_{cj}^r}{2} \right) \|\tilde{\mathbf{i}}_c\|_T^2 - \sup_{t \in [0, T]} \left(\|\tilde{\mathbf{v}}_c^{\delta}\|_T \right) \|\tilde{\mathbf{i}}_c\|_T \quad (3.8)$$

avec $\tilde{\mathbf{i}}_c = [\tilde{\mathbf{i}}_{cj}]_{j=1, \dots, n_c}$, $\tilde{\mathbf{v}}_c^{\delta} = [\tilde{\mathbf{v}}_{cj}^{\delta}]_{j=1, \dots, n_c}$.

Cette inégalité est vérifiée lorsque pour tout $T \in \mathfrak{R}^+$, $\tilde{\mathbf{i}}_c$ satisfait la condition suivante:

$$\|\tilde{\mathbf{i}}_c\|_T \leq \frac{b + \sqrt{b^2 + 2a \frac{\|\tilde{\mathbf{v}}_o\|_T^2}{R_{o,o+1}^m}}}{2a} \quad (3.9)$$

avec $a = \inf_j \left(\frac{R_{cj}^r}{2} \right)$ et $b = \sup_{t \in [0, T]} \left(\|\tilde{\mathbf{v}}_c^{\delta}\|_T \right)$.

Le membre de droite de (3.9) est une fonction croissante de $T \in \mathfrak{R}^+$ et comme par hypothèse $\tilde{\mathbf{v}}_o, \tilde{\mathbf{v}}_{cj}^\delta \in L_2^3$, alors on en déduit que $\tilde{\mathbf{i}}_c \in L_2^3$, c-a-d $\tilde{\mathbf{i}}_{cj} \in L_2^3$, $j = 1, \dots, n_c$.

De plus, d'après l'hypothèse de stricte passivité des composants Coj , il existe alors $\alpha_j > 0$ tel que pour tout $T \in \mathfrak{R}^+$ et tout $j \in \{1, \dots, n_c\}$, on ait

$$\|\tilde{\mathbf{v}}_{cj}^c\|_T \|\tilde{\mathbf{i}}_{cj}\|_T \geq \alpha_j \|\tilde{\mathbf{v}}_{cj}^c\|_T^2$$

d'où, pour tout $T > 0$,

$$\|\tilde{\mathbf{v}}_{cj}^c\|_T \leq \frac{1}{\alpha_j} \|\tilde{\mathbf{i}}_{cj}\|_T \quad (3.10)$$

Ce qui entraîne que $\tilde{\mathbf{v}}_{cj}^c \in L_2^3$, $\forall j$. En conséquence, $\tilde{\mathbf{v}}_{cj}^r \in L_2^3$.

De plus, pour tout $T \in \mathfrak{R}^+$, nous avons la majoration sur tout le réseau N suivante

$$\sum_{j \in N} \mathcal{G}_j \leq \frac{1}{2R_{o,o+1}^m} \|\tilde{\mathbf{v}}_o\|_T^2 + \int_0^T \tilde{\mathbf{v}}_c^{\delta T} \tilde{\mathbf{i}}_c dt < +\infty$$

Le membre de gauche est une somme de carrés parfaits des variables $\tilde{\mathbf{i}}_{je}, \tilde{\mathbf{i}}_{js}, \tilde{\mathbf{v}}_c$ du réseau, on en déduit que $\tilde{\mathbf{i}}_{je}, \tilde{\mathbf{i}}_{js}, \tilde{\mathbf{v}}_c \in L_\infty^3$. Puisque le modèle équivalent en T est un système linéaire exponentiellement stable (figure 3.2) en $\tilde{\mathbf{i}}_{je}, \tilde{\mathbf{i}}_{js}$ avec comme entrée respective $\tilde{\mathbf{v}}_i - \tilde{\mathbf{v}}_c$ et $\tilde{\mathbf{v}}_c - \tilde{\mathbf{v}}_j$, on en déduit que toutes les barres intermédiaires du réseau possèdent une tension bornée, c-a-d $\tilde{\mathbf{v}}_i \in L_\infty^3$ lorsque les perturbations sont non nulles.

D'après l'inégalité de Hölder utilisée précédemment, il est possible de simplifier (3.6)

$$\|\tilde{\mathbf{v}}_o\|_T \|\tilde{\mathbf{i}}_o\|_T \geq \int_0^T (\tilde{\mathbf{v}}_o^T \tilde{\mathbf{i}}_o) dt \geq R_{o,o+1}^m \|\tilde{\mathbf{i}}_o\|_T^2 - \sum_{j=1}^{n_c} \|\tilde{\mathbf{v}}_{cj}^\delta\|_T \|\tilde{\mathbf{i}}_{cj}\|_T, \quad \forall T \in \mathfrak{R}^+$$

Cette condition est vérifiée, pour tout $T \in \mathfrak{R}^+$, si

$$\|\tilde{\mathbf{i}}_o\|_T \leq \frac{\|\tilde{\mathbf{v}}_o\|_T + \sqrt{\|\tilde{\mathbf{v}}_o\|_T^2 + 4R_{o,o+1}^m \sum_{j=1}^{n_c} \|\tilde{\mathbf{v}}_{cj}^\delta\|_T \|\tilde{\mathbf{i}}_{cj}\|_T}}{2R_{o,o+1}^m}$$

Tous les signaux du membre de droite appartenant à l'espace L_2^3 , on en déduit que $\tilde{\mathbf{i}}_o \in L_2^3$.

Lorsque les perturbations disparaissent, nous voulons prouver la stabilité asymptotique globale du système de manière à ce que les signaux bornés du système perturbé se trouvent dans la région d'attraction. Pour cela nous pouvons réécrire (3.5) en tenant compte de l'Hypothèse 3.2

et des conditions sur les entrées et sorties du système, c-a-d $\tilde{\mathbf{v}}_o = \tilde{\mathbf{v}}_{cj} = \mathbf{0}$. L'équation (3.5) devient:

$$\sum_{\substack{k \in N \\ k \neq j}} \mathcal{G}_k + \sum_{j=1}^{n_c} \mathcal{G}_j \leq -R_{v,o+1}^m \|\tilde{\mathbf{i}}_v\|_r^2 - \sum_{j=1}^{n_c} \frac{R_{vj}^r}{2} \|\tilde{\mathbf{i}}_{cj}\|_r^2$$

Nous vérifions (Van der Schaft, 96) que $\sum_{j \in N} \mathcal{G}_j$ est une fonction propre et qu'elle possède un minimum global lorsque toutes les variables du réseau sont nulles; cela est vrai car $\sum_{j \in N} \mathcal{G}_j$ est une somme de carrés parfaits. Il reste à montrer que le réseau de distribution possède un état zéro observable ((Van der Schaft, 96), voir aussi *Théorème 2.13*), c-a-d $\tilde{\mathbf{v}}_o = \tilde{\mathbf{v}}_{cj} = \mathbf{0}$, $\tilde{\mathbf{i}}_o = \tilde{\mathbf{i}}_{cj} = \mathbf{0}$, $\forall j \in \{1, \dots, n_c\}$ implique que les variables intermédiaires du réseau sont nulles.

Pour la barre T_j (voir figure 3.2), considérons $\underline{z}_j = \frac{R_j + jL_j\omega}{2}$ et $\underline{y}_j = jC_j\omega$. Les équations de fonctionnement (3.1) deviennent en grandeur complexe (le symbole ($_$) est utilisé pour indiquer une grandeur complexe) après élimination de la tension du condensateur :

$$\begin{aligned} \underline{z}_j (\tilde{\mathbf{i}}_{je} + \tilde{\mathbf{i}}_{js}) &= \tilde{\mathbf{v}}_i - \tilde{\mathbf{v}}_j \\ \tilde{\mathbf{i}}_{je} - (\mathbf{I} + \underline{y}_j \underline{z}_j) \tilde{\mathbf{i}}_{js} &= \underline{y}_j \tilde{\mathbf{v}}_j \end{aligned} \quad (3.11)$$

Les matrices d'impédance sont diagonales car le réseau est supposé triphasé équilibré, c-a-d $\underline{z}_j = \text{diag}(\underline{z}_j)$, $\underline{y}_j = \text{diag}(\underline{y}_j)$. De (3.11), on déduit la relation suivante

$$\begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{i}}_{je} \\ \tilde{\mathbf{i}}_{js} \end{bmatrix} = \frac{1}{-2\underline{z}_j - \underline{y}_j \underline{z}_j^2} \begin{bmatrix} -(\mathbf{I} + \underline{y}_j \underline{z}_j) & \mathbf{I} \\ -\mathbf{I} & (\mathbf{I} + \underline{y}_j \underline{z}_j) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{v}}_i \\ \tilde{\mathbf{v}}_j \end{bmatrix} = \mathbf{Y}_j \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{v}}_i \\ \tilde{\mathbf{v}}_j \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

La relation (3.12) est toujours définie car $\underline{z}_j \neq 0$ et $\underline{y}_j \underline{z}_j + 2 \neq 0$.

En partant des barres de charge, les conditions d'observabilité de l'état zéro imposent $\tilde{\mathbf{i}}_{js} = \tilde{\mathbf{i}}_{cj} = \mathbf{0}$, $\tilde{\mathbf{v}}_j = \tilde{\mathbf{v}}_{cj} = \mathbf{0}$, $\forall j \in \{1, \dots, n_c\}$, ce qui, traduit en grandeurs complexes, donne les conditions suivantes :

$$\begin{aligned}\tilde{\mathbf{i}}_{je} &= \frac{(\mathbf{I} + \underline{y}_j \underline{z}_j)}{2\underline{z}_j + \underline{y}_j \underline{z}_j^2} \tilde{\mathbf{v}}_i \\ \mathbf{0} &= -\frac{\mathbf{I}}{2\underline{z}_j + \underline{y}_j \underline{z}_j^2} \tilde{\mathbf{v}}_i\end{aligned}\quad (3.13)$$

ce qui conduit à $\tilde{\mathbf{i}}_{je} = \mathbf{0}, \tilde{\mathbf{v}}_i = \mathbf{0}$. Or d'après la figure 3.3. $\tilde{\mathbf{i}}_i = \sum_{j=1}^{n_j} \tilde{\mathbf{i}}_{je}$ d'où $\tilde{\mathbf{i}}_i = \mathbf{0}$.

De proche en proche, on obtient un état du réseau nul, d'où la propriété d'observabilité de l'état zéro du système. D'après les propriétés précédentes (stabilité L_2 , observabilité du réseau et détectabilité des charges) le point d'équilibre du réseau est globalement asymptotiquement stable.

Si les perturbations de charge disparaissent, $\tilde{\mathbf{v}}_{cj}^\delta = 0$, alors $\tilde{\mathbf{v}}_{cj}^c = \tilde{\mathbf{v}}_{cj}^r$. Aidé de l'*Hypothèse 3.2*, on en déduit

$$\int_0^T \tilde{\mathbf{v}}_o^T \tilde{\mathbf{i}}_o dt \geq R_{o,o+1}^m \|\tilde{\mathbf{i}}_o\|_T^2 + \sum_{j=1}^{n_c} \alpha_j \|\tilde{\mathbf{v}}_{cj}^c\|_T^2 + \sum_{j \in J} \mathcal{G}_j + \sum_{j=1}^{n_c} \frac{R_{cj}^r}{2} \|\tilde{\mathbf{i}}_{cj}\|_T^2$$

ce qui implique que le réseau est strictement passif à sa sortie pour le couple de signaux $(\tilde{\mathbf{v}}_o, \tilde{\mathbf{i}}_o)$.

Nous résumons l'ensemble des propriétés précédentes (de (3.5) à (3.13)) par le théorème suivant.

Théorème 3.3 Supposons que les charges sont ou ont été rendues strictement passives à leur entrée (*Hypothèse 3.2*). Lorsque les perturbations $\tilde{\mathbf{v}}_o, \tilde{\mathbf{v}}_{cj}^\delta \in L_2^3$ sont considérées, le système d'entrées $\tilde{\mathbf{v}}_o, \tilde{\mathbf{v}}_{cj}^\delta$ et de sorties $\tilde{\mathbf{v}}_{cj}^r, \tilde{\mathbf{i}}_{cj}, \tilde{\mathbf{i}}_o$ est stable L_2 . De plus, les tensions et courants internes du réseau de distribution sont bornés. Si les perturbations de charge disparaissent, c-a-d $\tilde{\mathbf{v}}_{cj}^\delta = 0$, alors le réseau possède une stricte passivité de sortie pour le couple $(\tilde{\mathbf{v}}_o, \tilde{\mathbf{i}}_o)$. Lorsque les perturbations $\tilde{\mathbf{v}}_o$ aux points de connexion disparaissent, le système est asymptotiquement stable. •

Remarques :

- La stabilité L_2 assure que si les perturbations sont de type L_2 et donc tendent vers zéro alors les signaux de sortie tendent aussi vers zéro selon un taux de convergence dépendant des paramètres du réseau et également des composants supposés passifs. Il est intéressant de

concevoir la commande de certains composants, p.ex. compensateur ou plus généralement de *FACTS*, afin d'imposer le meilleur taux de convergence possible (cf. (3.10) pour une influence directe du coefficient intervenant dans la stricte passivité des composants).

- La stabilité asymptotique permet d'assurer l'existence d'une région d'attraction pour le système si les perturbations disparaissent subitement. La stabilité L_2 assure le bornage des signaux du système lorsque les perturbations agissent, de façon à ce que les signaux se trouvent dans une région d'attraction assurant par la suite la convergence vers zéro de l'état du système lorsque les perturbations disparaissent.
- Le point $(\tilde{\mathbf{v}}_o, \tilde{\mathbf{i}}_o)$ a été défini comme étant un point d'observation, c'est à dire le lieu où peut se produire une perturbation. En ce point, le réseau peut également être en connexion avec d'autres réseaux et sera vu par rapport à ces derniers comme un composant de type source de courant. Nous nous ramenons donc au cas étudié dans cette section. Comme il a été vu, il y a conservation de la passivité, propriété qui peut être étendue aux cas des systèmes quasi passifs qui sont abordés dans la prochaine section. Par cette approche, l'analyse de stabilité est récursive.
- La propriété de passivité du système entraîne une robustesse de stabilité de celui-ci vis-à-vis des perturbations passives dont la modélisation est identique, du point de vue entrée-sortie, à celle d'un composant passif ou rendu passif. En particulier, tout composant passif pour lequel une incertitude paramétrique ou dynamique apparaît sans changer la propriété de passivité laisse invariant les propriétés de stabilité du réseau. Par conséquent, certains défauts de ligne ou variations aléatoires de charge impliquant une variation du point d'opération pouvant être modélisés par des variations d'impédance de ligne (Shiau *et al.* 99), laissent invariant les propriétés de stabilité du réseau si les variations d'impédance sont telles que les impédances demeurent positives. De façon générale, tout système d'Euler-Lagrange présente la propriété naturelle de passivité de la force généralisée vers la dérivée des coordonnées généralisées (vitesse généralisée) et celle-ci demeure invariante pour toutes valeurs de dissipation positive (frottement positif) agissant sur la vitesse généralisée (Ortega *et al.*, 98b). Cette propriété est généralisable à une classe de systèmes dont le modèle peut être représenté par un Hamiltonien généralisé ou à port contrôlé (Van der Schaft, 96), Dans le cas d'un système électrique, les éléments de stockage d'énergie (bobine, capacité) font partie d'une matrice antisymétrique

(matrice multipliant l'état du Hamiltonien généralisé, c-a-d le gradient du Hamiltonien (fonction d'énergie du système)) permettant une interprétation directe du bilan énergétique (d'où la propriété de passivité) : il y a égalité stricte entre la dérivée du Hamiltonien (énergie interne) et la puissance fournie au système dont l'expression est le taux d'alimentation $\mathbf{y}^T \mathbf{u}$ utilisé pour exprimer la passivité. Les dissipations d'énergie n'interviennent que par le biais d'éléments dont la modélisation agit sur des ports externes du système (entrées exogènes). Par conséquent, les variations d'impédances capacitatives ou inductives ne modifient pas la structure du Hamiltonien, notamment la propriété d'antisymétrie de la matrice multipliant le gradient du Hamiltonien, ce qui entraîne une robustesse de la passivité et de la stabilité, si cette dernière a été préalablement établie. Voir l'article de Ortega *et al.* (99) pour plus de détails sur les systèmes Hamiltoniens à ports contrôlés.

3.5. Analyse de la stabilité et suggestions d'amélioration pour une classe de charges non passives

Le cas des charges non passives est envisagé dans cette section. Dans l'analyse faite jusqu'à présent, seuls les signaux sont considérés aux dépens de la représentation d'état faisant intervenir des modèles détaillés des systèmes en jeu. À part les lignes du réseau, aucune paramétrisation n'est faite. Par conséquent, nous ne pouvons étudier, par exemple, l'influence d'incertitudes paramétriques que si elles sont traduites selon des conditions sur des signaux : des conditions de secteur intervenant dans le critère de Popov, par exemple. Cette interprétation exclut donc, l'analyse de l'influence de variation des paramètres sur la stabilité comme le traite l'analyse des bifurcations. Cette dernière a déjà été appliquée de façon précise pour les réseaux électriques : voir l'analyse théorique de Ji *et al.* (95), ainsi que l'étude de Pai *et al.* (95a) pour l'influence de la modélisation d'une charge (statique ou dynamique); Markarov *et al.* (97) développent un algorithme et exposent une analyse numérique permettant de détecter les principales bifurcations et de développer différentes stratégies (utilisation de gradateurs par exemple) de compensation visant à conserver une bonne marge de stabilité. Nous proposons une série de résultats complémentaires à l'étude des bifurcations, mais qui en aucun cas ne la remplace. Selon les contraintes d'énergie vérifiées par les charges, nous nous apercevons que certains changements de type de stabilité peuvent survenir. Cela rejoint en quelque sorte l'étude

faite par Sauer *et al.* (95) analysant le passage d'une région stable à une région instable sur la caractéristique puissance-tension (P-V) d'un réseau ne comprenant qu'un seul générateur et une charge pour laquelle divers modèles sont envisagés, c-a-d $P_{\text{charge}} = P_o V^{k_p}$ avec $k_p \geq 0$ variable. Pour $k_p \geq 2$, toute la courbe P-V correspond à une région stable ce qui n'est pas entièrement le cas, par exemple, d'une charge à puissance constante. Il est important de noter que ce dernier type de charge est fréquemment utilisé pour la modélisation de moteurs asynchrones présents sur le réseau.

Dans la suite, deux cas de non passivité sont envisagés. Cela permettra de dégager des conditions indiquant, selon les cas, s'il y a perte de stabilité ou si le système change de type de stabilité.

3.5.1 Bornage à partir des notions de quasi-passivité et d'observabilité : charges parallèles

Dans cette section, nous considérons les charges non passives formant l'ensemble J (complément de \bar{J}) et vérifiant la condition suivante

$$\tilde{\mathbf{v}}_{cj}^c T \tilde{\mathbf{i}}_{cj} \geq_{qp} \alpha_j \tilde{\mathbf{v}}_{cj}^c{}^2, \quad \alpha_j < 0, \quad \forall j \in J \subset I = \{1, \dots, n_c\}. \quad (3.14)$$

L'intégration de cette expression conduit à une grandeur strictement décroissante et ne pouvant être minorée par une constante. La propriété de passivité ne peut être prouvée, du moins à partir de cette expression. Ce cas est considéré, car il est plus facile de minorer un terme, ne présentant *a priori* aucune simplification évidente, par une expression négative. Dans ce cas, considérant les fonctions de Lyapunov sur le réseau entier, (3.5) avec l'*Hypothèse 3.2* devient pour tout $T \in \mathfrak{R}^+$

$$\int_0^T \tilde{\mathbf{v}}_a^T \tilde{\mathbf{i}}_a dt \geq R_{o,o+1}^m \|\tilde{\mathbf{i}}_o\|_T^2 + \sum_{j \in J} \alpha_j \|\tilde{\mathbf{v}}_{cj}^c\|_T^2 + \sum_{j \in \bar{J}} \alpha_j \|\tilde{\mathbf{v}}_{cj}^c\|_T^2 + \sum_{j=1}^{n_c} \left(\frac{R_{cj}^r}{2} \|\tilde{\mathbf{i}}_{cj}\|_T^2 - \int_0^T \tilde{\mathbf{v}}_{cj}^{\delta T} \tilde{\mathbf{i}}_{cj} dt \right) + \sum_{j \in N} \mathcal{G}_j \quad (3.15)$$

\bar{J} (ensemble des composants passifs) étant le complément de J dans I.

3.5.1.1 Passivation par un compensateur de puissance réactive

Comme nous le verrons au chapitre 5 section 6, il est possible de définir une loi de

commande pour un compensateur de puissance réactive tel qu'il soit possible de définir une condition apportant au système une dissipation selon le terme $\tilde{\mathbf{v}}_{cj}^c{}^2$, comme suit

$$\int_0^T \tilde{\mathbf{v}}_{cj}^c{}^T \tilde{\mathbf{i}}_{cj}^{cs} dt \geq \chi_j \tilde{\mathbf{v}}_{cj}^c{}^2, \chi_j > 0, j \in J \quad (3.16)$$

Le compensateur est connecté en parallèle au réseau de telle façon que le courant $\tilde{\mathbf{i}}_{cj}$ utilisé dans la section précédente est remplacé (uniquement dans cette section) par le courant suivant $\tilde{\mathbf{i}}_{cj}^r = \tilde{\mathbf{i}}_{cj}^c + \tilde{\mathbf{i}}_{cj}^{cs}$, où les indices r , c et cs correspondent respectivement au courant de réseau, au courant du composant Co_j (une charge unique ou un sous-réseau) et au courant injecté ou absorbé par le compensateur. Rappelons que dans le cas où il n'y a pas de compensateur, nous ne faisons pas usage des indices précédents pour la variable de courant car $\tilde{\mathbf{i}}_{cj} = \tilde{\mathbf{i}}_{cj}^r = \tilde{\mathbf{i}}_{cj}^c$. Les composants non passifs Co_j , pour $j \in J$, ainsi que le compensateur de puissance réactive impliquent

$$\int_0^T \tilde{\mathbf{v}}_{cj}^c{}^T \tilde{\mathbf{i}}_{cj}^r dt = \int_0^T \tilde{\mathbf{v}}_{cj}^c{}^T (\tilde{\mathbf{i}}_{cj}^c + \tilde{\mathbf{i}}_{cj}^{cs}) dt \geq (\alpha_j + \chi_j) \tilde{\mathbf{v}}_{cj}^c{}^2, j \in J$$

En remplaçant le terme $\int_0^T \tilde{\mathbf{v}}_{cj}^c{}^T \tilde{\mathbf{i}}_{cj}^r dt$ par l'expression précédente pour $j \in J$, l'équation (3.15) devient

$$\int_0^T \tilde{\mathbf{v}}_o^T \tilde{\mathbf{i}}_o dt \geq R_{o,o+1}^m \|\tilde{\mathbf{i}}_o\|_r^2 + \sum_{j \in J} (\alpha_j + \chi_j) \|\tilde{\mathbf{v}}_{cj}^c\|_r^2 + \sum_{j \in J} \alpha_j \|\tilde{\mathbf{v}}_{cj}^c\|_r^2 + \sum_{j=1}^{n_c} \left(\frac{R_{cj}^r}{2} \|\tilde{\mathbf{i}}_{cj}^r\|_r^2 - \int_0^T \tilde{\mathbf{v}}_{cj}^{\delta}{}^T \tilde{\mathbf{i}}_{cj}^r dt \right) + \sum_{j \in N} \mathcal{G}_j \quad (3.17)$$

Afin d'arriver aux mêmes conclusions qu'au *Théorème 3.3*, il suffit que

$$\chi_j > -\alpha_j \quad (3.18)$$

Remarquons qu'il peut devenir peu économique de concevoir et d'utiliser ce genre de compensation pour chaque charge non passive du réseau vérifiant (3.14). À la place, il pourrait être possible de n'envisager qu'un groupe de charges constituant un sous-réseau non passif que l'on compenserait selon la condition (3.18).

3.5.1.2 Bornage ultime des trajectoires dans le cas d'une non compensation

S'il est impossible de compenser selon cette stratégie, il est, en revanche, possible d'analyser le comportement des trajectoires du système une fois que la ou les sources de

perturbation disparaissent ($\tilde{\mathbf{v}}_o = \mathbf{0} = \tilde{\mathbf{v}}_{cj}^\delta$). Le concept de quasi-passivité (Polushin, 98b) permet d'apporter une réponse. Pour cela, nous émettons l'hypothèse suivante sur les conditions d'opération des éléments non passifs.

Hypothèse 3.4: La tension des composants est bornée. •

De cette hypothèse, il est possible de trouver $\varsigma_j > 0, j \in J$ tel que

$$\int_0^T \left(\tilde{\mathbf{v}}_{cj}^c T \tilde{\mathbf{i}}_{cj} + \frac{\varsigma_j}{2} \right) dt > 0 \quad (3.19)$$

L'inégalité constitue une caractérisation de la quasi-passivité pour la paire $(\tilde{\mathbf{v}}_{cj}, \tilde{\mathbf{i}}_{cj})$. Considérons le cas où les perturbations des charges sont nulles ($\tilde{\mathbf{v}}_{cj}^\delta = \mathbf{0}$), (3.5) devient (c-a-d, (3.15) est remplacée par)

$$\int_0^T \left(\tilde{\mathbf{v}}_o^T \tilde{\mathbf{i}}_o + \sum_{j \in J} \frac{\varsigma_j}{2} \right) dt \geq R_{o,o+1}^m \|\tilde{\mathbf{i}}_o\|_T^2 + \sum_{j \in J} \alpha_j \|\tilde{\mathbf{v}}_{cj}^c\|_T^2 + \sum_{j=1}^{n_c} \frac{R_{cj}^r}{2} \|\tilde{\mathbf{i}}_{cj}\|_T^2 + \sum_{j \in N} \mathcal{G}_j \quad (3.20)$$

ce qui signifie que le système entier est quasi passif pour la paire $(\tilde{\mathbf{v}}_o, \tilde{\mathbf{i}}_o)$ (Polushin, 98 b). Remarquons qu'il y a ici, à la manière de certaines versions du théorème de passivité, une invariance de la quasi-passivité, puisqu'un ensemble de composants quasi passifs connectés au réseau, qui lui, est passif, donne un système quasi passif.

Si la passivité agit dans bien des cas, comme un bon indicateur d'une possibilité de stabilisation asymptotique, la quasi-passivité est adéquate pour le bornage ultime (*ultimate boundedness*) des trajectoires d'un système dont les entrées sont corrompues par des perturbations bornées.

Considérons ${}_{qp} \bar{\alpha}_j > 0$, pour tout $j \in J$, tel que $\frac{\varsigma_j}{2} > {}_{qp} \bar{\alpha}_j \tilde{\mathbf{v}}_{cj}^c{}^2$ et tel que (3.14) puisse être réécrite selon

$$\tilde{\mathbf{v}}_{cj}^c T \tilde{\mathbf{i}}_{cj} = {}_{qp} \bar{\alpha}_j \tilde{\mathbf{v}}_{cj}^c{}^2 + \left(\tilde{\mathbf{v}}_{cj}^c T \tilde{\mathbf{i}}_{cj} - {}_{qp} \bar{\alpha}_j \tilde{\mathbf{v}}_{cj}^c{}^2 \right) \geq {}_{qp} \alpha_j \tilde{\mathbf{v}}_{cj}^c{}^2$$

avec $\tilde{\mathbf{v}}_{cj}^c T \tilde{\mathbf{i}}_{cj} - {}_{qp} \bar{\alpha}_j \tilde{\mathbf{v}}_{cj}^c{}^2 \geq ({}_{qp} \alpha_j - {}_{qp} \bar{\alpha}_j) \tilde{\mathbf{v}}_{cj}^c{}^2 \geq -\varsigma_j$. Rappelons que d'après (3.14) et l'*Hypothèse*

3.4, la tension $\tilde{\mathbf{v}}_{cj}^c$ est telle que ${}_{qp} \alpha_j \tilde{\mathbf{v}}_{cj}^c{}^2 > -\frac{\varsigma_j}{2}$. Alors (3.20) devient

$$\int_0^T \left(\tilde{\mathbf{v}}_o^T \tilde{\mathbf{i}}_o + \sum_{j \in J} \varsigma_j \right) dt \geq R_{o,o+1}^m \|\tilde{\mathbf{i}}_o\|_T^2 + \sum_{j \in J} {}_{qp} \bar{\alpha}_j \|\tilde{\mathbf{v}}_{cj}^c\|_T^2 + \sum_{j \in J} \alpha_j \|\tilde{\mathbf{v}}_{cj}^c\|_T^2 + \sum_{j=1}^{n_c} \frac{R_{cj}^r}{2} \|\tilde{\mathbf{i}}_{cj}\|_T^2 + \sum_{j \in N} \mathcal{G}_j(\tilde{\mathbf{x}}_j(T)) \quad (3.21)$$

Supposons maintenant que les perturbations $\tilde{\mathbf{v}}_o$ disparaissent à $t_o > 0$. En débutant l'intégration à t_o (norme L_2 tronquée débute à t_o et l'état initial du système est non nul, c-a-d $\tilde{\mathbf{x}}(t_o) \neq 0$) (3.21) devient

$$\int_{t_o}^T \sum_{j \in J} \zeta_j dt - \left(R_{o,o+1}^m \|\tilde{\mathbf{i}}_o\|_T^2 + \sum_{j \in J} \alpha_j \|\tilde{\mathbf{v}}_{cj}^c\|_T^2 + \sum_{j \in J} \alpha_j \|\tilde{\mathbf{v}}_{cj}^c\|_T^2 + \sum_{j \in I} \frac{R_{cj}^r}{2} \|\tilde{\mathbf{i}}_{cj}\|_T^2 \right) \geq \sum_{j \in N} (\mathcal{G}_j(\tilde{\mathbf{x}}(T)) - \mathcal{G}_j(\tilde{\mathbf{x}}(t_o))) \quad (3.22)$$

Considérons $\beta > 0$, tel que

$$R_{o,o+1}^m \|\tilde{\mathbf{i}}_o\|_T^2 + \sum_{j \in J} \alpha_j \|\tilde{\mathbf{v}}_{cj}^c\|_T^2 + \sum_{j \in J} \alpha_j \|\tilde{\mathbf{v}}_{cj}^c\|_T^2 + \sum_{j \in I} \frac{R_{cj}^r}{2} \|\tilde{\mathbf{i}}_{cj}\|_T^2 \geq \beta \left(\|\tilde{\mathbf{i}}_o\|_T^2 + \sum_{j \in J} \|\tilde{\mathbf{v}}_{cj}^c\|_T^2 + \sum_{j \in J} \|\tilde{\mathbf{v}}_{cj}^c\|_T^2 + \sum_{j \in I} \|\tilde{\mathbf{i}}_{cj}\|_T^2 \right)$$

c'est à dire $0 < \beta \leq \min_{\substack{j \in J \\ k \in J \\ l \in I}} \left\{ R_{o,o+1}^m, \alpha_j, \alpha_k, \frac{R_{cl}^r}{2} \right\}$.

Nous voulons prouver une propriété forte d'observabilité (*strong observability*) pour le réseau électrique (Vidyasagar, 92, p286; Polushin, 98b), c-a-d il existe $k \in K$ (fonction de classe K) telle que

$$\int_{t_o}^T \left(\tilde{\mathbf{i}}_o^2 + \sum_{j \in J} \tilde{\mathbf{v}}_{cj}^c{}^2 + \sum_{j \in J} \tilde{\mathbf{v}}_{cj}^c{}^2 + \sum_{j \in I} \tilde{\mathbf{i}}_{cj}^2 \right) dt \geq k(\tilde{\mathbf{x}}^2(t_o)), \quad T > t_o \quad (3.23)$$

où \mathbf{x} représente l'état du réseau électrique, c-a-d toutes les variables de courant et de tension des barres intermédiaires du réseau. L'équation (3.23) est équivalente à la définition classique d'observabilité des systèmes linéaires stationnaires. Ce qui est le cas du réseau.

L'observabilité signifie qu'il est possible de reconstituer l'état entier du système à partir de la connaissance des courants de charge ($\tilde{\mathbf{i}}_{cj}$), des tensions de charge ($\tilde{\mathbf{v}}_{cj}^c$) et du courant d'observation et/ou de connexion ($\tilde{\mathbf{i}}_o$). Le réseau étant radial, il est possible à partir de la connaissance de tous les courants de charge de calculer, d'après la loi des noeuds tous les courants internes du réseau (courant au barres internes), c-a-d $\mathbf{I}_i = \mathbf{S}[\mathbf{i}_{cj}]_{j \in I}$ où \mathbf{I}_i représente le vecteur de tous les courants internes du réseau. La matrice \mathbf{S} n'est composée que de 0 ou 1. Ce qui signifie qu'à chaque barre i , le courant \mathbf{I}_i est une combinaison linéaire de tous les courants de charge. Maintenant, connaissant \mathbf{I}_i , la loi des mailles permet de calculer à partir des tensions de

charge $\tilde{\mathbf{v}}_{cj}^c$, les différentes tensions internes \mathbf{V}_i correspondant à la barre i interne au réseau.

Ces considérations permettent de conclure à l'observabilité du réseau et, sachant de plus que celui-ci est linéaire et invariant dans le temps, d'affirmer que l'état entier \mathbf{x} du réseau satisfait

$$\tilde{\mathbf{x}}^2(t) \leq a_1(\tilde{\mathbf{i}}_o^2(t)) + \sum_{j \in J} a_{2j}(\tilde{\mathbf{v}}_{cj}^{c^2}(t)) + \sum_{j \in J} a_{3j}(\tilde{\mathbf{v}}_{cj}^{c^2}(t)) + \sum_{j \in I} a_{4j}(\tilde{\mathbf{i}}_{cj}^2(t)), t > t_0 \quad (3.24)$$

avec $a_1, a_{2j}, a_{3j}, a_{4j} \in K$. Il est possible de trouver une fonction $A \in K$ telle que $A(\cdot) \geq a_1(\cdot), a_{2j}(\cdot), a_{3j}(\cdot), a_{4j}(\cdot)$ et vérifiant pour $T > t_0$

$$\begin{aligned} a_1(\tilde{\mathbf{i}}_o^2(t)) + \sum_{j \in J} a_{2j}(\tilde{\mathbf{v}}_{cj}^{c^2}(t)) + \sum_{j \in J} a_{3j}(\tilde{\mathbf{v}}_{cj}^{c^2}(t)) + \sum_{j \in I} a_{4j}(\tilde{\mathbf{i}}_{cj}^2(t)) \\ \leq (2n_c + 1)A\left(\tilde{\mathbf{i}}_o^2(t) + \sum_{j \in J} \tilde{\mathbf{v}}_{cj}^{c^2}(t) + \sum_{j \in J} \tilde{\mathbf{v}}_{cj}^{c^2}(t) + \sum_{j \in I} \tilde{\mathbf{i}}_{cj}^2(t)\right) \end{aligned} \quad (3.25)$$

L'expression du membre de droite vient du fait que A est une fonction strictement croissante. En notant que $\dim I = \dim J + \dim \bar{J} = n_c$, il existe alors $k \in K$ tel que pour $T > t_0$

$$k(\tilde{\mathbf{x}}^2(t_0)) \leq \int_{t_0}^T (2n_c + 1)^{-1} A^{-1}(\tilde{\mathbf{x}}^2(t)) dt \leq \int_{t_0}^T \left(\tilde{\mathbf{i}}_o^2(t) + \sum_{j \in J} \tilde{\mathbf{v}}_{cj}^{c^2}(t) + \sum_{j \in J} \tilde{\mathbf{v}}_{cj}^{c^2}(t) + \sum_{j \in I} \tilde{\mathbf{i}}_{cj}^2(t) \right) dt \quad (3.26)$$

La condition forte d'observabilité (3.26) introduite dans (3.22) implique pour tout $t > t_0$,

$$\int_t^{t+T} \sum_{j \in J} \zeta_j dt - \beta k(\tilde{\mathbf{x}}^2(t)) \geq \sum_{j \in N} (\vartheta_j(\tilde{\mathbf{x}}(T+t)) - \vartheta_j(\tilde{\mathbf{x}}(t))) \quad (3.27)$$

De (3.27), la preuve fournie dans (Polushin, 98b, *Théorème 2*) mène à la conclusion que l'état entier du réseau est uniformément et ultimement borné (stabilité de Lagrange) sur un ensemble compact de conditions initiales correspondant aux différents courants et tensions perturbés pris en compte lorsque les éléments perturbateurs (incidents) disparaissent (Léchevin, 99a).

3.5.2 Bornage à partir de la notion de stricte quasi-passivité : composants séries

Le cas d'éléments non passifs placés en série est envisagé. Jusqu'à présent, l'étude porte sur un réseau composé de lignes passives auquel sont connectés des composants de type source de courant, c-a-d des composants connectés en parallèle. Dans cette section, l'étude des éléments placés en séries (ligne de transport, transformateurs) est étendue à d'autres éléments de cette même classe, par exemple des compensateurs de type *TCSC*, ligne *TCCHT*. Ils doivent cependant

répondre à la contrainte d'énergie suivante.

Hypothèse 3.5

Nous supposons qu'il existe un signal de commande \mathbf{u}_j tel que le composant série T_j (cf. Fig. 3.5):

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}_j &= \mathbf{f}_j(\mathbf{x}_j, \mathbf{i}_j, \mathbf{v}_j, \mathbf{u}_j); \\ \begin{bmatrix} \mathbf{v}_i \\ \mathbf{i}_i \end{bmatrix} &= \mathbf{h}_j(\mathbf{x}_j, \mathbf{i}_j, \mathbf{v}_j, \mathbf{u}_j), \quad j \in L \end{aligned}$$

possède un signal d'erreur (par rapport à l'état non perturbé) satisfaisant l'inégalité suivante :

$$\tilde{\mathbf{v}}_i^T \tilde{\mathbf{i}}_i - \tilde{\mathbf{v}}_j^T \tilde{\mathbf{i}}_j \geq \gamma_j (\|\tilde{\mathbf{x}}_j\|_2) + \dot{V}_j(\tilde{\mathbf{x}}_j) \quad (3.28)$$

avec $\gamma_j (\|\tilde{\mathbf{x}}_j\|_2) > 0$ lorsque $\|\tilde{\mathbf{x}}_j\|_2 \geq D > 0$. V_j étant une fonction définie positive. De plus

l'opérateur $G : \begin{bmatrix} \mathbf{v}_j \\ \mathbf{i}_j \end{bmatrix} \rightarrow \begin{bmatrix} \mathbf{v}_i \\ \mathbf{i}_i \end{bmatrix}$ est supposé être causal.

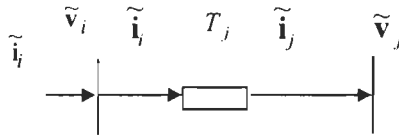


Figure 3.5 : Composant série quasi passif

L'inégalité (3.28) traduit la propriété de stricte quasi-passivité du système (Polushin, 98a). En d'autres termes, le système est passif pour un état du système suffisamment grand (en norme). Lorsque ce dernier est plus faible qu'une valeur seuil alors le système perd sa propriété de passivité. Le complémentaire \bar{L} de L dans N est l'ensemble des éléments vérifiant la même propriété de passivité que les lignes de transport étudiées en début de chapitre.

De façon semblable à la section précédente, le comportement du système est étudié lorsque les perturbations ont disparu, c-a-d $\tilde{\mathbf{v}}_o = \mathbf{0} = \tilde{\mathbf{v}}_o^\delta$, l'état du système étant perturbé. En partant de l'inégalité (3.4) et en supposant qu'il existe un ensemble $L \neq \emptyset$ tel que les éléments $j \in L$ satisfassent (3.28), la relation suivante est obtenue

$$-\sum_{j \in L} \gamma_j \left(\|\tilde{\mathbf{x}}_j\|_2 \right) - \beta \left(\tilde{\mathbf{i}}_o^2 + \sum_{j \in I} \left(\tilde{\mathbf{v}}_{c_j}^2 + \tilde{\mathbf{i}}_{c_j}^2 \right) \right) \geq \sum_{j \in N} \dot{V}_j(\tilde{\mathbf{x}}_j) \quad (3.29)$$

Notons que (3.29) est la version différentielle de (3.22) avec : (i) β tel que défini en section 3.5.1; (ii) pour tout j , ${}_{qp}\bar{\alpha}_j = \alpha_j$ (toutes les charges en parallèle sont passives selon l'*Hypothèse 3.2*); (iii) le terme $\sum_{j \in J} \zeta_j$ traduisant la quasi-passivité de certaines charges placées en parallèle est remplacé par $-\sum_{j \in L} \gamma_j \left(\|\tilde{\mathbf{x}}_j\|_2 \right)$ pour la stricte quasi-passivité de certains composants en série.

Avec l'hypothèse de causalité, l'inégalité (3.24) demeure vraie pour $\tilde{\mathbf{x}}_L = [\tilde{\mathbf{x}}_j]_{j \in L}$. Avec (3.26), (3.29) devient

$$-\sum_{j \in L} \gamma_j \left(\|\tilde{\mathbf{x}}_j\|_2 \right) - (2n_c + 1)^{-1} A^{-1} \left(\tilde{\mathbf{x}}_L^2(t) \right) \geq \sum_{j \in N} \dot{V}_j(\tilde{\mathbf{x}}_j) \quad (3.30)$$

Il existe toujours pour la fonction A^{-1} de classe K , une fonction κ strictement croissante et possédant la même propriété que γ_j , c-a-d $\kappa(\mathbf{a}) > 0$ lorsque $\|\mathbf{a}\|_2 \geq D > 0$ et telle que $(2n_c + 1)^{-1} A^{-1}(\cdot) \geq \kappa(\cdot)$ et que pour tout $j \in L$ $\gamma_j(\cdot) \geq \kappa(\cdot)$.

Dans la suite, la propriété suivante est utilisée.

Lemme 3.6 Soit $a_i \geq 0, i \in \{1, \dots, n\}$ et $k \in K$ alors

$$k \left(\sum_{i=1}^n a_i \right) \leq \sum_{i=1}^n k(na_i) \quad (3.31)$$

Preuve :

Le cas où $n=2$ est connu (Kh 96), nous l'étendons au cas où $n>2$. D'abord remarquons que la propriété de stricte croissance de k entraîne que

$$nk \left(\sum_{i=1}^n a_i \right) \geq \sum_{i=1}^n k(a_i) \quad (3.32)$$

Supposons que le résultat à démontrer est faux, c-a-d $k \left(\sum_{i=1}^n a_i \right) > \sum_{i=1}^n k(na_i)$ ce qui entraîne (notons que l'inverse d'une fonction de classe K est toujours une fonction de classe K)

$$\sum_{i=1}^n a_i > k^{-1} \left(\sum_{i=1}^n k(na_i) \right)$$

D'après (3.31)

$$\begin{aligned} \sum_{i=1}^n a_i &> \frac{\sum_{i=1}^n k^{-1}(k(na_i))}{n} \\ &> \frac{\sum_{i=1}^n na_i}{n} = \sum_{i=1}^n a_i \end{aligned}$$

Ce qui conclut la démonstration. •

Le lemme précédent demeure vrai dans le cas de la fonction κ (pour $a \geq D$) qui peut être considérée comme une fonction possédant les mêmes propriétés que celle d'une fonction de classe K lorsque son argument est supérieur à $D > 0$. Notons qu'il existe une fonction $A' \in K$ telle que pour tout $y \geq 0$, $A(y) = A'(\sqrt{y})$, c-a-d $A'(z) = A(z^2)$. De plus, $A' \in K$ possède la même propriété que A par rapport à κ . Soient $n_L = \dim L$ et $n_{\bar{L}} = \dim \bar{L}$, d'après les considérations précédentes, (3.30) devient

$$-l(\|\tilde{\mathbf{x}}\|_2) \geq -\kappa \left(\frac{\sum_{j \in L} \|\tilde{\mathbf{x}}_j\|_2 + \sum_{j \in \bar{L}} \|\tilde{\mathbf{x}}_j\|_2}{(n_L + n_{\bar{L}})} \right) \geq \sum_{j \in N} \dot{V}_j(\tilde{\mathbf{x}}_j) \quad (3.33)$$

\mathbf{x} étant l'état complet du réseau, y compris les éléments en série; l est une fonction possédant des propriétés identiques à celles de κ . D'après Khalil (96, p. 211), (3.33) permet d'affirmer que l'état \mathbf{x} du réseau est ultimement borné (stabilité de Lagrange).

3.6 Réseau multi-générateur relié à un ensemble de réseaux de distribution

Nous étendons l'approche et les résultats obtenus lors des sections précédentes à un réseau multi-générateur relié à des réseaux de distribution, précédemment étudiés, par l'intermédiaire d'un réseau de transmission précisé dans la figure 3.6.

Afin de procéder à l'analyse de la stabilité du réseau complet, les *Hypothèses 3.1*, notamment celles concernant l'existence des signaux et la causalité des systèmes (alternateurs, réseau de transmission) sont toujours considérées valides. Les hypothèses suivantes sont

également envisagées.

Hypothèse 3.7 Les m réseaux de distribution vérifient l'inégalité de passivité (3.14), à savoir, d'après les conventions de la figure 3.6, pour tout $l \in \{1, \dots, m\}$

$$-\int_0^T \tilde{\mathbf{v}}_{dl}^T \tilde{\mathbf{i}}_{dl} dt \geq R_{dl, dl+1}^m \|\tilde{\mathbf{i}}_{dl}\|_T^2 + \sum_{j=1}^{n_{c, dl}} \left(\alpha_{j, dl} \|\tilde{\mathbf{v}}_{cj, dl}^c\|_T^2 + \frac{R_{cj, dl}^r}{2} \|\tilde{\mathbf{i}}_{cj, dl}\|_T^2 - \int_0^T \tilde{\mathbf{v}}_{cj, dl}^{\delta}{}^T \tilde{\mathbf{i}}_{cj, dl} dt \right) + \mathcal{G}_{dl}(\tilde{\mathbf{x}}_{dl}) \quad (3.34)$$

L'indice $n_{c, dl}$ indique le nombre de composants C_j présents sur le réseau dl , $1 \leq dl \leq m$; m étant le nombre de réseaux de distribution connectés à la grille de transmission. De façon générale, l'ajout de l'indice dl spécifie qu'il s'agit du réseau dl . Notons le changement de signe dans le membre de gauche de l'inégalité (3.34) par rapport à l'inégalité (3.16). Ceci est dû à la nouvelle convention de signe adoptée dans la configuration de la figure 3.6 par rapport à celle de la figure 3.3.

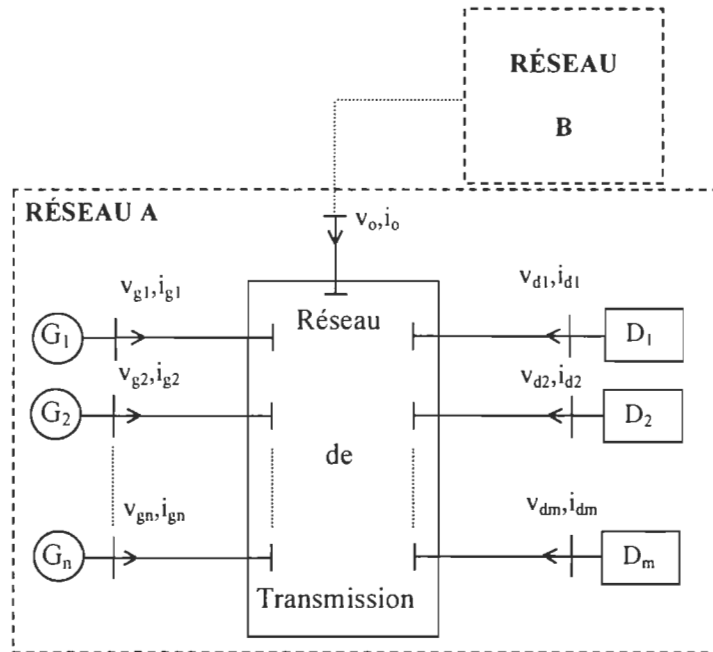


Figure 3.6 : Réseau multi-générateur

Hypothèse 3.8 Les n générateurs munis de leur stabilisateur vérifient l'inégalité de passivité suivante, pour tout $l \in \{1, \dots, n\}$

$$- \int_0^T \tilde{\mathbf{v}}_{g'l}^T \tilde{\mathbf{i}}_{g'l} dt \geq g_l \|\tilde{\mathbf{x}}_{g'l}\|_T^2 + \mathcal{G}_{g'l}(\tilde{\mathbf{x}}_{g'l}) \quad (3.35)$$

Hypothèse 3.9 Le réseau de transmission de la figure 3.6 est caractérisé par une matrice d'admittance \mathbf{H} symétrique complexe dont les éléments par phase sont les suivants:

$$\begin{aligned} \underline{y}_{ij} &= (R_{ij} + jL_{ij}\omega)^{-1} \\ \underline{y}_i &= G_i + jC_i\omega \\ \underline{h}_{ii} &= y_i + \sum_{j \neq i} y_{ij} \\ \underline{h}_{ij} &= \underline{h}_{ji} = -\underline{y}_{ij} \end{aligned} \quad (3.36)$$

Remarques :

- L'*Hypothèse 3.7* signifie que la propriété de passivité des réseaux de distribution est obtenue lorsque les éventuelles perturbations en tension $\tilde{\mathbf{v}}_{cj,dl}^\delta$ au niveau des charges disparaissent. Le terme réseau de distribution est général : il correspond aussi bien au type de réseau radial étudié à la section 3.4 qu'à une charge unique (p.ex., moteur à haute puissance, installation industrielle) vérifiant (3.34). Si cette propriété est violée au sens de la quasi-passivité, nous verrons en fin de section qu'il est possible de conclure à la stabilité de Lagrange;
- La relation (3.35) traduit la passivité des générateurs pour les tensions et courants perturbés lorsqu'ils sont vus du réseau; ce résultat a déjà été partiellement obtenu (Ortega, 98a) en considérant une loi de commande dont le signal de sortie est la tension d'excitatrice et en supposant la puissance mécanique constante. Ce résultat est amélioré puis étendu au chapitre 7 afin de considérer la modélisation de l'excitatrice, lors de l'analyse de la stabilité du système permettant le développement du stabilisateur; le courant $\mathbf{i}_{g'l}$ est positif lorsqu'il sort du générateur.

Afin de déduire des propriétés de stabilité similaires aux sections précédentes, le lemme caractérisant la propriété de réelle positivité de la matrice d'admittance est démontré.

Lemme 3.10 La matrice d'admittance est réelle positive. De plus, elle est strictement réelle positive si $G_i \neq 0$ pour tout i .

Preuve

Remarquons tout d'abord que la matrice $\mathbf{H}(j\omega)$ est analytique.

Il suffit de montrer que pour tout $p \in \mathbb{C}$ tel que $\text{Re}(p) > 0$, l'inégalité suivante (matrice semi-définie positive) est vérifiée

$$\mathbf{H}^H(p) + \mathbf{H}(p) \geq 0 \quad (3.37)$$

Les éléments diagonaux et non diagonaux du membre de gauche de (3.37) ont pour expression

$$\underline{h}_{ii}(p) + \underline{h}_{ii}(p^*) = 2(G_i + C_i \text{Re}(p)) + \sum_{j \neq i} \frac{2(R_{ij} + L_{ij} \text{Re}(p))}{(R_{ij} + L_{ij} \text{Re}(p))^2 + (L_{ij} \text{Im}(p))^2} \quad (3.38a)$$

$$\underline{h}_{ij}(p) + \underline{h}_{ij}(p^*) = -\frac{2(R_{ij} + L_{ij} \text{Re}(p))}{(R_{ij} + L_{ij} \text{Re}(p))^2 + (L_{ij} \text{Im}(p))^2} \quad (3.38b)$$

D'après le théorème de Gershgorin (Lacaster, 69, p226), chaque valeur propre λ_i du membre de gauche de (3.37) se trouve dans le disque défini par l'inégalité suivante

$$\left| \lambda_i - (\underline{h}_{ii}(p) + \underline{h}_{ii}(p^*)) \right| \leq \sum_{j \neq i} \left| \frac{2(R_{ij} + L_{ij} \text{Re}(p))}{(R_{ij} + L_{ij} \text{Re}(p))^2 + (L_{ij} \text{Im}(p))^2} \right| \quad (3.39)$$

On en déduit la double inégalité suivante

$$2(G_i + C_i \text{Re}(p)) + \sum_{j \neq i} \frac{4(R_{ij} + L_{ij} \text{Re}(p))}{(R_{ij} + L_{ij} \text{Re}(p))^2 + (L_{ij} \text{Im}(p))^2} \geq \lambda_i \geq 2(G_i + C_i \text{Re}(p)) \geq 0 \quad (3.40)$$

Ce qui implique que \mathbf{H} est réelle positive. De plus, si $G_i \neq 0$, il existe alors $\varepsilon > 0$ tel que $(G_i + C_i(\text{Re}(p) - \varepsilon)) \geq 0$. Autrement dit $\mathbf{H}(p - \varepsilon)$ est réelle positive ce qui implique que \mathbf{H} est strictement réelle positive. •

Dans la suite de la section, les notations suivantes sont adoptées (voir la figure 3.6) :

- Tension du générateur vu du réseau de transmission : $\mathbf{v}_g = [\mathbf{v}_{gi}]_{1 \leq i \leq n}$;
- Courant du générateur vu du réseau de transmission : $\mathbf{i}_g = [\mathbf{i}_{gi}]_{1 \leq i \leq n}$;
- Tension du réseau de distribution vu du réseau de transmission : $\mathbf{v}_d = [\mathbf{v}_{di}]_{1 \leq i \leq m}$;
- Courant du réseau de distribution vu du réseau de transmission : $\mathbf{i}_d = [\mathbf{i}_{di}]_{1 \leq i \leq m}$;
- Tension de connexion (à un ou plusieurs autres réseaux) : \mathbf{v}_o ;
- Courant de connexion (à un ou plusieurs autres réseaux) : \mathbf{i}_o ;

En utilisant la transformée de Fourier des courants et tensions d'erreur (la définition des signaux d'erreurs est la même que celle exposée aux sections précédentes), le théorème de Parseval (Khalil, 96, p277) et la propriété de réelle positivité de \mathbf{H} permettent d'écrire pour tout $T \in \mathfrak{R}^+$ (avant $t=0$, le système n'est pas perturbé ce qui entraîne des signaux d'erreur nuls)

$$\begin{aligned}
\int_0^T (\tilde{\mathbf{v}}_g^T(t) \tilde{\mathbf{i}}_g(t) + \tilde{\mathbf{v}}_d^T(t) \tilde{\mathbf{i}}_d(t)) dt &= \int_{-\infty}^{+\infty} (\tilde{\mathbf{v}}_g^T(j\omega) \tilde{\mathbf{i}}_g(j\omega) + \tilde{\mathbf{v}}_d^T(j\omega) \tilde{\mathbf{i}}_d(j\omega))_T d\omega \\
&= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{v}}_g^T(j\omega) \\ \tilde{\mathbf{v}}_d^T(j\omega) \end{bmatrix} \mathbf{H}(j\omega) \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{v}}_g^*(j\omega) \\ \tilde{\mathbf{v}}_d^*(j\omega) \end{bmatrix} d\omega \\
&= \frac{1}{2\pi} \int_0^{+\infty} \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{v}}_g^T(j\omega) \\ \tilde{\mathbf{v}}_d^T(j\omega) \end{bmatrix} (\mathbf{H}^H(j\omega) + \mathbf{H}(j\omega)) \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{v}}_g^*(j\omega) \\ \tilde{\mathbf{v}}_d^*(j\omega) \end{bmatrix} d\omega \quad (3.41) \\
&\geq 2\sigma_m(\mathbf{H}) \left\| \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{v}}_g(t) \\ \tilde{\mathbf{v}}_d(t) \end{bmatrix} \right\|_T^2
\end{aligned}$$

avec $\sigma_m = \inf_{\omega \in \mathfrak{R}} \left(\lambda_m \left(\sqrt{\mathbf{H}^T(-j\omega) \mathbf{H}(j\omega)} \right) \right)$, λ_m désignant la plus petite valeur propre d'une matrice;

l'indice (*) est utilisé pour désigner le conjugué d'une grandeur complexe notée par (). L'inégalité (3.41) signifie que le réseau de transmission est passif pour la paire $\left(\begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{v}}_g^T \\ \tilde{\mathbf{i}}_d^T \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{i}}_g^T \\ \tilde{\mathbf{v}}_d^T \end{bmatrix} \right)$.

Envisageons le cas où il peut se produire une ou des perturbations aux barres de connexion avec les générateurs et les réseaux de distribution. Nous supposons pour simplifier que seule des perturbations en tension sont en jeu. Dans la relation (3.41), les tensions et courants d'erreur $\tilde{\mathbf{v}}_g, \tilde{\mathbf{v}}_d, \tilde{\mathbf{i}}_g, \tilde{\mathbf{i}}_d$ sont respectivement remplacés par $\tilde{\mathbf{v}}_g + \tilde{\mathbf{v}}_g^\delta, \tilde{\mathbf{v}}_d + \tilde{\mathbf{v}}_d^\delta, \tilde{\mathbf{i}}_g, \tilde{\mathbf{i}}_d$. Dans le cas où des perturbations en courant seraient considérées, les courants et tensions $\tilde{\mathbf{v}}_g, \tilde{\mathbf{v}}_d, \tilde{\mathbf{i}}_g, \tilde{\mathbf{i}}_d$ seraient remplacés par $\tilde{\mathbf{v}}_g, \tilde{\mathbf{v}}_d, \tilde{\mathbf{i}}_g + \tilde{\mathbf{i}}_g^\delta, \tilde{\mathbf{i}}_d + \tilde{\mathbf{i}}_d^\delta$ et le raisonnement serait identique. En conséquence, d'après (3.34), (3.35) et (3.41).

$$\begin{aligned}
\int_0^T (\tilde{\mathbf{v}}_o^T \tilde{\mathbf{i}}_o + \tilde{\mathbf{v}}_g^\delta \tilde{\mathbf{i}}_g + \tilde{\mathbf{v}}_d^\delta \tilde{\mathbf{i}}_d + \tilde{\mathbf{v}}_{c,d}^\delta \tilde{\mathbf{i}}_{c,d}) dt &\geq \sum_{1 \leq l \leq m} \sum_{j=1}^{n_{c,dl}} \left(\alpha_{j,dl} \|\tilde{\mathbf{v}}_{cj,dl}^c\|_T^2 + \frac{R_{cj,dl}^r}{2} \|\tilde{\mathbf{i}}_{cj,dl}\|_T^2 \right) \quad (3.42) \\
&+ 2\sigma_m(\mathbf{H}) \left\| \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{v}}_g \\ \tilde{\mathbf{v}}_d \end{bmatrix} \right\|_T^2 + \sum_{1 \leq l \leq m} (R_{dl,dl+1}^m) \|\tilde{\mathbf{i}}_{dl}\|_T^2 + \sum_{1 \leq l \leq m} g_{dl}(\tilde{\mathbf{x}}_{dl}) + \sum_{1 \leq l \leq n} g_l \|\tilde{\mathbf{x}}_{gl}\|_T^2 + \sum_{1 \leq l \leq n} g_{gl}(\tilde{\mathbf{x}}_{gl})
\end{aligned}$$

avec $\tilde{\mathbf{v}}_{c,d}^\delta = [\tilde{v}_{cj,dl}^\delta]_{\substack{1 \leq j \leq n_c \\ 1 \leq l \leq m}}$ représentant le vecteur des perturbations aux barres de charges sur tout l'ensemble des réseaux de distribution.

Si les perturbations (tensions en δ) disparaissent, la paire de connexion $(\tilde{\mathbf{v}}_o, \tilde{\mathbf{i}}_o)$ est passive. De ce point de vue, il y a, comme il a été déjà remarqué, invariance de la propriété de passivité lorsque l'on passe de la paire $(\tilde{\mathbf{v}}_o, \tilde{\mathbf{i}}_o)$ étudiée à la section 3.4 pour le réseau de distribution, à la paire précédente caractérisant un réseau plus général. On peut extrapoler, et penser que si un autre réseau est connecté à la barre o , la propriété de passivité sera toujours conservée.

Supposons, maintenant, qu'en plus des perturbations disparues (mais toujours en régime perturbé, c-a-d régime transitoire suivant l'apparition des perturbations), nous ayons $\tilde{\mathbf{v}}_o = 0$, c-a-d le cas où le réseau considéré à la figure 3.6 n'est pas connecté à un autre réseau. Le membre de gauche en $\tilde{\mathbf{v}}_o^T \tilde{\mathbf{i}}_o$ de l'inégalité (3.42) est nul, ce qui implique immédiatement, que le système entier est stable au sens de Lyapunov. Afin de conclure à la stabilité asymptotique du réseau entier, il est nécessaire de majorer toutes les dérivées des fonctions de stockages par une fonction définie négative de l'état entier du système. Une application du théorème de La Salle nécessiterait de démontrer que le seul ensemble invariant du réseau est $\mathbf{0}$. Rappelons que les variables du réseau de transmission (tension et courant des barres des générateurs et des réseaux de distribution) sont comprises dans les variables relatives aux générateurs $\tilde{\mathbf{x}}_g$ et des réseaux de distribution $\tilde{\mathbf{x}}_d$. Nous n'avons donc pas besoin d'une fonction de stockage spécifique au réseau de transmission. L'inégalité (3.42) est réécrite sous la forme suivante

$$\begin{aligned} \sum_{1 \leq l \leq m} \dot{\vartheta}_{dl}(\tilde{\mathbf{x}}_{dl}) + \sum_{1 \leq l \leq n} \dot{\vartheta}_{gl}(\tilde{\mathbf{x}}_{gl}) \leq & - \sum_{1 \leq l \leq m} \sum_{j=1}^{n_c, dl} \left(\alpha_{j,dl} \tilde{v}_{cj,dl}^2 + \frac{R_{cj,dl}^r}{2} \tilde{\mathbf{i}}_{cj,dl}^2 \right) - \sum_{1 \leq l \leq m} (R_{dl,dl+1}^m) \tilde{\mathbf{i}}_{dl}^2 \\ & - \sum_{1 \leq l \leq n} g_l \tilde{\mathbf{x}}_{gl}^2 - 2\lambda_m (\tilde{\mathbf{v}}_g^2(t) + \tilde{\mathbf{v}}_d^2(t)) \end{aligned} \quad (3.43)$$

Notons que pour obtenir (3.43), la forme différentielle des inégalités traduisant la passivité du réseau (section 3.4) et du générateur a été utilisée. Le dernier terme du membre de gauche de (3.43) vient de la majoration de l'expression obtenue après la dérivation de l'intégrale suivante

$$\begin{aligned}
\int_0^T \left(\tilde{\mathbf{v}}_g^T(t) \tilde{\mathbf{i}}_g(t) + \tilde{\mathbf{v}}_d^T(t) \tilde{\mathbf{i}}_d(t) \right) dt &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{+\infty} \left[\tilde{\mathbf{v}}_g^T(j\omega) \quad \tilde{\mathbf{v}}_d^T(j\omega) \right] 2 \operatorname{Re}(\mathbf{H}(j\omega)) \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{v}}_g^*(j\omega) \\ \tilde{\mathbf{v}}_d^*(j\omega) \end{bmatrix} d\omega \\
&= \frac{1}{\pi} \int_0^{+\infty} \left(\sum_{i_g=1}^n \gamma_{i_g} \tilde{v}_{gi_g}(j\omega) \tilde{v}_{gi_g}^*(j\omega) + \sum_{i_d=1}^m \gamma_{i_d} \tilde{v}_{di_d}(j\omega) \tilde{v}_{di_d}^*(j\omega) \right) d\omega \\
&= 2 \int_0^T \left(\sum_{i_g=1}^n \gamma_{i_g} \tilde{v}_{gi_g}^2(t) + \sum_{i_d=1}^m \gamma_{i_d} \tilde{v}_{di_d}^2(t) \right) dt
\end{aligned}$$

Les signaux d'erreur étant nuls avant $t=0$ et après $t=T$ (signaux tronqués); \mathbf{U} étant une matrice orthogonale telle que $\begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{v}}_g \\ \tilde{\mathbf{v}}_d \end{bmatrix} = \mathbf{U} \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{v}}_g \\ \tilde{\mathbf{v}}_d \end{bmatrix}$; $\{\gamma_{i_g}, \gamma_{i_d}, (i_g, i_d) \in \{1, \dots, n\} \times \{1, \dots, m\}\}$ représente l'ensemble des valeurs propres de $\operatorname{Re}(\mathbf{H})$.

La propriété d'observabilité des réseaux de distribution, que l'on a utilisée à la section 3.5.1.2 (c.f. (3.26)), donne la formulation générale suivante

$$- \sum_{1 \leq l \leq m} \sum_{j=1}^{n_{c,dl}} \left(\alpha_{j,dl} \tilde{\mathbf{v}}_{cj,dl}^2 + \frac{R_{cj,dl}^r}{2} \tilde{\mathbf{i}}_{cj,dl}^2 \right) - \sum_{1 \leq l \leq m} (R_{dl,dl+1}^m) \tilde{\mathbf{i}}_{dl}^2 \leq -k(\|\tilde{\mathbf{x}}_d\|) \quad (3.44)$$

avec $\tilde{\mathbf{x}}_d = [\tilde{\mathbf{x}}_{dl}]_{1 \leq l \leq m}$ la variable d'état regroupant celles de tous les réseaux de distribution, et k une fonction de classe K.

L'inégalité (3.44) combinée à (3.43) permet de conclure à la stabilité asymptotique du réseau entier. Les résultats précédents sont résumés dans le théorème suivant.

Théorème 3.11 Soient les Hypothèses 3.7, 3.8 et 3.9. Lorsque le système s'est acquitté des perturbations, la paire de connexion $(\tilde{\mathbf{v}}_o, \tilde{\mathbf{i}}_o)$ est passive. Si $\tilde{\mathbf{v}}_o = 0$ (réseau non connecté à un autre réseau), le réseau considéré (figure 3.6) est asymptotiquement stable. •

Remarque : extension au cas de quasi-passivité

Les cas de la section 3.5 sont maintenant envisagés. Lorsqu'une ou plusieurs charges parallèles d'un ou plusieurs réseaux de distribution sont quasi passives un terme de la forme

$$\sum_{1 \leq l \leq m} \sum_{j \in \bar{J}} \zeta_{j,l}, \quad \zeta_{j,l} > 0$$

se rajoute au membre de droite de (3.43) (combinée à (3.44)) avec $\alpha_{j,dl}$ (dans le membre de gauche de (3.43)) défini pour $j \in \bar{J}$. De là, les mêmes conclusions qu'à la section

3.5.1 sont établies, à savoir les signaux d'erreur du réseau sont ultimement bornés (stabilité de Lagrange). De plus, si la paire $(\tilde{\mathbf{v}}_o, \tilde{\mathbf{i}}_o)$ est envisagée, elle possède la propriété de quasi-passivité qui peut être transmise à d'autres réseaux par l'intermédiaire du point o .

Lorsqu'un ou plusieurs composants série, considérés du côté générateur ou du côté réseau de distribution (liaison *TCCHT* ou compensateur *TCSC* par exemple), sont strictement quasi passifs (3.28), un terme de la forme $-\sum_{1 \leq i \leq n} \gamma_{gi} (\|\tilde{\mathbf{x}}_{gi}\|_2) - \sum_{1 \leq i \leq m} \gamma_{di} (\|\tilde{\mathbf{x}}_{di}\|_2)$ (les fonctions γ présentent les mêmes propriétés qu'en l'*Hypothèse 3.5*) est rajouté au membre de droite de (3.43) (combinée à (3.44)). Au membre de gauche de (3.43) sont rajoutés les fonctions de stockage relatives aux éléments strictement quasi passifs en question. Dans ce cas, le résultat de la section 3.5.2 s'applique directement au cas du réseau entier, à savoir les signaux d'erreur du réseau sont ultimement bornés (stabilité de Lagrange). De même, si la paire $(\tilde{\mathbf{v}}_o, \tilde{\mathbf{i}}_o)$ est envisagée, elle possède la propriété de stricte quasi-passivité qui peut être transmise à d'autres réseaux par l'intermédiaire du point o .

3.7. Remarques générales

3.7.1. Passivité et stabilité transitoire

Les analyses de stabilité réalisées dans ce chapitre sont basées sur les propriétés de passivité ou de quasi-passivité des composants du réseau et des lignes de celui-ci. Suite à un incident majeur survenu sur le réseau, interruption d'une ligne par exemple, la stabilité transitoire est alors à l'étude. Il est difficile dans ce cas de garantir systématiquement que la passivité du réseau de transmission a été préservée. Par exemple, la matrice d'admittance \mathbf{H} du réseau de transmission est modifiée. Dans le cas de l'invariance des propriétés de \mathbf{H} ou de la passivité de tout autre élément, l'analyse, développée ici, peut alors être conduite et la robustesse de la passivité du système, surtout celle du réseau de transmission, implique la robustesse de la stabilité au moins au sens large de Lyapunov.

Cependant, une attention particulière doit être portée à l'égard du point d'équilibre. En effet, celui-ci peut momentanément changer suite à un incident majeur, ce qui entraîne une variation brutale de la puissance consommée par les charges. En conséquence, les signaux

d'erreur ne sont plus exprimés par rapport au même signal de référence et la passivité exprimée en fonction des signaux d'erreur considérés dans ce chapitre peut être perdue.

L'approche de passivité est dédiée, du moins à ce stade de recherche, aux types de stabilité dynamique/statique et de stabilité en tension. Pour les deux premiers types de stabilité, un système linéarisé constitue souvent une bonne approximation. Cependant, la stabilité en tension concerne plus souvent les charges et donc le réseau de distribution. Dans ce cas, il est important de considérer les modèles non linéaires car des variations importantes en tension, pouvant être vues comme de faibles variations au niveau de la génération de puissance, ne justifient plus l'emploi de modèles linéarisés. De plus, comme l'approche de passivité combine l'étude de la stabilité en angle et en tension, l'analyse étendue à un réseau complet est réalisée avec des modèles non linéaires, en particulier, ceux relatifs aux générateurs. Rappelons, finalement, qu'un système linéarisé passif ne garantit pas nécessairement la passivité locale (passivité pour de petits signaux) du système non linéaire correspondant (Van der Schaft, 96, p141).

3.7.2. Quasi-passivité et stabilisation

La quasi-passivité d'un système muni de la propriété d'observabilité implique le bornage ultime des trajectoires du système (stabilité de Lagrange). Cependant, ce résultat n'indique pas si la borne obtenue peut être arbitrairement petite. Si tel est le cas, alors la notion de stabilité au sens de Lyapunov est rejointe. Rappelons que s'il est possible d'utiliser un compensateur de puissance réactive (cf. chapitre 5) vérifiant la condition (3.17), les conclusions de stabilité du *Théorème 3.3* sont rencontrées. Dans le cas échéant, des résultats récents, communiqués à l'auteur par Polushin (99a,b), indiquent cependant qu'il serait possible moyennant quelques conditions à satisfaire, notamment celle de quasi-passivité générale ($\mathbf{u}^T \mathbf{y} + \Delta(\|\mathbf{x}\|_2)$ passif avec $\Delta: \mathfrak{R}^+ \rightarrow \mathfrak{R}$) et celle de stabilité sortie-état (forme dérivée de détectabilité; définition analogue à la stabilité entrée-sortie), de stabiliser asymptotiquement le système avec des propriétés de robustesse.

En adoucissant, certaines conditions, une stabilisation dite pratique serait possible : le système aurait des trajectoires ultimement bornées avec un certain degré de liberté quant à l'imposition de la taille de la borne. Pour arriver à une telle stabilisation, une loi de commande de la forme de celle développée dans Polushin (98 b) pourrait être implantée dans un dispositif de

stabilisation de type *FACTS*.

3.7.3. Passivité et robustesse

Au dernier point de la remarque précédant le début de la section 3.4, il a été mentionné que la stabilité demeure si les perturbations sont passives pour le couple courant-tension perturbés. Les perturbations peuvent résulter de systèmes dynamiques négligés, de la variation d'impédances, de la variation des charges, etc. Nous récapitulons leurs effets sur la stabilité du réseau selon les propriétés caractérisant la dissipation d'énergie.

Tableau 3.1 : Robustesse des propriétés qualitatives du réseau face à des incertitudes

Incertitudes Composant C_i	Perturbations passives agissant sur le réseau	Perturbations quasi passives agissant sur le réseau	Perturbations agissant sur le réseau : $\varepsilon, \delta < 0$ (Théorème 2.11)	Incertitudes paramétriques ou dynamique non modélisée de C_i
Passifs	Stabilité préservée	Trajectoires bornées préservées	Stabilité préservée si $\varepsilon_i + \delta > 0$ $\varepsilon + \delta_i > 0$	Stabilité préservée (*)
Quasi passifs	Trajectoires bornées préservées	Trajectoires bornées préservées	Trajectoires bornées si $\varepsilon_i + \delta > 0$ $\varepsilon + \delta_i > 0$	Trajectoires bornées préservées (*)

(*) Dans la cas où les incertitudes sont modélisées selon une rétroaction négative et passive sur C_i

Si aucune caractérisation de la dissipation d'énergie ne peut être trouvée pour les systèmes étant à la source des perturbations, aucune conclusion ne peut être apportée par cette méthode. Un recours à l'analyse des valeurs propres semble nécessaire. Cependant, une approche constructive conduisant à une stabilité robuste du réseau passivisé face à de telles perturbations est esquissée en section 9.2 (5^{ème} point).

3.8. Conclusion

Des propriétés de stabilité du réseau ont été déduites à partir de sa décomposition en sous-

systemes passifs ou à rendre passifs. Dans les chapitres suivants, des travaux sont entrepris pour rendre passif certains composants couramment utilisés ou dont l'utilisation est prometteuse.

C'est le cas des moteurs asynchrones (Léchevin *et al.*, 98b), et des compensateurs de puissance réactive (Léchevin *et al.*, 98c) pour lesquels des lois de commande non linéaires sont développées afin d'obtenir des performances convenables de stabilisation ainsi que la propriété de passivité souhaitée. La propriété de passivité du transformateur et de certaines charges électriques (agrégat de moteurs ou moteur à forte puissance, chauffage thermostatique, transformateur à rapport variable) pouvant être modélisées par une dynamique non linéaire (relation puissance-tension) de degré quelconque sera analysée. Enfin, le cas du générateur sera étudié afin de développer un stabilisateur (*PSS*) rendant ce dernier passif.

PARTIE B

COMPOSANTS ÉLECTRIQUES ET PASSIVITÉ :

ANALYSE, SYNTHÈSE ET VALIDATION

CHAPITRE 4

MOTEUR ASYNCHRONE

Au chapitre précédent, nous avons développé une méthode pour l'analyse de la stabilité d'un réseau radial par l'approche de passivité. L'hypothèse centrale repose sur la propriété de passivité de chaque composant connecté au réseau supposé, lui aussi, passif. Dans ce chapitre, nous élaborons une stratégie à partir d'une commande non linéaire développée récemment, qui permet d'obtenir la propriété de passivité de l'ensemble constitué d'un redresseur à diodes, d'un onduleur de type IGBT/GTO et d'un moteur asynchrone. Cette propriété est obtenue pour les signaux d'erreur afin que la passivité soit perçue comme étant une dissipation de l'énergie uniquement liée aux perturbations. En régime nominal sans perturbation, les contraintes de commande sont celles couramment rencontrées pour une commande de type flux orienté, c-a-d stabilisation asymptotique en flux et en vitesse rotorique. Lorsque les perturbations apparaissent nous désirons que ces grandeurs soient bornées en plus de l'obtention de la propriété de passivité pour le système vue du réseau.

4.1 Commande à deux niveaux

Afin de pouvoir interpréter le bloc redresseur-onduleur-moteur asynchrone comme une charge strictement passive vue du réseau, nous choisissons de développer une commande à deux niveaux :

- un niveau dédié à la conception ou application d'une commande non linéaire (Taylor, 94) à flux orienté pour le moteur asynchrone ; cette commande se doit d'être à haute performance, c-a-d avoir un court temps de réponse, et de posséder une certaine robustesse face aux incertitudes paramétriques ; nous privilégions une loi de commande sans l'emploi d'observateur;

- un niveau décisionnel qui indique, suivant la présence ou non de perturbations, que l'on suppose mesurables, une modification de trajectoire à poursuivre par le système muni du régulateur développé au point précédent afin d'obtenir la stricte passivité.

Ce chapitre est organisé comme suit : le problème de commande est formulé à la section 4.2 ; la décomposition du système en sous-systèmes passifs ou à rendre passifs est explicitée à la section 4.3 ; la stratégie de commande pour obtenir la passivité du bloc moteur-onduleur est décrite à la section 4.4 ; à la section 4.5 est vérifiée la propriété de passivité du redresseur ; en section 4.6, quelques simulations corroborent l'approche suivie et nous concluons à la section 4.7.

4.2 Formulation du problème

Le système, composé d'un redresseur à diodes, d'un onduleur et d'un moteur asynchrone, est représenté à la figure 4.1.

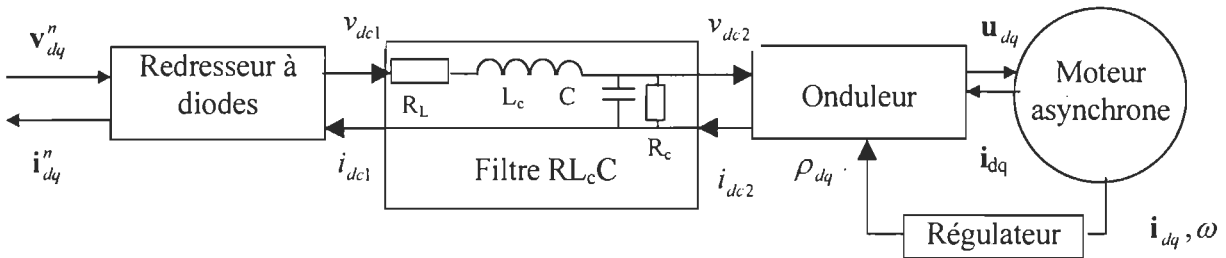


Figure 4.1: Moteur asynchrone muni des convertisseurs de puissance

À travers tout le chapitre, les modèles suivants seront utilisés (Bose, 86) :

- Moteur asynchrone dans le repère statorique dq :

$$i_d = \frac{L_{sr}R_r}{\sigma L_r^2} \psi_d + \frac{n_p L_{sr}}{\sigma L_r} \omega \psi_q - \gamma_d + \frac{1}{\sigma} u_d$$

$$i_q = \frac{L_{sr}R_r}{\sigma L_r^2} \psi_q - \frac{n_p L_{sr}}{\sigma L_r} \omega \psi_d - \gamma_q + \frac{1}{\sigma} u_q$$

$$\begin{aligned}
\dot{\psi}_d &= -\frac{R_r}{L_r} \psi_d - n_p \omega \psi_q + \frac{R_r L_{sr}}{L_r} i_d \\
\dot{\psi}_q &= -\frac{R_r}{L_r} \psi_q + n_p \omega \psi_d + \frac{R_r L_{sr}}{L_r} i_q \\
\dot{\omega} &= \frac{1}{J} \left(\frac{n_p L_{sr}}{L_r} (\psi_d i_q - \psi_q i_d) - \tau_l \right) \\
\tau &= \frac{n_p L_{sr}}{L_r} (\psi_d i_q - \psi_q i_d)
\end{aligned} \tag{4.1}$$

avec $\sigma = L_s - \frac{L_{sr}^2}{L_r}$, $\gamma = \frac{L_{sr}^2 R_r + L_r^2 R_s}{\sigma L_r^2}$

- Modèle moyenné d'un onduleur de type IGBT/GTO

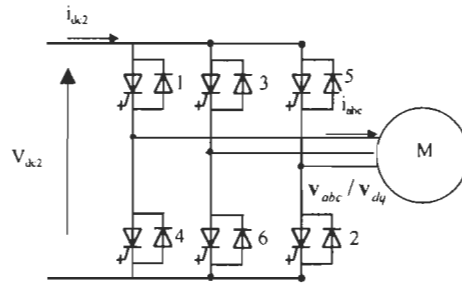


Figure 4.2 : Onduleur et moteur

$$\begin{aligned}
i_{dc2} &= 1.5 \rho_{dq}^T \mathbf{i}_{dq} \\
\mathbf{u}_{dq} &= v_{dc2} \rho_{dq}
\end{aligned} \tag{4.2}$$

- Modèle moyenné du redresseur à diodes avec angle de commutation dû aux impédances de ligne.

$$\begin{aligned}
v_{dc1} &= \frac{3\sqrt{6}}{\pi} v_a - \frac{3L_f \omega^n}{\pi} i_{dc1} \\
u &= \arccos \left(1 - \frac{i_{dc1}}{v_a} L_f \omega^n \sqrt{\frac{2}{3}} \right) \\
\varphi &= \arctg \left(\frac{\sin(2u) - 2u}{1 - \cos(2u)} \right) \\
i_a &= \frac{\sqrt{6}}{\pi} \alpha i_{dc1}
\end{aligned} \tag{4.3}$$

$$\alpha = \sqrt{\frac{(1 - \cos(2u))^2 + 4u^2}{4(1 - \cos(2u))}}$$

v_a représente l'amplitude de la tension du réseau triphasé ; φ est le déphasage entre le courant fondamental absorbé par le redresseur et la tension fondamentale phase-neutre du réseau.

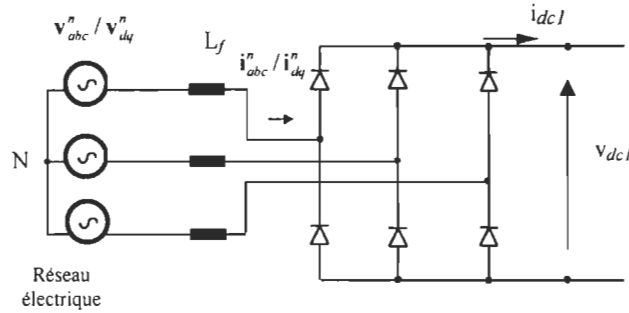


Figure 4.3 : Redresseur à diodes

Avec la transformation **P** de Park-Blondel

$$\mathbf{P}_{abc,dq}(t) = \begin{bmatrix} \cos(\omega_{1^*}^n t) & \cos\left(\omega_{1^*}^n t - \frac{2}{3}\pi\right) & \cos\left(\omega_{1^*}^n t + \frac{2}{3}\pi\right) \\ -\sin(\omega_{1^*}^n t) & -\sin\left(\omega_{1^*}^n t - \frac{2}{3}\pi\right) & -\sin\left(\omega_{1^*}^n t + \frac{2}{3}\pi\right) \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

le réseau électrique triphasé supposé équilibré s'exprime dans le repère quadratique dq comme suit

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_{dq}^n &= \frac{3}{2} \begin{bmatrix} v_a \sin(\Delta) \\ -v_a \cos(\Delta) \end{bmatrix} \\ \mathbf{i}_{dq}^n &= \frac{3}{2} \begin{bmatrix} i_a \sin(\Delta) \\ -i_a \cos(\Delta) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.4)$$

avec $\Delta = (\omega^n - \omega_{1^*}^n)t + \Delta'$ le déphasage du réseau par rapport à la phase synchrone de référence $\omega_{1^*}t$ du réseau. Les indices 1^* et n décrivent respectivement l'état des variables lorsque celles-ci sont dans leur état nominal en l'absence de perturbations et lorsqu'elles se réfèrent au réseau

électrique.

Hypothèse 4.1 Les perturbations $\tilde{\mathbf{v}}_{dq}^n = \mathbf{v}_{dq}^n - \mathbf{v}_{dq}^{n*}$ sont supposées bornées, continues et de classe C^k avec k suffisamment élevé. De plus le système est supposé être bien posé, en particulier pour toute perturbation $\tilde{\mathbf{v}}_{dq}^n$ l'état du système est défini de façon unique. •

Formulation du problème de passivité - Soit le système décrit par les équations (4.1-4.4) et l'*Hypothèse 4.1*, l'objectif de commande est de réaliser un régulateur ρ_{dq} tel que

1- en l'absence de perturbations sur le réseau, le moteur asynchrone possède une vitesse ω et un flux rotorique ψ_r convergeant asymptotiquement et globalement vers une trajectoire prédéfinie bornée et de classe C^k avec k suffisamment élevé ;

2- en présence de perturbations sur le réseau, l'état du moteur est borné, ω et ψ_r sont asymptotiquement stables et le système satisfait, vu du réseau électrique, l'inégalité de passivité suivante

$$\int_{t_{per}}^T \tilde{\mathbf{v}}_{dq}^{nT}(t) \tilde{\mathbf{i}}_{dq}^n(t) dt \geq V(\mathbf{x}(T)) - V(\mathbf{x}(t_{per})), \forall T \in [t_{per}, t_{per} + \delta_{per}] \quad (4.5)$$

où t_{per} et δ_{per} sont respectivement le temps d'apparition de la perturbation et sa durée d'apparition, $V(\mathbf{x}(t))$ est la fonction de stockage du système et \mathbf{x} l'état du système. •

Remarque : La contrainte de passivité est exprimée avec les signaux d'erreur, c-a-d les signaux de perturbation (en tension ou en courant) afin d'obtenir un résultat de stabilité qui interprète l'atténuation des perturbations. Autrement dit, le système ainsi rendu passif dissipe l'énergie correspondant aux perturbations.

4.3 Décomposition du système en rétroaction de sous-systèmes

Comme nous l'avons déjà mentionné au chapitre 2, l'un des avantages de la passivité est sa propriété d'invariance lorsque certains types de rétroaction sont considérés (Van der Schaft, 96; Slotine *et al.*, 91). Puisque nous désirons rendre le système passif, celui-ci est décomposé, dans cette section, en plusieurs sous-systèmes rétro-agissant selon des cascades

successives. De cela, les systèmes passifs ou à rendre passifs sont caractérisés afin d'obtenir la propriété de passivité globale. La décomposition (figure 4.4) est réalisée pour les systèmes délivrant des signaux d'erreurs et comporte trois blocs principaux : le redresseur, le filtre RL_cC et le bloc onduleur-moteur.

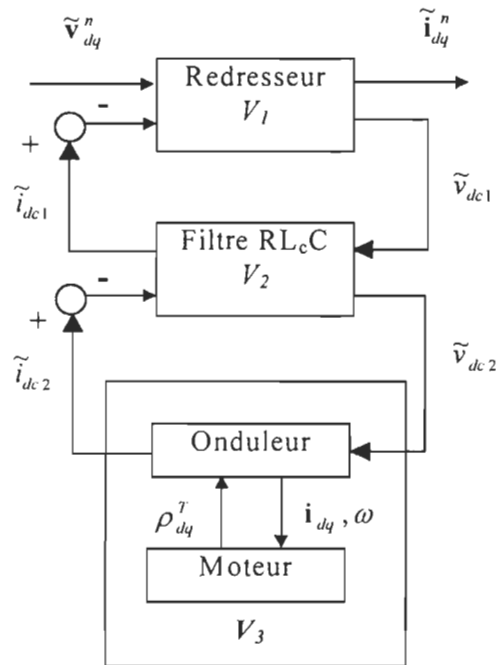


Figure 4.4: Décomposition du système d'entraînement du moteur asynchrone en rétroaction de sous-systèmes passifs ou à rendre passifs

Tout d'abord, en utilisant la fonction de stockage $V_2 = \frac{1}{2} (L_c \tilde{i}_{dc1}^2 + C \tilde{v}_{dc2}^2)$, nous pouvons montrer, d'après la figure 4.5, en dérivant cette dernière et à partir des équations du filtre

$$\dot{\tilde{v}}_{dc1} = L_c \dot{\tilde{i}}_{dc1} + R_L \tilde{i}_{dc1} + \tilde{v}_{dc2}$$

$$\tilde{i}_{dc1} - \tilde{i}_{dc2} = C \dot{\tilde{v}}_{dc2} + \frac{\tilde{v}_{dc2}}{R_c}$$

que le filtre RL_cC satisfait l'inégalité de passivité suivante pour la paire $([\tilde{v}_{dc1} \quad \tilde{v}_{dc2}]^T, [\tilde{i}_{dc1} \quad -\tilde{i}_{dc2}]^T)$:

$$\int_{t_{per}}^T (\tilde{v}_{dc1}(t)\tilde{i}_{dc1}(t) - \tilde{v}_{dc2}(t)\tilde{i}_{dc2}(t))dt = V_2(T) - V_2(t_{per}) + \int_{t_{per}}^T \left(R_L \tilde{i}_{dc1}^2 + \frac{\tilde{v}_{dc2}^2}{R_c} \right) dt \geq V_2(T) - V_2(t_{per}) \quad (4.6)$$

$$\forall T \in [t_{per} \quad t_{per} + \delta_{per}]$$

où t_{per} représente le temps d'apparition de la perturbation et δ_{per} la durée d'apparition de la perturbation.

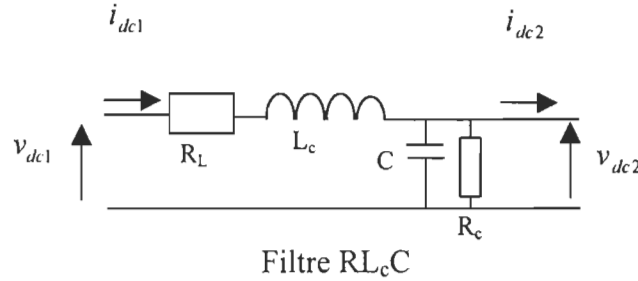


Figure 4.5 : Filtre RL_cC

Par conséquent, s'il est possible de trouver une loi de commande ρ_{dq} , telle que l'erreur de poursuite du moteur avec l'onduleur satisfasse, pour $V_3 > 0$

$$\int_{t_{per}}^T \tilde{i}_{dc2}(t)\tilde{v}_{dc2}(t) dt \geq V_3(\tilde{\mathbf{x}}(T)) - V_3(\tilde{\mathbf{x}}(t_{dis})), \forall T \in [t_{per} \quad t_{per} + \delta_{per}] \quad (4.7)$$

et si il est possible de vérifier, voir la section 4.5, que le redresseur à diodes est passif pour la paire $\left(\begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{v}}_{dq}^{nT} & \tilde{v}_{dc1} \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{i}}_{dq}^n & -\tilde{i}_{dc1} \end{bmatrix} \right)$, c-a-d il existe une fonction de stockage V_I telle que

$$\int_{t_{per}}^T (\tilde{\mathbf{v}}_{dq}^{nT}(t)\tilde{\mathbf{i}}_{dq}^n(t) - \tilde{i}_{dc1}(t)\tilde{v}_{dc1}(t))dt \geq V_1(\tilde{\mathbf{x}}(T)) - V_1(\tilde{\mathbf{x}}(t_{per})), \forall T \in [t_{per} \quad t_{per} + \delta_{per}] \quad (4.8)$$

alors le système total satisfait l'inégalité de passivité

$$\int_{t_{per}}^T \tilde{\mathbf{v}}_{dq}^{nT}(t)\tilde{\mathbf{i}}_{dq}^n(t) dt \geq W_1(\tilde{\mathbf{x}}(T)) - W_1(\tilde{\mathbf{x}}(t_{per})), \forall T \in [t_{per} \quad t_{per} + \delta_{per}] \quad (4.9)$$

où W_1 est la fonction de stockage pour le système entier, c-a-d $W_1 = V_1 + V_2 + V_3$. Nous pouvons alors conclure que la paire $(\tilde{\mathbf{v}}_{dq}^n, \tilde{\mathbf{i}}_{dq}^n)$ est passive, c-a-d le système est passif vu du réseau électrique.

Il est cependant nécessaire, d'après l'analyse de stabilité développée au chapitre 3, de faire

ressortir, dans l'inégalité (4.9), un terme dissipatif en $\tilde{\mathbf{v}}_{dq}^n$. Nous verrons à la section 4.5, que ce terme apparaît lors de l'étude du redresseur au niveau de la fonction de stockage V_I dans (4.8).

Dans la section suivante, le développement d'une loi de commande ρ_{dq} qui est telle que l'inégalité (4.7) soit vérifiée, est considérée.

4.4 Bloc moteur-onduleur: stratégie de commande passivisante

Plusieurs étapes seront développées dans cette sous-section concernant l'obtention de la passivité et l'analyse du système :

- la formulation de l'objectif de passivité à l'entrée du bloc moteur-onduleur selon une trajectoire du flux rotorique à poursuivre ;
- la transformation du système sous la forme d'une cascade de sous-systèmes permettant l'analyse de la stabilité ;
- l'analyse de la stabilité du système muni de la loi de commande non linéaire couplée à la dynamique permettant l'obtention de la nouvelle trajectoire du flux rotorique ;

L'objectif étant de réaliser une loi de commande ρ_{dq} qui satisfasse (4.7), pour le moteur asynchrone muni de l'onduleur, le taux d'alimentation $\tilde{v}_{dc2} \tilde{i}_{dc2}$ est reformulé en utilisant (4.2) comme suit

$$\tilde{v}_{dc2} \tilde{i}_{dc2} = 1.5 \tilde{v}_{dc2} \left(\rho_{dq}^T \mathbf{i}_{dq} - \rho_{dq}^{1*T} \mathbf{i}_{dq}^{1*} \right) \quad (4.10)$$

où (1*) est utilisé pour dénoter un état nominal non perturbé. En choisissant

$$\rho_{dq} = \frac{\mu_{dq}}{v_{dc2}} = \frac{\mu_{dq}}{v_{dc2}^{1*} + \tilde{v}_{dc2}}$$

avec μ_{dq} comme loi de commande de premier niveau, c-a-d stabilisant le système autour d'une trajectoire à définir, alors (4.2) implique que le signal de commande perçu par le moteur est $\mathbf{u}_{dq} = \mu_{dq}$. Cela signifie que la réponse du système est rendue indépendante du signal de

perturbation \tilde{v}_{dc2} , en particulier la valeur d'opération de la vitesse du rotor demeure indépendante des perturbations. Pour que l'inégalité de passivité (4.7) soit satisfaite, il est suffisant que

$$\tilde{v}_{dc2} \tilde{i}_{dc2} = 1.5 \tilde{v}_{dc2} \left(\frac{\mu_{dq}^T \mathbf{i}_{dq}}{v_{dc2}^{1*} + \tilde{v}_{dc2}} - \frac{\mu_{dq}^{1*T} \mathbf{i}_{dq}^{1*}}{v_{dc2}^{1*}} \right) \geq 0 \quad (4.11)$$

Le problème de passivité, pour l'ensemble moteur plus onduleur, est maintenant équivalent à développer une loi μ_{dq} de façon à avoir $\tilde{v}_{dc2} \tilde{i}_{dc2} \geq 0$. Ceci peut être réalisé si $\mu_{dq}^T \mathbf{i}_{dq}$ suit exactement la trajectoire $\mu_{dq}^{*T} \mathbf{i}_{dq}^*$ à définir de façon à ce qu'elle satisfasse elle aussi la condition

$$\mu_{dq}^{*T} \mathbf{i}_{dq}^* = \beta \mu_{dq}^{1*T} \mathbf{i}_{dq}^{1*} = \mu_{dq}^{2*T} \mathbf{i}_{dq}^{2*} \quad (4.12)$$

avec $\beta \in \{\beta_1, \beta_2\}$ une constante réelle qui satisfait

$$\beta_1 > 1 + \varepsilon \text{ si } \tilde{v}_{dc2} > 0$$

$$\beta_2 < 1 + \varepsilon \text{ sinon,}$$

$$\text{avec } \varepsilon = \frac{\tilde{v}_{dc2}}{v_{dc2}^{1*}}.$$

Dans ce qui suit, l'indice (*) est utilisé pour dénoter la trajectoire à suivre qui satisfait l'inégalité (4.12) ; rappelons que (1*) est utilisé pour indiquer un état non perturbé et (2*) pour indiquer le nouveau point d'équilibre de (*) dans (4.12) lorsque la perturbation est présente. Du fait du choix de la commande non linéaire, nous verrons dans la suite que les variables en (*) définissent une dynamique.

Puisque les perturbations sont supposées bornées, il est possible de définir une amplitude maximum pour $\varepsilon \in I_{\tilde{v}_{dc2}} = \{\varepsilon_m, \varepsilon_M\}$, où ε_m et ε_M sont respectivement les valeurs minimales et maximales de ε , de telle façon que l'équation (4.12) soit satisfaite pour toutes perturbations bornées. De là, nous pouvons définir une référence dynamique (*) à poursuivre qui conduit le système de l'état non perturbé (1*) au nouvel état (2*) assurant la passivité.

Remarque Il serait possible de choisir une commande de la forme $\rho_{dq} = \frac{\mu_{dq}}{v_{dc2}^{1*}}$. Avec ce choix,

(4.11) devient $\tilde{v}_{dc2} \tilde{i}_{dc2} = 1.5 \tilde{v}_{dc2} \left(\frac{\mu_{dq}^T \mathbf{i}_{dq}}{v_{dc2}^{1*}} - \frac{\mu_{dq}^{1*T} \mathbf{i}_{dq}^{1*}}{v_{dc2}^{1*}} \right)$ et le signal de commande du moteur devient

$\mathbf{u}_{dq} = \frac{\mu_{dq}}{v_{dc2}^{1*}} v_{dc2}$. Si l'on peut prouver que $\frac{v_{dc2}}{v_{dc2}^{1*}} = 1 + \frac{\tilde{v}_{dc}}{v_{dc2}^{1*}}$ a une influence telle que le produit

exprimé précédemment soit positif, alors l'objectif de passivité est obtenu. Cependant, le signal de commande \mathbf{u}_{dq} dépend directement des perturbations. Nous avons donc une perte de contrôle sur le comportement du moteur. Ceci n'est pas le cas de la loi de commande développée dans cette section qui n'est qu'indirectement couplée aux perturbations : le signal de commande et donc le comportement du moteur ne dépend uniquement que du signe de la perturbation. L'amplitude du changement des trajectoires est librement choisie par le concepteur. •

Beaucoup de commandes non linéaires dédiées à la régulation des moteurs asynchrones ont été développées (Taylor, 94). La contrainte (4.12) pourrait être utilisée, *a priori*, à partir de n'importe qu'elle loi de commande, cependant nous utiliserons en particulier la loi conçue par Ortega *et al.* (96) (Nicklasson *et al.*, 97) qui semble être bien adaptée à la problématique de passivité. Tout d'abord, cette loi donne de bonnes performances dynamiques en terme de poursuite de la vitesse et du flux rotorique ainsi que du couple mécanique. La loi démontre certaines propriétés de robustesse, notamment face aux variations de la résistance rotorique, et n'exige pas l'utilisation d'observateurs (Kim *et al.*, 97). Seulement la mesure de la vitesse et des courants statoriques est nécessaire. De plus, la loi de commande permet d'obtenir directement une trajectoire référence à poursuivre nécessaire à l'emploi de la commande d'anticipation. Rappelons la loi de commande (Ortega *et al.*, 96 ; Nicklasson *et al.*, 97) qui stabilise asymptotiquement le moteur le long de trajectoires en vitesse et flux rotorique

Considérons les notations suivantes

$$\Psi_{dq}^* = \Psi_r^* e^{j\rho^*}, J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, e^{j\theta} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix}$$

La loi s'exprime comme suit:

$$\begin{aligned}
\dot{\rho}^* &= n_p \omega + \frac{R_r \tau^*}{n_p \psi_r^{*2}} \\
\mathbf{i}_{dq}^* &= \frac{e^{j\rho^*}}{L_{sr}} \left(\frac{L_r}{R_r} \dot{\psi}_r^* + \psi_r^* + J \frac{L_r \tau^*}{\psi_r^*} \right) \\
\tau^* &= J \dot{\omega}^* - z_f + \tau_l \\
\dot{z}_f &= -a_f z_f + b_f (\omega - \omega^*) \\
\mu_{dq} &= \sigma \left(\gamma \dot{\mathbf{i}}_{dq}^* + \frac{n_p L_{sr} \omega}{\sigma L_r} \begin{bmatrix} -\psi_q^* \\ \psi_d^* \end{bmatrix} - \frac{L_{sr} R_r}{\sigma L_r^2} \begin{bmatrix} \psi_d^* \\ \psi_q^* \end{bmatrix} + \frac{d\mathbf{i}_{dq}^*}{dt} - \mathbf{K}(\mathbf{i}_{dq}^* - \dot{\mathbf{i}}_{dq}^*) \right)
\end{aligned} \tag{4.13}$$

Ainsi la contrainte (4.12) devient

$$\frac{\mu_{dq}^{*T} \dot{\mathbf{i}}_{dq}^*}{\sigma} = \mathbf{i}_{dq}^{*T} \frac{d\mathbf{i}_{dq}^*}{dt} + \gamma \mathbf{i}_{dq}^{*T} \dot{\mathbf{i}}_{dq}^* + \frac{n_p L_{sr} \omega}{\sigma L_r} (\psi_d^* \dot{i}_q^* - \psi_q^* \dot{i}_d^*) - \frac{L_{sr} R_r}{\sigma L_r^2} (\psi_d^* \dot{i}_d^* + \psi_q^* \dot{i}_q^*) = 2p$$

D'où la dynamique dont la trajectoire ψ_r^* est la fonction solution de l'équation

$$\begin{aligned}
\ddot{\psi}_r^* \left(\frac{L_r^2}{L_{sr}^2 R_r^2} \dot{\psi}_r^* + \frac{L_r}{L_{sr}^2 R_r} \psi_r^* \right) + \dot{\psi}_r^{*2} \left(\frac{L_r}{L_{sr}^2 R_r} + \frac{\gamma L_r^2}{L_{sr}^2 R_r^2} \right) + \psi_r^* \dot{\psi}_r^* \left(\frac{1}{L_{sr}^2} - \frac{1}{\sigma L_r} + \frac{2\gamma L_r}{L_{sr}^2 R_r} \right) \\
+ \psi_r^{*2} \left(\frac{\gamma}{L_{sr}^2} - \frac{R_r}{\sigma L_r^2} \right) + \frac{n_p \omega}{\sigma} \tau^* + \frac{\gamma L_r^2 \tau^{*2}}{L_{sr}^2 \psi_r^{*2}} + \frac{L_r^2 \tau^* (\dot{\tau}^* \psi_r^* - \tau^* \dot{\psi}_r^*)}{\psi_r^{*3}} = 2p
\end{aligned} \tag{4.14}$$

$$\text{avec } 2p = \beta 1p = \frac{\beta}{\sigma} \mu_{dq}^{1*T} \dot{\mathbf{i}}_{dq}^{1*} = \frac{1}{\sigma} \mu_{dq}^{2*T} \dot{\mathbf{i}}_{dq}^{2*}.$$

Hypothèse 4.2 Le couple de charge τ_l est supposé être inertiel et en particulier aucun frottement n'est pris en compte. •

Remarque

Cette hypothèse est nécessaire pour prouver la stabilité asymptotique locale du système sinon $\frac{\partial \mathbf{P}_l}{\partial \mathbf{z}_l}(\mathbf{0}, \mathbf{0}) \neq \mathbf{0}$ (voir dans la suite). La stabilité asymptotique couplé à un résultat de la théorie des systèmes perturbés (Khalil, 96, p.211) impliquerait un bornage ultime des trajectoires, les bornes dépendant de l'amplitude de τ_l . •

Puisque nous avons $\tau_l = 0$ et $J = J_{moteur} + J_{charge}$, alors la valeur du couple désiré à l'état stationnaire est $\tau^* = 0$. Par conséquent, la dynamique du flux référence décrite par (4.14) possède un nouvel état d'équilibre ψ_r^{2*} qui satisfait l'inégalité de passivité (c.f. annexe C pour $\tau_l \neq 0$)

$$\psi_r^{2*} = \sqrt{\frac{2p}{\left(\frac{\gamma}{L_{sr}^2} - \frac{R_r}{\sigma L_r^2}\right)}} \quad (4.15)$$

La dynamique du flux référence nécessaire pour obtenir la passivité dépend de la réponse en vitesse du moteur et du couple désiré qui dépend, lui aussi, de la vitesse réelle. Nous devons montrer que la dynamique (4.14) combinée au moteur (4.1) régulé par la loi de commande (4.13) forme un système stable. La dynamique (4.14) est une équation différentielle du deuxième ordre et du deuxième degré exprimée sous une forme implicite. Son analyse étant assez complexe selon la formulation de l'équation (4.14), celle-ci sera donc linéarisée autour du nouveau point d'équilibre ψ_r^{2*} . En conséquence, la conclusion de stabilité sera locale. L'équation (4.15) montre que ψ_r^{2*} dépend de $\sqrt{1+\varepsilon}$ (fonction \tilde{v}_{dc2}).

La linéarisation de la dynamique exposée dans sa forme explicite (4.14) dans un voisinage de ψ_r^{2*} ne nécessite pas que de trop petites valeurs de \tilde{v}_{dc2} soient prises en compte. Soit l'état d'erreur suivant $\mathbf{z}_l^T = [\psi_r^* - \psi_r^{2*}, \dot{\psi}_r^* - \dot{\psi}_r^{2*}]$ utilisé dans la linéarisation du système (4.14) qui dépend de 2p (fonction du signe de la perturbation). La dynamique linéarisée peut être symboliquement écrite sous la forme

$$\dot{\mathbf{z}}_l = \mathbf{A}_l \mathbf{z}_l + \mathbf{p}_l(\mathbf{z}_l, \tilde{\mathbf{x}}) \quad (4.16)$$

où $\mathbf{A}_l = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ a & b \end{bmatrix}$, a et b sont calculés à l'annexe A ;

$\tilde{\mathbf{x}} = [\tilde{\psi}_{dq}^T \tilde{\mathbf{i}}_{dq}^T \tilde{\tau} \tilde{\omega}]^T$ est l'erreur de poursuite du moteur.

Les expressions formulées à l'annexe A montrent que $\mathbf{p}_l(\mathbf{z}_l, \mathbf{0}) = \mathbf{0}$ et que, de plus, le couple désiré τ^* et l'erreur de poursuite de la vitesse $\tilde{\omega}$ factorisent l'expression \mathbf{p}_l , ce qui permet de dire que

$$\frac{\partial \mathbf{p}_l}{\partial \mathbf{z}_l}(\mathbf{0}, \mathbf{0}) = \mathbf{0}$$

Dans ce qui suit, une propriété importante de stabilité peut être affirmée moyennant le respect de certaines contraintes qui dépendent de la valeur des paramètres du moteur. Ces expressions étant assez complexes, le respect des contraintes n'est pas prouvé formellement mais plutôt vérifiée numériquement en prenant les paramètres de moteurs de tailles différentes. En particulier, a et b sont trouvés négatifs. Ainsi, il est nécessaire de montrer que $|b| < 2\sqrt{|a|}$ afin de prouver que \mathbf{A}_f est une matrice de Hurwitz. Ceci conduit à vérifier la condition

$$\frac{p^{22}}{R_r^2 \left(\frac{\gamma}{L_{sr}^2} - \frac{R_r}{\sigma L_r^2} \right)} \left(-\frac{R_r^2}{\gamma L_{sr}^2 - \frac{R_r L_{sr}^4}{\sigma L_r^2}} + \frac{2L_r R_r \left(3 - \frac{\gamma L_r}{R_r} \right)}{L_{sr}^2} - \frac{L_r^2}{R_r^2} \left(\frac{\gamma}{L_{sr}^2} - \frac{R_r}{\sigma L_r^2} \right) \right) > 0 \quad (4.17)$$

De même que pour a et b , l'inégalité est vérifiée numériquement. Ceci permet de dire que le système (4.16) est exponentiellement stable lorsque $\tilde{\mathbf{x}} = \mathbf{0}$, c-a-d $\tau^* = 0$. En conséquence, il existe un changement de repère \mathbf{T} tel qu'avec l'état $\mathbf{z} = \mathbf{T} [\psi_r^* - \psi_r^{2*} \quad \dot{\psi}_r^* - \dot{\psi}_r^{2*}]^T$, la dynamique du flux désiré au voisinage de ψ_r^{2*} s'exprime comme suit

$$\dot{\mathbf{z}} = \mathbf{A}\mathbf{z} + \mathbf{p}(\mathbf{z}, \tilde{\mathbf{x}}) \quad (4.18)$$

où $\mathbf{A} = \text{diag}(\lambda_1, \lambda_2)$; λ_1, λ_2 sont les valeurs propres négatives de \mathbf{A} et \mathbf{p} est l'image de \mathbf{p}_f par la transformation \mathbf{T} qui laisse inchangée les propriétés de \mathbf{p}_f .

La dynamique (4.19), (4.20) formée par l'erreur de poursuite du moteur s'exprime initialement à partir de l'état $\tilde{\mathbf{x}} = \mathbf{x} - \mathbf{x}^*$.

$$\begin{bmatrix} \dot{\tilde{\mathbf{i}}}_{dq}^T \\ \dot{\tilde{\psi}}_{dq}^T \end{bmatrix} = (\mathbf{A}_m - \mathbf{K}) \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{i}}_{dq}^T \\ \tilde{\psi}_{dq}^T \end{bmatrix} \quad (4.19)$$

$$\begin{bmatrix} \ddot{\omega} - \ddot{\omega}^* \\ \dot{z}_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{J} \\ b_f & -a_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\omega} - \dot{\omega}^* \\ z_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{J} \\ 0 \end{bmatrix} (\tau - \tau^*) \quad (4.20)$$

où \mathbf{A}_m est la matrice des paramètres du moteur et \mathbf{K} la matrice de gain du régulateur telle que $(\mathbf{A}_m - \mathbf{K})$ soit définie négative; a_f et b_f sont les paramètres du filtre assurant le taux de convergence souhaité de la vitesse du rotor.

$$\mathbf{A}_m = \begin{bmatrix} -\gamma_1 & 0 & \frac{L_{sr}R_r}{\sigma L_r^2} & \frac{n_p L_{sr}\omega}{\sigma L_r} \\ 0 & -\gamma_2 & -\frac{n_p L_{sr}\omega}{\sigma L_r} & \frac{L_{sr}R_r}{\sigma L_r^2} \\ \frac{R_r L_{sr}}{L_r} & 0 & -\frac{R_r}{L_r} & -n_p\omega \\ 0 & \frac{R_r L_{sr}}{L_r} & n_p\omega & -\frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix}$$

Il est possible de reformuler la dynamique (4.19), (4.20) en fonction de l'état $\bar{\mathbf{x}} = \mathbf{x} - \mathbf{x}^{2^*}$ qui exprime l'erreur de l'état réel du système par rapport au nouveau point d'équilibre correspondant à l'équation de passivité (4.12)

$$\begin{bmatrix} \dot{\bar{\mathbf{i}}}_{dq} \\ \dot{\bar{\Psi}}_{dq} \end{bmatrix} = (\mathbf{A}_m - \mathbf{K}) \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{i}}_{dq} \\ \bar{\Psi}_{dq} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \dot{\mathbf{i}}_{dq} \\ \dot{\Psi}_{dq} \end{bmatrix} + (\mathbf{A}_m - \mathbf{K}) \begin{bmatrix} \dot{\bar{\mathbf{i}}}_{dq} \\ \dot{\bar{\Psi}}_{dq} \end{bmatrix} \quad (4.21)$$

avec $\bar{\mathbf{x}} = \mathbf{x}^{2^*} - \mathbf{x}^*$.

La propriété de passivité est obtenue en définissant une nouvelle trajectoire (4.14) à suivre. La trajectoire correspondant à la vitesse rotorique est inchangée et elle demeure constante et égale à la vitesse de fonctionnement avant la perturbation, autrement dit $\omega^\circ = \omega^{2^*}$, c-a-d $\tilde{\omega} = \bar{\omega}$. En conséquence, la dynamique d'erreur (4.20) ainsi que le couple désiré τ^* sont inchangés, que l'on considère l'état $\tilde{\omega}$ ou l'état $\bar{\omega}$.

La dynamique (4.21) dépend de $\bar{\mathbf{x}}$. Il serait souhaitable qu'elle ne dépende que de $\mathbf{z}^T = [z_1 \ z_2] = [\psi_r^\circ - \psi_r^{2^*} \ \dot{\psi}_r^\circ - \dot{\psi}_r^{2^*}]$, c-a-d $\dot{\bar{\mathbf{i}}}_{dq}, \dot{\bar{\Psi}}_{dq}, \dot{\bar{\Psi}}_{dq}, \bar{\Psi}_{dq}$ soient fonction de \mathbf{z} . Pour cela, remarquons d'abord, d'après les trois premières équations de (4.13), que

$$\begin{aligned} \Psi_{dq}^\circ &= (\psi_r^{2^*} - z_1) e^{j\rho^\circ} \\ \dot{\rho}^\circ &= n_p (\omega^{2^*} + \bar{\omega}) + \frac{R_r \tau^{2^*}}{n_p (\psi_r^{2^*} - z_1)^2} \end{aligned} \quad (4.22)$$

$$\dot{\bar{\mathbf{i}}}_{dq} = \frac{e^{j\rho^\circ}}{L_{sr}} \left(\frac{L_r}{R_r} (\dot{\psi}_r^{2^*} - \dot{z}_2) + (\psi_r^{2^*} - z_1) + j \frac{L_r \tau^{2^*}}{(\psi_r^{2^*} - z_1)} \right)$$

On déduit que les termes correspondant à la trajectoire (*) s'expriment en fonction de \mathbf{z} et de termes en (2*) et $\bar{\omega}$. Il en est de même si l'on considère les dérivées des flux et des courants.

De plus, les trajectoires (2*) ne s'expriment qu'en fonction de $\psi_r^{2^*}$ et de $\bar{\omega}$, comme nous pouvons le remarquer en (4.23)

$$\begin{aligned}\Psi_{dq}^{2*} &= \psi_r^{2*} e^{j\rho^{2*}} \\ \dot{\rho}^{2*} &= n_p (\omega^{2*} + \bar{\omega}) + \frac{R_r \tau^{2*}}{n_p \psi_r^{2*2}} \\ \mathbf{i}_{dq}^{2*} &= \frac{e^{j\rho^{2*}}}{L_{sr}} \left(\frac{L_r}{R_r} \dot{\psi}_r^{2*} + \psi_r^{2*} + j \frac{L_r \tau^{2*}}{\psi_r^{2*}} \right)\end{aligned}\quad (4.23)$$

Il en est de même pour les dérivées du flux et du courant.

L'ensemble des remarques précédentes permet de dire que les variables $\dot{\mathbf{i}}_{dq}, \ddot{\mathbf{i}}_{dq}, \dot{\Psi}_{dq}, \ddot{\Psi}_{dq}$ dépendent de $\mathbf{z}, \bar{\omega}, \omega^{2*}$ et ψ_r^{2*} . En conséquence, en tenant compte du fait que ω^{2*} et ψ_r^{2*} sont des grandeurs constantes, il est possible d'écrire le système formé de (4.21) et (4.20) sous la forme d'un système dynamique autonome ne dépendant que de $\bar{\mathbf{x}}$ et \mathbf{z}

$$\dot{\bar{\mathbf{x}}} = \mathbf{f}_m(\bar{\mathbf{x}}, \mathbf{z}) \quad (4.24)$$

On remarque, de plus, que si $\mathbf{z}=\mathbf{0}$, les termes $\dot{\mathbf{i}}_{dq}, \ddot{\mathbf{i}}_{dq}, \dot{\Psi}_{dq}, \ddot{\Psi}_{dq}$ sont nuls dans (4.21) ou plus généralement dans (4.24). Dans ce cas, $\mathbf{z}=\mathbf{0}$, le système (4.24) décrit un problème de régulation pour la référence de flux constant ψ_r^{2*} .

Cette dernière dynamique ((4.24), $\mathbf{z}=\mathbf{0}$) décrit l'erreur de poursuite du moteur asynchrone pour lequel le point d'équilibre $\mathbf{0}$ est démontré être globalement asymptotiquement stable (Nicklasson, 97). En conséquence, avec les propriétés (stabilité, condition sur l'état 0) de la dynamique (4.18) considérée localement et exprimant le flux référence nécessaire à l'obtention de la passivité, la dynamique d'erreur (4.24) exprimant l'erreur de régulation du moteur couplée au système (4.18) possède un point d'équilibre $(\bar{\mathbf{x}}, \mathbf{z}) = (\mathbf{0}, \mathbf{0})$ asymptotiquement stable (Isidori, 89, p 442) si la perturbation garde un signe constant avant que le système ne regagne un état non perturbé.

En effet, la dynamique linéarisée (4.16) et par conséquent la dynamique (4.18) dépendent de la consigne en flux ψ_r^{2*} qui permet d'obtenir la passivité. Si pendant l'apparition $[t_{per} \ t_{per} + \delta_{per}]$ de la perturbation sur le système, celle-ci conserve un signe constant (surtension ou sous-tension), β est constant, il en est de même pour p^2 et ψ_r^{2*} . Dans le cas contraire, β prend successivement les valeurs β_1 et β_2 (suivant le signe des perturbations) et ψ_r^{2*} prend également deux valeurs associées à β_1 et β_2 . Dans ce cas, le système dynamique (4.18) n'est plus autonome

sur $[t_{per} \ t_{per} + \delta_{per}]$ et le théorème (Isidori, 89, p 442) permettant de conclure à la stabilité n'est plus applicable. Il est cependant possible de contourner la difficulté. Soit une partition $\pi = (t_i)_{i=1, \dots, n}$ telle que $t_{per} = t_1 < \dots < t_i < \dots < t_n = t_{per} + \delta_{per}$ et telle que le signe de la perturbation \tilde{v}_{dc2} soit constant sur $\pi_i = [t_i \ t_{i+1}]$, $i = 1, \dots, n-1$. Nous aurions pu choisir β_1 et β_2 de façon à ce que la perturbation en tension soit bornée par une fonction continue, mais puisque β_1 et β_2 sont des bornes constantes, β est constante sur π_i . On peut considérer le système (4.18), (4.24) autonome sur π_i . On peut donc appliquer le théorème de stabilité (Isidori, 89, p 442) sur π_i , mais nous ne pouvons conclure à la stabilité asymptotique car il faut pour cela que $(\bar{\mathbf{x}}, \mathbf{z}) \rightarrow (\mathbf{0}, \mathbf{0})$ lorsque le temps tend vers l'infini ce qui n'est pas possible sur π_i . Sur π_1 , nous avons un système stable, c'est à dire pour tout $\varepsilon_1 > 0$, il existe $\eta_1(\varepsilon)$ tel que $\left\| \begin{matrix} \bar{\mathbf{x}}(t_1) \\ \mathbf{z}(t_1) \end{matrix} \right\|_2 < \eta_1$ implique $\left\| \begin{matrix} \bar{\mathbf{x}}(t) \\ \mathbf{z}(t) \end{matrix} \right\|_2 < \varepsilon_1$ pour $t \in \pi_1$.

Or ψ_r^{2*} peut prendre trois états : (i) ${}^o\psi_r^{2*}$ lorsque $\tilde{v}_{dc2} = 0$; (ii) ${}^+\psi_r^{2*}$ lorsque $\tilde{v}_{dc2} > 0$; (iii) ${}^-\psi_r^{2*}$ lorsque $\tilde{v}_{dc2} < 0$.

Bien que le système d'erreur (4.24) (moteur avec loi de commande) soit considéré dans l'espace d'état entier (stabilité asymptotique globale), la dynamique (4.18) est considérée localement, ce qui nous amène à définir les régions d'attraction B_r^o, B_r^+, B_r^- correspondant respectivement aux cas (i), (ii) et (iii). Afin de conclure à la stabilité du système sur π , l'hypothèse suivante est envisagée.

Hypothèse 4.3 $\left\{ {}^o\psi_r^{2*}, {}^+\psi_r^{2*}, {}^-\psi_r^{2*}, \{\mathbf{z}(t)\}_{t \in \pi} \right\} \in B_r^o \cap B_r^+ \cap B_r^-$ •

Autrement dit, les trois régions d'attraction coïncident et les trois points d'équilibre se situent dans l'intersection. Nous discuterons dans la suite de la pertinence de cette hypothèse en la vérifiant au cas du moteur utilisé à la section 6. Une région d'attraction est un ensemble invariant (Khalil, 96, p179). Le système en $(\bar{\mathbf{x}}, \mathbf{z})$ stable sur π_1 va entrer à $t = t_2$, en raison de l'*Hypothèse 4.3*, dans une autre région d'attraction, c'est à dire pour tout $\varepsilon_2 > 0$, il existe $\eta_2(\varepsilon)$ tel que

$\left\| \begin{matrix} \bar{\mathbf{x}}(t_2) \\ \mathbf{z}(t_2) \end{matrix} \right\|_2 < \eta_2$ implique $\left\| \begin{matrix} \bar{\mathbf{x}}(t) \\ \mathbf{z}(t) \end{matrix} \right\|_2 < \varepsilon_2$ pour $t \in \pi_2$. De proche en proche, nous pouvons conclure à la stabilité, au sens large, du système sur π . Pour $t > t_{per} + \delta_{per}$, c-a-d lorsqu'aucune perturbation n'agit sur le système, le flux de référence est $\psi_r^{2*} = \psi_r^{1*}$, une constante, et le système est asymptotiquement stable. Nous pouvons énoncer la proposition suivante.

Proposition 4.4 Soit l'Hypothèse 4.3. Pour l'ensemble des moteurs vérifiant (4.17) et pour le flux référence déterminé à partir de (4.12) pour une perturbation \tilde{v}_{dc2} mesurable, le système formé de (4.24) et (4.18) est stable sur π et asymptotiquement stable lorsque les perturbations disparaissent. •

Jusqu'à présent, il été démontré que le système (4.18), (4.24) est stable. Ce système est la réponse du moteur à une variation de la trajectoire en flux rotorique afin que

$$\tilde{v}_{dc2} \left(\frac{\mu_{dq}^{2*T} \mathbf{i}_{dq}^{2*}}{v_{dc2}^{1*} + \tilde{v}_{dc2}} - \frac{\mu_{dq}^{1*T} \mathbf{i}_{dq}^{1*}}{v_{dc2}^{1*}} \right) \geq 0 \quad (4.25)$$

Pour avoir la passivité de l'ensemble formé du moteur et de l'onduleur pour la paire $(\tilde{v}_{dc2}, \tilde{i}_{dc2})$, il suffit que le système satisfasse (4.11), ce qui résulte en

$$\int_{t_{per}}^T \tilde{v}_{dc2} \left(\frac{\mu_{dq}^T \mathbf{i}_{dq}}{v_{dc2}^{1*} + \tilde{v}_{dc2}} - \frac{\mu_{dq}^{1*T} \mathbf{i}_{dq}^{1*}}{v_{dc2}^{1*}} \right) dt \geq 0, \quad \forall T \in [t_{per}, t_{per} + \delta_{per}] \quad (4.26)$$

En utilisant la décomposition, $\mu_{dq}^T \mathbf{i}_{dq} = \mu_{dq}^{2*T} \mathbf{i}_{dq}^{2*} + \tilde{\mu}_{dq}^T \tilde{\mathbf{i}}_{dq} + \tilde{\mu}_{dq}^{2*T} \tilde{\mathbf{i}}_{dq}^{2*} + \tilde{\mu}_{dq}^{2*T} \tilde{\mathbf{i}}_{dq} = \mu_{dq}^{2*T} \mathbf{i}_{dq}^{2*} + \nu (\tilde{\mu}_{dq}, \tilde{\mathbf{i}}_{dq})$ avec $\nu \rightarrow 0$, le membre gauche de (4.26) devient, $\forall T \in [t_{per}, t_{per} + \delta_{per}]$

$$\int_{t_{per}}^T \tilde{v}_{dc2} \left(\frac{\mu_{dq}^T \mathbf{i}_{dq}}{v_{dc2}^{1*} + \tilde{v}_{dc2}} - \frac{\mu_{dq}^{1*T} \mathbf{i}_{dq}^{1*}}{v_{dc2}^{1*}} \right) dt = \int_{t_{per}}^T \tilde{v}_{dc2} \left(\frac{\mu_{dq}^{2*T} \mathbf{i}_{dq}^{2*}}{v_{dc2}^{1*} + \tilde{v}_{dc2}} - \frac{\mu_{dq}^{1*T} \mathbf{i}_{dq}^{1*}}{v_{dc2}^{1*}} \right) dt + \int_{t_{per}}^T \tilde{v}_{dc2} \nu dt \quad (4.27)$$

Tenant compte du fait que β dans (4.12) peut être réécrit selon

$$\beta = 1 + \frac{\tilde{v}_{dc2} + \gamma}{v_{dc2}^{1*}}$$

avec $\gamma > \sup(\tilde{v}_{dc2}) - \tilde{v}_{dc2} \geq 0$ lorsque $\tilde{v}_{dc2} > 0$ et $\gamma < \inf(\tilde{v}_{dc2}) - \tilde{v}_{dc2} \leq 0$ lorsque $\tilde{v}_{dc2} < 0$, la première

intégrale du membre de gauche de (4.27) devient, $\forall T \in [t_{per} \quad t_{per} + \delta_{per}]$

$$\int_{t_{per}}^T \tilde{v}_{dc2} \left(\frac{\mu_{dq}^{2*T} \mathbf{i}_{dq}^{2*}}{v_{dc2}^{1*} + \tilde{v}_{dc2}} - \frac{\mu_{dq}^{1*T} \mathbf{i}_{dq}^{1*}}{v_{dc2}^{1*}} \right) dt = \int_{t_{per}}^T \tilde{v}_{dc2} \frac{\gamma \mu_{dq}^{1*T} \mathbf{i}_{dq}^{1*}}{v_{dc2}^{1*} v_{dc2}} dt \quad (4.28)$$

Le système est passif, c-a-d (4.27) est positif si

$$\left| \frac{\gamma \mu_{dq}^{1*T} \mathbf{i}_{dq}^{1*}}{v_{dc2}^{1*} v_{dc2}} \right| \geq |\nu| \quad (4.29)$$

Il est raisonnable de penser que l'inégalité (4.29) est vérifiée car ν dépend essentiellement de l'erreur de poursuite du moteur dont le temps de convergence peut être choisi arbitrairement grand en théorie.

Remarques

- Cette analyse est valide, si les perturbations sont bornées de façon à ce que la valeur du nouveau point d'équilibre en flux rotorique ψ_r^{2*} correspondant à p^2 permette la linéarisation. Si cette dernière n'est pas réalisable en pratique, il est possible de prendre une dynamique du second ordre dont l'état stationnaire correspond à la valeur de (4.15). Cette solution constitue une approximation car la solution réelle de la dynamique (4.14) est du second ordre et du deuxième degré ;
- Dans la linéarisation, une singularité pourrait être possible lorsque $\psi_r^{2*} = 0$, ce qui n'est pas possible, car le flux rotorique est non nul et la perturbation n'est pas prise trop importante ;
- Il serait possible de choisir $\beta(\tilde{v}_{dc2})$ comme une fonction continue ou de façon à ce que la discontinuité qui apparaît lorsque la perturbation change de signe soit moins prononcée que celle résultant du passage de β_1 à β_2 . Cependant, comme il a déjà été mentionné précédemment, la dynamique (4.18) serait non autonome et l'analyse de la stabilité deviendrait plus complexe.

En cette fin de section, $\dot{\psi}_r^* = g(\psi_r^*)$ correspondant à la dynamique (4.18) avec $\tilde{\mathbf{x}} = \mathbf{0}$ est tracée dans le plan de phase pour plusieurs valeurs initiales $(\psi_r^*, \dot{\psi}_r^*) \in \mathfrak{R}^+ \times \{0\}$ pour les paramètres du moteur présentés au tableau 4.1 (cf. section 4.6.1) (Fig. 4.6, 4.7, 4.8). La

dynamique (4.18) fait apparaître une singularité lorsque $\dot{\psi}_r = -\frac{R_r}{L_r}\psi_r$ (cf. annexe A, (A1)). Si la trajectoire est amenée à rencontrer cette droite, sa pente devient infinie ($\ddot{\psi}_r \rightarrow \infty$). La dynamique (4.14) possède deux points d'équilibre, celui trouvé en (4.14) et son opposé que nous n'avons pas pris en compte car il n'a aucune signification pratique. Cependant, on remarque que le signe du point d'équilibre n'affecte pas les valeurs de a et de b (cf. annexe A). On en déduit que les deux points d'équilibre sont localement asymptotiquement stables et, de plus, sont des noeuds (valeurs propres réelles si (4.17) vérifiée).

En considérant les informations données par les tracés dans le plan de phase, nous voulons vérifier si l'*Hypothèse 4.3* peut être satisfaite. D'après un lemme de (Khalil, 96, p179), si un point d'équilibre est asymptotiquement stable, alors sa région d'attraction B_r est ouverte, connexe et forme un ensemble invariant. De plus, B_r est limitée par les trajectoires du système. Ce dernier point permet de dire que les trajectoires conduisant à la stabilité du système délimitent une région d'attraction $B'_r \subset B_r$. Comme toutes méthodes permettant de trouver une région d'attraction, celle-ci peut conduire à un résultat conservateur mais probablement moins, dans le cas étudié dans cette section, que celui trouvé, éventuellement, par une méthode basée sur les fonctions de Lyapunov. Trois valeurs de β sont choisies correspondant respectivement aux valeurs nominales (fig. 4.6) sans perturbation, avec perturbation maximale (fig. 4.7) et minimale (Fig. 4.8). D'après ce qui précède, les trajectoires correspondant aux points initiaux dont ψ_r est un minimum puis un maximum, délimitent une région d'attraction possible. Les trois régions ainsi trouvées coïncident et leur intersection contient les trois points d'équilibre. D'après les portraits de phase, le demi-plan $\dot{\psi}_r > -\frac{R_r}{L_r}\psi_r$ semble attractif pour le point d'équilibre positif, sinon le point d'équilibre est entouré par un cycle limite. Les portraits tendent à montrer qu'il y a une région d'attraction commune aux trois cas et que le flux au moment de la commutation $t = t_i \in \pi$ se trouve dans la région d'attraction du nouveau point d'équilibre.

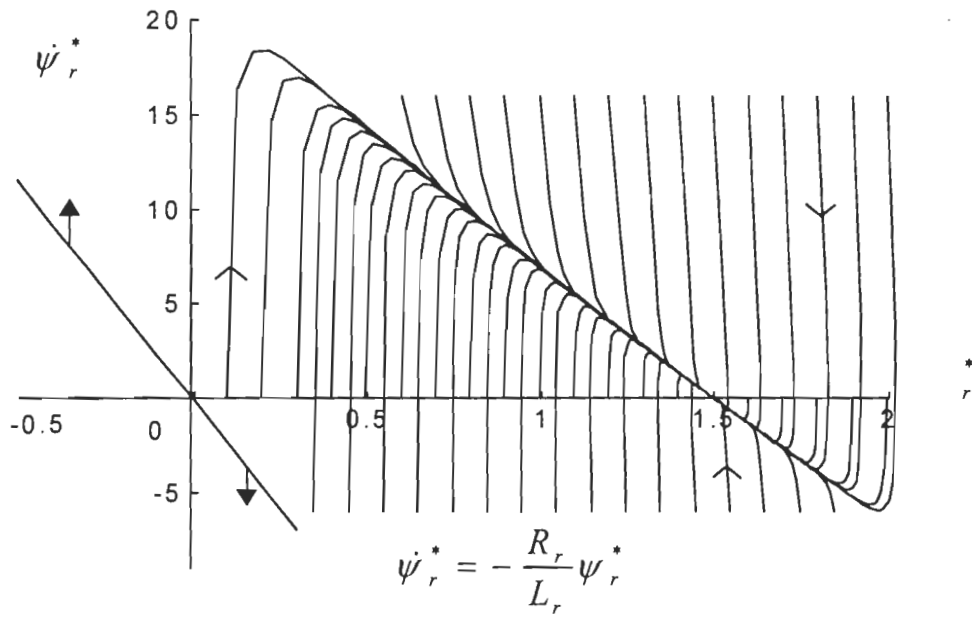


Figure 4.6 : Tracé de $\dot{\psi}_r^* = f(\psi_r^*)$; cas $\beta=1$

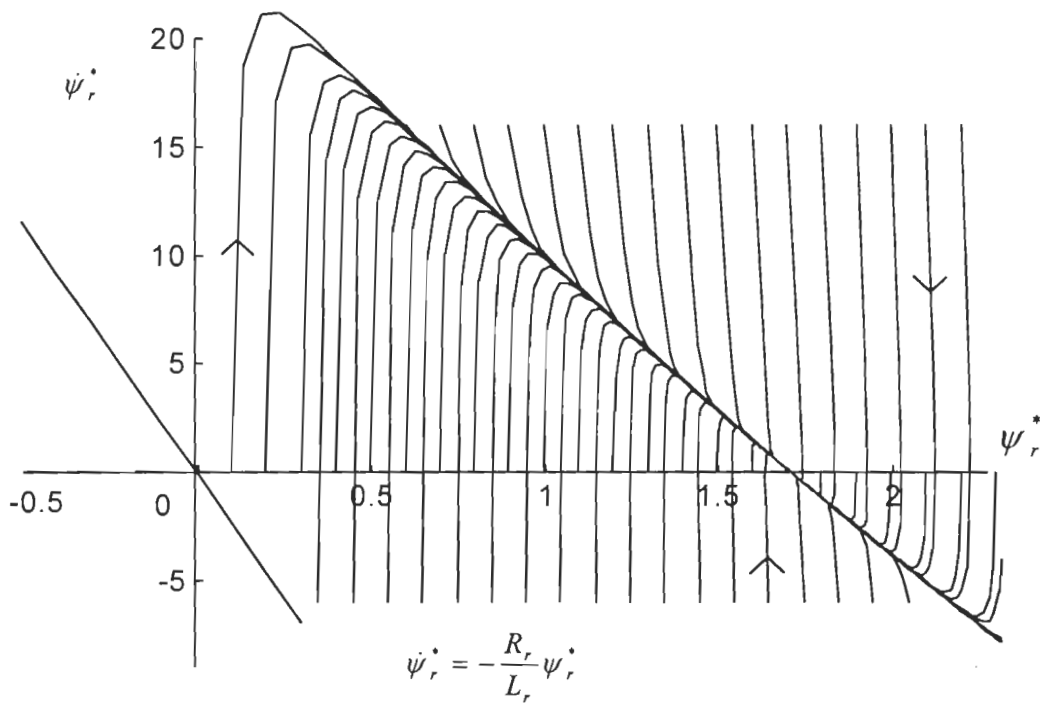


Figure 4.7 : Tracé de $\dot{\psi}_r^* = f(\psi_r^*)$; cas $\beta=1.5$

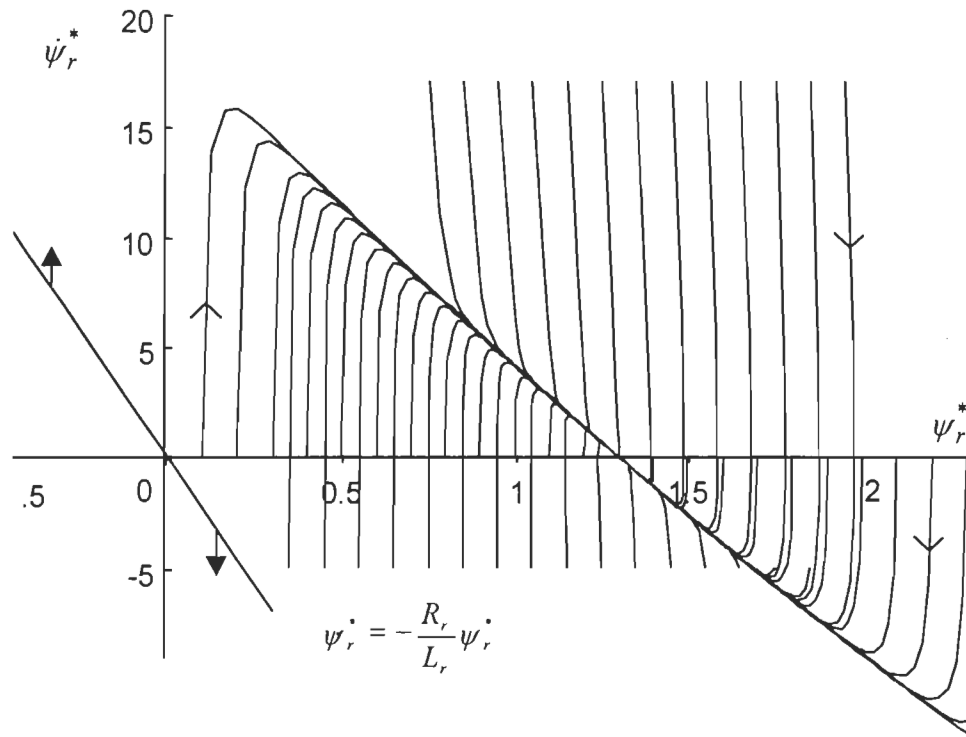


Figure 4.8 : Tracé de $\psi_r^* = f(\psi_r^*)$; cas $\beta=0.75$

4.5 Propriété de passivité du redresseur à diodes

Dans cette section, nous vérifions que le redresseur à diodes laisse invariant la propriété de passivité obtenue pour le bloc onduleur-moteur. De cette façon, il sera possible de conclure que le système total est passif vu du réseau tel qu'il a été mentionné à la section 4.3. Il y a deux cas pour lesquels il est possible de tirer des conclusions quant à la passivité du redresseur. Ils correspondent aux situations pour lesquelles l'étude de l'influence de la variation en tension est séparée de celle de la variation en phase. Dans l'étude d'un réseau de distribution, le problème de variation en tension est prépondérant.

Introduisons un déphasage $\Delta = \delta + \delta^{1*}$, avec δ^{1*} le déphasage à l'état non perturbé et δ le déphasage dû à d'éventuelles perturbations. Le déphasage Δ est présent au niveau de la phase des tensions et des courants du réseau au point de connexion du bloc redresseur, onduleur et moteur. Lorsque la transformation de Park-Blondel synchrone ($\omega^n = \omega^{n1*}$) est appliquée, les signaux suivants sont obtenus

$$\mathbf{v}_{dq}^n = \frac{3}{2} v_a \begin{bmatrix} \sin \Delta \\ -\cos \Delta \end{bmatrix} \quad (4.30a)$$

$$\mathbf{i}_{dq}^n = \frac{3}{2} i_a \begin{bmatrix} \sin(\Delta - \varphi) \\ -\cos(\Delta - \varphi) \end{bmatrix} \quad (4.30b)$$

ou φ est le retard de phase introduit lors des commutations du redresseur (4.3).

Remarquons que la passivité demeure invariante si l'on applique une rotation aux signaux formant la paire passive, i.e pour une paire passive (\mathbf{x}, \mathbf{y}) à qui l'on fait subir une rotation R (la rotation est une transformation orthogonale, $R^T R = I$) telle que $\mathbf{x}_r = R\mathbf{x}$, $\mathbf{y}_r = R\mathbf{y}$ alors on obtient $\mathbf{x}_r^T \mathbf{y}_r = \mathbf{x}^T R^T R \mathbf{y} = \mathbf{x}^T \mathbf{y}$. Ce qui traduit la passivité de $(\mathbf{x}_r, \mathbf{y}_r)$. Par une rotation d'angle constant $-\delta^{1^*}$, le système (4.30) devient

$$\mathbf{v}_{dq}^n = \frac{3}{2} v_a \begin{bmatrix} \sin \delta \\ -\cos \delta \end{bmatrix} \quad (4.31a)$$

$$\mathbf{i}_{dq}^n = \frac{3}{2} i_a \begin{bmatrix} \sin(\delta - \varphi) \\ -\cos(\delta - \varphi) \end{bmatrix} \quad (4.31b)$$

On en déduit les signaux d'erreur :

$$\tilde{\mathbf{v}}_{dq}^n = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} v_a \sin \delta \\ -(v_a \cos \delta - v_a^n) \end{bmatrix} \quad (4.32a)$$

$$\tilde{\mathbf{i}}_{dq}^n = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} i_a \sin(\delta - \varphi) + i_a^{1^*} \sin \varphi^{1^*} \\ -(i_a \cos(\delta - \varphi) - i_a^{1^*} \cos \varphi^{1^*}) \end{bmatrix} \quad (4.32b)$$

φ^{1^*} étant la valeur de φ à l'état nominal non perturbé du réseau.

1^{er} Cas : il n'y a pas de perturbations au niveau de l'amplitude de tension, c-a-d $\tilde{v}_a = \tilde{i}_a = 0$. D'après (4.3), lorsque le réseau n'est perturbé qu'au niveau du déphasage δ , les égalités suivantes sont satisfaites : $u = u^{1^*}$, $\varphi = \varphi^{1^*}$, $\alpha = \alpha^{1^*}$. D'après (4.32), le taux d'alimentation s'écrit :

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{v}}_{dq}^n T \tilde{\mathbf{i}}_{dq}^n &= \frac{9}{4} v_a^{1^*} i_a^{1^*} (\sin \delta (\sin(\delta - \varphi) + \sin \varphi^{1^*}) + (\cos \delta - 1)(\cos(\delta - \varphi) - \cos \varphi^{1^*})) \\ &= \frac{9}{4} v_a^{1^*} i_a^{1^*} (\cos \varphi - \cos(\delta + \varphi^{1^*}) - \cos(\delta - \varphi) + \cos(\varphi^{1^*})) \end{aligned} \quad (4.33)$$

Pour de petits déphasages δ , développons les termes suivants près de φ^{1*} et de φ

$$\cos(\delta + \varphi^{1*}) = \cos \varphi^{1*} - \delta \sin \varphi^{1*} - \frac{\delta^2}{2} \cos \varphi^{1*} + o(\delta^3) \quad (4.34a)$$

$$\cos(\delta - \varphi) = \cos \varphi + \delta \sin \varphi - \frac{\delta^2}{2} \cos \varphi + o(\delta^3) \quad (4.34b)$$

Ce qui donne, en négligeant les termes $o(\delta^3)$

$$\tilde{\mathbf{v}}_{dq}^n \tilde{\mathbf{i}}_{dq}^n = \tilde{v}_a^{1*} \tilde{i}_a^{1*} \frac{\delta^2}{2} (\cos \varphi^{1*} + \cos \varphi) \quad (4.35)$$

Étant donné que φ se trouve dans un voisinage de zéro, (4.35) est positif et $(\tilde{\mathbf{v}}_{dq}^n, \tilde{\mathbf{i}}_{dq}^n)$ forme une paire passive.

2ème cas : dans cette section, les perturbations sur l'amplitude de la tension sont prises en compte. Le déphasage δ est considéré nul ce qui implique entre autres l'hypothèse suivante

Hypothèse 4.5 La fréquence $\frac{\omega}{2\pi}$ du réseau de distribution est invariante, c-a-d $\omega^n = \omega^{n1*}$ •

Cette hypothèse de travail est raisonnable car la plupart des perturbations qui corrompent le réseau de distribution sont dues à des variations en tension ou à des harmoniques. Ce dernier cas n'est pas considéré ici. De plus, la fréquence des réseaux de distribution est souvent considérée constante. Les erreurs de tension et de courant dues aux perturbations sont

$$\tilde{\mathbf{v}}_{dq}^n = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} 0 \\ -\tilde{v}_a \end{bmatrix} \quad (4.36a)$$

$$\tilde{\mathbf{i}}_{dq}^n = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} -(i_a \sin \varphi - i_a^{1*} \sin \varphi^{1*}) \\ -(i_a \cos \varphi - i_a^{1*} \cos \varphi^{1*}) \end{bmatrix} \quad (4.36b)$$

Le taux d'alimentation du système vu du réseau utilisé pour définir la passivité est

$$\tilde{\mathbf{v}}_{dq}^n \text{ }^T \tilde{\mathbf{i}}_{dq}^n = \frac{9}{4} \tilde{v}_a \tilde{i}_a \cos \varphi + \frac{9}{4} \tilde{v}_a i_a^{1*} (\cos \varphi - \cos \varphi^{1*}) \quad (4.37)$$

En utilisant (4.3), on obtient

$$\tilde{i}_{dc1} \tilde{v}_{dc1} = \frac{3}{\alpha} \tilde{i}_a \tilde{v}_a + 3 \frac{\alpha_{1^*} - \alpha}{\alpha \alpha_{1^*}} i_a^{1^*} \tilde{v}_a - \frac{3}{\pi} L_f \omega^n \tilde{i}_{dc1}^2 \quad (4.38)$$

d'où finalement

$$\tilde{v}_{dq}^n \tilde{i}_{dq}^n = \frac{3\alpha \cos \varphi}{4} [\tilde{v}_{dc1} \tilde{i}_{dc1} + \frac{3}{\pi} L_f \omega^n \tilde{i}_{dc1}^2 + \frac{3\tilde{v}_a i_a^{1^*}}{\alpha \alpha_{1^*} \cos \varphi} (\alpha \cos \varphi - \alpha_{1^*} \cos \varphi^{1^*})] \quad (4.39)$$

L'angle de commutation étant faible, en général inférieur à 20° , α se trouve dans le voisinage de 1 et φ dans le voisinage de 0. Ce qui implique que $\alpha \alpha_{1^*} \cos \varphi > 0$. Puisque $\frac{3}{\pi} L_f \omega^n \tilde{i}_{dc1}^2 > 0$, alors pour que le redresseur à diode soit passif, il suffit que

$$p_{rec} = \tilde{v}_{dc1} \tilde{i}_{dc1} + \frac{3\tilde{v}_a i_a^{1^*}}{\alpha \alpha_{1^*} \cos \varphi} (\alpha \cos \varphi - \alpha_{1^*} \cos \varphi^{1^*}) > 0 \quad (4.40)$$

lorsque le taux d'alimentation correspondant au bloc onduleur-moteur est positif, c-a-d $\tilde{v}_{dc1} \tilde{i}_{dc1} > 0$.

À l'annexe B, il est vérifié que le deuxième terme de (4.40) est positif si le courant $i_{dc1} = \beta' i_{dc1}^{1^*}$ vérifie deux conditions relatives au signe de \tilde{v}_{dc1} pour la tension bornée par $v_{dc1} = \pm \eta v_{dc1}^{1^*}$, $\eta > 0$:

$$(\alpha \cos \varphi)(\beta' i_{dc1}^{1^*}, v_{dc1}^{1^*}) - (\alpha \cos \varphi)(\beta' i_{dc1}^{1^*}, \eta v_{dc1}^{1^*}) > 0 \text{ si } \tilde{v}_{dc1} > 0 \quad (4.40 \text{ a})$$

$$(\alpha \cos \varphi)(-\beta' |i_{dc1}^{1^*}|, v_{dc1}^{1^*}) - (\alpha \cos \varphi)(-\beta' |i_{dc1}^{1^*}|, -|\eta| v_{dc1}^{1^*}) < 0 \text{ si } \tilde{v}_{dc1} < 0 \quad (4.40 \text{ b})$$

$(\alpha \cos \varphi)(x, y)$ signifie la fonction $(\alpha \cos \varphi)$ dépendant des variables x et y . Si le filtre est suffisamment rapide pour qu'il soit possible de négliger le régime dynamique, on aboutit au choix suivant de la référence du flux

$$\beta = (1 + \varepsilon) \beta' \quad (4.41)$$

Les valeurs de β' et ε étant choisies selon le signe de \tilde{v}_{dc1} , c-a-d ε_M et β' selon (B.3) si $\tilde{v}_{dc1} > 0$ ou ε_m et β' selon (B.4) si $\tilde{v}_{dc1} < 0$. Pour que le choix de β soit consistant avec l'analyse faite à la section 4.4, il faut, en plus des deux conditions (4.40 a) et (4.40 b), que $\beta' > 1$ si $\tilde{v}_{dc1} > 0$ ou $\beta' < 1$ sinon.

Pour aller plus loin dans la vérification, (4.40) est soumis à un test numérique. L'analyse met en jeu des plages de variation des paramètres qui sont réalistes d'après Akagi (96). Nous considérons les plages suivantes :

- inductance du réseau $0.1 < L_f < 4$ mH (Akagi, 96);
- $-100 \text{ V} < \tilde{v}_a < 200 \text{ V}$ avec $v_a^* = 200 \text{ V}$;
- $0 < i_{dc1}^* < 10 \text{ A}$; $0 < \tilde{i}_{dc1} < 2 i_{dc1}^*$.

Pour ces valeurs numériques, l'expression de $-p_{\text{rec}}$ fluctue très légèrement dans les valeurs négatives (au voisinage de -0.117) lorsque la condition $\tilde{v}_{dc1} \tilde{i}_{dc1} > 0$ est réalisée, c-a-d lorsque le bloc moteur-onduleur est passif. Cela permet d'affirmer que le redresseur, pour les plages de variation considérées, est passif pour la paire $\left(\begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{v}}_{dq}^n & \tilde{v}_{dc1} \end{bmatrix}^T, \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{i}}_{dq}^n & -\tilde{i}_{dc1} \end{bmatrix}^T \right)$.

Comme déjà mentionné à la section 4.3, il est nécessaire de faire apparaître un terme dissipatif $\tilde{\mathbf{v}}_{dq}^n{}^2$ dans (4.39) afin de satisfaire l'analyse de stabilité présentée au chapitre 3. Explicitons le terme \tilde{i}_{dc1}^2 dans (4.39)

$$\begin{aligned} \tilde{i}_{dc1}^2 &= \left(\frac{\pi}{3L_f \omega^n} \tilde{v}_{dc1} + \frac{2\sqrt{6}}{3L_f \omega^n} \tilde{\mathbf{v}}_{dq}^n \right)^2 \\ &= \frac{\pi^2}{9L_f^2 \omega^{n2}} \tilde{v}_{dc1}^2 + \frac{8}{3L_f^2 \omega^{n2}} \tilde{\mathbf{v}}_{dq}^n{}^2 + \frac{4\sqrt{6}}{9L_f^2 \omega^{n2}} \tilde{v}_{dc1} \tilde{\mathbf{v}}_{dq}^n \end{aligned} \quad (4.41)$$

Puisque $\tilde{v}_{dc1} \tilde{i}_{dc1} \geq 0$ et $\tilde{\mathbf{v}}_{dq}^n \tilde{\mathbf{i}}_{dq}^n \geq 0$, on en déduit d'après (4.39) et (4.3) que le dernier terme de (4.41) est positif d'où

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{v}}_{dq}^n{}^T \tilde{\mathbf{i}}_{dq}^n &= \frac{3\alpha \cos \varphi}{4} [\tilde{v}_{dc1} \tilde{i}_{dc1} + \frac{\pi}{3L_f \omega^n} \tilde{v}_{dc1}^2 + \frac{8}{\pi L_f \omega^n} \tilde{\mathbf{v}}_{dq}^n{}^2 + \frac{4\sqrt{6}}{3\pi L_f \omega^n} \tilde{v}_{dc1} \tilde{\mathbf{v}}_{dq}^n \\ &\quad + \frac{3\tilde{v}_a \tilde{i}_a}{\alpha \alpha^{1*} \cos \varphi} (\alpha \cos \varphi - \alpha^{1*} \cos \varphi^{1*})] \end{aligned} \quad (4.42)$$

La stricte passivité locale d'entrée pour la paire $(\tilde{\mathbf{v}}_{dq}^n, \tilde{\mathbf{i}}_{dq}^n)$ est obtenue.

4.6 Résultats de simulation

4.6.1 Simulations réalisées à partir du modèle moyenné des convertisseurs

Les simulations numériques sont réalisées avec un moteur asynchrone de 400 W (Tableau 4.1) et en utilisant le modèle moyenné des convertisseurs de puissance avec le filtre.

Le moteur fonctionne à une vitesse nominale de 200 rad/s (fig. 4.9) et à un flux nominal de 1.5 Wb. Le régulateur est réglé afin d'obtenir un régime transitoire rapide ($< 0.1s$). Les valeurs suivantes sont choisies : $K=2000I_2$, $a_f=1000$, $b_f=800$. La séquence de la tension v_{dq} (voir la fig. 4.10 pour la tension v_{dc2} redressée filtrée correspondante) du réseau correspond à une tension nominale de 300 V, puis à un creux de tension de 30% à partir de $t=2s$, suivi d'une surtension de 30% à $t=3s$.

Tableau 4.1 : paramètres du moteur

L_{sr}	Inductance mutuelle	0.143 H
L_s	Inductance statorique	0.146 H
L_r	Inductance rotorique	0.146 H
R_s	Résistance statorique	0.262 Ω
R_r	Résistance rotorique	0.187 Ω
n_p	Nombre de paire de pôle	2
J	Moment d'inertie	0.2 Kgm ²

Le flux référence (figure 4.11) utilisé pour obtenir la passivité correspond à une dynamique du second ordre, dont l'état stationnaire est de 1.25 Wb lorsque le creux de tension est considéré. Pour la surtension, le nouvel état stationnaire est 1.75 Wb. La figure 4.12 montre que la définition de passivité n'a pas été violée (*Définition 2.5*, minoration de l'intégrale du taux d'alimentation) pour la paire $(\tilde{v}_{dc2}, \tilde{i}_{dc2})$ correspondant à l'ensemble moteur onduleur et que cette propriété, conformément à l'analyse numérique, demeure inchangée pour la paire $(\tilde{v}_{dq}^n, \tilde{i}_{dq}^n)$, c-a-d lorsque le redresseur à diodes est pris en compte.

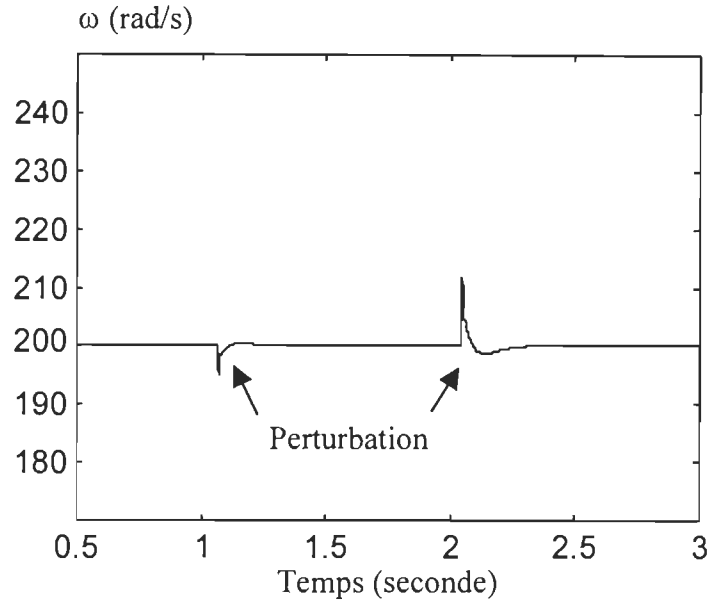


Figure 4.9: Réponse de la vitesse rotorique avec perturbations de tension (modèle moyenné)

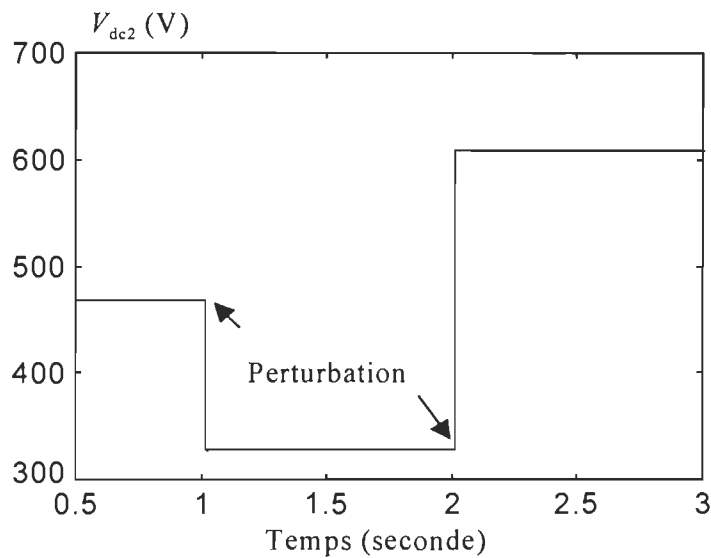


Figure 4.10: Tension redressée filtrée avec perturbations de tension (modèle moyenné)

Puisque la loi de commande ne découple pas totalement les dynamiques de vitesse et de flux, on observe un petit pic de vitesse (fig. 4.9) lors du régime transitoire du flux. Cependant, d'après l'analyse théorique confirmée par les simulations, la vitesse est bornée et asymptotiquement stable. Se reporter à l'annexe C pour une extension au cas du couple de charge non strictement inertielle pour lequel une nouvelle valeur de ψ_r^{2*} est calculée afin d'obtenir la passivité.

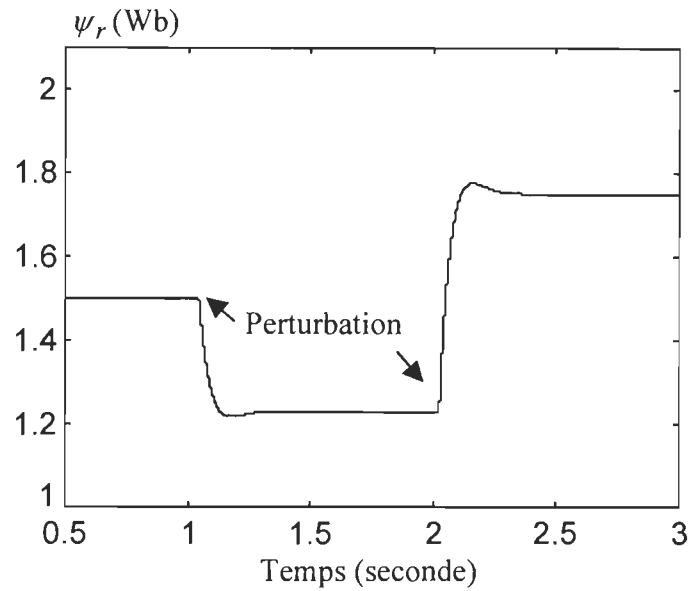


Figure 4.11: Référence du flux rotorique obtenue par la loi passivisante (modèle moyenné)

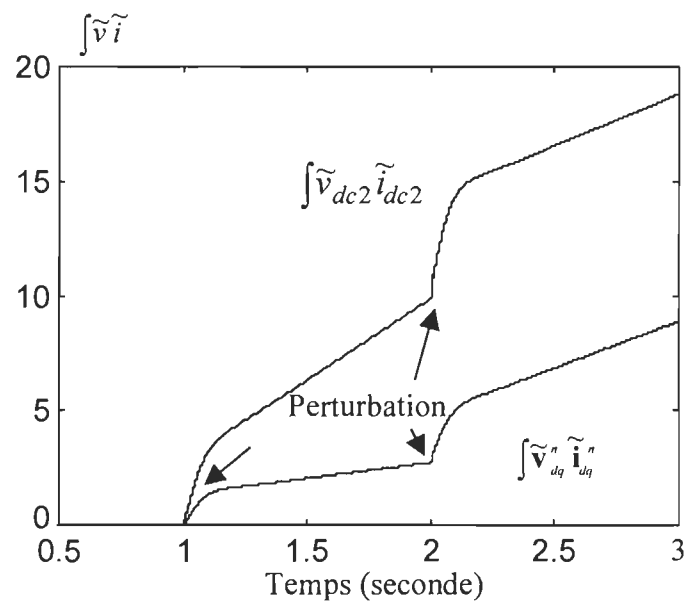


Figure 4.12: Vérification de l'inégalité de passivité pour les paires $(\tilde{v}_{dc2}, \tilde{i}_{dc2})$ et $(\tilde{v}_{dq}^n, \tilde{i}_{dq}^n)$ (modèle moyenné)

4.6.2 Simulations réalisées à partir de la modélisation par fonctions de commutation des convertisseurs

Le système précédent est simulé en tenant compte des commutations que l'on modélise à

l'aide de la boîte d'outils SIMUPELS (Ba-razzouk *et al.*, 96), ceci afin de vérifier si la propriété de passivité demeure invariante malgré la présence des commutations des convertisseurs.

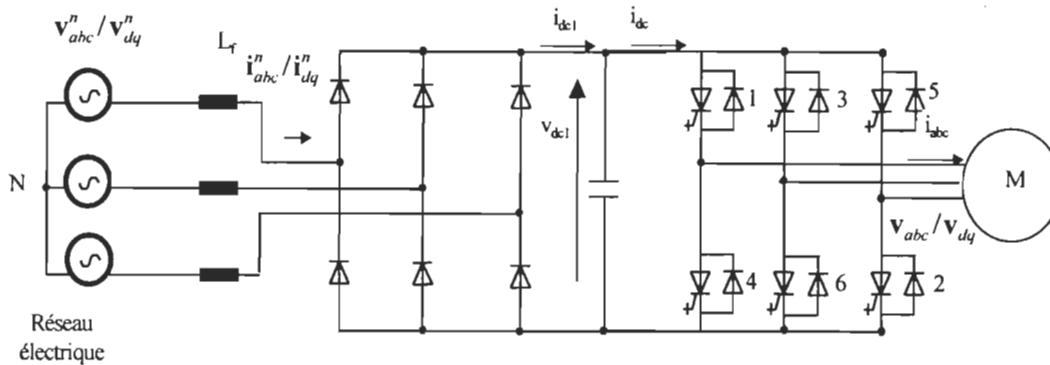


Figure 4.13 : Moteur et convertisseurs de puissance pour la simulation

Un condensateur de lissage $C=0.1 \mu\text{F}$ est utilisé. L'utilisation du condensateur de lissage, seulement, ne change pas la propriété de passivité. Les résistances de fuite ne sont pas modélisées. Cela peut conduire à un résultat un peu conservateur quant à la dissipation de l'énergie liée aux signaux perturbés. La fréquence d'échantillonnage et le rapport de modulation du MLI sont respectivement 12 KHz et 0.8. Le même type de perturbation est appliqué, soit un creux de tension (30%) à $t=1\text{s}$ et une surtension (30%) à $t=2\text{s}$. Les paramètres a_f et b_f du filtre de vitesse intervenant dans le régulateur sont identiques. Afin d'assurer une bonne poursuite du flux rotorique en présence des commutations et en conséquence l'obtention de la propriété de passivité, une valeur du gain ($K=20000I_2$) de la boucle en courant, supérieure à celle de la section précédente, est considérée.

Les réponses obtenues sont de même type que celles correspondant au modèle moyenné mais avec du bruit notamment pour la réponse en vitesse (fig. 4.14). Pour les perturbations et le temps de simulation considérés, la propriété de passivité (fig. 4.17) est conservée (définition 2.5) malgré la présence des commutations, cependant l'intégration sur une même période (2 s) du produit scalaire représentant le taux d'alimentation est inférieure à celle correspondant au modèle moyenné. Se reporter à l'annexe C pour une validation sur une plus longue période et pour un changement de séquence d'apparition des perturbations : surtension puis creux de tension. Les conclusions demeurent identiques dans les deux cas.

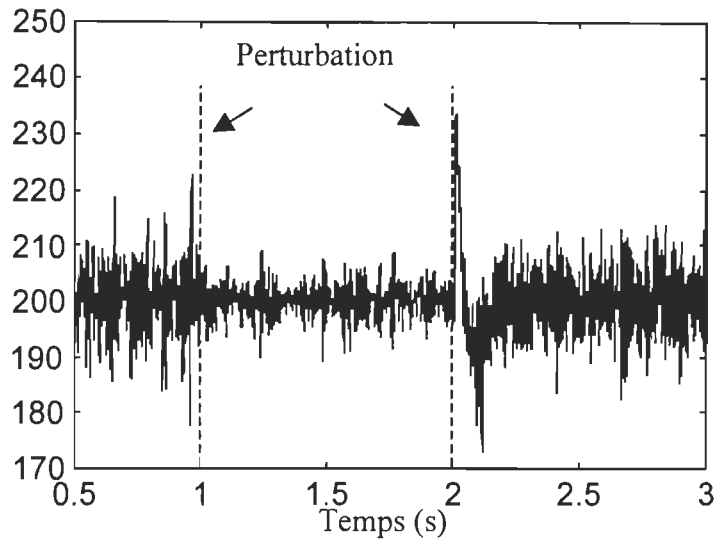


Figure 4.14: Réponse de la vitesse rotorique avec perturbations de tension
(modèle avec fonctions de commutation)

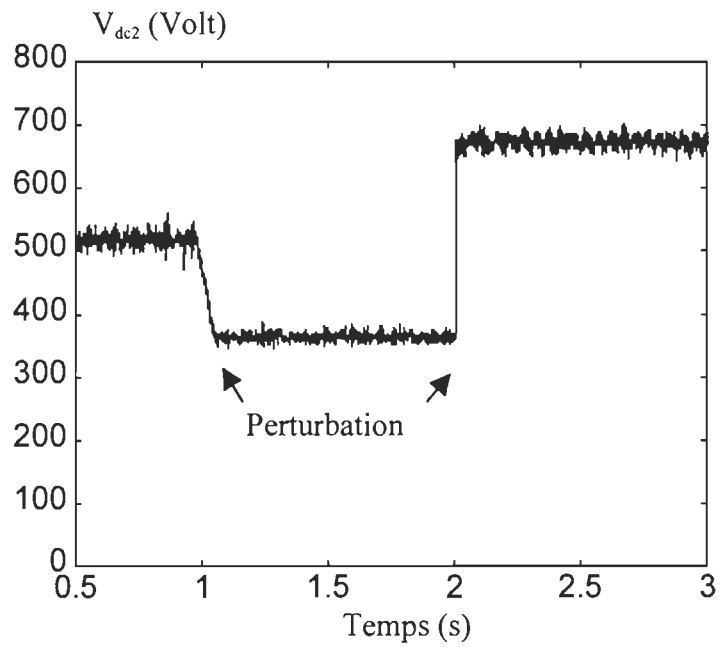


Figure 4.15: Tension redressée avec perturbations de tension
(modèle avec fonctions de commutation)

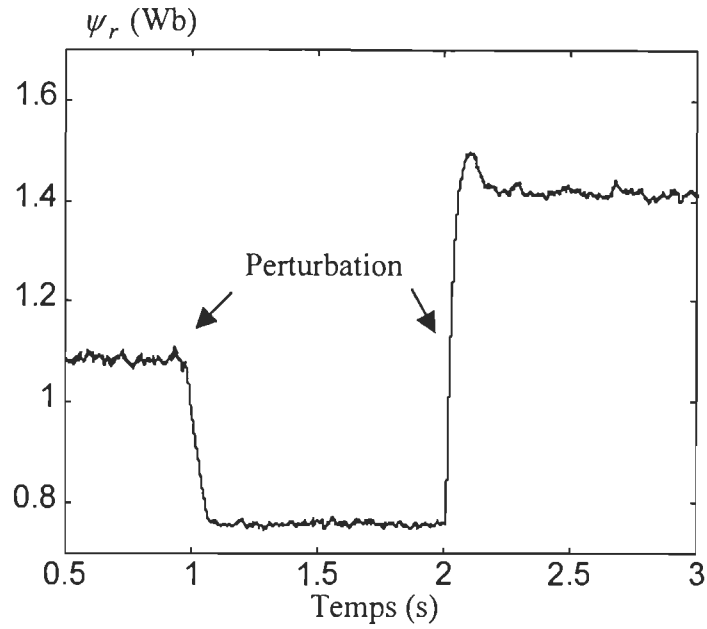


Figure 4.16: Référence du flux rotorique par la loi passivisante (modèle avec fonctions de commutation)

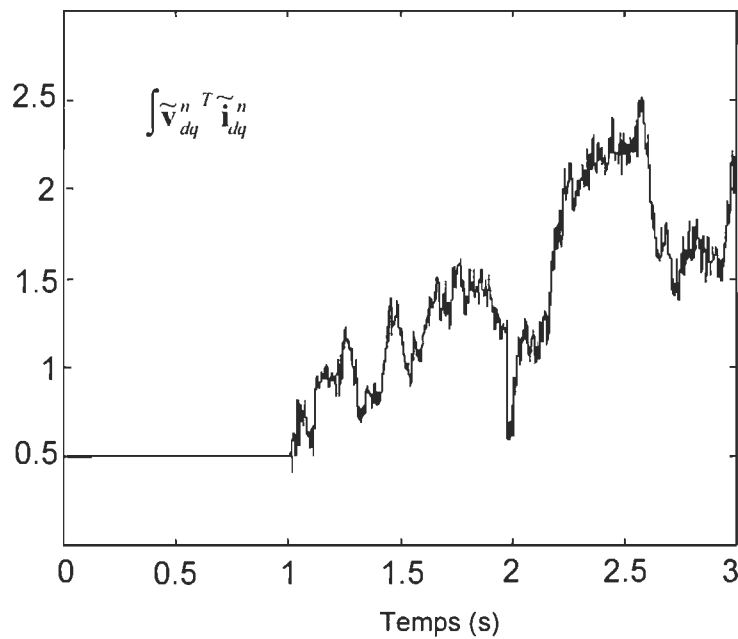


Figure 4.17: Vérification de l'inégalité de passivité pour les paires $(\tilde{v}_{dq}^n, \tilde{i}_{dq}^n)$ (modèle avec fonctions de commutation)

4.7 Conclusion

Dans ce chapitre, une stratégie basée sur une loi de commande non linéaire pour un moteur asynchrone est développée afin d'obtenir la propriété de passivité vue du réseau. Le modèle étudié comprend la modélisation du moteur, de l'onduleur et du redresseur.

La méthodologie consiste à découpler la loi de commande des perturbations et de redéfinir une nouvelle trajectoire en flux rotorique afin d'obtenir la condition de passivité pour l'ensemble moteur et onduleur. La trajectoire en flux correspond à la solution en temps réel d'une équation différentielle non linéaire du second ordre. Ensuite, pour obtenir la passivité du système total, la propriété de passivité du redresseur est démontrée (localement) si les paramètres (trajectoires du flux, filtre assez rapide) du système vérifient certaines conditions. Les propriétés de passivité et de stabilité sont validées par analyse numérique, notamment des simulations du système complet sont réalisées à partir du modèle avec commutation.

Nous allons développer dans les chapitres suivants un régulateur permettant d'obtenir des propriétés similaires pour un compensateur de puissance réactive (chapitre 5) et pour le turbo-alternateur (chapitre 7) et analyser la propriété de passivité pour certains dispositifs de puissance (chapitre 6), afin que la stabilité du réseau telle qu'analysée au chapitre 3 puisse être appliquée à un ensemble de composants constituant le réseau.

CHAPITRE 5

COMPENSATEUR PARALLÈLE STATIQUE DE PUISSANCE RÉACTIVE

Dans ce chapitre, une loi de commande non linéaire pour les compensateurs parallèles statiques de puissance réactive est présentée. Ces derniers sont constitués d'un onduleur de type GTO à commutation forcée. Afin d'obtenir une dynamique rapide, un signal d'anticipation basé sur le modèle inverse du système couplé à un signal de rétroaction sont proposés en vue d'une régulation asymptotique autour d'une trajectoire en escalier. Avec cette loi de commande, la tension continue du compensateur est stabilisée autour d'une valeur prédéterminée et la puissance réactive est délivrée selon des performances désirées. Des propriétés de robustesse vis-à-vis des incertitudes concernant la valeur des éléments du circuit sont obtenues. Des résultats de simulation et des résultats expérimentaux confirment les analyses théoriques. À partir de ces résultats, plusieurs modifications de la loi de commande sont envisagées afin d'obtenir la passivité stricte de sortie du compensateur vue du réseau électrique lorsque des perturbations en tension apparaissent. Des résultats de simulation confirment la stratégie employée.

5.1. Commande des compensateurs statiques de puissance réactive

L'utilisation accrue de charges électroniques au niveau des systèmes de puissance industriels et commerciaux augmente la consommation en puissance réactive et cause, en conséquence, des problèmes de perte de puissance ainsi que de stabilité en tension et en fréquence. En particulier, la compensation de la puissance réactive est un sujet de recherche intensif depuis assez longtemps (Guygi *et al.*, 79, 90 ; CIGRE, 86 ; Edwards *et al.*, 88 ; Trainer *et al.*, 94). La configuration de compensateur de puissance réactive avancé, basée sur des onduleurs à commutation forcée appelés STATCOM, a été plus particulièrement étudiée (Edwards *et al.*, 88 ; Guygi *et al.*, 90 ; Trainer, 94 ; Cho *et al.*, 95).

Cependant, plusieurs stratégies de commande de tels compensateurs reposent sur le modèle localement linéarisé autour d'un point de fonctionnement (Trainer *et al.*, 94 ; Cho *et al.*, 95). Il est cependant difficile d'obtenir les performances désirées en régime transitoire avec de

tels types de régulateur.

Des techniques de commande basées sur le concept de géométrie différentielle ont été proposées récemment. Notamment, celle basée sur la linéarisation exacte (Yao *et al.*, 96) du système donne de bons résultats mais possède une singularité lorsque la puissance réactive est nulle. Les articles (Yao *et al.*, 97b ; Petit, 96) proposent une loi de commande basée sur la linéarisation entrée-sortie du système afin d'améliorer les performances du compensateur en régime transitoire. Puisque le degré relatif du système est égal à 1 et que son ordre est égal à 3, une dynamique interne d'ordre 1, correspondant à la tension de condensateur, reste non contrôlée bien qu'elle soit stable. Ainsi, les fluctuations de la tension du condensateur sont faiblement amorties selon la constante de temps de ce dernier qui peut aussi varier selon la valeur de la résistance de fuite du condensateur. Afin de garder cette tension continue selon une valeur fixée, les fabricants utilisent des appareillages de puissance tels qu'un redresseur de tension connecté au condensateur.

Dans ce chapitre, une loi de commande non linéaire basée sur le modèle inverse du compensateur et sur une rétroaction en tension et en courant permet d'atteindre les objectifs de compensation en puissance réactive tout en maintenant une stabilité asymptotique de la tension du condensateur autour d'une valeur prédéfinie. À la section 5.2, la modélisation du STATCOM est précisée, l'obtention de la loi de commande est formulée à la section 5.3. Les résultats des simulations numériques et d'expérience sont présentés aux sections 5.4 et 5.5. La stratégie permettant l'obtention de la propriété de passivité est exposée à la section 5.6. La section 5.7 termine ce chapitre avec quelques remarques de conclusion.

5.2. Modélisation des compensateurs statiques de puissance réactive

Le système (Fig. 5.1) se compose d'un réseau électrique (représenté par des sources de tension et une fonction de transfert $Z_s(s)$) auquel est connecté une charge non linéaire et un onduleur à commutation forcée capable de compenser la puissance réactive consommée ou produite par la charge. L'onduleur se compose de six thyristors auto commutés de types GTO avec des diodes anti-parallèles et un condensateur C .

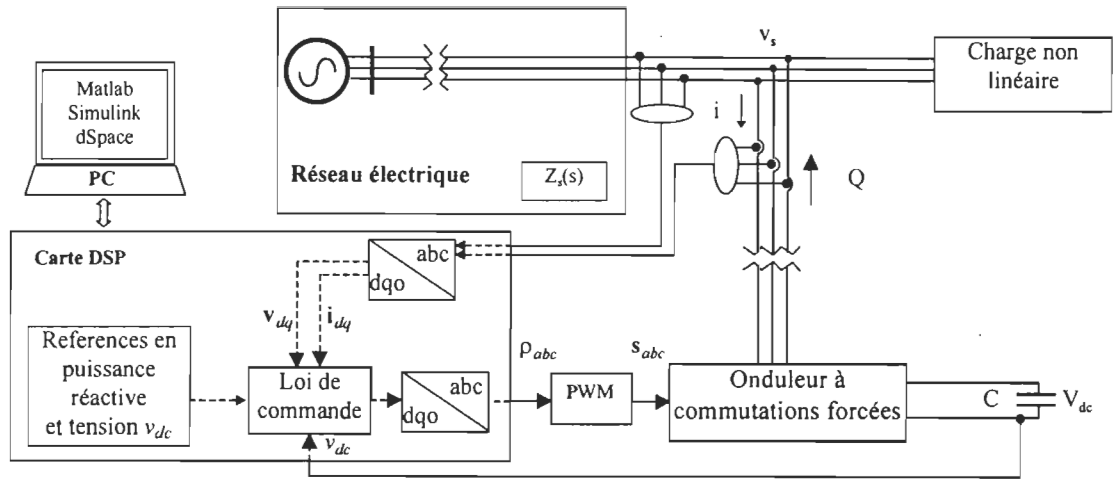


Figure 5.1 : Diagramme fonctionnel du compensateur statique de puissance réactive

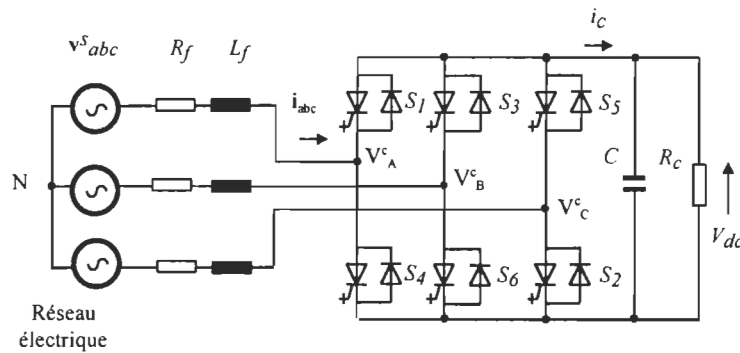


Figure 5.2 : Circuit du compensateur statique de puissance réactive

Hypothèses 5.1: (i) les commutations sont idéales; (ii) les harmoniques causés par les commutations sont négligeables; (iii) les sources de tensions sont équilibrées;

$$v_a^s = v_a \sin(\omega t), v_b^s = v_a \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right), v_c^s = v_a \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right).$$

D'après la loi des mailles et des noeuds, la stratégie de commutation des thyristors ($s_i \in \{0,1\}$, $s_1 + s_4 = 1$, $s_3 + s_6 = 1$, $s_5 + s_2 = 1$, $s_1 + s_3 + s_5 = 1$, $s_4 + s_6 + s_2 = 1$) et en adoptant les notations suivantes, $\mathbf{i}_{abc} = [i_a \ i_b \ i_c]^T$, $\mathbf{v}_{abc}^s = [v_a^s \ v_b^s \ v_c^s]^T$, $\mathbf{s}_{abc} = [s_1 \ s_3 \ s_5]^T$, $\boldsymbol{\rho}_{abc} = [\rho_1 \ \rho_2 \ \rho_3]^T$ (rapports cycliques correspondant à \mathbf{s}_{abc}), $\mathbf{R}_f = \text{diag}(R_f, R_f, R_f)$, $\mathbf{L}_f = \text{diag}(L_f, L_f, L_f)$,

$$\mathbf{d} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix}, \text{ le circuit de la figure 5.2 admet pour modèle dynamique:}$$

$$\mathbf{L}_f \dot{\mathbf{i}}_{abc} = -\mathbf{R}_f \mathbf{i}_{abc} + \mathbf{v}_{abc}^s - \mathbf{d} \mathbf{s}_{abc} v_{dc}, \quad C \dot{v}_{dc} = -R_c^{-1} v_{dc} + \mathbf{s}_{abc}^T \mathbf{i}_{abc}$$

D'après la transformation généralisée de Blondel-Park pour un réseau triphasé équilibré,

$$\mathbf{P}_{abc,dq} = \begin{bmatrix} \cos(\omega^n t + \delta) & \cos(\omega^n t - \frac{2\pi}{3} + \delta) & \cos(\omega^n t + \frac{2\pi}{3} + \delta) \\ -\sin(\omega^n t + \delta) & -\sin(\omega^n t - \frac{2\pi}{3} + \delta) & -\sin(\omega^n t + \frac{2\pi}{3} + \delta) \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

où ω^n et δ représentent la pulsation synchrone et le déphasage du réseau au point de connexion par rapport à un repère synchrone, le modèle suivant est obtenu

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{i}}_{dqo} &= \left(-\mathbf{P}_{abc,dq} \mathbf{L}_f^{-1} \mathbf{R}_f \mathbf{P}_{abc,dq}^{-1} - \dot{\mathbf{P}}_{abc,dq} \mathbf{P}_{abc,dq}^{-1} \right) \mathbf{i}_{dqo} + \mathbf{L}_f^{-1} \mathbf{v}_{dqo} - \mathbf{P}_{abc,dq} \mathbf{L}_f^{-1} \mathbf{d} \mathbf{P}_{abc,dq}^{-1} \mathbf{s}_{dqo} v_{dc} \\ C \dot{v}_{dc} &= -R_c^{-1} v_{dc} + \mathbf{s}_{dqo}^T \mathbf{P}_{abc,dq}^{-T} \mathbf{P}_{abc,dq}^{-1} \mathbf{i}_{dqo} \end{aligned}$$

et représente une dynamique moyennée (modèle d'état moyenné) obtenue à partir d'une modulation de largeur d'impulsions (MLI) à haute fréquence (Sanders *et al.*, 91 ; Wu *et al.*, 91). Notons qu'une analyse par décomposition de Fourier conduit au même résultat. En tenant compte

du fait que $\mathbf{P}_{abc,dq}^{-T} \mathbf{P}_{abc,dq}^{-1} = \frac{1}{3} \text{diag}(2,2,1)$ et $\mathbf{P}_{abc,dq} \mathbf{d} \mathbf{P}_{abc,dq}^{-1} = \mathbf{I}_{3 \times 3}$, le modèle dq suivant est obtenu

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \\ \dot{v}_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_f}{L_f} & \omega^n & 0 \\ -\omega^n & -\frac{R_f}{L_f} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{R_c C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ v_{dc} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_f} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_f} v_{dc} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_f} v_{dc} \\ \frac{2}{3C} i_d & \frac{2}{3C} i_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \rho_d \\ \rho_q \end{bmatrix} \quad (5.2)$$

avec $\mathbf{v}_{dq} = [v_d \ v_q]^T$ et $\mathbf{i}_{dq} = [i_d \ i_q]^T$ les composantes en quadrature de \mathbf{v}_{abc}^s et \mathbf{i}_{abc} ; $\rho_{dq} = [\rho_d \ \rho_q]^T$ les entrées de commande qui représentent le signal de modulation utilisé dans la MLI. Avec cette modélisation les harmoniques peuvent être considérés comme des perturbations à hautes fréquences. Le modèle moyenné (5.2) est utilisé pour la conception de la loi de commande. Ce modèle est non linéaire selon les entrées de commande. Il est continu et invariant dans le temps. Notons que pour simplifier, un abus de notation est commis en adoptant indifféremment \mathbf{i}_{dq} pour les signaux instantanés et moyennés.

Les puissances actives et réactives ont pour expressions :

$$P = \frac{2}{3}(v_d i_d + v_q i_q), Q = \frac{2}{3}(v_q i_d - v_d i_q)$$

De plus, avec la transformation \mathbf{P} (5.1), les tensions et courants du réseau s'écrivent respectivement :

$$\mathbf{v}_{dq}^T = \frac{3}{2} v_o [\sin(\delta) - \cos(\delta)], \mathbf{i}_{dq}^T = \frac{3}{2} i_o [\sin(\varphi + \delta) - \cos(\varphi + \delta)]$$

Par conséquent, la puissance réactive est reformulée comme suit :

$$Q = -\frac{3}{2} v_o i_o (\cos(\delta) \sin(\varphi + \delta) - \sin(\delta) \cos(\varphi + \delta)) = -\frac{3}{2} v_o i_o \sin(\varphi).$$

Si la transformation de Blondel-Park est en phase avec le réseau, c-a-d $\delta = 0$, ce qui est systématiquement réalisé au cours de l'implémentation, la puissance réactive a pour nouvelle expression $Q = -\frac{3}{2} v_o i_o \sin(\varphi) = \frac{2}{3} v_q i_d$. On remarque donc que la commande de la puissance réactive est réalisée par l'intermédiaire du courant i_d tel que $Q_l + Q_c = 0$, avec Q_l et Q_c , respectivement, la puissance réactive consommée ou fournie par la charge et le compensateur.

Formulation du problème de commande : étant donné le système (5.2), nous désirons une régulation asymptotique autour d'une trajectoire en escalier (régulation de type servo) pour l'état du système $[\mathbf{i}_{dq}^T \ v_{dc}]^T$ avec une réponse arbitrairement rapide. De plus, la robustesse des performances et de la stabilité du système vis-à-vis des incertitudes de la valeur de la résistance de fuite du condensateur est désirée. Les trajectoires (i_d^o, v_{dc}^o, i_q^o) sont fixées pour i_d, v_{dc} . Celle de i_q doit être déterminée. •

5.3. Commande non linéaire.

5.3.1 Conception de la loi de commande

Dans cette section, un régulateur non linéaire composé de signaux basés sur le modèle inverse du système et sur une rétroaction en courant est exposé. La loi de commande est similaire, dans sa forme, à celle de Nicklasson *et al.* (97) pour les moteurs asynchrones et à celle de Sicard (93) pour les manipulateurs à articulations flexibles. Cependant, l'approche de passivité utilisée dans les références précédentes pour l'analyse de la stabilité et la conception de loi de commande

n'est pas utilisée ici.

En premier lieu, la transformation sur les entrées de commande, $\rho_{dq} = \frac{\mu_{dq}}{v_{dc}}$, est employée pour obtenir un découplage partiel entre la dynamique de \mathbf{i}_{dq} et celle de v_{dc} . Le modèle (5.2) s'exprime comme suit :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ v_{dc}^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_f}{L_f} & \omega^n & 0 \\ -\omega^n & -\frac{R_f}{L_f} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{2}{R_c C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ v_{dc}^2 \end{bmatrix} + \frac{1}{L_f} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_f} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_f} \\ \frac{4}{3C} i_d & \frac{4}{3C} i_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mu_d \\ \mu_q \end{bmatrix} \quad (5.3)$$

Pour que cette transformation soit possible, il faut éviter que la tension du condensateur soit nulle, ce qui est réalisé si l'on part avec des conditions initiales non nulles et si les gains du régulateur, présentés dans la suite, sont réglés de façon à ce que la tension ne s'annule pas au cours du régime transitoire. Définissons la loi suivante basée sur le modèle inverse du compensateur :

$$\mu_{dq}^o = \mathbf{v}_{dq} + L_f \left(\mathbf{A} \mathbf{i}_{dq}^o - \frac{d\mathbf{i}_{dq}^o}{dt} \right) \quad (5.4)$$

où $\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R_f}{L_f} & \omega^n \\ -\omega^n & -\frac{R_f}{L_f} \end{bmatrix}$; \mathbf{i}_q^o est la trajectoire du courant à déterminer à partir des trajectoires

désirées i_d^o , v_{dc}^o et de la contrainte (5.5) obtenue de (5.3), considérant que la régulation autour de

consignes constantes implique $\frac{dv_{dc}^{o^2}}{dt} = 0$.

$$\frac{4}{3C} \mu_{dq}^{o^T} \mathbf{i}_{dq}^o - \frac{2}{R_c C} v_{dc}^{o^2} = 0 \quad (5.5)$$

Soit la boucle de rétroaction suivante

$$\mu_{fb,dq} = -L_f \mathbf{k}_{fb} (\mathbf{i}_{dq} - \mathbf{i}_{dq}^o) \quad (5.6)$$

En utilisant (5.3), (5.4), (5.5) et (5.6), le système en boucle fermée obtenu avec la loi de commande $\mu_{dq} = \mu_{dq}^o + \mu_{fb,dq}$ s'exprime comme suit

$$\frac{d\bar{\mathbf{i}}_{dq}}{dt} = (\mathbf{A} + \mathbf{k}_{fb}) \bar{\mathbf{i}}_{dq} \quad (5.7a)$$

$$\frac{d\overline{v_{dc}^2}}{dt} = -\frac{2\overline{v_{dc}^2}}{RcC} + \frac{4}{3C} \left(\mu_{dq}^{oT} \bar{\mathbf{i}}_{dq} - L_f \mathbf{i}_{dq}^T \mathbf{k}_{fb} \bar{\mathbf{i}}_{dq} \right) \quad (5.7b)$$

où \mathbf{k}_{fb} est une matrice de gain définie afin de placer de façon arbitraire dans le demi-plan gauche de Laplace, les pôles de $\mathbf{A} + \mathbf{k}_{fb}$. Les erreurs de poursuite pour la tension et les courants sont définies par $\overline{v_{dc}^2} = v_{dc}^2 - v_{dc}^{o2}$ et $\bar{\mathbf{i}}_{dq} = \mathbf{i}_{dq} - \mathbf{i}_{dq}^o$.

Hypothèse 5.2 (section 5.3) : la tension du réseau est constante. •

Notons que $\mathbf{i}_{dq} = \mathbf{i}_{dq}^o + \bar{\mathbf{i}}_{dq}$ avec \mathbf{i}_{dq}^o borné. Avec l'*Hypothèse 5.2*, μ_{dq}^o est constant et le système (5.7) est autonome, par conséquent, le système (5.7) exprimant les erreurs de poursuite est asymptotiquement stable (Isidori, 89).

Due à la structure algébrique du système (5.3), la trajectoire i_q^o est déterminée à partir des trajectoires i_d^o et v_{dc}^o en substituant (5.4) dans (5.5) et en résolvant l'équation différentielle (5.8)

en i_q^o (la régulation autour de consignes constantes implique $\frac{di_d^o}{dt} = \frac{dv_{dc}^{o2}}{dt} = 0$)

$$L_f \frac{di_q^{o2}}{dt} + 2R_f i_q^{o2} - 2v_q i_q^o = 2 \left(v_d i_d^o - R_f i_d^{o2} \right) - \frac{3v_{dc}^{o2}}{R_c} \quad (5.8)$$

La dynamique (5.8) possède deux points d'équilibre pour i_q^o qui sont

$$i_{q1,2}^o = \frac{1}{2} \left(\frac{v_q}{R_f} \pm \sqrt{\frac{v_q^2}{R_f^2} + \frac{4}{R_f} \left(v_d i_d^o - R_f i_d^{o2} \right) - \frac{6v_{dc}^{o2}}{R_c R_f}} \right).$$

Pour que la régulation soit réalisable, le discriminant dans l'expression de $i_{q1,2}^o$ doit être positif. Étant donnée la trajectoire de i_d^o , une borne supérieure de v_{dc}^{o2} est obtenue. Les bornes

supérieures et inférieures de i_d^o sont obtenues en résolvant $\frac{v_q^2}{R_f} + 4(v_d i_d^o - R_f i_d^{o2}) > 0$. Sous des conditions d'opération nominales et avec des valeurs usuelles de paramètre (cf. tableau 5.1, section 5.4), un des points d'équilibre possède une valeur absolue élevée. En utilisant (5.8), on représente le champ de vecteur $\frac{di_q^{o2}}{dt} = f(i_q^{o2})$ (fig. 5.3).

Les points d'équilibre i_{q1}^o, i_{q2}^o sont respectivement instable et stable. Le point i_{q2}^o est non désirable à cause de sa grande valeur absolue. Ainsi, afin d'imposer le point instable i_{q1}^o comme faisant partie de la trajectoire à déterminer, la résolution en temps réel de (5.8) est évitée. i_{q1}^o est calculé et imposé comme nouvelle consigne constante à atteindre. Dans l'équation (5.8), la condition $\frac{di_{dq}^o}{dt} = 0$ doit être satisfaite.

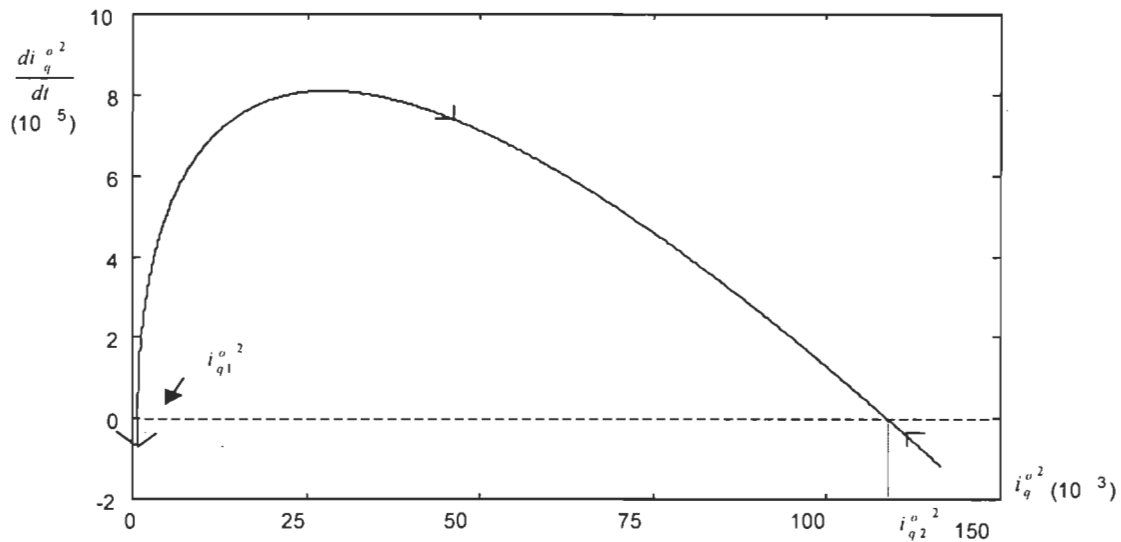


Figure 5.3: Représentation du champ de vecteur $\frac{di_q^{o2}}{dt} = f(i_q^{o2})$ avec $i_{q1}^o = -0.12A, i_{q2}^o = -330A$ (cf. section 5.4 pour les valeurs des paramètres avec $i_d^o = -5A, v_{dc}=250V$).

Il est à noter, cependant, que le comportement de $\overline{v_{dc}^2}$ pendant le régime transitoire est déterminé par la capacité et la résistance de fuite du condensateur. Un manque de connaissance précise à leur sujet peut entraîner des problèmes de robustesse et un possible faible taux de

convergence.

Afin d'y remédier et en particulier pour influencer de façon arbitraire la convergence $\overline{v_{dc}^2}$, la trajectoire i_q^0 est déterminée comme précédemment (cf. (5.5)), mais avec un terme additionnel dans (5.9) qui consiste en une rétroaction sur l'erreur de poursuite de la tension du condensateur.

$$\frac{4}{3C} \mu_{dq}^{oT} \mathbf{i}_{dq}^o - \frac{2}{R_c C} v_{dc}^{o2} = -2k_o \overline{v_{dc}^2} \quad (5.9)$$

Le système en boucle fermée s'exprime comme suit :

$$\frac{d\bar{\mathbf{i}}_{dq}}{dt} = (\mathbf{A} + \mathbf{k}_{fb}) \bar{\mathbf{i}}_{dq} \quad (5.10a)$$

$$\frac{d\overline{v_{dc}^2}}{dt} = -2 \left(\frac{1}{R_c C} + k_o \right) \overline{v_{dc}^2} + \frac{4}{3C} \left(\mu_{dq}^{oT} \bar{\mathbf{i}}_{dq} - L_f \mathbf{i}_{dq}^T \mathbf{k}_{fb} \bar{\mathbf{i}}_{dq} \right) \quad (5.10b)$$

Le gain k_o est choisi afin d'imposer le taux de convergence de $\overline{v_{dc}^2}$ comme souhaité. De l'équation (5.9) résulte la même équation différentielle (5.8) en ajoutant le terme $-Ck_o \overline{v_{dc}^2}$ au membre de gauche. i_q^0 dépendant de $\overline{v_{dc}^2}$, le signal d'anticipation μ_{dq}^o n'est plus constant. Cependant, le système (5.10) demeure autonome avec $\mathbf{i}_{dq} = \mathbf{i}_{dq}^o(\overline{v_{dc}^2}) + \bar{\mathbf{i}}_{dq}$ et $\mu_{dq}^o(\mathbf{i}_q^o(\overline{v_{dc}^2}))$ dans (5.10b), si \mathbf{i}_{dq}^o et v_{dc}^o sont constants.

En outre, les pôles de $\mathbf{A} + \mathbf{k}_{fb}$ peuvent être arbitrairement placés dans le demi plan gauche de Laplace afin que la dynamique en $\bar{\mathbf{i}}_{dq}$ devienne dominante, c-a-d $\mu_{dq}^{oT} \bar{\mathbf{i}}_{dq} \in L_2$. Ce qui résulte en la stabilité asymptotique du système (5.10) d'après Khalil (96).

La solution i_q^0 résultant de (5.9) et (5.4) dépend continuellement de $\overline{v_{dc}^2}$, ce qui rend l'analyse des trajectoires i_q^0 plus complexe, quant à leur stabilité en tant que solution de l'équation (5.9). L'expression suivante de i_q^0 qui correspond à une solution en régime permanent de (5.9) sera utilisée pour l'implantation de la loi de la commande.

$$i_q^o = \frac{1}{2} \left(\frac{v_q}{R_f} \pm \sqrt{\frac{v_q^2}{R_f^2} + \frac{4}{R_f} \left(v_d i_d^o - R_f i_d^{o2} \right) - 6 \left(\frac{v_{dc}^{o2}}{R_c R_f} - \frac{C}{R_f} k_o \overline{v_{dc}^2} \right)} \right) \quad (5.11)$$

Cette simplification transforme le système (5.10a) comme suit :

$$\frac{d\bar{\mathbf{i}}_{dq}}{dt} = (\mathbf{A} + \mathbf{k}_{fb})\bar{\mathbf{i}}_{dq} - \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{di_q^o}{dt} \end{bmatrix} \quad (5.12)$$

avec l'utilisation de la valeur la plus convenable de (5.11) (valeur faible en valeur absolue) tout en supposant une régulation de type servo (avec l'Hypothèse 5.2 et pour v_{dc}^o, i_d^o constants).

$$\frac{di_q^o}{dt} = \frac{\frac{3C}{2R_f} k_o \frac{dv_{dc}^2}{dt}}{\sqrt{\frac{v_q^2}{R_f^2} + \frac{4}{R_f} \left(v_d i_d^o - R_f i_d^{o2} \right) - 6 \left(\frac{v_{dc}^{o2}}{R_c R_f} - \frac{C}{R_f} k_o \overline{v_{dc}^2} \right)}}$$

où $\frac{dv_{dc}^2}{dt}$ est donné par l'équation (5.10b).

Les dynamiques en $\overline{v_{dc}^2}$ et i_q sont, maintenant, couplées. Si \mathbf{k}_{fb} et k_o sont choisis tels que la dynamique en \mathbf{i}_{dq} soit plus rapide que celle en $\overline{v_{dc}^2}$, il est alors possible de considérer le système (5.12) comme linéaire et invariant dans le temps avec un terme d'excitation $\frac{di_q^o}{dt} \cong \text{constante}$ durant la phase de convergence de $\bar{\mathbf{i}}_{dq}$. Ainsi, la convergence de $\bar{\mathbf{i}}_{dq}$ assure la convergence, plus lente, de $\overline{v_{dc}^2}$.

Hypothèses 5.3 : il existe δ_i et $\delta_v > 0$ telles que les bornes suivantes soient respectées :

$$\|\bar{\mathbf{i}}_{dq}\|_2 < \delta_i \text{ et } \left| \overline{v_{dc}^2} \right| < \delta_v . \quad \bullet$$

Théorème 5.4 : le système (5.3) muni de la loi de commande (5.4), (5.6) et (5.11) est asymptotiquement stable. •

Preuve : \mathbf{k}_{fb} peut être choisi de telle manière que $\mathbf{A} + \mathbf{k}_{fb} = -\varepsilon \mathbf{I}_2$, $\varepsilon > 0$, ainsi le système (5.10b), (5.12) peut être réécrit sous la forme d'un système faisant ressortir une perturbation singulière :

$$\begin{aligned}\frac{d\overline{v_{dc}^2}}{dt} &= f\left(\overline{v_{dc}^2}, \overline{\mathbf{i}_{dq}}\right) \\ \varepsilon \frac{d\overline{\mathbf{i}_{dq}}}{dt} &= g\left(\overline{v_{dc}^2}, \overline{\mathbf{i}_{dq}}, \varepsilon\right)\end{aligned}\quad (5.13)$$

La définition de f est évidente. Celle de g est donnée par :

$$g\left(\overline{v_{dc}^2}, \overline{\mathbf{i}_{dq}}, \varepsilon\right) = -\overline{\mathbf{i}_{dq}} + \varepsilon \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{di_q^o}{dt} \end{bmatrix}$$

Lorsque $\overline{\mathbf{i}_{dq}} = \mathbf{0}$, la dynamique en $\overline{v_{dc}^2}$ est asymptotiquement stable. Il est donc possible de trouver une fonction définie positive $V\left(\overline{v_{dc}^2}\right)$ telle que :

$$\frac{dV}{d\overline{v_{dc}^2}} g\left(\overline{v_{dc}^2}, \mathbf{0}, \varepsilon\right) \leq -\alpha_1 \phi\left(\overline{v_{dc}^2}\right) \quad (5.14)$$

Avec $V\left(\overline{v_{dc}^2}\right) = \frac{\overline{v_{dc}^2}^2}{2}$, $\phi\left(\overline{v_{dc}^2}\right) = \overline{v_{dc}^2}$, et $\alpha_1 > 0$, l'inégalité (5.14) est satisfaite.

Vérifions d'abord, qu'il existe $k_1 > 0$ tel que :

$$\frac{di_q^o}{dt}\left(\overline{v_{dc}^2}, \overline{\mathbf{i}_{dq}} = \mathbf{0}\right) \leq -k_1 \phi^{1/2}\left(\overline{v_{dc}^2}\right) \quad (5.15)$$

Soient les paramètres suivants :

$$\alpha = \frac{3Ck_0}{2R_f}, \quad \beta = \frac{v_q^2}{R_f^2} + \frac{4}{R_f} \left(v_d i_d^o - R_f i_d^{o2} \right) - \frac{6v_{dc}^{o2}}{R_c R_f}, \quad \delta = \frac{6Ck_0}{R_f}, \quad \mathbf{A}_v = -2 \left(\frac{1}{R_c C} + k_o \right).$$

L'inégalité (5.15) est équivalente à $\frac{\alpha \mathbf{A}_v \overline{v_{dc}^2}}{\sqrt{\beta + \delta \overline{v_{dc}^2}}} \leq -k_1 \phi^{1/2}\left(\overline{v_{dc}^2}\right)$.

On suppose qu'il est possible de fixer les gains du correcteur de telle façon qu'il n'y ait pas de problème d'existence au niveau de la racine de l'expression précédente. D'après la limite en $\left|\overline{v_{dc}^2}\right|$ (*Hypothèses 5.3*), on trouve les bornes suivantes :

$$1/\sqrt{\beta + \delta \overline{v_{dc}^2}} \leq 1/\sqrt{\beta + \delta \overline{v_{dc}^2}} \leq 1/\sqrt{\beta - \delta \overline{v_{dc}^2}}$$

On en déduit qu'il existe $k_1 \geq \frac{\alpha \mathbf{A}_v}{\sqrt{\beta - \delta \overline{v_{dc}^2}}}$ qui vérifie l'inégalité (5.15).

Vérifions maintenant qu'il existe k_2 tel que

$$\frac{dV}{dt} \left(\overline{v_{dc}^2} \right) \left[f \left(\overline{v_{dc}^2}, \bar{\mathbf{i}}_{dq} \right) - f \left(\overline{v_{dc}^2}, 0 \right) \right] \leq -k_2 \phi^{1/2} \left(\overline{v_{dc}^2} \right) \|\bar{\mathbf{i}}_{dq}\|_2 \quad (5.16)$$

Explicitons le membre gauche de (5.16)

$$\frac{dV}{dt} \left(\overline{v_{dc}^2} \right) \left[f \left(\overline{v_{dc}^2}, \bar{\mathbf{i}}_{dq} \right) - f \left(\overline{v_{dc}^2}, 0 \right) \right] = \frac{4}{3} \overline{v_{dc}^2} \left(\mu_{dq}^o{}^T - L_f \bar{\mathbf{i}}_{dq}^T \mathbf{k}_{fb} \right) \bar{\mathbf{i}}_{dq}$$

En passant à la norme Euclidienne, pour que (5.16) soit vérifiée, il suffit que l'inégalité suivante soit vérifiée :

$$\frac{4}{3C} \overline{v_{dc}^2} \left\| \mu_{dq}^o{}^T - L_f \bar{\mathbf{i}}_{dq}^T \mathbf{k}_{fb} \right\|_2 \|\bar{\mathbf{i}}_{dq}\|_2 \leq k_2 \overline{v_{dc}^2} \|\bar{\mathbf{i}}_{dq}\|_2$$

D'après l'inégalité triangulaire, on en déduit la condition suffisante suivante :

$$\frac{4}{3C} \overline{v_{dc}^2} \left(\left\| \mu_{dq}^o{}^T \right\|_2 + L_f \|\bar{\mathbf{i}}_{dq}\|_2 \|\mathbf{k}_{fb}\|_2 \right) \|\bar{\mathbf{i}}_{dq}\|_2 \leq k_2 \overline{v_{dc}^2} \|\bar{\mathbf{i}}_{dq}\|_2$$

D'après la limite en $\|\bar{\mathbf{i}}_{dq}\|_2$ (Hypothèses 5.3), l'inégalité (5.16) est vérifiée si

$$k_2 \geq \frac{4}{3C} \left(\left\| \mu_{dq}^o \right\|_2 + L_f \|\mathbf{k}_{fb}\|_2 \delta_i \right).$$

L'existence des inégalités (5.15) et (5.16) assure, d'après un résultat particulier sur les perturbations singulières (Khalil, 96, p.395), que le système commandé est asymptotiquement stable. •

Remarques :

- Durant son régime transitoire, $\overline{v_{dc}^2}$ impose des contraintes supplémentaires sur le choix de $v_{dc}^o{}^2$ dans (5.11) pour assurer une régulation réalisable ;
- La conception de la loi de commande implique une stabilité asymptotique de $\overline{v_{dc}^2}$. La tension aux bornes du condensateur qui est initialement positive, tend vers la tension désirée v_{dc}^o si elle reste positive. Pour s'en assurer, les gains du régulateur doivent être choisis de façon à ce que les variations de $\overline{v_{dc}^2}$ pendant le régime transitoire ne soient pas trop importantes ;
- Comme il a été déjà mentionné, la régulation est de type servo car il n'est pas toujours possible de déterminer une trajectoire continue pour le courant i_q^o qui est solution de l'équation (5.9). La stabilité de celle-ci n'étant pas toujours assurée. Afin d'adoucir l'effort de

commande, il est toujours possible d'utiliser une dynamique du second ordre entre les valeurs de consigne constante.

5.3.2 Étude de la robustesse

Les propriétés de robustesse face aux incertitudes des paramètres du circuit sont maintenant abordées. Un tableau de valeur des paramètres est généralement fourni par le fabricant mais ces derniers peuvent fluctuer de façon significative selon les points d'opération, la variation de température, etc. Afin de distinguer les variations causées par les incertitudes, adoptons les notations suivantes

$$R_c = R_c^o + \varepsilon_{R_c}, R_f = R_f^o + \varepsilon_{R_f}, L_f = L_f^o + \varepsilon_{L_f}, C = C^o + \varepsilon_C, \tau = \tau^o + \varepsilon_\tau$$

avec $\tau = R_c C$; l'indice (^o) indique que la grandeur concernée se trouve dans son état nominal ; ε représente la variation de la grandeur par rapport à son état nominal. Tous les ε sont bornés.

Considérons les matrices suivantes $\mathbf{A}_o = \begin{bmatrix} -R_f^o & L_f^o \omega \\ -L_f^o \omega & -R_f^o \end{bmatrix}, \mathbf{E} = \begin{bmatrix} -\varepsilon_{R_f} & \varepsilon_{L_f} \omega \\ -\varepsilon_{L_f} \omega & -\varepsilon_{R_f} \end{bmatrix}$. Le modèle

d'erreur représentant le système dynamique en $\bar{\mathbf{i}}_{dq}$ et $\overline{v_{dc}^2}$ devient

$$\dot{\bar{\mathbf{i}}}_{dq} = L_f^{-1} (\mathbf{A}_o + L_f^o \mathbf{k}_{fb}) \bar{\mathbf{i}}_{dq} + L_f^{-1} \mathbf{E} \mathbf{i}_{dq}^o - \varepsilon_{L_f} L_f^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{di_q^o}{dt} \end{bmatrix} \quad (5.17a)$$

$$\frac{d\overline{v_{dc}^2}}{dt} = -2 \left(\frac{1}{\tau} + k_o \right) \overline{v_{dc}^2} + \frac{2\varepsilon_\tau}{\tau \tau^o} v_{dc}^{o2} - \frac{4\varepsilon_C \mu_{dq}^o \mathbf{i}_{dq}^o}{3CC^o} + \frac{4}{3C} \left(\mu_{dq}^{oT} \bar{\mathbf{i}}_{dq} - L_f^o \mathbf{i}_{dq}^{oT} \mathbf{k}_{fb} \bar{\mathbf{i}}_{dq} \right) \quad (5.17b)$$

Notons $\lambda_M < 0$ la valeur propre maximale de

$$\left(L_f^o + \sup_i |\varepsilon_{L_f}| \right)^{-1} (\mathbf{A}_o + L_f^o \mathbf{k}_{fb}).$$

ainsi que $\beta_i = \left(L_f^o - \sup_i |\varepsilon_{L_f}| \right)^{-1} \|\mathbf{E} \mathbf{i}_{dq}^o\|_2$ et $\beta_i^d = \left(L_f^o - \sup_i |\varepsilon_{L_f}| \right)^{-1} \left\| \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{di_q^o}{dt} \end{bmatrix} \right\|_2$; β_i et β_i^d sont bornés

car \mathbf{i}_{dq}^o et sa dérivée selon l'axe q le sont. D'après Khalil (96, p267), il existe deux constantes $a_i, b_i > 0$ telles que pour tout $t \geq t_0$,

$$\|\bar{\mathbf{i}}_{dq}\| \leq a_i \|\bar{\mathbf{i}}_{dq}(t_0)\| e^{-\lambda_M(t-t_0)} + \frac{a_i (\beta_i + \beta_i^d)}{\lambda_M b_i} (1 - e^{-\lambda_M(t-t_0)}) \quad (5.18)$$

L'erreur de courant $\bar{\mathbf{i}}_{dq}$ est bornée par $\frac{a_i(\beta_i + \beta_i^d)}{\lambda_M b_i}$, ce qui implique que le signal d'anticipation

$\mu_{dq} = \mu_{dq}^o + L_f^o \mathbf{k}_{fb} \bar{\mathbf{i}}_{dq}$ et le courant \mathbf{i}_{dq} sont bornés par une fonction de β_i . Par conséquent, il existe une borne $\beta(\varepsilon_\tau, \varepsilon_C, \beta_i) = \nu(\varepsilon_\tau, \varepsilon_C, \varepsilon_{R_f}, \varepsilon_{L_f}) > 0$, telle que

$$\frac{2\varepsilon_\tau}{\tau\tau^o} v_{dc}^o{}^2 - \frac{4\varepsilon_C \mu_{dq}^o \mathbf{i}_{dq}^o}{3CC^o} + \frac{4}{3C} \left(\mu_{dq}^o{}^T \bar{\mathbf{i}}_{dq} - L_f \mathbf{i}_{dq}^T \mathbf{k}_{fb} \bar{\mathbf{i}}_{dq} \right) \leq \nu(\varepsilon_\tau, \varepsilon_C, \varepsilon_{R_f}, \varepsilon_{L_f}) \quad (5.19)$$

De façon similaire à la dynamique en $\bar{\mathbf{i}}_{dq}$, il existe deux constantes $a_v, b_v > 0$ telles que pour tout $t \geq t_0$,

$$\left| \overline{v_{dc}^2} \right| \leq a_v \left| \overline{v_{dc}^2}(t_0) \right| e^{-2\left(\frac{1}{\tau} + k_o\right)(t-t_0)} + \frac{\nu(\varepsilon_\tau, \varepsilon_C, \varepsilon_{R_f}, \varepsilon_{L_f}) a_v}{2\left(\frac{1}{\tau} + k_o\right) b_v} \left(1 - e^{-2\left(\frac{1}{R_c C} + k_o\right)(t-t_0)} \right) \quad (5.20)$$

Discussion

Dans le cas où il n'y a pas d'incertitude, c'est à dire lorsque $\nu(\varepsilon_\tau, \varepsilon_C, \varepsilon_{R_f}, \varepsilon_{L_f}) = 0$, le système formé par les signaux d'erreur est exponentiellement stable en zéro. Si, au moins, un des paramètres est incertain, le point d'équilibre varie, la convergence demeurant exponentielle.

L'examen des inégalités (5.18) et (5.20) montre que les écarts stationnaires de $\bar{\mathbf{i}}_{dq}$ et $\overline{v_{dc}^2}$ sont respectivement proportionnel à λ_M^{-1} et $\left(\frac{1}{\tau} + k_o\right)^{-1}$. Avec des gains du régulateur suffisamment élevés (mais pas trop pour éviter une amplification du bruit indésirable), les écarts stationnaires, en cas d'incertitudes paramétriques, peuvent devenir acceptables d'un point de vue pratique.

Remarques:

- ν dépend du comportement de $\bar{\mathbf{i}}_{dq}$ pendant son régime transitoire. Nous verrons dans la suite que ce terme est faible sous des conditions usuelles de fonctionnement et qu'ainsi l'effet de

$$0.5\nu a_v b_v^{-1} \left(\frac{1}{R_c C} + k_o \right)^{-1} \text{ est négligeable.}$$

- Le gain k_o permet de réduire la sensibilité du taux de convergence de $\overline{v_{dc}^2}$ face aux variations des différents paramètres incertains et de réduire l'erreur statique en $\overline{v_{dc}^2}$.

- Le gain k_o ne doit pas être choisi trop grand afin d'assurer l'existence de i_q^o .

5.4. Résultats de simulation

Dans cette section, la loi de commande précédemment conçue est validée, d'abord par simulation du modèle moyenné (5.2) et ensuite par simulation du modèle incorporant les commutations. La propriété de robustesse face aux variations des paramètres du circuit est vérifiée. Les paramètres du système et du régulateur sont présentés dans les tableaux 5.1 et 5.2. Les gains de la boucle de rétroaction sont choisis pour obtenir un découplage entre i_d et i_q .

La consigne pour le courant i_d suit la séquence suivante -10, -5, 5, 0 A. Les simulations sont réalisées avec les conditions initiales suivantes $i_{dq} = 0$ A et $v_{dc}^o = 250$ V et ont été successivement réalisées à partir des séquences d'incertitude suivantes

Condition Co (-): valeur nominale des paramètres;

Condition C1 (..):valeurs nominales avec variations pendant les périodes suivantes :

$$L_f = 1.3L_f^o (0 \leq t < 0.1); R_f = 1.3R_f^o (0.1 \leq t < 0.2); C = 1.3C^o (0.2 \leq t < 0.3); \\ R_c = 1.3R_c^o (0.3 \leq t < 0.4);$$

Condition C2(--):valeurs nominales avec variations pendant les périodes suivantes :

$$L_f = 0.7L_f^o (0 \leq t < 0.1); R_f = 0.7R_f^o (0.1 \leq t < 0.2); C = 0.7C^o (0.2 \leq t < 0.3); \\ R_c = 0.7R_c^o (0.3 \leq t < 0.4);$$

Tableau 5.1 : Paramètres du compensateur statique de puissance réactive

R_f	L_f	C	R_c	Fréquence	Tension de phase
0.5 Ω	33 mH	132 μ F	233 Ω	60 Hz	110 V

Tableau 5.2 : Paramètres du régulateur du compensateur statique de puissance réactive

Gain de la boucle de rétroaction	$\mathbf{k}_{fb} = \begin{bmatrix} -8975 & -377 \\ 377 & -3575 \end{bmatrix}$
Gain de la boucle d'anticipation	$k_o = 70$

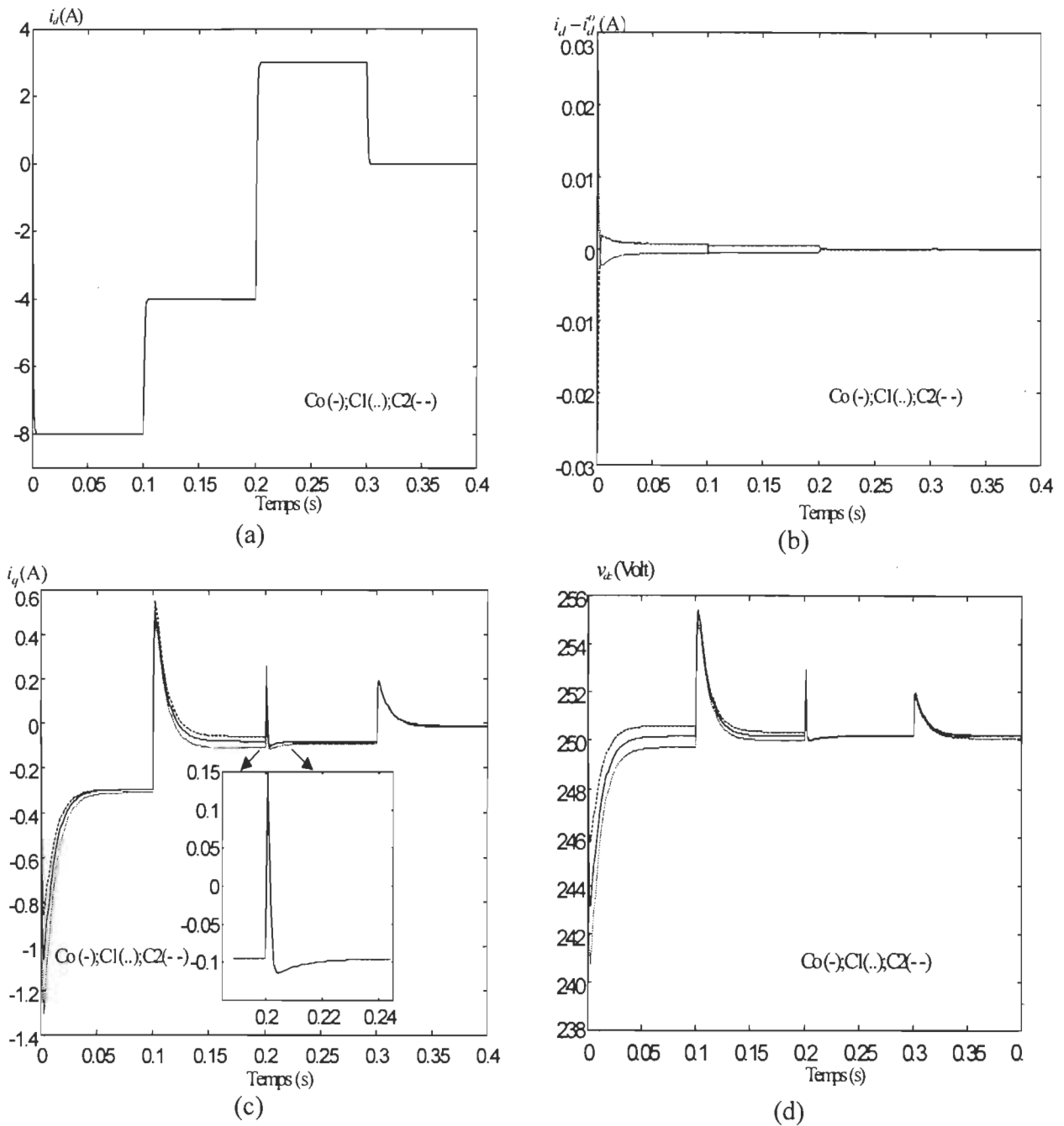


Figure 5.4: Réponses du STATCOM (modèle moyenné): (a) Courant i_d (Co, C1, C2); (b) signal d'erreur \bar{i}_d (C1, C2); (c) courant i_q (Co, C1, C2); (d) tension v_{dc} (Co, C1, C2)

La réponse du courant i_d (fig. 5.4(a,b)) demeure relativement inchangée par rapport aux variations paramétriques. Les gains du régulateur, suffisamment élevés, induisent une erreur stationnaire faible (fig. 5.4(b)). Les mêmes résultats sont obtenus pour i_q et v_{dc} . L'erreur en \bar{v}_{dc} (fig. 5.4(d)) est en accord avec l'analyse de robustesse et cause les variations observées sur i_d^o et donc sur i_q (fig. 5.4(c)). Les perturbations pour la tension v_{dc} dépendent du comportement

de i_{dq} pendant le régime transitoire. Il est possible d'en amoindrir les effets en augmentant la capacité C du condensateur, si cela est possible. La valeur standard de C utilisée pour les simulations donne de faibles variations pour la tension v_{dc} . Le gain k_o est choisi de façon à obtenir un taux de convergence désiré pour la réponse en $\overline{v_{dc}^2}$.

Le système est ensuite simulé (fig. 5.5) en tenant compte de la commutation des GTO et en adoptant l'approche des fonctions de commutation (Salzar *et al.*, 94). De par la présence des

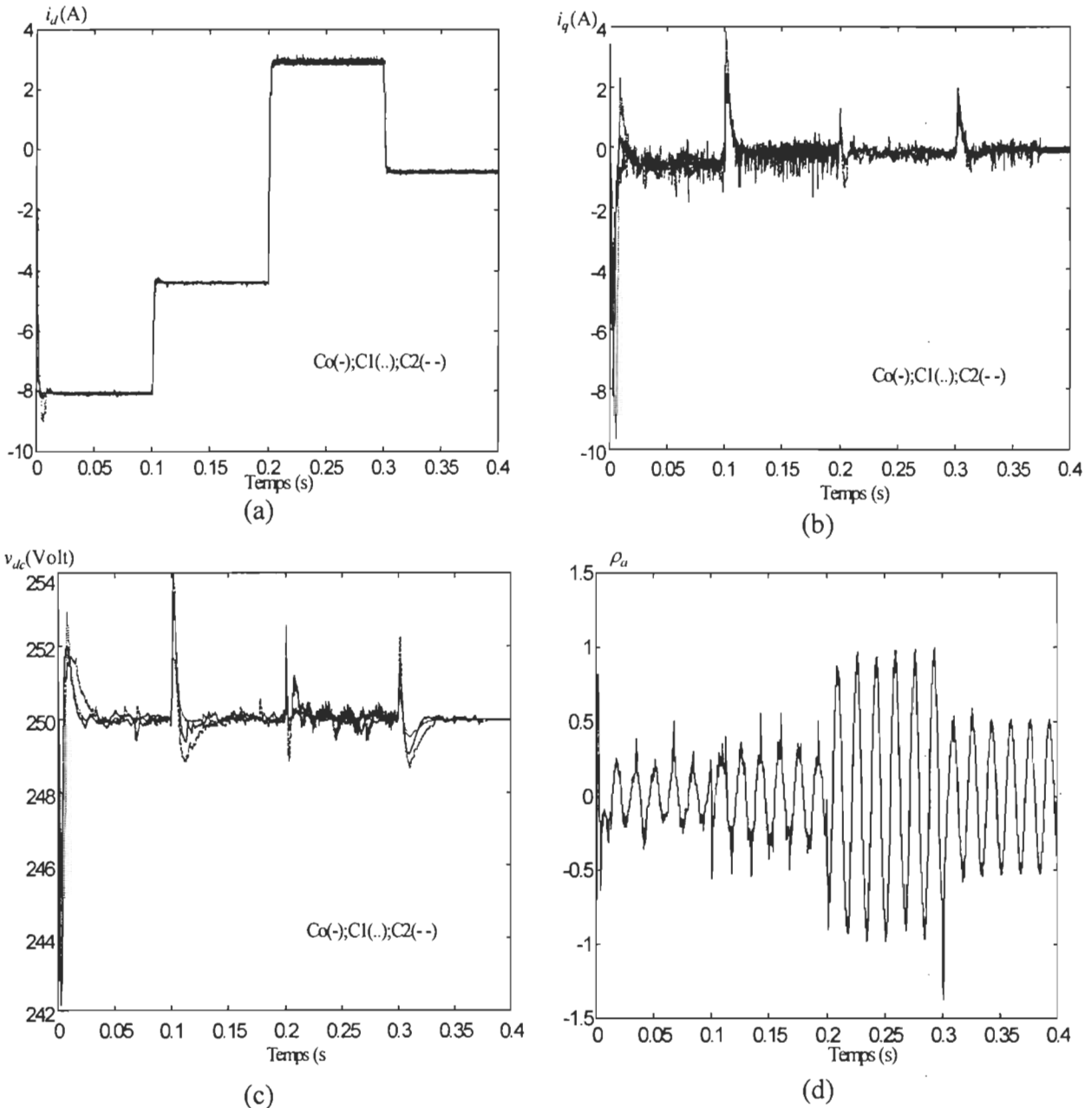


Figure 5.5: Réponses du STATCOM (modèle avec commutations): (a) Courant i_d (Co, C1, C2); (b) courant i_q (Co, C1, C2); (c) tension v_{dc} (Co, C1, C2); (d) signal de modulation ρ_a

commutations, une légère erreur stationnaire pour la tension v_{dc} a été observée. Cette erreur stationnaire induit, par la commande proposée, d'importantes oscillations en haute fréquence pour la réponse en courant i_d .

Afin de remédier à ce problème, le retour proportionnel $k_o \overline{v_{dc}^2}$ est remplacé par un terme proportionnel intégral $k_o \overline{v_{dc}^2} + k_i \int \overline{v_{dc}^2} dt$ avec la valeur de gain $k_i = 2$. En ce qui concerne la performance et la robustesse du système régulé, les résultats (fig. 5.5) sont qualitativement similaires à ceux obtenus dans le cas du modèle moyenné. On note, cependant, un régime transitoire en i_q (fig. 5.5(b)) présentant des pics plus importants, ainsi qu'un léger dépassement dans la réponse i_d (fig. 5.5(a)) lorsque l'incertitude $L_f = 1.3L_f^o$ est considérée. L'utilisation de l'intégrateur maintient une erreur stationnaire nulle pour la réponse de la tension continue (fig. 5.5(c)). En régime transitoire, le signal de commande, c'est à dire le signal de modulation ρ_a (fig. 5(d)) utilisé dans la MLI est inférieur à un ou proche de un, ce qui facilite l'implantation du régulateur.

5.5. Résultats expérimentaux

5.5.1 Montage expérimental (fig. 5.1)

L'onduleur 30A/300V de type GTO (fig. 5.2, tableau 5.1) est contrôlé par un processeur à signaux digitaux (DSP) TMS320C40 à point flottant. Un système dSPACE (96) est utilisé pour générer le code C utilisé en temps réel par le processeur et obtenu à partir de la programmation du régulateur sur logiciel Simulink/Matlab®. Le régulateur implanté dans la carte comprenant entre autre un DSP, fournit les signaux de modulation ρ_1, ρ_2, ρ_3 qui, employés par la MLI, fourniront les signaux $s_i \in \{0,1\}$, $i \in \{1, \dots, 6\}$ de déclenchement des GTO du pont (fig. 5.2).

Le système dSPACE permet également la visualisation en temps réel des signaux du système ainsi que la syntonisation en temps réel des gains du système. La période d'échantillonnage pour l'exécution de la loi de commande et l'acquisition des données est de 0.2ms. La fréquence de commutation du PWM est de 5kHz.

5.5.2 Résultats

Deux séries de résultats sont présentées : (i) les réponses du système face aux changements de consigne du courant i_d dont la séquence est $-8, -4, 3, 0$ A ; (ii) les réponses du système face aux changements de consigne de la tension v_{dc} dont la séquence est $220, 150, 280$ V. Les réponses (fig. 5.6 et 5.7) sont similaires à celles présentées dans les simulations. La tension v_{dc} (fig. 5.6 (b)) présente, toutefois, une transitoire plus importante, bien que l'on observe une phase de convergence à chaque nouvelle valeur de consigne. Les oscillations en hautes fréquences proviennent de l'effet des commutations sur les capteurs qui opèrent à la limite de leur saturation. Il serait possible d'améliorer la qualité de la tension continue en installant des filtres physiques du côté continu. L'implantation de filtres algorithmiques à partir des signaux mesurés conduit à des oscillations indésirables. La poursuite de la tension v_{dc} (fig. 5.8) est satisfaisante et pourrait être plus rapide avec une augmentation de la constante k_o mais aux dépens d'un régime transitoire important pour le courant i_d . Dans tous les cas de consigne (i), (ii), une stabilisation asymptotique des différents signaux est obtenue.

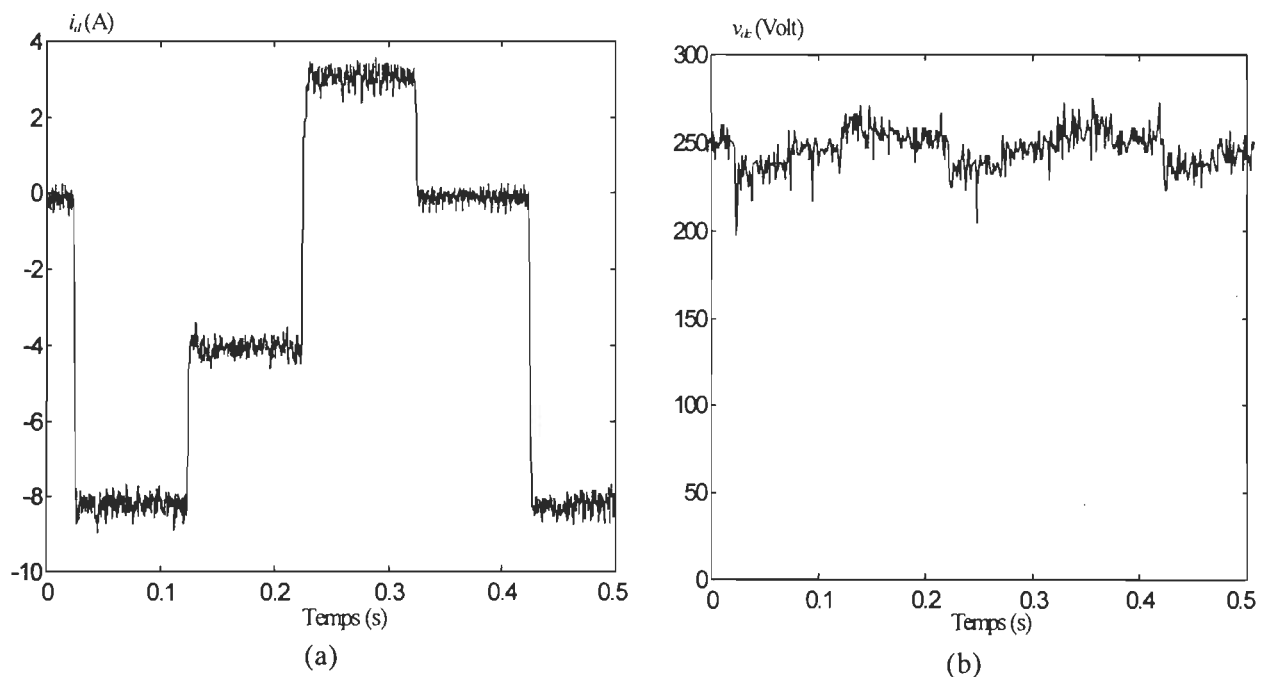


Figure 5.6: Réponse expérimentale du STATCOM soumise à une consigne en courant :

(a) courant i_d ; (b) tension v_{dc}

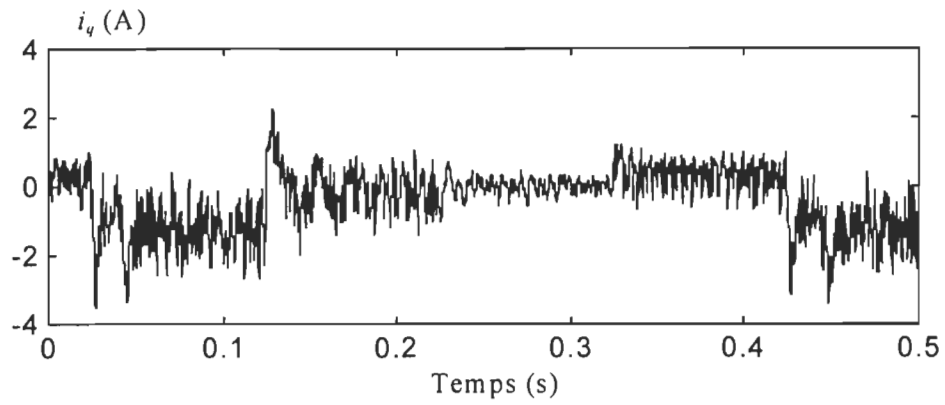


Figure 5.7: Réponse expérimentale du courant i_q du STATCOM soumis à une consigne en courant

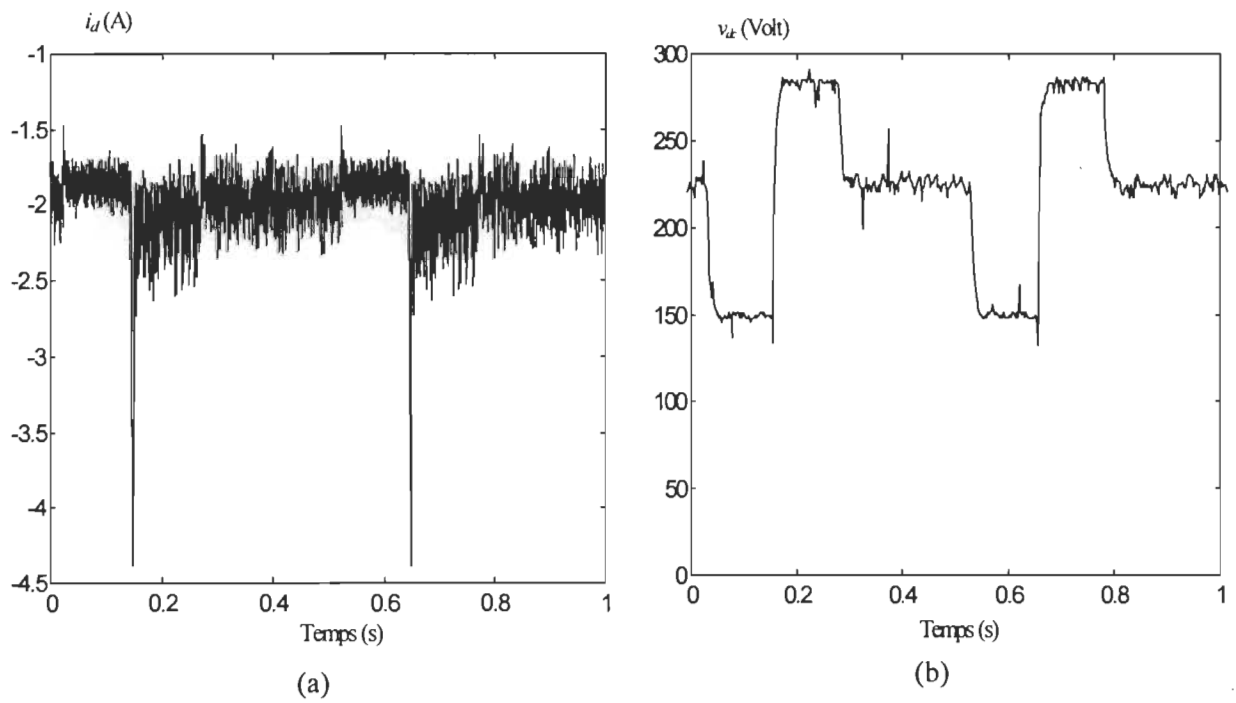


Figure 5.8: Réponse expérimentale du STATCOM soumis à une consigne en tension: (a) Courant i_d ; (b) tension v_{dc}

5.6. Obtention de la propriété de passivité

5.6.1. Trajectoires rendant le système passif

Dans cette section, une stratégie de commande basée sur le régulateur (5.4), (5.6) et (5.11) est exposée afin d'obtenir la passivité stricte d'entrée pour la paire $(\tilde{\mathbf{v}}_{dq}, \tilde{\mathbf{i}}_{dq})$ lorsque le compensateur est soumis à une perturbation en tension $\tilde{\mathbf{v}}_{dq} = \mathbf{v}_{dq} - \mathbf{v}_{dq}^{1*}$; \mathbf{v}_{dq} et \mathbf{v}_{dq}^{1*} étant respectivement les tensions de réseau à l'état perturbé et non perturbé en régime de fonctionnement nominal. Autrement dit, à partir de la perturbation $\tilde{\mathbf{v}}_{dq}$ que l'on suppose connue ou mesurable, la stratégie de commande doit imposer un écart de réponse en courant $\tilde{\mathbf{i}}_{dq} = \mathbf{i}_{dq} - \mathbf{i}_{dq}^{1*}$ dû à la perturbation de façon à obtenir la passivité; \mathbf{i}_{dq} et \mathbf{i}_{dq}^{1*} étant respectivement le courant réel de sortie et le courant à l'état stationnaire du compensateur sans perturbation. Lorsqu'il n'y a pas de perturbation, l'état réel du compensateur se trouve en régime de fonctionnement nominal. Cet état, pour lequel $\mathbf{i}_{dq} = \mathbf{i}_{dq}^{1*}$, a été atteint par la loi de commande exposée à la section 5.3.

Cette dernière loi impose au préalable que les trajectoires en courant i_d^o et en tension v_{dc}^o soient connues, ce qui permet, entre autres, de définir la trajectoire en i_q^o . Par contre, pour obtenir la passivité pendant l'apparition de la perturbation dans l'intervalle de temps $[t_{per} \ t_{per} + \delta_{per}]$, la trajectoire en courant \mathbf{i}_{dq}^o est imposée pour répondre à deux sous objectifs :

SO1- Obtenir la stricte passivité d'entrée, c-a-d pour tout $T \in [t_{per} \ t_{per} + \delta_{per}]$, il existe $\alpha > 0$ tel que

$$\int_{t_{per}}^T \tilde{\mathbf{v}}_{dq}^T(t) \tilde{\mathbf{i}}_{dq}(t) dt \geq \alpha \|\tilde{\mathbf{v}}_{dq}(t)\|_T^2 \quad (5.19)$$

SO2- La trajectoire en courant \mathbf{i}_{dq}^o obtenue pour satisfaire (SO1) doit être telle que le membre de droite de l'équation dynamique de v_{dc}^2 (troisième ligne de (5.3)) demeure positif.

Il est indispensable de préciser le deuxième point même s'il est d'une évidence pratique, car il se peut que certaines trajectoires \mathbf{i}_{dq}^o nécessaires à l'obtention de la propriété de passivité entraînent une tension du condensateur négative.

Pour cette étude, nous allons procéder en deux étapes :

Étape 1 : déterminer la trajectoire \mathbf{i}_{dq}^o de façon à obtenir la stricte passivité d'entrée pour la paire

$(\tilde{\mathbf{v}}_{dq}, \tilde{\mathbf{i}}_{dq})$ avec $\tilde{\mathbf{i}}_{dq} = \mathbf{i}_{dq}^o - \mathbf{i}_{dq}^{1*}$, c-a-d satisfaire aux sous objectifs SO2 et SO1' suivant:

SO1' - Il existe $\alpha' > 0$ tel que

$$\int_{t_{per}}^T \tilde{\mathbf{v}}_{dq}^T(t) \tilde{\mathbf{i}}_{dq}(t) dt \geq \alpha' \|\tilde{\mathbf{v}}_{dq}(t)\|_T^2, \quad \forall T \in [t_{per}, t_{per} + \delta_{per}] \quad (5.20)$$

Étape 2 : sous une hypothèse raisonnable de convergence, établir, à partir de l'étape 1 le résultat

(SO1, SO2) de stricte passivité souhaité pour la paire $(\tilde{\mathbf{v}}_{dq}, \tilde{\mathbf{i}}_{dq})$ avec $\tilde{\mathbf{i}}_{dq} = \mathbf{i}_{dq} - \mathbf{i}_{dq}^{1*}$.

Résolution :

Étape 1 : pour satisfaire SO1', il suffit de trouver i_{dq}^o et $diag(\alpha_1, \alpha_2)$ avec $\alpha' \leq \inf(\alpha_1, \alpha_2)$ tel

que pour tout $t \in [t_{per}, t_{per} + \delta_{per}]$

$$\tilde{\mathbf{v}}_{dq}^T(t) \tilde{\mathbf{i}}_{dq}(t) \geq \tilde{\mathbf{v}}_{dq}^T(t) diag(\alpha_1, \alpha_2) \tilde{\mathbf{v}}_{dq}(t) \quad (5.21)$$

Cette inégalité est étudiée avec une trajectoire \mathbf{i}_{dq}^o de la forme générale :

$$\mathbf{i}_{dq}^o = \mathbf{a} \mathbf{a} \mathbf{i}_{dq}^{1*}, \quad \mathbf{a} \mathbf{a} = \begin{bmatrix} a_1 & a_2 \\ a_3 & a_4 \end{bmatrix} \in \mathfrak{R}^{2 \times 2} \quad (5.22)$$

En posant $x = a_1 i_d^{1*} + a_2 i_q^{1*}$ et $y = a_3 i_d^{1*} + a_4 i_q^{1*}$, l'équation (5.22) utilisée dans (5.21)

donne :

$$\tilde{v}_d x + \tilde{v}_q y \geq \tilde{v}_d (\alpha_1 \tilde{v}_d + i_d^{1*}) + \tilde{v}_q (\alpha_2 \tilde{v}_q + i_q^{1*})$$

Cette inégalité est satisfaite, si les deux suivantes le sont simultanément :

$$\tilde{v}_d x \geq \tilde{v}_d (\alpha_1 \tilde{v}_d + i_d^{1*}) \quad (5.23a)$$

$$\tilde{v}_q y \geq \tilde{v}_q (\alpha_2 \tilde{v}_q + i_q^{1*}) \quad (5.23b)$$

De plus, en utilisant (5.22) combinée à la dynamique en \tilde{v}_{dq} de (5.2) munie de la commande μ_{dq}^o ,

la contrainte SO2 s'écrit :

$$\frac{2}{3C} \left(\mathbf{v}_{dq}^T \mathbf{a} \mathbf{a}^T \mathbf{i}_{dq}^{l*} + L_f \mathbf{i}_{dq}^{l*T} \mathbf{a} \mathbf{a}^T \mathbf{A}^T \mathbf{a} \mathbf{i}_{dq}^{l*} \right) = \frac{v_{dc}^2}{R_c C} > 0 \quad (5.24)$$

L'équation (5.24) se simplifie en (avec la transformation de Blondel-Park : $\tilde{v}_d = v_d$)

$$\tilde{v}_d x + v_q y \geq R_f (x^2 + y^2) \quad (5.25)$$

De même, (5.25) est vraie si les deux conditions simultanées sont vraies :

$$\tilde{v}_d x \geq R_f x^2 \quad (5.25a)$$

$$v_q y \geq R_f y^2 \quad (5.25b)$$

Bien que conservatives, les conditions suffisantes (5.23a, 5.23b) et (5.25a, 5.25b) vont permettre d'obtenir plus facilement des contraintes sur x et y suivant les composantes d et q .

Dans la suite, nous commençons par dégager des conditions sur x pour les cas $\tilde{v}_d > 0$ et $\tilde{v}_d < 0$ afin que (5.23a) et (5.25a) soient satisfaites. Si (5.24) n'est pas satisfaite, y est déterminé en conséquence dans la suite. Ainsi, y est choisi pour les cas $\tilde{v}_q < 0$ et $\tilde{v}_q > 0$ afin que (5.23b) et (5.25b) (ou (5.25) si (5.25a) n'est pas satisfaite) soient satisfaites.

Soient $r(x) = \tilde{v}_d x - R_f x^2$, $\delta_{v_d} = \sup_{\|\tilde{v}_{dq}\|_2 \leq \delta_v} (\tilde{v}_d)$, $\delta_{v_q} = \sup_{\|\tilde{v}_{dq}\|_2 \leq \delta_v} (\tilde{v}_q)$.

Détermination de x : $\tilde{v}_d > 0$

Si $\frac{\tilde{v}_d}{R_f} \geq i_d^{l*} + \alpha_1 \tilde{v}_d$, en prenant $\alpha_1 = \frac{|i_d^{l*}|}{\delta_{v_d}}$, alors (5.23a) et (5.25a) sont satisfaites en prenant

$$x \in \left[2|i_d^{l*}|, \frac{\tilde{v}_d}{R_f} \right] \quad (5.26)$$

sinon, pour le même α_1 , on choisit

$$x \geq 2|i_d^{l*}| \quad (5.27)$$

Sous cette condition $r(x) < 0$ (inégalité (5.25a) non satisfaite), et il faudra trouver $y(x)$ (cf. 3^{ème} cas) pour satisfaire l'inégalité (5.25), c-a-d pour compenser la trop grande valeur de x dont l'effet tend à contredire (5.25).

Détermination de x : $\tilde{v}_d < 0$

Si $\frac{\tilde{v}_d}{R_f} \leq i_d^{1*} + \alpha_1 \tilde{v}_d$, en prenant $\alpha_1 = \frac{|i_d^{1*}|}{\delta_{v_d}}$, alors (5.23a) et (5.25a) sont satisfaites en

prenant

$$x \in \left[\frac{\tilde{v}_d}{R_f}, -2|i_d^{1*}| \right] \quad (5.28)$$

sinon, pour le même α_1 , on choisit

$$x \leq -2|i_d^{1*}| \quad (5.29)$$

Sous cette condition $r(x) < 0$ (inégalité (5.25a) non satisfaite), et il faudra trouver $y(x)$ (cf. 4^{ème} cas) pour satisfaire l'équation (5.25)

Détermination de y : $\tilde{v}_q < 0$

Si $r(x) > 0$, c-a-d y peut être choisi indépendamment de x . Sous cette condition, on

procède comme pour x , autrement dit, en prenant $\alpha_2 = \frac{|i_q^{1*}|}{\delta_{v_q}}$, (5.23b) et (5.25b) sont satisfaites en

prenant

$$y \in \left[\frac{\tilde{v}_d}{R_f}, -2|i_q^{1*}| \right] \quad (5.30)$$

sinon $y(x)$ est tel qu'il doit satisfaire

$$-R_f y^2 + v_q y + r(x) \geq 0 \quad (5.31)$$

On suppose que le discriminant $\Delta = v_q^2 + 4R_f r(x)$ est positif, ce qui est raisonnable car avec la transformation de Blondel-Park adoptée, $v_q^{1*} = -165V$ ($v_d^{1*} = 0$), et de plus, R_f est en général faible ($< 1\Omega$). En conséquence, le membre gauche de (5.31) possède deux racines négatives :

$$y_{1,2} = \frac{-v_q \pm \sqrt{\Delta}}{-2R_f} \text{ avec } y_1 < y_2 < 0.$$

Pour satisfaire simultanément (5.23b) et (5.25), $y(x)$ doit satisfaire

$$y(x) \in \left[y_1, \inf \left(y_2, -2|i_q^{l*}| \right) \right] \quad (5.32)$$

Détermination de y : $\tilde{v}_q > 0$

Si $r(x) > 0$, (5.23b) et (5.25b) sont satisfaites, en choisissant $\alpha_2 = \alpha_2' \frac{|i_q^{l*}|}{\delta_{v_q}}$ avec $\alpha_2' \in]0, 1[$

$$y(x) \in \left[\left(1 - \alpha_2' \right) i_q^{l*}, 0 \right] \quad (5.33)$$

sinon (5.23b) et (5.25) sont satisfaites pour

$$y(x) \in \left[\sup \left(y_1, \left(1 - \alpha_2' \right) i_q^{l*} \right), y_2 \right] \quad (5.34)$$

Les conditions (5.33) et (5.34) sont vérifiées si $\left(1 - \alpha_2' \right) i_q^{l*} < 0$ et $i_q^{l*} < y_2$. La première condition est vérifiée si le compensateur fournit de la puissance réactive, ce qui est le cas le plus rencontré car les dispositifs de puissance consomment, en général, de la puissance réactive. La deuxième condition est satisfaite si $\Delta \cong v_q$, c-a-d, entre autres, si $r(x)$ est proche de zéro, ou si $|i_q^{l*}|$ est assez élevé.

Remarques :

- la condition de positivité de la tension du condensateur est la plus contraignante. Il est possible de l'ignorer si le condensateur est choisi de telle façon que sa constante de temps soit plus grande que la durée moyenne des perturbations envisagées. Dans ce cas, la contrainte que représente l'inégalité (5.25) n'est plus prise en compte et il suffit de choisir x et y tels que (5.23a) et (5.23b) soient satisfaites.
- la stratégie précédente offre un certain degré de liberté quant au choix de la trajectoire \mathbf{i}_{dq}^o qui est choisie par l'intermédiaire de la matrice \mathbf{aa} . La trajectoire \mathbf{i}_{dq}^o est une fonction en escalier dont la valeur de chaque pas est déterminée lorsque l'une des conditions précédentes en x et en y est respectée et en tenant compte du fait que $x = a_1 i_d^{l*} + a_2 i_q^{l*}$ et $y = a_3 i_d^{l*} + a_4 i_q^{l*}$.

Étape 2 :

Il est raisonnable de penser que le temps de convergence des trajectoires en courant du compensateur régulé a moins de conséquence que la durée générale des perturbations envisagées lorsque l'on passe à l'intégration des trajectoires. L'hypothèse suivante est envisagée :

Hypothèse 5.7 : il existe $\mu \in [0, \inf(\alpha_1, \alpha_2)]$ tel que $\|\mathbf{i}_{dq} - \mathbf{i}_{dq}^o\|_T \leq \mu \|\tilde{\mathbf{v}}_{dq}\|_T$. •

Dans l'étape 1, la trajectoire \mathbf{i}_{dq}^o pour obtenir la passivité est une fonction en escalier. Donc, après la période de convergence dont la durée est fixée, en théorie, arbitrairement petite, nous avons $\mathbf{i}_{dq} \cong \mathbf{i}_{dq}^o$, ce qui justifie l'existence d'une constante μ suffisamment petite pour avoir $\mu \leq \inf(\alpha_1, \alpha_2)$.

Théorème 5.8 En considérant la stratégie développée à l'étape 1 et l'*Hypothèse 5.7*, la passivité stricte d'entrée (SO1) est obtenue pour la paire $(\tilde{\mathbf{v}}_{dq}, \tilde{\mathbf{i}}_{dq})$ au point de connexion du compensateur au réseau. De plus, la tension \tilde{v}_{dc} aux bornes du condensateur est bornée. •

Preuve : l'étape 1 a permis de déterminer un scalaire $\alpha' > 0$ tel que la condition de passivité (SO1') pour la paire $(\tilde{\mathbf{v}}_{dq}, \tilde{\mathbf{i}}_{dq})$ soit satisfaite:

$$\int_{t_{per}}^T \tilde{\mathbf{v}}_{dq}^T(t) \tilde{\mathbf{i}}_{dq}(t) dt \geq \alpha' \|\tilde{\mathbf{v}}_{dq}(t)\|_T^2, \quad \forall T \in [t_{per}, t_{per} + \delta_{per}].$$

Or

$$\begin{aligned} \int_{t_{per}}^T \tilde{\mathbf{v}}_{dq}^T(t) \tilde{\mathbf{i}}_{dq}(t) dt &= \int_{t_{per}}^T \tilde{\mathbf{v}}_{dq}^T(t) \left[\mathbf{i}_{dq}(t) - \mathbf{i}_{dq}^o(t) + (\mathbf{i}_{dq}^o(t) - \mathbf{i}_{dq}^{1*}(t)) \right] dt \\ &\geq \alpha' \|\tilde{\mathbf{v}}_{dq}(t)\|_T^2 - \|\tilde{\mathbf{v}}_{dq}^T(t)\|_T \|\mathbf{i}_{dq}^o(t) - \mathbf{i}_{dq}^{1*}(t)\|_T \\ &\geq \left(\alpha' - \frac{\|\mathbf{i}_{dq}^o(t) - \mathbf{i}_{dq}^{1*}(t)\|_T}{\|\tilde{\mathbf{v}}_{dq}^T(t)\|_T} \right) \|\tilde{\mathbf{v}}_{dq}(t)\|_T^2 \end{aligned} \quad (5.35)$$

De l'*Hypothèse 5.7*, on déduit :

$$\int_{t_{per}}^T \tilde{\mathbf{v}}_{dq}^T(t) \tilde{\mathbf{i}}_{dq}(t) dt \geq (\alpha' - \mu) \|\tilde{\mathbf{v}}_{dq}(t)\|_T^2 = \alpha \|\tilde{\mathbf{v}}_{dq}(t)\|_T^2, \quad \forall T \in [t_{per}, t_{per} + \delta_{per}] \quad (5.36)$$

Ce qui traduit la stricte passivité d'entrée de la paire $(\tilde{\mathbf{v}}_{dq}, \tilde{\mathbf{i}}_{dq})$.

Étant donné que la trajectoire \mathbf{i}_{dq} est déterminée selon les consignes constantes de l'étape 1 à partir de la trajectoire stationnaire non perturbée \mathbf{i}_{dq}^{1*} , le système d'erreur (5.7a), (5.7b) est

utilisé. Cependant, la tension v_{dc} n'est plus imposée pour trouver i_q ; ce dernier est déterminé à partir de \mathbf{i}_{dq} par (5.24) afin de satisfaire SO2. La trajectoire $\tilde{\mathbf{i}}_{dq}$ tend vers zéro sur tout intervalle $I_i^\delta \in [t_{per} t_{per} + \delta_{per}]$ correspondant à un signe constant de v_d ou v_q et est bornée sur $[t_{per} t_{per} + \delta_{per}]$. Le signal de commande μ_{dq}^o n'est plus constant (*Hypothèse 5.2* non valide dans cette section) car il dépend de v_{dc} . Cependant, la tension du réseau \mathbf{v}_{dq} (cf. *Hypothèse 5.3*) étant bornée, nous pouvons déduire le bornage suivant $\frac{4}{3C} \left| \left(\mu_{dq}^o T + L_f \mathbf{i}_{dq}^T \mathbf{k}_{fb} \right) \tilde{\mathbf{i}}_{dq} \right| \leq \nu$ avec $\nu \geq 0$. De façon similaire à l'étude de la robustesse du régulateur (cf. section 5.3), la tension du condensateur est bornée selon ($a, b > 0$)

$$\left| \overline{v_{dc}^2}(t) \right| \leq \overline{av_{dc}^2}(t_{per}) e^{-2\left(\frac{1}{R_c C} + k_o\right)(t-t_{per})} + \frac{4a}{3C} \left| \left(\mu_{dq}^o T + L_f \mathbf{i}_{dq}^T \mathbf{k}_{fb} \right) \tilde{\mathbf{i}}_{dq} \right| \left(1 - e^{-2\left(\frac{1}{R_c C} + k_o\right)(t-t_{per})} \right) \quad (5.37)$$

D'où la majoration suivante, $\forall t \in [t_{per} t_{per} + \delta_{per}]$,

$$\left| \overline{v_{dc}^2}(t) \right| \leq \overline{av_{dc}^2}(t_{per}) e^{-2\left(\frac{1}{R_c C} + k_o\right)(t-t_{per})} + \frac{a\nu}{2\left(\frac{1}{R_c C} + k_o\right)b} \left(1 - e^{-2\left(\frac{1}{R_c C} + k_o\right)(t-t_{per})} \right), \quad a, b > 0 \quad (5.38)$$

Ce qui conclut la démonstration. •

5.6.2. Résultats de simulation

Les simulations sont effectuées avec les paramètres du compensateur et du régulateur exposés en section 5.4. Les perturbations sont caractérisées par le rapport $\frac{v_a}{v_a^n}$ et par le déphasage δ qu'elle introduit. Pour les simulations, la séquence présentée au tableau 5.3 est envisagée.

Tableau 5.3 : Déphasage caractérisant les perturbations

$v_a v_a^{n-1}$	1	0.7	0.7	0.7	1.3	1.3	1
Déphasage	0	5.3°	-5.3°	1.5°	-1.5°	0°	0°
Temps (s)	0-0.2	0.2-0.4	0.4-0.6	0.6-0.8	0.8-1	1-1.2	1.2-1.4

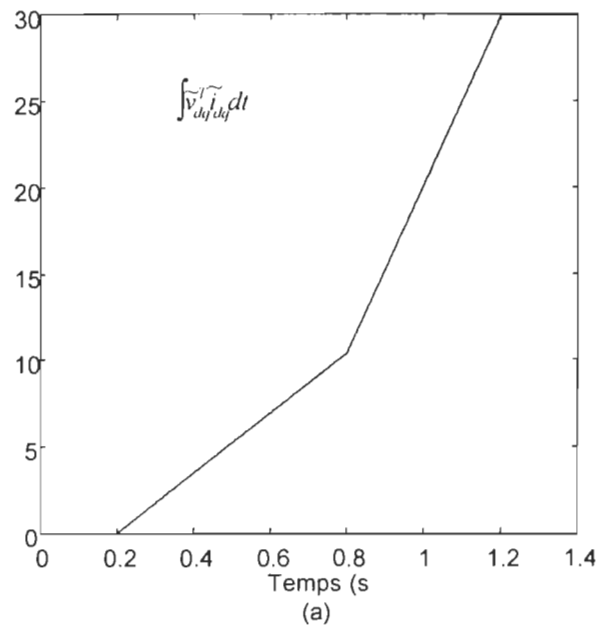
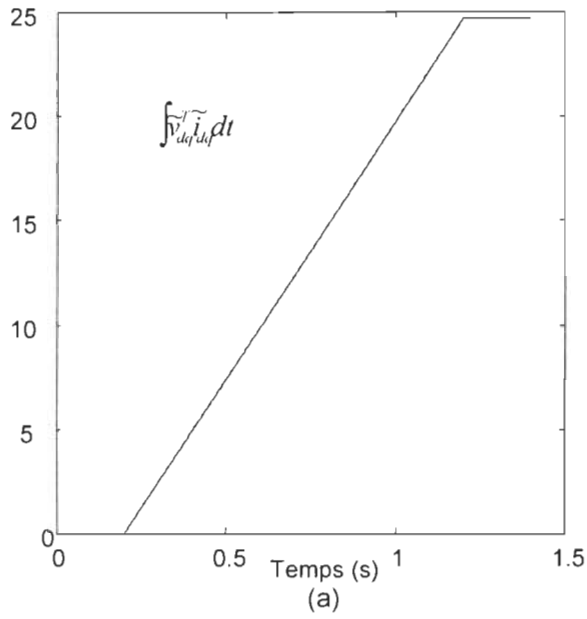


Figure 5.10: Intégrale de passivité du STATCOM : (a) modèle moyenné;
 (b) modèle avec fonctions de commutation

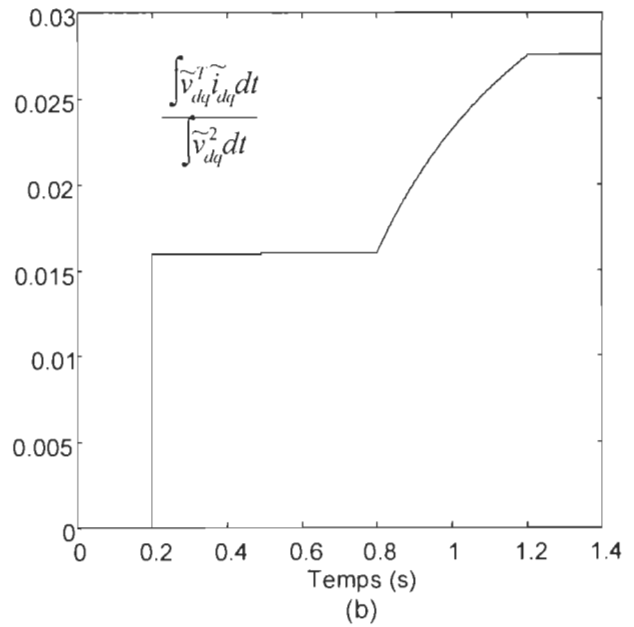
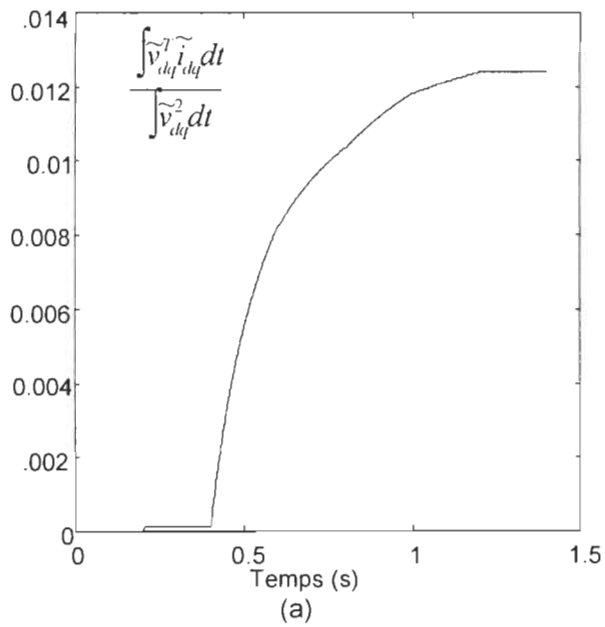


Figure 5.11 : Gain de passivité du STATCOM: (a) modèle moyenné;
 (b) modèle avec fonctions de commutation

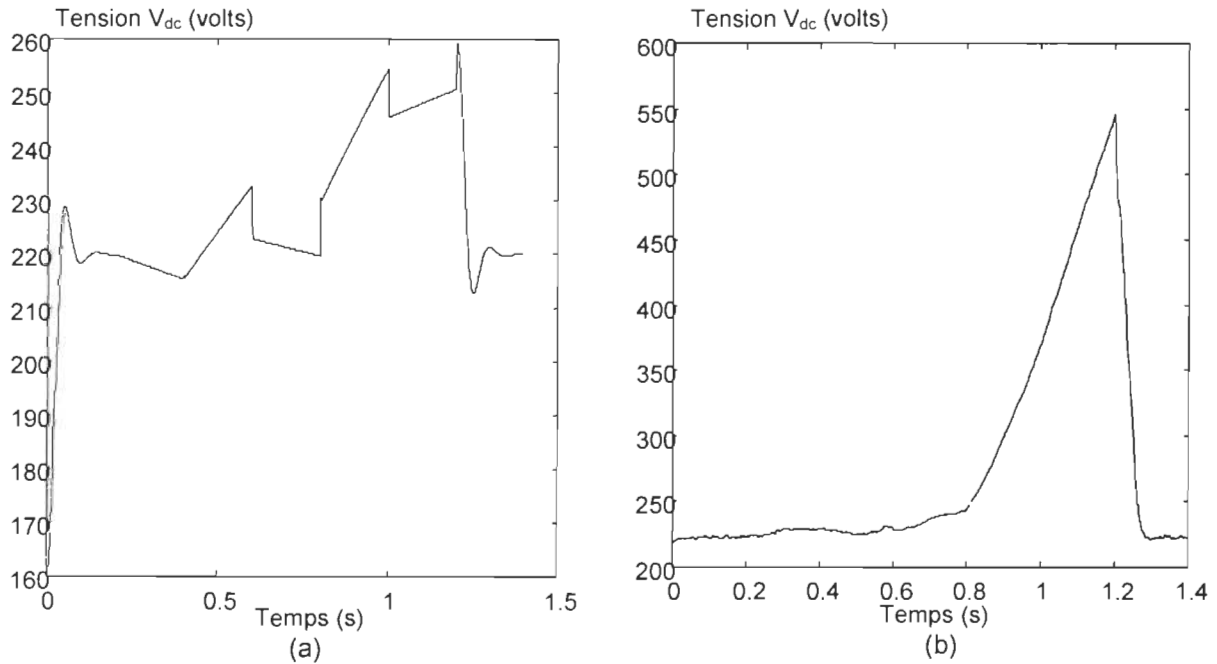


Figure 5.12 : Tension continue du condensateur du STATCOM : (a) modèle moyenné; (b) modèle avec fonctions de commutation

La condition de passivité est vérifiée dans tous les cas de perturbations constantes envisagés (fig. 5.10 (a), (b)) et pour la durée de simulation présentée. Cette propriété est vérifiée à partir de la *Définition 2.5*, qui implique que l'intégrale du taux d'alimentation soit minorée. On s'aperçoit d'après les simulations, que les perturbations, quel que soit leur signe, n'empêchent pas la stricte croissance de $\int \tilde{\mathbf{v}}_{dq}^T \tilde{\mathbf{i}}_{dq} dt$, c-a-d, chaque perturbation incrémente selon des grandeurs positives la valeur de $\int \tilde{\mathbf{v}}_{dq}^T \tilde{\mathbf{i}}_{dq} dt$. Les commutations n'affectent que peu la propriété de passivité

(fig. 5.10(b)). Le gain de stricte passivité (fig. 5.11(a), (b)), c-a-d $\frac{\int \tilde{\mathbf{v}}_{dq}^T \tilde{\mathbf{i}}_{dq} dt}{\int \tilde{\mathbf{v}}_{dq}^2 dt}$, est toujours

strictement positif et croissant, lorsque les perturbations sont considérées, ce qui confirme la stratégie employée. La tension aux bornes du condensateur demeure bornée (fig. 5.12(a)) mais ses fluctuations sont plus importantes lorsque les commutations sont prises en compte (fig. 5.12(b)).

Remarque :

Le schéma de passivation proposé dans cette section est compatible avec le critère de

stabilité statique (petits signaux) en tension proposé par Venikov (Kundur, 94). En effet un système est stable (stabilité statique) en tension si à toutes les barres de tension, la dérivée de la puissance réactive par rapport à la tension est positive. S'il existe une barre où cette condition n'est pas vérifiée, le système est instable. Dans la stratégie suivie, une augmentation de tension \tilde{v}_{dq} provoque une augmentation de courant \tilde{i}_{dq} telle que l'inégalité de passivité soit vérifiée. Or, une augmentation de courant \tilde{i}_{dq} provoque une augmentation de la puissance réactive selon la formule exposée en début de chapitre. Une chute de tension a le même effet de sorte que $\frac{dQ}{dv} > 0$.

5.7. Conclusion

Ce chapitre a présenté une loi de commande non linéaire qui permet une stabilisation asymptotique de l'onduleur autour d'une trajectoire désirée en puissance réactive et d'une tension désirée pour le condensateur. L'expression et donc l'exécution de cette loi est simple puisqu'elle est basée sur le modèle inverse du système combiné à une rétroaction en tension et courant. L'implantation de la loi confirme l'analyse théorique.

Lorsque des perturbations en tension apparaissent sur le réseau, une stratégie basée sur la loi de commande non linéaire précédente est conçue afin d'obtenir la passivité stricte de sortie du système pour la paire (erreur en tension, erreur en courant), au point de connexion du compensateur au réseau électrique pour l'approche globale de passivation et de stabilisation.

CHAPITRE 6

APPAREILS ÉLECTRIQUES DE HAUTE PUISSANCE

Dans ce chapitre, il n'est pas question de synthèse de loi de commande mais d'analyse de la propriété de passivité. Sont étudiés quelques charges et dispositifs qu'il est commun de rencontrer sur un réseau électrique, notamment, le cas de transformateurs. Pour étudier la stabilité dynamique/statique en tension, certaines charges (ensemble important de moteurs asynchrones ou moteur unique de forte puissance, chauffage thermostatique, transformateur à rapport variable) ont été modélisées d'après le recouvrement typique en puissance de celles-ci en réponse à des perturbations en tension. La plupart des composants sont analysés comme étant passifs, moyennant parfois une condition à satisfaire sur les paramètres.

6.1. Transformateurs

Soit $a = \frac{v_2'}{v_2} = \frac{i_2}{i_2'}$ le rapport de transformation, v_2 et i_2 étant respectivement la tension et le

courant de l'enroulement secondaire. D'après (Guru *et al.*, 88), le circuit équivalent du transformateur rapporté au primaire est représenté par le schéma de la figure 6.1.

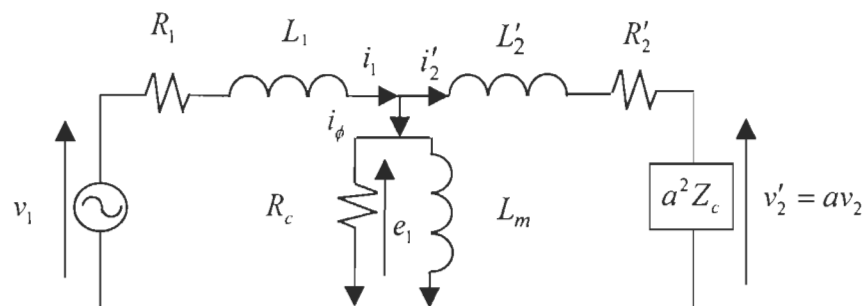


Figure 6.1 : Circuit équivalent du transformateur

Le modèle équivalent du transformateur étant linéaire, il est possible de raisonner aussi

bien sur des grandeurs absolues que relatives. Puisque la passivité est étudiée à partir des signaux d'erreur, les variables de perturbation (signal perturbé moins signal sans perturbation) sont utilisées. D'après la loi des mailles et des noeuds, les équations électriques suivantes du transformateur sont obtenues :

$$\dot{\tilde{i}}_1 = \frac{\tilde{v}_1 - \tilde{e}_1 - R_1 \tilde{i}_1}{L_1} \quad (6.1)$$

$$\dot{\tilde{i}}_1 = \dot{\tilde{i}}_2 + \frac{\dot{\tilde{e}}_1}{R_c} + \frac{\tilde{e}_1}{L_m} \quad (6.2)$$

$$\dot{\tilde{i}}_2 = \frac{\tilde{e}_1 - \tilde{v}_2' - R_2' \tilde{i}_2'}{L_2'} \quad (6.3)$$

Les fonctions de stockage $\mathcal{G}_1 = \frac{1}{2} \left(L_1 \tilde{i}_1^2 + L_m \left(\frac{\tilde{e}_1}{R_c} - \tilde{i}_1 + \tilde{i}_2' \right)^2 \right)$ et $\mathcal{G}_2 = \frac{1}{2} L_2' \tilde{i}_2'^2$ possèdent

respectivement les dérivées suivantes

$$\begin{aligned} \dot{\mathcal{G}}_1 &= \left(L_1 \tilde{i}_1 \dot{\tilde{i}}_1 + L_m \left(\frac{\tilde{e}_1}{R_c} - \tilde{i}_1 + \tilde{i}_2' \right) \left(\frac{\dot{\tilde{e}}_1}{R_c} - \dot{\tilde{i}}_1 + \dot{\tilde{i}}_2' \right) \right) \\ &= \tilde{v}_1 \tilde{i}_1 - \tilde{e}_1 \tilde{i}_1 - R_1 \tilde{i}_1^2 - \tilde{e}_1 \left(\frac{\tilde{e}_1}{R_c} - \tilde{i}_1 + \tilde{i}_2' \right) \\ &= \tilde{v}_1 \tilde{i}_1 - \tilde{e}_1 \tilde{i}_2' - R_1 \tilde{i}_1^2 - \frac{\tilde{e}_1^2}{R_c} \end{aligned} \quad (6.4)$$

$$\dot{\mathcal{G}}_2 = L_2' \tilde{i}_2' \dot{\tilde{i}}_2' = \tilde{i}_2' (\tilde{e}_1 - a \tilde{v}_2 - R_2' \tilde{i}_2') = \tilde{i}_2' \tilde{e}_1 - \tilde{i}_2' a \tilde{v}_2 - R_2' \tilde{i}_2'^2 \quad (6.5)$$

On en déduit

$$\tilde{v}_1 \tilde{i}_1 - \tilde{v}_2 \tilde{i}_2' = \tilde{v}_1 \tilde{i}_1 - \tilde{v}_2 a \tilde{i}_2' = \dot{\mathcal{G}}_1 + \dot{\mathcal{G}}_2 + R_1 \tilde{i}_1^2 + R_2' \tilde{i}_2'^2 + \frac{\tilde{e}_1^2}{R_c} \quad (6.6)$$

Ce qui implique la passivité du transformateur pour la paire $\left((\tilde{v}_1, -\tilde{i}_2')^T, (\tilde{i}_1, \tilde{v}_2)^T \right)$. Cette propriété demeure identique pour les transformateurs triphasés car les calculs sont les mêmes pour les autres phases. Dans ce cas, les grandeurs sont remplacées par des vecteurs de dimension trois et les relations sont identiques. La paire passive reste inchangée avec les vecteurs triphasés correspondants.

L'égalité de passivité (6.6) est similaire à celle obtenue en (3.1) pour le modèle équivalent en T d'une ligne de distribution. Le transformateur représente donc un élément passif au même

titre qu'une ligne de distribution et s'intègre naturellement dans l'analyse de stabilité exposée au chapitre 3.

6.2 Charges dynamiques de premier ordre modélisées par la relation tension-puissance

6.2.1 Facteur de puissance constant

Hill (93) modélise certaines charges dédiées à l'étude de la stabilité en tension lorsque des perturbations apparaissent. Se basant sur un comportement général de recouvrement en tension de certaines charges, Hill (93) propose une dynamique non linéaire du premier ordre permettant de modéliser certaines charges de forte puissance : moteurs asynchrones (temps de réponse, $T_p=1$ à 2 s), gradateurs (temps de réponse, $T_p=1$ à 2 min) et chauffage thermostatique (temps de réponse, $T_p=\text{heure(s)}$). Ce modèle ne prend pas en compte les phénomènes fréquentiels, il est par conséquent indépendant du déphasage synchrone.

Rappelons que ce modèle est utilisé notamment lors l'étude de la stabilité dynamique et statique en tension et fournit une approche plus précise que la modélisation usuelle des charges statiques (impédance constante, tension ou courant constant).

Le modèle proposé est le suivant

$$T_p \dot{P} + P = P_s(v) + k_p(v)\dot{v} \quad (6.7)$$

avec v l'amplitude de la tension de ligne, P la puissance demandée, $P_s(v)$ la fonction statique de charge et $k_p(v)$ la fonction dynamique de charge (influence sur le régime transitoire). Les expressions suivantes représentent des formes possibles pour les fonctions précédentes :

$$P_s(v) = C_s v^{\alpha_p}, \quad k_p(v) = k_p v^{\alpha_k}, \quad C_s, k_p, \alpha_k > 0, \quad \alpha_p \in \mathfrak{R}.$$

En introduisant la variable d'état $x = T_p P - K_p(v)$ avec $K_p(v) = \int_0^v k_p(\sigma) d\sigma$, (6.7) est formulée comme suit

$$\dot{x} = -\frac{x}{T_p} + g_p(v) \quad (6.8)$$

avec $g_p(v) = P_s(v) - \frac{K_p(v)}{T_p}$.

De façon similaire aux chapitres 3, 4 et 5, l'analyse de la propriété de passivité est effectuée avec la paire $(\tilde{\mathbf{v}}_{dq}, \tilde{\mathbf{i}}_{dq})$ correspondant aux grandeurs perturbées localisées au point de

connexion de la charge au réseau. Puisque le modèle (6.7) ne prend en compte que les phénomènes en tension, les phases du réseau et les charges sont considérées constantes, c-a-d la passivité n'est considérée ici que pour des variations d'amplitude de tension. Lorsque la transformation de Park-Blondel est bien choisie (au niveau des phases : tension prise comme référence), on a $\delta = 0$, ce qui implique que $P = \frac{3}{2} v_a i_a \cos \varphi = \frac{2}{3} v_q i_q$. Avec ce choix, le taux d'alimentation utilisé pour l'analyse de passivité s'écrit

$$\tilde{\mathbf{v}}_{dq}^T \tilde{\mathbf{i}}_{dq} = \frac{3}{2} \tilde{v}_q \left(\frac{P}{v_q} - \frac{P^{1*}}{v_q^{1*}} \right) = \frac{3}{2} \tilde{v}_a \left(\frac{P}{v_a \cos \varphi^{1*}} - \frac{P^{1*}}{v_a^{1*} \cos \varphi^{1*}} \right) \quad (6.9)$$

où l'indice (1*) est utilisé pour les signaux non perturbés en fonctionnement nominal. Dans la suite, nous notons $v_a = v$ et $-\frac{\pi}{2} < \varphi^{1*} < \frac{\pi}{2}$ est le déphasage du courant de charge par rapport à la tension choisie comme référence. On suppose ce déphasage (facteur de puissance) constant, car la modélisation ne prend pas en compte le déphasage et par conséquent la dynamique liée à l'angle n'est pas considérée ici.

Considérons, la variable d'erreur sur l'état (variable de perturbation) du système et la dynamique d'erreur associée

$$\begin{aligned} \tilde{x} &= T_p (P - P^{1*}) - (K_p(v) - K_p(v^{1*})) \\ \dot{\tilde{x}} &= -\frac{\tilde{x}}{T_p} + (g_p(v) - g_p(v^{1*})) \end{aligned} \quad (6.10)$$

Nous avons besoin de l'hypothèse suivante pour l'analyse.

Hypothèse 6.1 La tension v est bornée, c-a-d $v \in [v_m, v_M]$, $v_m > 0$; $P_s(v)$ et $K_p(v)$ sont continues et dérivables sur $[v_m, v_M]$ et strictement croissantes en fonction de v . De plus, $P_s(0) = K_p(0) = 0$. •

La fonction de stockage $V = \frac{\tilde{x}^2}{2}$ admet pour dérivée par rapport au temps

$$\begin{aligned} \dot{V} &= -\frac{\tilde{x}^2}{T_p} + T_p (P - P^{1*}) \left(P_s(v) - P_s(v^{1*}) \right) \\ &\quad - (K_p(v) - K_p(v^{1*})) \left(-\frac{1}{T_p} (K_p(v) - K_p(v^{1*})) + (P - P^{1*}) + (P_s(v) - P_s(v^{1*})) \right) \end{aligned} \quad (6.11)$$

D'après le théorème de la valeur moyenne, il existe

$$v_p \in [v_m \ v_M] \text{ tel que } \frac{P_s(v) - P_s(v^{1*})}{\tilde{v}} = \frac{dP_s(v)}{dv}(v_p) = \alpha(v) \text{ pour tout } v \in [v_m \ v_M]$$

$$v_k \in [v_m \ v_M] \text{ tel que } \frac{K_p(v) - K_p(v^{1*})}{\tilde{v}} = \frac{dK_p(v)}{dv}(v_k) = k_p(v_k) = \beta(v) \text{ pour tout } v \in [v_m \ v_M]$$

De l'Hypothèse 6.1, on en déduit que α et β sont positifs. Le produit de droite de (6.11) est développé comme suit

$$-\left(K_p(v) - K_p(v^{1*})\right) \left(-\frac{1}{T_p} (K_p(v) - K_p(v^{1*})) + \tilde{P} + (P_s(v) - P_s(v^{1*})) \right) = \frac{\beta(v)^2 \tilde{v}^2}{T_p} - \beta(v) \tilde{v} \tilde{P} - \alpha(v) \beta(v) \tilde{v}^2 \quad (6.12)$$

De même le développement du premier terme de (6.11) donne

$$-\frac{\tilde{x}^2}{T_p} = -T_p \tilde{P}^2 - \frac{\beta(v)^2 \tilde{v}^2}{T_p} + 2\tilde{P} \beta(v) \tilde{v} \quad (6.13)$$

Le dernier terme de (6.11) est formulé de façon à faire ressortir le taux d'alimentation

$$T_p \tilde{P} (P_s(v) - P_s(v^{1*})) = \frac{PT_p \alpha(v) \tilde{v}^2}{v} + v^{1*} T_p \alpha(v) \tilde{v} \left(\frac{P}{v} - \frac{P^{1*}}{v^{1*}} \right) \quad (6.14)$$

De (6.12), (6.13) et (6.14), nous obtenons

$$\begin{aligned} \dot{V} &= -T_p \tilde{P}^2 - \alpha(v) \beta(v) \tilde{v}^2 + \frac{P}{v} (T_p \alpha(v) + \beta(v)) \tilde{v}^2 + v^{1*} (T_p \alpha(v) + \beta(v)) \tilde{v} \left(\frac{P}{v} - \frac{P^{1*}}{v^{1*}} \right) \\ &= -T_p \tilde{P}^2 + \left(-\alpha(v) \beta(v) + \frac{P}{v} (T_p \alpha(v) + \beta(v)) \right) \tilde{v}^2 \\ &\quad + v^{1*} \cos \varphi^{1*} (T_p \alpha(v) + \beta(v)) \tilde{v}_{dq}^T \tilde{\mathbf{i}}_{dq} \end{aligned} \quad (6.15)$$

La puissance demandée P étant positive, une condition suffisante pour obtenir la stricte passivité d'entrée (dissipation en v) est

$$-\alpha(v) \beta(v) + \frac{P}{v} (T_p \alpha(v) + \beta(v)) < 0 \quad (6.16)$$

$$T_p \alpha(v) + \beta(v) \neq 0$$

Considérons les cas suivants de charges.

Moteur asynchrone de forte puissance

D'après Hill (93), les fonctions de charge sont les suivantes $P_s(v) = C_s v$, $k_p(v) = k_p v$.

Soit P_M la puissance maximum demandée, alors la condition suffisante (6.16) revient à vérifier (la deuxième condition de (6.16) est toujours vérifiée)

$$C_s k_p v_m^2 - P_M k_p v_M > P_M T_p C_s \quad (6.17)$$

Graduateur

D'après Hill (93) la fonction statique de charge $P_s(v)$ est constante et $k_p(v) = T_p \frac{dP(a_o V)}{dv}$

où a_o est le rapport de transformation initial (au moment d'apparition de la perturbation).

Puisque $P_s(v)$ est constant alors $\alpha(v) \equiv 0$ et la condition (6.16) n'est pas satisfaite. Cela ne signifie pas nécessairement que le système n'est pas passif. Mais nous ne pouvons pas conclure de cette façon. Nous avons la majoration suivante, pour tout $T \in [t_{per}, t_{per} + \delta_{per}]$

$$V(T) - V(t_{per}) + \int_{t_{per}}^T T_p \tilde{P}^2 dt \leq \int_T^{T+\delta} \left(v^{1*} \cos \varphi^{1*} \max_{v \in [v_m, v_M]} (\beta(v)) \tilde{\mathbf{v}}_{dq}^T(t) \mathbf{i}_{dq}(t) + \frac{P_M}{v_m} \max_{v \in [v_m, v_M]} (\beta(v)) (v_M - v_m)^2 \right) dt \quad (6.18)$$

Cependant le système est au moins quasi passif (Polushin, 98b). Une issue serait d'envisager une commande du graduateur permettant d'obtenir la passivité. La commande de ce genre d'appareillage est envisagée (Wu *et al.*, 99) afin d'augmenter la marge de stabilité en tension (mesure de la distance entre le point d'opération et la bifurcation la plus proche) pour éviter tout incident majeur en tension. Néanmoins, une régulation automatique de la tension perturbée aux barres de charge peut conduire à une instabilité en tension (Kundur, 94). Liu *et al.* (95) proposent dans un premier temps, de maintenir le rapport de transformation constant lorsque la tension est perturbée.

Chauffage thermostatique

Le modèle utilisé pour un comportement à long terme tel que le chauffage thermostatique possède, pour de faibles variations de tension, un comportement similaire à celui des moteurs de forte puissance étudiés précédemment (Hill, 93). La conclusion de passivité est donc identique en

tenant compte, pour la condition de passivité, des paramètres propres au chauffage et notamment d'une constante de temps T_p plus élevée.

Synthèse des résultats

En considérant l'hypothèse 6.1 sur le bornage de la tension de réseau et la croissance des fonctions de charge, les charges répondant à la modélisation non linéaire du premier ordre (6.7) sont strictement passives à leur entrée si les conditions (6.16) sont vérifiées. En particulier si les paramètres du moteur asynchrone de forte puissance ou du chauffage thermostatique vérifient (6.16), alors ces systèmes possèdent la propriété de passivité précédente. Le gradateur est au moins quasi passif. •

6.2.2 Facteur de puissance non constant

Il est possible de généraliser au cas où le facteur de puissance est non constant. Le taux d'alimentation utilisé pour exprimer la passivité s'écrit alors

$$\tilde{\mathbf{v}}_{dq}^T \tilde{\mathbf{i}}_{dq} = \frac{3}{2} \tilde{v}_q \left(\frac{P}{v_q} - \frac{P^{1*}}{v_q^{1*}} \right) = \frac{3}{2} \tilde{v}_a \left(\frac{P}{v_a \cos \varphi} - \frac{P^{1*}}{v_a^{1*} \cos \varphi^{1*}} \right) \quad (6.19)$$

L'équation (6.14) devient

$$T_p \tilde{P}(P_s(v) - P_s(v^{1*})) = \frac{PT_p \alpha(v) \tilde{v} (v \cos \varphi - v^{1*} \cos \varphi^{1*})}{v \cos \varphi} + v^{1*} \cos \varphi^{1*} T_p \alpha(v) \tilde{v} \left(\frac{P}{v \cos \varphi} - \frac{P^{1*}}{v^{1*} \cos \varphi^{1*}} \right)$$

On en déduit la nouvelle expression de (6.14)

$$\begin{aligned} \dot{V} = & -T_p \tilde{P}^2 - \alpha(v) \beta(v) \tilde{v}^2 + \frac{P}{v \cos \varphi} (T_p \alpha(v) + \beta(v)) \tilde{v} (v \cos \varphi - v^{1*} \cos \varphi^{1*}) \\ & + v^{1*} \cos \varphi^{1*} (T_p \alpha(v) + \beta(v)) \tilde{\mathbf{v}}_{dq}^T \tilde{\mathbf{i}}_{dq} \end{aligned}$$

La passivité est obtenue si

$$-\alpha(v) \beta(v) + \frac{P}{\tilde{v} v \cos \varphi} (T_p \alpha(v) + \beta(v)) (v \cos \varphi - v^{1*} \cos \varphi^{1*}) < 0, \tilde{v} \neq 0$$

$$T_p \alpha(v) + \beta(v) \neq 0$$

Il est possible de déduire une expression similaire à (6.17) si l'on connaît le facteur de puissance minimal et maximal.

Remarquons, finalement, que la modélisation de certaines charges selon un modèle statique de la forme $P = P_o \left(\frac{v}{v_o} \right)^n$, (Kundur, 94), conduit à la passivité si $n \geq 1$. Pour obtenir cette conclusion, il suffit de substituer P dans (6.19) en notant que $P=P_o$ lorsque $v=v_o$ et vérifier la positivité de (6.19) lorsque $n \geq 1$. Les modèles de charges définies selon une puissance constante, souvent utilisés pour l'étude de la stabilité transitoire, ne sont donc pas passifs.

6.3 Charges dynamiques : généralisation aux modèles d'ordre supérieur à un

Hill et Hiskens (95) envisagent la possibilité de généraliser le modèle du premier ordre (6.7) en considérant un modèle de même structure mais d'ordre plus élevé. En effet, le modèle (6.7) peut être visualisé selon la figure 6.2

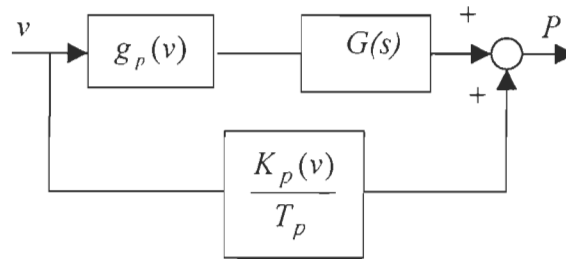


Figure 6.2 : Modèle dynamique d'ordre n de charge modélisée par une relation puissance-tension

Dans le cas de la charge du premier ordre, la fonction de transfert $G(s) = \frac{1}{T_p s + 1}$ est utilisée. Afin de mieux modéliser la réponse dynamique de certaines charges, la généralisation suivante est envisagée (Hill *et al.*, 95)

$$G(s) = \frac{b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \dots + b_o}{s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_o}, \quad n > m \quad (6.20)$$

Proposition 6.3 Si la fonction de transfert (6.20) est une réalisation minimale et possède la propriété de stricte réelle positivité (srp), alors les charges modélisées selon la figure 6.2 avec la

fonction de transfert (6.20) possèdent les mêmes propriétés qu'en section 6.2.1 (voir synthèse des résultats). •

Remarque : La fonction de transfert $G(s)$ est srp si cette dernière est stable et si $Re(G(j\omega)) > 0$ $\forall \omega \geq 0$.

Preuve:

En tenant compte de (6.20), l'équation d'état (6.8) devient

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}g_p(v) \\ P &= \mathbf{C}\mathbf{x} + \frac{K_p(v)}{T_p} \end{aligned} \quad (6.21)$$

\mathbf{A} , \mathbf{B} et \mathbf{C} étant les matrices d'état obtenues à partir de la fonction de transfert (6.20). Cette dernière étant supposée être une réalisation minimale, les paires (\mathbf{A}, \mathbf{B}) et (\mathbf{A}, \mathbf{C}) sont respectivement commandables et observables. D'après l'hypothèse de stricte réelle positivité et le lemme de Kalman-Yakubovich-Popov (Vidyasagar, 92, p223), il existe deux matrices définies positives \mathbf{P} et \mathbf{Q} telles que

$$\begin{aligned} \mathbf{P}\mathbf{A} + \mathbf{A}^T\mathbf{P} &= -\mathbf{Q} \\ \mathbf{P}\mathbf{B} &= \mathbf{C}^T \end{aligned} \quad (6.22)$$

Prenons, pour le système d'erreur correspondant à (6.21), la fonction de stockage suivante :

$$V(\tilde{\mathbf{x}}) = \frac{1}{2} \tilde{\mathbf{x}}^T \mathbf{P} \tilde{\mathbf{x}}. \text{ La dérivée temporelle de cette dernière le long du système d'erreur tiré de (6.21)}$$

donne

$$\dot{V}(\tilde{\mathbf{x}}) = -\frac{1}{2} \tilde{\mathbf{x}}^T \mathbf{Q} \tilde{\mathbf{x}} + \tilde{\mathbf{x}}^T \mathbf{P} \mathbf{B} (g_p(v) - g_p(v^{1*})) \quad (6.23)$$

D'après (6.22) et en tenant compte du fait que $\mathbf{C}\mathbf{x} = P - \frac{K_p(v)}{T_p}$, (6.23) devient

$$\dot{V}(\tilde{\mathbf{x}}) = -\frac{1}{2} \tilde{\mathbf{x}}^T \mathbf{Q} \tilde{\mathbf{x}} + \left(\tilde{P} - \left(\frac{K_p(v) - K_p(v^{1*})}{T_p} \right) \right) (g_p(v) - g_p(v^{1*})) \quad (6.24)$$

Il est possible de trouver une matrice \mathbf{P} telle que (6.22) soit vérifiée avec $\mathbf{Q} = \mathbf{I}$. En écrivant le système (6.21) sous sa forme observable, il est possible, d'après la deuxième équation

de (6.20), de majorer $-\frac{1}{2}\tilde{\mathbf{x}}^T\mathbf{Q}\tilde{\mathbf{x}}$ par $-\frac{1}{2}\left(\tilde{P}-\left(\frac{K_p(v)-K_p(v^{1*})}{T_p}\right)\right)^2$, ce qui implique que le développement de (6.23) est identique à celui de (6.11). D'où l'invariance des résultats de la section 6.2.1. •

6.4 Conclusion

Dans ce chapitre, l'analyse de la propriété de passivité de plusieurs types de dispositif de puissance est effectuée, soit les transformateurs et certaines charges typiques modélisées par une dynamique tension-puissance non linéaire d'ordre quelconque mais respectant certaines conditions. La plupart des charges étudiées ont été analysées comme étant passives si certaines conditions liées à leurs paramètres sont satisfaites. Il serait intéressant de poursuivre l'étude dans le cas du transformateur pour lequel certains paramètres sont variants dans le temps et de façon non linéaire. Le gradateur possède la propriété de quasi-passivité. Comme mentionné dans Wu *et al.* (99), le gradateur en fonctionnement sur une charge peut-être utilisé comme un régulateur en tension. Il serait envisageable de développer une commande pour le gradateur qui cadre avec l'approche de passivité.

CHAPITRE 7

TURBOALTERNATEUR

Ortega et al. (98a) ont développé un stabilisateur de puissance (*PSS*) permettant d'obtenir la propriété de passivité du générateur pour les signaux de perturbation, en ne considérant pas la dynamique de l'excitatrice: le signal de commande provenant du *PSS* est directement appliqué à la tension d'armature. Malheureusement, ce résultat repose sur un ensemble de conditions dont plusieurs ne dépendent uniquement que des paramètres du générateur. Il est aisé de trouver un exemple numérique de générateur pour lequel certaines de ces conditions ne seront jamais satisfaites. Nous reformulons le problème de stabilisation interne et de passivité en considérant le générateur comme un système linéaire à paramètres variants dans le temps pour lequel les objectifs de commande sont exprimés sous forme d'inégalités matricielles linéaires. Nous obtenons un résultat théorique de stricte quasi-passivité (cf. chapitre 3) que l'on peut arbitrairement rapprocher du cas de passivité. D'un point de vue pratique le système peut être considéré comme étant passif. De plus, ce résultat est étendu au cas où l'excitatrice est munie de certains régulateurs et filtres représentés par une dynamique. La technique d'ajout d'intégrateur (*backstepping*) est utilisée et permet de conserver la propriété de passivité du générateur telle que déjà exploitée au chapitre 3. Cette extension comporte néanmoins des limites car elle ne tient pas compte des saturations normalement présentes lors de la modélisation complète de l'excitatrice (Kundur, 94). Afin de réduire l'ordre et de se rapprocher d'une forme classique de stabilisateur, une loi de commande est développée à partir d'un modèle réduit de générateur couramment employé. Une condition inhérente au turboalternateur permettant d'obtenir la passivité est fournie. Cependant, dans le cas où celle-ci n'est pas vérifiée, la stabilité de la machine connectée à un réseau d'impédance infinie est démontrée. Enfin le cas d'une dynamique de deuxième ordre modélisant la turbine et le système de commande des valves est considéré afin de développer un régulateur permettant la régulation de la vitesse tout en préservant la propriété de passivité du turboalternateur. Les validations numériques seront apportées dans le chapitre 8 car elles sont associées aux simulations du réseau.

7.1 Modélisation du générateur

Le modèle du turboalternateur à l'étude, mis ici sous forme d'un système Hamiltonien, est tiré des équations en p.u. et dans le repère dq tournant à la vitesse synchrone. Il décrit une machine synchrone que l'on peut trouver dans (Kundur, 94, p 86-87). L'équation matricielle d'état est la suivante

$$\begin{aligned} \mathbf{D}\dot{\mathbf{x}} + (\mathbf{J}(\mathbf{x}) + \mathbf{R})\mathbf{x} &= \mathbf{M}\mathbf{u} \\ \mathbf{y} &= \mathbf{M}^T \mathbf{x} \end{aligned} \quad (7.1)$$

Les différentes variables et matrices sont définies comme suit :

$$\mathbf{x}^T = [\mathbf{i}_{dq}^T \ \omega_r] = [x_1, \dots, x_7] \in \mathfrak{R}^7;$$

$$\mathbf{u}^T = [\mathbf{e}_{dq}^T \ e_{fd} \ T_m] = [u_1 \ u_2 \ u_3 \ u_4] \in \mathfrak{R}^4;$$

$$\mathbf{y}^T = [-\mathbf{i}_{s,dq}^T \ i_{fd} \ \omega_r] \in \mathfrak{R}^4;$$

$$\mathbf{i}_{dq}^T = [-\mathbf{i}_{s,dq}^T \ i_{fd} \ \mathbf{i}_{raq}^T] \in \mathfrak{R}^6 \text{ avec } \mathbf{i}_{s,dq}^T = [i_{sd} \ i_{sq}] \text{ et } \mathbf{i}_{raq}^T = [i_{rd} \ i_{rq11} \ i_{rq22}];$$

$$\mathbf{D} = \text{diag}(\mathbf{L}, j) = \mathbf{D}^T > 0;$$

$$\mathbf{R} = \text{diag}(R_u \mathbf{I}_2, R_{fd}, R_r, f);$$

\mathbf{I}_n : matrice identité de dimension $n \times n$;

$$\mathbf{J}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 4} & \mathbf{F}\mathbf{x} \\ \mathbf{0}_{4 \times 2} & \mathbf{0}_{4 \times 4} & \mathbf{0}_{4 \times 1} \\ -\mathbf{x}^T \mathbf{F}^T & \mathbf{0}_{1 \times 4} & 0 \end{bmatrix} = -\mathbf{J}^T(\mathbf{x}) \in \mathfrak{R}^{7 \times 7};$$

$\mathbf{0}_{n \times m}$: matrice nulle de dimension $n \times m$;

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_3 & \mathbf{0}_{3 \times 1} \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{0}_{3 \times 1} \\ \mathbf{0}_{1 \times 3} & 1 \end{bmatrix} \in \mathfrak{R}^{7 \times 4};$$

$$\mathbf{F} = [\mathbf{J} \ \mathbf{0}_{2 \times 5}] \mathbf{D} \in \mathfrak{R}^{2 \times 7};$$

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} L_{ad} + L_l & 0 & L_{ad} & L_{ad} & 0 & 0 \\ 0 & L_{aq} + L_l & 0 & 0 & L_{aq} & L_{aq} \\ L_{ad} & 0 & L_{ffd} & L_{fd} & 0 & 0 \\ L_{ad} & 0 & L_{fd} & L_{11d} & 0 & 0 \\ 0 & L_{aq} & 0 & 0 & L_{11q} & L_{aq} \\ 0 & L_{aq} & 0 & 0 & L_{aq} & L_{22q} \end{bmatrix} = \mathbf{L}' > 0;$$

i courant (s :stator; r : rotor; fd : excitation);

ω_r vitesse du rotor;

T_m couple mécanique;

e tension terminale du générateur;

e_{fd} tension d'excitation;

R résistance (a : stator; r : rotor; fd : excitation);

f frottement de Coulomb;

L inductances;

j moment d'inertie du rotor;

Les matrices \mathbf{D} et \mathbf{L} sont symétriques définies positives. $\mathbf{J}(\mathbf{x})$ est antisymétrique.

7.2 Défaut de la loi de commande proposée par Ortega et al. (98a)

Il est rappelé, dans cette section, la loi de commande du *PSS* qui permettrait selon Ortega *et al.* (98a) d'obtenir la passivité du générateur. La condition centrale est analysée et on montre qu'une telle approche peut conduire à des résultats erronés. Dans un premier temps, l'hypothèse suivante est réalisée.

Hypothèse 9.1 Le couple mécanique $u_4 = T_m$ est considéré constant. •

Cette hypothèse traduit le fait que les phénomènes qualitatifs liés aux grandeurs électriques possèdent une constante de temps suffisamment plus petite que celles liées aux grandeurs mécaniques. Pour des phénomènes d'instabilité à long terme, il serait souhaitable d'effectuer une extension de ce travail en considérant la dynamique, $u_4 = T_m$; $\dot{T}_m = f(\mathbf{x}_m, u_m)$,

associée à la partie mécanique et en concevant une loi de commande pour u_m de manière à assurer la stabilité à long terme et la passivité du turboalternateur de façon similaire à ce que l'on obtiendra dans la suite à l'aide du stabilisateur *PSS*. En fait u_m serait développée de façon à ce que la passivité de la partie électrique du générateur obtenue avec la commande \mathbf{u} demeure inchangée. Cette extension sera considérée dans le cas du modèle réduit, en section 7.5.

D'après les notations précédentes, le signal de commande est u_3 ; u_1 et u_2 sont des signaux exogènes (composante dq de la tension terminale) employés pour exprimer la passivité.

Comme lors des chapitre précédents, l'état d'équilibre \mathbf{x}^o correspondant à l'état nominal du système non perturbé est utilisé pour définir le vecteur des signaux de perturbation $\tilde{\mathbf{x}} = \mathbf{x} - \mathbf{x}^o$ et pour lequel la dynamique s'écrit comme suit :

$$\begin{aligned} \mathbf{D}\dot{\tilde{\mathbf{x}}} + (\mathbf{J}(\mathbf{x}) + \mathbf{R})\tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{J}(\tilde{\mathbf{x}})\mathbf{x}^o &= \mathbf{M}_1 \begin{bmatrix} \tilde{u}_1 \\ \tilde{u}_2 \end{bmatrix} + \mathbf{M}_2 \tilde{u}_3 \\ \tilde{\mathbf{y}} &= \mathbf{M}^T \tilde{\mathbf{x}} \end{aligned} \quad (7.2)$$

avec

$$\mathbf{M}_1 = [\mathbf{I}_2 \quad \mathbf{0}_{2 \times 5}]^T, \quad \mathbf{M}_2 = [0 \quad 0 \quad 1 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0]^T.$$

Notons que

$$\mathbf{J}(\tilde{\mathbf{x}})\mathbf{x}^o = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 4} & \mathbf{F}\tilde{\mathbf{x}} \\ \mathbf{0}_{4 \times 2} & \mathbf{0}_{4 \times 4} & \mathbf{0}_{4 \times 1} \\ -\tilde{\mathbf{x}}^T \mathbf{F}^T & \mathbf{0}_{1 \times 4} & \mathbf{0}_{1 \times 1} \end{bmatrix} \mathbf{x}^o = \begin{bmatrix} x_7^o \mathbf{F} \\ \mathbf{0}_{4 \times 7} \\ -[x_1^o \quad x_2^o] \mathbf{F} \end{bmatrix} \tilde{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_o(\mathbf{x}^o) \tilde{\mathbf{x}}$$

La dérivée par rapport au temps du Hamiltonien $H = \frac{1}{2} \tilde{\mathbf{x}}^T \mathbf{D}\tilde{\mathbf{x}}$ le long des trajectoires du système (7.2) donne

$$\dot{H} = -\frac{1}{2} \tilde{\mathbf{x}}^T (\mathbf{J}(\mathbf{x}) + \mathbf{J}^T(\mathbf{x}) + \mathbf{R} + \mathbf{R}^T + \mathbf{A}_o(\mathbf{x}^o) + \mathbf{A}_o^T(\mathbf{x}^o)) \tilde{\mathbf{x}} + [\tilde{x}_1 \quad \tilde{x}_2] \begin{bmatrix} \tilde{u}_1 \\ \tilde{u}_2 \end{bmatrix} + \tilde{x}_3 \tilde{u}_3 \quad (7.3)$$

Soit la loi de commande proposée par Ortega et al. (98a),

$$\tilde{u}_3 = -k^T \tilde{\mathbf{x}} \quad (7.4)$$

En considérant l'antisymétrie de $\mathbf{J}(\mathbf{x})$, (7.3) devient

$$\dot{H} = -\frac{1}{2} \tilde{\mathbf{x}}^T (\mathbf{A}(\mathbf{k}, \mathbf{x}^o) + \mathbf{A}^T(\mathbf{k}, \mathbf{x}^o)) \tilde{\mathbf{x}} + [\tilde{x}_1 \quad \tilde{x}_2] \begin{bmatrix} \tilde{u}_1 \\ \tilde{u}_2 \end{bmatrix} \quad (7.5)$$

avec

$$\mathbf{A}(\mathbf{k}, \mathbf{x}^o) = \mathbf{A}_o(\mathbf{x}^o) + \mathbf{R} + \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{2 \times 7} \\ \mathbf{k}^T \\ \mathbf{0}_{4 \times 7} \end{bmatrix} = \mathbf{R} + \begin{bmatrix} x_7^o \mathbf{F} \\ \mathbf{k}^T \\ \mathbf{0}_{3 \times 7} \\ - \begin{bmatrix} x_1^o & x_2^o \end{bmatrix} \mathbf{F} \end{bmatrix}$$

et \mathbf{k} choisi tel que, pour une constante $\alpha > 0$,

$$\mathbf{A}(\mathbf{k}, \mathbf{x}^o) + \mathbf{A}^T(\mathbf{k}, \mathbf{x}^o) > \alpha \mathbf{I}_{77} \quad (7.6)$$

La relation (7.5) traduit la passivité du générateur pour la paire $([\tilde{x}_1 \ \tilde{x}_2], [\tilde{u}_1 \ \tilde{u}_2])$, autrement dit pour la paire de grandeur électrique $(-\tilde{\mathbf{i}}_{s,dq}, \tilde{\mathbf{e}}_{dq})$.

L'inégalité peut être conservatrice dans le sens qu'il faut trouver un vecteur gain \mathbf{k} tel que le membre de gauche de (7.6) soit défini positif. Cette dernière propriété est rencontrée lorsque tous les mineurs principaux de la matrice-somme du membre de gauche de (7.6) sont strictement positifs (théorème de Sylvester (Lancaster, 69)). Le système (7.2) n'étant que stabilisable, certaines conditions ne seront exprimées qu'en fonction des paramètres du générateur et ne seront pas influencées par les paramètres du régulateur. Notamment les deux premières conditions s'expriment comme suit :

$$R_a > 0$$

$$4R_a^2 - (L_{\sigma q} - L_{\sigma d})^2 > 0$$

La deuxième inégalité n'est pas systématiquement vérifiée : un contre-exemple est facilement trouvé en prenant le cas du générateur cité dans Kundur (94, p 102) et qui sera utilisé pour les simulations du chapitre 8 (voir tableau 8.1 pour les valeurs numériques des paramètres).

Espinosa *et al.* (97) ont également proposé une commande non linéaire basée sur la définition du courant d'anticipation auquel est ajouté de l'amortissement permettant d'obtenir la passivité. Cette approche est similaire à celle utilisée pour concevoir la commande du moteur asynchrone développée par Nicklasson *et al.* (97). Comme pour l'approche proposée dans cette section (Ortega *et al.*, 98), la loi de commande n'est pas réalisable car une condition basée sur une matrice définie positive ne peut être satisfaite (communication personnelle avec l'auteur principal).

7.3 Conception du régulateur basée sur l'approche d'inégalité matricielle linéaire

Afin de résoudre le problème, le système est exprimé sous forme d'un modèle polytopique (Chilali *et al.*, 96): ce type de modèle est l'une des formes couramment utilisées pour modéliser les systèmes linéaires à paramètres non stationnaires. La forme *LFT* (*Linear Fractional Transform*) est une alternative, cependant le modèle polytopique semble plus approprié ici. Tout d'abord, remarquons que le système mis sous la forme suivante

$$\dot{\tilde{\mathbf{x}}} = -\mathbf{D}^{-1}(\mathbf{A}(\mathbf{x}^o) + \mathbf{J}(\mathbf{x}) + \mathbf{R})\tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{D}^{-1}\mathbf{M}_1 \begin{bmatrix} \tilde{u}_1 \\ \tilde{u}_2 \end{bmatrix} + \mathbf{D}^{-1}\mathbf{M}_2\tilde{u}_3 \quad (7.7)$$

est commandable pour la paire $(-\mathbf{D}^{-1}(\mathbf{A}(\mathbf{x}^o) + \mathbf{J}(\mathbf{x}) + \mathbf{R}), \mathbf{D}^{-1}\mathbf{M}_2)$, contrairement au système mis sous la forme (7.1). L'objectif est de concevoir une loi de commande $u_3 = u_3^o + \tilde{u}_3$ et de trouver une fonction de Lyapunov pour le système (7.7) afin d'obtenir les propriétés requises de stabilité interne et de passivité.

La première matrice de la paire de commandabilité peut s'écrire comme étant la somme d'une matrice constante relative à l'état non perturbé et d'une matrice de perturbation, soit :

$$-\mathbf{D}^{-1}(\mathbf{A}(\mathbf{x}^o) + \mathbf{J}(\mathbf{x}) + \mathbf{R}) = \overline{\mathbf{A}}(\mathbf{x}^o) + \overline{\mathbf{J}}(\tilde{\varphi}_d, \tilde{\varphi}_q) \quad (7.8)$$

avec

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} -\varphi_{s_{dq}}^T & \varphi_{fd} & \varphi_{r_{dq}}^T \end{bmatrix}^T &= \mathbf{L} \begin{bmatrix} -\mathbf{i}_{s_{dq}}^T & i_{fd} & \mathbf{i}_{r_{dq}}^T \end{bmatrix}^T \in \mathfrak{R}^6, \\ \overline{\mathbf{A}}(\mathbf{x}^o) &= -\mathbf{D}^{-1}(\mathbf{A}(\mathbf{x}^o) + \mathbf{R} + \mathbf{J}(\mathbf{x}^o)), \\ a &= -\frac{L_{f1d}^2 - L_{ffd}L_{11d}}{D_2}, \quad b = \frac{-L_{aq}^2 + L_{11q}L_{22q}}{D_1}, \\ c &= \frac{L_{ad}(L_{f1d} - L_{11d})}{D_2}, \quad d = \frac{L_{ad}(L_{f1d} - L_{ffd})}{D_2}, \\ e &= -\frac{L_{aq}(L_{22q} - L_{aq})}{D_1}, \quad f = -\frac{L_{aq}(L_{11q} - L_{aq})}{D_1}, \\ D_1 &= L_{aq}^3 - L_{aq}^2(L_{11q} + L_{22q} + L_l) + L_{11q}L_{22q}(L_{aq} + L_l), \\ D_2 &= (L_l + L_{ad})(L_{f1d}^2 - L_{ffd}L_{11d}) + L_{ad}(L_{11d} - 2L_{f1d} + L_{ffd}), \end{aligned}$$

$$\bar{\mathbf{J}}(\tilde{\varphi}_{s_d}, \tilde{\varphi}_{s_q}) = -\mathbf{D}^{-1}\mathbf{J}(\tilde{\mathbf{x}}) = - \left[\begin{array}{cccccc|c} & & & & & & a\tilde{\varphi}_{s_q} \\ & & & & & & b\tilde{\varphi}_{s_d} \\ & & & & & & c\tilde{\varphi}_{s_q} \\ & & & & & & d\tilde{\varphi}_{s_d} \\ & & & & & & e\tilde{\varphi}_{s_d} \\ & & & & & & g\tilde{\varphi}_{s_d} \\ \hline -\frac{\tilde{\varphi}_q}{f} & -\frac{\tilde{\varphi}_d}{f} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{array} \right]$$

Soient $\tilde{\varphi}_{s_d}^M, \tilde{\varphi}_{s_d}^m, \tilde{\varphi}_{s_q}^M$ et $\tilde{\varphi}_{s_q}^m$ les amplitudes maximales et minimales de $\tilde{\varphi}_{s_d}$ et $\tilde{\varphi}_{s_q}$, les coefficients suivants sont définis

$$\rho_1(\tilde{\varphi}_{s_d}) = \frac{\tilde{\varphi}_{s_d}^M - \tilde{\varphi}_{s_d}^m}{2(\tilde{\varphi}_{s_d}^M - \tilde{\varphi}_{s_d}^m)}, \rho_2(\tilde{\varphi}_d) = \frac{\tilde{\varphi}_{s_d} - \tilde{\varphi}_{s_d}^m}{2(\tilde{\varphi}_{s_d}^M - \tilde{\varphi}_{s_d}^m)}, \quad (7.9)$$

$$\rho_3(\tilde{\varphi}_q) = \frac{\tilde{\varphi}_{s_q}^M - \tilde{\varphi}_{s_q}^m}{2(\tilde{\varphi}_{s_q}^M - \tilde{\varphi}_{s_q}^m)}, \rho_4(\tilde{\varphi}_d) = \frac{\tilde{\varphi}_{s_q} - \tilde{\varphi}_{s_q}^m}{2(\tilde{\varphi}_{s_q}^M - \tilde{\varphi}_{s_q}^m)}$$

tel que

$$\begin{aligned} \rho_1(\tilde{\varphi}_{s_d}) \rho_2(\tilde{\varphi}_{s_d}) \rho_3(\tilde{\varphi}_{s_q}) \rho_4(\tilde{\varphi}_{s_q}) &> 0 \\ \rho_1(\tilde{\varphi}_{s_d}) + \rho_2(\tilde{\varphi}_{s_d}) + \rho_3(\tilde{\varphi}_{s_q}) + \rho_4(\tilde{\varphi}_{s_q}) &= 1 \end{aligned} \quad (7.10)$$

et

$$\bar{\mathbf{A}}(\mathbf{x}^o) + \bar{\mathbf{J}}(\tilde{\varphi}_{s_d}, \tilde{\varphi}_{s_q}) = \sum_{i=1}^4 \rho_i \bar{\mathbf{A}}_i \quad (7.11)$$

avec les définitions des matrices suivantes

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{A}}_1 &= \bar{\mathbf{A}}(\mathbf{x}^o) + \bar{\mathbf{J}}(\mathbf{x}^o) + \bar{\mathbf{J}}(2\tilde{\varphi}_{s_d}^m, 0) \\ \bar{\mathbf{A}}_2 &= \bar{\mathbf{A}}(\mathbf{x}^o) + \bar{\mathbf{J}}(\mathbf{x}^o) + \bar{\mathbf{J}}(2\tilde{\varphi}_{s_d}^M, 0) \\ \bar{\mathbf{A}}_3 &= \bar{\mathbf{A}}(\mathbf{x}^o) + \bar{\mathbf{J}}(\mathbf{x}^o) + \bar{\mathbf{J}}(0, 2\tilde{\varphi}_{s_q}^m) \\ \bar{\mathbf{A}}_4 &= \bar{\mathbf{A}}(\mathbf{x}^o) + \bar{\mathbf{J}}(\mathbf{x}^o) + \bar{\mathbf{J}}(0, 2\tilde{\varphi}_{s_q}^M) \end{aligned}$$

Définissons, également, les matrices suivantes $\bar{\mathbf{M}} = \mathbf{D}^{-1}\mathbf{M}_1$, $\bar{\mathbf{B}} = \mathbf{D}^{-1}\mathbf{M}_2$ et $\bar{\mathbf{C}} = [\mathbf{I}_{2 \times 2} \ \mathbf{0}_{2 \times 5}]$.

Il est possible d'exprimer, comme il va être exposé dans la suite, différents objectifs de commande à l'aide d'inégalités matricielles. Si nous étions en présence d'un système linéaire invariant, c-a-d $\rho_i = 0, i \in \{1, \dots, 4\}$, une inégalité matricielle par contrainte ou objectif (stabilité

interne, passivité, placement de pôles, commande H_∞/H_2 , etc) serait nécessaire. Étant donné le contraire, le système est exprimé sous forme d'un modèle polytopique (7.9), (7.10), (7.11) pour lequel chaque inégalité exprimant une contrainte doit être vérifiée aux sommets de l'ensemble $\mathfrak{S} = \left\{ \tilde{\varphi}_{s_d}, \tilde{\varphi}_{s_q} : (\tilde{\varphi}_{s_d}, \tilde{\varphi}_{s_q}) \in \left\{ \tilde{\varphi}_{s_d}^m, \tilde{\varphi}_{s_d}^M \right\} \times \left\{ \tilde{\varphi}_{s_q}^m, \tilde{\varphi}_{s_q}^M \right\} \right\}$, c'est à dire pour chaque matrice $\bar{\mathbf{A}}_i$, $i \in \{1, \dots, 4\}$. Ainsi, par un argument de convexité du système, celui-ci vérifie les contraintes pour tout $(\tilde{\varphi}_{s_d}, \tilde{\varphi}_{s_q}) \in \mathfrak{S}$ (Chilali *et al.*, 96 ; Gahinet *et al.*, 96). Les objectifs sont donc robustes vis-à-vis de l'ensemble des flux statoriques dont les frontières sont définies par \mathfrak{S} et dont l'existence est régie par l'hypothèse suivante.

Hypothèse 9.2 Le flux statorique φ_{s_dq} du générateur est borné. •

Remarque

Cette hypothèse est réaliste, car l'énergie du système (en autres celle délivrée par le générateur) est finie. De plus, il semble possible d'agrandir le domaine d'existence du flux comme de l'état entier du générateur en agissant sur les gains du régulateur que nous allons définir dans la suite. Par conséquent, nous nous limitons à une stabilité et passivité de type semi-globale plutôt que globale. •

Le régulateur envisagé possède la structure suivante

$$\tilde{u}_3 = -k^T \tilde{\mathbf{x}} + \tilde{u}_{3a} \quad (7.12)$$

\tilde{u}_{3a} étant une fonction auxiliaire qui sera définie plus tard.

Soit la fonction de Lyapunov candidate suivante (\mathbf{P} matrice symétrique définie positive)

$$V = \tilde{\mathbf{x}}^T \mathbf{P} \tilde{\mathbf{x}} \quad (7.13)$$

La dérivée de (7.13) le long de (7.7) donne la fonction suivante

$$\dot{V} = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{x}}^T & \tilde{\mathbf{e}}_{dq}^T \end{bmatrix} \left[\begin{array}{c|c} \mathbf{P} \left(\bar{\mathbf{A}}(\mathbf{x}^o) + \bar{\mathbf{J}}(\tilde{\varphi}_{s_d}, \tilde{\varphi}_{s_q}) - \bar{\mathbf{B}}\mathbf{k}^T \right) + \left(\bar{\mathbf{A}}(\mathbf{x}^o) + \bar{\mathbf{J}}(\tilde{\varphi}_{s_d}, \tilde{\varphi}_{s_q}) - \bar{\mathbf{B}}\mathbf{k}^T \right)^T \mathbf{P} & \mathbf{P}\bar{\mathbf{M}} \\ \hline \bar{\mathbf{M}}^T \mathbf{P} & \mathbf{0} \end{array} \right] \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{x}} \\ \tilde{\mathbf{e}}_{dq} \end{bmatrix} + 2\tilde{\mathbf{x}}^T \mathbf{P}\bar{\mathbf{B}}\tilde{u}_{3a} \quad (7.14)$$

Soit la sortie $\mathbf{z} = \bar{\mathbf{C}}\tilde{\mathbf{x}}_{dq} + \bar{\mathbf{D}}\tilde{\mathbf{e}}_{dq}$ utilisée pour déterminer la contrainte de passivité, alors si

$$\left[\begin{array}{c|c} \mathbf{P}(\overline{\mathbf{A}}(\mathbf{x}^o) + \overline{\mathbf{J}}(\tilde{\varphi}_{s_{dq}}, \tilde{\varphi}_{s_q}) - \overline{\mathbf{B}}\mathbf{k}^T) + (\overline{\mathbf{A}}(\mathbf{x}^o) + \overline{\mathbf{J}}(\tilde{\varphi}_{s_{dq}}, \tilde{\varphi}_{s_q}) - \overline{\mathbf{B}}\mathbf{k}^T)^T \mathbf{P} & \mathbf{P}\overline{\mathbf{M}} \\ \hline \overline{\mathbf{M}}^T \mathbf{P} & \mathbf{0} \end{array} \right] + \begin{bmatrix} \overline{\mathbf{C}} & \overline{\mathbf{D}} \\ \mathbf{0}_{2 \times 7} & \mathbf{I}_{2 \times 2} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{2 \times 2} & -\mathbf{I}_{2 \times 2} \\ -\mathbf{I}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \overline{\mathbf{C}} & \overline{\mathbf{D}} \\ \mathbf{0}_{2 \times 7} & \mathbf{I}_{2 \times 2} \end{bmatrix} < \mathbf{0} \quad (7.15)$$

alors

$$\begin{aligned} \dot{V} &\leq \begin{bmatrix} -\tilde{\mathbf{i}}_{s_{dq}}^T + \tilde{\mathbf{e}}_{dq}^T \overline{\mathbf{D}}^T & \tilde{\mathbf{e}}_{dq}^T \\ \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{I}_{2 \times 2} \\ \mathbf{I}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\tilde{\mathbf{i}}_{s_{dq}} + \overline{\mathbf{D}}\tilde{\mathbf{e}}_{dq} \\ \tilde{\mathbf{e}}_{dq} \end{bmatrix} + 2\tilde{\mathbf{x}}^T \mathbf{P}\overline{\mathbf{B}}\tilde{\mathbf{u}}_{3a} \\ &\leq 2\tilde{\mathbf{x}}^T \mathbf{P}\overline{\mathbf{B}}\tilde{\mathbf{u}}_{3a} + \tilde{\mathbf{e}}_{dq}^T (\overline{\mathbf{D}}^T + \overline{\mathbf{D}})\tilde{\mathbf{e}}_{dq} - 2\tilde{\mathbf{e}}_{dq}^T \tilde{\mathbf{i}}_{s_{dq}} \end{aligned} \quad (7.16)$$

En prenant $\overline{\mathbf{D}} = \varepsilon \mathbf{I}_{2 \times 2}$ et $\tilde{\mathbf{u}}_{3a} = \lambda \overline{\mathbf{B}}^T \mathbf{P}\tilde{\mathbf{x}}\tilde{\mathbf{e}}_{dq}^2$, (7.16) devient

$$\dot{V} \leq 2\lambda \|\tilde{\mathbf{x}}^T \mathbf{P}\overline{\mathbf{B}}\|_2^2 \tilde{\mathbf{e}}_{dq}^2 + 2\varepsilon \tilde{\mathbf{e}}_{dq}^2 - 2\tilde{\mathbf{e}}_{dq}^T \tilde{\mathbf{i}}_{s_{dq}} \quad (7.17)$$

Pour obtenir la passivité, λ est choisi tel que pour $\|\tilde{\mathbf{x}}\|_2 \geq \rho_{m1} > 0$, avec ρ_{m1} arbitrairement petit, on ait $2\lambda \|\tilde{\mathbf{x}}^T \mathbf{P}\overline{\mathbf{B}}\|_2^2 \tilde{\mathbf{e}}_{dq}^2 + 2\varepsilon \tilde{\mathbf{e}}_{dq}^2 < 0$ pour tout $\tilde{\mathbf{e}}_{dq}$. Pour cela, il suffit que $2\lambda \|\tilde{\mathbf{x}}^T \mathbf{P}\overline{\mathbf{B}}\|_2^2 < -2\varepsilon$ d'où

$$\lambda < -\frac{\varepsilon}{\|\mathbf{P}\overline{\mathbf{B}}\|_2^2 \rho_{m1}^2} \quad (7.18)$$

Lorsque (7.18) est vérifiée, il existe $\beta(\|\tilde{\mathbf{x}}\|_2) = -\left(\lambda \|\tilde{\mathbf{x}}^T \mathbf{P}\overline{\mathbf{B}}\|_2^2 + \varepsilon\right) > 0$ pour $\|\tilde{\mathbf{x}}\|_2 \geq \rho_{m1} > 0$ tel que $\dot{V} + \beta(\|\tilde{\mathbf{x}}\|_2) \leq -2\tilde{\mathbf{e}}_{dq}^T \tilde{\mathbf{i}}_{s_{dq}}$. Si $\|\tilde{\mathbf{x}}\|_2 < \rho_{m1}$, il existe $\rho_{m2} < \rho_{m1}$ tel que $\beta(\|\tilde{\mathbf{x}}\|_2) < 0$ pour $\|\tilde{\mathbf{x}}\|_2 < \rho_{m2}$. Les trajectoires du système vérifient ainsi la propriété de stricte quasi-passivité introduite au chapitre 3.

Remarques

Si la matrice $\overline{\mathbf{D}}$ est choisie nulle, c-a-d si la sortie utilisée pour la définition de la paire passive représente uniquement le courant statorique du générateur, alors l'utilisation de la commande auxiliaire $\tilde{\mathbf{u}}_{3a}$ est inefficace. Dans ce cas, la matrice résultant de la somme matricielle dans le membre gauche de (7.15) possède une matricielle bloc diagonale nulle ce qui rend la

matrice-somme non définie positive. Pour contourner ce problème, une matrice $\bar{\mathbf{D}}$ définie positive et arbitrairement petite, quant à ses valeurs propres, est introduite. Néanmoins, elle entraîne une dissipation négative à l'entrée vue du générateur, ce qui est nuisible à l'obtention de la passivité. La commande auxiliaire \tilde{u}_{3a} est introduite pour compenser cet effet. Cependant cette compensation n'a plus aucun effet lorsque l'état perturbé du générateur est proche (selon la norme euclidienne) de l'état non perturbé. D'où la propriété de stricte quasi-passivité. Toutefois, la perte de passivité peut être arbitrairement retardée : celle-ci disparaît lorsque les signaux d'erreurs sont rendus arbitrairement petits, ce qui est le cas si l'on choisit ρ_{m1} petit.

D'un point de vue théorique, il est intéressant de noter l'emploi de la notion de stricte quasi-passivité. Toutefois, si l'on peut choisir ρ_{m1} suffisamment petit, il est raisonnable de penser qu'en pratique la passivité est obtenue car celle-ci ne disparaît que pour $\|\tilde{\mathbf{x}}\|_2$ très faible correspondant probablement à du bruit (p.ex. corruption par des harmoniques) ou à une plage de variation de tension/fréquence du réseau suffisamment faible pour être admise.

Néanmoins, le choix $\bar{\mathbf{D}} = \varepsilon \mathbf{I}_{2 \times 2}$ n'est pas une condition nécessaire, en ce sens que la matrice-somme du membre gauche de (7.15) pourrait convenir dans le cas où elle ne serait que semi-définie négative. Cependant, il n'y a pas de moyen numérique (voir, par exemple, la boîte à outil LMI Control Toolbox de Matlab utilisée ultérieurement) pouvant vérifier cette condition, d'où le choix d'une matrice $\bar{\mathbf{D}}$ définie positive très faible. •

L'inégalité matricielle (7.15) n'est pas linéaire en ses inconnues \mathbf{P} et \mathbf{k} : elle n'est donc pas numériquement résoluble par les algorithmes usuels. En opérant la transformation congruente de matrice $diag(\mathbf{P}^{-1}, \mathbf{I}_{2 \times 2})$, en adoptant les notations

$$\begin{aligned} \mathbf{W} &= \mathbf{P}^{-1} \\ \mathbf{N} &= \mathbf{k}^T \mathbf{W} = \mathbf{k}^T \mathbf{P}^{-1} \end{aligned} \quad (7.19)$$

et en prenant $\bar{\mathbf{D}} = \varepsilon \mathbf{I}_{22}$, (7.15) devient

$$\left[\begin{array}{c|c} \left(\bar{\mathbf{A}}(\mathbf{x}^o) + \bar{\mathbf{J}}(\tilde{\varphi}_{s,d}, \tilde{\varphi}_{s,q}) \right) \mathbf{W} + \mathbf{W} \left(\bar{\mathbf{A}}(\mathbf{x}^o) + \bar{\mathbf{J}}(\tilde{\varphi}_{s,d}, \tilde{\varphi}_{s,q}) \right)^T - \bar{\mathbf{B}} \mathbf{N} - \mathbf{N}^T \bar{\mathbf{B}}^T & \bar{\mathbf{M}} - \mathbf{W} \bar{\mathbf{C}}^T \\ \hline \bar{\mathbf{M}}^T - \bar{\mathbf{C}} \mathbf{W} & -2\varepsilon \mathbf{I}_{2 \times 2} \end{array} \right] < \mathbf{0} \quad (7.20)$$

et doit être vérifiée pour tout $(\tilde{\varphi}_{s,d}, \tilde{\varphi}_{s,q}) \in [\tilde{\varphi}_{s,d}^m, \tilde{\varphi}_{s,d}^{M1}] \times [\tilde{\varphi}_{s,q}^m, \tilde{\varphi}_{s,q}^{M1}]$. Comme il a été discuté précédemment, lors de l'introduction du modèle polytopique, pour obtenir les propriétés de stabilité interne et de passivité du système pour tous les flux statoriques considérés, il suffit que

(7.15) soit vérifiée à chaque sommet de \mathfrak{S} , c'est à dire pour tout $i \in \{1, \dots, 4\}$, l'inégalité suivante doit être vérifiée (Chilali *et al.*, 96)

$$\left[\begin{array}{c|c} \overline{\mathbf{A}}_i \mathbf{W} + \mathbf{W} \overline{\mathbf{A}}_i^T - \overline{\mathbf{B}} \mathbf{N} - \mathbf{N}^T \overline{\mathbf{B}}^T & \overline{\mathbf{M}} - \mathbf{W} \overline{\mathbf{C}}^T \\ \hline \overline{\mathbf{M}}^T - \overline{\mathbf{C}} \mathbf{W} & -2\epsilon \mathbf{I}_{2 \times 2} \end{array} \right] < \mathbf{0} \quad (7.21)$$

Il serait également souhaitable d'imposer lors de la conception du régulateur, si possible, un placement de pôles. Ceci est réalisable par l'ajout d'un ensemble d'inégalités matricielles traduisant le placement de pôles dans une région convexe symétrique par rapport à l'axe des abscisses. Si nous voulons que les pôles z du système soient placés dans le demi-plan gauche de Laplace tel que $-h_1 < \text{Re}(z) < -h_2 < 0$, pour tout $i \in \{1, \dots, 4\}$, les inégalités suivantes doivent être vérifiées

$$\begin{aligned} \overline{\mathbf{A}}_i \mathbf{W} + \mathbf{W} \overline{\mathbf{A}}_i^T - \overline{\mathbf{B}} \mathbf{N} - \mathbf{N}^T \overline{\mathbf{B}}^T + 2h_2 \mathbf{W} &< \mathbf{0} \\ \overline{\mathbf{A}}_i \mathbf{W} + \mathbf{W} \overline{\mathbf{A}}_i^T - \overline{\mathbf{B}} \mathbf{N} - \mathbf{N}^T \overline{\mathbf{B}}^T + 2h_1 \mathbf{W} &> \mathbf{0} \end{aligned} \quad (7.22)$$

L'imposition de h_i est importante afin d'obtenir un gain \mathbf{k} dont les valeurs numériques ne sont pas trop élevées et d'éviter ainsi un régime transitoire indésirable pendant lequel le flux statorique, en particulier, dépasserait les bornes définies par l'ensemble \mathfrak{S} . Si tel était le cas, le système risquerait de devenir instable. Les développements précédents sont résumés dans la proposition suivante.

Proposition 7.3

Considérant l'*Hypothèse 9.2* du flux statorique borné, le générateur mis sous la forme (7.8) et régulé par la loi (7.12) possède un état interne stable avec un placement de pôles défini par $-h_1 < \text{Re}(z) < -h_2 < 0$ et présente la propriété de stricte quasi-passivité, si $\tilde{\mathbf{u}}_{3a}$ satisfait (7.18) et si pour tout $i \in \{1, \dots, 4\}$, il existe $\mathbf{W} > \mathbf{0}$ et \mathbf{N} définis par (7.19) tel que $\overline{\mathbf{A}}_i$ vérifie (7.21) et (7.22). •

Remarques

L'ajout d'inégalités matricielles traduisant chaque contrainte permet de traduire un problème complexe de commande à objectifs multiples en un problème numérique pouvant être traité de façon efficace par les algorithmes d'optimisation convexe (p.ex. algorithme du point intérieur). Il est à noter que la méthode est conservatrice et qu'elle peut ne pas avoir de solution

numérique, ou alors celle-ci existe si l'on impose des contraintes moins exigeantes qu'initialement prévues : cela peut être le cas du placement de pôles. Une source possible de conservatisme est due au fait que l'on impose une matrice \mathbf{P} identique pour toutes les contraintes afin de rendre le problème numériquement viable (Chilali *et al.*, 96 ; Scherer *et al.*, 97).

Il est possible de réduire le conservatisme lié au fait que la matrice \mathbf{P} soit constante en la faisant dépendre de $\tilde{\varphi}_{s_d}$ et $\tilde{\varphi}_{s_q}$. Dans le cas d'un système où les variations selon le flux statorique seraient constantes, l'analyse de stabilité ainsi que la synthèse de régulateur sont bien établies (Feron *et al.*, 96) à l'aide de la procédure *S*. Lorsque les paramètres varient, l'analyse de la stabilité par des arguments de multi-convexité permet d'établir des inégalités matricielles facilement vérifiables. Cependant, la conception exacte d'un régulateur n'est pas aisée car celui-ci doit résoudre des inégalités dépendant en temps réel de $\tilde{\varphi}_{s_d}$ et $\tilde{\varphi}_{s_q}$. Comme il n'existe pas de procédure systématique permettant une telle synthèse, l'approche de gain programmé serait une solution. Dans ce cas, les inégalités matricielles dépendant continûment de $\tilde{\varphi}_{s_d}$ et $\tilde{\varphi}_{s_q}$ ne seraient évaluées que sur une grille de valeurs du flux statorique $\tilde{\varphi}_{s_d}$ et $\tilde{\varphi}_{s_q}$. Se référer à (Apkarian *et al.*, 98) pour de plus amples détails sur la méthode.

7.4 Extension de la loi de commande prenant en compte la dynamique de l'excitatrice

Les propriétés de passivité et de stabilité interne sont étendues dans le cas où l'excitatrice du générateur est modélisée (\mathbf{z}_e représente le vecteur d'état de l'excitatrice ; voir différents modèles dans (Kundur, 94, p. 362-372)) par

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{z}}_e &= \mathbf{f}_e(\tilde{\mathbf{x}}, \mathbf{z}_e) + \mathbf{g}_e(\tilde{\mathbf{x}}, \mathbf{z}_e)\tilde{u}_{pss} \\ \tilde{u}_3 &= \mathbf{C}_e \mathbf{z}_e\end{aligned}\tag{7.23}$$

L'objectif est de concevoir une loi de commande \tilde{u}_{pss} (au lieu de \tilde{u}_3) qui stabilise le système (7.1) augmenté de (7.23) et qui lui donne la propriété de passivité lorsque des perturbations sur le réseau sont considérées. Pour cela, nous adoptons la technique d'ajout d'intégrateur (*backstepping*) (Khalil, 96, p.588). L'hypothèse suivante est nécessaire.

Hypothèse 7.4 $\mathbf{g}_e(\tilde{\mathbf{x}}, \mathbf{z}_e) \neq \mathbf{0}$ sur le domaine d'opération considéré. •

Réécrivons la dynamique d'erreur (7.2) de manière à faire ressortir $\mathbf{A}(\mathbf{k}, \mathbf{x}^o)$

$$\dot{\tilde{\mathbf{x}}} = \left(\overline{\mathbf{A}}(\mathbf{x}^o) + \overline{\mathbf{J}}(\tilde{\mathbf{x}}) - \overline{\mathbf{B}}\mathbf{k}^T \right) \tilde{\mathbf{x}} + \overline{\mathbf{B}} \left(\lambda \overline{\mathbf{B}}^T \mathbf{P} \tilde{\mathbf{x}} \tilde{\mathbf{e}}_{dq}^2 \right) + \overline{\mathbf{M}} \begin{bmatrix} \tilde{u}_1 \\ \tilde{u}_2 \end{bmatrix} + \overline{\mathbf{B}} \left(\mathbf{k}^T \tilde{\mathbf{x}} - \lambda \overline{\mathbf{B}}^T \mathbf{P} \tilde{\mathbf{x}} \tilde{\mathbf{e}}_{dq}^2 + \tilde{u}_3 \right) \quad (7.24)$$

Soit $\zeta = \mathbf{k}^T \tilde{\mathbf{x}} - \lambda \overline{\mathbf{B}}^T \mathbf{P} \tilde{\mathbf{x}} \tilde{\mathbf{e}}_{dq}^2 + \tilde{u}_3$ alors

$$\dot{\zeta} = \mathbf{k}^T \dot{\tilde{\mathbf{x}}} - \frac{d}{dt} \left(\lambda \overline{\mathbf{B}}^T \mathbf{P} \tilde{\mathbf{x}} \tilde{\mathbf{e}}_{dq}^2 \right) + \mathbf{C}_e \left(\mathbf{f}_e(\tilde{\mathbf{x}}, \mathbf{z}) + \mathbf{g}_e(\tilde{\mathbf{x}}, \mathbf{z}) \tilde{u}_{pss} \right) = v \quad (7.25)$$

En s'inspirant des résultats de la section précédente pour V , la dérivée par rapport au temps de $V_T = V + \zeta^2$ le long des trajectoires de (7.24) et (7.25) donne

$$\dot{V}_T + \beta \left(\|\tilde{\mathbf{x}}\|_2 \right) \leq -2 \tilde{\mathbf{e}}_{dq}^T \tilde{\mathbf{i}}_{s,dq} + 2 \tilde{\mathbf{x}}^T \mathbf{P} \overline{\mathbf{B}} \zeta + 2 \zeta v \quad (7.26)$$

en posant $v = -\tilde{\mathbf{x}}^T \mathbf{P} \overline{\mathbf{B}} - \kappa \zeta$, (7.26) devient

$$\dot{V}_T + \beta \left(\|\tilde{\mathbf{x}}\|_2 \right) \leq -2 \tilde{\mathbf{e}}_{dq}^T \tilde{\mathbf{i}}_{s,dq} - 2 \kappa \zeta^2 \quad (7.27)$$

La relation (7.27) traduit à nouveau la stricte quasi-passivité du système (7.1) augmenté de (7.23) pour la paire $(\tilde{\mathbf{e}}_{dq}, -\tilde{\mathbf{i}}_{s,dq})$. La loi de commande pour ce système s'exprime comme suit

$$\tilde{u}_{pss} = - \left(\mathbf{C}_e \mathbf{g}(\tilde{\mathbf{x}}, \mathbf{z}_e) \right)^{-1} \left(\tilde{\mathbf{x}}^T \mathbf{P} \overline{\mathbf{B}} + \kappa \zeta - \frac{d}{dt} \left(\lambda \overline{\mathbf{B}}^T \mathbf{P} \tilde{\mathbf{x}} \tilde{\mathbf{e}}_{dq}^2 \right) + \mathbf{k}^T \dot{\tilde{\mathbf{x}}} + \mathbf{C}_e \mathbf{f}_e(\tilde{\mathbf{x}}, \mathbf{z}_e) \right) \quad (7.28)$$

$\dot{\tilde{\mathbf{x}}}$ est obtenu en utilisant (7.1) et $\zeta = \mathbf{k}^T \tilde{\mathbf{x}} - \lambda \overline{\mathbf{B}}^T \mathbf{P} \tilde{\mathbf{x}} \tilde{\mathbf{e}}_{dq}^2 + \mathbf{C}_e \mathbf{z}_e$. Afin de simplifier la loi de commande, le calcul de cette dérivée peut être évité en dominant la dérivée par un gain élevée κ (Sepulchre, Jankovic et Kokotovic, 97, p.239) faisant ainsi apparaître une séparation au niveau des temps de convergence de ζ et des autres variables d'état du système. La loi (7.28) présente le défaut d'avoir à connaître la dérivée de l'erreur en tension $\tilde{\mathbf{e}}_{dq}$. Comme, il est possible, *a priori*, de prendre ε arbitrairement petit, λ est, par conséquent, très faible, ce qui peut conduire à l'approximation suivante $\lambda \frac{d}{dt} \left(\overline{\mathbf{B}}^T \mathbf{P} \tilde{\mathbf{x}} \tilde{\mathbf{e}}_{dq}^2 \right) \approx 0$. Une autre solution consiste à utiliser une approximation de la dérivée de la tension terminale par un filtre de la forme $\frac{s \tilde{\mathbf{e}}_{dq}}{\tau s + 1}$ où τ est une petite constante de temps.

Nous résumons ces résultats dans la proposition suivante.

Proposition 7.5

Le turboalternateur représentant une machine synchrone (7.1) fonctionnant à puissance mécanique constante, pour lequel l'excitatrice (7.23) est considérée, possède un état interne stable et présente la propriété de stricte quasi-passivité pour la paire électrique $(-\tilde{\mathbf{i}}_{s_{dq}}, \tilde{\mathbf{e}}_{dq})$ lorsque la loi de commande (7.28) est utilisée et que le gain \mathbf{k} est choisi de façon à satisfaire la *Proposition 7.3*. •

Remarques

Le régulateur fait intervenir une rétroaction sur le signal d'erreur $\tilde{\mathbf{x}}$, ce qui permet d'effectuer un bouclage sur la vitesse de rotation, grandeur couramment employée par le PSS, mais aussi sur la tension terminale servant ainsi à la régulation automatique de tension (AVR). Comme déjà mentionné à la section précédente, un choix de ρ_{m1} très faible peut amener à considérer le système strictement quasi passif comme étant passif d'un point de vue pratique. •

Exemple : excitatrice IEEE de type I (Pai et al., 95a)

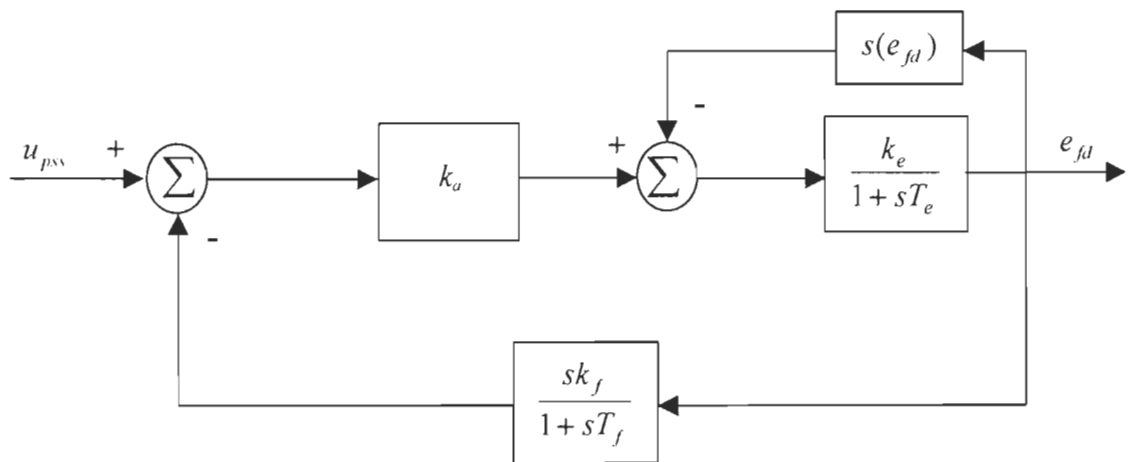


Figure 7.1: Excitatrice IEEE de type I

Afin d'illustrer l'application de la technique d'ajout d'intégrateur, le cas de l'excitatrice IEEE de type I (figure 7.1) est envisagé avec un gain pur k_a : on prend $\frac{k_a}{1 + sT_a}$ avec $T_a=0$ afin d'avoir un système de degré relatif unitaire. En pratique le gain k_a est réduit en haute fréquence

en insérant dans la boucle une fonction (*Transfer Gain Reducing*) de la forme $\frac{1+sT_a}{1+sT_b}$ (Kundur, 94) dont l'effet est d'augmenter de un la dimension du système exprimé en (7.29).

Son modèle d'état est le suivant:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{z}} &= \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{e}{c} & -\frac{d}{c} \end{bmatrix} \mathbf{z} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \tilde{u}_{pss} \\ \tilde{u}_3 &= \begin{bmatrix} a & b \\ c & c \end{bmatrix} \mathbf{z} \\ \mathbf{z}_e^T &= [z_{e1} \quad \dot{z}_{e1}] \\ a &= k_a; b = k_a T_f; \\ c &= T_f T_e; \\ d &= (k_e + s(\tilde{e}_{fd})) T_f + T_e + k_a k_f; \\ f &= k_e + s(\tilde{e}_{fd}); \end{aligned} \tag{7.29}$$

d'où la loi de commande résultant de l'approximation ($\lambda \rightarrow 0$)

$$\begin{aligned} \tilde{u}_{pss}^{ieeel} &= -\frac{c}{b} \left(\tilde{\mathbf{x}}^T \mathbf{P} \bar{\mathbf{B}} + \kappa \zeta + \mathbf{k}^T \dot{\tilde{\mathbf{x}}} + \begin{bmatrix} -\frac{eb}{c^2} & \frac{ac-bd}{c^2} \end{bmatrix} \mathbf{z}_e \right) \\ \zeta &= \mathbf{k}^T \tilde{\mathbf{x}} - \lambda \bar{\mathbf{B}}^T \mathbf{P} \tilde{\mathbf{x}}_{dq}^2 + \tilde{e}_{fd} \end{aligned} \tag{7.30}$$

7.5 Conception d'un régulateur non linéaire passivant à partir du modèle réduit du turboalternateur

7.5.1 Développement de la loi passivante

Un modèle simplifié du turboalternateur (Kundur, 94, p.737) couramment employé lors de la synthèse des stabilisateurs de puissance est considéré afin de développer un régulateur passivant d'ordre moins élevé que celui de la section précédente. De plus, nous étendons la synthèse au cas d'un couple moteur non nul ($T_m \neq 0$) en considérant une dynamique du deuxième ordre pour la turbine et le système de commande des vannes. Le modèle considéré est décrit par le système algébro-différentiel suivant.

$$\dot{\phi}_{fd} = \omega^n (-R_{fd} i_{fd} + e_{fd}) \tag{7.31}$$

$$j \dot{\omega} = -f \omega + T_m - T_e \tag{7.32}$$

$$\begin{bmatrix} \dot{T}_m \\ \dot{X}_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_l} & \frac{K_l}{T_l} \\ 0 & -\frac{1}{T_g} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_m \\ X_e \end{bmatrix} + \frac{K_g}{T_g} \begin{bmatrix} 0 \\ P_c \end{bmatrix} + \frac{1}{R\omega_o} \begin{bmatrix} 0 \\ \omega \end{bmatrix} \quad (7.33)$$

$$T_e = \mathbf{i}_{s_{dq}} \mathbf{J} \varphi_{s_{dq}} \quad (7.34)$$

$$\mathbf{e}_{dq} = \mathbf{J} \varphi_{s_{dq}} - R_a \mathbf{I}_{2 \times 2} \mathbf{i}_{s_{dq}} \quad (7.35)$$

$$\begin{bmatrix} \varphi_{s_d} \\ \varphi_{s_q} \\ \varphi_{fd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 & L_{ad} \\ 0 & L_q & 0 \\ L_{ad} & 0 & L_{ffd} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -i_{s_d} \\ -i_{s_q} \\ i_{fd} \end{bmatrix} \quad (7.36)$$

Avec $L_d = L_l + L_{ad}$, $L_q = L_l + L_{aq}$ et T_l , T_g , K_b , K_g , R , X_e , P_{com} respectivement la constante de temps de la turbine et du gouvernail, le gain de la turbine et du gouvernail, la constante de régulation, l'ouverture de la vanne, la commande de la vanne. Cette modélisation néglige le régime transitoire du flux statorique et les amortisseurs rotoriques. Dans un premier temps, une loi de commande passivisante e_{fd} est développée pour le système précédent diminué de (7.33). Ensuite, le sous-système (7.33) est pris en compte afin d'élaborer une loi de commande P_c laissant invariant la propriété de passivité.

Exprimons tout d'abord le produit de passivité

$$\begin{aligned} -\tilde{\mathbf{i}}_{dq}^T \tilde{\mathbf{e}}_{dq} &= -\tilde{\mathbf{i}}_{s_{dq}}^T \mathbf{J} \tilde{\varphi}_{s_{dq}} + R_a \tilde{\mathbf{i}}_{s_{dq}}^2 \\ &= \tilde{\mathbf{i}}_{s_{dq}}^T \begin{bmatrix} R_a & \frac{L_d - L_q}{2} \\ \frac{L_d - L_q}{2} & R_a \end{bmatrix} \tilde{\mathbf{i}}_{s_{dq}} - L_{ad} \tilde{i}_{s_q} \tilde{i}_{fd} \end{aligned} \quad (7.37)$$

S'il est possible de construire e_{fd} de façon à compenser le terme $-L_{ad} \tilde{i}_{s_q} \tilde{i}_{fd}$, la passivité du système est conditionnée par une contrainte structurelle liée au turboalternateur : la matrice de (7.37) doit être définie positive, ce qui est réalisé si

$$4R_a^2 > (L_d - L_q)^2 \quad (7.38)$$

Le système (7.31), (7.32) est obtenu en considérant $\dot{\varphi}_{s_{dq}} = \mathbf{0}$, ce qui implique d'après

(7.36) que $\dot{\varphi}_{fd} = \left(L_{ffd} - \frac{L_{ad}^2}{L_d} \right) i_{fd}$. Définissons les signaux suivants,

$$e_{fd} = e_{fd}^{ant} + \tilde{e}_{fd} \quad (7.39)$$

$$e_{fd}^{ant} = R_{fd} i_{fd}^{ant} + \left(L_{ffd} - \frac{L_{ad}^2}{L_d} \right) \frac{i_{fd}^{ant}}{\omega^n} \quad (7.40)$$

avec i_{fd}^{ant} un signal d'anticipation défini plus loin. L'équation (7.31) devient

$$\left(L_{ffd} - \frac{L_{ad}^2}{L_d} \right) \dot{\tilde{i}}_{fd} = \omega^n \left(-R_{fd} \tilde{i}_{fd} + \tilde{e}_{fd} \right) \quad (7.41)$$

Soit la fonction définie positive $V_1 = \left(L_{ffd} - \frac{L_{ad}^2}{L_d} \right) \frac{\tilde{i}_{fd}^2}{2\omega^n}$ dont la dérivée temporelle le long des trajectoires de (7.41) s'exprime comme suit

$$\dot{V}_1 = -R_{fd} \tilde{i}_{fd}^2 + \tilde{i}_{fd} \tilde{e}_{fd} \quad (7.42)$$

En prenant

$$\tilde{e}_{fd} = -k_1 \tilde{i}_{fd} - L_{ad} \tilde{i}_{s_{dq}} \quad (7.43)$$

(7.42) devient

$$\dot{V}_1 = -(R_{fd} + k_1) \tilde{i}_{fd}^2 - \tilde{\mathbf{i}}_{s_{dq}}^T \begin{bmatrix} R_a & \frac{L_d - L_q}{2} \\ \frac{L_d - L_q}{2} & R_a \end{bmatrix} \tilde{\mathbf{i}}_{s_{dq}} - \tilde{\mathbf{e}}_{dq}^T \tilde{\mathbf{i}}_{s_{dq}} \quad (7.44)$$

Ce qui exprime la passivité pour le couple $\left(-\tilde{\mathbf{e}}_{dq}, \tilde{\mathbf{i}}_{s_{dq}} \right)$. Néanmoins, pour prouver la passivité du système, il est nécessaire d'employer une fonction de stockage dépendant de l'état entier du système. Pour cela, considérons maintenant (7.32). L'objectif est d'explicitier le courant d'anticipation i_{fd}^{ant} , en trouvant une commande auxiliaire c de façon à ce que le couple électromagnétique d'anticipation

$$T_e^{ant} = -j\dot{\omega}^o + z + T_m - f\omega^o \quad (7.45)$$

$$\dot{z} = c$$

stabilise le sous-système (7.32) selon une fonction candidate de Lyapunov V_2 . Nous supposons pour cela que le couple mécanique T_m est connu.

En annexe D, T_e^{ant} est exprimé en fonction de la tension terminale à l'équilibre \mathbf{e}_{dq}^o et du courant d'anticipation i_{fd}^{ant} . Bien que l'application $i_{fd}^{ant} \mapsto T_e^{ant}$ soit surjective, une seule valeur de i_{fd}^{ant} peut être utilisée pour une implantation. De même, i_{fd}^{ant} est calculé à partir de \dot{T}_e^{ant} (annexe D) que l'on obtient à partir de la dérivation de (7.45).

Le système (7.45) introduit dans (7.32) donne

$$\dot{\tilde{\omega}} = -\frac{f}{j}\tilde{\omega} - \frac{1}{j}z + \frac{1}{j}\tilde{T}_e \quad (7.46)$$

$$\dot{z} = c \quad (7.47)$$

avec $\tilde{\omega} = \omega - \omega^o$, $\tilde{T}_e = T_e - T_e^{ant}$. Nous utilisons la technique d'ajout d'intégration (*backstepping*) afin de trouver une loi de commande auxiliaire c stabilisant le système (7.46).

Considérons, dans (7.46), z comme une entrée. La loi $z = \alpha\tilde{\omega} - \tilde{T}_e$ stabilise (7.46). Réécrivons (7.46), (7.47) comme suit

$$\dot{\tilde{\omega}} = -\frac{1}{j}(f + \alpha)\tilde{\omega} - \frac{1}{j}y \quad (7.48)$$

$$\dot{y} = -(\alpha\dot{\tilde{\omega}} - \dot{\tilde{T}}_e) + c \quad (7.49)$$

en tenant compte du fait que $y = z - (\alpha\tilde{\omega} - \tilde{T}_e)$. La dérivée temporelle de la fonction candidate de Lyapunov $V_2 = \frac{\tilde{\omega}^2}{2} + \frac{y^2}{2}$ le long des trajectoires (7.48), (7.49) donne

$$\dot{V}_2 = -\frac{1}{j}(f + \alpha)\tilde{\omega}^2 - \frac{1}{j}\tilde{\omega}y + y(-\alpha\dot{\tilde{\omega}} + \dot{\tilde{T}}_e + c) \quad (7.50)$$

En prenant

$$c = \frac{1}{j}\tilde{\omega} + \alpha\dot{\tilde{\omega}} - \dot{\tilde{T}}_e - k_2y \quad (7.51)$$

la relation (7.50) devient

$$\dot{V}_2 = -\frac{1}{j}(f + \alpha)\tilde{\omega}^2 - k_2y^2 \quad (7.52)$$

En substituant (7.46) ainsi que l'expression de y dans (7.51), il vient

$$c = -\left(\frac{\alpha}{j} + k_2\right)z + \left(\frac{1}{j} + \alpha\left(k_2 - \frac{f}{j}\right)\right)\tilde{\omega} - \left(\frac{\alpha}{j} + k_2\right)\tilde{T}_e + \dot{\tilde{T}}_e \quad (7.53)$$

L'entrée auxiliaire c définit parfaitement (7.45), autrement dit le couple d'anticipation T_e^{ant} et sa dérivée temporelle qui a leur tour permettent de définir le courant d'anticipation i_{fd}^{ant} et sa dérivée (voir annexe D.1). Remarquons que lorsque le système n'est pas perturbé ($\tilde{\omega} \equiv 0 \equiv \tilde{T}_e$), le couple satisfait $T_e^{ant} = -j\dot{\omega}^o + T_m^o - f\omega^o = T_e^o$, ce qui entraîne $i_{fd}^{ant} = i_{fd}^o$, $\dot{i}_{fd}^{ant} = 0$.

Considérons le sous-système (7.33). Avec $P_c = P_c^o + \tilde{P}_c$, le système d'erreur suivant

$$\begin{bmatrix} \dot{\tilde{T}}_m \\ \dot{\tilde{X}}_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_l} & \frac{K_t}{T_l} \\ 0 & -\frac{1}{T_g} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{T}_m \\ \tilde{X}_e \end{bmatrix} + \frac{K_g}{T_g} \begin{bmatrix} 0 \\ \tilde{P}_c \end{bmatrix} + \frac{1}{R\omega_o} \begin{bmatrix} 0 \\ \tilde{\omega} \end{bmatrix} \quad (7.54)$$

devient stable, selon une fonction de Lyapunov $V_3(\tilde{T}_m, \tilde{X}_e)$, lorsque l'on considère

$$\begin{aligned} \tilde{P}_c &= \frac{T_G}{K_G R \omega_o} \tilde{\omega} - k_3 \tilde{X}_e \\ P_c &= P_c^o + \tilde{P}_c \end{aligned} \quad (7.55)$$

Nous pouvons conclure qu'avec la loi de commande formée de (7.39), (7.40), (7.43), (7.45), (7.53) et (7.54), et sous la condition que (7.38) soit respectée, le système (7.31-36) est passif pour la paire $(-\tilde{\mathbf{e}}_{dq}, \tilde{\mathbf{i}}_{dq})$ selon la relation suivante

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 + \dot{V}_2 + \dot{V}_3 &\leq -(R_{fd} + k_1) \tilde{i}_{fd}^2 + \begin{bmatrix} \tilde{T}_m & \tilde{X}_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_l} & \frac{K_t}{T_l} \\ 0 & -\frac{1+k_3 K_g}{T_g} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{T}_m \\ \tilde{X}_e \end{bmatrix} \\ &\quad - \frac{1}{j} (f + \alpha) \tilde{\omega}^2 - ky^2 - \tilde{\mathbf{i}}_{dq}^T \begin{bmatrix} R_a & \frac{L_d - L_q}{2} \\ \frac{L_d - L_q}{2} & R_a \end{bmatrix} \tilde{\mathbf{i}}_{dq} - \tilde{\mathbf{e}}_{dq}^T \tilde{\mathbf{i}}_{dq} \end{aligned} \quad (7.56)$$

7.5.2 Remarques générales

Remarque 1

La loi de commande nécessite ici la mesure ou le calcul indirect de la vitesse rotorique ω , la mesure du couple mécanique T_m et du couple électrique T_e . La dérivée du couple mécanique est obtenue à partir de l'équation (7.33). La dérivée de l'erreur du couple électromagnétique \tilde{T}_e peut être remplacée par un filtre passe-haut $\hat{\tilde{T}}_e = \frac{bp}{p+a} \tilde{T}_e$ dont la réalisation pour l'implantation est :

$\hat{\tilde{T}}_e = x_{T_e} + b\tilde{T}_e$, $\dot{x}_{T_e} = -ax_{T_e} - ab\tilde{T}_e$. Il est à noter que la passivité reste à vérifier dans ce cas d'approximation.

Remarque 2

La loi de commande consiste en une rétroaction sur la vitesse et le couple électromagnétique via un intégrateur. Si l'on linéarise le courant d'anticipation i_{fd}^{ant} (annexe D,

(D.4)), il est possible de se rapprocher de la forme usuelle des stabilisateurs (retour sur la vitesse via un compensateur avance/retard du premier ou deuxième ordre, (Kundur, 94, p.769, p.1122)), en continuant d'ajouter des intégrateurs de la forme : $\dot{z}_1 = a_{11}z_1 + a_{12}z_2, \dot{z}_2 = c$ dans l'expression du couple d'anticipation T_e^{ant} et en itérant la méthode d'ajout d'intégrateur (*backstepping*) au système nouvellement formé.

La modélisation du turboalternateur est réalisée selon un système d'excitation à thyristor (Kundur, 96, p.769) représentant un gain. Cette modélisation est la plus simple. De même, il serait possible de considérer un modèle plus complexe d'excitation qui ferait intervenir un système dynamique au niveau de l'entrée e_{fd} et d'envisager une loi de commande d'anticipation basée sur l'ajout d'intégrateur (voir la fin de la section 7.4). La faisabilité de l'application d'une telle méthode reste à être vérifiée cas par cas selon le modèle de l'excitation.

Remarque 3

Si la condition (7.38) n'est pas respectée, il est possible de montrer que la loi de commande stabilise un réseau de type machine unique, impédance infinie (voir annexe D.2). À la différence de l'approche de passivité, l'analyse de stabilité est réalisée si l'on définit le reste du réseau par un ensemble d'équations algèbro-différentielles bien définies. Il est possible de considérer un réseau à machine multiple et de structure plus complexe, mais l'analyse théorique risque d'être inextricable, d'où le recours à l'analyse numérique par ordinateur. En revanche, la passivité est une propriété de type entrée/sortie fournissant une méthode systématique d'analyse de stabilité. Cependant, les analyses et simulations numériques demeurent indispensables lorsque les performances sont à l'étude.

Remarque 4

Contrairement à une conception basée sur la linéarisation tangente du système avec des gains fixés du régulateur, la loi précédente est peu sensible aux changements (à condition qu'ils soient connus) de point d'opération tel que la puissance, la tension terminale, l'angle de charge. Les résultats sont globaux et un changement de point d'équilibre ne modifie pas la propriété de passivité du turboalternateur pour les signaux d'erreur exprimés en fonction de ce nouveau point. Néanmoins, la robustesse du régulateur est mise à l'épreuve dans le cas d'une mauvaise connaissance des paramètres du système ou de leur variation ainsi que dans le cas où certaines dynamiques sont négligées. En effet, la passivité est obtenue en exprimant les trajectoires du

système dans le sous-espace rapide considéré comme étant stationnaire. Si les résultats de stabilité sont bien établis pour de tels systèmes, dits singulièrement perturbés, (Kokotovic et Khalil, 86), il n'existe pas, à la connaissance de l'auteur, l'équivalent pour l'approche de passivité. En conséquence, l'analyse de la stabilité réalisée en annexe D.2 peut être étendue au cas du système complet par application du théorème de Tikhonov (Khalil, 96, p. 384). Les résultats découlant de l'approche de passivité dans le cas du système réduit sont à prendre avec précaution si l'on désire étendre ces résultats à la modélisation complète du générateur par l'application de la passivité uniquement. Des développements théoriques sont nécessaires. Une démarche possible serait de considérer la passivité pour le système lent global (généralement considéré, c-a-d turboalternateurs, réseau, installations industrielles à temps de réaction élevés), d'en déduire la propriété de stabilité correspondante (voir chapitre 3), puis d'étendre la propriété de stabilité au système complet par application de la théorie des systèmes singulièrement perturbés.

Remarque 5

En imposant des entrées et sorties nulles pour le système soit $\tilde{\mathbf{i}}_{s_{dq}} = \mathbf{0}$ et $\tilde{\mathbf{e}}_{dq} = \mathbf{0}$, d'après (C.2), (C.3) et (C.9), les variables \tilde{i}_{fd} , \tilde{T}_e sont identiquement nulles. Le modèle du système est réduit aux équations (7.46) avec $\tilde{T}_e \equiv 0, z \equiv 0$ et (7.54) qui constituent un système linéaire asymptotiquement stable. Si l'état est initialement perturbé, celui-ci $(\tilde{\omega}, \tilde{T}_m, \tilde{X}_e)$ tend vers zéro. D'après la *Définition 2.14*, le système possède un état zéro détectable.

7.6 Conclusions

Le développement d'une loi de commande pour le modèle électrique complet du turboalternateur permettant la stabilisation du réseau par l'approche de la passivité est appréhendé par le biais des inégalités matricielles linéaires. Il est fort probable, nous le verrons dans le chapitre 8, que cette méthode soit assez conservatrice. Ce qui est important dans un premier temps est de s'assurer de la faisabilité de la méthode. L'optimisation des performances étant un problème complexe et constituant une branche entière et commune à l'automatique et à l'étude des réseaux, nous n'avons pas considéré cet aspect. L'importance de cette recherche est de répondre aux objectifs fixés, c'est à dire, dans un premier temps, trouver une solution stable par la passivité et des performances convenables.

En ce qui concerne la loi de commande pour le stabilisateur de puissance *PSS*, plusieurs voies pourraient être empruntées pour améliorer les performances. Comme déjà mentionné, une fonction de Lyapunov quadratique mais avec une matrice \mathbf{P} variant dans le temps (dépendant de certaines variables du système, notamment le flux statorique qui joue le rôle de paramètre variable) pourrait être employée. Cela donnerait lieu à la méthode de gain programmé, voir (Apkarian *et al.*, 98).

Bien qu'il soit possible (Scherer *et al.*, 97) d'exprimer le placement des pôles dans une région convexe ou une intersection de régions convexes par des inégalités matricielles linéaires, une solution numérique n'est pas toujours envisageable. Récemment, une commande H_∞ (*PSS*) robuste vis-à-vis de certaines incertitudes paramétriques du réseau a été réalisée par résolution d'inégalités matricielles linéaires tout en imposant une structure au régulateur caractérisée par (Shi *et al.*, 99) :

- une dimension réduite (la commande H_∞ imposant en général un régulateur de dimension supérieure ou égale au système, voir (Taranto *et al.*, 95));
- des valeurs prédéfinies pour les pôles;
- la propriété de phase minimum (zéros dans le demi plan gauche).

S'il est possible d'imposer une telle structure au régulateur, les performances de stabilisation du réseau en seront améliorées (Shiau *et al.*, 99). Une commande par LMI à objectifs multiples impose en général des pôles complexes entraînant des oscillations difficiles à contrôler.

Ces objectifs se traduisent par des inégalités linéaires quadratiques (problème NP-dur) qu'il n'est pas possible de résoudre par les algorithmes usuels. Shiau *et al.* (99) ont montré qu'il était possible de transformer le problème en une itération (dirigée par une optimisation, p.ex. minimisation de la trace de la matrice servant à l'itération) d'inégalités matricielles linéaires. Un minimum local peut être trouvé si le point de départ de l'itération (matrice initiale) est proche de la solution. Cette approche est démontrée être réalisable dans les cas de systèmes multi-générateurs munis de *FACTS*. Un tel résultat pourrait probablement être étendu à la problématique de passivité afin d'améliorer les performances des réponses que l'on obtiendra au chapitre 8.

L'approche de passivité permet de considérer le générateur comme un composant du réseau que l'on veut rendre passif pour la paire tension-courant. L'avantage de cette méthode par

rapport au placement des valeurs propres du système linéarisé réside dans le fait que l'on ne considère uniquement, pour l'étude de stabilité, que le générateur au lieu d'un réseau complet. Dans ce cas, l'analyse et la synthèse numérique sont plus faciles car elles ne mettent en jeu qu'un système de faible dimension : le générateur. De plus, seules les variables locales sont utilisées. Cependant, on peut se demander si l'information est suffisante pour assurer de bonnes performances du système perturbé, même si la stabilité est assurée. Bien que l'optimisation des performances ne soit pas comprise dans les objectifs de ce travail, il serait possible de combiner à l'objectif de passivité et de stabilité interne du générateur, un objectif de commande H_∞ optimale. Plus précisément, ce dernier objectif viserait à réduire au mieux le gain L_2 de la tension perturbée vers le courant perturbé. Ainsi nous aurions, pour le générateur, un rejet optimisé des perturbations d'entrée sur la grandeur perturbée de sortie. Du point de vue calculatoire, l'ajout de cet objectif nécessite l'ajout d'une inégalité matricielle supplémentaire intégrée à un programme d'optimisation linéaire disponible dans certaines boîtes à outil (LMI ou Optimization Control Toolbox) de Matlab, par exemple. Notons cependant qu'une telle solution assure un optimum local mais pas forcément un optimum global.

Dans ce chapitre, une autre piste est exploitée afin d'obtenir un régulateur d'ordre moins élevé. Une loi de commande non linéaire passivisante est développée à partir du modèle réduit du turboalternateur. Trois gains seulement sont à syntoniser. Le régulateur est robuste vis-à-vis des changements de point d'opération puisqu'il ne résulte pas d'une linéarisation tangente du système. Notons que la passivité est obtenue pour le sous-système lent.

En conclusion, la première démarche permet d'appliquer l'approche de passivité à des systèmes dynamiques complets (le cas de T_m non constant de la section 7.5 pouvant être appliqué à cette démarche) mais nécessite de plus amples développements pour simplifier et imposer une structure adéquate. La deuxième démarche, bien que conduisant à un régulateur non linéaire, donne un résultat proche de la forme des stabilisateurs couramment employés. Mais dans ce cas, l'application stricte de la passivité n'implique pas directement la stabilité du système entier.

PARTIE C

RÉSEAUX ÉLECTRIQUES ET PASSIVITÉ :

VALIDATIONS NUMÉRIQUES ET CONCLUSION

CHAPITRE 8

VALIDATIONS NUMÉRIQUES

Les chapitres de la partie précédente ont notamment apporté plusieurs lois ou stratégies de commande rendant les systèmes passifs et stables pour les signaux internes. Dans les cas du moteur asynchrone et du compensateur statique de puissance réactive, des simulations numériques valident les objectifs énoncés. Le chapitre 7 considère la conception de deux régulateurs de type *PSS* pour le turboalternateur. En général, les simulations numériques d'un turboalternateur sont intégrées à celles concernant le réseau électrique. C'est l'une des raisons pour laquelle, nous dédions un chapitre spécifiquement à la simulation numérique du réseau permettant entre autres de valider les lois de commande développées au chapitre 7. D'autre part, plusieurs validations présenteront les avantages de l'approche de passivité pour une analyse de la stabilité et une conception de régulateur plus systématique. Plusieurs types de charges sont envisagées : statique, dynamique, passive et non passive. Des comparaisons entre un *PSS* obtenu soit par l'approche de passivité soit par la linéarisation du système seront effectuées dans le cadre de la conception par inégalités linéaires matricielles. Les limites de l'approche proposée dans ce travail sont également exposées. Le régulateur non linéaire sera comparé à un *PSS* classique (Kundur, 94, p.769) dans le cas d'un réseau à machine unique, impédance infinie et dans le cas d'un réseau à deux zones et quatre générateurs (Kundur, 94, p.813). L'analyse de la robustesse est considérée.

8.1 Description du réseau

Pour les simulations, le modèle du turboalternateur (modèle Hamiltonnien (7.1)) utilisé au chapitre 7 sera employé avec l'hypothèse du couple mécanique constant. Comme déjà mentionné, une extension de la commande à la partie mécanique (commande des vannes) est possible (section 7.5) dans le cadre de la passivité, mais nous nous limitons volontairement à des phénomènes dynamiques dont les constantes de temps permettent de ne considérer que la dynamique électrique. La partie mécanique est considérée lors de l'analyse du régulateur non linéaire (section 8.3).

Les simulations seront effectuées à partir de valeurs numériques nominales tirées de la référence (Kundur, 94, p.102) pour un générateur de 555 MVA, 24 kV, un facteur de puissance de 0.9, délivrant une fréquence de 60 Hz et une turbine dont la vitesse nominale est de 3600 tr/min. Les valeurs numériques du tableau 8.1, données en p.u. (les données précédentes servant de base), définissent les paramètres du générateur.

Tableau 8.1 : Paramètres du turboalternateur (p.u.)

$R_a = 0.003$	$R_{fd} = 0.0006$	$R_{1d} = 0.0284$	$R_{1q} = 0.00619$	$R_{2q} = 0.02368$
$f=0$	$H=2*3.525$	$L_{ad} = 1.66$	$L_{aq} = 1.61$	$L_l = 0.15$
$L_{ffd} = 1.825$	$L_{f1d} = 1.66$	$L_{11d} = 1.8313$	$L_{11q} = 2.3352$	$L_{22q} = 1.750$

Bien qu'il existe des frottements mécaniques, le cas le plus défavorable ($f=0$) est envisagé. En pratique, le frottement ($f \neq 0$: frottement visqueux et de Coulomb pour les parties mécaniques en contact) ajoute un effet bénéfique au niveau de l'amortissement des oscillations de la vitesse de l'arbre de la turbine.

La structure du réseau considérée est présentée à la figure 8.1.

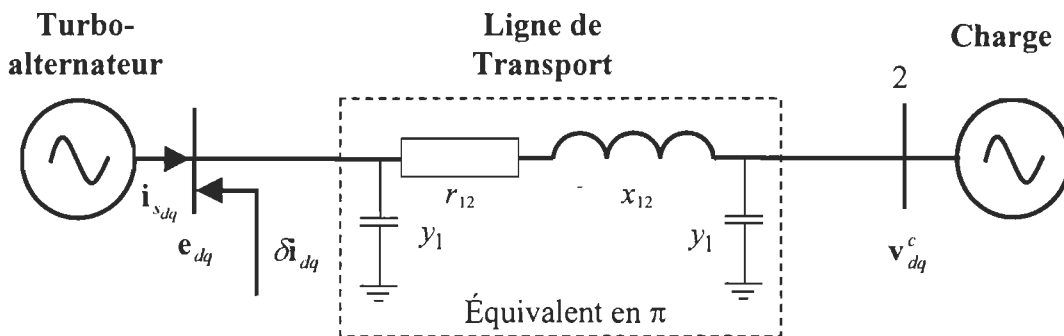


Figure 8.1 : Structure du réseau à l'étude

Les modèles de charge envisagés peuvent être divers : puissance constante, tension constante, impédance constante ou une charge dynamique. Plusieurs de ces cas seront envisagés et précisés dans la suite. Les charges considérées dans cette étude constituent un modèle simplifié du reste du réseau mais sont utilisées afin d'observer leur influence sur le générateur rendu passif. Il est à noter que la barre de tension constante constitue un premier essai standard pour la validation d'un PSS. La modélisation de la ligne de transport est réalisée selon l'équivalent en π avec les valeurs du tableau 8.2.

Tableau 8.2 : Paramètres de la ligne de transport

Résistance : r_{12} (p.u.)	Inductance : x_{12} (p.u.)	Capacité : y_1 (p.u.)
0.0040	0.4	0.0208

D'après les paramètres de ligne et les conditions d'opération du générateur, l'écoulement de puissance du tableau 8.3 servira notamment à calculer l'état initial du réseau (tableau 8.4), c-a-d l'état d'équilibre du réseau à partir duquel les simulations débiteront. À partir de cet état d'équilibre, plusieurs types de perturbation $\delta \mathbf{i}_{dq}$ seront appliqués. Ces perturbations correspondent aux fluctuations d'un ensemble de charges de haute puissance placé au voisinage d'un groupe de production. Les perturbations en courant envisagées sont d'intensité multiple :

- $\pm 0.1 \mathbf{i}_{dq}^*$ (\mathbf{i}_{dq}^* : courant nominal à la barre 1) pour les perturbations de faible intensité représentant des changements continuels et variant de façon aléatoire dans le temps ; elles dépendent, entre autres, des connexions et déconnexions de charges, changement de configuration du réseau ;
- $\pm 0.5 \mathbf{i}_{dq}^*$ pour des perturbations de forte intensité représentant un incident majeur.

Les perturbations sont appliquées pendant une durée de trois cycles (0.05 s) à $t=0s$ avec un signe positif et à $t=10s$ avec un signe négatif.

L'objectif est de mettre en évidence la propriété stabilisatrice du régulateur OP et la vérification de la passivité du réseau au point d'application des perturbations pour l'intervalle de temps considéré et différentes classes de charges passives et non passives.

Tableau 8.3 : Écoulement de puissance dans le réseau

Barre de tension #	Tension		Génération		Charge	
	Amp.(pu)	Phase(deg)	P_g (pu)	Q_g (pu)	P_c (pu)	Q_c (pu)
1	1	0	0.9	0.4359		
2	0.9	23.6			0.6579	-0.1653

D'après (7.1) et les conditions de fonctionnement, le point d'équilibre (défini par $\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{0}$) du générateur est tel que défini dans le tableau 8.4.

Tableau 8.4 : Point d'équilibre du générateur (p.u.)

i_{sd}	i_{sq}	i_{fd}	\mathbf{i}_{rdq}	ω_r
-0.9249	-0.3803	1.4582	0	1

Afin de rendre l'analyse plus proche de la réalité deux extensions sont réalisées : (i) en annexe G, le régulateur OP est comparé à un régulateur standard selon les conditions décrites précédemment ; (ii) en section 8.3, le générateur précédent associé à un système dynamique de contrôle des vannes est simulé. Dans ce dernier cas, un stabilisateur classique de type *PSS* et le régulateur non linéaire passivant servent de base à la comparaison des réponses du réseau. Des perturbations couramment employées (variations d'impédance, variation de charge, court-circuit) et des variations de point d'opération (impédance de ligne, puissance apparente) permettront, respectivement d'analyser la stabilité dynamique/transitoire du réseau et la robustesse. Deux classes standards pour la configuration du réseau seront testées : (i) machine unique, impédance infinie ; (ii) deux régions interconnectées comprenant chacune deux générateurs avec un transfert de puissance assurant un mode oscillatoire inter-zones.

8.2 Simulations numériques du réseau muni des régulateurs basés sur l'approche d'inégalités matricielles linéaires

Dans les sections qui suivent, plusieurs configurations dépendant du type de la charge seront simulées à partir du développement du régulateur conduisant à la propriété de passivité (appelé dans la suite régulateur OP) et de stabilité du système. Le système muni du régulateur OP sera comparé au même système dont la régulation résulte de la linéarisation du réseau : régulateur RL (annexe E). Les cas envisagés correspondent à une charge dont l'impédance est constante, une barre de tension constante et une charge dynamique étudiée au chapitre 6. Les performances dynamiques sont analysées à partir des réponses en vitesse du rotor et de la tension terminale. La passivité est vérifiée en s'assurant que l'intégrale du taux d'alimentation pour la paire formée du courant de perturbation et de la tension de perturbation est minorée (*Définition 2.5*).

8.2.1 Réseau avec une charge à impédance constante (RCIC)

8.2.1.1 Descriptions numériques et simulations

Remarquons tout d'abord qu'avec une telle charge (charge linéaire passive), le système est passif pour la paire $(\tilde{\mathbf{i}}_{dq}, \tilde{\mathbf{e}}_{dq})$. Il sera intéressant de vérifier cette propriété par simulation et de s'assurer de la stabilité de certains signaux caractéristiques dont la vitesse de rotation ω et la

tension terminale du générateur e_{dq} . Le modèle est déduit des expressions des puissances actives et réactives de la charge (voir annexe E) substituées dans (8.4).

Dans cette section, le régulateur obtenu par linéarisation (système de dimension 13) et celui permettant d'obtenir la passivité du système sont simulés et comparés. Les matrices représentant les paramètres sont obtenues d'après les méthodes décrites au chapitre 7 et en annexe E (régulateur RL) et à l'aide de la boîte à outil LMI Control Toolbox de Matlab. Le meilleur placement de pôles pour le régulateur RL obtenu à partir de la linéarisation est réalisé pour $p_2 = 0.25$, dans un cercle de rayon $r = 21$ (voir l'annexe E.2). Le choix du rayon est important car il permet de s'affranchir des pôles trop rapides et de certains pôles possédant une valeur imaginaire trop importante. En effet, il a été constaté que des pôles trop rapides, obtenus notamment lorsque la contrainte du cercle n'est pas imposée, entraînent des instabilités pour des perturbations dont la valeur est supérieure à une valeur seuil déjà très faible, c-a-d pour $\pm 0.005i_{dq}^*$. Avec le placement des pôles dans le cercle, la stabilité est obtenue, y compris pour des perturbations correspondant à $\pm 0.5i_{dq}^*$. Les valeurs numériques des matrices du régulateur sont données en annexe F.1.

Avec le régulateur RL, la linéarisation du réseau possède les valeurs propres exposées au tableau 8.5. La présence de certains pôles complexes faiblement amortis implique un système oscillatoire en régime perturbé.

Le régulateur (OP) résultant de l'analyse de passivité (voir chapitre 7) est réalisé avec un placement de pôles à gauche de $-h_2 = -0.213$ et à droite de $-h_1 = -100$ afin d'éviter d'obtenir des pôles trop rapides. La limitation des pôles les plus lents est la meilleure que nous avons pu trouver par cette méthode. De plus, l'incertitude sur l'erreur du flux rotorique par rapport à sa valeur nominale est $\sup\{\tilde{\varphi}_d, \tilde{\varphi}_q\} \leq 0.05$. Il est possible d'améliorer sensiblement les résultats en variant la valeur de la borne supérieure précédente tout en ne choisissant pas cette dernière trop petite car le système pourrait devenir instable.

Remarque Des simplifications peuvent être appliquées au régulateur RL : le zéro de valeur 177 (28 Hz) peut être rejeté à l'infini car le mode électromécanique se situe entre 0.2 et 2 Hz. De même, le pôle -61344 peut être éliminé ainsi que plusieurs paires de pôles et zéros : $-1.0628 \pm 4.8105i$ avec $-0.9330 \pm 4.96623i$, $-2.6348 \pm 2.951i$ avec $-2.6736 \pm 2.8893i$,

$-4.1436 \pm 0.0157i$ avec -4.2013 et -4.1241 , -4.0525 avec -3.9642 . Le régulateur est ainsi réduit à l'ordre 5. •

Tableau 8.5 : Pôles et zéros du réseau muni du régulateur avec une charge à impédance constante

Pôles du réseau linéarisé : générateur avec RL , ligne de transport, charge	Pôles du Régulateur RL	Zéros du régulateur RL
$-7.84 + 268.06i$	-61344	176.8975
$-7.84 - 268.06i$	$-0.5764 + 6.8931i$	$-1.4131 + 6.4704i$
$-4.6436 + 3.8254i$	$-0.5764 - 6.8931i$	$-1.4131 - 6.4704i$
$-4.6436 - 3.8254i$	$-1.0628 + 4.8105i$	$-0.9330 + 4.9623i$
$-0.1522 + 5.6311i$	$-1.0628 - 4.8105i$	$-0.9330 - 4.9623i$
$-0.1522 - 5.6311i$	$-0.1538 + 2.3388i$	$-0.6253 + 3.6169i$
$-0.7878 + 5.1200i$	$-0.1538 - 2.3388i$	$-0.6253 - 3.6169i$
$-0.7878 - 5.1200i$	-6.9168	$-2.6736 + 2.8893i$
$-1.0357 + 4.9259i$	$-2.6348 + 2.9451i$	$-2.6736 - 2.8893i$
$-1.0357 - 4.9259i$	$-2.6348 - 2.9451i$	-5.5034
$-0.2913 + 4.6910i$	-4.0525	-3.9642
$-0.2913 - 4.6910i$	$-4.1436 + 0.0157i$	-4.2013
$-2.6197 + 2.9570i$	$-4.1436 - 0.0157i$	-4.1241
$-2.6197 - 2.9570i$		
-4.0408		
$-4.1285 + 0.0211i$		
$-4.1285 - 0.0211i$		
-2.0069		
$-0.1813 + 1.5220i$		
$-0.1813 - 1.5220i$		
-0.3375		
$-0.1161 + 0.2316i$		
$-0.1161 - 0.2316i$		
-0.1703		
$-0.391 + 0.0318i$		
$-0.391 - 0.0318i$		

Avec ces données et en prenant $\varepsilon = 184$, il est possible de résoudre les inégalités (7.21) et (7.22), ce qui donne les matrices suivantes :

- Le gain du régulateur : $\mathbf{k} = -10^6 [0.0157 \quad 4.6209 \quad 0.0179 \quad 0.0222 \quad 6.7293 \quad 4.6148 \quad 0.0096]$;

$$\bullet \mathbf{P} = \begin{bmatrix} 660 & 121600 & 713 & 848 & 177256 & 121402 & 258 \\ 121600 & 31200341 & 135880 & 166240 & 45448001 & 31156514 & 62293 \\ 713 & 135880 & 773 & 922 & 198055 & 135663 & 286 \\ 848 & 166240 & 922 & 1102 & 242291 & 165978 & 349 \\ 177256 & 45448001 & 198055 & 242291 & 66201976 & 45384139 & 90749 \\ 121402 & 31156514 & 135663 & 165978 & 45384139 & 31112752 & 62204 \\ 258 & 62293 & 286 & 349 & 90749 & 62204 & 129 \end{bmatrix};$$

- De la matrice $\mathbf{P} > 0$, on en déduit, d'après (7.18) et en prenant $\rho = 0.01$, que $\lambda < -135.3$.

Les résultats de simulation présentés aux figures 8.2 à 8.11 représentent les réponses du système lorsque celui-ci est soumis aux perturbations décrites à la section précédente. Dans le cas du régulateur OP, les perturbations apparaissent à $t=0$ s (perturbation positive) et à $t=10$ s (perturbation négative). Étant donné que les performances sont moins bonnes lorsque le régulateur RL est appliqué, nous ne considérons uniquement qu'une perturbation positive à $t=0$ s. La réponse du système est similaire dans le cas d'une perturbation négative. Le signe de la perturbation est important pour vérifier la passivité surtout lorsque l'on considère le système non linéaire pour lequel le régulateur OP est conçu.

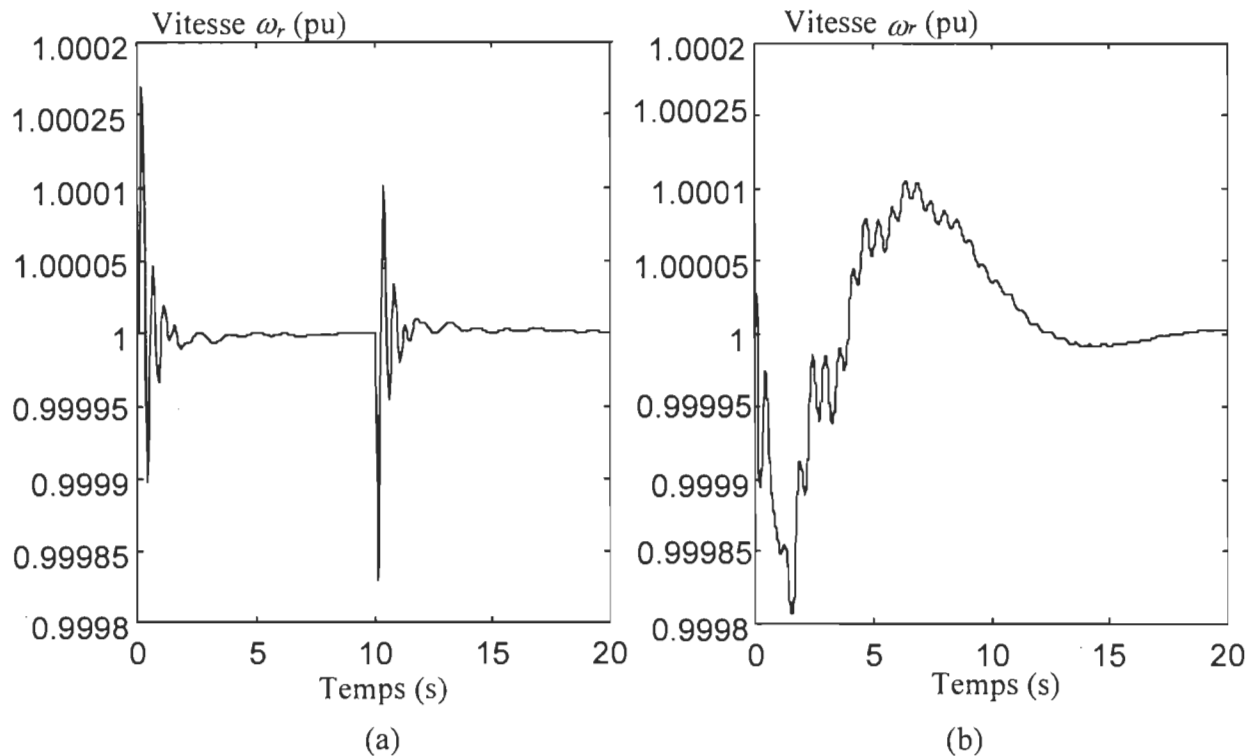


Figure 8.2: Réponse en vitesse rotorique (RCIC), $\delta \mathbf{i}_{dq} = \pm 0.1 \mathbf{i}_{dq}^*$; (a) régulateur OP, (b) régulateur RL

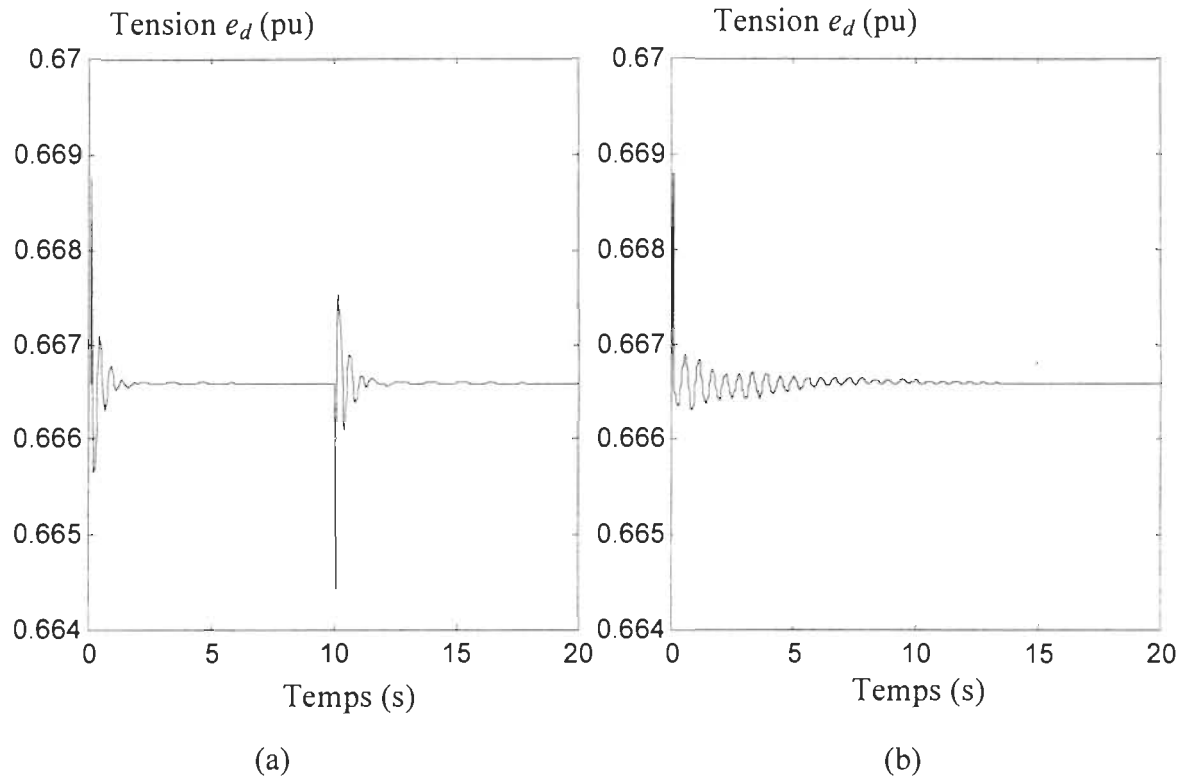


Figure 8.3 : Réponse en tension e_d (RCIC), $\delta \mathbf{i}_{dq} = \pm 0.1 \mathbf{i}_{dq}^*$; (a) régulateur OP, (b) régulateur RL

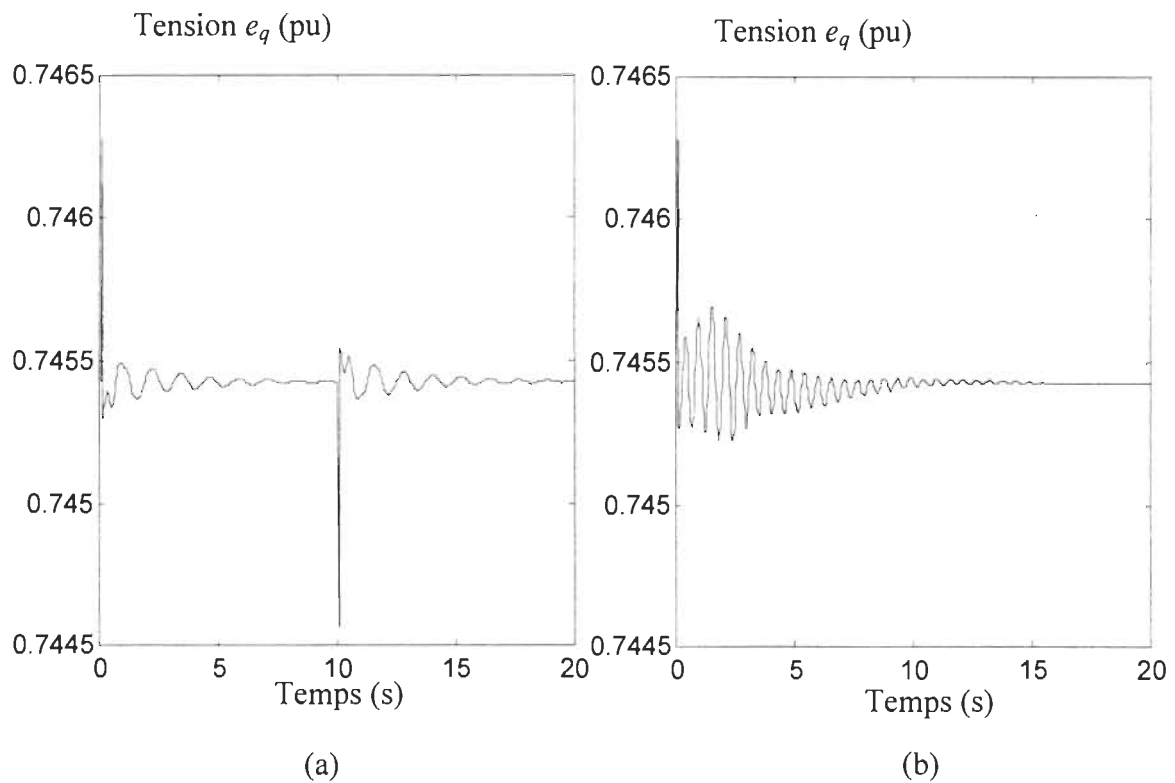


Figure 8.4 : Réponse en tension e_q (RCIC), $\delta \mathbf{i}_{dq} = \pm 0.1 \mathbf{i}_{dq}^*$; (a) régulateur OP, (b) régulateur RL

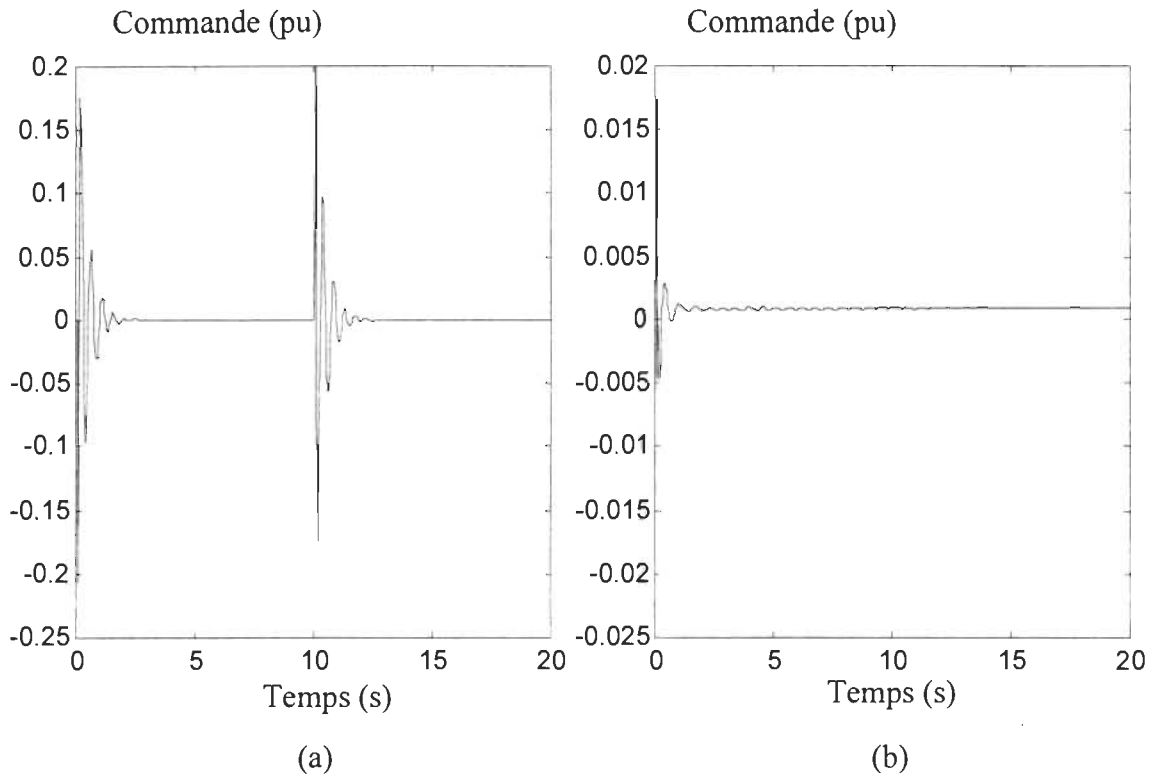


Figure 8.5 : Signal de commande (RCIC), $\delta \mathbf{i}_{dq} = \pm 0.1 \mathbf{i}_{dq}^*$; (a) régulateur OP, (b) régulateur RL

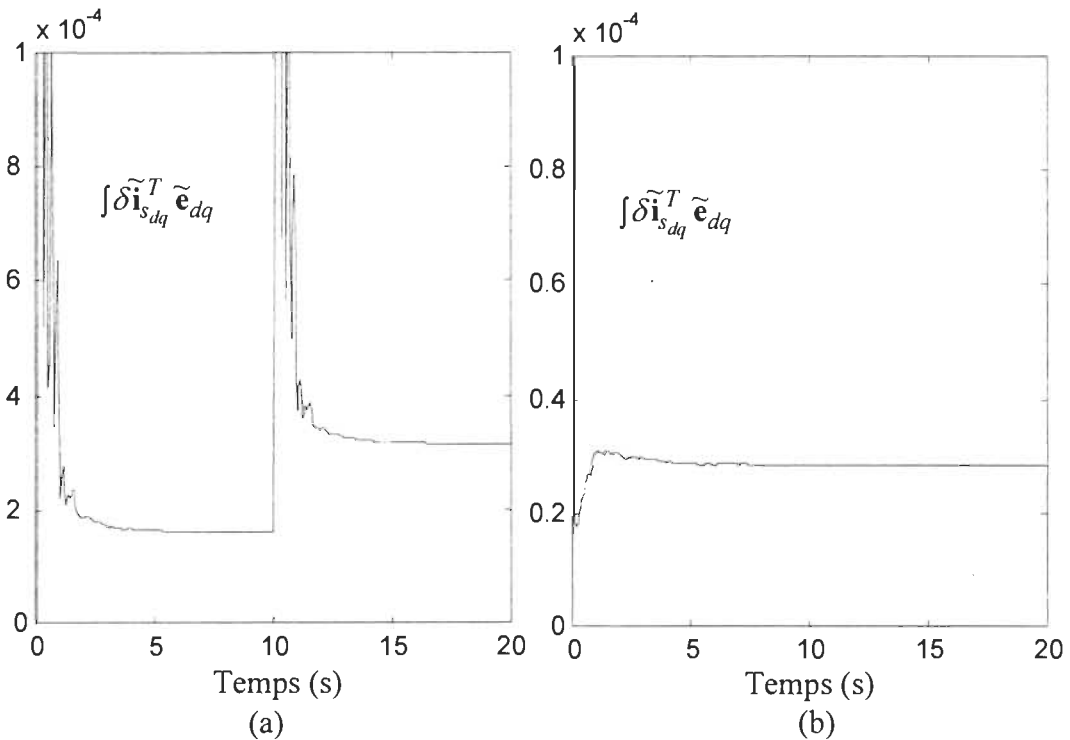


Figure 8.6 : Vérification de l'intégrale de passivité pour $(\delta \tilde{\mathbf{i}}_{dq}, \tilde{\mathbf{e}}_{dq})$, (RCIC), $\delta \mathbf{i}_{dq} = \pm 0.1 \mathbf{i}_{dq}^*$;
 (a) régulateur OP, (b) régulateur RL

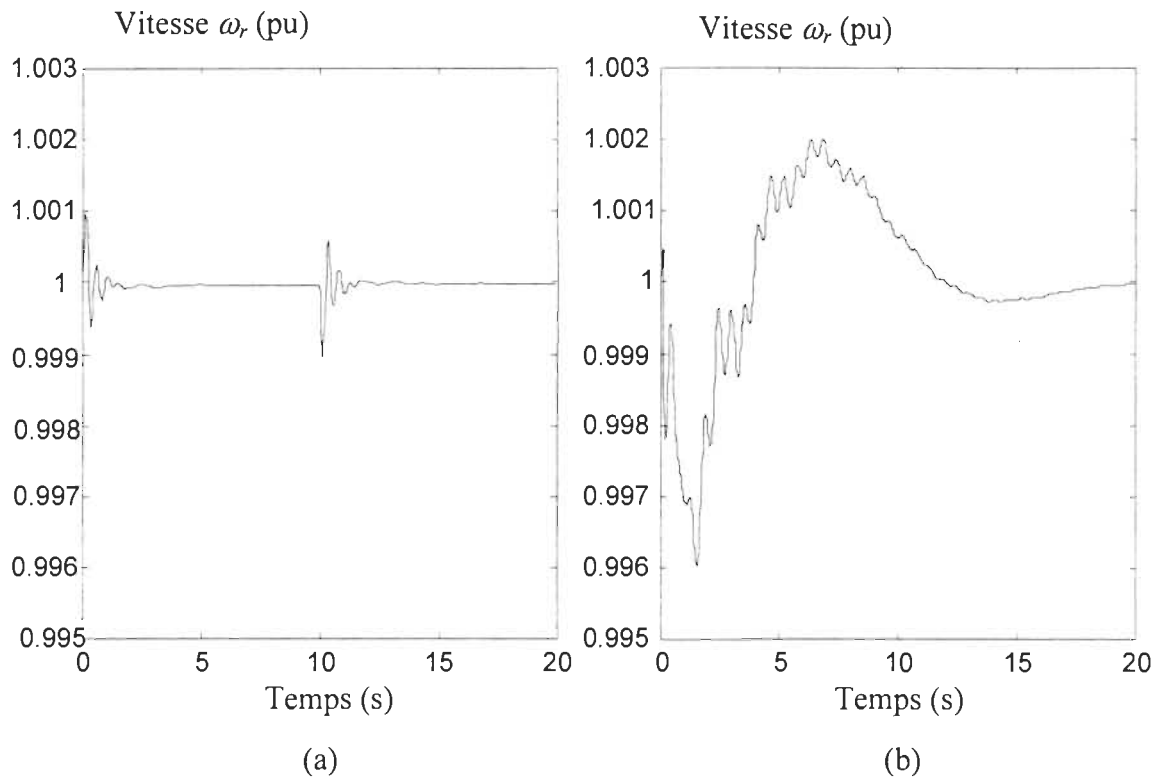


Figure 8.7: Réponse en vitesse rotorique (RCIC), $\delta \mathbf{i}_{dq} = \pm 0.5 \mathbf{i}_{dq}^*$; (a) régulateur OP, (b) régulateur RL

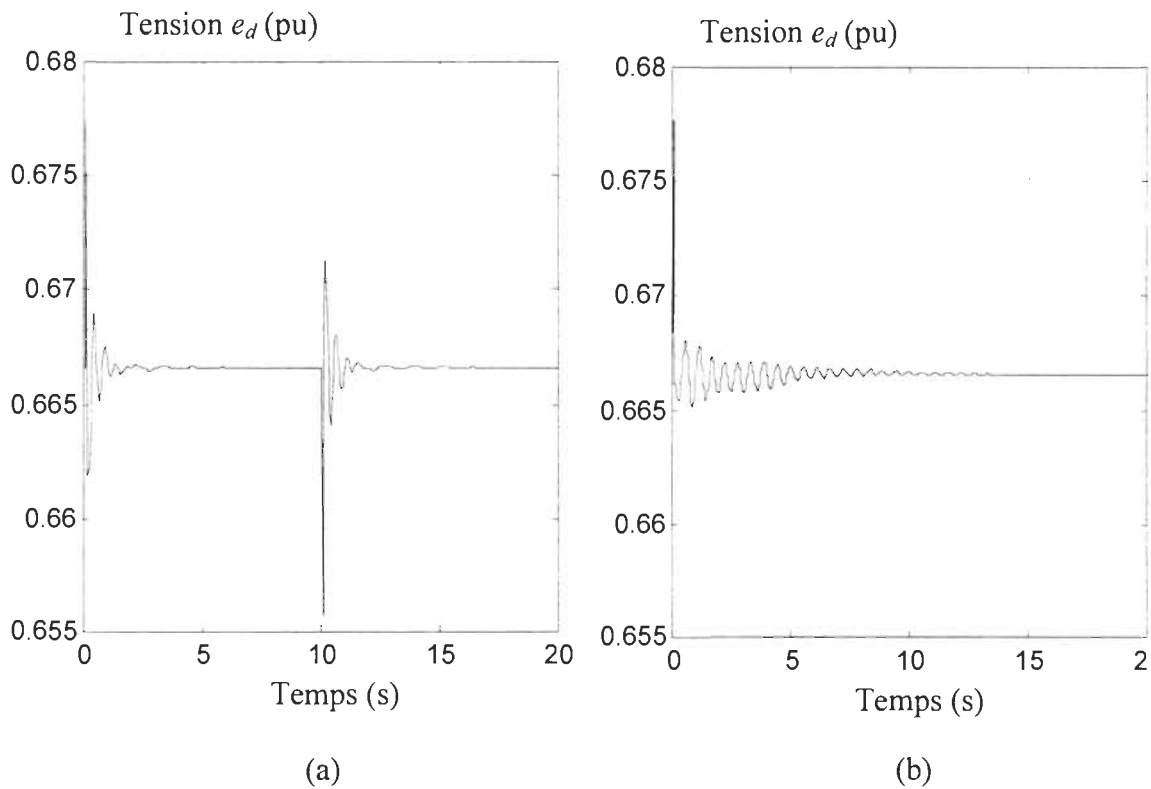


Figure 8.8 : Réponse en tension e_d (RCIC), $\delta \mathbf{i}_{dq} = \pm 0.5 \mathbf{i}_{dq}^*$; (a) régulateur OP, (b) régulateur RL

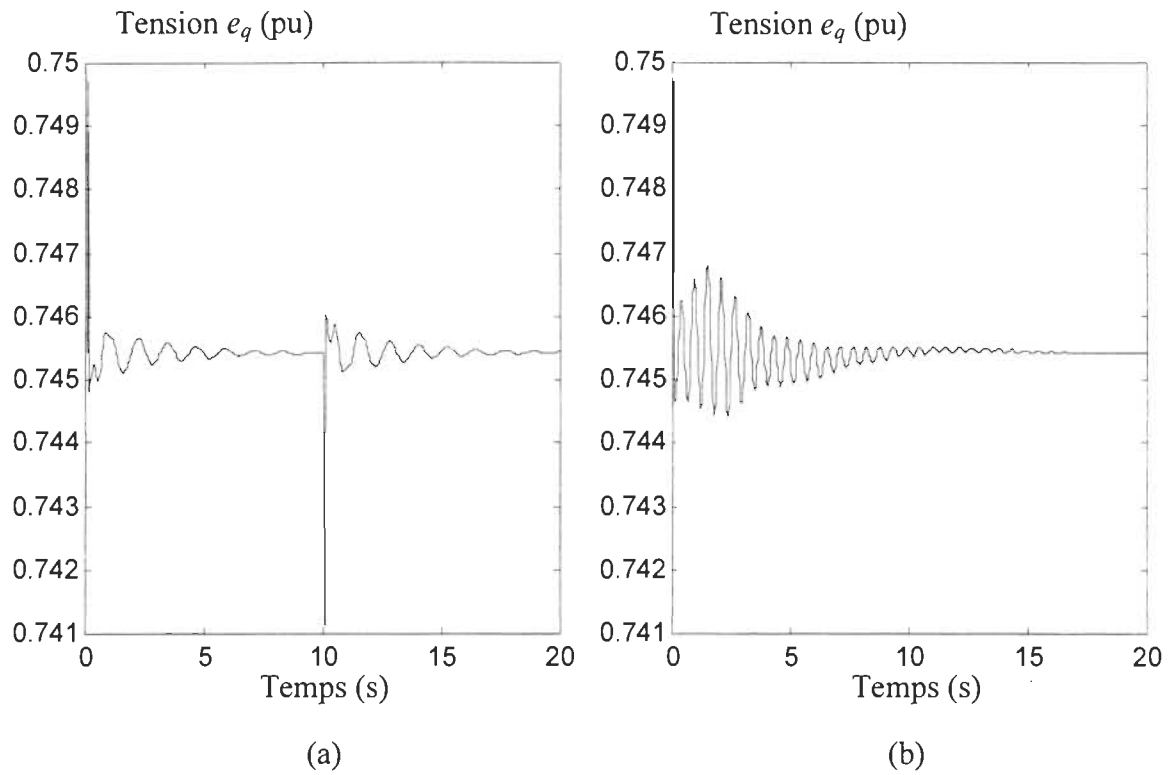


Figure 8.9 : Réponse en tension e_q (RCIC), $\delta i_{dq} = \pm 0.5 i_{dq}^*$; (a) régulateur OP, (b) régulateur RL

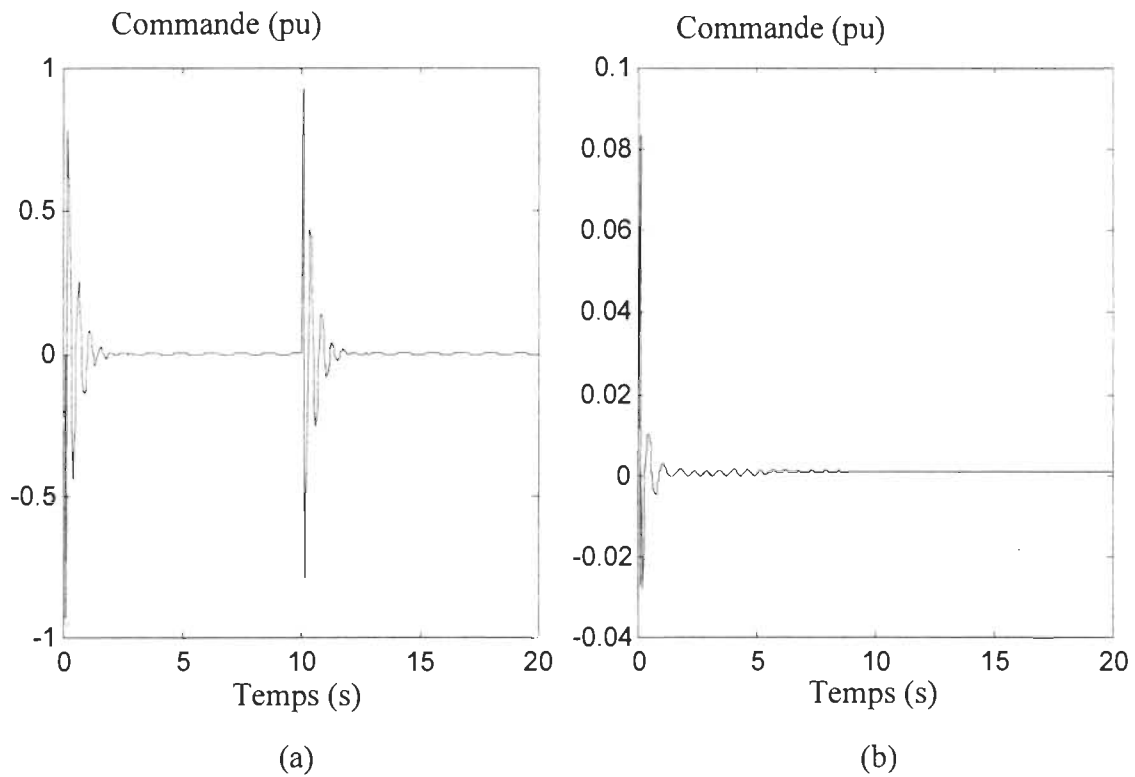


Figure 8.10 : Signal de commande (RCIC), $\delta i_{dq} = \pm 0.5 i_{dq}^*$; (a) régulateur OP, (b) régulateur RL

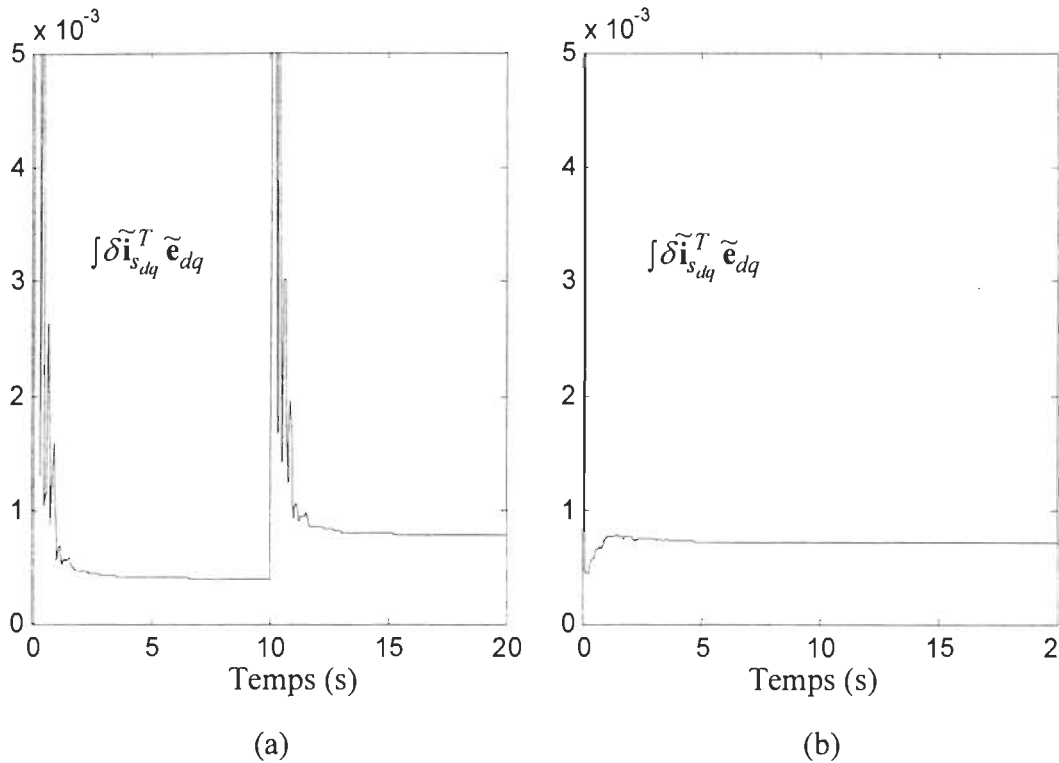


Figure 8.11 : Vérification de l'intégrale de passivité pour $(\tilde{\delta}i_{dq}, \tilde{e}_{dq})$, $\tilde{\delta}i_{dq} = \pm 0.5i_{dq}^*$, (RCIC) ;
 (a) régulateur OP, (b) régulateur RL

8.2.1.2 Commentaires

Les réponses du système face à de petites perturbations sont similaires, moyennant une certaine mise à l'échelle, à celles où de plus amples perturbations sont considérées. En conséquence, les commentaires feront référence à l'une des deux séries de simulation. Les performances sont meilleures dans le cas du régulateur OP (passivité) pour lequel la convergence vers l'état d'équilibre est assurée en général en moins de 10 secondes (fig. 8.2(a), 8.3(a), 8.4(a)). D'après la méthode d'inégalité matricielle linéaire employée dans cette étude, il n'a pas été possible d'assurer une convergence plus rapide et moins oscillatoire dans le cas du régulateur RL. Il est possible d'amoinrir les oscillations (fig., 8.2(b), 8.3(b), 8.4(b)) mais en sacrifiant le temps de convergence (suppression des oscillations pour un temps supérieur à 1 min). Voir l'annexe G.1 pour l'amplitude de la tension terminale. L'effort de commande (fig. 8.5 (a, b)) demeure raisonnable lorsque de faibles perturbations sont considérées, ce qui n'est plus le cas pour les perturbations importantes considérées ici. Les simulations ont été réalisées sans l'ajout de saturation à la sortie de l'excitatrice, ce qui n'est pas valable d'un point de vue pratique pour des perturbations importantes. Comme déjà mentionné au chapitre précédent, la prise en compte de

l'ajout d'éléments saturants rend l'analyse de passivité plus complexe et une perte de cette propriété est probable si la loi de commande n'est pas revue en incorporant notamment une stratégie non linéaire.

La condition de passivité (fig. 8.6(a, b) et 8.11(a, b)) pour la paire de signaux $(\delta \mathbf{i}_{dq}, \tilde{\mathbf{e}}_{dq})$ est vérifiée, en s'assurant que l'intégrale $\int \delta \mathbf{i}_{dq}^T \tilde{\mathbf{e}}_{dq} dt$ est minorée (*Définition 2.5*). Cette vérification par simulations n'est valide que pour la classe de perturbations ainsi que la durée des simulations considérées. On remarque que cette propriété est présente lorsque le régulateur RL est utilisé. Ce résultat a été démontré dans le cas de la modélisation non linéaire par le régulateur OP. Dans le cas du système linéarisé, E.3 combinée à E.4 (voir annexe E), donne un système stable et passif, d'après le lemme de KYP (Vidyasagar, 92, p223), pour la paire

$$\left(\begin{array}{c} \left[\begin{array}{c} \mathbf{D}^{-1} \mathbf{M}_2 \\ \mathbf{O}_{6 \times 1} \end{array} \right] \tilde{\mathbf{u}}_3, \mathbf{C}_l \left[\begin{array}{c} \tilde{\mathbf{x}} \\ \tilde{u}_{12} \\ \tilde{i}_{12} \\ \tilde{v}_{dq}^c \end{array} \right] \end{array} \right)$$

La condition d'obtention de ce résultat n'étant que nécessaire, rien ne prouve, du moins théoriquement, que la paire $(\delta \mathbf{i}_{dq}, \tilde{\mathbf{e}}_{dq})$ soit passive, malgré les résultats positifs obtenus dans le cas particulier des simulations présentées avec la régulation RL.

8.2.2 Réseau avec une barre de tension constante (RBTC)

8.2.2.1 Descriptions numériques et simulations

Ce type de configuration est couramment employé pour l'étude de la stabilité transitoire ou dynamique des réseaux électriques. D'après l'annexe E, la dynamique (signal d'erreur) de la ligne de transport est gouvernée par le système suivant

$$\begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{e}}_{dq} \\ \tilde{\mathbf{i}}_{12} \end{bmatrix} = \left(\begin{bmatrix} \mathbf{O}_{2 \times 2} & -\frac{\mathbf{I}_{2 \times 2}}{y_1} \\ \frac{\mathbf{I}_{2 \times 2}}{x_{12}} & -\frac{r_{12} \mathbf{I}_{2 \times 2}}{x_{12}} \end{bmatrix} + \mathbf{W}_2^n \right) \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{e}}_{dq} \\ \tilde{\mathbf{i}}_{12} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{2 \times 2} \\ \mathbf{O}_{2 \times 2} \end{bmatrix} \tilde{\mathbf{i}}_{s_{dq}} \quad (8.1)$$

avec $\mathbf{W}_2^n = \text{diag}(\mathbf{w}, \mathbf{w})$ et $\mathbf{w} = \begin{bmatrix} 0 & \omega^n \\ -\omega^n & 0 \end{bmatrix}$. Le système à entrée nulle ($\tilde{\mathbf{i}}_{s_{dq}} = \mathbf{0}$) étant stable (valeurs propres avec partie réelle négative), on en déduit la propriété de passivité (lemme de

KYP, (Vidyasagar, 92, p223)) pour la paire $(\tilde{\mathbf{i}}_{dq}, \tilde{\mathbf{e}}_{dq})$ d'où la propriété de passivité (chapitre 3) de la paire $(\tilde{\mathbf{d}}_{dq}, \tilde{\mathbf{e}}_{dq})$, et ceci lorsque le générateur a été rendu passif d'après le chapitre 7.

De même qu'à la section précédente les gains des régulateurs sont obtenus d'après les résultats du chapitre 7 et de l'annexe E. Les valeurs numériques du régulateur correspondant au système linéarisé de dimension 11 sont exposées en annexe F.2 et ont été trouvées à partir d'un placement de pôles déterminé par $p_2 = 0.27$, dans un cercle de rayon $r = 20$.

De même, les pôles (tableau 8.6) du système sont limités afin de ne pas avoir une dynamique trop rapide et d'éviter ainsi une éventuelle instabilité. Le régulateur est à phase non minimum. La méthode d'inégalité matricielle telle qu'énoncée au chapitre 7 et à l'annexe E permet un placement des pôles du système muni du régulateur mais ne peut imposer directement une structure voulue au régulateur.

Tableau 8.6 : Pôles et zéros du réseau muni du régulateur avec barre de tension constante

Pôle du réseau linéarisé : générateur avec RL, ligne de transport	Pôles du Régulateur RL	Zéros du régulateur RL
-7.1420	-2378	191.9
-1.8804 + 5.1642i	-1.5985 + 7.7266i	-1.9252+ 4.5509i
-1.8804 - 5.1642i	-1.5985 - 7.7266i	-1.9252 - 4.5509i
-0.2530 + 4.8469i	2.1616	-0.3937 + 3.1975i
-0.2530 - 4.8469i	-4.6394 + 3.4832i	-0.3937 - 3.1975i
-2.9075 + 3.5716i	-4.6394 - 3.4832i	-1.5936
-2.9075 - 3.5716i	-2.8285 + 0.5655i	-4.0112 + 0.2646i
-0.2113 + 2.7768i	-2.8285 - 0.5655i	-4.0112 - 0.2646i
-0.2113 - 2.7768i	-4.0705 + 0.0079i	-4.0543
-1.0012 + 1.4757i	-4.0705 - 0.0079i	-4.0668 + 0.0035i
-1.0012 - 1.4757i	-4.0670	-4.0668 - 0.0035i
-0.1093 + 0.9893i		
-0.1093 - 0.9893i		
-0.1879 + 0.1922i		
-0.1879 - 0.1922i		
-0.2216		
-2.4346		
-4.5650		
-3.5493		
-4.1081		
-4.0691 + 0.0017i		
-4.0691 - 0.0017i		

Il en est de même pour les pôles du régulateur dont un est un pôle instable. Rappelons que la méthode employée ne permet pas d'imposer le placement des pôles du régulateur dans une région désirée. Bien que le réseau avec le régulateur soit stable, il est possible que des signaux internes au régulateur soient momentanément indésirables en particulier en milieu expérimental (amplification du bruit par le pôle instable). Tel qu'indiqué en conclusion du chapitre 7, l'approche employée par Shiau *et al.* (99) pourrait, si l'itération sur les inégalités est convergente, permettre d'imposer un régulateur à phase minimum et d'améliorer les performances du système. Les mêmes remarques qu'en section 8.2.1.1 permettent de réduire le régulateur à l'ordre 7

Le régulateur (OP) permettant d'obtenir la propriété de passivité du système est le même que celui utilisé à la section précédente. Étant donné que le réseau est toujours passif dans cette configuration, la stabilité est préservée en utilisant le stabilisateur de la configuration du réseau avec charge à impédance constante.

Les simulations sont présentées suivant la même organisation qu'à la section précédente, notamment pour l'application des perturbations. Les réponses pour les perturbations de valeur $\pm 0.1i_{dq}^*$ et $\pm 0.5i_{dq}^*$ sont du même ordre de grandeur et sont regroupées sur le même graphique.

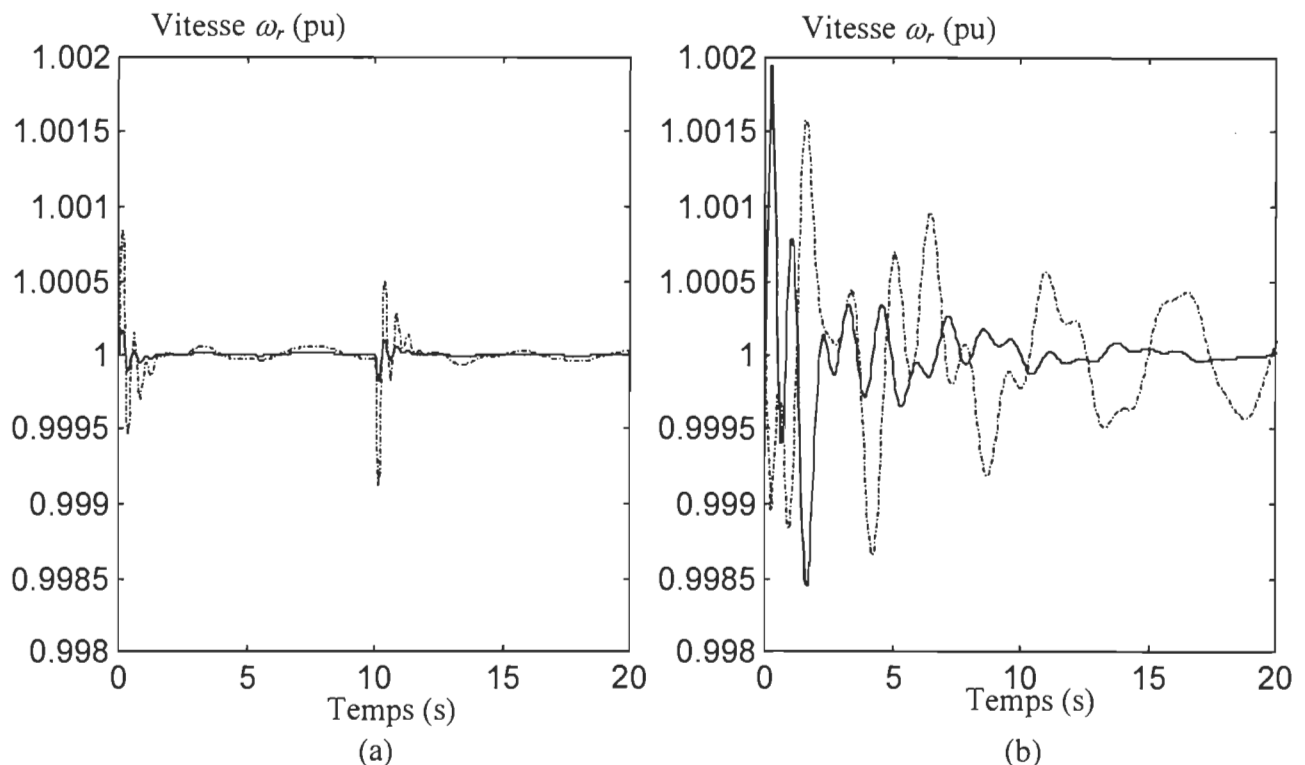


Figure 8.12 : Réponse en vitesse rotorique (RBTC) : (—) $\delta i_{dq} = \pm 0.1i_{dq}^*$, (-.-) $\delta i_{dq} = \pm 0.5i_{dq}^*$;
(a) régulateur OP, (b) régulateur RL

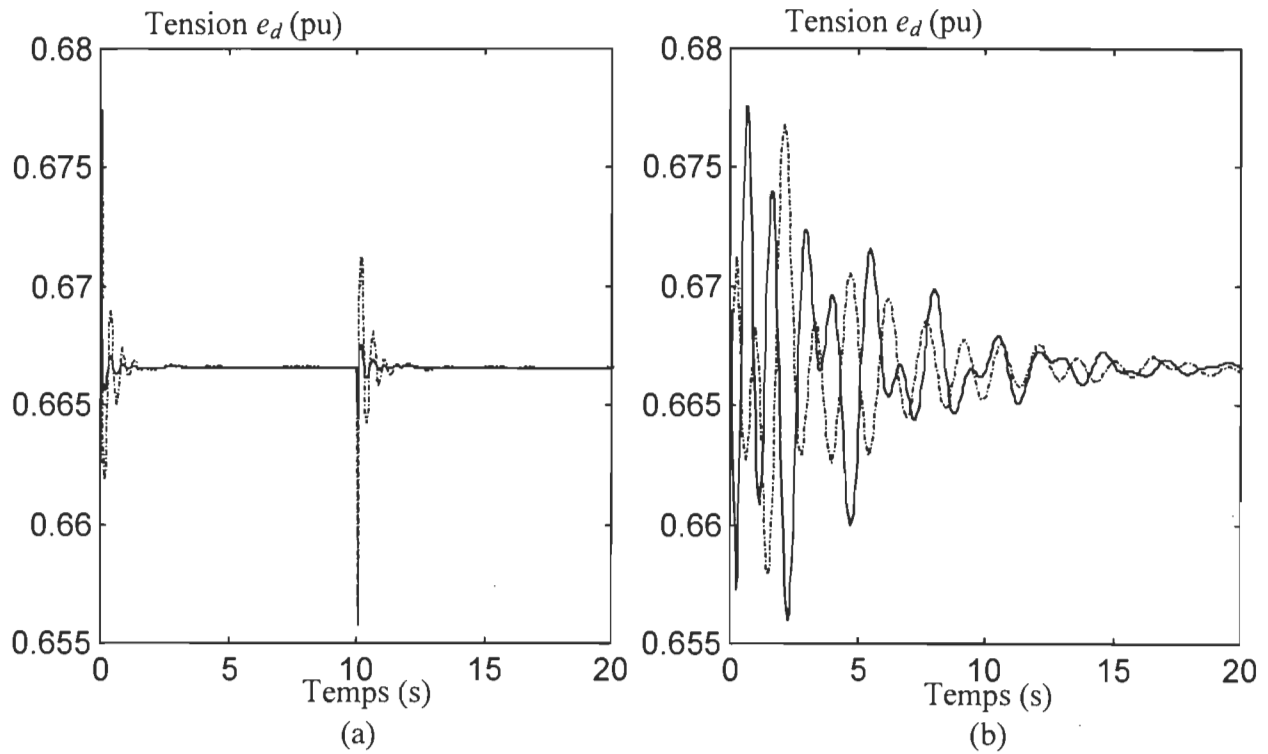


Figure 8.13 : Réponse en tension e_d (RBTC) ; (—) $\delta i_{dq} = \pm 0.1 i_{dq}^*$, (-.-) $\delta i_{dq} = \pm 0.5 i_{dq}^*$;
 (a) régulateur OP, (b) régulateur RL

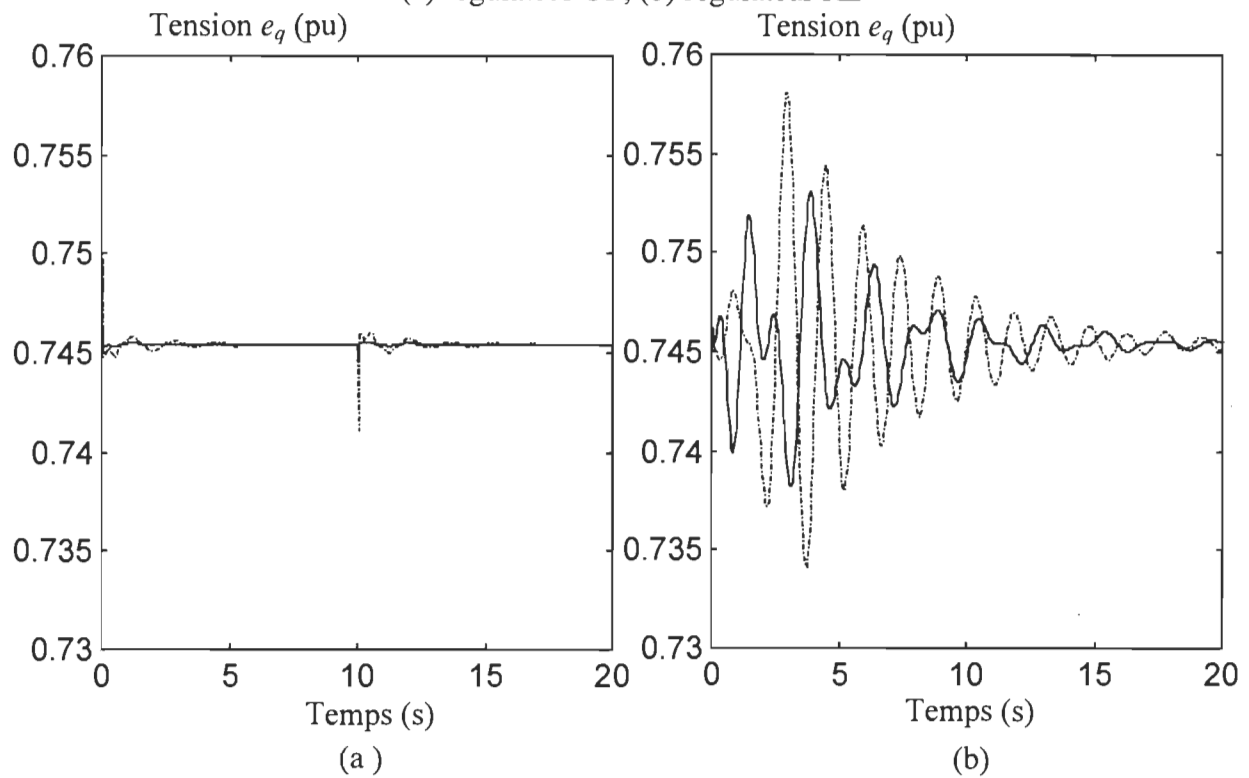


Figure 8.14 : Réponse en tension e_q (RBTC) ; (—) $\delta i_{dq} = \pm 0.1 i_{dq}^*$, (-.-) $\delta i_{dq} = \pm 0.5 i_{dq}^*$;
 (a) régulateur OP, (b) régulateur RL

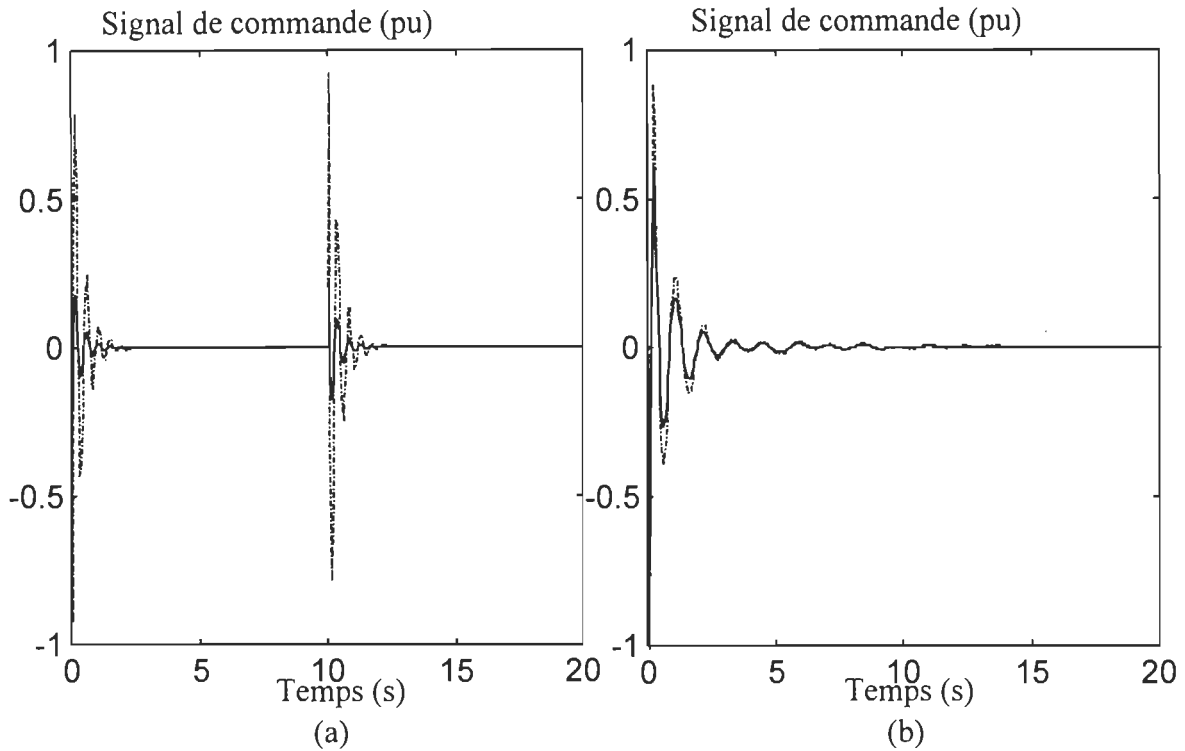


Figure 8.15 : Signal de commande (RBTC): (—) $\delta \mathbf{i}_{dq} = \pm 0.1 \mathbf{i}_{dq}^*$, (-.-) $\delta \mathbf{i}_{dq} = \pm 0.5 \mathbf{i}_{dq}^*$;
 (a) régulateur OP, (b) régulateur RL

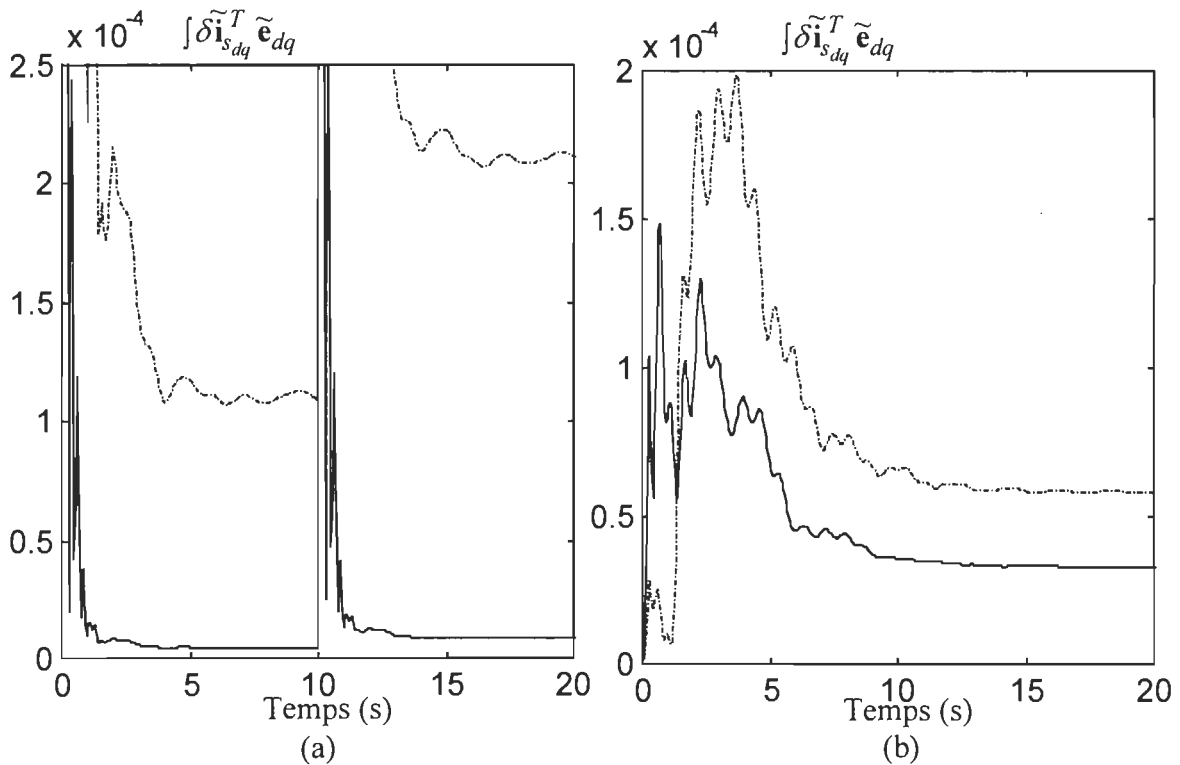


Figure 8.16 : Vérification de l'intégrale de passivité pour $(\delta \mathbf{i}_{dq}, \tilde{\mathbf{e}}_{dq})$, (RBTC): (—) $\delta \mathbf{i}_{dq} = \pm 0.1 \mathbf{i}_{dq}^*$,
 (-.-) $\delta \mathbf{i}_{dq} = \pm 0.5 \mathbf{i}_{dq}^*$; (a) régulateur OP, (b) régulateur RL

8.2.2.2 Commentaires

Les performances demeurent relativement identiques à celles de la section précédente pour le régulateur OP. On note cependant qu'il subsiste quelques oscillations en régime permanent dans la réponse en vitesse (fig. 8.12(a)) dans le cas des perturbations importantes. Les autres signaux (fig. 8.13(a) 8.14(a)) exhibent des performances comparables à ceux présentés à la section précédente et ceci avec un régulateur OP possédant les mêmes valeurs de gains. Notons également que dans le cas des fortes perturbations, l'effort de commande (fig. 8.15(a)) est indésirable et qu'une analyse incluant un régulateur non linéaire est sans doute nécessaire.

Le temps de convergence du système avec régulateur OP est du même ordre (légèrement supérieur) à ce qui est trouvé dans la littérature conventionnelle, p.ex. (Shiau *et al.*, 99), pour de faibles perturbations.

Le régulateur RL de dimension 11 possède de moins bonnes performances (convergence plus rapide que pour le réseau possédant une barre de tension constante) surtout lorsqu'est appliquée une perturbation de plus grande amplitude (fig. 8.12(b)). Le profil très oscillatoire (fig. 8.13(b) 8.14(b)) de la tension terminale est similaire à celui obtenu à la section précédente (voir l'annexe G.2 pour l'amplitude de la tension terminale). D'autres raffinements pourraient éventuellement être apportés par la méthode des inégalités matricielles linéaires en choisissant une zone de placement de pôles plus élaborée, comme par exemple, un secteur angulaire qui permettrait de limiter les parties imaginaires trop importantes. Cependant, l'ajout d'inégalités rend le problème plus difficile et long à résoudre numériquement.

On remarque que la condition de passivité (*Définition 2.5*) est vérifiée (fig. 8.16(a, b)) lors de l'emploi de chaque régulateur pour les perturbations et l'intervalle de temps considérés.

8.2.3 Réseau avec une charge dynamique (RCD)

8.2.3.1 Descriptions numériques et simulations

Le modèle de la charge est directement inspiré du chapitre 6. Les puissances active et réactive s'écrivent comme suit

$$\begin{aligned} \dot{x}_p &= -\frac{x_p}{T_p} + P_s(v) - \frac{K_p(v)}{T_p} \\ P_c &= \frac{x_p + K_p(v)}{T_p} \end{aligned} \tag{8.2}$$

$$\begin{aligned}\dot{x}_q &= -\frac{x_q}{T_q} + Q_s(v) - \frac{K_q(v)}{T_q} \\ Q_c &= \frac{x_q + K_q(v)}{T_q}\end{aligned}\quad (8.3)$$

La sortie de la charge a pour expression

$$\begin{bmatrix} i_d^c \\ i_q^c \end{bmatrix} = \frac{1}{\mathbf{v}_{dq}^c} \begin{bmatrix} P_c & Q \\ -Q_c & P_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d^c \\ v_q^c \end{bmatrix}\quad (8.4)$$

avec $\mathbf{i}_{dq}^c = [i_d^c \ i_q^c]^T$, $\mathbf{v}_{dq}^c = [v_d^c \ v_q^c]^T$, P_c et Q_c représentant respectivement le courant de charge, la tension aux bornes de la charge, les puissances active et réactive de la charge. La référence (Wu *et al.*, 99), décrivant une partie du réseau australien pour l'étude de la zone de sécurité concernant la stabilité, nous a guidé pour choisir les paramètres de la charge dynamique. Nous les définissons comme suit

$$P_s = P_c^o \left(\left\| \frac{\mathbf{v}_{dq}^c}{o \mathbf{v}_{dq}^c} \right\| \right), \quad Q_s = Q_c^o \left(\left\| \frac{\mathbf{v}_{dq}^c}{o \mathbf{v}_{dq}^c} \right\| \right)^3, \quad K_p = \alpha_p P_c^o \left(\left\| \frac{\mathbf{v}_{dq}^c}{o \mathbf{v}_{dq}^c} \right\| \right)^2, \quad K_q = \alpha_q Q_c^o \left(\left\| \frac{\mathbf{v}_{dq}^c}{o \mathbf{v}_{dq}^c} \right\| \right)^4.$$

Les puissances active P_c^o et réactive Q_c^o nominales en régime non perturbé, sont celles calculées dans le tableau 8.3. α_p et α_q sont des coefficients permettant de modifier l'influence de la fonction dynamique de charge.

Le même régulateur OP (voir sections 8.2.1.1 et 8.2.2.1) quant à ses valeurs numériques est considéré. L'objectif étant d'analyser l'impact de la dynamique de la charge sur la stabilité et la passivité du couple $(\delta_{dq}, \tilde{\mathbf{e}}_{dq})$, nous considérons pour le régulateur OP, le même modèle de charge mais avec des valeurs différentes de paramètres. Cela conduit notamment à la perte de la passivité et à l'apparition d'instabilités. Nous mettrons ainsi en évidence, les limites d'une telle approche lorsque des charges non passives sont considérées et qu'aucune correction n'a été apportée. Par le terme correction, nous entendons un changement, si possible, de la loi de commande comme dans le cas du moteur asynchrone, ou alors l'ajout d'un stabilisateur externe de type *FACTS*, par exemple, permettant d'obtenir la propriété de passivité en plus de l'objectif usuel lié à l'amortissement des oscillations.

Le modèle linéarisé du réseau muni de ce type de charge est exposé en annexe E. Il a été possible d'imposer des pôles (tableau 8.7), légèrement plus rapides et moins oscillatoires que

dans le cas des charges précédentes en ne choisissant que la contrainte de placement telle que $p_2 = 0.05$. La contrainte de placement dans un cercle ne donne pas de meilleurs résultats, d'autant plus que le temps de calcul pour ce système (deux dimensions supplémentaires par rapport au réseau avec charge à impédance constante) est très largement supérieur aux autres.

Tableau 8.7 : Pôles et zéros du réseau muni du régulateur avec une charge dynamique

Pôles du réseau linéarisé : générateur avec <i>RL</i> , ligne de transport	Pôles du Régulateur RL	Zéros du régulateur RL
-21.3250	-2.2945*10 ⁵	-63.6205
-19.8716	-20.9653	51.7940
-0.7011 +15.7041i	-0.8559 +15.2073i	-20.9929
-0.7011 -15.7041i	-0.8559 -15.2073i	-0.7437 +15.3102i
-0.9163 +13.4932i	-13.3557	-0.7437 -15.3102i
-0.9163 -13.4932i	-8.0552	-13.6051
-12.5196	-1.2802 + 6.6857i	0.0861 + 5.2895i
-14.2857	-1.2802 - 6.6857i	0.0861 - 5.2895i
-8.0416	1.8359 + 2.8117i	-4.9273
-0.3041 + 6.0187i	1.8359 - 2.8117i	-3.3458 + 2.2897i
-0.3041 - 6.0187i	-3.4931	-3.3458 - 2.2897i
-2.0970 + 5.2863i	-0.3232	-0.2279
-2.0970 - 5.2863i	-0.5296 + 0.0176i	-0.4946 + 0.0827i
-5.5004	-0.5296 - 0.0176i	-0.4946 - 0.0827i
-3.7310	-0.5116	-0.5176
-2.2639 + 1.8969i		
-2.2639 - 1.8969i		
-0.1400 + 1.6255i		
-0.1400 - 1.6255i		
-1.9283 + 0.3772i		
-1.9283 - 0.3772i		
-0.9965		
-0.0545		
-0.0657		
-0.1128		
-0.0722		
-0.4992 + 0.0239i		
-0.4992 - 0.0239i		
-0.4889		
-0.5117		

Comme pour le cas précédent (voir section 8.2.2.1), certains pôles et zéros du régulateur sont dans le demi-plan droit (tableau 8.7 ; placement des pôles et zéros du RL non imposable) et nous pourrions nous attendre à de meilleurs résultats s'il était possible d'imposer une structure

(dimension, pôles et zéros stables) pour le régulateur RL (voir (Shiau *et al.*, 99) pour la commande H_∞). Les valeurs numériques du régulateur RL sont placées en annexe F : on observe que celles-ci sont plus petites en valeur absolue que celles obtenues dans les deux cas précédents de charge. Les remarques de la section 8.2.1.1 s'appliquent également pour l'élimination des pôles et zéros ce qui permet de réduire le régulateur RL à l'ordre 7.

Pour les résultats de simulations présentés aux figures 8.17-22, les constantes de temps T_p et T_q ont pour valeur 0.7 sec et nous prenons $\alpha_p = \alpha_q = 0.1$ (cas où la passivité est préservée). Les valeurs $\alpha_p = \alpha_q = 1$, $T_p = 3, T_q = 1$ sont utilisées pour les figures 8.23-25 (système instable) et les valeurs $\alpha_p = \alpha_q = 0.15, T_p = T_q = 0.3$ (figure 8.26) sont employées dans le cas où la stabilité du réseau est préservée malgré le non respect de la condition (8.5). Afin de vérifier la passivité, la condition suffisante (voir chapitre 6)

$$-\alpha(v)\beta(v) + \frac{P}{v}(T_p\alpha(v) + \beta(v)) < 0 \quad (8.5)$$

est tracée pour tout $v = \|\mathbf{v}_{dq}^c\|_2$ en plus de l'expression $\int \delta \mathbf{i}_{dq}^T \tilde{\mathbf{e}}_{dq}$.

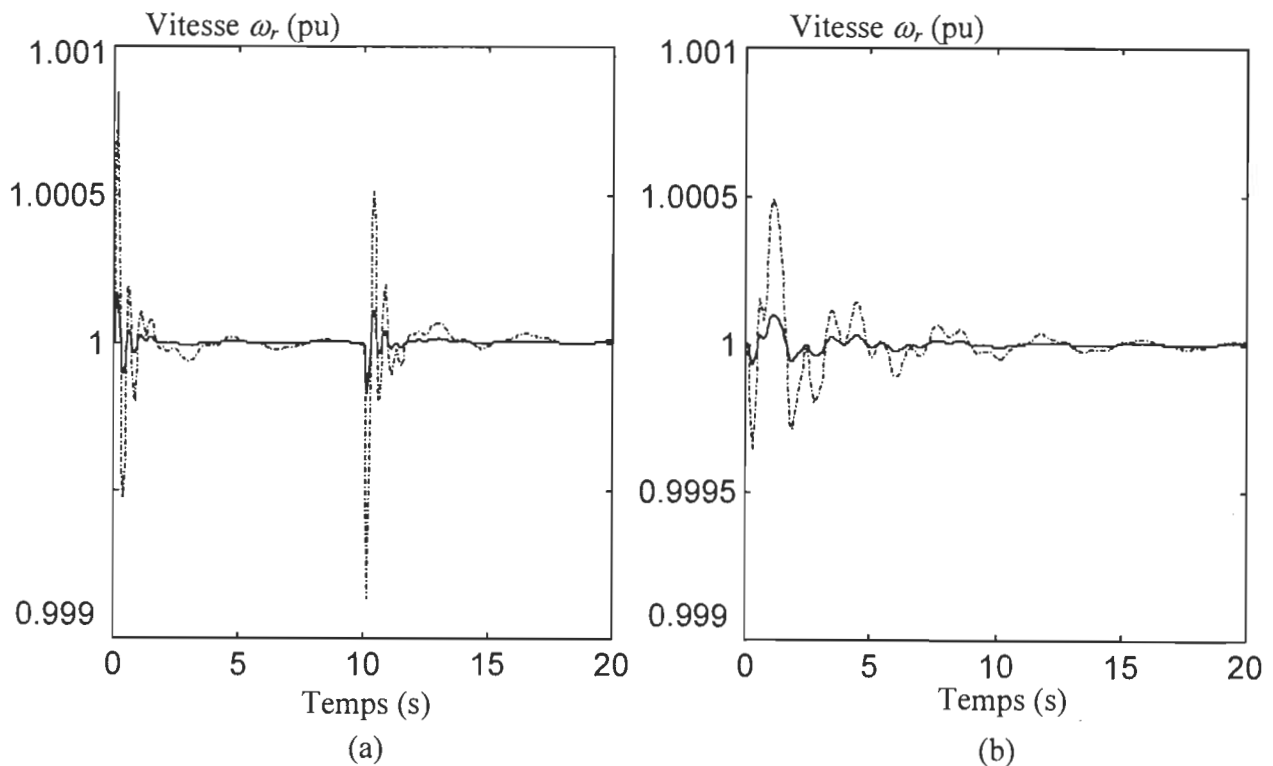


Figure 8.17 : Réponse en vitesse rotorique ($\alpha_p = \alpha_q = 0.1, T_p = T_q = 0.7$), (RCD) : (—)

$\delta \mathbf{i}_{dq} = \pm 0.1 \mathbf{i}_{dq}^*$, (-.-) $\delta \mathbf{i}_{dq} = \pm 0.5 \mathbf{i}_{dq}^*$; (a) régulateur OP, (b) régulateur RL

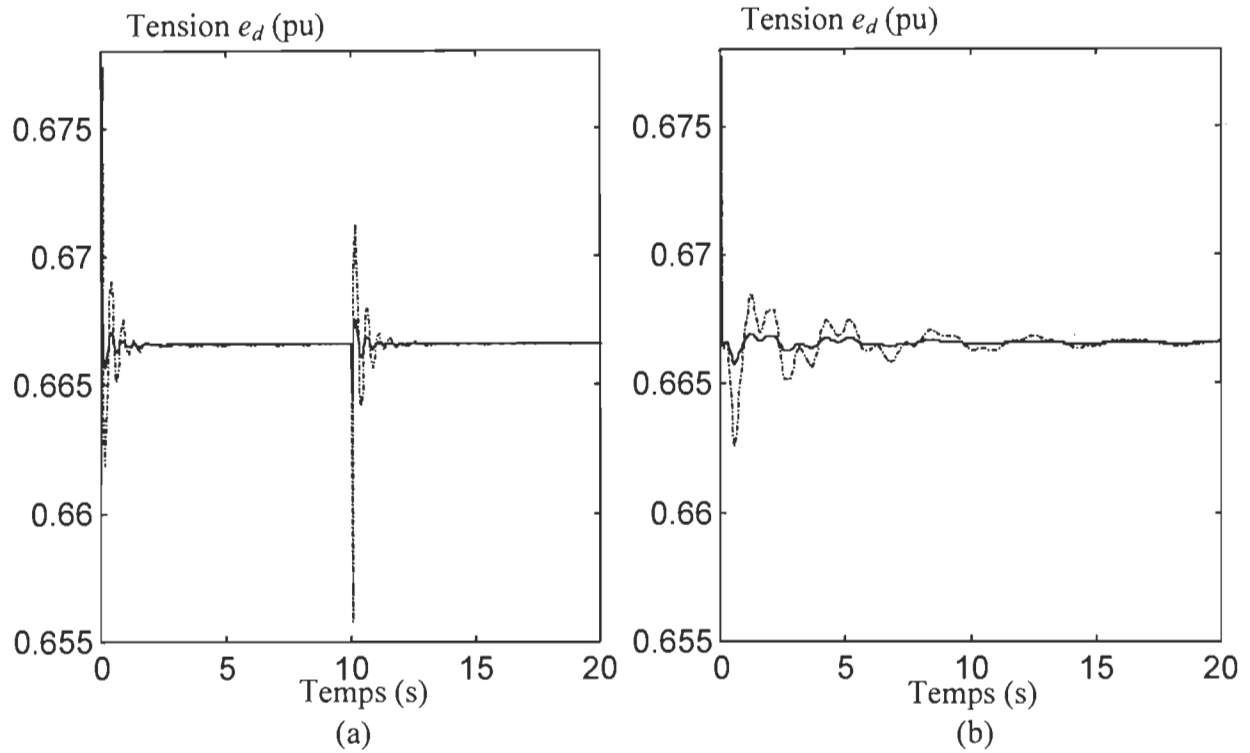


Figure 8.18 : Réponse en tension e_d ($\alpha_p = \alpha_q = 0.1, T_p = T_q = 0.7$), (RCD) : (—) $\delta \mathbf{i}_{dq} = \pm 0.1 \mathbf{i}_{dq}^*$,
 (-.) $\delta \mathbf{i}_{dq} = \pm 0.5 \mathbf{i}_{dq}^*$; (a) régulateur OP, (b) régulateur RL

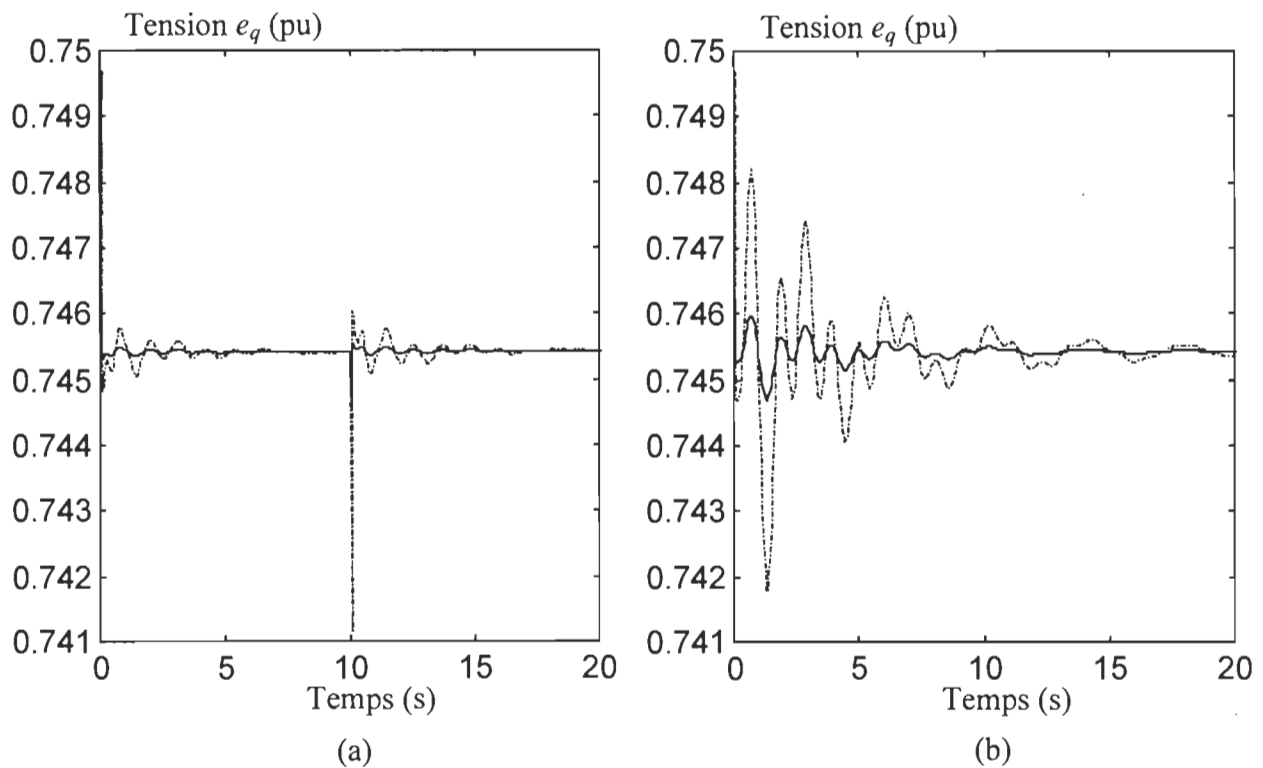


Figure 8.19 : Réponse en tension e_q ($\alpha_p = \alpha_q = 0.1, T_p = T_q = 0.7$), (RCD) : (—) $\delta \mathbf{i}_{dq} = \pm 0.1 \mathbf{i}_{dq}^*$,
 (-.) $\delta \mathbf{i}_{dq} = \pm 0.5 \mathbf{i}_{dq}^*$; (a) régulateur OP, (b) régulateur RL

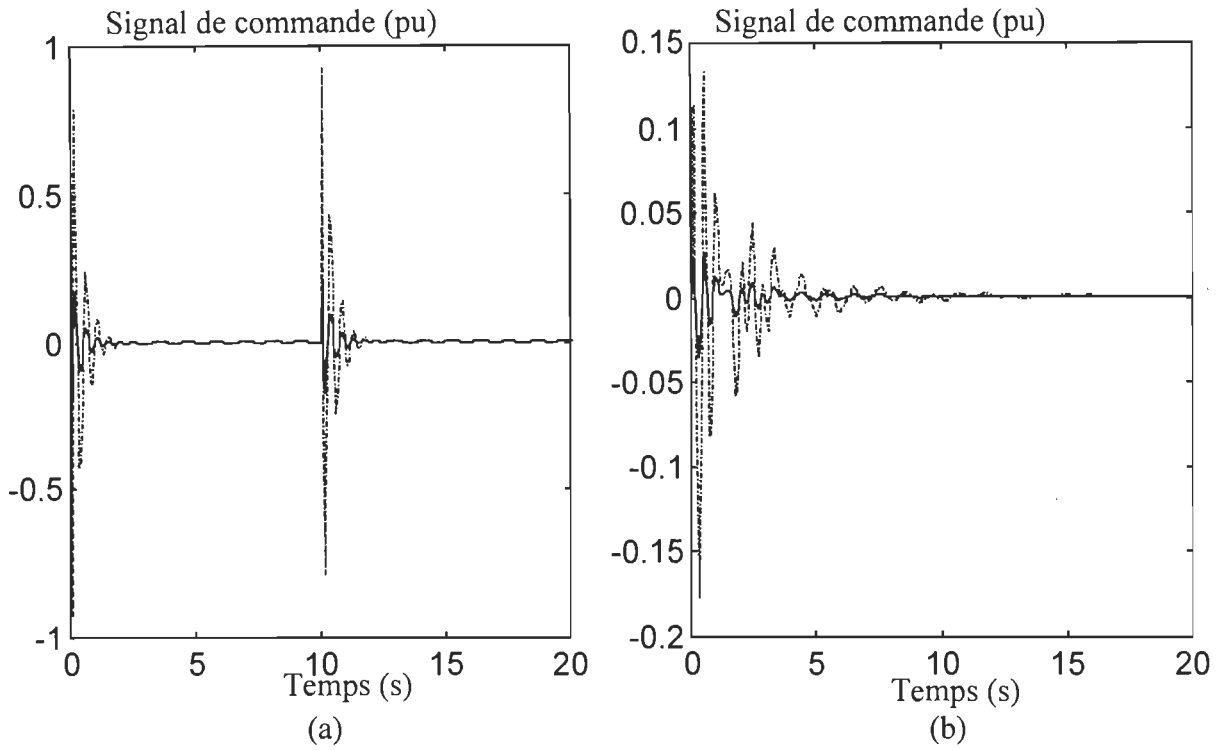


Figure 8.20 : Signal de commande ($\alpha_p = \alpha_q = 0.1, T_p = T_q = 0.7$), (RCD) : (—) $\delta \mathbf{i}_{dq} = \pm 0.1 \mathbf{i}_{dq}^*$,
 (-.) $\delta \mathbf{i}_{dq} = \pm 0.5 \mathbf{i}_{dq}^*$; (a) régulateur OP, (b) régulateur RL

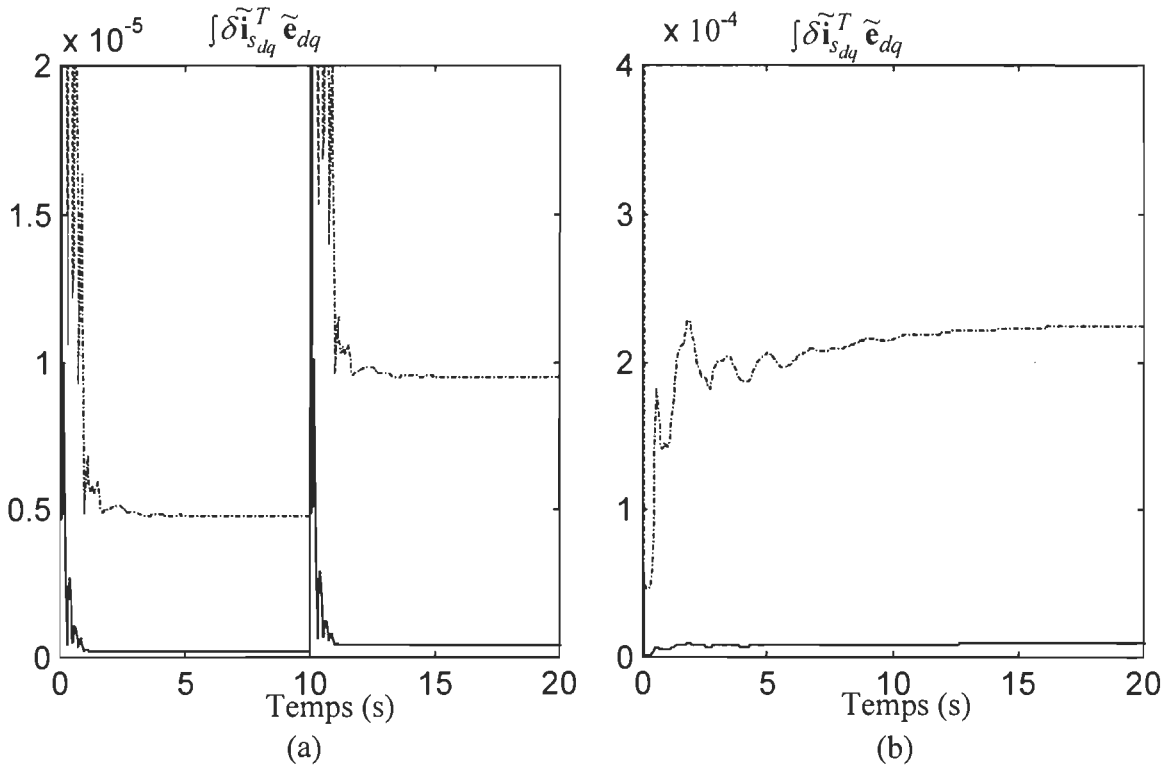


Figure 8.21 : Vérification de la passivité pour $(\delta \mathbf{i}_{dq}, \tilde{\mathbf{e}}_{dq})$, (RCD), ($\alpha_p = \alpha_q = 0.1, T_p = T_q = 0.7$):
 (—) $\delta \mathbf{i}_{dq} = \pm 0.1 \mathbf{i}_{dq}^*$, (-.) $\delta \mathbf{i}_{dq} = \pm 0.5 \mathbf{i}_{dq}^*$; (a) régulateur OP, (b) régulateur RL

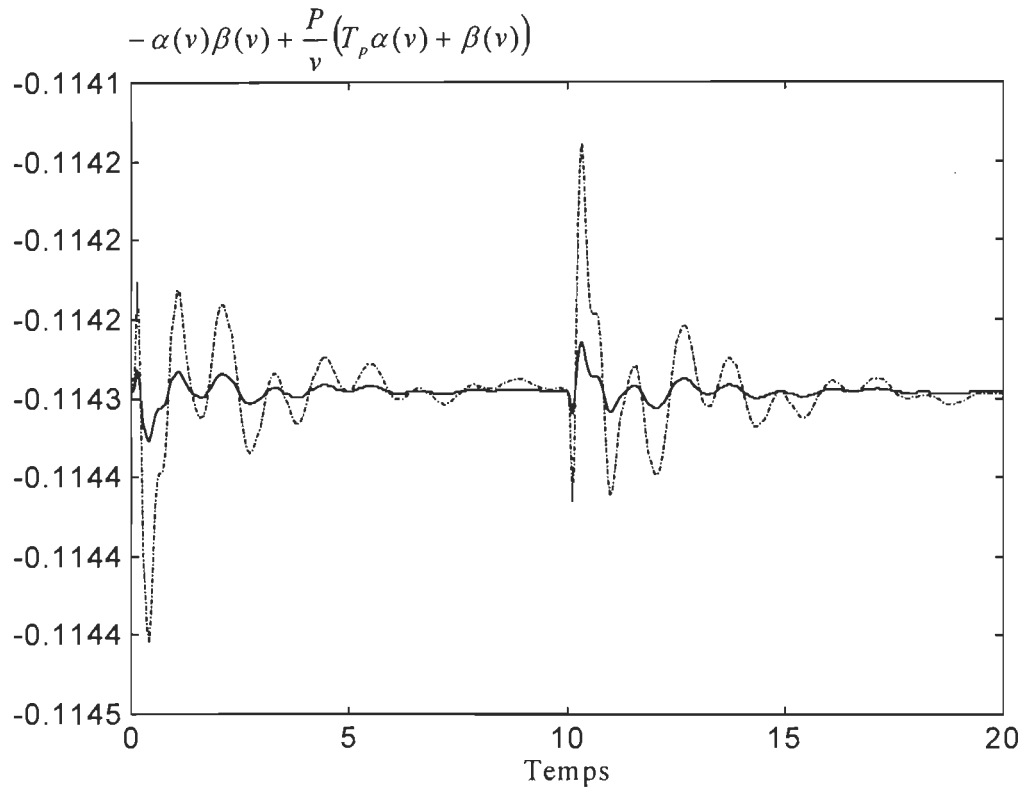


Figure 8.22 : Condition de passivité (8.5), ($\alpha_p = \alpha_q = 0.1, T_p = T_q = 0.7$), (OP) : (—)

$$\delta \mathbf{i}_{dq} = \pm 0.1 \mathbf{i}_{dq}^*, (-) \delta \mathbf{i}_{dq} = \pm 0.5 \mathbf{i}_{dq}^* ;$$

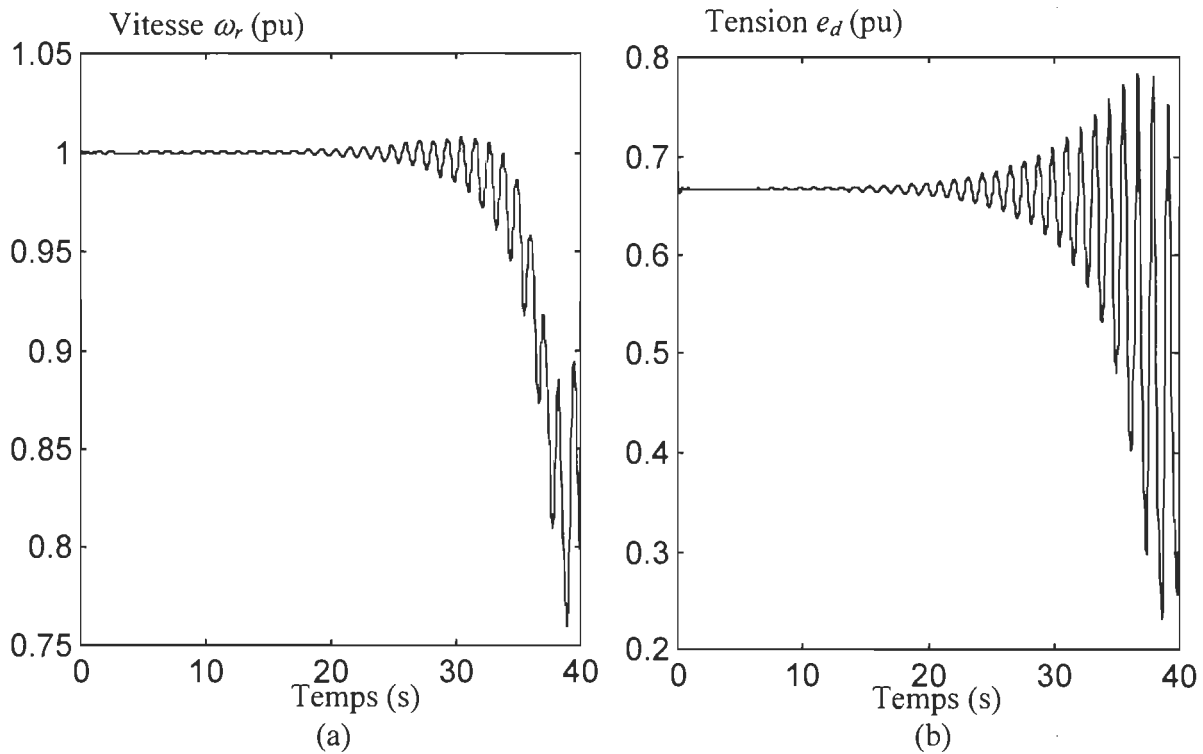


Figure 8.23 : Charge menant à des instabilités ($\alpha_p = \alpha_q = 1, T_p = 3, T_q = 1$), (RCD) : (a) Vitesse rotorique, (b) Tension e_d ;

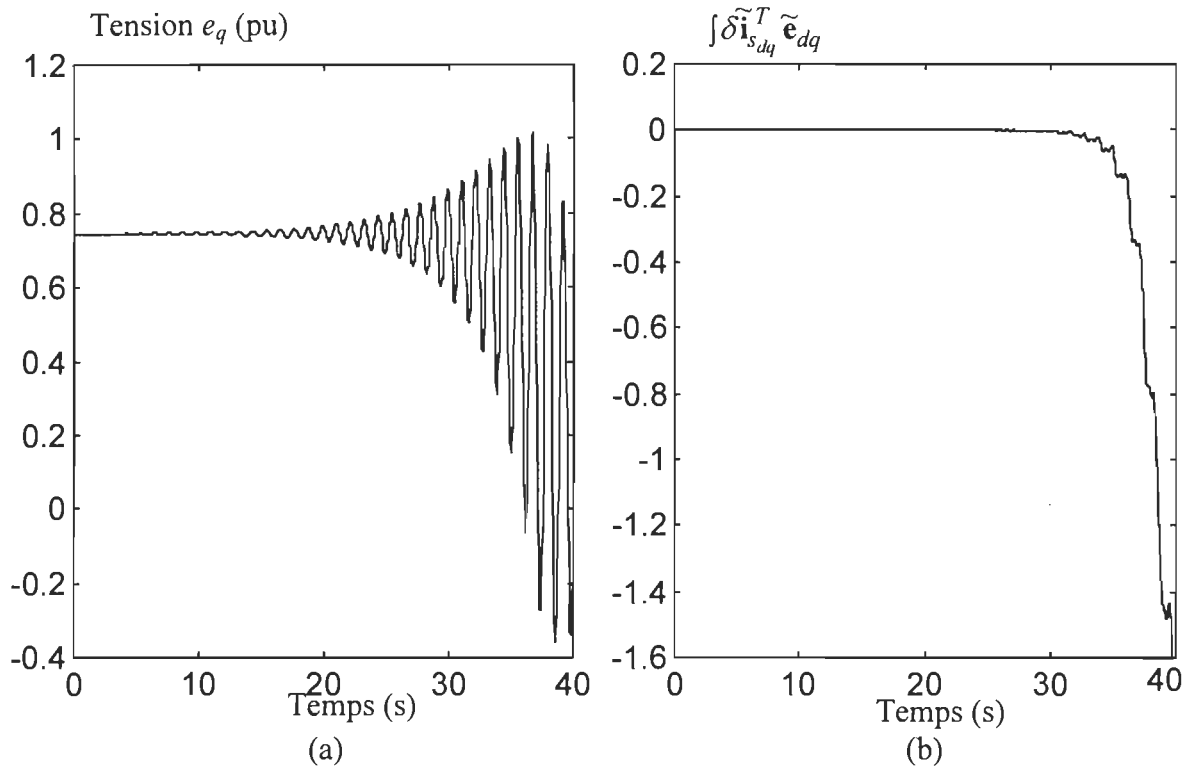


Figure 8.24 : Charge menant à des instabilités ($\alpha_p = \alpha_q = 1, T_p = 3, T_q = 1$), (RCD) :
 (a) Tension e_q , (b) Vérification de la passivité ;

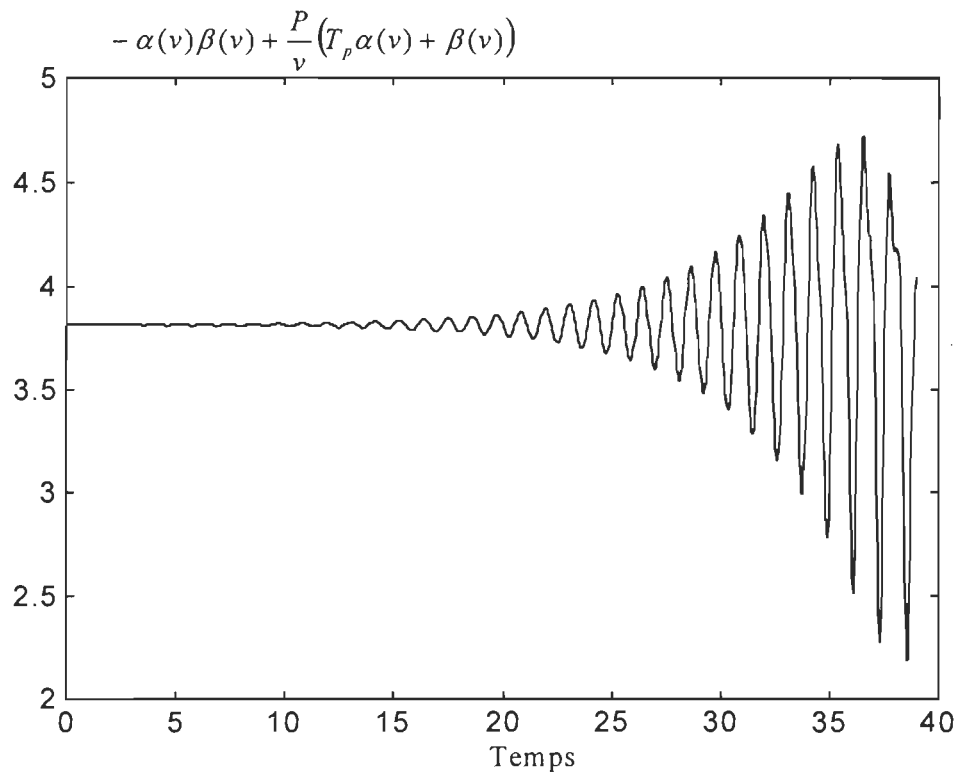


Figure 8.25 : Condition de passivité (8.5), ($\alpha_p = \alpha_q = 1, T_p = 3, T_q = 1$), (RCD)

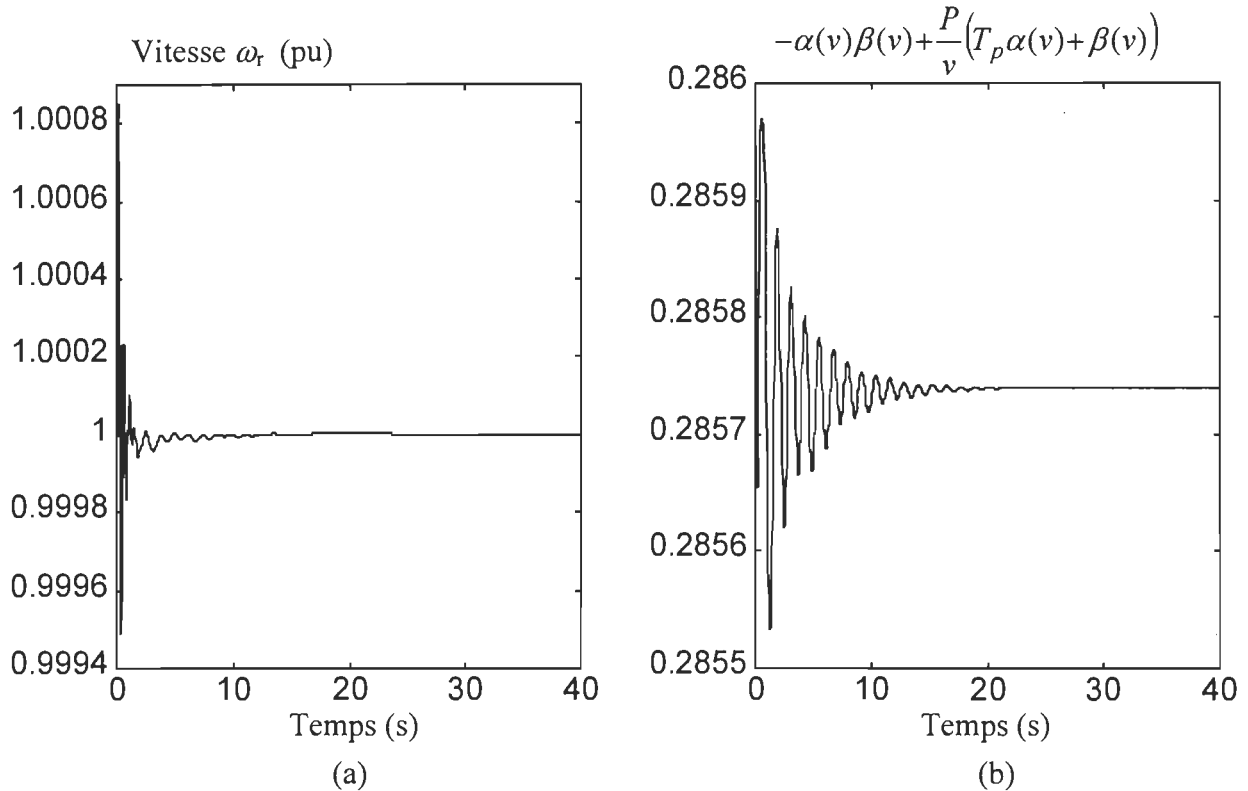


Figure 8.26 : Réseau stable malgré la condition de passivité (8.5) non vérifiée

$$(\alpha_p = \alpha_q = 0.15, T_p = T_q = 0.3), (RCD) :$$

(a) Vitesse rotorique, (b) Condition de passivité (8.5);

8.2.3.2 Commentaires

Muni du même régulateur OP que pour les charges des sections précédentes, le système possède des réponses (fig. 8.17-21 (a)) de performance similaire. Les réponses peuvent sensiblement varier dû, principalement, à l'interaction entre les dynamiques du générateur et de la charge.

Le réglage du régulateur RL permet une meilleure réponse qu'aux sections précédentes, notamment un régime transitoire moins long et moins oscillatoire (fig. 8.17-19 (b)). On remarque aussi que l'amplitude des oscillations, surtout pour la vitesse (fig. 8.17 (b)) lors du régime transitoire est moins importante qu'avec le régulateur OP (voir l'annexe G.3 pour l'amplitude de la tension terminale). Ceci se concrétise par un effort de commande moindre (fig. 8.20 (b)) et montre qu'il est nécessaire d'étudier à nouveau la conception du régulateur OP afin de minimiser l'effort de commande, du moins pour des perturbations élevées. Également, pour ce type de

charge et la classe de perturbation considérée, la condition de passivité (*Définition 2.5*) est satisfaite (fig. 8.21 (b)) en tout temps de l'intervalle de simulation.

La vérification de la condition (8.5) (fig. 8.22) pour tous les points d'opération de l'intervalle considéré (stabilité de la trajectoire autour d'un point d'équilibre négatif et régime transitoire toujours négatif), corrobore la vérification de la passivité (fig. 8.21 (a)) par minoration de l'expression $\int \delta \mathbf{i}_{dq}^T \tilde{\mathbf{e}}_{dq}$. En ce sens, chaque perturbation, quel que soit son signe, apporte un incrément positif à la valeur de l'expression précédente.

Cependant, comme le suggère la nature de l'inégalité (8.5), les paramètres de la charge sont importants dans l'obtention de la passivité de celle-ci. En prenant un facteur de pondération plus important quant au régime transitoire en tension ($\alpha_p = \alpha_q = 1, T_p = 3, T_q = 1$ pour K_p et K_q), on observe que la condition de passivité (*Définition 2.5*) n'est plus vérifiée (fig. 8.24 (b)) en constatant que $\int \delta \mathbf{i}_{dq}^T \tilde{\mathbf{e}}_{dq}$ n'est pas minorée sur l'intervalle de temps considéré. Il est à noter, cependant, que le non respect de la condition de passivité (8.5) sur tout l'intervalle de simulation considéré ne peut confirmer la perte de passivité, car il s'agit d'une condition (8.5) suffisante. D'après l'examen de l'équation (6.14) traduisant la passivité, on peut affirmer qu'il n'y a pas de dissipation d'énergie selon \tilde{v}^2 (dissipation négative ou production d'énergie selon \tilde{v}^2). D'après le théorème de passivité, une production d'énergie selon \tilde{v}^2 n'entraîne pas systématiquement des instabilités à condition que d'autres éléments en rétroaction dissipent de l'énergie de façon à compenser la production d'énergie en \tilde{v}^2 . Il semble que cela ne soit pas le cas du système à l'étude car les signaux instables (fig. 8.23, 8.24) impliquent une perte de la propriété de passivité du système. Le phénomène d'instabilité est renforcé au bout d'un certain temps par le fait que l'erreur de position du flux statorique peut quitter la zone d'attraction définie (selon le flux) par $\sup\{\tilde{\varphi}_d, \tilde{\varphi}_q\} \leq 0.05$ et utilisée pour la conception du régulateur RL. Un cas limite représentant le non respect de la condition (8.5) de passivité de la charge montre que le système peut demeurer stable (figure 8.26). L'hypothèse centrale du chapitre 3, c-a-d la passivité de tous les éléments, permet donc d'obtenir la stabilité du système par cette approche, avec une certaine marge de sécurité car la perte de la passivité et de la quasi-passivité n'entraîne pas nécessairement l'instabilité du système.

8.3 Loi de commande non linéaire passivante d'ordre réduit

8.3.1 Réseau avec une barre de tension constante

Un réseau avec une barre de tension constante dont la modélisation est similaire à celle de la section 8.2.2, est simulé avec le régulateur non linéaire passivant (abréviation adoptée RNL) et le régulateur classique tiré de Kundur (94) que l'on dénommera plus simplement RK. La sortie de chaque régulateur est saturée à partir de ± 0.05 pu. Les paramètres et conditions nominales du réseau sont identiques à ceux exposés en section 8.1.

Le régulateur RK est développé de façon à ce que la fonction de transfert $pss : \Delta\omega \mapsto \Delta e_{fd}$ compense le déphasage induit par $\Delta e_{fd} \mapsto \Delta T_e$ afin que le couple électrique soit en phase avec l'écart de vitesse rotorique. La fonction de transfert $pss = 1.5 \frac{3s}{(1+3s)} \left(\frac{1+0.13s}{1+0.042s} \right)$ est adoptée pour les simulations.

La syntonisation du régulateur RNL n'est pas directe puisque l'on considère le système non linéaire. Bien qu'il existe certains algorithmes pouvant guider la syntonisation des gains d'un régulateur non linéaire (voir p.ex. Beard *et al.* (96)), des essais par simulations ont donné assez rapidement une solution correcte par rapport à celle obtenue en utilisant le stabilisateur classique. Les meilleurs résultats de simulation ont été obtenus à partir des gains suivants : $\alpha = 5$; $k_1 = 2$; $k_2 = 10$; $k_3 = 1$. Il ne s'agit pas d'une syntonisation optimale.

La stabilité dynamique est étudiée lorsque le système est soumis à une variation de $\pm 50\%$ de l'impédance nominale de ligne à $t=0s$ puis $t=5s$ (figures 8.27, 8.28, 8.29). Afin de vérifier la robustesse du régulateur, plusieurs conditions sont imposées relativement aux puissances actives et réactives ($P_g = 1, Q_g = 0.6$) fournies par le turbolaternateur et à l'impédance de ligne ($x_{12} = 0.7$; amortissement faible) à partir de laquelle les variations sont effectuées.

Un incident majeur triphasé (court-circuit) d'une durée de 75ms est simulé à $t=1s$ afin de vérifier que le comportement du RNL conduise à une stabilité transitoire acceptable (figures 8.30, 8.31).

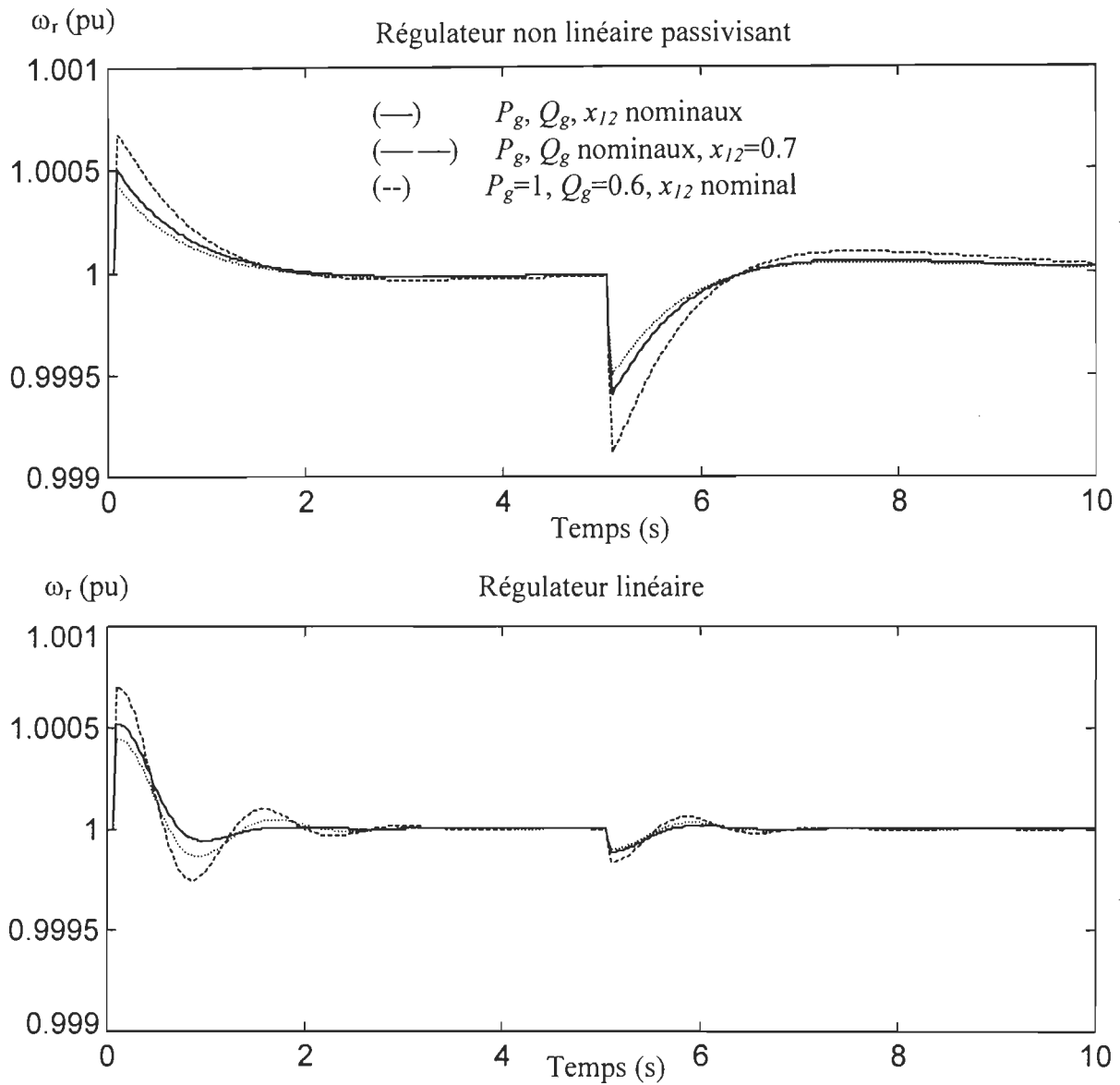


Figure 8.27: Réponse en vitesse rotorique ω_r (RNL, RK) pour différentes conditions d'opération face à une variation de l'impédance de ligne

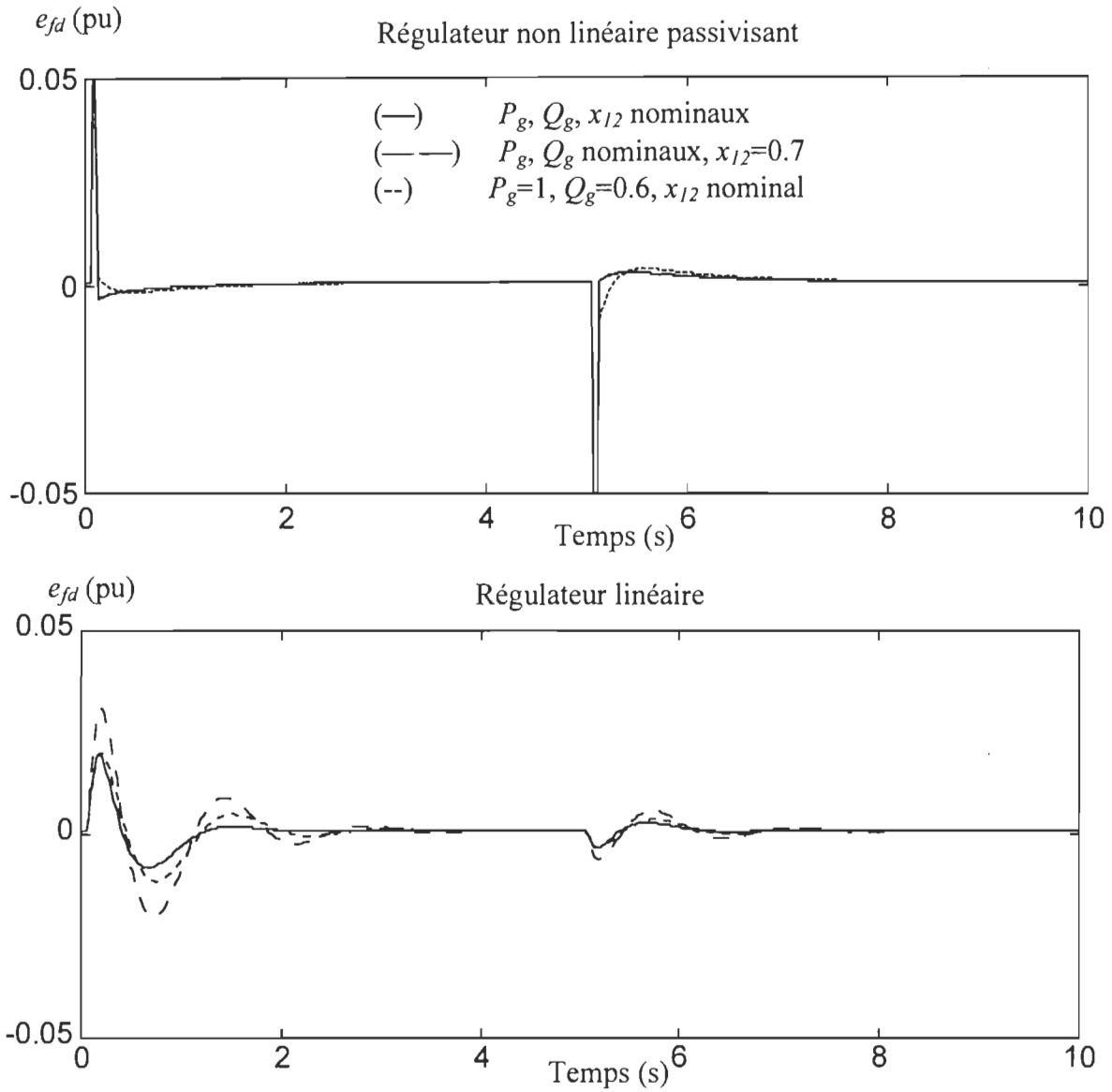


Figure 8.28: Signal de commande e_{fd} (RNL, RK) pour différentes conditions d'opération face à une variation de l'impédance de ligne

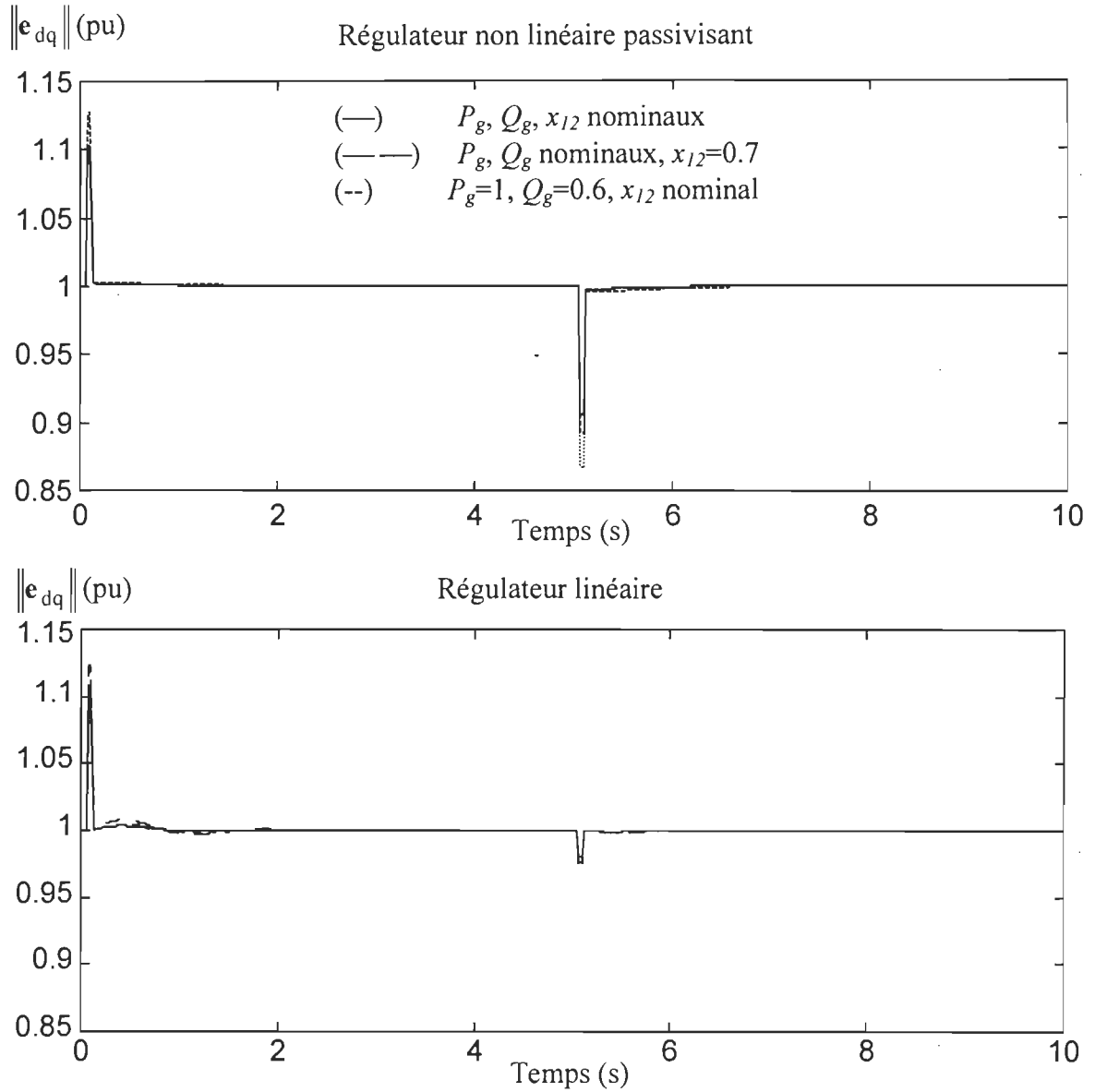


Figure 8.29: Tension terminale $\|e_{dq}\|$ (RNL, RK) pour différentes conditions d'opération face à une variation de l'impédance de ligne

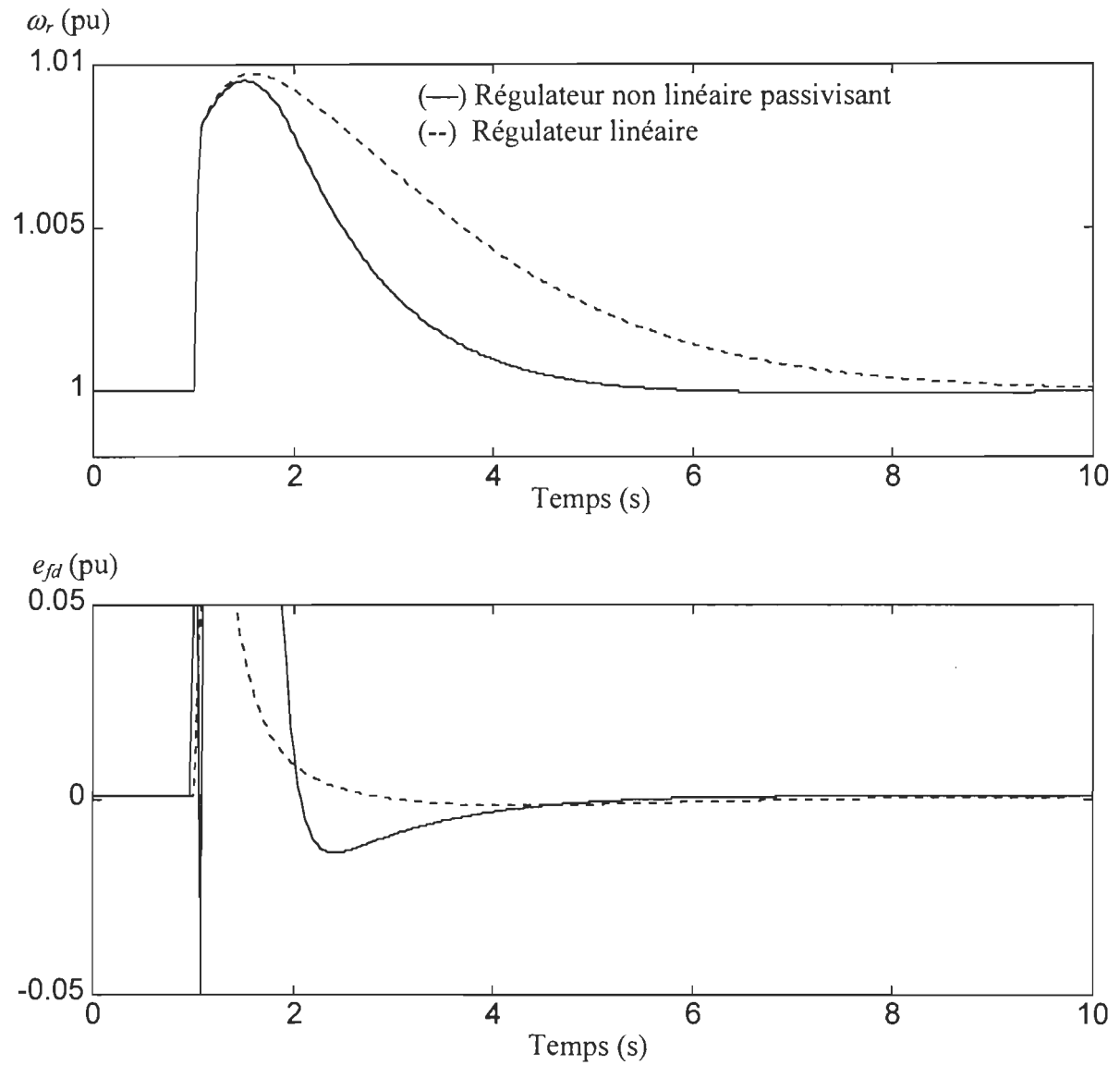


Figure 8.30 : Court-circuit – Réponse en vitesse ω_r ; signal de commande e_{fd}

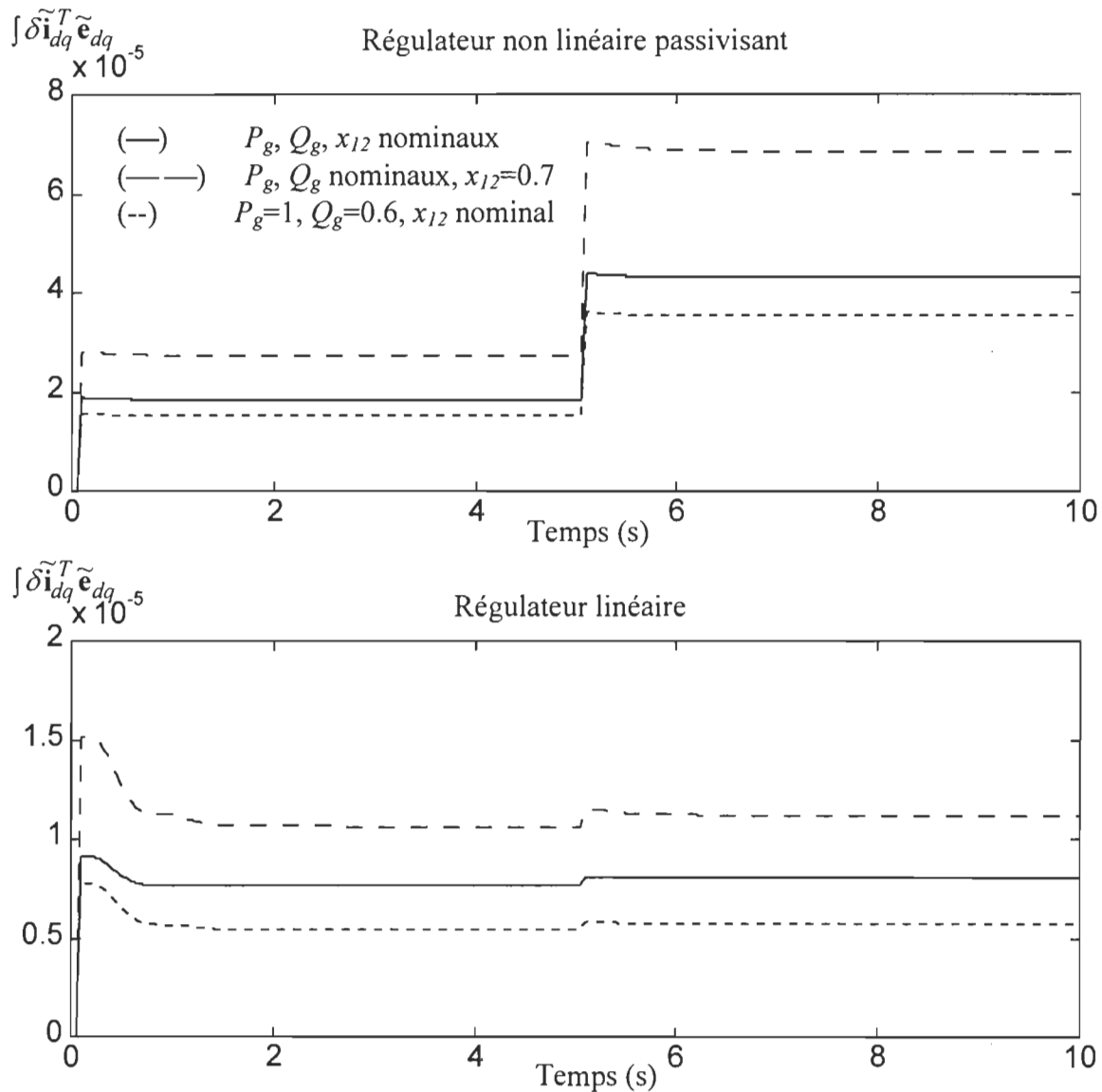


Figure 8.31: Vérification de l'intégrale de passivité de $(\tilde{\mathbf{i}}_{dq}, \tilde{\mathbf{e}}_{dq})$, pour différentes conditions d'opération face à une variation de l'impédance de ligne

8.3.2 Réseau à deux zones et quatre générateurs

Afin de vérifier la capacité d'amortissement des oscillations inter-zone par le stabilisateur proposé en section 7.5, un réseau à quatre générateurs (figure 8. 32) proposé par Klein, Rogers et Kundur (91) est simulé. Les paramètres du système sont exposés dans Kundur (94, p.813). Les quatre générateurs sont chargés à 700 MW (G_3 à 719 MW) et la zone 1 exporte une puissance de 400 MW vers la zone 2. Les charges sont représentées par un modèle à courant constant pour la

composante active ($P_{L_7} = 697\text{MW}, P_{L_9} = 1767\text{MW}$) et par un modèle à impédance constante pour la composante réactive ($Q_{L_7} = 100\text{MVAr}, Q_{L_9} = 100\text{MVAr}$); les condensateurs parallèles étant chargés à $Q_{C_7} = 200\text{MVAr}, Q_{C_9} = 350\text{MVAr}$. Lorsque les turboalternateurs sont en mode de commande manuelle de l'excitation, il apparaît un mode oscillatoire inter-zone à 0.55Hz.

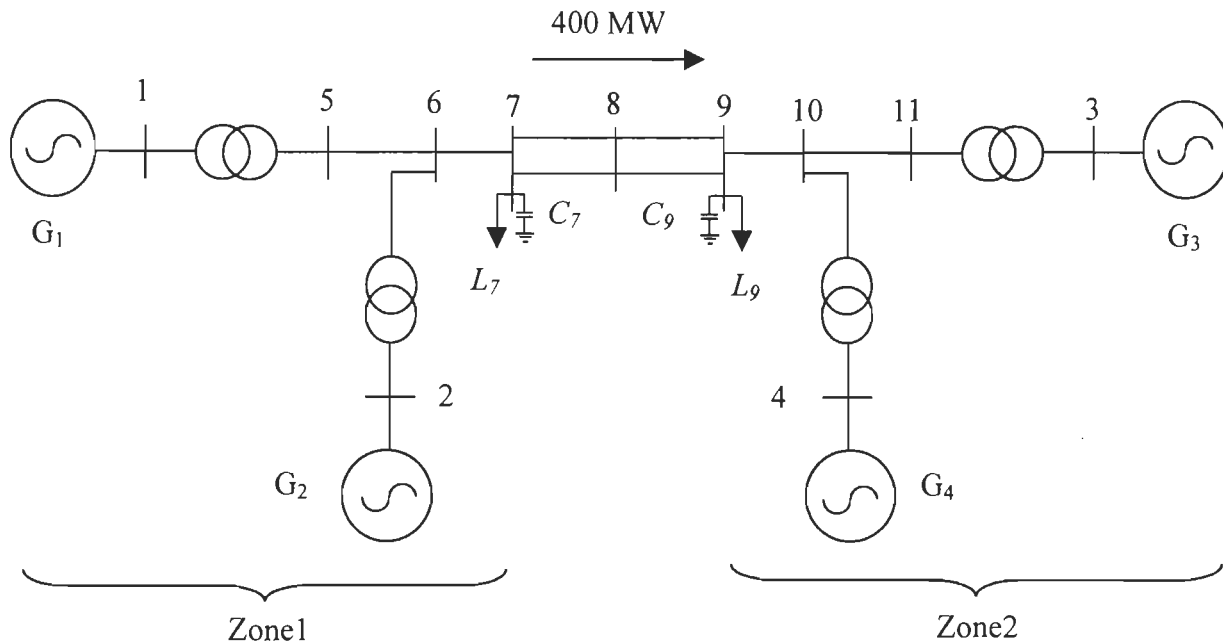


Figure 8.32 : Réseau à deux zones et quatre générateurs

Les réponses du système muni du régulateur non linéaire sont comparées avec celles fournies par le même système muni d'un stabilisateur et d'un régulateur de tension classique (*PSS/AVR*) utilisé par Kundur (94). Dans les deux cas, l'entrée de commande e_{fd} est saturée à ± 0.05 pu. Plusieurs tests sont envisagés afin d'analyser la réponse du système lorsque le mode inter-zone a été excité : (i) à $t=0$ s, une variation de 1.5 fois l'impédance nominale des lignes situées entre les barres de tension 7 et 9 pendant 0.1 s (figures 8.33, 8.34); (ii) à $t=0$ s, un ajout et retrait de 35MW et 5MVAr à la barre de tension 7 (figures 8.35, 8.36);

Afin de valider la robustesse du stabilisateur vis-à-vis d'un incident majeur, un cas de stabilité transitoire est déclenché en simulant un court-circuit triphasé entre les barres de tension 8 et 9 pendant 75ms (figures 8.37, 8.38). L'incident est ensuite traité en isolant la ligne correspondante.

Finalement, l'influence d'éléments non passifs est considérée avec le réseau comprenant un générateur passivisé et trois générateurs munis du régulateur classique de Kundur. La variation d'impédance entre les barres 7 et 9 (figure 8.39) et un court-circuit entre les barres 8 et 9 (figure 8.40) sont simulés.

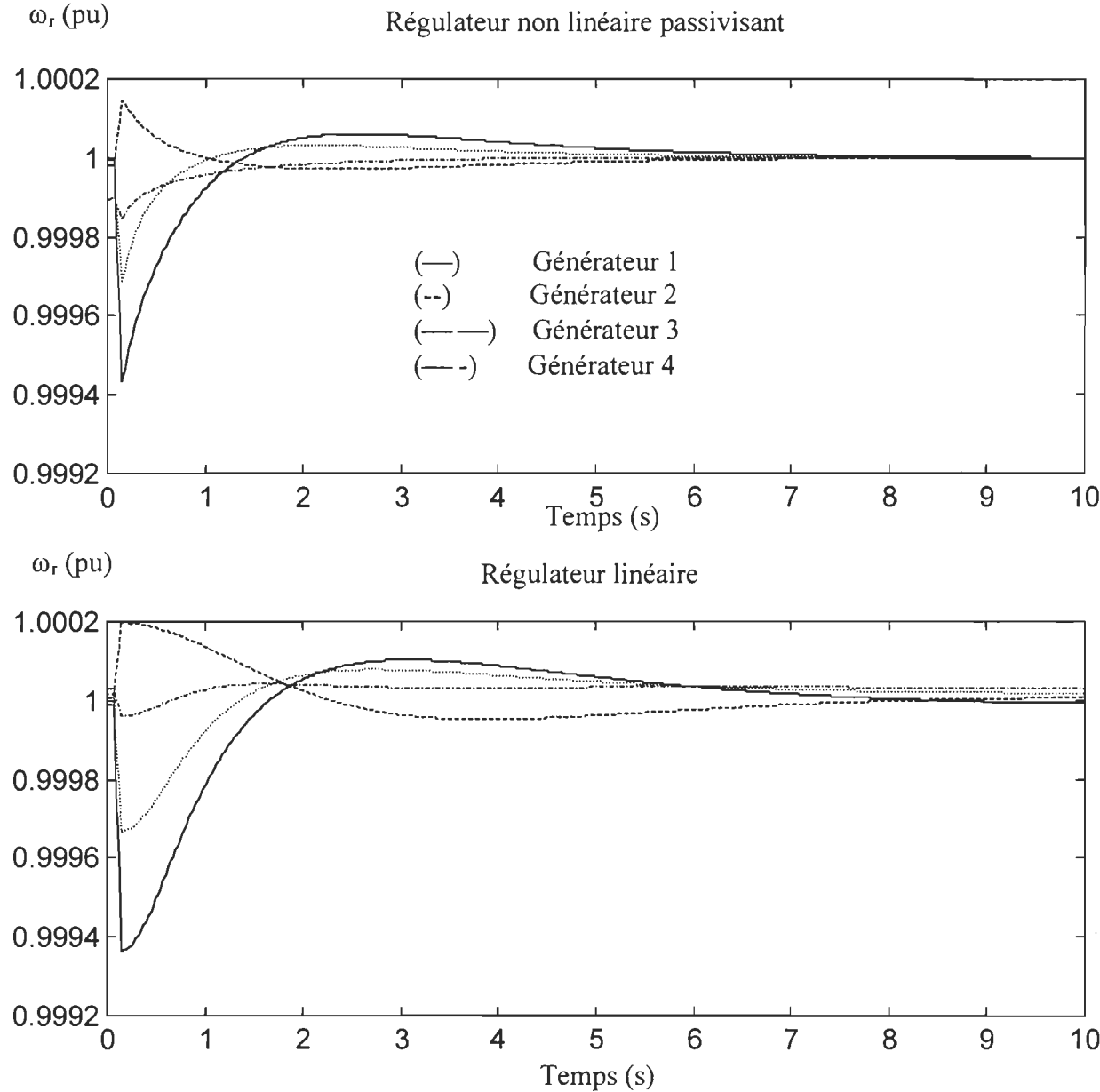


Figure 8.33 : Réponse en vitesse rotorique ω_r (RNL, RK) des quatre générateurs face à une variation d'impédance entre les barres 7 et 9

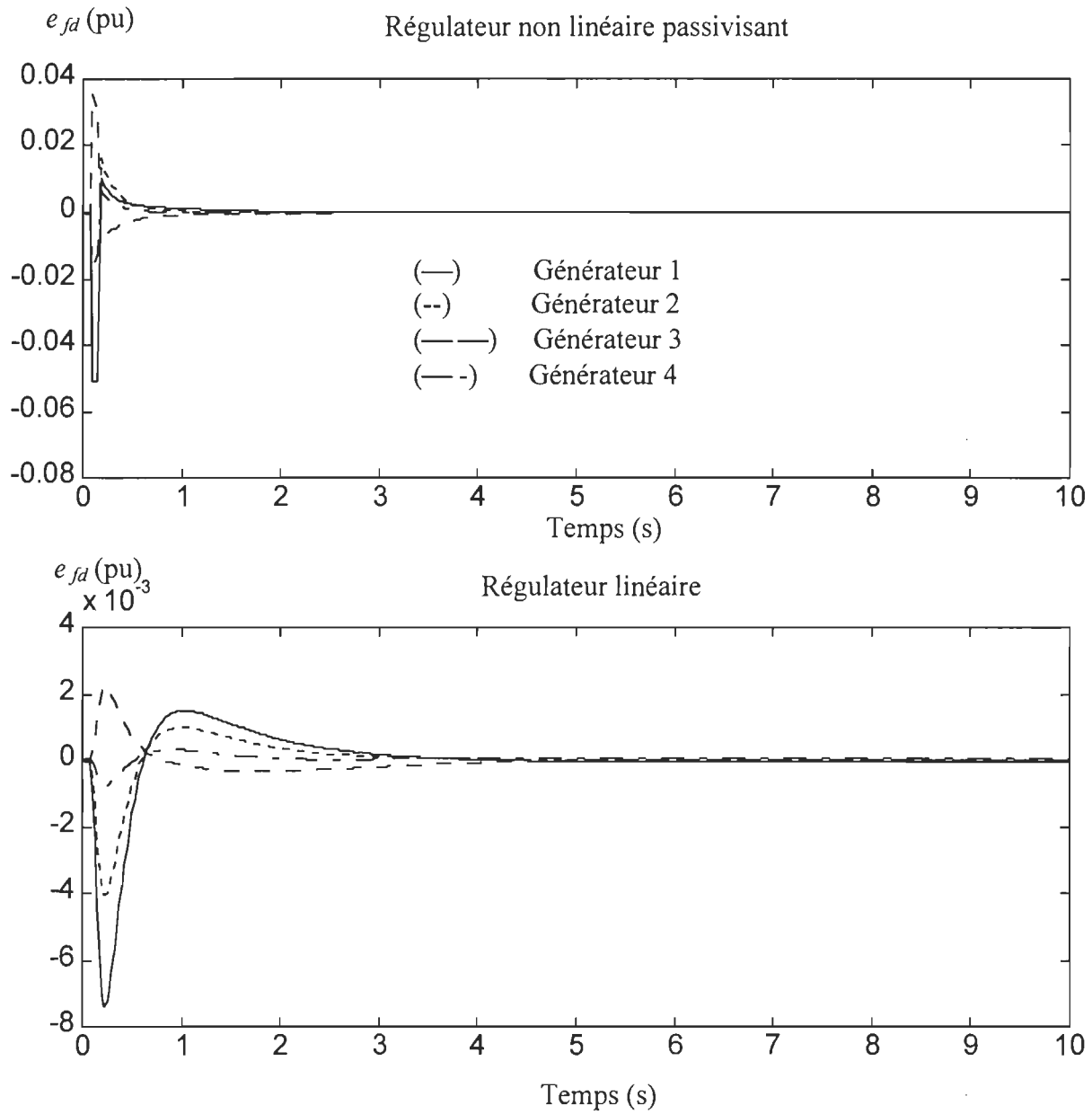


Figure 8.34 : Signal de commande e_{fa} (RNL, RK) des quatre générateurs face à une variation d'impédance entre les barres 7 et 9

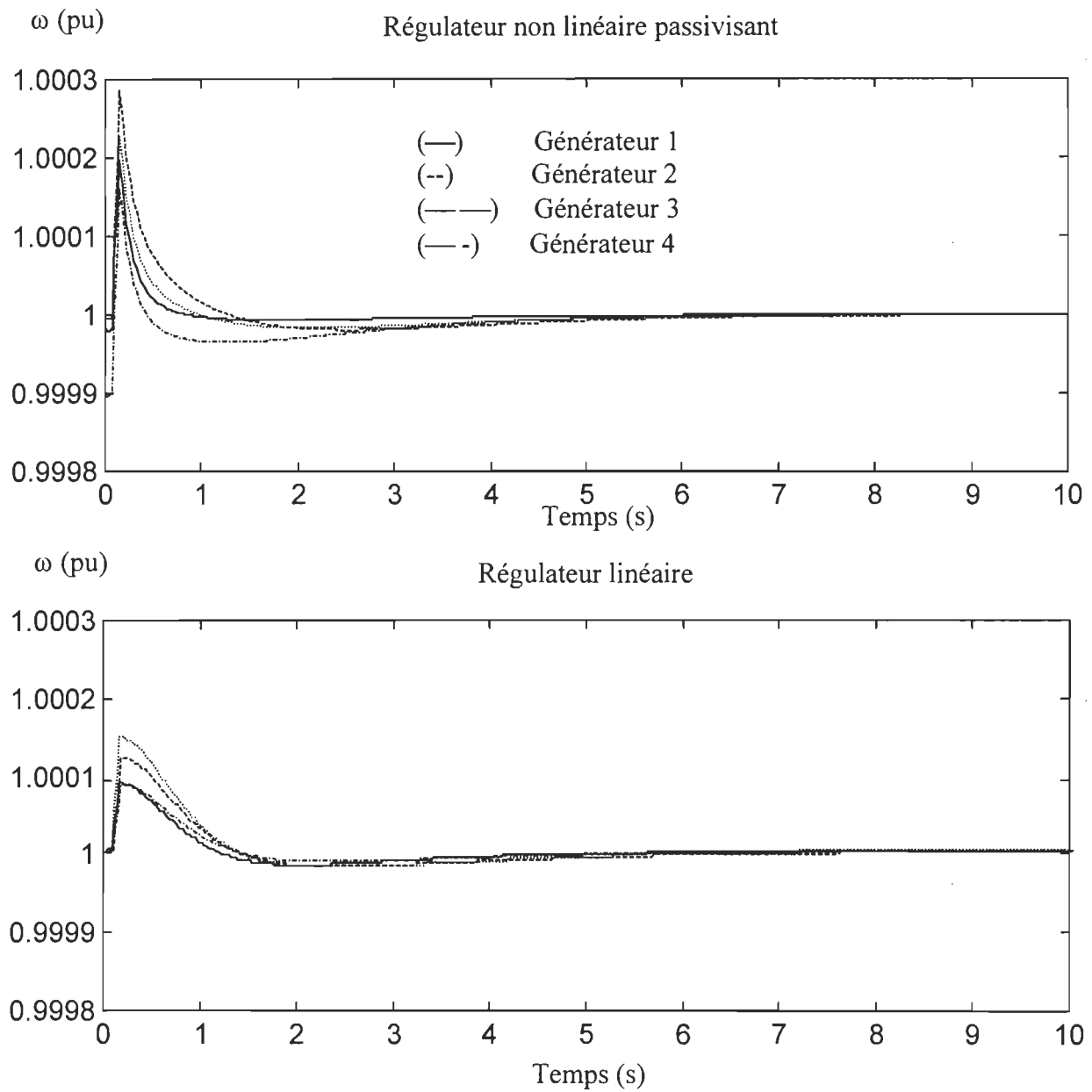


Figure 8.35 : Réponse en vitesse rotorique ω_r (RNL, RK) des quatre générateurs face à une variation de puissance active et réactive au niveau de la charge L_7

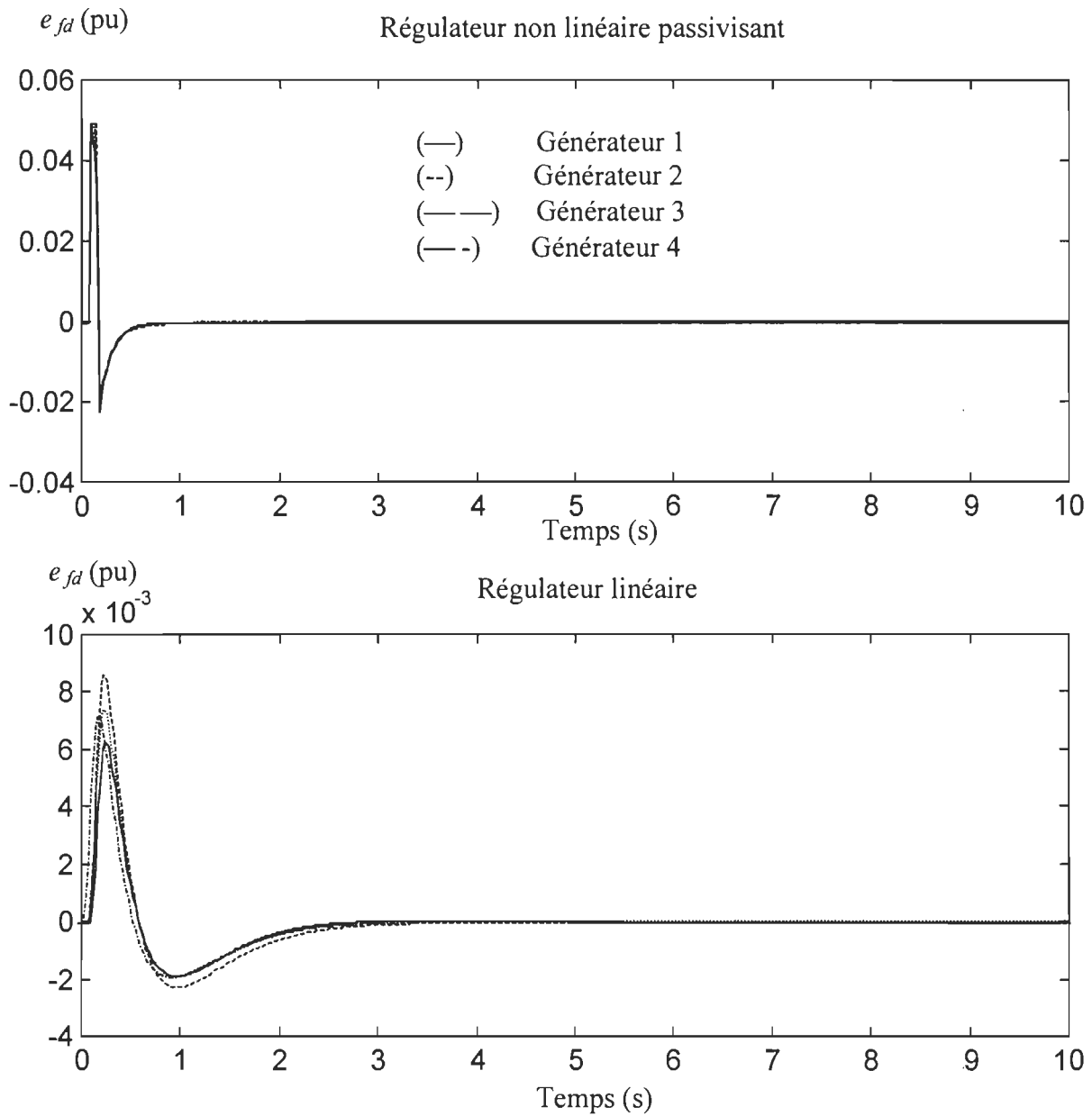


Figure 8.36 : Signal de commande e_{fd} (RNL, RK) des quatre générateurs face à une variation de puissance active et réactive au niveau de la charge L_7

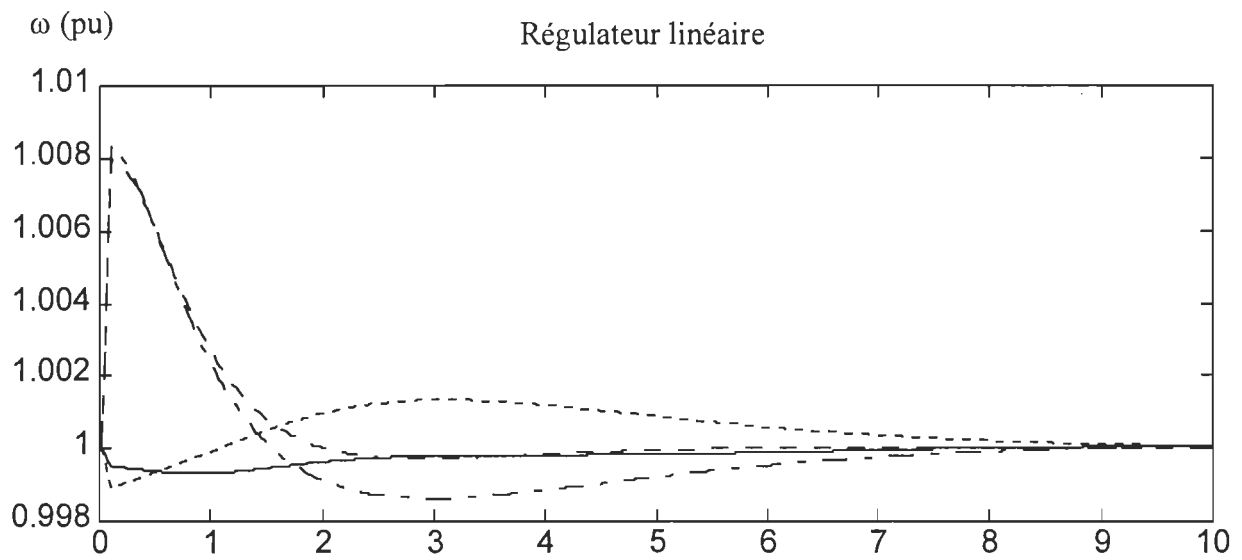
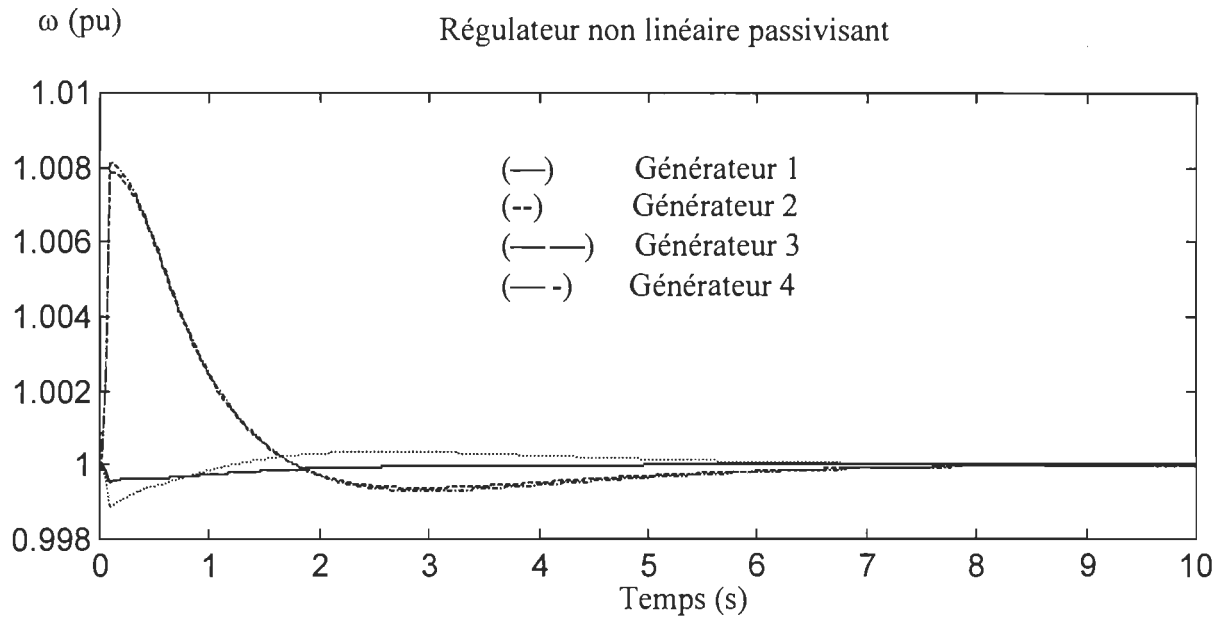


Figure 8.37 : Réponse en vitesse rotorique ω_r (RNL, RK) des quatre générateurs face a un court-circuit triphasé entre les barres 8 et 9

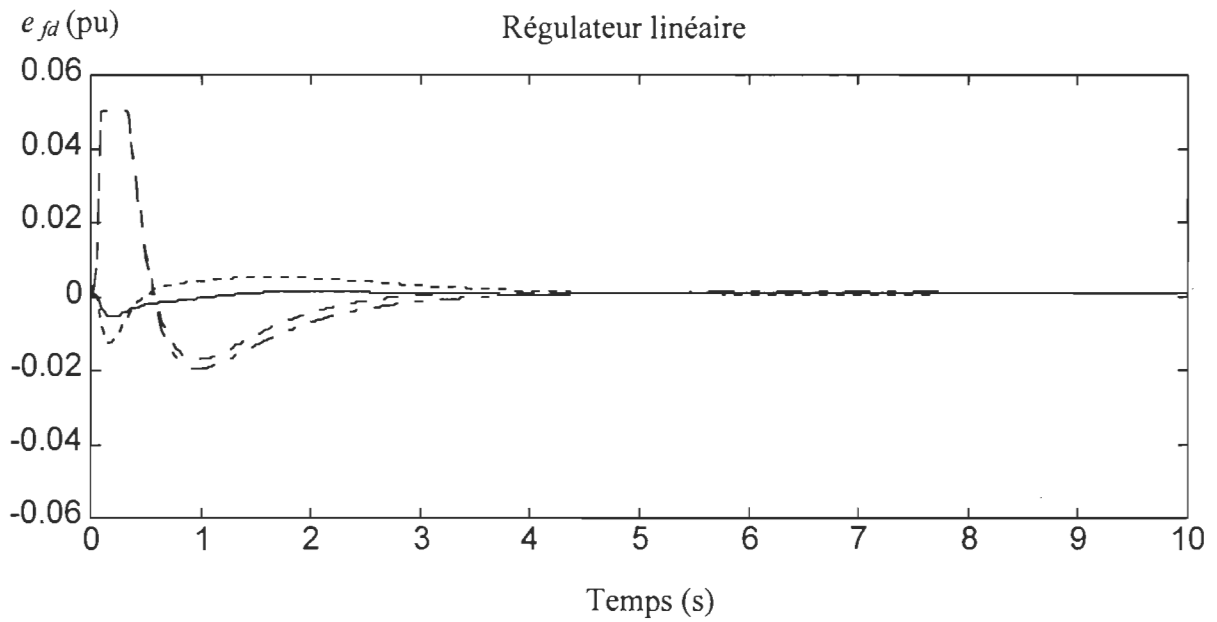
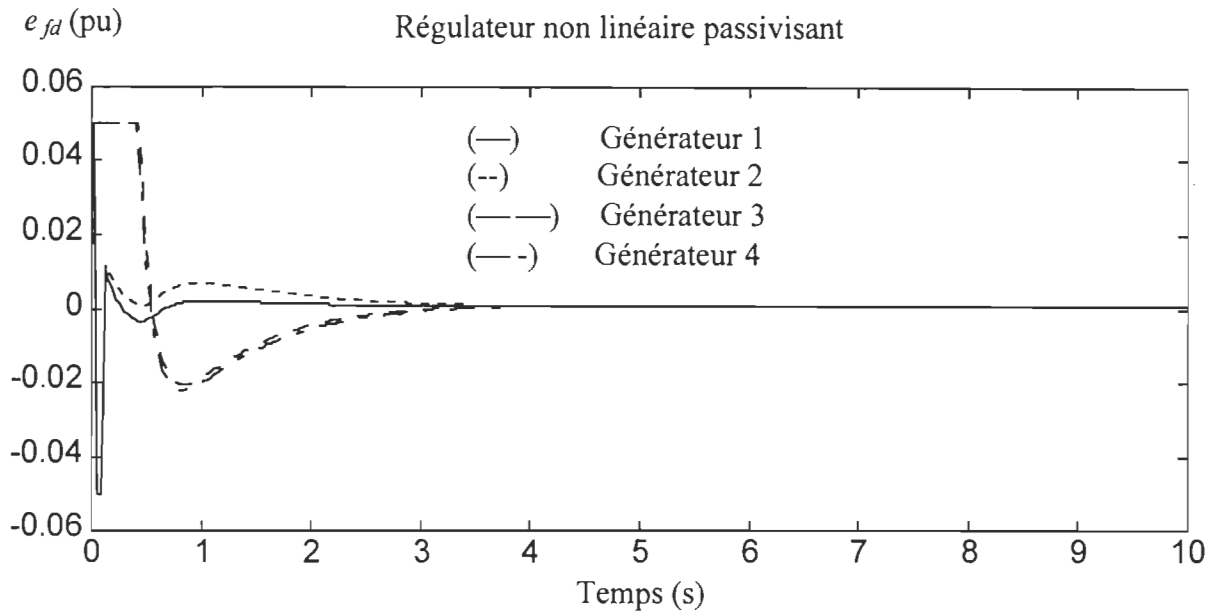


Figure 8.38 : Signal de commande e_{fd} (RNL, RK) des quatre générateurs face à un court-circuit triphasé entre les barres 8 et 9

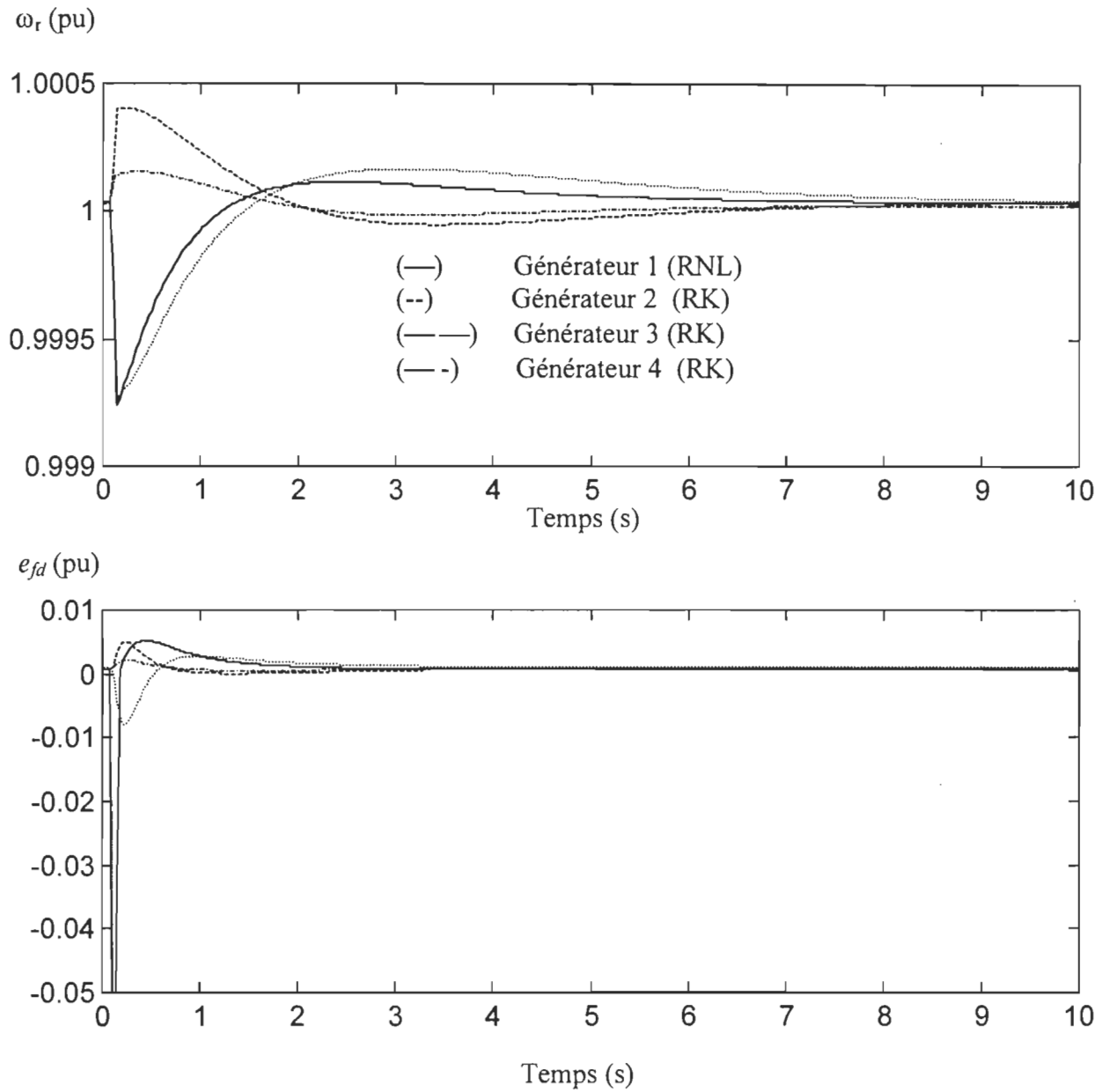


Figure 8.39 : Réponse en vitesse rotorique ω_r et signaux de commande e_{fd} des quatre générateurs (un muni du RNL, les trois autres du RK) face à une variation d'impédance entre les barres 7 et 9

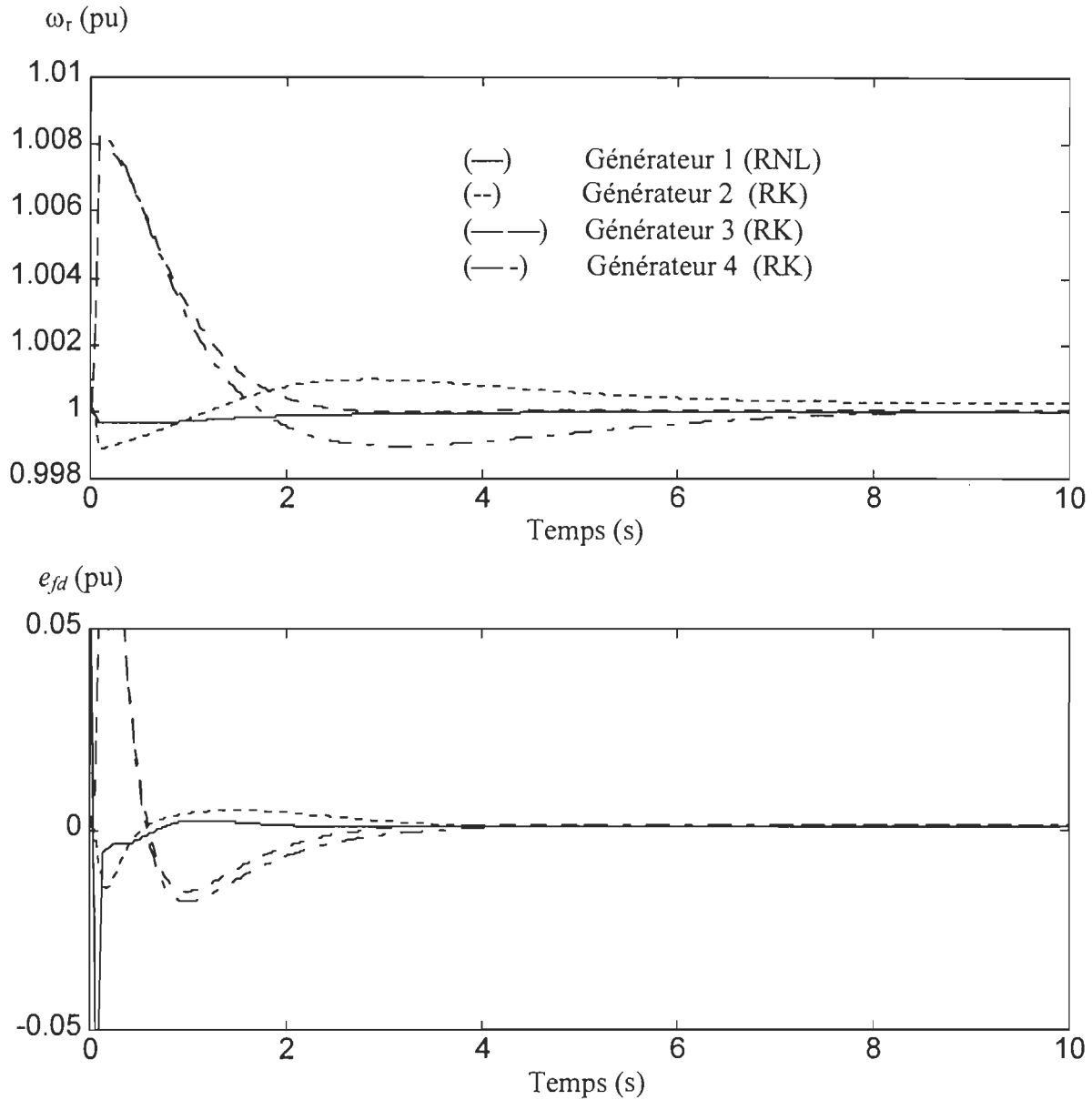


Figure 8.40 : Réponse en vitesse rotorique et signaux de commande des quatre générateurs (un muni du RNL, les trois autres du RK) face à un court-circuit triphasé entre les barres 8 et 9

8.3.3 Analyse des résultats et commentaires

Remarquons que pour le turbolaternateur utilisé (tableau 8.1), la condition suffisante (7.38) de la section 7.5.1 n'est pas satisfaite, ce qui n'empêche pas d'un point de vue théorique que le système soit passif et encore moins d'être stable d'après l'annexe D.2. En effet d'autres termes dissipatifs en \tilde{i}_{fd}^2 , $\tilde{\omega}^2$, $\tilde{T}_m^2, \tilde{X}_e^2$ non montrés dans (7.43) peuvent dominer

$$\tilde{\mathbf{i}}_{dq}^T \begin{bmatrix} R_a & \frac{L_d - L_q}{2} \\ \frac{L_d - L_q}{2} & R_a \end{bmatrix} \tilde{\mathbf{i}}_{dq} \text{ surtout si (7.43) est proche d'être satisfaite. En observant } \int \delta \tilde{\mathbf{i}}_{dq}^T \tilde{\mathbf{e}}_{dq},$$

pour le type de perturbation et de condition d'opération envisagée, la propriété de passivité est obtenue sur l'intervalle de temps considéré. Celle-ci est plus nette dans le cas du régulateur RNL que dans le cas du RK. Les performances de stabilisation sont similaires pour les deux régulateurs lorsque le système se trouve sous des conditions d'opération nominales. Le régulateur non linéaire passivisant semble plus robuste (réponse en vitesse : figure 8.27 ; tension terminale : figure 8.29) lorsque les conditions d'opération sont modifiées. Bien que le régulateur classique soit plus oscillatoire en régime transitoire, le temps de stabilisation des deux régulateurs demeure identique pour les réponses en vitesse (figure 8.27). L'effort de commande est plus important dans le cas du RNL et conduit à une saturation contrairement au cas du RK. Pour les gains proposés, dans le cas de la stabilité transitoire, le système possède une réponse plus amortie lorsque celui-ci est muni du RNL.

Dans le cas du réseau à deux zones et quatre générateurs, les performances résultant de l'utilisation des deux types de régulateur sont sensiblement les mêmes (figures 8.33-36). On ne peut pas affirmer que le régulateur non linéaire passivisant soit nettement meilleur que le stabilisateur classique bien qu'il soit plus robuste vis-à-vis d'un changement des conditions d'opération. Le régime transitoire est légèrement plus amorti dans le cas du RNL (figure 8.37), lorsqu'un court-circuit triphasé est considéré. De même, la commande a tendance à saturer plus facilement dans le cas du RNL (figure 8.38).

Le même réseau dont un générateur est équipé du RNL et les trois autres du RK, possède des réponses similaires au cas du réseau muni de quatre régulateurs identiques (figure 8.39) lorsque celui-ci fait face à une variation de l'impédance de ligne entre les barres 7 et 9. Les générateurs 1, 2 et 3 possèdent un dépassement en régime transitoire plus élevé, de l'ordre de 1.0005 contre 1.0002 (4*RNL). Il est à noter que les générateurs munis d'un stabilisateur ne garantissant pas la passivité du système préserve quand même la stabilité du réseau. La présence de turboalternateurs rendus passifs a tendance à apporter de la robustesse au réseau face à des incertitudes (cf. tableau 3.1).

À l'annexe H, les réponses en vitesse rotorique des réseaux (4*RNL et 1*RNL+3*RK) sont présentés sous formes comparatives. Dans le cas de la stabilité dynamique, le cas 4*RNL

présente une convergence plus rapide précédée d'un régime transitoire dont l'amplitude est plus faible. Ces différences semblent néanmoins s'estomper dans le cas du court-circuit triphasé. La conception des régulateurs n'étant pas optimisée, il ne serait pas objectif de conclure que les générateurs passivisés conduisent à de meilleures performances. La robustesse face à des changements de condition d'opération et l'obtention systématique de la stabilité du réseau sont les avantages directs de l'approche de passivité.

8.4 Conclusion

Le même régulateur à objectif de passivité (OP) a été utilisé pour tous les types de charge : impédance constante, barre de tension constante et charge dynamique. Ceci vient du fait que la passivité ou une propriété proche de celle-ci (faible quasi-passivité) assure toujours la stabilité ou au pire le bornage des trajectoires du système et ceci quelles que soit les perturbations ou les incertitudes du système du moment que la passivité est préservée. Il est donc important de noter que cette approche présente une robustesse de la stabilité du système vis-à-vis des modifications ou incertitudes touchant le réseau tant et aussi longtemps que la propriété de passivité de celui-ci demeure inchangée. Ceci n'est pas le cas, par exemple, des régulateurs dont le développement résulte de la linéarisation du système pour lequel une approche de robustesse (p.ex. commande H_∞) a été omise.

Une perte de la propriété de passivité d'un composant, dans le cas de la charge dynamique par exemple, peut entraîner une instabilité du système. Cependant, un élément non passif ne conduit pas nécessairement à un comportement instable en vertu du *Théorème 2.11* (Théorème de passivité). Pour assurer une bonne marge de stabilité, il est souhaitable d'obtenir la passivité d'un système, composant unique ou sous-réseau, soit en modifiant directement le comportement de celui-ci (loi de commande) soit en exploitant des compensateurs externes de type *FACTS* déjà en place qui permettraient d'obtenir la propriété entrée-sortie requise pour le système à l'étude en un point de connexion considéré.

Le développement des lois de commande n'est pas optimal au regard d'objectifs précis : minimisation de l'énergie, performances temporelles, etc. Toutefois, les résultats pourraient être améliorés en incluant un objectif de minimisation du gain L_2 du générateur pour la paire

$(\tilde{\mathbf{i}}_{r_{dq}}, \tilde{\mathbf{e}}_{dq})$ ou en intégrant la contrainte de passivité dans une approche plus globale d'optimisation du réseau.

Notons que la conception est réalisée pour assurer la stabilité du système sur un ensemble compact centré en un point d'équilibre. Si celui-ci venait à changer (changement du facteur de puissance), il faudrait vérifier si le nouveau point d'équilibre se trouve dans la région d'attraction définie par l'ensemble compact. Si tel n'est pas le cas, il faudrait envisager le calcul, par la même méthode, d'un nouveau gain pour le régulateur. Ainsi pour une série de points d'équilibre probables (connus par l'opérateur) ne faisant pas partie de l'intersection des régions d'attraction correspondant à chacun d'entre eux, il serait possible d'associer une série de gains calculés par la méthode du chapitre 7 avec des objectifs similaires. Un algorithme décisionnel permettrait l'attribution du gain au régulateur pour un point d'opération précis.

Les signaux représentant l'effort de commande imposé par le régulateur à objectif de passivité (OP) montrent qu'il est nécessaire d'étudier à nouveau le développement d'un tel régulateur afin d'obtenir des signaux de commande dont l'amplitude est plus réaliste. Il sera probablement nécessaire d'incorporer des nonlinéarités algébriques ou de formes. Dans ce dernier cas, il serait intéressant d'étudier l'effet sur la passivité (ou plutôt une faible quasi-passivité d'après le chapitre 7) des saturateurs présents dans les excitatrices, et de voir si la perte de cette propriété entraîne de l'instabilité ou un comportement oscillatoire acceptable (voir (Liu *et al.*, 95) pour l'influence, entre autres, des saturateurs de l'excitatrice sur les bifurcations du réseau).

En dernier lieu, un régulateur non linéaire passivisant (couplé à un stabilisateur de puissance mécanique) de plus petite dimension que le régulateur OP fut comparé à un stabilisateur linéaire classique dans le cas d'un réseau à machine unique et à barre de tension constante et dans le cas d'un réseau à deux zones et quatre générateurs. Le régulateur non linéaire a tendance à présenter de meilleurs résultats de stabilisation (pour les deux types de réseau) et de robustesse face à des changements de condition d'opération. Finalement, notons que le régulateur non linéaire offre plus de flexibilité que le régulateur OP quant au choix des gains et de sa structure car la synthèse du RNL offre la possibilité de continuer l'ajout d'intégration afin de mieux compenser le couple de synchronisation. À la lumière des résultats de conception (dimension, flexibilité, gains) et de simulation (performances, robustesse), le RNL semble plus adapté pour une implantation réelle que le régulateur OP.

L'approche de passivité offre un cadre unifié pour la conception de régulateur qui présente éventuellement de meilleurs résultats (robustesse des performances face à des variations du point d'opération du réseau) que ceux obtenus par le régulateur classique. Cette approche présente aussi l'avantage d'une analyse systématique de la stabilité. La présence de certains composants non passifs, tels que les générateurs avec une régulation classique (cas du réseau $1 \cdot RNL + 3 \cdot RK$), rend difficile l'application directe de la passivité, mais ne détruit pas nécessairement la stabilité en raison, entre autres, de la marge de stabilité des systèmes strictement passifs, (Sepulchre, Jankovic et Kokotovic, 97, ch. 3). Une démarche constructive serait d'orienter le développement de la stratégie de commande d'un *FACTS* pour la passivation couplée aux objectifs habituels de compensation et/ou de filtrage d'une installation industrielle importante ou d'une zone dont on sait qu'elle n'est pas passive.

CHAPITRE 9

CONCLUSION

Nous avons présenté dans ce travail, une analyse de la stabilité et un cadre général pour la conception de régulateurs pour certains composants du réseau électrique par l'approche de la passivité. Cette approche est réalisée à partir de la modélisation du réseau résultant de la décomposition naturelle de celui-ci en sous-réseaux, composants ou groupes de composants. Les propriétés désirées pour l'ensemble du réseau sont ainsi obtenues à partir de propriétés locales (passivité et stabilité interne) concernant les sous-systèmes, que ceux-ci soient linéaires ou non. La robustesse de la stabilité est obtenue par rapport à toute incertitude ou changement de configuration du réseau laissant invariant la propriété de passivité de celui-ci, par rapport à un point d'étude précis appelé point d'observation ou de connexion. Cette méthode permet de mieux prendre en compte les interactions dynamiques entre différents composants du réseau, notamment en tenant compte des charges dynamiques couramment ignorées lors de l'analyse non linéaire de la stabilité des réseaux électriques.

Nous avons mis en évidence un certain nombre de résultats théoriques validés par des simulations numériques. Pour que l'étude soit crédible, il a été nécessaire de concentrer les efforts sur l'étude de plusieurs composants du réseau électrique en vue d'analyser leur propriété de passivité et de développer une loi de commande les rendant passifs. Comme cette liste de composants n'est pas et ne peut être exhaustive dans le cadre de ce travail, nous rappelons dans ce chapitre un certain nombre de travaux futurs qu'il serait intéressant de considérer.

9.1 Contributions des travaux

Les contributions présentées dans ce travail comprennent les point suivants :

- une méthode d'analyse systématique de la stabilité en fonction de la propriété d'écoulement d'énergie des composants du réseau : passivité, quasi-passivité, autres contraintes d'énergie;
- une obtention de la robustesse de la stabilité envers toute incertitude laissant invariant la propriété de passivité ou de quasi-passivité;

- une solution théorique, par l'ajout d'un compensateur parallèle statique de puissance réactive, pour obtenir la stabilité asymptotique dans le cas où un composant est quasi passif;
- un objectif quadratique de commande des différents composants ou groupes de composants du réseau: cet objectif présente l'intérêt de pouvoir être couplé à d'autres contraintes largement employées dans la conception de *PSS* ou *FACTS*, c'est le cas notamment de la commande H_∞ ;
- une régulation auxiliaire d'une loi de commande non linéaire (proche de la commande à flux orienté couramment utilisée) de moteur asynchrone rendant ce dernier passif avec preuve de stabilité interne locale;
- une conception d'une loi de commande non linéaire stabilisant et rendant passif le compensateur statique parallèle de puissance réactive avec preuve de stabilité;
- une analyse de la propriété de passivité pour les transformateurs et les charges de haute puissance modélisées selon une relation dynamique non linéaire d'ordre quelconque de type puissance-tension;
- une loi de commande basée sur le concept d'inégalité linéaire matricielle ainsi qu'une loi de commande non linéaire de plus petite dimension que la précédente qui rendent le turboalternateur passif avec preuve de stabilité fournie;
- des validations numériques quant à la stabilisation et la vérification de la condition de passivité, comprenant notamment les commutations des convertisseurs de puissance dans le cas du moteur asynchrone et du compensateur; des validations de la stabilisation, par l'approche suivie, d'un turbo-alternateur connecté à une charge dont le comportement a été modifié (barre de tension constante, impédance constante, système dynamique non linéaire du premier ordre) avec comparaison à un type de régulateur nécessitant la linéarisation du système ; les limites d'une telle approche ont également été mises en évidence, en particulier lorsque les paramètres du composant non linéaire dynamique sont modifiés et conduisent à des instabilités. Une loi de commande non linéaire passivisante par bouclage dynamique et de faible dimension couplée à un régulateur de puissance a été avantageusement comparée à un stabilisateur classique dans les cas d'un réseau classique à une seule machine et d'un réseau à quatre générateurs.

Rappelons que la vérification de la condition de passivité à l'aide de simulations

numériques n'est valable que pour la classe de perturbations envisagée et à chaque instant de la durée des simulations. Il serait aventureux de généraliser les conclusions de passivité liées aux validations par simulations à d'autres classes de perturbations et pour tout intervalle de temps arbitrairement grand.

Cette étude a démontré la possibilité d'application du concept de passivité pour la stabilisation des réseaux électriques. La propagation naturelle de la propriété de passivité permet moyennant la synthèse de correcteurs passivisants, de stabiliser des réseaux de grande dimension et d'analyser leur connexion. De plus, la stabilité est robuste face à certaines classes de perturbations. Cependant, telle que présentée dans cette thèse, l'approche de passivité ne constitue par une application réaliste à ce stade d'avancement des travaux et ceci pour plusieurs raisons : (i) il n'est économiquement pas viable d'installer des *FACTS* ou de modifier substantiellement la structure de certains équipements ou du réseau pour rendre passif certaines parties de ce dernier ; (ii) les régulateurs mis en place actuellement sont de type PID et présentent plusieurs avantages : simplicité de conception face à des stratégies non linéaires ou d'intelligence artificielle, meilleure robustesse d'utilisation et obtention, malgré tout, de bonnes performances, formation plus rapide et donc plus économique du personnel.

9.2 Recommandations pour des études futures

Si l'approche de passivité constitue un moyen efficace de stabilisation, celle-ci est par nature conservatrice. En conséquence, afin d'améliorer les performances du réseau face à des perturbations et d'ajouter à la robustesse de la stabilité acquise par cette approche la robustesse des performances, nous énonçons, dans la suite, un certain nombre de points suggérant des pistes à emprunter pour mener à bien des études futures, tant bien théoriques que pratiques, concernant ce travail.

- Définir une mesure de la marge de sécurité pour la stabilité (apparition de phénomènes instables ; bornage irréaliste, d'un point de vue pratique, des trajectoires) à l'aide de la passivité et des signaux de mesure (approche alternative à la théorie des bifurcations qui analyse les changements qualitatifs du système par étude des valeurs propres (bifurcations locales)) ; étendre le résultat de la perte de passivité (quasi-passivité, voir chapitre 3) du système dont les trajectoires deviennent bornées; essayer de corréler l'apparition de cycles

limites (ou généralisation de cycles limites dans un espace d'état de dimension supérieure à deux, p.ex. trajectoires sur un tore) à l'apparition de trajectoires bornées lorsque l'on passe de la propriété de passivité à celle de quasi-passivité, notamment en identifiant certains espaces invariants caractéristiques.

- Dans le cas de systèmes quasi passifs, commander le bornage des trajectoires par certaines commandes suggérées, entre autres, par les récents travaux de Polushin (99 a,b) sur la stabilisation des systèmes quasi passifs ou présentant une propriété proche de la quasi-passivité et possédant un certain degré d'observabilité appelé stabilité sortie-état.
- Analyser la situation lorsque la configuration du réseau est telle que s'opère un changement du point d'équilibre; il est nécessaire de vérifier si la passivité demeure et quel en serait les conséquences sur le comportement du système dans le cas échéant; en déduire les actions (par exemple, opter temporairement pour un autre type de régulateur) à prendre pour éviter d'éventuelles instabilités ou oscillations indésirables .
- Prendre en compte la saturation utilisée au niveau de l'excitatrice dans le cas du régulateur développé à partir des inégalités linéaires matricielles; notons que l'effet de la saturation lorsque la régulation passive non linéaire est employée ne modifie pas d'après les résultats de simulation, la passivité du système ; revoir le type de passivité ou quasi-passivité obtenue ; il serait intéressant de voir si la perte de cette propriété entraîne de l'instabilité ou un comportement oscillatoire acceptable (voir (Liu *et al.*, 95) pour l'influence, entre autres, des saturateurs de l'excitatrice sur les bifurcations du réseau); notons qu'il existe à cet égard toute une littérature sur la commande des bifurcations et la commande des systèmes oscillants .
- Étendre l'analyse de la passivité à d'autres dispositifs ; essayer d'obtenir la passivité d'un sous-système, *a priori*, non passif (composant unique ou sous-réseau) soit en modifiant directement le comportement de celui-ci (par une loi de commande si la commandabilité existe) soit en incorporant des compensateurs externes (compensateurs de puissance, filtres hybrides) qui permettraient d'obtenir la propriété entrée-sortie requise pour le système à l'étude en un point de connexion considéré.

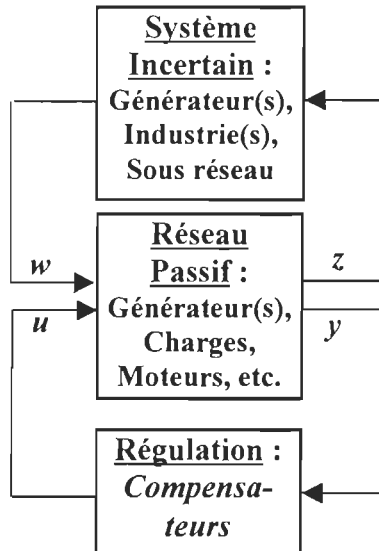


Figure 9.1: Prise en compte d'éléments incertains (non passifs)

Une possibilité serait d'isoler l'élément ou le sous réseau non passif (figure 9.1 : système incertain) du reste du système passif ou rendu passif. Habituellement, la passivité ou la possibilité de rendre passif sert à stabiliser de façon robuste un système. Or, dans ce travail, la passivité s'exprime pour une paire électrique (courant, tension) qui pour la plupart des composants électriques implique des signaux d'entrée et de sortie exogènes non directement commandables. Dans le cas du réseau, un régulateur (figure 9.1) pourrait être un *FACTS* (*TCSC*, *STATCOM*, filtres actifs ou hybrides, régulateurs de puissance interphase) ou une liaison *TCCHT*, dont l'objectif de commande serait réorienté de façon à tirer profit de la passivité du sous réseau. L'approche de fonction-commande robuste de Lyapunov (*Robust Control Lyapunov Function*) pourrait guider le choix de commande du régulateur et ainsi mener à la résolution d'un problème optimal inverse garantissant une marge de stabilité du système passivisé par rapport à certaines classes d'incertitudes (Sepulchre *et al.*, (97); Freeman et Kokotovic (96)). Pour que cette option soit économiquement viable, il conviendrait, en première approche, d'exploiter tous les types de compensateurs déjà disponibles sur le réseau et de choisir la technologie de régulation selon le niveau (performance, coût) recherché. Les lois obtenues pourraient être un ajustement des régulateurs déjà présents par l'ajout de fonctions de transfert et/ou de filtres.

- Améliorer les performances du système et inclure la contrainte de passivité assurant la stabilité dans un objectif d'optimisation locale ou globale des performances du système ; si

l'optimisation est de type programmation linéaire/non linéaire, dynamique, la prise en compte de l'objectif de passivité consiste en l'ajout d'une inégalité matricielle linéaire supplémentaire, résultant ainsi en une commande à objectifs multiples ; la méthode de gain programmé (*Scheduled gain* (Apkarian *et al.*, 98)) serait notamment à envisager pour améliorer les performances du système, en réduisant le conservatisme de la méthode de synthèse du *PSS* par *LMI* avec la matrice **P** constante. Il serait également intéressant de prendre en compte l'approche de Prieur et Praly (99) qui consiste à essayer de combiner la loi de commande assurant la stabilisation globale (passivité) et celle assurant l'optimisation locale du système.

- Intégrer l'approche de passivité à la théorie des Systèmes Complexes adaptatifs (*SCA*) appliquée aux réseaux électriques ; la modélisation *COMT* est proche dans son principe aux modélisations utilisées pour l'étude des *SCA* basées sur la décomposition du système en agents (composants) élémentaires, autonomes et actifs (changement du comportement par une loi de commande par exemple) ; cette approche privilégie, notamment, l'utilisation de régulateurs locaux, autonomes et intelligents associés à des agents ou groupes d'agents coopératifs et compétitifs ; les approches évolutives (algorithmes génétiques et dérivés) et les techniques basées sur les automates cellulaires permettent de modéliser, simuler, analyser et concevoir des stratégies de commande et de décision pour les systèmes complexes adaptatifs (réseaux électriques, réseaux de télécommunication ; systèmes biologiques, économiques, etc) ; il serait intéressant d'ajouter aux lois locales employées dans les approches précédentes, la contrainte de passivité et d'analyser son implication (stabilité dynamique et transitoire, performances, marge de sécurité, compétitivité des coûts) sur des réseaux de grande dimension, interconnectés entre eux et dont la configuration générale peut être modifiée selon le contexte actuel de déréglementation/restructuration. Se référer à l'article de Wildberger (97), pour une exposition des concepts et des applications aux réseaux électriques réalisés par l'Electric Power Research Institute.

BIBLIOGRAPHIE

AKAGI H., "Control Strategy and Site Selection of a Shunt Active Filter for Damping of Harmonic Propagation in Power Distribution Systems", 1996 IEEE/PES Winter Meeting, 96 WM 087-7 PWRD, Janvier 1996.

ANDERSON P.M. et FOUAD A.A., "Power System Control and Stability", IEEE Press, IEEE Power Systems Engineering Series, 1977.

APKARIAN P. et ADAMS R. J., "Advanced Gain-Scheduling Techniques for Uncertain Systems", IEEE Transactions on Control Systems Technology, Vol. 6, No. 1, pp. 21-32, Janvier 1998.

BA-RAZZOUK A., DEBEBE K., NEASCU D.O., GHEORGHE M., A. PITTET, Z. YAO et V. RAJAGOPALAN, "SIMUPELS: SIMULATION of Power Electronic Systems in SIMULINK Environment", CPEE, Université du Québec à Trois-Rivières, Avril 1996.

BEAR R., SARIDIS G. et WEN J., "Improving the Performance of Stabilizing Controls for Nonlinear Systems", IEEE Control Systems Magazine, Vol. 16, No. 5, pp. 27-35, Octobre 1996.

BOSE B.K., "Power Electronics and AC Drives", Prentice-Hall, 1986.

BOURLÈS H. et COLLEDANI F., "W- Stability and Local Input-Output Results", IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 40, No. 6, pp. 1102-1108, Juin 1995.

BYRNES C.I., ISIDORI A. et WILLEMS J.C., "Passivity, Feedback Equivalence, and the Global Stabilization of Minimum Phase", IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 36, No. 11, pp. 1228-1239, Novembre 1991.

CIGRE Working Group 38-1, Task force, Éditeur: I. A. Erinmez, "Static VAR Compensators", No. 2 on SVC, Chapitre 1, 1986.

CHO G.C., JUNG G.H., CHOI N. S. et CHO G.H., "Control of Static VAR Compensators (SVC) with DC Voltage Regulation and Fast Dynamics by Feedforward and Feedback Loops", IEEE PESC'95, Atlanta, États-Unis, pp 367-374, 1995.

CHILALI M. et GAHINET P., " H_{∞} Design with Pole Placement Constraints: An LMI Approach", IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 41, No. 3, pp. 358-367, Mars 1996.

DESOER C.A. et VIDYASAGAR M., "Feedback Systems: Input-Output Properties", Academic Press, 1975.

DSPACE USER'S GUIDE, Digital Signal Processing and Control Engineering, Allemagne, 1996.

DOWER P.M. et JAMES M.R., "Dissipativity and Nonlinear Systems with Finite Power Gain", *Int. J. Robust and Nonlinear Control*, vol. 8, no. 8, pp 699-724, 1998(a).

DOWER P.M. et JAMES M.R., "Stability of Nonlinear Systems with Worst Case Power Gain Disturbances", *IEEE CDC'98, Recueil de conférence*, pp. 4075-4080, Tampa, États-Unis, Décembre 1998(b).

EDWARDS C. W., MATTERN K. E., STACEY E. J., NANNERY P. R. et GUBERNICK J., "Advanced Static VAR Generator Employing GTO Thyristors", *IEEE/PES 1988 (88 WM 109-1)*.

ESPINOSA-PEREZ G., GODOY-ALCANTAR M. et GUERRERO-RAMIREZ G., "Passivity-based Control of Synchronous Generators", *ISIE'97*, pp. 101-106, Guimareas, Portugal, 1997.

FERON E., APKARIAN P. et GAHINET P., "Analysis and Synthesis of Robust Control Systems via Parameter-Dependent Lyapunov Functions", *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 41, No. 7, pp. 1041-1046, Juillet 1996.

FRADKOV A.L. et HILL D.J., "Exponential Feedback Passivity and Stabilizability of Nonlinear Systems", *Automatica*, Vol. 34, No. 6, pp. 697-703, 1998.

FREEMAN R. et KOKOTOVIC P., "Robust Nonlinear Control Design", *Birkhäuser, Boston 1996*.

GAHINET P., APKARIAN P. et CHILALI M., "Affine Parameter-Dependent Lyapunov Functions and Real Parametric Uncertainty", *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 41, No 3, pp. 436-442, Mars 1996.

GUYGYI L., "Reactive Power Generation and Control by Thyristor Circuits", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 15, No. 5, 1979.

GURU B. S. et HIZIROGLU H. R., "Electric Machinery and Transformers", *Harcourt Brace Jovanovich, Technology Publications, 1988*.

GUYGYI L. et al., "Advanced Reactive Power Compensator Using GTO for Applications of Electrical Energy Distribution", *CIGRE 1990, Paris, France, 1990*.

HILL D. J. et MOYLAN P. J., "The Stability of Nonlinear Dissipative Systems", *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 21, pp. 708-711, Octobre 1976.

HILL D. J. et MOYLAN P. J., "Dissipative Dynamical Systems: Basic Input Output and State Properties", *Journal of Franklin Institute*, 309(5), pp.327-357, 1980.

HILL D.J., "Nonlinear Dynamic Load Models with Recovery for Voltage Stability Studies", *IEEE Transactions on Power Systems*, Vol. 8, No. 1, pp.166-176, Février 1993.

HILL D.J. et HISKENS I.A., "Dynamic Analysis of Voltage Collapse in Power Systems", paru dans "Systems and Control Theory for Power Systems", Rédacteurs : J.H. Chow, P.V. Kokotovic et R.J. Thomas, Springer-Verlag, 1995.

ISIDORI A., "Nonlinear Control Systems", 2nd Edition, Springer-Verlag, 1989.

JACOBSON C.A., STANKOVIC A.M., TADMOR G. et STEVENS M.A., "Towards a Dissipativity Framework for Power System Stabilizer Design", IEEE Transactions on Power Systems, Vol. 11, No. 4, Novembre 1996.

JI W. et VENKATASUBRAMANIAN V., "Dynamics of a Minimal Power System. Invariant Tori and Quasi-Periodic Motions", IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 42, No. 12, Décembre 1995.

JIANG H., CAI H., DORSEY J. F. et QU Z., "Toward a Globally Robust Decentralized Control for Large Scale Power Systems", IEEE Transactions on Control System Technology, Vol. 5, No. 3, pp 309-319, Mai 1997(a).

JIANG Z. P., HILL D. J. et FRADKOV A., "A Passification Approach to adaptive Nonlinear Stabilization", Systems and Control Letters, No. 28, pp. 73-84, 1996(b).

JIANG Z. P. et HILL D. J., "Passivity and Disturbances Attenuation via Output Feedback for Uncertain Nonlinear Systems", IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 43, No. 7, pp. 992-997, Juillet 1998(c).

KHALIL H.K., "Nonlinear Systems", Prentice Hall, 2nd Edition, 1996.

KIM K. C., ORTEGA R, CHARARA A. et VILAIN J. P., "Theoretical and Experimental Comparison of Two Nonlinear Controllers for Current-Fed Induction Motors", IEEE Transactions on Control Systems Technology, Vol. 5, No. 3, pp.338-347, Mai 1997.

KLEIN M., ROGERS G.J., KUNDUR P., "A Fundamental Study of Inter-Area Oscillations in Power Systems", IEEE Transactions on Power Systems, Vol. 6, No. 3, pp. 914-921, Août 1991.

KOKOTOVIC P.V., KHALIL H.K., "Singular perturbations in systems and control", IEEE Press, New York, 1986.

KUNDUR P., "Power System Stability and Control", McGraw-Hill, EPRI Power System Engineering Series, 1994.

KUZNETSOV Y.A., "Elements of Applied Bifurcation Theory", Springer-Verlag, Applied Mathematical Sciences 112, 2nd édition, 1998.

LANCASTER P., "Theory of Matrices", New York , Academic Press, 1969.

LARSEN E.V., SANCHEZ J.J. et CHOW J.H., "Concepts for Designs of FACTS Controllers To

Damp Power Swings”, IEEE Transactions on Power Systems, Vol. 10, No 2, pp 948-956, 1995.

LÉCHEVIN N., “Problèmes de stabilité des réseaux électriques” , Séminaire de recherche n°1, Université du Québec à Trois-Rivières, Octobre 1997(a).

LÉCHEVIN N., “Stabilisation des réseaux électriques par les commandes décentralisées” , Séminaire de recherche n°2, Université du Québec à Trois-Rivières, Novembre 1997(b).

LÉCHEVIN N., SICARD P. et YAO Z., “Modélisation du réseau électrique pour l'analyse de la stabilité et la conception de régulateurs par l'approche de la passivité”, Congrès Canadien en génie électrique et informatique, Waterloo, 24-26 mai 1998(a).

LÉCHEVIN N., SICARD P. et YAO Z., “Passivity Property of Induction Motors from the Power Supply: Towards a New Framework of Stability Analysis and Control for Power Distribution Systems”, IEEE CDC 1998, Tampa, Fl, États-Unis, 16-18 décembre 1998(b).

LÉCHEVIN N., SICARD P. et YAO Z., “ Nonlinear Control of Reactive Power Compensators”, soumis à IEEE Transactions on Control Systems Technology, 1998(c).

LÉCHEVIN N., SICARD P. et YAO Z., “Passivity approach for controller design and stability analysis of radial power systems - Theoretical analysis”, IEEE CDC 1999, Phoenix, AZ, États-Unis, 7-10 décembre 1999(a).

LIN W. et SHEN T., “Robust Passivity and Feedback design for Minimum Phase Nonlinear Systems with Structural Uncertainty”, Automatica, 35, pp.35-47, 1999.

LOZANO R., BROGLIATO B. et LANDAU I. D., “Passivity and Global Stabilization of Cascaded Nonlinear System”, IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 37, No. 9, Septembre 1992.

LIU C.C. et VU K.T., “Analysis of Mechanisms of Voltage Instability in Electric Power Systems”, paru dans “Systems and Control Theory for Power Systems”, Rédacteurs : J.H. Chow, P.V. Kokotovic et R.J. Thomas, Springer-Verlag, 1995.

LU Q. et SUN Y. Z., “Nonlinear Stabilizing Control of Multi-Machine Systems”, IEEE Transactions on Power Systems, Vol. 4, No. 1, pp 236-241, 1989.

MATTAVELLI P. et TENTI P., “An Integrated Design Approach of Hybrid Compensation Systems”, Recueil de conférence IEEE, 31st Industry Applications Society Annual Meeting, Vol.4, pp 2348-2355, 1996.

MARKAROV Y.V., DONG Z.Y. et HILL D.J., “A General Method for Small Signal Stability Analysis” , PICA'97, pp. 280-286, Colombus, États-Unis, 1997.

MOYLAN P. J. et HILL D. J., “Stability Criteria for Large-Scale Systems”, IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 23, No. 2, Avril 1993.

MOROOSIAN M et ANDERSSON G., "Damping of Power System Oscillations by Use of Controllable Components", IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 9, No. 4, pp 2046-2054, 1994.

NICKLASSON J, ORTEGA R. et ESPINOZA-PÉREZ G., "Passivity-Based Control of a Class of Blondel-Park Electric Machines", IEEE Transactions on Automatic Control, Vol 42, No 5, pp. 614-628, Mai 1997.

ORTEGA R., "Passivity Properties for Stabilization of Cascaded Nonlinear Systems", Automatica, pp. 423-424, 1991.

ORTEGA R., LORIA A., KELLY R. et PRALY L., "On Passivity-Based Output Feedback Global Stabilization of Euler-Lagrange Systems", International Journal of Robust and Nonlinear control, Vol. 5, pp.313-323, 1995.

ORTEGA R., NICKLASSON P.J. et PEREZ G.E., "On Speed Control of Induction Motors", Automatica, Vol 32, No 3, 1996.

ORTEGA R., STANKOVIC A et STEFANOF P., "A Passivation Approach to Power Systems Stabilization", Recueil du congrès: Nonlinear Control System, Design Symposium, NOLCOS, Université de Twente, Les Pays-Bas, Juillet 1998(a).

ORTEGA R., LORIA A., NICKLASSON P. J. et SIRA-RAMIREZ H., "Passivity-based Control of Euler-Lagrange Systems – Mechanical, Electrical and Electromechanical Applications", Springer-Verlag, Communications and Control Engineering, 1998(b).

ORTEGA R., VAN DER SCHAFT A., MASCHKE B. et ESCOBAR G., "Stabilization of Port-Controlled Hamiltonian Systems: Passivation and Energy-Balancing", Communication personnelle (article soumis), Février 1999.

PAI M.A., "Power System Stability: Analysis by the Direct Method of Lyapunov", North-Holland Publishing Company, North-Holland Systems and Control Series, Volume 3, 1981.

PAI M.A., SAUER P.W., LESIEUTRE B.C. et ADAPA R., "Structural Stability in Power Systems - Effect of Load Models", IEEE Transactions on Power Systems, Vol. 10, No. 2, pp. 609-615, Mai 1995(a).

PAI M.A., "Structural Stability in Power systems", paru dans "Systems and Control Theory for Power Systems", Rédacteurs : J.H. Chow, P.V. Kokotovic et R.J. Thomas, Springer-Verlag, 1995(b).

PÉLISSIER R., "Les réseaux d'énergie électrique", Volumes 1 et 2, Dunod, 1971.

PETITCLAIR P., BACHA S. et ROCHON J.P., "Averaged Modelling and Nonlinear Control of an ASVC (Advanced Static VAR Compensator)", PESC'96, Italie, 20-24 Juin 1996.

POLUSHIN I. G., HILL D.J. et FRADKOV A.L., "Strict Quasipassivity and Ultimate boundedness of Trajectories of Nonlinear Control Systems", Recueil du congrès: Nonlinear Control System, Design Symposium, NOLCOS'98, pp.527-532, Enshede, Les Pays-Bas, 1998(a)

POLUSHIN I. G., "Further Properties of Nonlinear Quasipassive Systems", IEEE CDC'98, Recueil de conférence, pp. 4144-4149, Tampa, États-Unis, Décembre 1998(b).

POLUSHIN I. G., "General Quasipassivity Plus Output-to-State Stability Implies Ultimate Boundedness by Output Feedback", ECC'99, Recueil de conférence, Karlsruhe, Allemagne, Août 1999(a).

POLUSHIN I. G., "On the Robust Feedback Stabilization of Detectable Nonlinear Systems with Mild Passivity-Type Properties", IEEE CDC'99, Recueil de conférence, Phoenix, États-Unis, Décembre 1999(b).

PRIEUR C. et PRALY L., "Uniting Local and Global Controllers with Robustness to Vanishing Noise", Soumis au journal Mathematics of Control, Signals and Systems, Novembre 1999.

PROGROMSKY A. Y., FRADKOV A.L. et HILL D. J., "Passivity Based Control of Power System Oscillations", Recueil du 35th IEEE CDC, pp 3876-3881, Kobe, Japon, Décembre 1996.

QU Z., DORSEY J. F., BOND J. et MCCALLEY J. D., "Application of Robust Control to Sustained Oscillation in Power Systems", IEEE Transactions on Circuits and Systems-1: Fundamental Theory and Application, Vol. 39, No 6, pp 470-476, 1992.

RAMIREZ H. S., ORTEGA R., PEREZ-MORENO R. A. et GARCIA-ESTEBAN M., "Passivity-Based Controllers for the Stabilization of DC-to-DC Power Converters", Rapport interne, à paraître dans Automatica, 1999.

SANDERS S. R., NOWOROLSKI J. M., X. Z. LIU et G. C. VERGHESE, "Generalized Averaging Method for Power Conversion Circuit", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 6, No, 2, pp. 251-258, 1991.

SALZAR L. et JOOS G., "PSPICE Simulation of Three-Phase Inverters by Means of Switching Functions", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 9, No.1, pp. 35-42, Janvier 1994.

SANTOSUOSSO G. L., "Passivity of Nonlinear Systems with Input-Output Feedthrough", Automatica, Vol. 33, pp. 693-697, 1997.

SAUER P.W. et LESIEUTRE B.C., "Power System Load Modeling", paru dans "Systems and Control Theory for Power Systems", Rédacteurs : J.H. Chow, P.V. Kokotovic et R.J. Thomas, Springer-Verlag, 1995.

SAVKIN A. V. et PETERSEN I. R., "Structured Dissipativeness and Absolute Stability",

International Journal of Control, Vol. 62, No. 2, pp. 443-460, 1995.

SCHERER C., GAHINET P. et CHILALI M., "Multiobjective Output-Feedback Control via LMI Optimization", IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 42, No. 7, pp. 896-911, Juillet 1997.

SEPULCHRE R., JANKOVIC M. et KOKOTOVIC P., "Constructive Nonlinear Control", Springer-Verlag, New-York, 1997.

SERON M., HILL D. J. et FRADKOV A., "Nonlinear Adaptive Control of Feedback Passive Systems", Automatica, Vol. 31, No. 7, pp. 1053-1060, 1995.

SICARD P., "Trajectory tracking of Flexible Joint Manipulators with Passivity Based Controller", Thèse de doctorat, Rensselaer Polytechnic Institute, États-Unis, 1993.

SHIAU J.K., TARANTO N., CHOW J. H. et BOUKARIM G., "Power Swing Controller Design Using an Iterative Linear Matrix Inequality Algorithm", IEEE Transactions on Control Systems Technology, Vol. 7, No. 3, pp. 371-381, Mai 1999.

SHISHKIN S. L. et HILL D. J., "Dissipativity and Global Stabilizability of Nonlinear Systems", Recueil de conférence IEEE, CDC'95, Nouvelle Orléans, LA, États-Unis, 1995.

SHISHKIN S.L. et FRADKOV A.L., "Solvability of Passivity Equation for Nonlinear Systems", Recueil de Conférence, American Control Conference, Albuquerque, NM, États-Unis, Juin 1997(a).

SHISHKIN S. L., "Passivability of Nonlinear Systems", Recueil de Conférence IEEE, CDC'97, San Diego, CA, États-Unis, Décembre 1997(b).

SLOTINE J.J.E. et LI W., "Applied Nonlinear Control", Prentice Hall, 1991.

SOOD V.K., "Position Paper on FACTS Technology", Hydro-Québec, Institut de Recherche d'Hydro-Québec, Projet ST-460, Mars 1995.

STANKOVIC A.M., STEFANOV P.C., TADMOR G. et SOBAJIC D.J., "Dissipativity as a Unifying Control Design Framework for Suppression of Low Frequency Oscillations in Power Systems", IEEE Transactions on Power Systems, vol. 14, no. 1, pp.192-199, 1999.

TAYLOR D.G., "Nonlinear Control of Electric Machines: An Overview", IEEE Control System Magazine, pp 41-51, Décembre 1994.

TARANTO G.N., CHOW J.H. et OTHMAN H.A., "Robust Redesign of Power System Damping Controller", IEEE Transactions on Control Systems Technology, Vol. 3, No. 3, pp. 290-298, Septembre 1995.

TRAINER D. R., TENNAKOON S. B. et MORRISON R. E., "Analysis of GTO-based static

- VAR compensators”, IEE Proc.Electr. Power Appl., Vol.141, No. 6, 11/1994, p. 293.
- VAN DER SCHAFT A., “L₂ - Gain and Passivity Techniques in Nonlinear Control”, Springer-Verlag, 1996
- VIDYASAGAR M., “Input-Output Analysis of Large Scale Interconnected Systems”, Springer-Verlag, 1981.
- VIDYASAGAR M., “A Theory of Learning and Generalization”, Springer-Verlag, 1997.
- VIDYASAGAR M., “Nonlinear Systems Analysis”, Prentice-Hall, 1992.
- WANG Y. et HILL D.J., “Robust Nonlinear Control of Power Systems”, Automatica, Vol. 32, No 4, pp 611-618, 1997(a).
- WANG H.F. et SWIFT F.J., “A Unified Model for The Analysis of FACTS Devices in Damping Power Systems Oscillations Part I: Single Machine Infinite Bus Power Systems”, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 12, No. 2, pp 941-946, 1997(b).
- WEN J.T., “Time Domain and Frequency Domain Conditions for Strict Positive Realness”, IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 33, No 10, pp. 988-992, Octobre 1988.
- WILLEMS J. C., “Dissipative Dynamical Systems, Part I: General Theory, Part II: Linear Systems with Quadratic Supply Rates”, Arch. Rational Mech. Anal., No. 45, pp. 321-351, 352-393, 1972.
- WILDBERGER A.M., “Complex Adaptive Systems: Concepts and Power Industry Applications”, IEEE Control Systems Magazine, Vol. 17, No. 6, pp. 77-88, 1997.
- WU R., DEWAN S.B. et SELEMON G.R., “Analysis of an ac-to-dc Voltage Source Converter Using PWM with Phase and Amplitude Control”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 27, No. 2, pp. 355-363, Mars/Avril 1991.
- WU Q., POPOVIC D.H., HILL D.J et PARKER C.J., “System Security Enhancement Against Voltage Collapse Via Coordinated Control”, IEEE Power Engineering Meeting'99, pp 755-760, New York, Février 1999.
- YAO Z., “Régulateur adaptatif robuste pour les liaisons de transport à courant continu en haute tension”, Thèse de doctorat de l'INPL, France, 1993.
- YAO Z., NEACSU D.O. et RAJAGOPALAN V., “Exact Linearization for Advanced Reactive Power Compensators”, IEEE PES'96, Italie, pp 521-526, Juin 20-24 1996.
- YAO Z., ADAM P., THEROND P. G et DAVAT B., “Power Systems Simulation by an Improved WRM”, Recueil de conférence IEEE, Conference on Control Applications, Hartford, États-Unis, pp. 580-585, Octobre 1997(a).

YAO Z., DAWANDE M. S. et RAJAGOPALAN V., "Input-Output Linearization for Advanced Reactive Power Compensators", PESC'97, pp. 936-41, 22-27 Juin 1997(b).

YULAR S., JAMES M.R. et HELTON J.W., "Dissipative Control Systems Synthesis with Full State Feedback", Rapport Interne, National University of Australia, Canberra, Australie, Novembre 1995(a).

YULAR S. et JAMES M.R., "General Dissipative Output Feedback Control for Nonlinear Systems", Recueil de Conférence IEEE, CDC'98, Nouvelle Orleans, LA, États-Unis, 1995(b).

ZAMES G., "On the Input-Output Stability of Time-varying Nonlinear Feedback Systems, Part I: Conditions Derived using Concepts of Loop Gain, Conicity and Positivity, Part II: Conditions Involving Circles in the Frequency Plane and Sector Nonlinearities", IEEE Transactions on Automatic Control, 11(3), pp. 228-238, 465-476, 1966.

ANNEXE A

LINÉARISATION DE LA DYNAMIQUE DU FLUX ROTORIQUE

A.1 Mise sous forme explicite de la dynamique de référence en flux

$$\begin{aligned} \ddot{\psi}_r^* &= f(\psi_r^*, \dot{\psi}_r^*, \tilde{\mathbf{x}})_{\tilde{\mathbf{x}}=0} \\ &= \frac{\left(2p - \dot{\psi}_r^{*2} \left(\frac{L_r}{L_{sr}^2 R_r} + \frac{\gamma L_r^2}{L_{sr}^2 R_r^2} \right) - \dot{\psi}_r^* \psi_r^* \left(\frac{1}{L_{sr}^2} - \frac{1}{\sigma L_r} + \frac{2\gamma L_r}{L_{sr}^2 R_r} \right) - \psi_r^{*2} \left(\frac{\gamma}{L_{sr}^2} - \frac{R_r}{\sigma L_r^2} \right) \right)}{\frac{L_r^2}{L_{sr}^2 R_r^2} \dot{\psi}_r^* + \frac{L_r}{L_{sr}^2 R_r} \psi_r^*} \end{aligned} \quad (\text{A.1})$$

A.2 Valeur des paramètres de la matrice d'état \mathbf{A}_l correspondant à la linéarisation de (A.1)

$$a = \left. \frac{\partial f}{\partial \psi_r^*} \right|_{\substack{\dot{\psi}_r^* = \dot{\psi}_r^{*2} \\ \psi_r^* = 0}} = - \frac{2p + \left(\frac{\gamma}{L_{sr}^2} - \frac{R_r}{\sigma L_r^2} \right) \psi_r^{*2}}{\frac{L_r}{L_{sr}^2} \psi_r^{*2}} \quad (\text{A.2})$$

$$b = \left. \frac{\partial f}{\partial \dot{\psi}_r^*} \right|_{\substack{\dot{\psi}_r^* = \dot{\psi}_r^{*2} \\ \psi_r^* = 0}} = - \frac{\frac{L_r}{R_r} 2p + \frac{\psi_r^{*2}}{L_{sr}^2} \left(1 + \frac{\gamma L_r}{R_r} \right)}{\frac{L_r}{L_{sr}^2} \psi_r^{*2}} \quad (\text{A.3})$$

A.3 Expression du terme résiduel \mathbf{p}_l dans la linéarisation de (A.1) pour $\tilde{\mathbf{x}} \neq 0$

$$P(\psi_r^*, \dot{\psi}_r^*, \tilde{\mathbf{x}}) = - \frac{\frac{n_p \omega}{\sigma} \tau^* + \frac{\gamma L_r^2 \tau^{*2}}{L_{sr}^2 \psi_r^{*2}} + \frac{L_r^2 \tau^* (\dot{\tau}^* \psi_r^* - \tau^* \dot{\psi}_r^*)}{\psi_r^{*3}}}{\frac{L_r^2}{L_{sr}^2 R_r^2} \dot{\psi}_r^* + \frac{L_r}{L_{sr}^2 R_r} \psi_r^*} \quad (\text{A.4})$$

$$\mathbf{p}_l = \begin{bmatrix} 0 \\ p \end{bmatrix} \quad (\text{A.5})$$

$$p(\psi_r^*, \dot{\psi}_r^*, \tilde{\mathbf{x}}) = \frac{\partial P}{\partial \psi_r^*} z_1 + \frac{\partial P}{\partial \dot{\psi}_r^*} z_2 + \frac{\partial P}{\partial \tau^*} \tau^* + \frac{\partial P}{\partial \omega} \tilde{\omega} + \quad (\text{A.6})$$

avec $\mathbf{z}_r^T = [z_{r1} \quad z_{r2}] = [\psi_r^* - \psi_r^{2*} \quad \dot{\psi}_r^* - \dot{\psi}_r^{2*}]$.

Il est à noter que $\tilde{\tau}^* = \tau^*$.

A.4 Expression des dérivées partielles de P

$$\left. \frac{\partial P(\psi_r^*, \dot{\psi}_r^*, \tilde{\mathbf{x}})}{\partial \psi_r^*} \right|_{\substack{\psi_r^* = \psi_r^{2*} \\ \dot{\psi}_r^* = \dot{\psi}_r^{2*} = 0 \\ \tau^* = \tau^{2*} = 0 \\ \omega}} = -\frac{1}{\left(\frac{L_r^2}{L_{sr}^2 R_r^2} \dot{\psi}_r^* + \frac{L_r}{L_{sr}^2 R_r} \psi_r^* \right)^2} \left(\left(-\frac{2\gamma L_r^2 \tau^*}{L_{sr}^2 \psi_r^{*3}} \right. \right. \\ \left. \left(-\frac{2\gamma L_r^2 \tau^*}{L_{sr}^2 \psi_r^{*3}} + \frac{L_r^2 \tau^* (-2\dot{\tau}^* \psi_r^* + 3\dot{\tau}^* \psi_r^{*2} \dot{\psi}_r^*)}{\psi_r^{*6}} \right) \left(\frac{L_r^2}{L_{sr}^2 R_r^2} \dot{\psi}_r^* + \frac{L_r}{L_{sr}^2 R_r} \psi_r^* \right) \right. \\ \left. \left. - \frac{L_r}{L_{sr}^2 R_r} \left(\frac{n_p \omega \tau^*}{\sigma} + \frac{\gamma L_r^2 \tau^*}{L_{sr}^2 \psi_r^{*2}} + \frac{L_r^2 \tau^* (\dot{\tau}^* \psi_r^* - \tau^* \dot{\psi}_r^*)}{\psi_r^{*3}} \right) \right) \right) \quad (\text{A.7})$$

$$\left. \frac{\partial P(\psi_r^*, \dot{\psi}_r^*, \tilde{\mathbf{x}})}{\partial \dot{\psi}_r^*} \right|_{\substack{\psi_r^* = \psi_r^{2*} \\ \dot{\psi}_r^* = \dot{\psi}_r^{2*} = 0 \\ \tau^* = \tau^{2*} = 0 \\ \omega}} = -\frac{1}{\left(\frac{L_r^2}{L_{sr}^2 R_r^2} \dot{\psi}_r^* + \frac{L_r}{L_{sr}^2 R_r} \psi_r^* \right)^2} \left(-\frac{L_r^2 \tau^*}{\dot{\psi}_r^{*3}} \left(\frac{L_r^2}{L_{sr}^2 R_r^2} \dot{\psi}_r^* + \frac{L_r}{L_{sr}^2 R_r} \psi_r^* \right) \right. \\ \left. - \frac{L_r^2}{L_{sr}^2 R_r^2} \left(\frac{n_p \omega \tau^*}{\sigma} + \frac{\gamma L_r^2 \tau^*}{L_{sr}^2 \psi_r^{*2}} + \frac{L_r^2 \tau^* (\dot{\tau}^* \psi_r^* - \tau^* \dot{\psi}_r^*)}{\psi_r^{*3}} \right) \right) \quad (\text{A.8})$$

$$\left. \frac{\partial P(\psi_r^*, \dot{\psi}_r^*, \tilde{\mathbf{x}})}{\partial \omega} \right|_{\substack{\psi_r^* = \psi_r^{2*} \\ \dot{\psi}_r^* = \dot{\psi}_r^{2*} = 0 \\ \tau^* = \tau^{2*} = 0 \\ \omega}} = -\frac{n_p \tau^*}{\sigma} \frac{1}{\frac{L_r^2}{L_{sr}^2 R_r^2} \dot{\psi}_r^* + \frac{L_r}{L_{sr}^2 R_r} \psi_r^*} \quad (\text{A.9})$$

$$\frac{\partial P(\psi_r^\bullet, \dot{\psi}_r^\bullet, \tilde{\mathbf{x}})}{\partial \tau^\bullet} \bigg|_{\substack{\psi_r^\bullet = \psi_r^{2^\bullet} \\ \dot{\psi}_r^\bullet = \dot{\psi}_r^{2^\bullet} = 0 \\ \tau^\bullet = \tau^{2^\bullet} = 0 \\ \omega}} = \frac{\left(\frac{n_p \omega}{\sigma} + \frac{2\gamma L_r^2 \tau^\bullet}{L_{sr}^2 \psi_r^{2^\bullet}} + \frac{L_r^2 (\dot{\tau}^\bullet \psi_r^\bullet - 2\tau^\bullet \dot{\psi}_r^\bullet)}{\psi_r^{2^\bullet 3}} \right)}{\frac{L_r^2}{L_{sr} R_r} \dot{\psi}_r^\bullet + \frac{L_r}{L_{sr} R_r} \psi_r^\bullet} \quad (\text{A.10})$$

On en déduit que les dérivées partielles $\frac{\partial p}{\partial \psi_r^\bullet}$ et $\frac{\partial p}{\partial \dot{\psi}_r^\bullet}$ sont factorisées par τ^\bullet ou par $\tilde{\omega}$

ANNEXE B

ÉTUDE LOCALE DU SIGNE DE $\frac{3\tilde{v}_a i_a^{1*}}{\alpha \alpha_{1*} \cos \varphi} (\alpha \cos \varphi - \alpha^{1*} \cos \varphi^{1*})$

Le terme à étudier est réécrit de façon à ne faire apparaître que les variables $\tilde{v}_{dc1}, \tilde{i}_{dc1}$, c-a-d d'après (4.3),

$$\frac{3\tilde{v}_a i_a^{1*}}{\alpha \alpha_{1*} \cos \varphi} (\alpha \cos \varphi - \alpha^{1*} \cos \varphi^{1*}) = \frac{3\sqrt{6} i_{dc1}^{1*} \left(\frac{\pi}{3\sqrt{6}} \tilde{v}_{dc1} + \frac{L_f \omega}{\sqrt{6}} \tilde{i}_{dc1} \right)}{\pi \alpha \cos \varphi} (\alpha \cos \varphi - \alpha^{1*} \cos \varphi^{1*}) \quad (\text{B.1})$$

$$\alpha \text{ et } \varphi \text{ définis par (4.3) avec } u = \arccos \left(1 - \frac{L_f \omega i_{dc1} \sqrt{\frac{2}{3}}}{\frac{\pi}{3\sqrt{6}} v_{dc1} + \frac{L_f \omega}{\sqrt{6}} i_{dc1}} \right) \quad (\text{B.2})$$

$(\tilde{v}_{dc1}, \tilde{i}_{dc1})$ forme une paire passive, c-a-d $\tilde{v}_{dc1}, \tilde{i}_{dc1}$ ont le même signe (section 4.4). Étudier le signe de (B.1) revient à étudier le signe de $\alpha \cos \varphi - \alpha^{1*} \cos \varphi^{1*}$ en fonction de \tilde{v}_{dc1} pour les valeurs de i_{dc1} imposées en section 4.4 par la référence du flux rotorique; valeurs qui dépendent essentiellement du signe de la perturbation \tilde{v}_{dc1} . Au besoin, la valeur de i_{dc1} pourrait être corrigée afin que (B.1) soit positif à condition que l'analyse faite à la section 4.4 soit toujours respectée.

Pour conduire l'analyse locale du signe de (B.1), il est montré que $\alpha \cos \varphi$ est une fonction strictement décroissante de \tilde{v}_{dc1} pour certaines valeurs imposées de i_{dc1} et strictement croissante de \tilde{i}_{dc1} lorsque \tilde{v}_{dc1} est fixé. Nous commençons par montrer que $\alpha \cos \varphi$ est une fonction strictement croissante de u (étape 1) et que u est strictement décroissante de \tilde{v}_{dc1} et croissante de \tilde{i}_{dc1} (étape 2). De cette dernière étape, deux conditions sur i_{dc1} , c-a-d sur la référence du flux (c.f. section 4.4) seront déduites pour que $\alpha \cos \varphi - \alpha^{1*} \cos \varphi^{1*}$ demeure positif lorsque \tilde{v}_{dc1} l'est, ou devienne négatif dans le cas contraire.

Étape 1

La dérivée par rapport à u de $\alpha \cos \varphi$ s'exprime comme suit :

$$\begin{aligned} \frac{d\alpha \cos \varphi}{du} = & \left(8u \cos^4 2u - 8u \cos^3 2u - 6 \sin 2u \cos^3 2u + 18 \sin 2u \cos^2 2u - 16u \cos^2 2u \right. \\ & + 12u^2 \sin 2u \cos^2 2u - 18 \sin 2u \cos 2u - 16u^2 \sin 2u \cos 2u + 24u \cos 2u + 16u^3 \cos 2u \\ & \left. + 6 \sin 2u + 16u^4 \sin 2u + 4u^2 \sin 2u - 16u^3 - 8u \right) / \left(\left(\frac{1 - 2 \cos 2u + \cos^2 2u + 4u^2}{\cos 2u - 1} \right)^{1/2} \right. \\ & \left. \times \left(\frac{1 - 2 \cos 2u + \cos^2 2u + \sin^2 2u - 4u \sin 2u + 4u^2}{(\cos 2u - 1)^2} \right)^{3/2} (\cos 2u - 1)^4 \right) \end{aligned}$$

Le dénominateur est toujours positif et le numérateur admet pour équivalent en zéro (développement de Taylor jusqu'à l'ordre 10) : $\frac{256}{9}u^9$. Dans un voisinage de zéro, $\alpha \cos \varphi$ est strictement croissante pour $u > 0$ et strictement décroissante pour $u < 0$. Or le point de fonctionnement d'intérêt en $u^{1*} > 0$, c-a-d lorsque les perturbations sont nulles ($\tilde{v}_{del} = 0$), se trouve au voisinage de zéro (angle de commutation faible) dans la partie croissante de la fonction à l'étude. En présence de perturbations, les variations de u sont faibles et l'on peut penser raisonnablement que les valeurs de u se trouvent toujours dans la partie croissante de $\alpha \cos \varphi$ comme tend à le montrer le tracé de $\alpha \cos \varphi(u)$

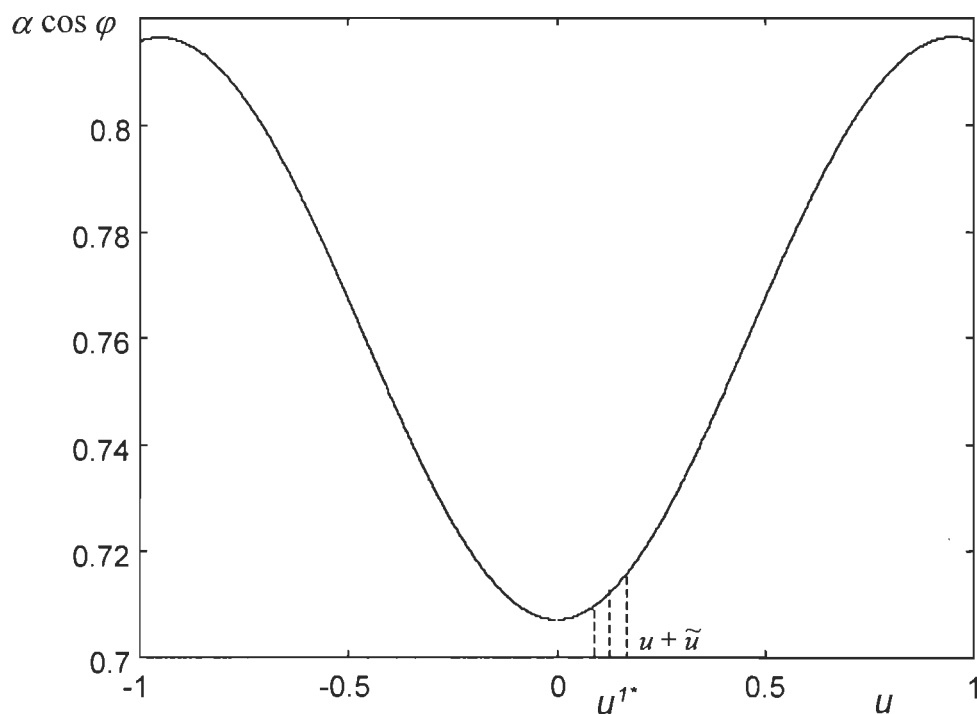


Figure B.1 : Tracé de $\alpha \cos \varphi(u)$

Étape 2

Les dérivées partielles de u par rapport à \tilde{v}_{dc1} et \tilde{i}_{dc1} s'expriment comme suit :

$$\frac{\partial u}{\partial \tilde{i}_{dc1}} = \frac{L_f \omega \pi \sqrt{3} (v_{dc1}^{1*} + \tilde{v}_{dc1})}{\left[\left(\pi (v_{dc1}^{1*} + \tilde{v}_{dc1}) + 3L_f \omega (i_{dc1}^{1*} + \tilde{i}_{dc1}) \right) \sqrt{L_f \omega \pi (v_{dc1}^{1*} + \tilde{v}_{dc1}) (i_{dc1}^{1*} + \tilde{i}_{dc1})} \right]}$$

$$\frac{\partial u}{\partial \tilde{v}_{dc1}} = \frac{-L_f \omega \pi \sqrt{3} (i_{dc1}^{1*} + \tilde{i}_{dc1})}{\left[\left(\pi (v_{dc1}^{1*} + \tilde{v}_{dc1}) + 3L_f \omega (i_{dc1}^{1*} + \tilde{i}_{dc1}) \right) \sqrt{L_f \omega \pi (v_{dc1}^{1*} + \tilde{v}_{dc1}) (i_{dc1}^{1*} + \tilde{i}_{dc1})} \right]}$$

u est croissant selon \tilde{i}_{dc1} pour \tilde{v}_{dc1} fixé et décroissant selon \tilde{v}_{dc1} pour \tilde{i}_{dc1} fixé. Soit η défini par $v_{dc1} = \eta v_{dc1}^{1*}$ ($\eta - 1 \in \{\varepsilon_m, \varepsilon_M\}$, c.f. section 4.4), nous souhaitons trouver β' défini par $i_{dc1} = \beta' i_{dc1}^{1*}$ tel que $\alpha \cos \varphi - \alpha^{1*} \cos \varphi^{1*}$ demeure positif lorsque \tilde{v}_{dc1} l'est ou devienne négatif dans le cas contraire.

1^{er} cas $\tilde{v}_{dc1} > 0$

Fixons $\tilde{v}_{dc1} = 0$. $(\alpha \cos \varphi)(\tilde{i}_{dc1}, 0)$ est une fonction croissante de \tilde{i}_{dc1} ou autrement dit $(\alpha \cos \varphi)(i_{dc1}, v_{dc1}^{1*}) - (\alpha \cos \varphi)(i_{dc1}^{1*}, v_{dc1}^{1*}) > 0$ pour $i_{dc1} > i_{dc1}^{1*}$. Maintenant si le courant est fixé à $i_{dc1} > i_{dc1}^{1*}$, $(\alpha \cos \varphi)(\tilde{i}_{dc1} = i_{dc1} - i_{dc1}^{1*}, \tilde{v}_{dc1})$ est une fonction décroissante de \tilde{v}_{dc1} . La tension étant bornée par $v_{dc1} = \pm \eta v_{dc1}^{1*}$, $\eta > 0$, pour avoir la positivité requise il faut donc que β' vérifie

$$(\alpha \cos \varphi)(\beta' i_{dc1}^{1*}, v_{dc1}^{1*}) - (\alpha \cos \varphi)(\beta' i_{dc1}^{1*}, \eta v_{dc1}^{1*}) > 0 \quad (\text{B.3})$$

2^{ème} cas $\tilde{v}_{dc1} < 0$

Par un raisonnement similaire, on arrive à la condition suivante

$$(\alpha \cos \varphi)(-\beta' i_{dc1}^{1*}, v_{dc1}^{1*}) - (\alpha \cos \varphi)(-\beta' i_{dc1}^{1*}, -|\eta| v_{dc1}^{1*}) < 0 \quad (\text{B.4})$$

En supposant que le filtre soit suffisamment rapide pour que l'on puisse raisonner en statique, d'après la section 4.4, (B.3) et (B.4) doivent vérifier

$$i_{dc2} = \beta' i_{dc2}^{1*} \approx i_{dc1} = \rho_{dq}^T \mathbf{i}_{dq} = \beta \frac{\mu_{dq}^{1*T} \mathbf{i}_{dq}^{1*}}{v_{dc2}^{1*} + \tilde{v}_{dc2}} = \beta \frac{v_{dc2}^{1*} i_{dc2}^{1*}}{v_{dc2}^{1*} + \tilde{v}_{dc2}}$$

soit

$$\beta = (1 + \varepsilon)\beta' \tag{B.5}$$

Les valeurs de β' et ε étant choisies selon le signe de \tilde{v}_{dc1} :

- $\varepsilon = \varepsilon_M$ et β' selon (B.3) si $\tilde{v}_{dc1} > 0$;
- $\varepsilon = \varepsilon_m$ et β' selon (B.4) si $\tilde{v}_{dc1} < 0$.

ANNEXE C

PASSIVATION DU MOTEUR : COUPLE DE CHARGE NON STRICTEMENT INERTIEL

VALIDATIONS NUMÉRIQUES SUPPLÉMENTAIRES

C.1 Couple de charge non strictement inertiel

Lorsque la charge n'est pas purement inertielle, le couple désiré τ^* à l'état stationnaire n'est pas nul. En conséquence, le nouvel équilibre vers lequel la trajectoire en flux statorique doit tendre pour assurer la passivité possède une expression, fonction du couple désiré, plus complexe:

$$\psi_r^{2*} = \sqrt{0.5 \left(2p - \frac{n_p \omega \tau_l}{\sigma} \pm \sqrt{\left(2p - \frac{n_p \omega \tau_l}{\sigma} \right)^2 - 4 \frac{\gamma L_r^2 \tau_l^2}{L_{sr}^2} \left(\frac{\gamma}{L_{sr}^2} - \frac{R_r}{\sigma L_r^2} \right)} \right) \left(\frac{\gamma}{L_{sr}^2} - \frac{R_r}{\sigma L_r^2} \right)^{-1}}$$

Cette approche est limitée aux conditions d'existence des racines carrées. Afin de procéder aux validations, les conditions de simulation de la section 4.6.1 sont reprises mais en rajoutant du frottement de Coulomb de 2 N.m et du frottement visqueux de 0.1ω N.m.

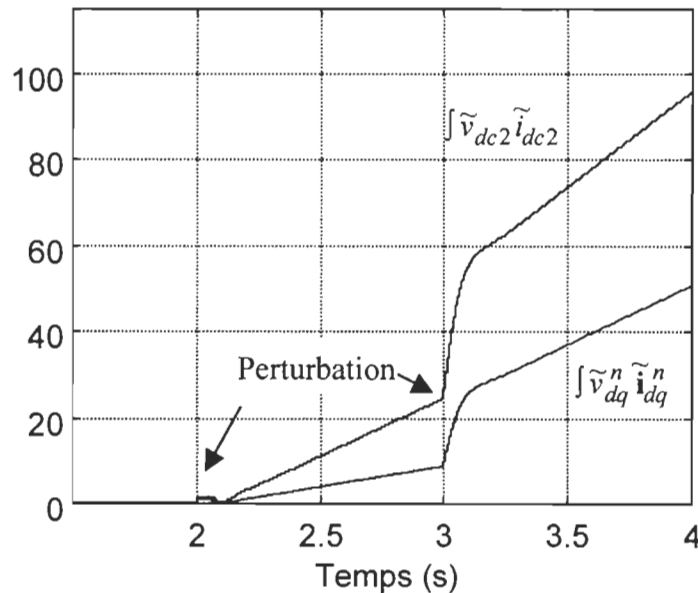


Figure C.1: Vérification de l'inégalité de passivité (modèle moyenné): charge inertielle+frottement de Coulomb (2 N.m) + frottement visqueux (0.1ω N.m)

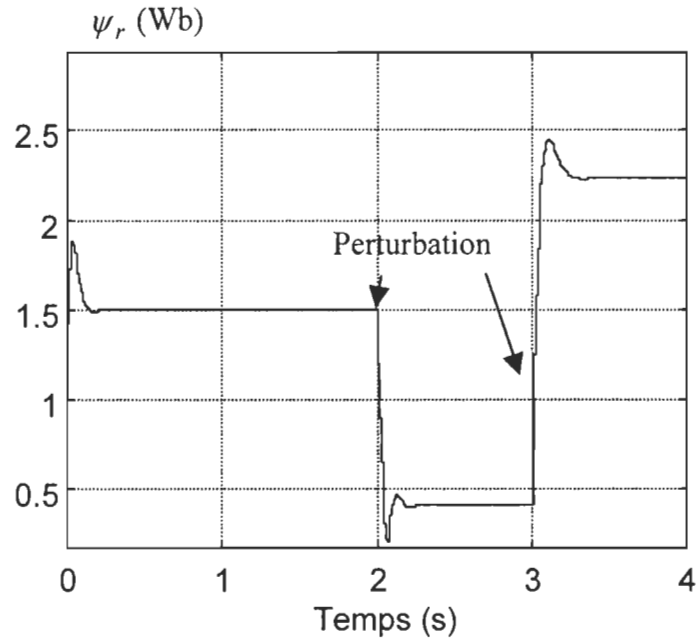


Figure C.2: Flux rotorique (modèle moyenné) : charge inertielle+frottement de Coulomb (2 N.m) + frottement visqueux (0.1ω N.m)

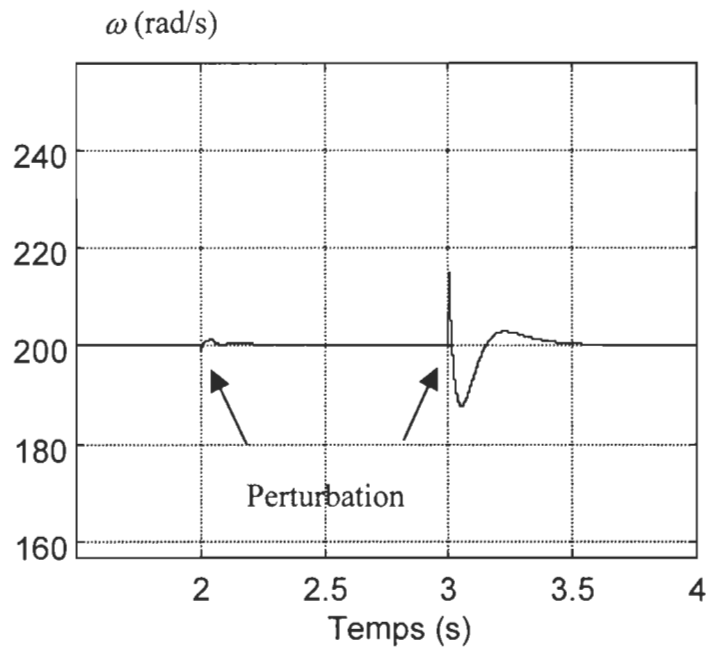


Figure C.3: Vitesse rotorique (modèle moyenné) charge inertielle+frottement de Coulomb (2 N.m) + frottement visqueux (0.1ω N.m)

Les conclusions sont identiques à celles de la section 4.6.1, mais en raison du couple non nul en régime permanent, la trajectoire du flux rotorique doit d'avantage s'éloigner du point d'équilibre correspondant au régime non perturbé.

C.2 Supplément aux validations numériques du modèle avec commutations

Afin d'observer le comportement du système à plus long terme, la simulation de la section 4.6.2 est réalisée à nouveau (conditions identiques) mais sur un intervalle de temps plus long. Étant donné que le régime permanent est atteint en moins de 0.5 s et afin de gagner du temps de simulation, la sous-tension est déclenchée à 0.5 s et demeure jusqu'à 5.5 s, instant à partir duquel la surtension est appliquée et ce jusqu'à 10.5 s (figure C.4). La même simulation est répétée mais avec la séquence inversée des variations de tension (figure C.5)

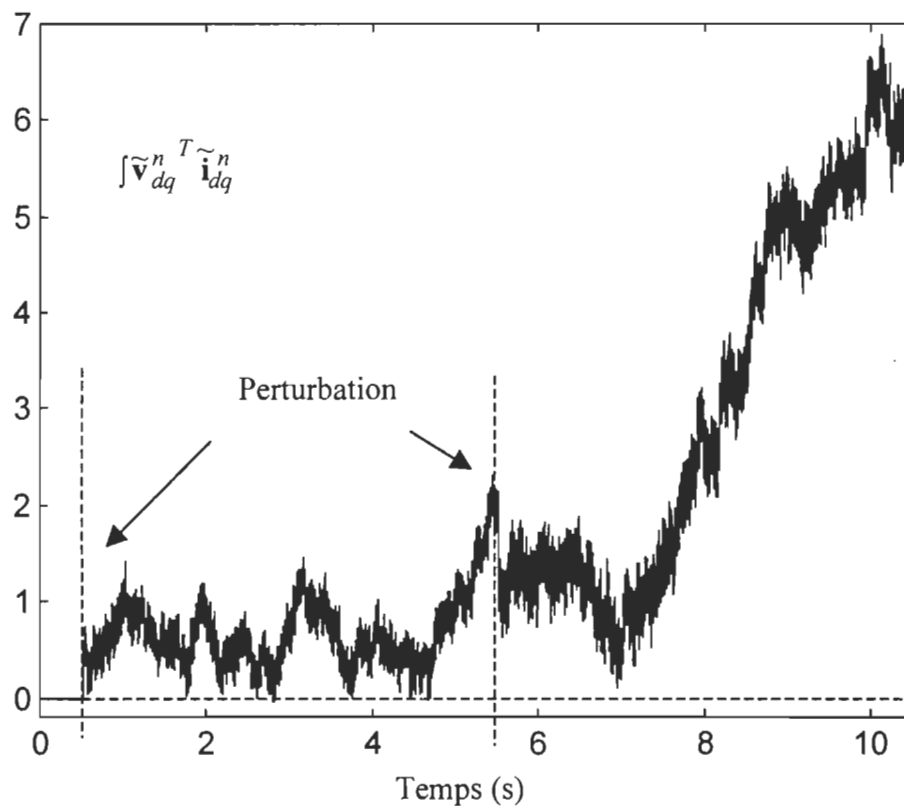


Figure C.4: Vérification de l'inégalité de passivité pour la paire $(\tilde{\mathbf{v}}_{dq}^n, \tilde{\mathbf{i}}_{dq}^n)$ sur l'intervalle [0s ; 10.5s] avec la séquence sous-tension, surtension (modèle avec fonctions de commutation)

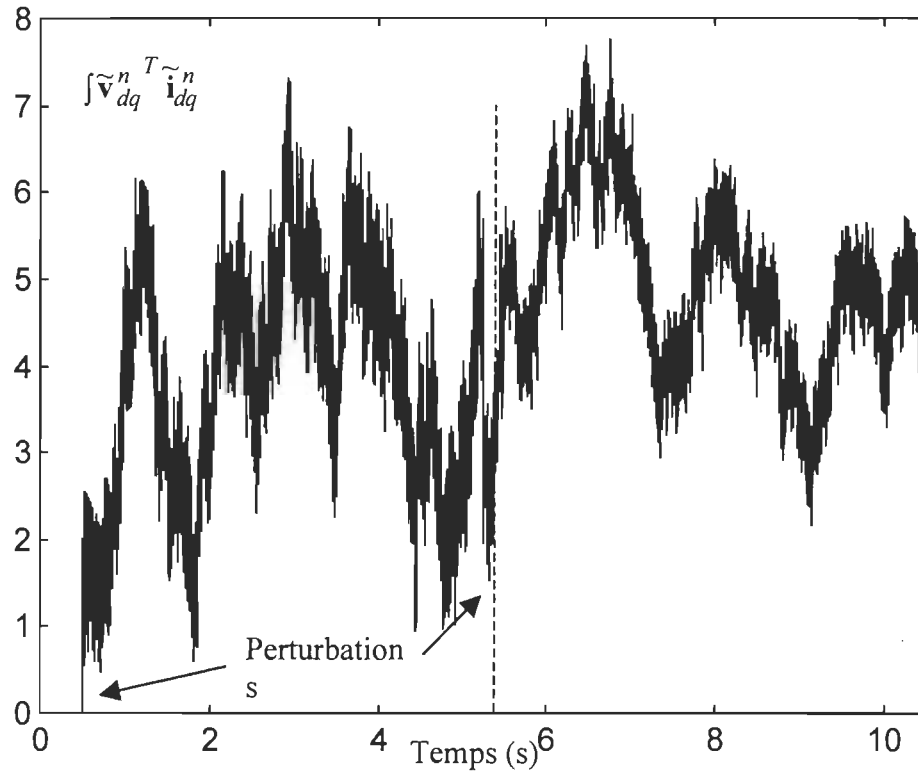


Figure C.5: Vérification de l'inégalité de passivité pour la paire $(\tilde{\mathbf{v}}_{dq}^n, \tilde{\mathbf{i}}_{dq}^n)$ sur l'intervalle [0s ; 10.5s] avec la séquence surtension, sous-tension (modèle avec fonctions de commutation)

L'intégrale de passivité demeure globalement positive excepté à quelques instants de la figure C.4. Quelle que soit la séquence, le système réagit à chaque perturbation par un incrément positif en moyenne. Les phénomènes oscillatoires à l'étude dans ce travail étant hyposynchrones ou de basse fréquence, il est raisonnable de négliger, en première approximation, l'influence des commutations à haute fréquence qui sont à l'origine des pointes négatives de $\int \tilde{\mathbf{v}}_{dq}^n \tilde{\mathbf{i}}_{dq}^n$ de la figure C.4.

ANNEXE D

EXPRESSION DU COURANT D'ANTICIPATION ET DE SA DÉRIVÉE ANALYSE DE LA STABILITÉ : CONDITION SUFFISANTE DE PASSIVITÉ NON VÉRIFIÉE

D.1 Expression de i_{fd}^{ant} et i_{fd}^{ant}

L'équation (7.36) substituée dans (7.34) donne l'expression suivante du couple électromagnétique

$$T_e = (L_q - L_d) i_{s_d} i_{s_q} + L_{ad} i_{s_q} i_{fd} \quad (D.1)$$

La condition de stationnarité du flux statorique $\dot{\phi}_{s_{dq}} = \mathbf{0}$ couplée aux relations (7.35) et (7.36) permet d'exprimer i_{s_d} et i_{s_q} en fonction de la tension terminale e_{fd} et du courant i_{fd} .

$$i_{s_d} = \frac{-R_a e_d - L_q (e_q - L_{ad} i_{fd})}{R_a^2 + L_d L_q} \quad (D.2)$$

$$i_{s_q} = \frac{L_d e_d + R_a (L_{ad} i_{fd} - e_q)}{R_a^2 + L_d L_q} \quad (D.3)$$

En substituant les expressions précédentes dans (D.1), une équation du second degré en i_{fd} est obtenue. D'après la section 7.5, le couple électromagnétique d'anticipation T_e^{ant} est exprimée en fonction de la tension terminale à l'équilibre e_{dq}^o et du courant d'anticipation i_{fd}^{ant} à déterminer. Rappelons que T_e^{ant} est déterminée à partir de (7.45) et (7.53). La résolution de l'équation du second degré donne l'expression de i_{fd}^{ant}

$$i_{fd}^{ant} = -0.5 \left(-L_q R_a^2 e_d^o + R_a L_d L_q e_q^o + L_d e_d^o L_q^2 + 2L_d R_a^2 e_d^o - R_a^3 e_q^o - 2R_a L_q^2 e_q^o - \sqrt{\left((L_q e_d^o - R_a e_q^o)^2 + 4R_a T_e^{ant} (R_a^2 + L_q^2) \right) (R_a^2 + L_q L_d)^2} \right) / \left(R_a (R_a^2 + L_q^2) L_{ad} \right) \quad (D.4)$$

Cette solution est choisie à l'autre (signe +) car elle donne des valeurs numériques convenables pour une mise en oeuvre.

Avec l'hypothèse du flux statorique stationnaire couplée à (7.36), la dérivée du couple électromagnétique devient

$$\dot{T}_e = \frac{L_q L_{ad}}{L_d} i_{s_q} i_{ffd} \quad (D.5)$$

ce qui donne la dérivée du courant d'anticipation

$$i_{ffd}^{ant} = \frac{L_d}{L_q L_{ad} i_{s_q}^{ant}} \dot{T}_e^{ant} = \frac{L_d}{L_q L_{ad} i_{s_q}^{ant}} (\dot{z} + \dot{T}_m) \quad (D.6)$$

Le courant statorique $i_{s_q}^{ant}$ est calculé en substituant $\mathbf{e}_{dq}^o, i_{fd}^{ant}$ à \mathbf{e}_{dq}, i_{fd} dans (D.3).

Il est à noter que $\ddot{\omega}^o = \dot{\omega}^o = 0$ et que \dot{z} et \dot{T}_m sont obtenus à partir de (7.47), (7.53) et (7.33).

D.2 Analyse de la stabilité d'un réseau de type machine unique, impédance infinie : condition suffisante de passivité non vérifiée

Considérant les signaux d'entrées (7.39), (7.40) injectés dans (7.41), il existe $m_i, \rho_i > 0$, indépendants de T tels que pour $t \in [0 T[$, le courant d'excitation vérifie

$$|\tilde{i}_{fd}(t)| \leq m_i \tilde{i}_{fd}(0) e^{-\rho_i t} \quad (D.7)$$

Si l'on prouve que le courant d'anticipation ne diverge pas en un temps fini alors $\lim_{t \rightarrow +\infty} \tilde{i}_{fd}(t) = 0$.

D'après (D.2), (D.3), les courants $\tilde{i}_{s_d} = i_{s_d} - i_{s_d}^{ant}$, et $\tilde{i}_{s_q} = i_{s_q} - i_{s_q}^{ant}$ dépendent linéairement de $\tilde{\mathbf{e}}_{dq} = \mathbf{e}_{dq} - \mathbf{e}_{dq}^o$ et $\tilde{i}_{fd} = i_{fd} - i_{fd}^{ant}$ selon la relation $\tilde{\mathbf{i}}_{s_{dq}} = \mathbf{A}_s \tilde{\mathbf{e}}_{dq} + \mathbf{B}_s \tilde{i}_{fd}$. Si l'on considère un réseau à impédance infinie (barre de tension \mathbf{v}_{dq} constante), sa modélisation en régime permanent que l'on considère, ici, dans le cas du modèle simplifié du turboalternateur, est de la forme : $\mathbf{e}_{dq} = \mathbf{A}_r \mathbf{i}_{s_{dq}} + \mathbf{v}_{dq}$, d'où l'équation d'erreur $\tilde{\mathbf{e}}_{dq} = \mathbf{A}_r \tilde{\mathbf{i}}_{s_{dq}}$. Il en résulte que

$$\tilde{\mathbf{i}}_{s_{dq}} = (\mathbf{I}_{3 \times 3} - \mathbf{A}_s \mathbf{A}_r)^{-1} \mathbf{B}_s \tilde{i}_{fd} \quad (D.8)$$

De plus,

$$\tilde{T}_e = T_e - T_e^{ant} = (L_q - L_d) (\tilde{i}_{s_d} \tilde{i}_{s_q} + \tilde{i}_{s_d} i_{s_q}^{ant} + i_{s_d}^{ant} \tilde{i}_{s_q}) + L_{ad} (\tilde{i}_{s_q} \tilde{i}_{fd} + \tilde{i}_{s_q} i_{fd}^{ant} + i_{s_q}^{ant} \tilde{i}_{fd}) \quad (D.9)$$

ce qui implique que $\tilde{T}_e = P_2(\tilde{i}_{fd})$; P_2 étant un polynôme du second degré tel que $P_2(0) = 0$. Cela implique qu'il existe $m_T, \rho_T > 0$, indépendants de T tels que pour $t \in [0 T[$,

$$|\tilde{T}_e(t)| \leq m_T \tilde{T}_e(0) e^{-\rho_T t} \quad (D.10)$$

D'après (7.41) et (D.7), $\dot{\tilde{i}}_{fd}$ est également bornée par une fonction exponentielle décroissante sur $[0 T[$. Il en résulte d'après (D.5) qu'il existe $n, r > 0$, indépendants de T tels que pour $t \in [0 T[$,

$$\left| \dot{\tilde{T}}_e(t) \right| \leq n \tilde{T}_e(0) e^{-rt} \quad (\text{D.11})$$

D'autre part, les relations (7.46), (7.47) et (7.53) reformulées comme suit

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\omega}} &= -\frac{f}{j} \tilde{\omega} - \frac{1}{j} z + \frac{1}{j} \tilde{T}_e \\ \dot{z} &= -\left(\frac{\alpha}{j} + k_2 \right) z + \left(\frac{1}{j} + \alpha \left(k_2 - \frac{f}{j} \right) \right) \tilde{\omega} - \left(\frac{\alpha}{j} + k_2 \right) \tilde{T}_e + \dot{\tilde{T}}_e \end{aligned} \quad (\text{D.12})$$

constituent un système linéaire exponentiellement stable dont les entrées \tilde{T}_e et $\dot{\tilde{T}}_e$ sont des fonctions exponentielles décroissantes de t sur $[0 T[$. D'après (Khalil, 96, p.267), $|\tilde{\omega}|$ et $|z|$ peuvent être bornés par des combinaisons linéaires de fonctions de t exponentiellement décroissantes pour $t \in [0 T[$. Ceci implique, entre autre, que T_e^{ant} (d'après (7.45)) et donc i_{fd}^{ant} sont bornés sur $[0 T[$.

En poursuivant le raisonnement sur $[0 T[$ avec $T \rightarrow +\infty$, on en conclut que $\tilde{i}_{fd}, |\tilde{\omega}|$ et $|z|$ tendent vers zéro en l'infini et que i_{fd}^{ant} demeure borné avec pour limite i_{fd}^o correspondant à l'équilibre $(e_{dq}^o, i_{fd}^o, \omega^o)$ du système.

Remarque

La partie mécanique en (T_m, X_e) est omise afin de simplifier les notations mais ne modifie pas le raisonnement précédent car cette dernière munie de sa loi de commande constitue un système linéaire stable.

ANNEXE E

MODÈLE LINÉARISÉ DU RÉSEAU ET CONCEPTION DU RÉGULATEUR DE PUISSANCE RL

E.1 Linéarisation du système

Rappelons le modèle du générateur selon (7.7)

$$\dot{\tilde{\mathbf{x}}} = -\mathbf{D}^{-1}(\mathbf{A}(\mathbf{x}^o) + \mathbf{J}(\mathbf{x}) + \mathbf{R})\tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{D}^{-1}\mathbf{M}_1 \begin{bmatrix} \tilde{u}_1 \\ \tilde{u}_2 \end{bmatrix} + \mathbf{D}^{-1}\mathbf{M}_2 \tilde{u}_3 \quad (\text{E.1})$$

En considérant $\tilde{\mathbf{x}}$ dans un voisinage de $\mathbf{0}$, la linéarisation de (E.1) s'écrit en remplaçant $\mathbf{J}(\mathbf{x})$ par $\mathbf{J}(\mathbf{x}^o)$.

Soit un réseau modélisé suivant l'équivalent en π , de résistance et d'inductance série respectivement r_{12} et x_{12} , et de capacité parallèle y_1 . Le modèle correspondant s'écrit comme suit

$$\begin{bmatrix} \dot{\tilde{\mathbf{u}}}_{12} \\ \dot{\tilde{\mathbf{i}}}_{12} \\ \dot{\tilde{\mathbf{v}}}_{dq}^c \end{bmatrix} = \left(\begin{array}{cc|cc} \mathbf{O}_{2 \times 2} & -\mathbf{I}_{2 \times 2} & & \mathbf{O}_{2 \times 2} \\ & y_1 & & \\ \hline \mathbf{I}_{2 \times 2} & -r_{12}\mathbf{I}_{2 \times 2} & & -\mathbf{I}_{2 \times 2} \\ & x_{12} & & x_{12} \\ \hline \mathbf{O}_{2 \times 2} & \mathbf{I}_{2 \times 2} & -\frac{\mathbf{I}_{2 \times 2}}{y_1} & \begin{bmatrix} k_p & k_q \\ -k_q & k_p \end{bmatrix} \end{array} \right) + \mathbf{W}_3^n \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{u}}_{12} \\ \tilde{\mathbf{i}}_{12} \\ \mathbf{v}_{dq}^c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{2 \times 2} \\ y_1 \\ \mathbf{O}_{2 \times 2} \\ \mathbf{O}_{2 \times 2} \end{bmatrix} \tilde{\mathbf{i}}_{sdq} \quad (\text{E.2})$$

$$= \mathbf{A}_{r+c} \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{u}}_{12} \\ \tilde{\mathbf{i}}_{12} \\ \mathbf{v}_{dq}^c \end{bmatrix} + \mathbf{B}_{r+c} \tilde{\mathbf{i}}_{sdq}$$

avec $\mathbf{W}_3^n = \text{diag}(\mathbf{w}, \mathbf{w}, \mathbf{w})$ et $\mathbf{w} = \begin{bmatrix} 0 & \omega^n \\ -\omega^n & 0 \end{bmatrix}$, ω^n étant la pulsation nominale du réseau.

\mathbf{u}_{12} , \mathbf{i}_{12} et $\mathbf{v}_{dq}^c = [v_d^c \ v_q^c]$ représentent respectivement les tensions de sortie du générateur, le courant série du réseau et la tension aux bornes de la charge; k_p et k_q sont les coefficients des puissances

active et réactive de la charge connectée au réseau, c-a-d $P_c = k_p \left(\frac{\mathbf{v}_{dq}^{c\ 2}}{{}^o\mathbf{v}_{dq}^{c\ 2}} \right)$, $Q_c = k_q \left(\frac{\mathbf{v}_{dq}^{c\ 2}}{{}^o\mathbf{v}_{dq}^{c\ 2}} \right)$, ${}^o\mathbf{v}_{dq}^c$

étant la tension \mathbf{v}_{dq}^c à l'état non perturbé. En général, k_p et k_q sont respectivement égaux à

$\frac{P_c^o}{{}^o \mathbf{v}_{dq}^c}^2$ et $\frac{Q_c^o}{{}^o \mathbf{v}_{dq}^c}^2$. Il est possible de représenter plusieurs types de charges : puissance constante,

tension constante, impédance constante, charge dynamique. Cependant pour chaque type de charge une linéarisation appropriée est requise. (E.2) représente le cas d'une charge à impédance constante.

En combinant (E.1) et (E.2), le système linéaire du réseau devient

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{x}} \\ \tilde{\mathbf{u}}_{12} \\ \tilde{\mathbf{i}}_{12} \\ \tilde{\mathbf{v}}_{dq}^c \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\mathbf{D}^{-1}(\mathbf{A}(\mathbf{x}^o) + \mathbf{J}(\mathbf{x}^o) + \mathbf{R}) & \mathbf{D}^{-1}\mathbf{M}_1 & \mathbf{O}_{7 \times 4} \\ \mathbf{I}_{2 \times 2} & \mathbf{O}_{2 \times 5} & \\ y_1 & & \\ \mathbf{O}_{4 \times 7} & & \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{x}} \\ \tilde{\mathbf{u}}_{12} \\ \tilde{\mathbf{i}}_{12} \\ \tilde{\mathbf{v}}_{dq}^c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{D}^{-1}\mathbf{M}_2 \\ \mathbf{O}_{6 \times 1} \end{bmatrix} \tilde{\mathbf{u}}_3 \\
 &= \mathbf{A}_l \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{x}} \\ \tilde{\mathbf{u}}_{12} \\ \tilde{\mathbf{i}}_{12} \\ \tilde{\mathbf{v}}_{dq}^c \end{bmatrix} + \mathbf{B}_l \tilde{\mathbf{u}}_3 \\
 \mathbf{y} &= [\mathbf{I}_{7 \times 7} \quad \mathbf{O}_{7 \times 6}] \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{x}} \\ \tilde{\mathbf{u}}_{12} \\ \tilde{\mathbf{i}}_{12} \\ \tilde{\mathbf{v}}_{dq}^c \end{bmatrix} = \mathbf{C}_l \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{x}} \\ \tilde{\mathbf{u}}_{12} \\ \tilde{\mathbf{i}}_{12} \\ \tilde{\mathbf{v}}_{dq}^c \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{E.3}$$

Le retour d'état n'est réalisé qu'avec les variables du générateur. Avec cette représentation, le système n'est que stabilisable, ce qui n'empêche pas une conception du régulateur par inégalités matricielles linéaires.

E.2 Régulateur linéaire dynamique

Un régulateur dynamique de la forme suivante est envisagé

$$\begin{aligned}
 \dot{\zeta} &= \mathbf{A}_c \zeta + \mathbf{B}_c \mathbf{y} \\
 \tilde{\mathbf{u}}_3 &= \mathbf{C}_c \zeta + \mathbf{D}_c \mathbf{y}
 \end{aligned} \tag{E.4}$$

La formulation par inégalité matricielle d'un bouclage dynamique sur la sortie d'un système est réalisée par une transformation plus complexe que celle utilisée dans le cas d'un bouclage sur la sortie telle que vue au chapitre 7. L'obtention d'une telle transformation est exposée dans (Scherer *et al.*, 97). Nous rappelons ici uniquement les résultats utiles à la résolution numérique. Les inégalités suivantes sont à résoudre en $\hat{\mathbf{A}}_c, \hat{\mathbf{B}}_c, \hat{\mathbf{C}}_c, \hat{\mathbf{D}}_c, \mathbf{X}$ et \mathbf{Y} .

Contrainte pour un placement de pôles à gauche de $-p_2 < 0$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{A}_l \mathbf{X} + \mathbf{B}_l \hat{\mathbf{C}}_c & \mathbf{A}_l + \mathbf{B}_l \hat{\mathbf{D}}_c \mathbf{C}_l \\ \hat{\mathbf{A}}_c & \mathbf{Y} \mathbf{A}_l + \hat{\mathbf{B}}_c \mathbf{C}_l \end{bmatrix}^T + \begin{bmatrix} \mathbf{A}_l \mathbf{X} + \mathbf{B}_l \hat{\mathbf{C}}_c & \mathbf{A}_l + \mathbf{B}_l \hat{\mathbf{D}}_c \mathbf{C}_l \\ \hat{\mathbf{A}}_c & \mathbf{Y} \mathbf{A}_l + \hat{\mathbf{B}}_c \mathbf{C}_l \end{bmatrix} + 2p_2 \begin{bmatrix} \mathbf{X} & \mathbf{I} \\ \mathbf{I} & \mathbf{Y} \end{bmatrix} < \mathbf{0} \quad (\text{E.5})$$

Contrainte pour un placement de pôles dans cercle de rayon r et de centre 0

Cette condition est employée pour limiter la partie imaginaire des pôles du système régulé afin que celui-ci ne soit pas trop oscillatoire.

$$\left[\begin{array}{c|c} -r\mathbf{X} & \begin{bmatrix} \mathbf{A}_l \mathbf{X} + \mathbf{B}_l \hat{\mathbf{C}}_c & \mathbf{A}_l + \mathbf{B}_l \hat{\mathbf{D}}_c \mathbf{C}_l \\ \hat{\mathbf{A}}_c & \mathbf{Y} \mathbf{A}_l + \hat{\mathbf{B}}_c \mathbf{C}_l \end{bmatrix}^T \\ \hline \begin{bmatrix} \mathbf{A}_l \mathbf{X} + \mathbf{B}_l \hat{\mathbf{C}}_c & \mathbf{A}_l + \mathbf{B}_l \hat{\mathbf{D}}_c \mathbf{C}_l \\ \hat{\mathbf{A}}_c & \mathbf{Y} \mathbf{A}_l + \hat{\mathbf{B}}_c \mathbf{C}_l \end{bmatrix} & -r\mathbf{X} \end{array} \right] < \mathbf{0} \quad (\text{E.6})$$

Si ces équations possèdent au moins une solution pour les différentes contraintes de placement de pôles, le régulateur a pour expression

$$\begin{aligned} \mathbf{D}_c &= \hat{\mathbf{D}}_c \\ \mathbf{C}_c &= (\hat{\mathbf{C}}_c - \mathbf{D}_c \mathbf{C}_l \mathbf{X}) \mathbf{M}^{-T} \\ \mathbf{B}_c &= \mathbf{N}^{-1} (\hat{\mathbf{B}}_c - \mathbf{Y} \mathbf{B}_l \mathbf{D}_c) \\ \mathbf{A}_c &= \mathbf{N}^{-1} (\hat{\mathbf{A}}_c - \mathbf{N} \mathbf{B}_c \mathbf{C}_l \mathbf{X} - \mathbf{Y} \mathbf{B}_l \mathbf{C}_c \mathbf{M}^T - \mathbf{Y} (\mathbf{A}_l + \mathbf{B}_l \mathbf{D}_c \mathbf{C}_l) \mathbf{X}) \mathbf{M}^{-1} \end{aligned} \quad (\text{E.7})$$

\mathbf{M} et \mathbf{N} étant deux matrices non singulières vérifiant

$$\mathbf{M} \mathbf{N}^T = \mathbf{I} - \mathbf{X} \mathbf{Y} \quad (\text{E.8})$$

Remarque E.1

Le développement précédent est réalisé dans le cas d'une charge à impédance constante. Dans le chapitre 8 concernant les validations numériques, le cas couramment étudié d'un réseau à tension constante est également considéré. Dans ce cas, le régulateur résulte du même développement mais avec un système linéarisé un peu plus simple. Il suffit pour cela d'enlever la

dynamique en $\tilde{\mathbf{v}}_{dq}^c$ et de remplacer les matrices $\mathbf{O}_{7 \times 4}$, $\mathbf{O}_{4 \times 7}$, $\mathbf{O}_{6 \times 1}$ et \mathbf{A}_{r+c} respectivement par

$$\mathbf{O}_{7 \times 2}, \mathbf{O}_{2 \times 7}, \mathbf{O}_{4 \times 1} \text{ et } \begin{bmatrix} \mathbf{O}_{2 \times 2} & -\frac{\mathbf{I}_{2 \times 2}}{y_1} \\ \frac{\mathbf{I}_{2 \times 2}}{x_{12}} & -\frac{r_{12} \mathbf{I}_{2 \times 2}}{x_{12}} \end{bmatrix} + \text{diag}(\mathbf{w}, \mathbf{w}).$$

Remarque E.2

De même, le développement précédent s'applique au cas de la charge dynamique exposée au chapitre 8, équation (8.1). Cette dernière conduit à un système linéarisé augmenté par rapport à

(E.3) de l'état $\tilde{\mathbf{x}}_{PQ} = [\tilde{x}_p \ \tilde{x}_q]^T$ et qui s'écrit

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{\tilde{\mathbf{x}}} \\ \dot{\tilde{\mathbf{u}}}_{12} \\ \dot{\tilde{\mathbf{i}}}_{12} \\ \dot{\tilde{\mathbf{v}}}_{dq}^c \\ \dot{\tilde{\mathbf{x}}}_{PQ} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\mathbf{D}^{-1}(\mathbf{A}(\mathbf{x}^o) + \mathbf{J}(\mathbf{x}^o) + \mathbf{R}) & \mathbf{D}^{-1} \mathbf{M}_1 \ \mathbf{O}_{7 \times 4} & \mathbf{O}_{7 \times 2} \\ -\frac{\mathbf{I}_{2 \times 2}}{y_1} \ \mathbf{O}_{2 \times 5} & \mathbf{A}_{r+c} & \mathbf{O}_{4 \times 2} \\ \mathbf{O}_{4 \times 7} & & -\frac{\mathbf{m}_2}{y_1} \\ \mathbf{O}_{2 \times 7} & \mathbf{O}_{2 \times 4} \ \mathbf{m}_4 & \mathbf{m}_3 \end{bmatrix} + \text{diag}(\mathbf{0}_{7 \times 7}, \mathbf{W}_4^n) \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{x}} \\ \tilde{\mathbf{u}}_{12} \\ \tilde{\mathbf{i}}_{12} \\ \tilde{\mathbf{v}}_{dq}^c \\ \tilde{\mathbf{x}}_{PQ} \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} \mathbf{D}^{-1} \mathbf{M}_2 \\ \mathbf{O}_{8 \times 1} \end{bmatrix} \tilde{\mathbf{u}}_3 \\ &= \mathbf{A}_I \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{x}} \\ \tilde{\mathbf{u}}_{12} \\ \tilde{\mathbf{i}}_{12} \\ \tilde{\mathbf{v}}_{dq}^c \\ \tilde{\mathbf{x}}_{PQ} \end{bmatrix} + \mathbf{B}_I \tilde{\mathbf{u}}_3 \\ \mathbf{y} &= [\mathbf{I}_{7 \times 7} \ | \ \mathbf{O}_{7 \times 8}] \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{x}} \\ \tilde{\mathbf{u}}_{12} \\ \tilde{\mathbf{i}}_{12} \\ \tilde{\mathbf{v}}_{dq}^c \\ \tilde{\mathbf{x}}_{PQ} \end{bmatrix} = \mathbf{C}_I \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{x}} \\ \tilde{\mathbf{u}}_{12} \\ \tilde{\mathbf{i}}_{12} \\ \tilde{\mathbf{v}}_{dq}^c \\ \tilde{\mathbf{x}}_{PQ} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

Avec les notations suivantes

$$\mathbf{W}_4^n = \text{diag}(\mathbf{w}, \mathbf{w}, \mathbf{w}, \mathbf{w})$$

$$\mathbf{A}_{r+c} = \begin{bmatrix} \mathbf{O}_{2 \times 2} & -\frac{\mathbf{I}_{2 \times 2}}{y_1} & \mathbf{O}_{2 \times 2} \\ \frac{\mathbf{I}_{2 \times 2}}{x_{12}} & -\frac{r_{12} \mathbf{I}_{2 \times 2}}{x_{12}} & -\frac{\mathbf{I}_{2 \times 2}}{x_{12}} \\ \mathbf{O}_{2 \times 2} & \frac{\mathbf{I}_{2 \times 2}}{y_1} & -\frac{\mathbf{I}_{2 \times 2} \mathbf{m}_1}{y_1^o} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{m}_1 = \frac{1}{{}^o v_{dq}^c} \begin{bmatrix} {}^o v_d^c & {}^o v_q^c \\ {}^o v_q^c & -{}^o v_d^c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{2P_c^o {}^o v_d^c}{T_p} & \frac{2P_c^o {}^o v_q^c}{T_p} \\ \frac{4Q_c^o {}^o v_d^c}{T_q} & \frac{4Q_c^o {}^o v_q^c}{T_q} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} P_c^o aa + Q_c^o bb & P_c^o bb + Q_c^o cc \\ -Q_c^o aa + P_c^o bb & -Q_c^o bb + P_c^o cc \end{bmatrix}$$

$$aa = \frac{-{}^o v_d^{c^2} + {}^o v_q^{c^2}}{({}^o v_d^{c^2} + {}^o v_q^{c^2})^2}, \quad bb = \frac{-2{}^o v_d^c {}^o v_q^c}{({}^o v_d^{c^2} + {}^o v_q^{c^2})^2}, \quad cc = \frac{{}^o v_d^{c^2} - {}^o v_q^{c^2}}{({}^o v_d^{c^2} + {}^o v_q^{c^2})^2}$$

$$\mathbf{m}_2 = \frac{1}{{}^o v_{dq}^c} \begin{bmatrix} \frac{{}^o v_d^c}{T_p} & \frac{{}^o v_q^c}{T_q} \\ \frac{{}^o v_q^c}{T_p} & -\frac{{}^o v_d^c}{T_q} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{m}_3 = -\begin{bmatrix} \frac{1}{T_p} & 0 \\ 0 & \frac{1}{T_q} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{m}_4 = \frac{1}{{}^o v_{dq}^c} \begin{bmatrix} P_c^o {}^o v_d^c - \frac{2P_c^o {}^o v_d^c}{T_p} & P_c^o {}^o v_q^c - \frac{2P_c^o {}^o v_q^c}{T_p} \\ 3Q_c^o {}^o v_d^c - \frac{4Q_c^o {}^o v_d^c}{T_q} & 3Q_c^o {}^o v_q^c - \frac{4Q_c^o {}^o v_q^c}{T_q} \end{bmatrix}$$

ANNEXE F

VALEUR NUMÉRIQUE DES MATRICES OBTENUES PAR LINÉARISATION DU RÉSEAU

En se basant sur l'annexe E pour la méthodologie et sur les spécifications du chapitre 8 pour les contraintes imposées aux systèmes munis du régulateur, les valeurs numériques correspondant aux régulateurs linéaires dynamiques sont calculées. Nous les exposons ici.

F.1 Cas du réseau avec une charge à impédance constante

La dimension du système étant assez importante, la matrice du régulateur $\mathbf{A}_c \in \mathfrak{R}^{13 \times 13}$ est scindée en deux matrices $\mathbf{A}_c = [\mathbf{A}_c^1 \quad \mathbf{A}_c^2]$

$$\mathbf{A}_c^1 = 10^6 \begin{bmatrix} -0.1792 & -0.3776 & -0.1266 & -0.1849 & -0.5596 & -0.2785 & -0.1315 \\ 0.0054 & 0.0114 & 0.0038 & 0.0056 & 0.0169 & 0.0084 & 0.0040 \\ 0.3446 & 0.7260 & 0.2434 & 0.3554 & 1.0759 & 0.5355 & 0.2529 \\ -0.1511 & -0.3184 & -0.1067 & -0.1559 & -0.4718 & -0.2348 & -0.1109 \\ 0.0032 & 0.0068 & 0.0023 & 0.0033 & 0.0101 & 0.0050 & 0.0024 \\ 0.0021 & 0.0045 & 0.0015 & 0.0022 & 0.0067 & 0.0033 & 0.0016 \\ 0.0003 & 0.0007 & 0.0002 & 0.0003 & 0.0010 & 0.0005 & 0.0002 \\ 0.1348 & 0.2841 & 0.0952 & 0.1391 & 0.4210 & 0.2095 & 0.0990 \\ -0.0149 & -0.0314 & -0.0105 & -0.0154 & -0.0465 & -0.0231 & -0.0109 \\ 0.0104 & 0.0219 & 0.0073 & 0.0107 & 0.0324 & 0.0161 & 0.0076 \\ 0.0008 & 0.0016 & 0.0005 & 0.0008 & 0.0024 & 0.0012 & 0.0006 \\ -0.0486 & -0.1024 & -0.0343 & -0.0501 & -0.1517 & -0.0755 & -0.0357 \\ 0.0287 & 0.0604 & 0.0202 & 0.0296 & 0.0895 & 0.0445 & 0.0210 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{A}_c^2 = 10^6 \begin{bmatrix} -0.0158 & -0.0665 & 0.0680 & -0.0195 & -0.0061 & -0.0276 \\ 0.0005 & 0.0020 & -0.0021 & 0.0006 & 0.0002 & 0.0008 \\ 0.0303 & 0.1278 & -0.1307 & 0.0375 & 0.0118 & 0.0532 \\ -0.0133 & -0.0561 & 0.0573 & -0.0164 & -0.0052 & -0.0233 \\ 0.0003 & 0.0012 & -0.0012 & 0.0004 & 0.0001 & 0.0005 \\ 0.0002 & 0.0008 & -0.0008 & 0.0002 & 0.0001 & 0.0003 \\ 0.0000 & 0.0001 & -0.0001 & 0.0000 & 0.0000 & 0.0001 \\ 0.0118 & 0.0500 & -0.0512 & 0.0147 & 0.0046 & 0.0208 \\ -0.0013 & -0.0055 & 0.0057 & -0.0016 & -0.0005 & -0.0023 \\ 0.0009 & 0.0039 & -0.0039 & 0.0011 & 0.0004 & 0.0016 \\ 0.0001 & 0.0003 & -0.0003 & 0.0001 & 0.0000 & 0.0001 \\ -0.0043 & -0.0180 & 0.0185 & -0.0053 & -0.0017 & -0.0075 \\ 0.0025 & 0.0106 & -0.0109 & 0.0031 & 0.0010 & 0.0044 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B}_c = 10^{12} \begin{bmatrix} -0.0947 & -0.7228 & 0.5624 & -0.5198 & 0.0951 & 0.5842 & 0.1394 \\ 0.0030 & 0.0217 & -0.0168 & 0.0159 & -0.0029 & -0.0177 & -0.0041 \\ 0.1820 & 1.3895 & -1.0815 & 0.9993 & -0.1831 & -1.1236 & -0.2680 \\ -0.0798 & -0.6092 & 0.4743 & -0.4384 & 0.0804 & 0.4929 & 0.1175 \\ 0.0017 & 0.0131 & -0.0102 & 0.0094 & -0.0018 & -0.0106 & -0.0025 \\ 0.0010 & 0.0086 & -0.0068 & 0.0061 & -0.0011 & -0.0071 & -0.0017 \\ 0.0002 & 0.0013 & -0.0010 & 0.0010 & -0.0002 & -0.0011 & -0.0004 \\ 0.0711 & 0.5438 & -0.4231 & 0.3911 & -0.0715 & -0.4396 & -0.1049 \\ -0.0080 & -0.0601 & 0.0466 & -0.0433 & 0.0079 & 0.0486 & 0.0115 \\ 0.0055 & 0.0419 & -0.0326 & 0.0301 & -0.0055 & -0.0338 & -0.0081 \\ 0.0004 & 0.0031 & -0.0024 & 0.0022 & -0.0004 & -0.0025 & -0.0006 \\ -0.0257 & -0.1960 & 0.1525 & -0.1409 & 0.0258 & 0.1584 & 0.0378 \\ 0.0152 & 0.1156 & -0.0899 & 0.0832 & -0.0152 & -0.0934 & -0.0223 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{C}_c = -10^{-3} [3.1 \ 6.6 \ 2.2 \ 3.2 \ 9.8 \ 4.9 \ 2.3 \ 0.3 \ 1.2 \ -1.2 \ 0.3 \ 0.1 \ 0.5]$$

$$\mathbf{D}_c = 10^4 [-0.1663 \ -1.2698 \ 0.9883 \ -0.9134 \ 0.1674 \ 1.0270 \ 0.2449]$$

F.2 Cas du réseau avec une barre de tension constante

La dimension du système étant assez importante, la matrice du régulateur $\mathbf{A}_c \in \mathfrak{R}^{11 \times 11}$ est

scindée en deux matrices $\mathbf{A}_c = [\mathbf{A}_c^1 \quad \mathbf{A}_c^2]$

$$\mathbf{A}_c^1 = \begin{bmatrix} 1978 & -180128 & 2790 & -1275 & -224344 & -134514 \\ -4 & 365 & -6 & 3 & 458 & 274 \\ -2941 & 267393 & -4146 & 1892 & 333031 & 199682 \\ 878 & -79894 & 1238 & -569 & -99506 & -59663 \\ -3 & 249 & -4 & 2 & 306 & 186 \\ -2 & 168 & -3 & 1 & 211 & 123 \\ -2 & 137 & -2 & 1 & 171 & 102 \\ -1442 & 130754 & -2024 & 927 & 162851 & 97644 \\ 41 & -3695 & 57 & -26 & -4597 & -2754 \\ -250 & 22733 & -352 & 161 & 28314 & 16976 \\ 1 & -59 & 1 & 0 & -73 & -44 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{A}_c^2 = \begin{bmatrix} -4144 & -257 & -12558 & 2929 & -48949 \\ 8 & 1 & 27 & -4 & 100 \\ 6152 & 382 & 18642 & -4348 & 72662 \\ -1838 & -115 & -5570 & 1299 & -21709 \\ 6 & 0 & 17 & -4 & 68 \\ 4 & 0 & 11 & -4 & 46 \\ -1 & 0 & 10 & -2 & 37 \\ 3008 & 185 & 9117 & -2145 & 35531 \\ -85 & -6 & -260 & 60 & -1023 \\ 523 & 33 & 1585 & -371 & 6178 \\ -1 & 0 & -4 & 0 & -18 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B}_c = 10^{11} \begin{bmatrix} 0.0528 & -0.7962 & 0.0712 & -0.0476 & 0.0609 & 0.7073 & -0.1511 \\ 0.0003 & 0.0015 & 0.0002 & 0.0005 & -0.0001 & -0.0015 & 0.0005 \\ -0.0787 & 1.1815 & -0.1058 & 0.0706 & -0.0908 & -1.0503 & 0.2244 \\ 0.0235 & -0.3528 & 0.0316 & -0.0212 & 0.0274 & 0.3141 & -0.0671 \\ -0.0001 & 0.0011 & -0.0001 & 0.0000 & -0.0002 & -0.0010 & 0.0002 \\ -0.0004 & 0.0008 & -0.0004 & -0.0002 & -0.0001 & -0.0008 & 0.0000 \\ 0.0000 & 0.0006 & -0.0001 & 0.0000 & -0.0001 & -0.0005 & 0.0000 \\ -0.0385 & 0.5779 & -0.0516 & 0.0345 & -0.0442 & -0.5134 & 0.1097 \\ 0.0008 & -0.0163 & 0.0012 & -0.0013 & 0.0013 & 0.0145 & -0.0032 \\ -0.0067 & 0.1005 & -0.0090 & 0.0060 & -0.0077 & -0.0893 & 0.0191 \\ 0.0000 & -0.0003 & 0.0000 & -0.0001 & 0.0000 & 0.0002 & -0.0001 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{C}_c = 10^2 [0.02 \quad -1.7 \quad 0.02 \quad -0.01 \quad -0.0196 \quad -1.17 \quad -0.04 \quad -0.23 \quad -0.11 \quad 0.03 \quad -0.43]$$

$$\mathbf{D}_c = [462 \quad -6943 \quad 621 \quad -415 \quad 535 \quad 6174 \quad -1319]$$

F.3 Cas du réseau avec une charge dynamique

La dimension du système étant assez importante, la matrice du régulateur $\mathbf{A}_c \in \mathfrak{R}^{15 \times 15}$ est scindée en deux matrices $\mathbf{A}_c = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_c^1 & \mathbf{A}_c^2 \end{bmatrix}$

$$\mathbf{A}_c^1 = \begin{bmatrix} -28.3481 & -167.9845 & -41.1898 & -44.1820 & -266.5695 & -216.2286 & -29.0757 \\ -14.7841 & -14.4145 & -6.6092 & -6.9750 & -24.0809 & -20.2018 & -5.3766 \\ 40.3627 & 248.6507 & 54.0260 & 58.7395 & 368.1723 & 290.6154 & 37.4696 \\ -10.0362 & -56.9501 & -13.0388 & -14.5729 & -95.6522 & -81.9741 & -7.6610 \\ -4.5447 & 1.6650 & 4.2454 & 4.1720 & 3.4563 & 3.7230 & 0.6899 \\ 1.0976 & 10.7806 & 10.7879 & 10.8807 & 20.6627 & 17.5524 & 4.2202 \\ 2.5739 & 2.5949 & -1.4390 & -1.3965 & -0.9455 & -2.7004 & -0.5869 \\ 7.6385 & 73.2873 & 18.3316 & 19.4996 & 111.1294 & 89.2358 & 10.8047 \\ 6.1129 & 32.2894 & 8.0557 & 8.6841 & 56.2264 & 48.1793 & 5.4027 \\ 2.8485 & 17.4910 & 3.9335 & 4.2277 & 26.7974 & 21.6323 & 2.6049 \\ 3.5615 & 23.3089 & 5.2868 & 5.6817 & 35.3794 & 28.4242 & 3.4386 \\ 7.9046 & 46.8553 & 10.3610 & 11.1486 & 71.5300 & 57.6369 & 6.9570 \\ 3.6641 & 22.7217 & 4.9911 & 5.3777 & 34.1606 & 27.3101 & 3.3184 \\ -5.5148 & -33.3992 & -7.3519 & -7.9211 & -50.5909 & -40.6045 & -4.9151 \\ -1.4819 & -10.5398 & -2.4400 & -2.6317 & -16.0346 & -12.9014 & -1.5498 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{A}_c^2 = \begin{bmatrix} 25.0305 & 56.0163 & 61.0002 & -103.8599 & -84.1835 & 38.0278 & -89.8204 & -204.2400 \\ -2.4585 & 10.9935 & 20.2633 & -44.2948 & 8.1042 & -7.1928 & -4.0855 & 8.6545 \\ -32.0764 & -69.2913 & -56.5420 & 129.6225 & 100.7742 & -42.4321 & 116.6272 & 232.1632 \\ 4.0763 & 25.6118 & 41.2188 & -57.5778 & -13.5847 & 2.5992 & -25.4775 & -47.0116 \\ -2.2881 & -0.8965 & 1.5017 & -20.5433 & 0.4429 & -0.5436 & 1.3429 & 1.9728 \\ -2.3377 & -7.9589 & -9.5859 & -7.7514 & -3.9605 & 3.2900 & 4.6142 & -1.5840 \\ 0.6290 & 1.9588 & 5.5533 & 4.3396 & -0.4652 & 0.3912 & -0.5952 & -4.8312 \\ -9.6187 & -21.5630 & -47.5854 & 44.7512 & 23.3492 & -7.9099 & 32.3213 & 57.8575 \\ -5.0262 & -12.5349 & -12.6755 & 1.2254 & 16.2134 & -7.0560 & 18.6741 & 40.0427 \\ -1.3829 & -5.5813 & -12.9866 & 13.5192 & -3.8606 & 3.6617 & 3.2008 & -4.5671 \\ -2.8123 & -6.4485 & -6.9863 & 9.7247 & 11.0982 & -5.6247 & 11.5359 & 26.0948 \\ -5.4374 & -15.0431 & -0.6737 & 31.2867 & 58.5017 & -43.8455 & 24.4805 & 143.7561 \\ -2.7349 & -6.7906 & -3.3603 & 35.6381 & 87.7936 & -62.9759 & 30.2448 & 198.8640 \\ 3.8333 & 10.6788 & 11.2598 & -27.2671 & -17.2213 & 14.1565 & -11.4726 & -47.8939 \\ 1.3009 & 3.1401 & -4.9878 & -1.8118 & -17.7612 & 8.9660 & -13.7027 & -36.8432 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B}_c = 10^4 \begin{bmatrix} 0.1133 & 0.7833 & 0.0678 & 0.0477 & -0.8045 & -1.7696 & 0.3134 \\ 0.0089 & -0.3620 & 2.0410 & 2.0140 & -0.0244 & 0.0661 & 0.5838 \\ 0.0638 & 0.9811 & -0.2388 & -0.1050 & -0.5207 & -1.4084 & 0.1134 \\ 0.0627 & 2.2774 & -0.1240 & -0.2078 & 0.6665 & -0.2206 & -0.3680 \\ -1.5132 & -0.0992 & 0.4490 & 0.4269 & -0.0887 & 0.1025 & -0.1129 \\ -2.4786 & -0.0567 & -0.4386 & -0.4593 & 0.0586 & 0.0539 & -0.5265 \\ 0.6018 & 0.6116 & -0.2813 & -0.2704 & -0.1154 & -0.5468 & -0.0844 \\ -1.3122 & 0.9912 & 0.1405 & 0.1347 & 0.7248 & 0.6374 & -0.4804 \\ -0.9875 & -0.5125 & -2.0087 & -1.9879 & 0.5173 & 1.2798 & -0.8891 \\ -0.2466 & 0.1597 & -0.1638 & -0.1615 & 0.1848 & 0.2154 & -0.1599 \\ -0.2033 & 0.1581 & -0.2084 & -0.2038 & 0.2512 & 0.3298 & -0.1897 \\ -0.0871 & 0.1440 & 0.3130 & 0.2978 & 0.5087 & 0.7010 & -0.1212 \\ 0.9200 & 0.1258 & 1.6463 & 1.6158 & 0.2257 & 0.2554 & 0.5209 \\ -0.2833 & -0.0617 & -0.4471 & -0.4481 & -0.3662 & -0.5406 & -0.0322 \\ 0.4959 & -0.0974 & 0.4402 & 0.4362 & -0.1136 & -0.1249 & 0.2478 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{C}_c = [\mathbf{C}_c^1 \quad \mathbf{C}_c^2] \text{ avec}$$

$$\mathbf{C}_c^1 = 10^2 [-0.3646 \quad -2.2127 \quad -0.4888 \quad -0.5266 \quad -3.3583 \quad -2.6981 \quad -0.3263 \quad 0.2611 \quad 0.6876]$$

$$\mathbf{C}_c^2 = 10^2 [0.7085 \quad -1.3585 \quad -0.8315 \quad 0.3272 \quad -1.0319 \quad -2.0280]$$

$$\mathbf{D}_c = 10 \cdot [0.0444 \quad 9.5712 \quad -0.0117 \quad -0.1688 \quad 8.7555 \quad 8.7555 \quad -3.5632]$$

ANNEXE G

TENSION TERMINALE DU TURBOALTERNATEUR

RÉPONSES COMPARÉES : RÉGULATEUR OP vs. PSS CLASSIQUE (RK)

(COMPLÉMENTS AU CHAPITRE 8)

G.1 Tensions terminales (rms)

G.1.1 Réseau avec une charge à impédance constante (RCIC)

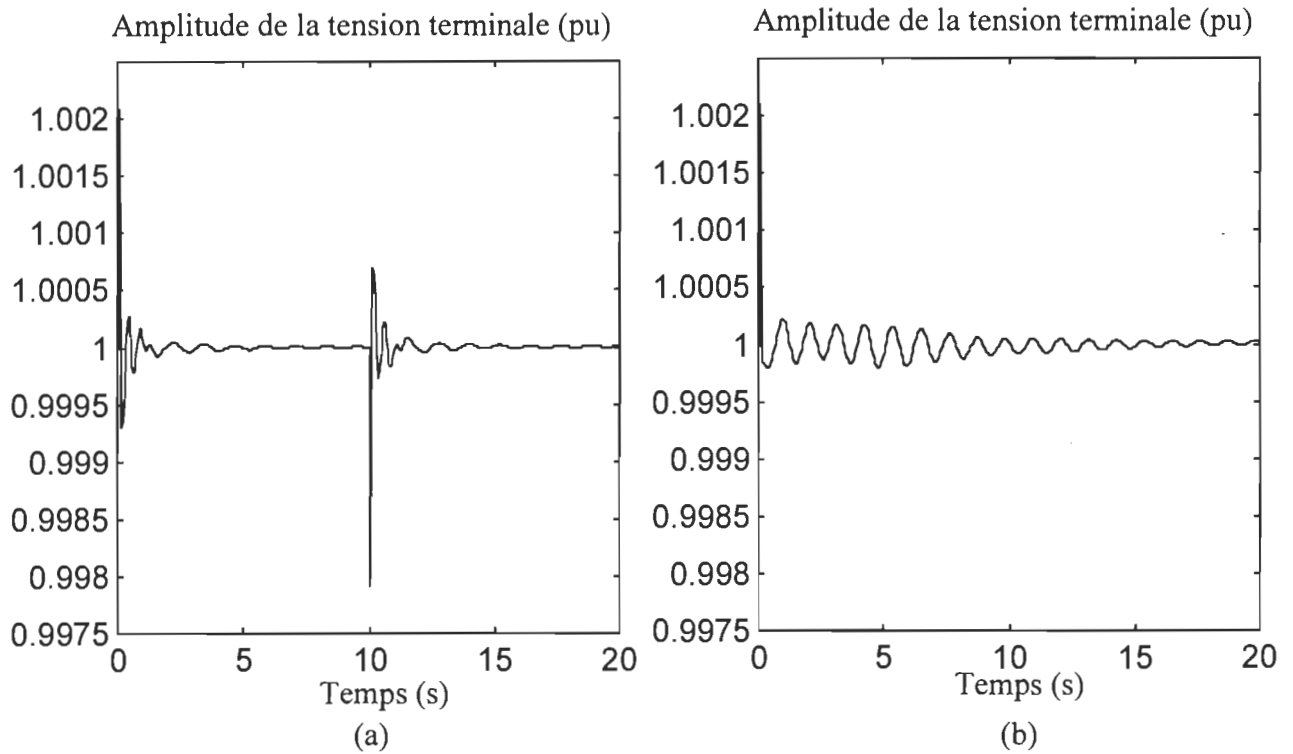


Figure G.1 : Amplitude de la tension terminale (RCIC), $\delta i_{dq} = \pm 0.1 i_{dq}^*$; (a) régulateur OP, (b) régulateur RL

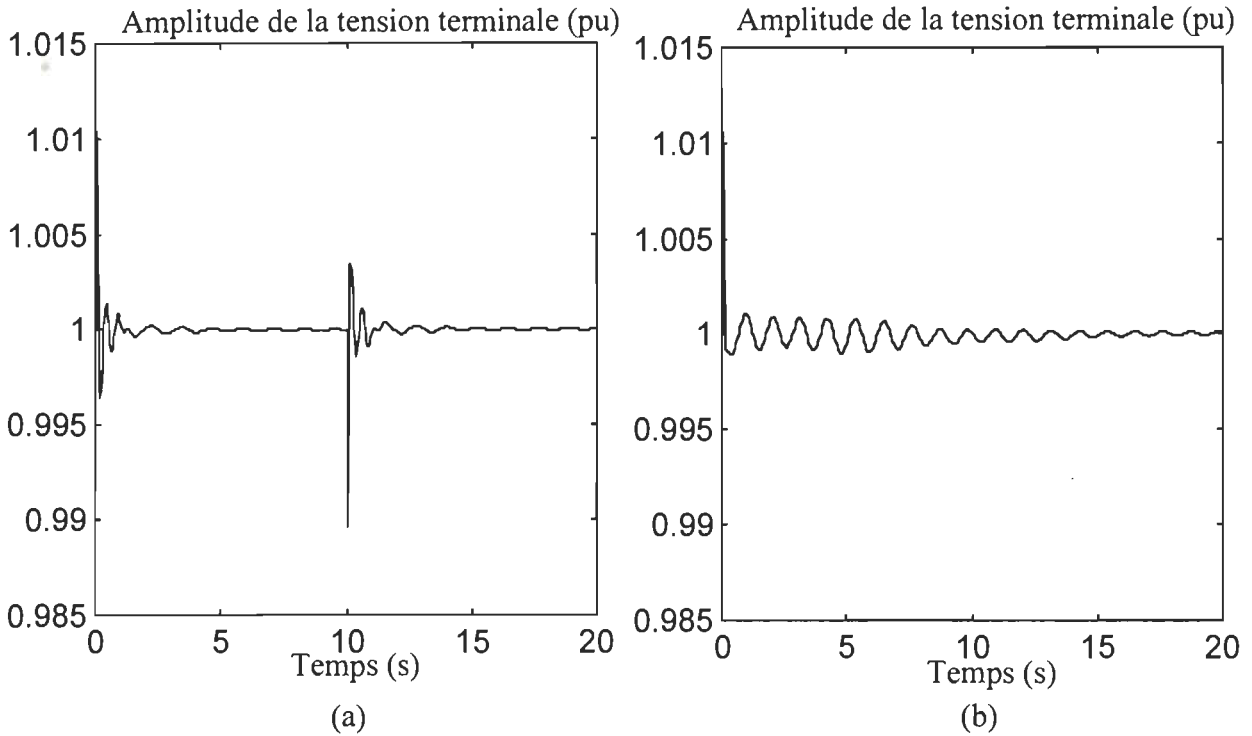


Figure G.2 : Amplitude de la tension terminale (RCIC), $\delta i_{dq} = \pm 0.5 i_{dq}^*$; (a) régulateur OP, (b) régulateur RL

G.1.2 Réseau avec une barre de tension constante (RBTC)

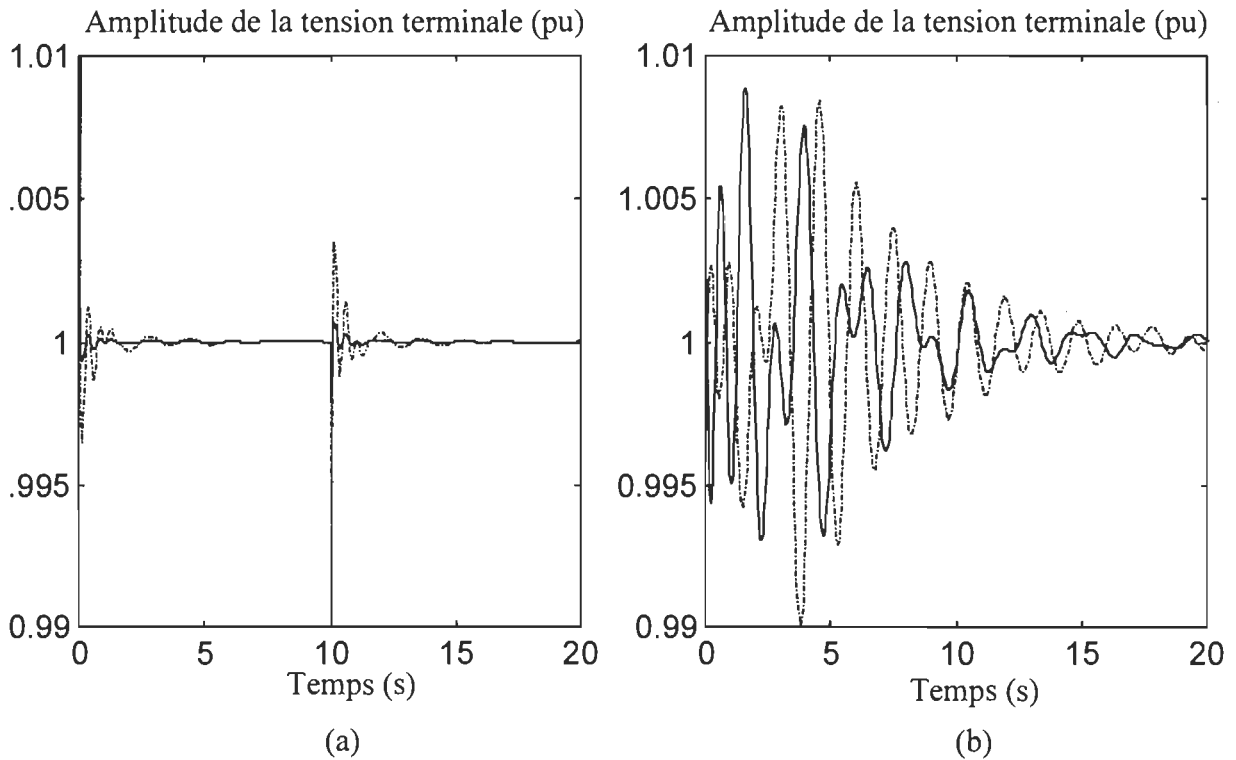


Figure G.3 : Amplitude de la tension terminale (RBTC), (—) $\delta i_{dq} = \pm 0.1 i_{dq}^*$, (-.-) $\delta i_{dq} = \pm 0.5 i_{dq}^*$; (a) régulateur OP, (b) régulateur RL

G.1.3 Réseau avec une charge dynamique (RCD)

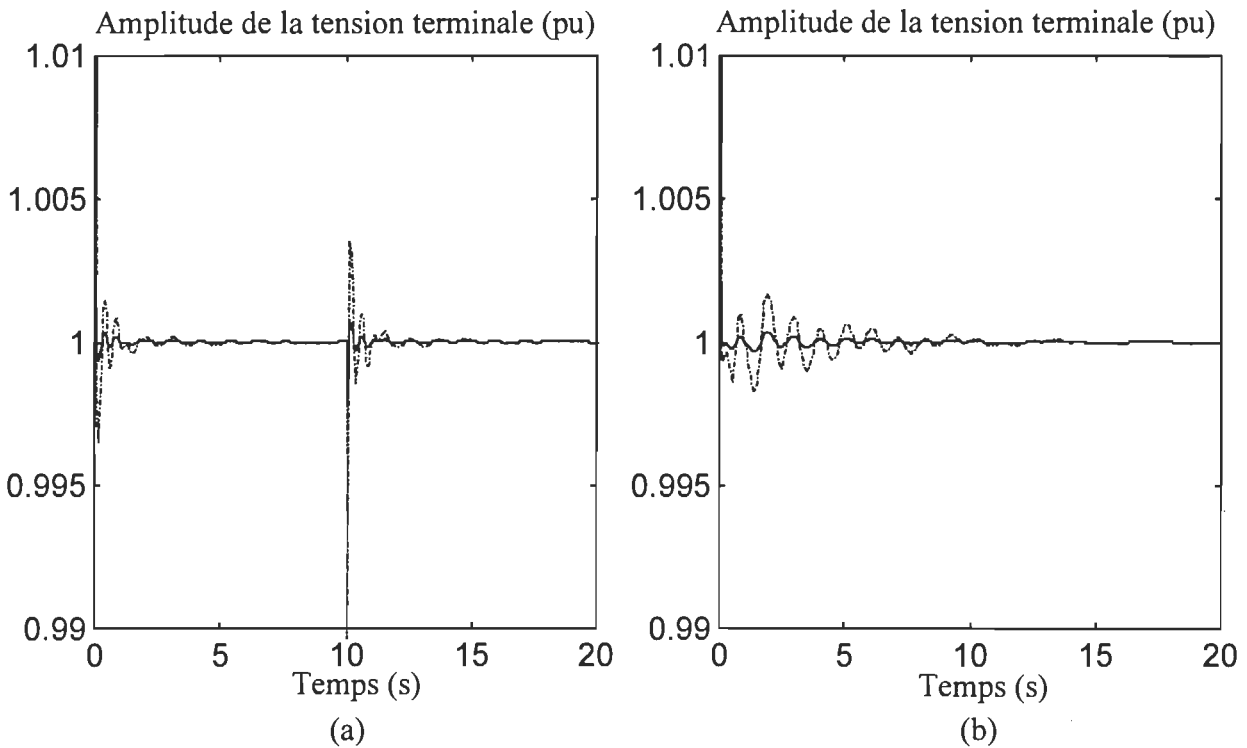


Figure G.4 : Amplitude de la tension terminale (RCD, $\alpha_p = \alpha_q = 0.1, T_p = T_q = 0.7$), (—) $\delta i_{dq} = \pm 0.1 i_{dq}^*$, (-.-) $\delta i_{dq} = \pm 0.5 i_{dq}^*$; (a) régulateur OP, (b) régulateur RL

G.2 Réponses comparées : régulateur OP vs. PSS classique (RK)

Les trois sections suivantes présentent les réponses du système muni du régulateur OP d'une part, et du stabilisateur classique défini à la section 8.3.1, d'autre part. Les trois systèmes sont ceux de la section 8.2 à savoir une machine unique et trois types de charge : impédance constante, tension constante et une charge dynamique.

G.2.1 Réseau avec une charge à impédance constante

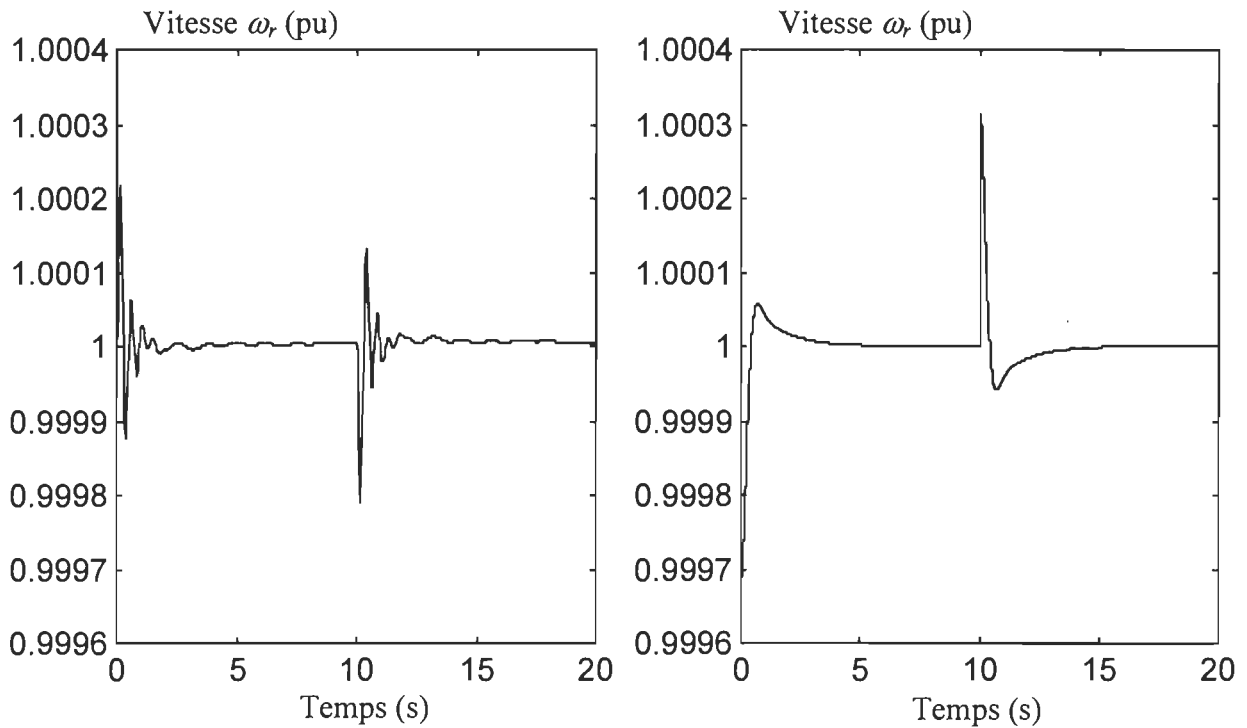


Figure G.5: Réponse en vitesse rotorique (RCIC), $\delta i_{dq} = \pm 0.1 i_{dq}^*$; (a) régulateur OP, (b) régulateur RK

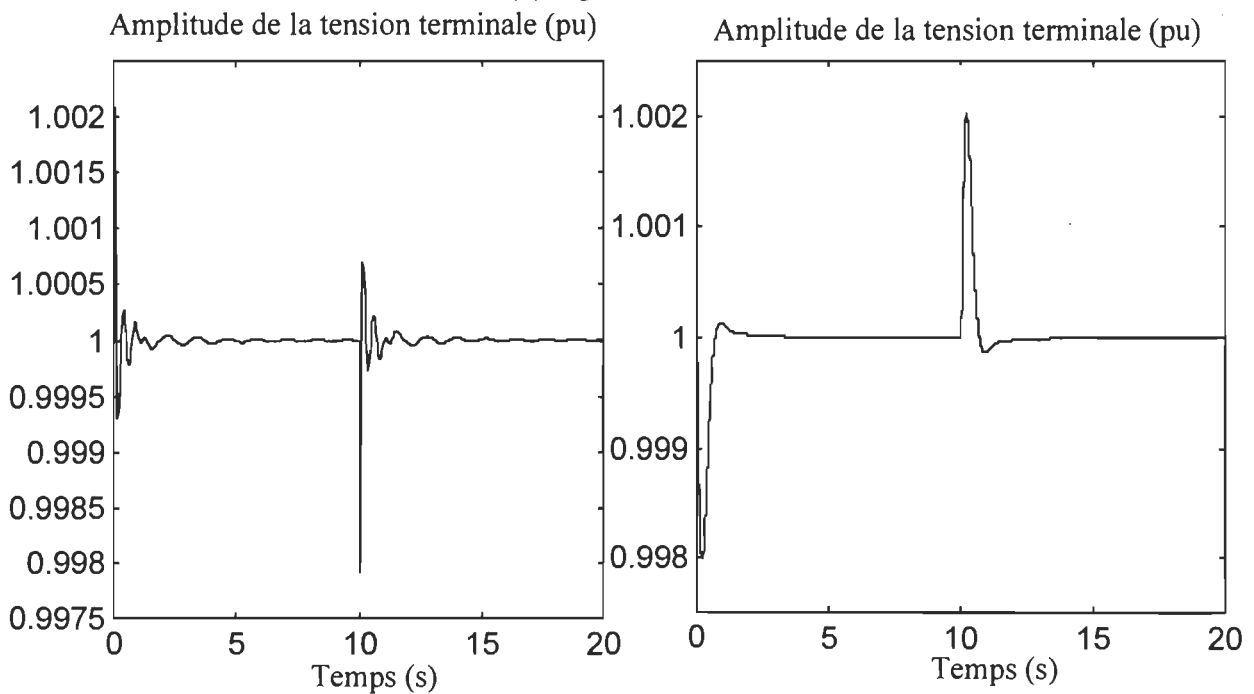


Figure G.6 : Amplitude de la tension terminale (RCIC), $\delta i_{dq} = \pm 0.1 i_{dq}^*$; (a) régulateur OP, (b) régulateur RK

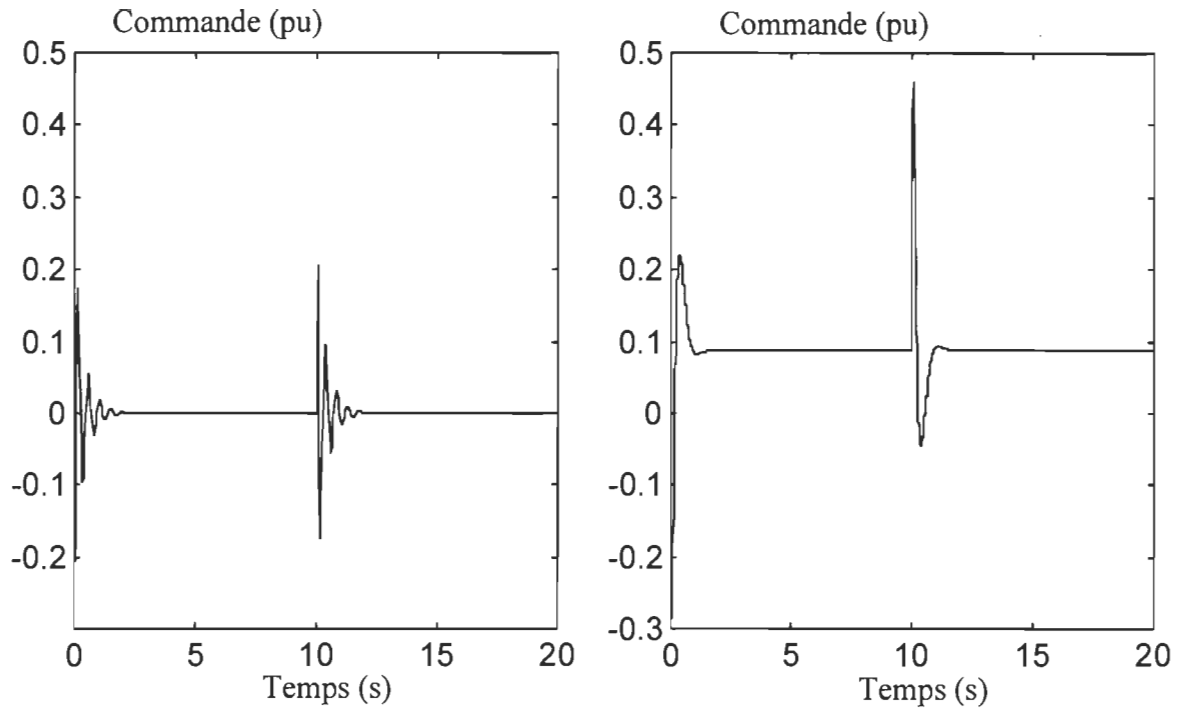


Figure G.7 : Signal de commande (RCIC), $\delta i_{dq} = \pm 0.1 i_{dq}^*$; (a) régulateur OP, (b) régulateur RK

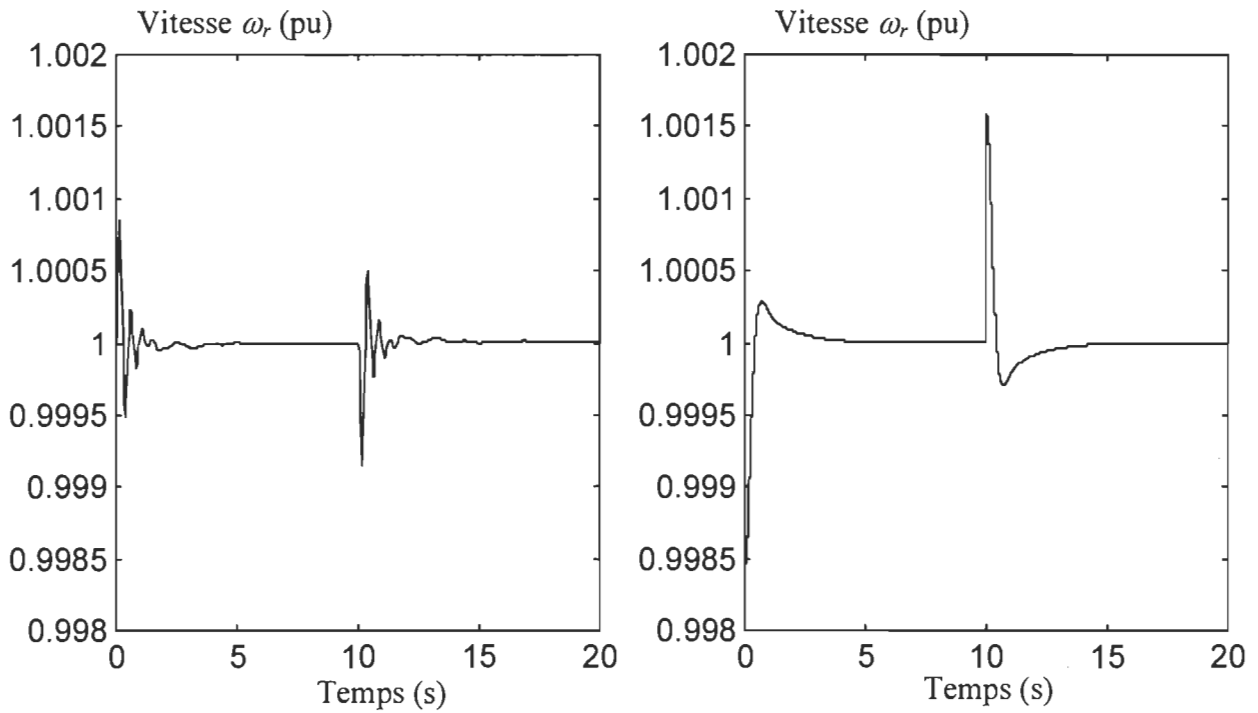


Figure G.8: Réponse en vitesse rotorique (RCIC), $\delta i_{dq} = \pm 0.5 i_{dq}^*$;(a) régulateur OP, (b) régulateur RK

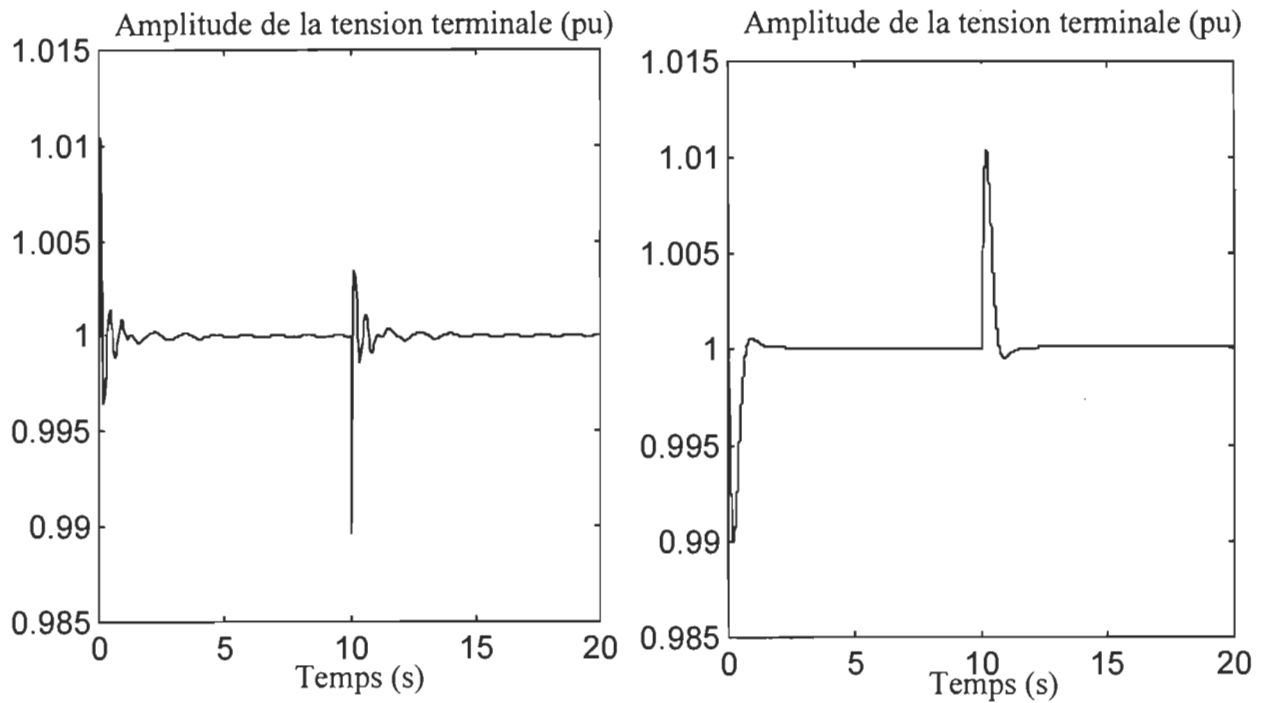


Figure G.9 : Amplitude de la tension terminale (RCIC), $\delta \mathbf{i}_{dq} = \pm 0.5 \mathbf{i}_{dq}^*$; (a) régulateur OP, (b) régulateur RK

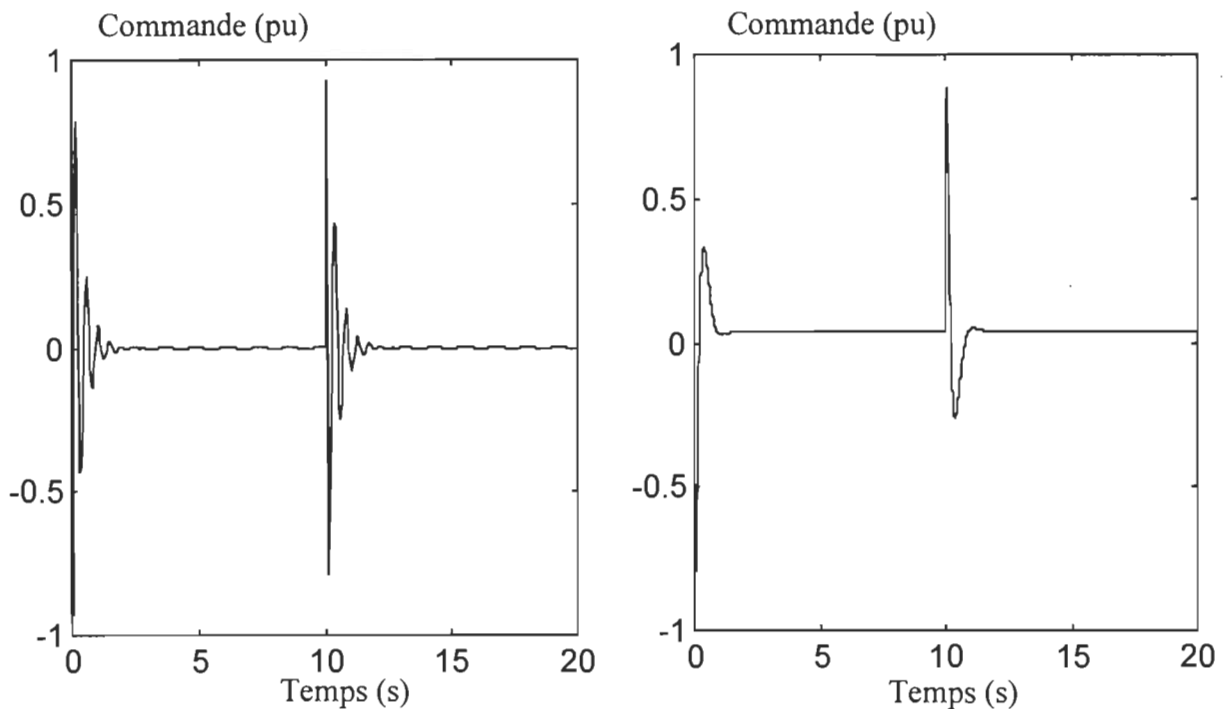


Figure G.10 : Signal de commande (RCIC), $\delta \mathbf{i}_{dq} = \pm 0.5 \mathbf{i}_{dq}^*$; (a) régulateur OP, (b) régulateur RK

G.2.2 Réseau avec une barre de tension constante

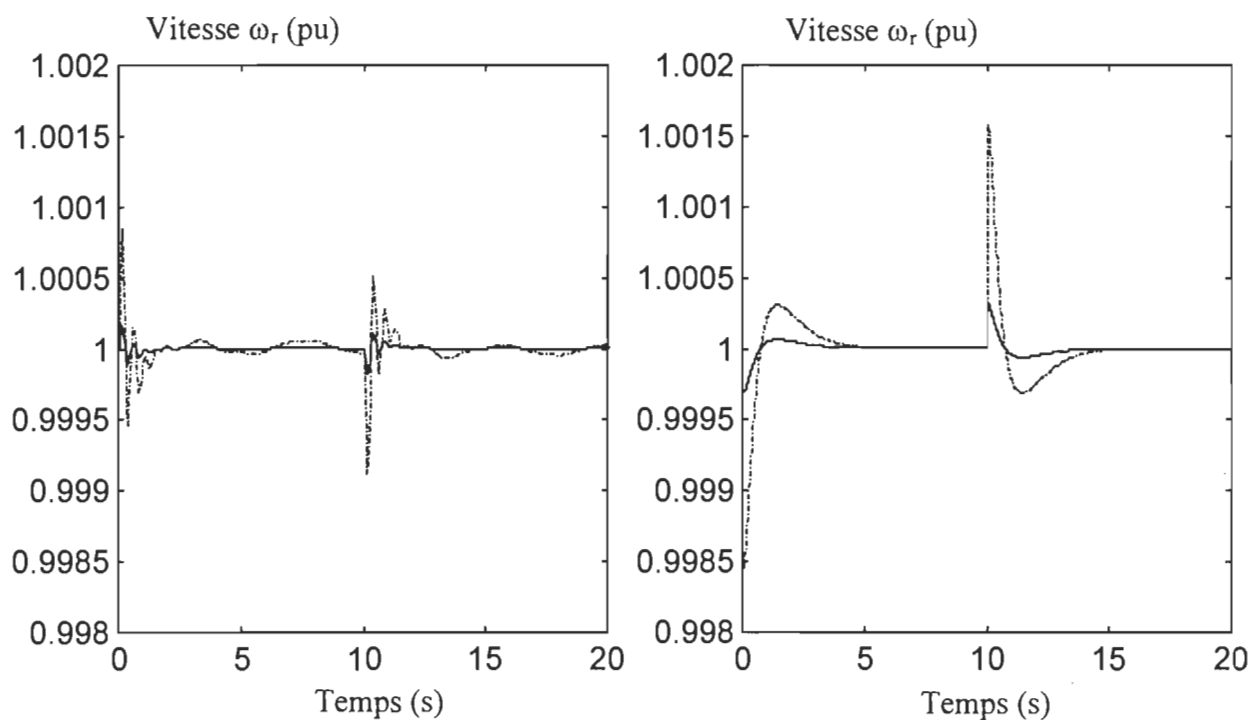


Figure G.11 : Réponse en vitesse rotorique (RBTC) : (—) $\delta i_{dq} = \pm 0.1 i_{dq}^*$, (-.) $\delta i_{dq} = \pm 0.5 i_{dq}^*$;
(a) régulateur OP, (b) régulateur RK

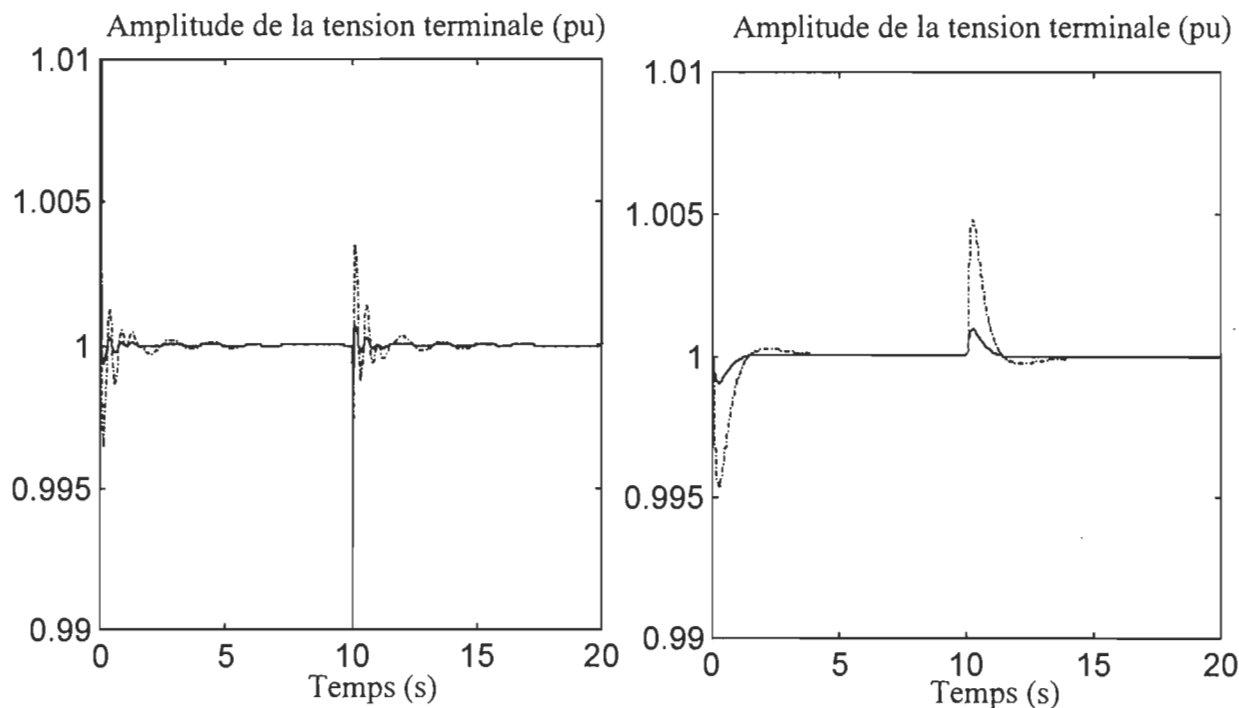


Figure G.12 : Amplitude de la tension terminale (RBTC), (—) $\delta i_{dq} = \pm 0.1 i_{dq}^*$, (-.) $\delta i_{dq} = \pm 0.5 i_{dq}^*$;
(a) régulateur OP, (b) régulateur RK

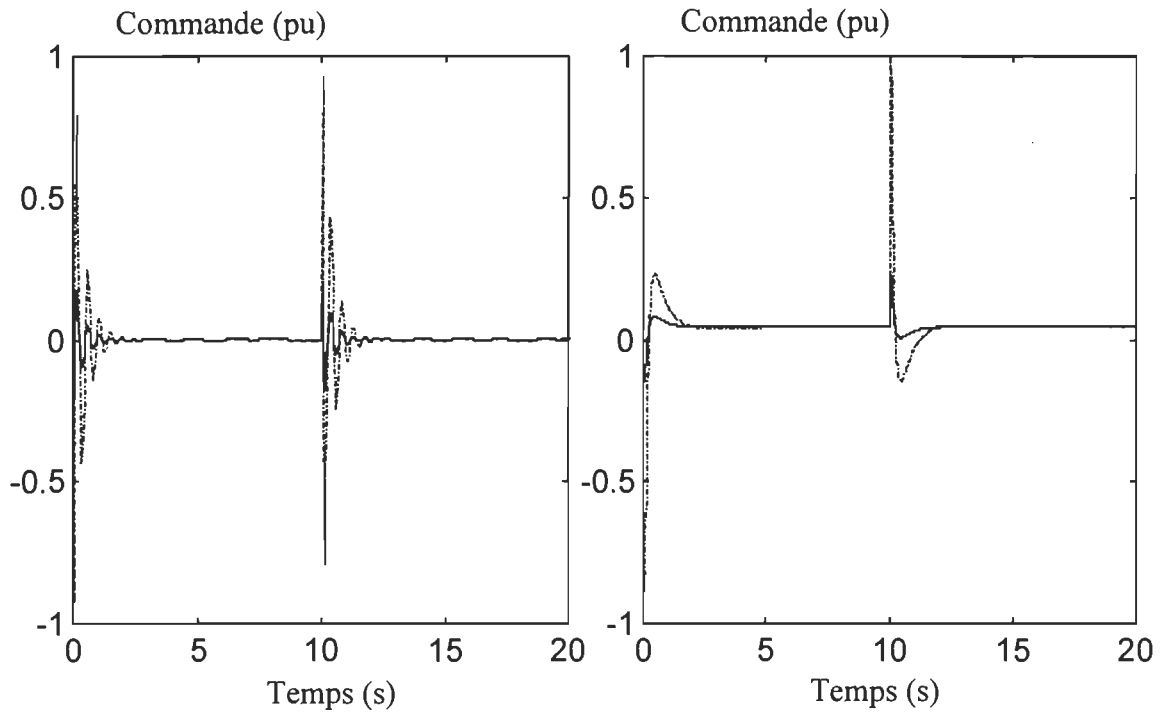


Figure G.13: Signal de commande (RBTC): (—) $\delta \mathbf{i}_{dq} = \pm 0.1 \mathbf{i}_{dq}^*$, (-.-) $\delta \mathbf{i}_{dq} = \pm 0.5 \mathbf{i}_{dq}^*$;
 (a) régulateur OP, (b) régulateur RK

G.2.3 Réseau avec une charge dynamique

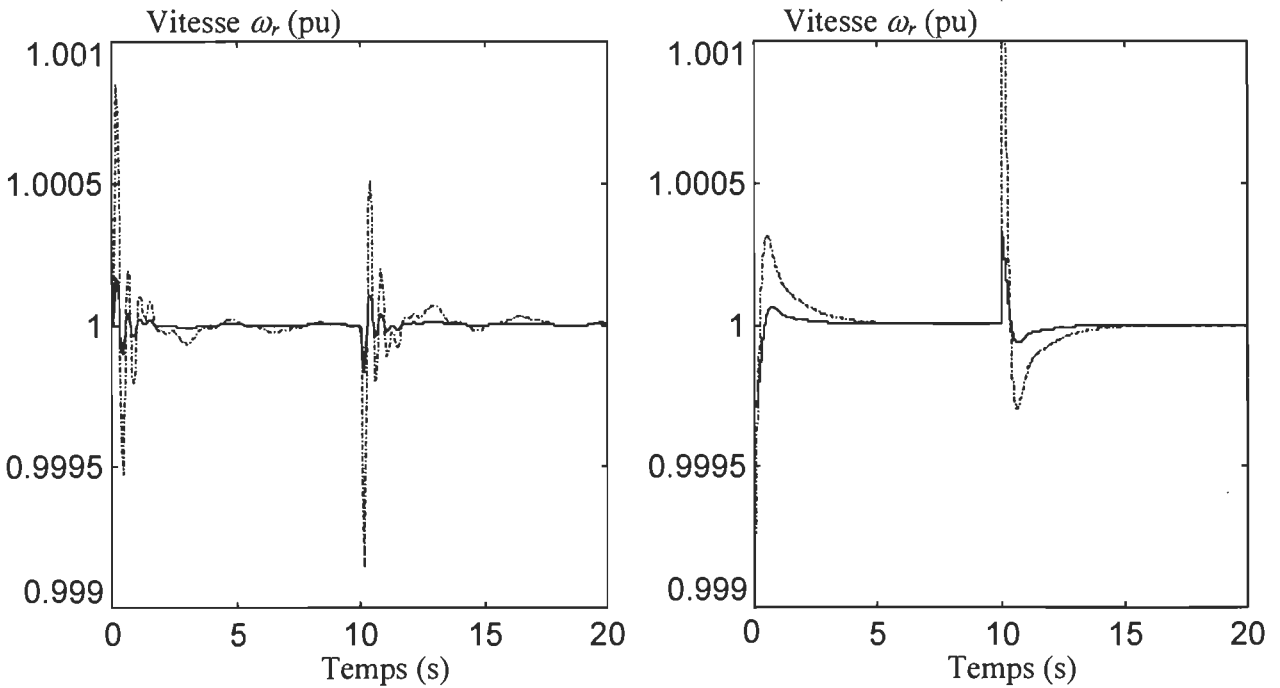


Figure G.14 : Réponse en vitesse rotorique ($\alpha_p = \alpha_q = 0.1, T_p = T_q = 0.7$), (RCD) : (—) $\delta \mathbf{i}_{dq} = \pm 0.1 \mathbf{i}_{dq}^*$, (-.-) $\delta \mathbf{i}_{dq} = \pm 0.5 \mathbf{i}_{dq}^*$; (a) régulateur OP, (b) régulateur RK

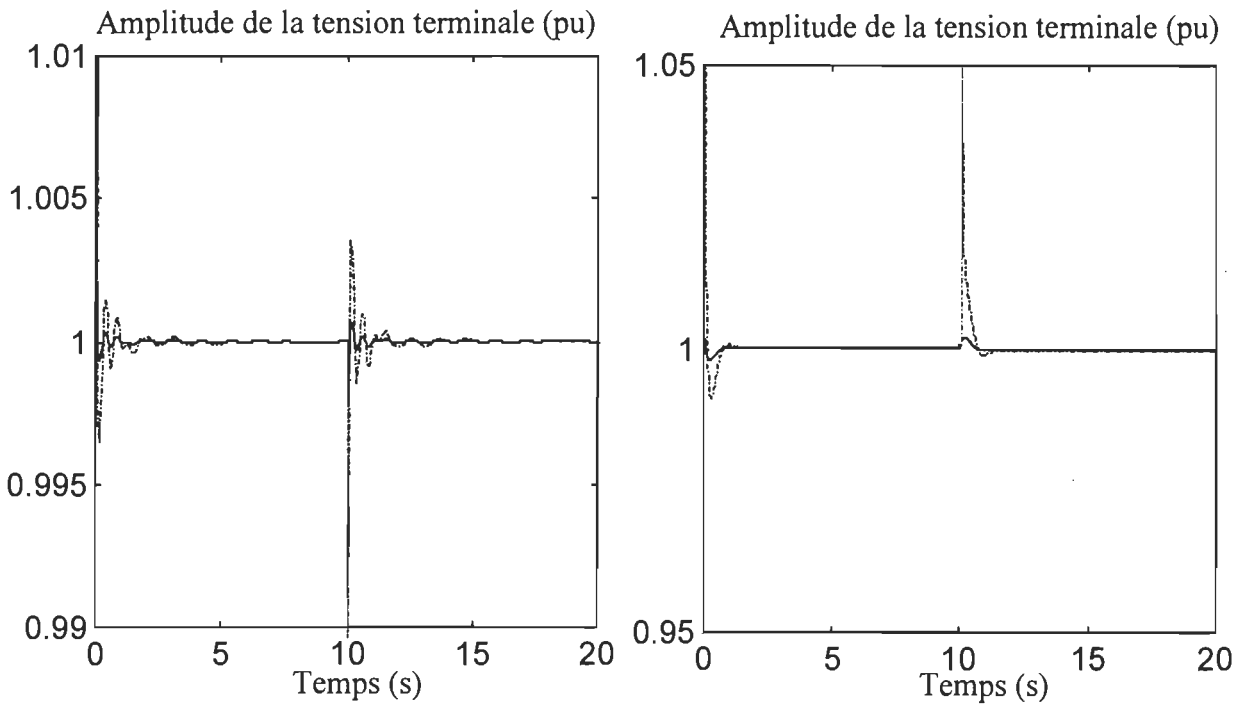


Figure G.15 : Amplitude de la tension terminale (RCD, $\alpha_p = \alpha_q = 0.1, T_p = T_q = 0.7$), (—) $\delta \mathbf{i}_{i_{dq}} = \pm 0.1 \mathbf{i}_{dq}^*$, (-) $\delta \mathbf{i}_{i_{dq}} = \pm 0.5 \mathbf{i}_{dq}^*$; (a) régulateur OP, (b) régulateur RK

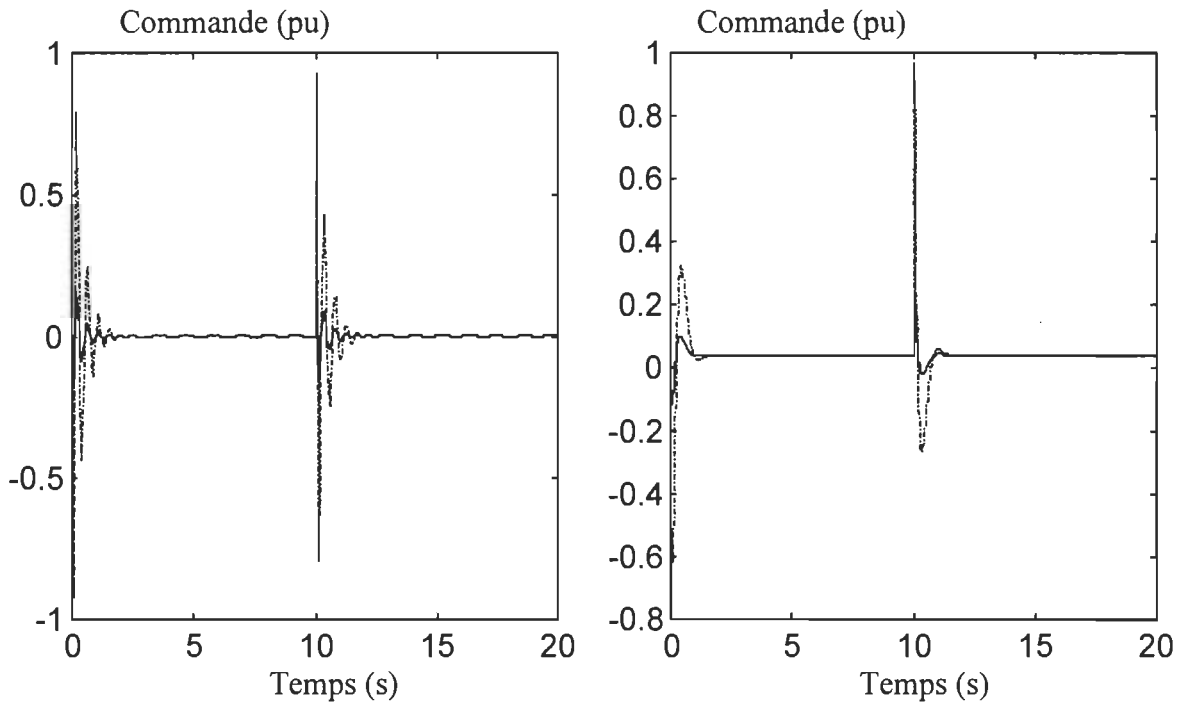


Figure G.16 : Signal de commande ($\alpha_p = \alpha_q = 0.1, T_p = T_q = 0.7$), (RCD) : (—) $\delta \mathbf{i}_{i_{dq}} = \pm 0.1 \mathbf{i}_{dq}^*$,

(-) $\delta \mathbf{i}_{i_{dq}} = \pm 0.5 \mathbf{i}_{dq}^*$; (a) régulateur OP, (b) régulateur RK

G.2.4 Commentaires

Les réponses issues de l'utilisation du régulateur classique (RK) sont en général moins oscillatoires (figures G.5, G.6, G.9, G.10, G.11, G.12, G.15, G.16) et se stabilisent au moins aussi rapidement que celles issues du régulateur OP. Le régulateur RK a tendance à induire des réponses transitoires plus prononcées (figures G.5, G.8, G.11, G.14). Il en est de même pour les signaux de commande (figures G.7, G.13, G.16). Les deux régulateurs ne sont pas issus d'une synthèse optimale, c'est pourquoi à la vue des réponses, il serait nécessaire, comme déjà mentionné au chapitre 8, d'améliorer les performances du régulateur OP en tentant une réduction du régulateur et le placement exact de ses pôles plutôt qu'à la localisation de ceux-ci dans une région convexe.

ANNEXE H

PRÉSENTATION COMPARATIVE DES RÉPONSES DU RÉSEAU À DEUX ZONES ET QUATRE GÉNÉRATEURS

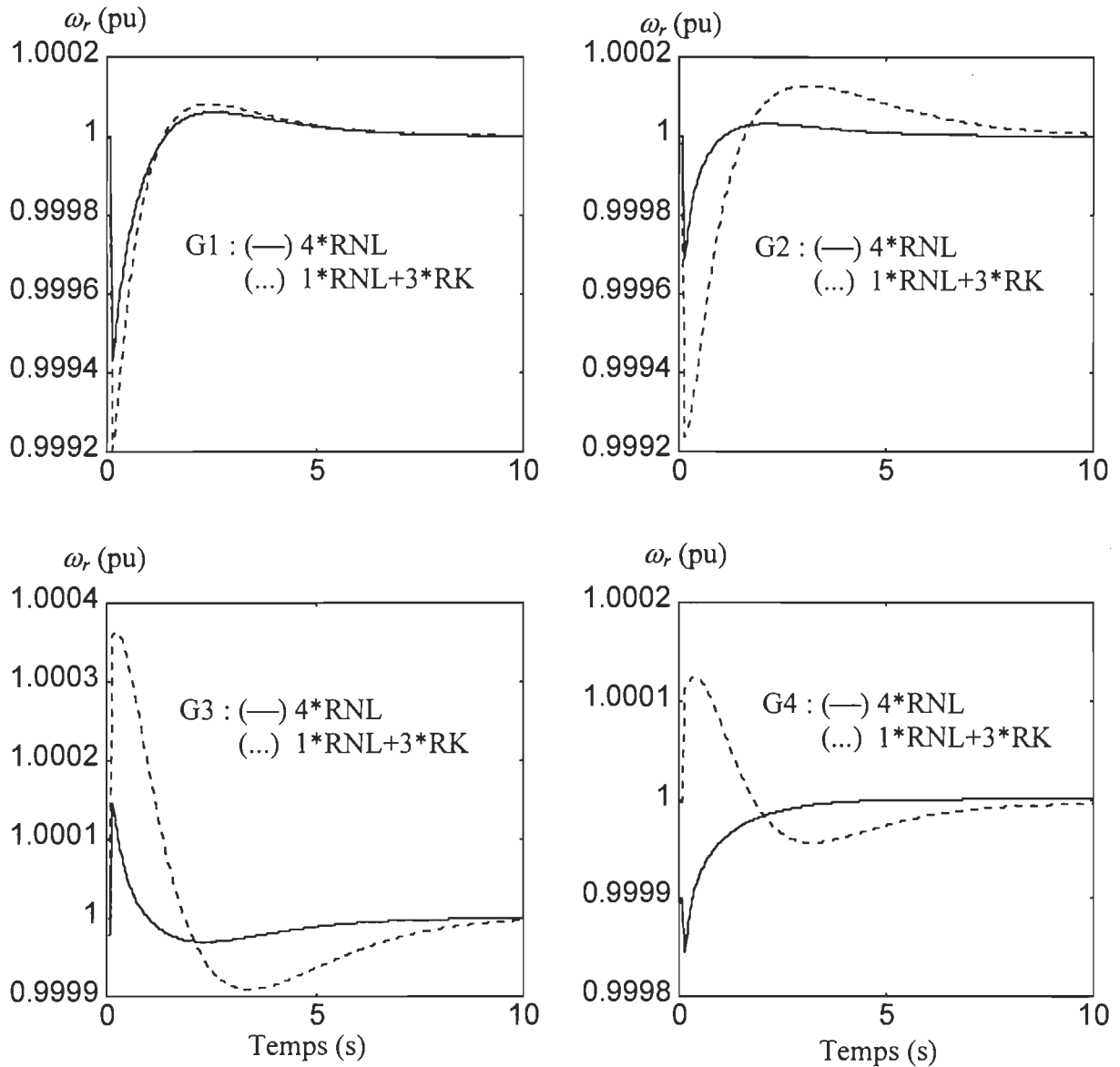


Figure H.1 : Réponse ω_r à une variation d'impédance du réseau à quatre générateurs munis du RNL (—) et du réseau comprenant trois générateurs munis du RK et un du RNL (...).

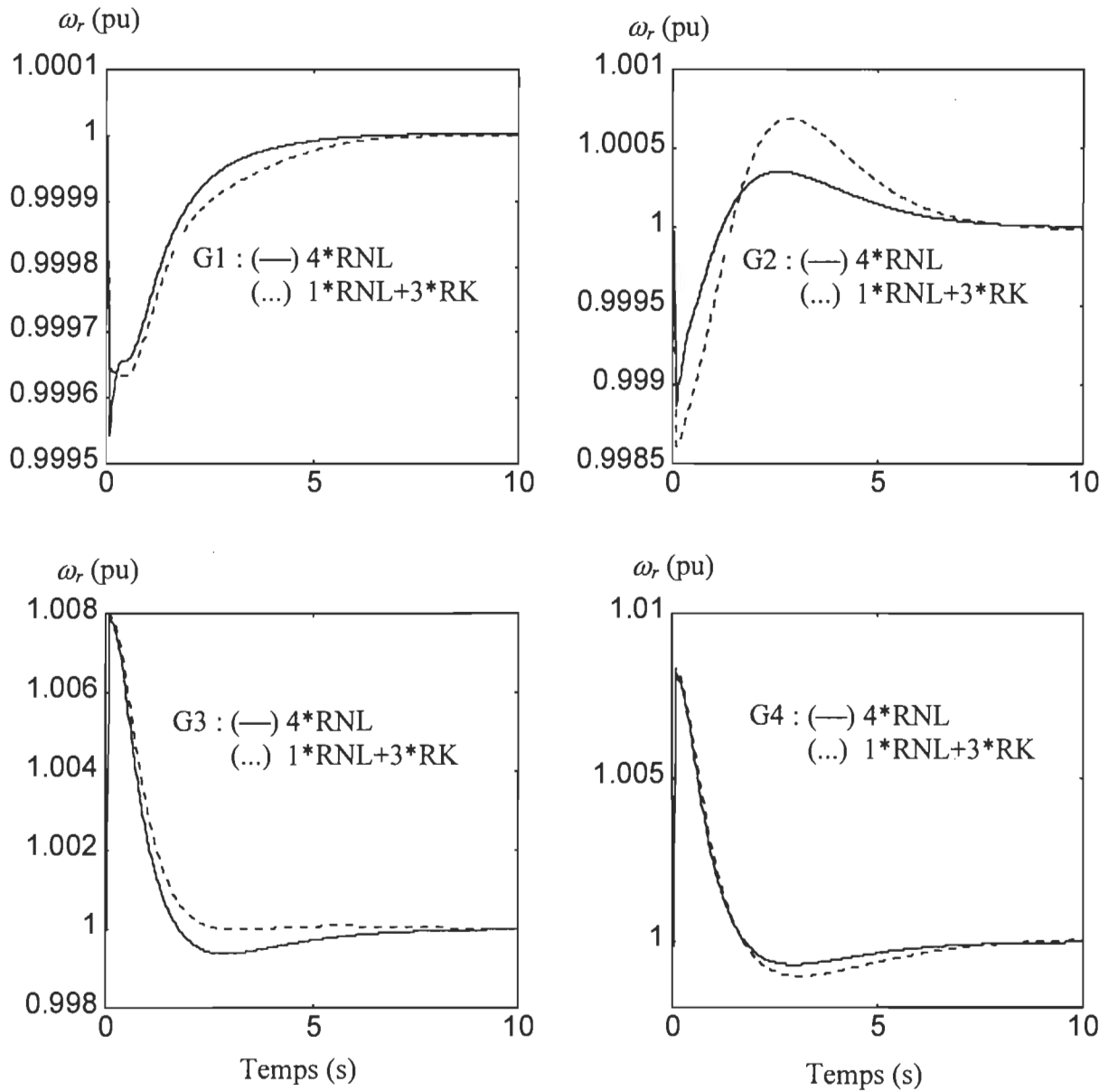


Figure H.2 : Réponse ω_r à un court-circuit triphasé du réseau à quatre générateurs munis du RNL (—) et du réseau comprenant trois générateur munis du RK et un du RNL (...).