

THÈSE

Présentée à
L'UNIVERSITÉ DE POITIERS

Pour l'obtention du grade de
DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE POITIERS

ÉCOLE NATIONALE SUPÉRIEURE D'INGÉNIEURS DE POITIERS

ÉCOLE DOCTORALE SCIENCES ET INGÉNIERIE POUR L'INFORMATION

Diplôme National - Arrêté du 30 mars 1992
SPECIALITÉ : GÉNIE ÉLECTRIQUE et AUTOMATIQUE

Présentée par

Abdallah Mouhammad BARAKAT

Contribution à l'amélioration de la régulation de tension
des générateurs synchrones : nouvelles structures
d'excitation associées à des lois de commande H_∞

Directeurs de Thèse : G. CHAMPENOIS

Co-encadrement : S. TNANI

Présentée et soutenue publiquement le 18 novembre 2011

COMPOSITION DU JURY

<i>Président :</i>	D. ROYE	Professeur, INP Grenoble
<i>Rapporteurs :</i>	G. CLERC E. MONMASSON	Professeur, Université Claude Bernard (Lyon I) Professeur, Université Cergy-Pontoise
<i>Examineurs :</i>	G. CHAMPENOIS E. MOUNI S. TNANI	Professeur, Université de Poitiers Ingénieur-Docteur, Moteurs Leroy Somer Maître de conférences, Université de Poitiers

Thèse préparée au sein du Laboratoire d'Automatique et d'Informatique Industrielle de Poitiers
dans le cadre d'une convention CIFRE avec la société MOTEURS LEROY SOMER d'Angoulême

Remerciements

Ce travail de thèse a été effectué sous la direction et l'encadrement de M. Gérard Champenois, professeur à l'université de Poitiers et directeur du laboratoire LAII. Je lui exprime toute ma gratitude pour la confiance qu'il a pu m'accorder ainsi que sa disponibilité permanente. Grâce à ses qualités humaines, scientifiques, professionnelles et sa vaste culture générale il était fort agréable de travailler avec Gérard. Merci beaucoup.

J'adresse mes plus sincères remerciements à MM. Emile Mouni, Ingénieur docteur au sein de Leroy Somer et Philippe Manfé, Responsable développement alternateurs chez Leroy Somer, pour leurs qualités humaines, leur gentillesse et leurs fructueux conseils.

Je remercie également M. Slim Tnani, Maître de conférence à l'université de Poitiers pour avoir acceptée la lourde tâche de codiriger ce travail, tout en me concédant une grande autonomie. Je lui souhaite une carrière avec beaucoup de réussite.

Je suis très sensible à l'honneur que me fait M. Daniel Roye, Professeur à l'université de Grenoble en acceptant de présider mon jury de thèse.

Que Messieurs Eric Monmasson, Professeur à l'université de Cergy-Pontoise et Guy Clerc, Professeur à l'université Claude Bernard (Lyon I), soient témoins de ma profonde gratitude pour avoir accepté de juger mon travail en tant que rapporteurs de cette thèse.

Je suis très reconnaissant envers MM. Olivier Bachelier, Maître de conférence à l'université de Poitiers et Bilal Sari, Docteur de l'université de Poitiers, pour leur aide précieuse sur la commande H_∞ et leurs conseils toujours bénéfiques.

J'exprime ma très grande sympathie et mes plus brefs remerciements à M. Pascal Rogeon, technicien de laboratoire, pour sa disponibilité et ses qualités humaines et dont les compétences dans le domaine de l'électronique et maintenance m'ont été grandement utiles pour mener à bien la partie expérimentale.

Les meilleurs sentiments sont destinés pour tous mes collègues, mes amis et mes frères. Je ne peux pas oublier Bilal Sari, Seif Eddine Chouaba et Ayman El. Seedy. J'ai partagé avec eux des moments inoubliables.

Je voudrais remercier tout particulièrement mes parents ainsi que tous les membres de ma famille de leur soutien et leurs encouragements tout au long de mon cursus. Ma reconnaissance envers eux est inestimable.

Merci également à mon épouse qui m'a toujours soutenu et qui m'a beaucoup aidé. A toi, je te dis merci, merci pour ta patience, ta gentillesse et ta générosité.

Que ce travail soit parmi les bonnes œuvres

Table des matières

Introduction générale	1
Chapitre 1 Un état de l'art sur les systèmes d'excitation des générateurs synchrones	5
1.1 Introduction	5
1.2 Intérêt du système d'excitation	6
1.3 Évolution de la structure d'excitation	8
1.3.1 Machine d'excitation à courant continu	8
1.3.2 ME à courant alternatif suivie d'un pont de diodes	9
1.3.2.1 Principe	9
1.3.2.2 Sources d'énergie pour l'excitatrice	10
1.3.3 ME à courant alternatif suivie d'un pont à thyristors	12
1.3.4 Auto-alimentation	12
1.4 Commande de la structure d'excitation	13
1.4.1 Régulateur de tension	13
1.4.2 Protection du système d'excitation	13
1.5 Problématique de notre travail de recherche	14
1.6 Conclusion	15
Chapitre 2 Modélisation et identification de la génératrice principale	17
2.1 Introduction	17
2.2 Modèle de référence de la génératrice principale	18
2.3 Modélisation dans le repère dq ramené au stator	20
2.4 Détermination des paramètres de la GP	23
2.4.1 Détermination des coefficients de réduction k_f, k_D, k_Q	25
2.5 Validation et comparaison des résultats	26
2.5.1 Modélisation pour la simulation de la GP	26

2.5.2	Identification et validation expérimentale	28
2.6	Conclusion	31

Chapitre 3 Application de la commande H_∞ sur la structure d'excitation idéale **33**

3.1	Introduction	33
3.2	Modélisation pour la commande de la GP	34
3.2.1	Modélisation de la GP avec charge interne	34
3.2.2	Modélisation de la GP avec charge externe	36
3.3	Contrôle linéaire par retour de sortie linéarisant	38
3.3.1	Commande multivariable (MISO)	38
3.3.2	Commande monovariable (SISO)	39
3.4	Synthèse de lois de commande par l'approche H_∞	41
3.4.1	Représentation des systèmes	41
3.4.2	Valeurs singulières et norme H_∞	43
3.4.2.1	Valeurs singulières	43
3.4.2.2	Norme H_∞	43
3.4.3	Problème H_∞	43
3.4.4	Synthèse H_∞ pondérée	45
3.4.4.1	Fonctions de sensibilité	46
3.4.4.2	Pondération à la sortie : $S/KS/T$	47
3.5	Application à la génératrice principale	49
3.5.1	Synthèse des régulateurs	49
3.5.1.1	Régulateur SISO	50
3.5.1.2	Régulateur MISO	52
3.5.2	Simulation et validation expérimentale	54
3.5.2.1	Prototype pour l'étude de la génératrice synchrone	54
3.5.2.2	Instrumentation et commande	56
3.5.2.3	Validation de la commande H_∞ par simulation	58
3.5.2.4	Comparaison des résultats Simulation/Expérimentation	67
3.6	Conclusion	69

Chapitre 4 Modélisation et linéarisation de nouveaux systèmes d'excitation **71**

4.1	Introduction	71
-----	------------------------	----

4.2	Analyse de la structure d'excitation classique	71
4.2.1	Modes de fonctionnement du pont de diodes	72
4.2.2	Réponse à l'application de la charge nominale	72
4.2.3	Réponse au délestage de la charge nominale	74
4.2.4	Réponse à un échelon montant appliqué à l'inducteur : de 14.4 V à 32 V	75
4.2.5	Réponse à un échelon descendant appliqué à l'inducteur : de 32 V à 14.4 V	76
4.2.6	Linéarisation et modélisation de la structure avec PD3 à diodes . .	77
4.2.6.1	Validation des modèles par simulation	78
4.3	Nouvelle structure à base d'une MSIB, PD3 et Hacheur	81
4.3.1	Modélisation non-linéaire avec linéarisation par compensation . . .	83
4.3.2	Modélisation avec i_{exc} constant	84
4.3.3	Modélisation avec $V_{redressée}$ constante	85
4.4	Nouvelle structure d'excitation avec PD3 à thyristors	86
4.4.1	MSAP comme excitatrice	86
4.4.1.1	Linéarisation de la structure d'excitation	90
4.4.1.2	Validation de la linéarisation du modèle par simulation . .	91
4.4.1.3	Modélisation du système complet	92
4.4.2	MSIB avec un pont à thyristors	93
4.5	Commande des interrupteurs tournants	94
4.6	Conclusion	95

Chapitre 5 Validations expérimentales des systèmes d'excitation proposés **97**

5.1	Introduction	97
5.2	Performances des systèmes d'excitation	97
5.3	Impact et délestage de la charge nominale $100_{0.8}$	99
5.3.1	Système d'excitation industriel	99
5.3.2	Structure d'excitation idéale	101
5.3.3	Structure d'excitation classique avec la commande H_{∞}	102
5.3.4	Structure d'excitation à base d'une MSIB, PD3 à diodes et Hacheur	103
5.3.5	Structure d'excitation avec un pont à thyristors	105
5.3.6	Influence de l'impact/délestage sur la vitesse de rotation	107
5.4	Évaluation de la structure (MSIB+PD3+hacheur)	108

5.4.1	Comparaison avec la structure idéale	108
5.4.2	Comparaison entre les trois méthodes de linéarisation	110
5.5	Comparaison qualitative et quantitative entre les différents systèmes d'ex- citation	113
5.6	Régulation SISO, MISO, charge interne, charge externe	119
5.6.1	Résultats comparatifs	119
5.6.2	Influence de la valeur de C	120
5.6.3	Influence de la puissance et du FP de la charge interne	121
5.7	Conclusion	122
Conclusion générale et perspectives		123
Annexes		125
Annexe A Modèle de simulation de la GP		125
Annexe B Modèle non-linéaire du système total		127
Annexe C Détermination des paramètres de la GP (code Matlab)		129
Annexe D Algorithme d'élaboration du correcteur SISO à charge externe		131
Bibliographie		133

Table des figures

1.1	Système d'excitation d'un générateur synchrone.	6
1.2	Influence de la variation de charge sur la tension (réponse obtenue avec le système d'excitation industriel de Leroy Somer).	7
1.3	Structure d'excitation avec machine dc et un contrôle par rhéostat.	7
1.4	Excitation de la GP par une machine à courant continu.	8
1.5	Structure d'excitation avec une machine ac et un redresseur statique.	9
1.6	Structure d'excitation avec une machine ac et un redresseur tournant.	10
1.7	Excitation SHUNT de la GP [Somb].	10
1.8	Excitation PMG de la GP [Somb].	11
1.9	Excitation AREP de la GP [Somb].	11
1.10	Structure d'excitation avec thyristors.	12
1.11	Principe d'excitation par auto-alimentation.	12
1.12	Désexcitation par résistance et protection contre la surtension.	14
1.13	Représentation générale du système d'excitation.	14
2.1	Représentation schématique de la génératrice principale.	18
2.2	Vue schématique des différents flux dans la machine dans les axes d et q	22
2.3	Circuit électrique équivalent ramené au stator.	23
2.4	Représentation de la stratégie de modélisation de la GP.	26
2.5	Schéma d'implémentation du modèle sous Matlab/Simulink.	28
2.6	Caractéristique à vide de la GP.	29
2.7	Détermination du coefficient de réduction k_f	30
2.8	Courants statoriques i_{abc} pendant le court-circuit brusque.	30
2.9	Courant de la roue polaire.	31
3.1	Structure d'excitation idéale.	33
3.2	Représentation d'état du modèle de la GP.	34
3.3	Modélisation de la GP avec charge interne.	34
3.4	Modèle d'état à charge interne.	36
3.5	Utilisation d'une capacité triphasée à la sortie du modèle de la GP.	36
3.6	Modélisation de la GP avec une charge externe.	38
3.7	Schéma d'implémentation de la régulation MISO.	39
3.8	Schéma d'implémentation de la Régulation SISO.	40
3.9	Représentation standard d'un système.	42
3.10	Valeurs singulières et norme $\ G(s)\ _\infty$ d'une matrice de transfert.	44

3.11	Forme standard pour le problème H_∞	44
3.12	Ajout des pondérations dans la forme LFT.	45
3.13	Schéma représentatif d'une boucle classique d'asservissement.	46
3.14	Pondération $S/KS/T$	48
3.15	Modèle de la GP à charge externe pour la régulation SISO ou MISO.	49
3.16	Modèle à charge externe pour la régulation SISO ou MISO.	49
3.17	Représentation standard de $P(s)$	50
3.18	Structure classique d'un alternateur <i>Brushless</i>	54
3.19	Insertion des bagues et balais pour l'étude du système.	55
3.20	Présentation du banc des machines avec le variateur de vitesse.	56
3.21	Présentation des charges utilisées.	56
3.22	Vue d'ensemble du banc expérimental.	57
3.23	Schéma fonctionnel d'implantation du régulateur SISO.	58
3.24	Schéma d'implantation du régulateur pour la simulation.	59
3.25	Tracé de Bode de la fonction S_y	59
3.26	Tracé de Bode de la fonction S_y pour différentes valeurs de W_2	60
3.27	Influence de la fréquence de coupure de W_1 sur S_y	60
3.28	Réduction de l'ordre du correcteur.	61
3.29	Tension composée et courants triphasés.	62
3.30	Tension et courant de la roue polaire.	62
3.31	Tensions statoriques durant l'impact et le délestage de la charge $100_{0.8}$	63
3.32	Courants statoriques durant l'impact et le délestage de la charge $100_{0.8}$	63
3.33	Tension statorique efficace instantanée.	64
3.34	Tensions statoriques dans le repère dq	65
3.35	Courants statoriques dans le repère dq	65
3.36	Courants des amortisseurs dans le repère dq	66
3.37	Tensions statoriques simples et courants triphasés.	67
3.38	Comparaison expérimentation/simulation des tensions et courants durant l'impact et le délestage.	68
3.39	Tensions efficaces réduites (simulation et expérimentation).	69
3.40	Vitesse mécanique réelle de la machine (p.u.).	69
4.1	Structure d'excitation à base du pont de diodes.	72
4.2	Influence de l'impact de la charge nominale (simulation).	73
4.3	Influence du délestage de la charge nominale (simulation).	74
4.4	Application d'un échelon montant sur l'inducteur de l'excitatrice (simulation).	75
4.5	Application d'un échelon descendant sur l'inducteur de l'excitatrice (simulation).	76
4.6	Schéma représentatif de la structure en boucle fermée.	77
4.7	Validation de la méthode de linéarisation.	79
4.8	Comparaison entre le modèle linéaire et le modèle non-linéaire.	80
4.9	Modèles du système pour les régulations monovariante et multivariante.	81
4.10	Structure d'excitation d'un PD3 à diodes avec un Hacheur.	82
4.11	Régulateurs synthétisés avec la structure MSIB+PD3+Hacheur.	82

4.12	Représentation d'état du modèle avec les entrées exogènes (modèle à charge externe).	84
4.13	Représentation de la méthode de linéarisation avec mesure de i_{exc} et i_f .	84
4.14	Tension redressée lors du délestage des charges 100 _{0,3} et 100 ₁ (essais expérimentaux).	86
4.15	Structure d'excitation à base d'une MSAP et un pont à thyristors.	87
4.16	Banc expérimental en présence de la MSAP et le pont à thyristors.	87
4.17	Limitation de l'angle de retard maximal.	89
4.18	Circuit électrique équivalent de la MSAP.	90
4.19	Validation de la stratégie de linéarisation.	91
4.20	Comparaison entre le modèle linéaire et le modèle non-linéaire.	92
4.21	Schéma d'implantation de la régulation SISO sous dSPACE.	93
4.22	Association de la MSIB avec le pont à thyristors.	93
4.23	Commande des interrupteurs tournants.	95
5.1	Tension efficace en utilisant la tension composée et les tensions simples.	98
5.2	Rappel de la structure d'excitation industrielle.	99
5.3	Tension et courant statoriques de la GP (impact/délestage de la charge 100 _{0,8} , structure industrielle, régulateur industriel R250).	100
5.4	Courants de l'inducteur de la ME et de la roue polaire (impact/délestage, structure industrielle, régulateur industriel R250).	100
5.5	Rappel de la structure d'excitation idéale.	101
5.6	Tension statorique composée et courant de la roue polaire (impact/délestage de la charge 100 _{0,8} , structure d'excitation idéale, régulateur SISO H_∞).	101
5.7	Rappel de la structure d'excitation classique avec le régulateur H_∞ .	102
5.8	Tension composée et courant de la GP (impact/délestage de la charge charge 100 _{0,8} , structure industrielle, régulateur SISO H_∞).	103
5.9	Grandeurs d'excitation avec le régulateur H_∞ (charge 100 _{0,8}).	103
5.10	Rappel de la structure d'excitation composée d'une MSIB, PD3 à diodes et un hacheur.	104
5.11	Tension et courant de la GP (impact/délestage de la charge 100 _{0,8} , structure MSIB+PD3 à diodes+ Hacheur, régulateur SISO H_∞).	104
5.12	Tension redressée et courant de la roue polaire (structure avec hacheur).	105
5.13	Rappel des structures à base d'une MSIB et un PD3 à thyristors; d'une MSAP et un PD3 à thyristors.	105
5.14	Tension et courant de la roue polaire (impact/délestage de la charge 100 _{0,8} , structure avec MSIB et PD3 à thyristors, SISO H_∞).	106
5.15	Tension et courant de la roue polaire (impact/délestage de la charge 100 _{0,8} , structure avec MSAP et PD3 à thyristors, SISO H_∞).	107
5.16	Effet d'impact et de délestage sur la vitesse de rotation.	107
5.17	Comparaison entre la structure idéale et la structure MSIB avec PD3 à diodes et hacheur double quadrants, linéarisation par compensation, régulateur SISO H_∞ .	109
5.18	Comparaison entre les trois méthodes de linéarisation, structure MSIB avec PD3 à diodes et hacheur double quadrants, régulateur SISO H_∞ .	110

5.19 Réponse de la structure proposée en utilisant les trois méthodes de linéarisation (hacheur simple quadrant, structure MSIB avec PD3 à diodes et hacheur, régulateur SISO H_∞).	112
5.20 Impact et délestage de la charge nominale $100_{0.8}$.	114
5.21 Impact et délestage de la charge $100_{0.6}$.	114
5.22 Impact et délestage de la charge $100_{0.3}$.	115
5.23 Impact et délestage de la charge $150_{0.8}$.	115
5.24 Démarrage et arrêt de la MAS $100_{0.8} + MAS$.	116
5.25 Temps de réponse durant l'impact.	117
5.26 Chute de tension durant l'impact.	118
5.27 Dépassement de tension durant le délestage.	118
5.28 Temps de réponse durant le délestage.	119
5.29 Régulation SISO/MISO à charge interne/externe, structure industrielle, charge $100_{0.8}$.	120
5.30 Influence de la valeur de la capacité sur le régulateur synthétisé.	121
5.31 Influence du facteur de puissance de la charge interne.	121
5.32 Influence de la puissance apparente de la charge interne.	122
A.1 Schéma Simulink du modèle de la GP.	125
B.1 Schéma Simulink du modèle non-linéaire du système total.	127

Liste des tableaux

2.1	Paramètres de la machine LSA 422 VS2, 4 pôles.	21
2.2	Relations entre les réactances et les constantes de temps.	24
2.3	Paramètres du circuit équivalent.	24
4.1	Paramètres de la MSIB.	77
4.2	Paramètres de la MSAP.	88
5.1	Charges utilisées lors de l'impact.	98
5.2	Etude quantitative des résultats obtenus (hacheur double quadrants).	111
5.3	Etude quantitative des résultats obtenus (hacheur simple quadrant).	113
5.4	Comparaison quantitative entre les différents systèmes d'excitation.	116
C.1	Paramètres de la machine principale.	130

Introduction générale

Les générateurs synchrones (alternateurs) sont les machines les plus utilisées pour la génération de l'énergie électrique aussi bien pour des réseaux de grandes puissances interconnectés que les réseaux autonomes de systèmes embarqués ou de secours. Aujourd'hui, les utilisateurs de ces machines sont de plus en plus exigeant sur les performances dynamiques lors des perturbations des réseaux ou lors des variations de charge. Pour cela, les constructeurs ne cessent d'améliorer ces machines en intervenant sur les paramètres de conception (géométrie des pièces polaires, des amortisseurs, etc.) et aussi sur le système d'excitation. Ce dernier a très peu évolué depuis de nombreuses années sauf l'apport des régulateurs numériques à base de micro-contrôleurs qui se sont contentés d'apporter essentiellement une souplesse sur le réglage du correcteur mais pas une révolution sur les performances dynamiques. Pour franchir une étape dans l'amélioration de ces régimes dynamiques, il est nécessaire de rechercher de nouvelles solutions sur les structures d'excitation et dans les lois de commande. Ces deux éléments ont une influence importante sur le comportement dynamique du générateur synchrone.

Les travaux de cette thèse se sont concentrés sur les améliorations du système d'excitation dans le cadre d'un fonctionnement autonome de l'alternateur. L'objectif est d'obtenir le minimum d'influence des perturbations de charge sur la tension délivrée par la génératrice principale (GP). Pour les validations expérimentales, les variations de charge sont créées par l'impact et le délestage de différentes charges R, L ou de démarrage de machines asynchrones.

La principale structure d'excitation utilisée par Leroy Somer comprend une machine d'excitation bobinée, synchrone inversée, couplée sur le même arbre que la génératrice principale, alimentant l'inducteur de cette dernière au travers d'un pont redresseur à diodes tournantes. Elle est connue sous le nom *brushless excitation*. L'avantage principal de celle-ci est le transfert de la puissance vers l'inducteur de la GP sans l'utilisation du système bagues-balais, ce qui permet de réduire les coûts de maintenance. La régulation de la tension de sortie de la GP est faite grâce à un régulateur analogique ou numérique de type PID. Celui agit sur le circuit d'excitation de la machine excitatrice. Ce système d'excitation industriel possède plusieurs inconvénients qui limitent sa dynamique et ses performances :

- le contrôle de l'inducteur de la GP se fait de façon indirecte à travers la commande de la machine excitatrice qui possède une dynamique réduite et à travers un pont de diodes qui ne permet pas d'obtenir une tension négative aux bornes de la roue polaire pour accélérer la réduction de son courant lors du délestage de la charge et provoque par conséquent une surtension en sortie de la GP. Cette structure indirecte

- limite grandement la dynamique du système par rapport à une structure d'excitation qui contrôlerait directement l'inducteur de la GP ;
- en régimes transitoires, lorsque le courant de la roue polaire est supérieur au courant maximum que peut délivrer l'excitatrice, le pont de diodes fonctionne en roue libre. Dans ce dernier cas, la tension de la roue polaire devient nulle et provoque un fonctionnement non-linéaire qui a pour effet de diminuer les performances du régulateur de tension ;
- l'ordre réduit du correcteur (type PID) qui ne prend pas en compte toutes les dynamiques du système, ce qui ne permet pas de garantir la stabilité du système durant les régimes transitoires.

Suite à l'inventaire des inconvénients du système d'excitation industriel, cette thèse tente de proposer des solutions en termes de nouvelles structures combinées à des méthodes de synthèse modernes qui permettent de garantir la stabilité de la régulation de la tension de la GP.

Le mémoire est organisé en cinq chapitres

Le premier chapitre est consacré à la présentation de différents systèmes d'excitation de générateurs synchrones avec une chronologie d'apparition en fonction des évolutions des technologies des machines, des composants d'électronique de puissance et de l'électronique de commande (analogique et numérique).

Le deuxième chapitre détaille une méthodologie de la modélisation et de l'identification de la génératrice principale. Il montre les relations entre les paramètres classiques de l'alternateur (inductances transitoires et subtransitoires (X_d , \dot{X}_d , \ddot{X}_d , etc.), constantes de temps (T_d , T_{do} , etc.) et les paramètres du modèle de Park à partir du circuit électrique équivalent ramené au stator dans le repère dq . A partir d'essais d'identification, il est possible de déduire les valeurs de tous les paramètres. A la fin, des essais dynamiques expérimentaux viennent valider le modèle obtenu et permettent de mettre en évidence ses limites.

Dans le troisième chapitre, deux modèles de la GP sont présentés en détaillant les structures de commande associées et les conséquences sur la garantie de la stabilité. La loi de commande H_∞ , utilisée dans cette thèse, est décrite de façon théorique et ensuite appliquée en considérant des systèmes de contrôle SISO et MISO. Des validations, par simulation et par expérimentation, de ces différentes commandes sont présentées et comparées.

Le chapitre quatre analyse le comportement dynamique de la structure d'excitation industrielle et de plusieurs nouvelles structures d'excitation développées dans cette thèse en utilisant la synthèse H_∞ dans l'objectif d'améliorer la régulation de la tension de la GP. Après avoir recherché un modèle linéaire pour chaque structure proposée, des régulateurs H_∞ monovariables et multivariables ont été synthétisés pour garantir la stabilité et obtenir des performances optimales de chaque structure.

Le dernier chapitre est consacré à la présentation et l'analyse des résultats expérimentaux en utilisant des essais expérimentaux basés sur des impacts et des délestages de différentes charges. Une première comparaison est faite avec la structure industrielle en comparant les performances dynamiques entre le régulateur industriel (R250) et le régulateur H_∞ . Il est démontré que la stratégie de commande a une influence très importante sur les performances de la régulation de tension. Outre cela, ce chapitre montre l'apport

de nouvelles structures d'excitation dites « directe ».

Chapitre 1

Un état de l'art sur les systèmes d'excitation des générateurs synchrones

1.1 Introduction

Les génératrices synchrones sont les principaux générateurs de l'énergie électrique que nous consommons. Ces machines constituent les plus gros convertisseurs électromécaniques au monde. Elles transforment l'énergie mécanique en énergie électrique dans une gamme de puissance très importante ($W \rightarrow GW$) [KP79, ABFM07].

Les génératrices synchrones peuvent être à pôles saillants ou à pôles lisses. Le nombre de pôles est imposé par la vitesse du rotor et par la fréquence du courant à produire. Dans les centrales électriques thermiques (nucléaires ou classiques), une turbine à vapeur ou une turbine à gaz tourne à grande vitesse à 3000 ou 1500 tr/min sur les réseaux à 50 Hz. Par conséquent, les alternateurs qu'elles entraînent comportent 2 ou 4 pôles.

Dans les centrales hydrauliques, les turbines tournent plus lentement. Comme les alternateurs sont raccordés directement aux turbines, on doit placer un grand nombre de pôles sur le rotor. Les alternateurs à basse vitesse ont donc toujours un grand diamètre, de façon à laisser l'espace nécessaire pour loger le nombre de pôles requis.

Les alternateurs sont encore utilisés en tant que générateur d'énergie électrique autonome (groupes électrogènes). La plupart des groupes sont constitués d'un moteur thermique qui entraîne un alternateur. Leur taille et leur poids peuvent varier de quelques kilogrammes à plusieurs dizaines de tonnes [Tou06]. Les grands groupes électrogènes utilisent généralement un moteur Diesel à faible vitesse de rotation. Dans ce cas, le rotor de l'alternateur ressemble beaucoup à celui d'un alternateur hydraulique, avec un nombre élevé de pôles, un grand diamètre et un grand moment d'inertie absorbant les variations de vitesse de rotation de l'arbre du moteur Diesel.

Parmi les applications des alternateurs à charge séparée (sans couplage au réseau) on cite : les zones non couplées à un réseau d'énergie (îles, déserts, sites, etc.); les applications « secours » (hôpitaux, industries, aéroports, centres informatiques, etc.); les applications embarquées (navires, avions, véhicules électriques et hybrides, etc.).

Tout d'abord, un alternateur doit fournir une tension constante. En plus, la variation de la charge doit avoir le minimum d'influence sur la tension générée. Certaines applications nécessitent une haute qualité de fourniture d'énergie (hôpitaux par exemple). Pour cela, l'alternateur est toujours équipé d'un système d'excitation qui a pour rôle de réguler la tension de sortie et de rejeter les perturbations liées à la variation de la charge de l'alternateur.

Le système d'excitation est constitué de la structure d'excitation de l'alternateur et du régulateur de tension. Dans ce chapitre, nous introduisons notre travail par une présentation d'un ancien système d'excitation constitué d'une machine à courant continu et d'un régulateur de tension électromécanique. Ensuite nous présenterons quelques évolutions de la structure d'excitation et du régulateur de tension. Dans la dernière section, on montrera la problématique de notre travail de recherche et on présentera les nouveaux systèmes d'excitation proposés dans ce travail.

1.2 Intérêt du système d'excitation

Un générateur synchrone (alternateur) est constitué de la génératrice principale (GP) et d'un système d'excitation (voir figure 1.1). Ce dernier est composé de la structure d'excitation nécessaire pour l'alimentation de l'inducteur de la GP et du régulateur de tension. Une source de puissance est toujours nécessaire pour l'alimentation de la structure d'excitation.

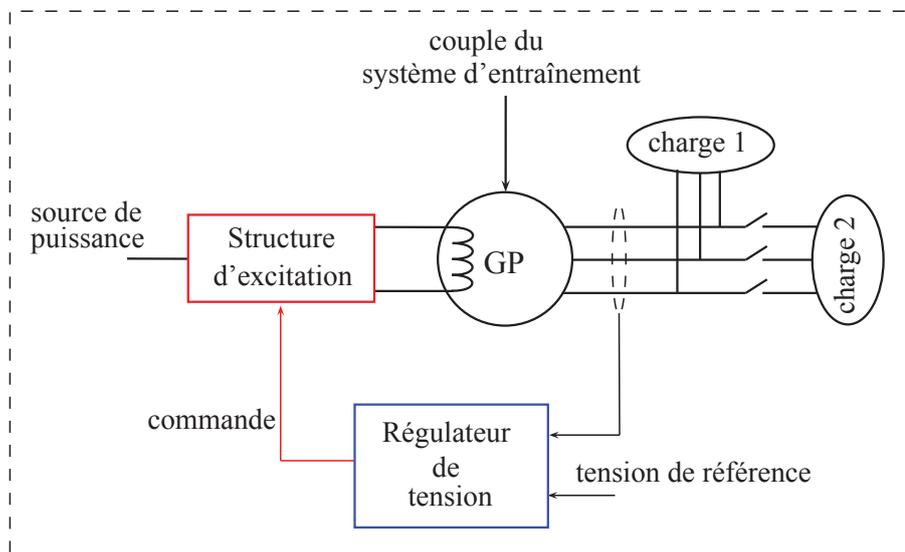


FIGURE 1.1 – Système d'excitation d'un générateur synchrone.

La variation de la charge connectée à un alternateur a une influence directe sur la tension générée. La figure 1.2 montre la tension composée aux bornes d'un alternateur durant l'application et le délestage d'une charge linéaire. Avant l'application de la charge, la tension efficace est réglée à 400 V. Durant l'impact, on assiste à une chute de tension

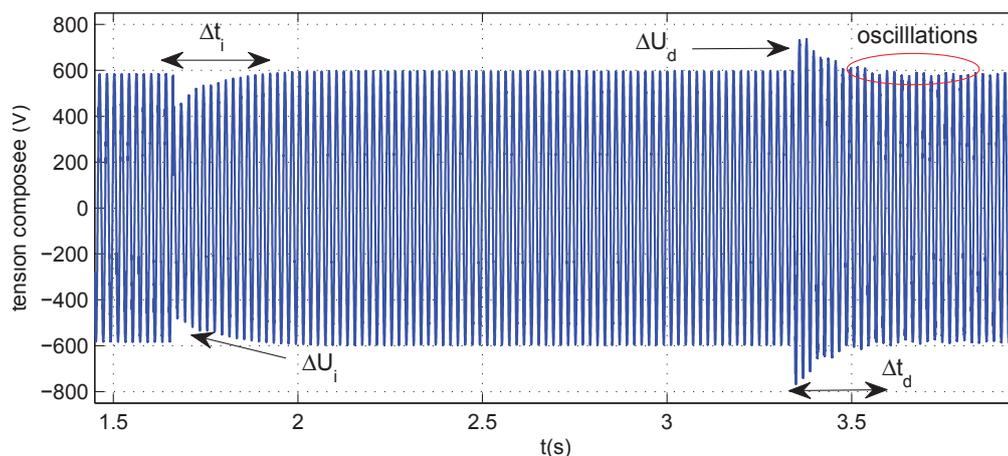


FIGURE 1.2 – Influence de la variation de charge sur la tension (réponse obtenue avec le système d'excitation industriel de Leroy Somer).

importante (supérieur à 20%) et un temps de réponse supérieur à 350 *ms*. Lors du délestage, on assiste à un dépassement de la tension de 25%. En plus, on constate qu'un petit phénomène d'ondulation se produit avant d'atteindre le régime permanent.

Outre les recommandations des organisations internationales de normalisation (ISO, CEI, etc.) [ISO05, Rep69, Std90], il existe beaucoup d'applications qui nécessitent des meilleurs performances en termes de stabilité, chute/dépassement de tension et temps de réponse [PLLY09, VD05, PVML08, Maa08]. Le système d'excitation est l'élément principal qui influence le comportement dynamique d'un générateur synchrone.

La figure 1.3 montre une des plus anciennes structures d'excitation. La machine excitatrice à courant continu est munie d'un enroulement d'auto-excitation en dérivation (L_d). La régulation de la tension est basée sur la variation de la résistance du rhéostat.

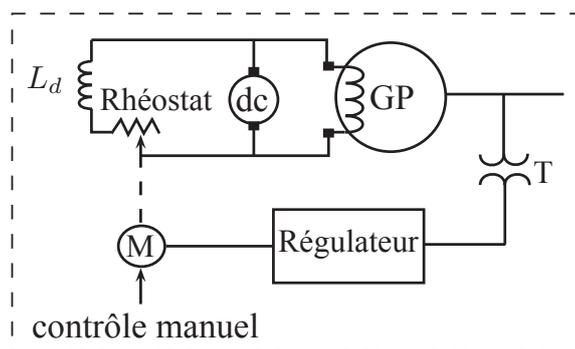


FIGURE 1.3 – Structure d'excitation avec machine dc et un contrôle par rhéostat.

On note qu'avec les systèmes antérieurs, la régulation de la tension était entièrement manuelle. En 1940, on trouve un régulateur électromécanique (Silverstat type SRA [Gro99]). Ce régulateur commande un électroaimant qui peut faire varier la résistance d'un rhéostat mis en série avec l'enroulement d'excitation (voir figure 1.3). La variation

lente de la résistance a poussée beaucoup d'études pour améliorer la dynamique et la stabilité du système. Aujourd'hui, le système d'excitation doit répondre aux exigences de plusieurs applications :

- Stabilité ;
- Régulation performante avec une réponse rapide ;
- Grande fiabilité ;
- Grande disponibilité ;
- Exigences d'entretien minimales ;
- Construction robuste.

1.3 Évolution de la structure d'excitation

La structure d'excitation possède une source de puissance nécessaire pour l'alimentation de l'inducteur de la GP (la roue polaire). On peut trouver trois grandes sources :

- machine d'excitation (ME) à courant continu ;
- ME à courant alternatif suivie d'un redresseur ;
- redresseur alimenté directement à partir des bornes de la GP (auto-alimentation).

La plupart des structures d'excitation tirent leur énergie sous forme mécanique à partir de la ligne d'arbre dans les deux premiers cas, ou directement de la GP sous forme électrique dans le troisième.

Les structures à base d'une machine d'excitation nécessitent une source secondaire de puissance pour l'excitation de la ME. La source secondaire est généralement constituée : soit d'un redresseur alimenté à partir de la GP, soit d'une machine à courant continu ou une machine synchrone à aimants permanents suivie d'un redresseur.

1.3.1 Machine d'excitation à courant continu

La figure 1.4 montre le principe général de l'excitation de la GP avec une machine dc. A titre d'exemple, cette solution a été utilisée par les sociétés General Electric [CRT61] et Westinghouse [BCH53].

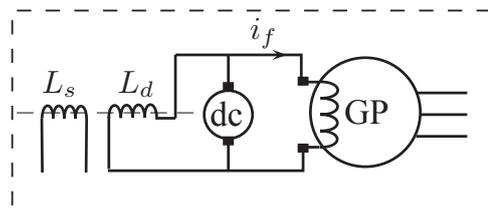


FIGURE 1.4 – Excitation de la GP par une machine à courant continu.

La machine excitatrice est munie d'un enroulement d'excitation séparée (L_s) par lequel seront obtenues les variations de flux permettant la variation de la tension de la roue polaire. La machine peut être munie d'un enroulement d'auto-excitation en dérivation (L_d) qui est capable de fournir du courant à la roue polaire correspondant au fonctionnement

à vide de la machine principale. La machine dc est généralement accouplée sur le même arbre que le rotor de la GP. Lorsque les conditions de puissance et de vitesse pour la machine à courant continu sont difficilement réalisables, un réducteur à engrenage est utilisé ou la machine dc est entraînée par un moteur asynchrone [Wet97, BJ64], mais cette dernière solution est plus coûteuse. Il faut noter que la transmission de la puissance de la machine dc vers l'inducteur de la GP nécessite l'utilisation de bagues et de balais (sur la machine dc et sur la GP).

1.3.2 ME à courant alternatif suivie d'un pont de diodes

1.3.2.1 Principe

L'apparition de la diode au silicium a ouvert la porte à des redresseurs compacts capables de convertir le courant alternatif en courant continu pour un niveau de puissance qui convient pour l'excitation des plus grands générateurs. Pour cela, une nouvelle structure d'excitation à base d'une machine à courant alternatif suivie d'un pont de diodes a été mise en place. Cette structure est montrée par la figure 1.5. Dans la plupart des cas, la ME est une machine synchrone à rotor bobiné. On note que le transfert de la puissance vers la roue polaire s'effectue par l'intermédiaire de bagues et de balais sur la GP. A titre

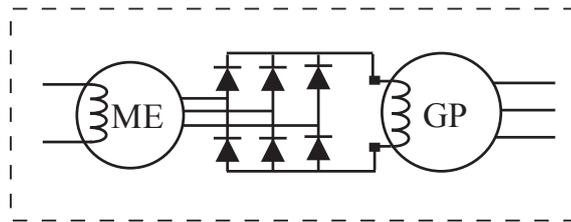


FIGURE 1.5 – Structure d'excitation avec une machine ac et un redresseur statique.

d'exemple, cette structure a été utilisée par General Electric Alterrex [BORT68].

Cette structure a une réponse plus rapide que celle de la structure précédente, mais le système bagues-balais possède plusieurs inconvénients (maintenance, étincelles, ...). En plus, avec l'augmentation de la puissance transmise vers la roue polaire, le design du système bagues-balais devient plus difficile. Comme la diode au silicium est mécaniquement robuste et capable de résister à des forces centrifuges élevées, il est devenu très pratique de produire une structure d'excitation avec un redresseur tournant (sans bagues ni balais). Dans ce cas, la machine excitatrice est inversée et caractérisée par son inducteur fixe et son induit tournant. On estime qu'en 1960, Westinghouse était la première société qui utilisa cette structure [WHB53, FHM59, MB66] (voir figure 1.6). On note que cette structure a été très utilisée dans les applications aéronautiques [WHB53]. Son avantage principal est l'élimination du système bagues-balais, ce qui permet de réduire les coûts de maintenance.

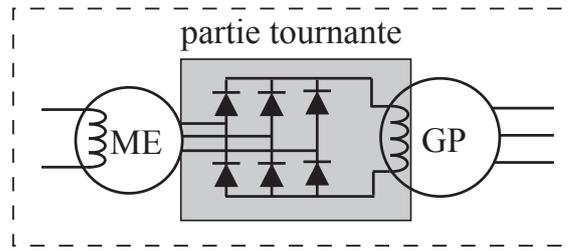


FIGURE 1.6 – Structure d'excitation avec une machine ac et un redresseur tournant.

1.3.2.2 Sources d'énergie pour l'excitatrice

Il existe trois principales méthodes pour produire la puissance nécessaire à l'alimentation de la machine excitatrice :

- SHUNT ;
- PMG (Permanent Magnet Generator) ;
- AREP (Auxiliary winding Regulation Excitation Principle).

Les figures 1.7, 1.8, 1.9 montrent les schémas de principe de ces trois méthodes. Comme on le remarque sur ces figures, la machine d'excitation est un alternateur inversé qui alimente un pont redresseur à diodes tournantes. La sortie de ce pont sert à l'alimentation de la roue polaire. La différence fondamentale entre les trois configurations reste surtout dans le prélèvement de l'énergie en vue de l'excitation de la ME.

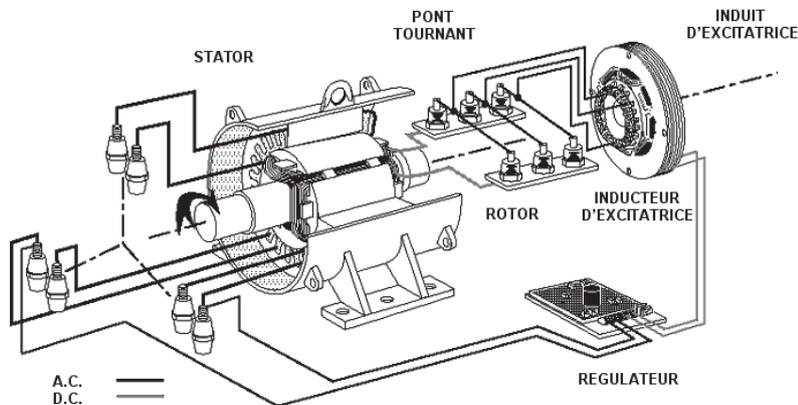


FIGURE 1.7 – Excitation SHUNT de la GP [Somb].

A propos de l'excitation SHUNT, la tension d'alimentation du régulateur de tension est prise en dérivation sur les bornes de sortie de la GP. Le régulateur de tension génère et régule le courant d'excitation en fonction de la tension de sortie de la GP. Le système SHUNT est simple de par sa conception et très adapté aux besoins basiques. Par contre, il n'accepte pas de surcharges élevées et n'offre pas de capacité de court-circuit. Cette structure est utilisée dans les applications de secours basiques, telecom., etc.

A propos de l'excitation PMG, la tension d'alimentation du régulateur de tension est générée par une génératrice à aimants permanents (PMG) montée sur l'arbre de l'alter-

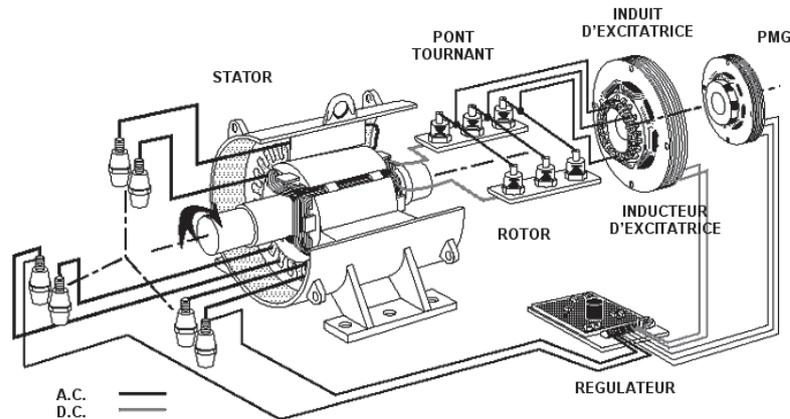


FIGURE 1.8 – Excitation PMG de la GP [Somb].

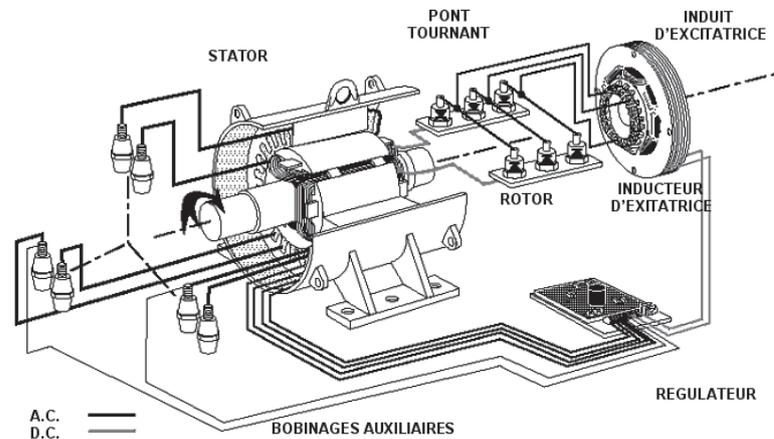


FIGURE 1.9 – Excitation AREP de la GP [Somb].

nateur. La PMG délivre une tension constante et indépendante de la charge de la GP. Le système PMG présente par conséquent une capacité de surcharge élevée (impact de charge ou démarrage de moteurs électriques) et une capacité de court-circuit de 300% (le courant de court-circuit est égal au triple du courant nominal). Son amorçage est intrinsèque grâce aux aimants permanents.

A propos de l'excitation AREP (brevet de la société Leroy Somer), le régulateur est alimenté par deux bobinages auxiliaires. La tension délivrée par le premier bobinage auxiliaire H1 est proportionnelle à la tension de sortie de la GP. La tension délivrée par le second bobinage auxiliaire H3 est proportionnelle au courant débité par l'alternateur et fonction de la charge appliquée. La tension composée résultante permet l'alimentation du régulateur. Le système AREP dote l'alternateur d'une capacité de surcharge élevée (impact de charge ou démarrage de moteurs électriques) et une capacité de court-circuit de 300%. L'alternateur avec excitation AREP a un encombrement moindre qu'avec une excitation PMG. Les structures PMG et AREP sont très utilisées dans la marine, l'industrie, la construction, les hôpitaux, les banques, etc.

1.3.3 ME à courant alternatif suivie d'un pont à thyristors

Si les diodes au silicium sont remplacées par des thyristors, il devient possible de varier rapidement la tension de la roue polaire. En plus, cette dernière peut prendre des valeurs positives et négatives. La figure 1.10 montre la structure avec thyristors. Il faut noter que la tension redressée est très riche en harmoniques. Les auteurs en [RHW71] ont étudié le design de la roue polaire (isolation) en tenant compte de ce type d'excitation. Cette

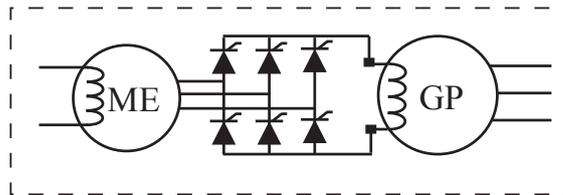


FIGURE 1.10 – Structure d'excitation avec thyristors.

structure est utilisée par plusieurs sociétés (Siemens, General Electric ...) [Rep69]. Par contre, des bagues et des balais sont souvent utilisés pour la transmission de la puissance vers la roue polaire. Afin d'obtenir une structure *brushless*, les auteurs en [WHDP72] proposent d'utiliser la transmission sans fil pour commander les thyristors tournants. Les auteurs en [Uma02] montre l'utilisation d'une machine inversée pour la transmission de la commande (machine de contrôle). On note que les deux solutions nécessitent de la rapidité et de la robustesse dans la transmission de la commande.

1.3.4 Auto-alimentation

Dans cette structure, le pont à thyristors alimentant la roue polaire est lui même alimenté par la sortie de la GP (En utilisant un transformateur de tension ou (et) un transformateur de courant) [Wet97]. La figure 1.11 montre le principe de cette structure d'excitation.

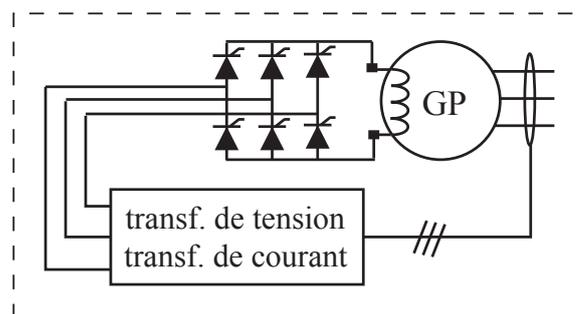


FIGURE 1.11 – Principe d'excitation par auto-alimentation.

On note qu'en général, la tension due aux flux rémanent de la GP est trop faible pour permettre l'amorçage et il faut donc utiliser une source auxiliaire (une batterie par exemple).

1.4 Commande de la structure d'excitation

1.4.1 Régulateur de tension

Dans les systèmes les plus anciens, la régulation de la tension était entièrement manuelle en utilisant un rhéostat qui servait à faire varier la tension de la roue polaire. En 1940, on a commencé à utiliser le régulateur électromécanique (Silverstat par exemple) qui fait la régulation automatique tout en agissant mécaniquement sur un rhéostat pour la variation de la tension de la roue polaire [Gro99].

Après l'utilisation des thyristors (interrupteur commandé) et dans le but d'améliorer les performances en régime transitoire et garantir la stabilité du système en présence des variations inconnues de la charge, le régulateur PID se met en place. Plusieurs études ont été réalisées pour la détermination des paramètres du régulateur [SK00, KS05, HH86]. On note que le régulateur PID analogique est utilisée jusqu'à aujourd'hui à cause de sa simplicité et il ne nécessite pas la modélisation exacte ou précise du système car il est ajustable selon l'application [Soma].

Avec l'utilisation des calculateurs numériques, il devient plus facile d'implanter des régulateurs plus complexes. Les auteurs en [KS05] montre l'application et les performances du régulateur PID numérique. Des régulateurs PID avec paramètres fixes et variables sont aussi proposés [MHB83, WH88].

Les régulateurs à base de logique floue [Bha04, HUA97] ou de réseaux de neurones [SMFI99, HM97, IKK05] donnent des résultats très satisfaisants. En plus, la synthèse ne nécessite pas un modèle précis du système mais il reste difficile de garantir la stabilité du système durant les régimes transitoires. En utilisant les nouvelles techniques de modélisation et les développements de la théorie de commande de systèmes, il est possible de concevoir un régulateur qui garantit la stabilité du système et qui donne de bonnes performances en régime transitoire. Dans [MH90], la commande optimale est appliquée sans prendre en compte la machine excitatrice et en utilisant un modèle simplifié de la GP. Dans [MTCM09], les auteurs ont appliqué la commande H_∞ et la commande prédictive sur la structure d'excitation basée sur une machine d'excitation et un redresseur. Malgré la simplification dans la synthèse du régulateur, la commande H_∞ donne les meilleurs résultats.

1.4.2 Protection du système d'excitation

Le système d'excitation doit supporter les contraintes liées au fonctionnement en régulation de tension et aux régimes anormaux que la GP ou l'excitatrice peut subir. Le redresseur doit être prévu en fonction de l'amplitude et de la durée de ces contraintes.

Les principales perturbations donnant lieu aux surtensions ou surintensités sont :

- désexcitation rapide ;
- court-circuit (phase phase, phase terre, trois phases) aux bornes de la génératrice principale ;
- faux couplage et fonctionnement hors synchronisme (dans le cas où la GP débite sur le réseau).

Pour l'ensemble de ces perturbations, la surtension maximale est de l'ordre de 5 fois la tension d'excitation nominale en charge, et les redresseurs sont généralement dimensionnés et testés pour cette valeur.

L'aptitude des redresseurs à supporter une surintensité dépend de la durée d'application. Parfois on trouve plusieurs redresseurs en parallèle et lorsque la fiabilité de l'installation l'exige, on en installe quelquefois d'autres en supplément.

Outre le dimensionnement du redresseur, la sortie de ce dernier est parfois connectée à une résistance non-linéaire (varistance). Au delà d'un certain seuil de tension l'impédance de la varistance chute pour permettre l'évacuation du courant qui a créé la surtension ; quand la tension revient à son niveau normal l'impédance de la varistance reprend sa valeur initiale. On note que certaines compagnies utilisent un système de protection contre la surtension et une résistance de désexcitation [JBK05] (voir figure 1.12).

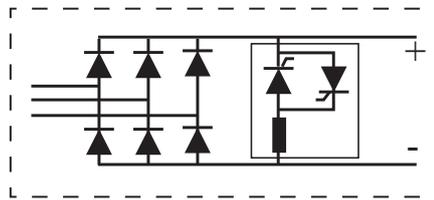


FIGURE 1.12 – Désexcitation par résistance et protection contre la surtension.

1.5 Problématique de notre travail de recherche

D'après les paragraphes précédents, le système d'excitation peut être représenté par la figure 1.13.

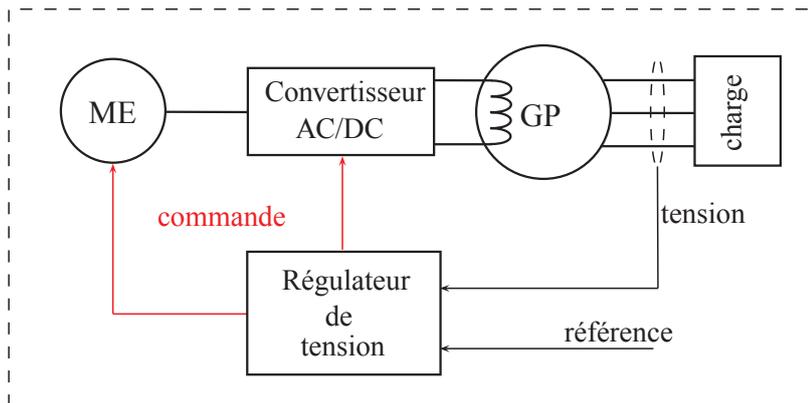


FIGURE 1.13 – Représentation générale du système d'excitation.

La structure d'excitation utilisée par Leroy Somer est composée d'une machine synchrone inversée suivie d'un pont PD3 à diodes. Le régulateur utilisé est analogique et il prend en compte un modèle simplifié de la GP. Pour cela, dans la première étape, on a

proposé de remplacer le régulateur industriel par un régulateur numérique plus sophistiqué qui prend en considération les paramètres et le modèle de la structure d'excitation combinée avec la GP. La nouvelle loi de commande est basée sur la méthode H_∞ . On note que de nouvelles méthodes de modélisation de la GP ont été développées afin de prendre en compte la variation de la charge connectée à la GP.

Malgré l'amélioration des performances avec ce nouveau régulateur, la structure d'excitation industrielle possède plusieurs inconvénients qui limitent la dynamique du système. Par exemple, le pont de diodes ne permet pas d'alimenter l'inducteur de la GP par une tension négative. En plus, la commande de la roue polaire se fait à travers la commande de la ME ce qui diminue la dynamique du système total. Pour cela, on a développé de nouvelles structures d'excitation qui permettent de commander directement l'inducteur de la GP avec des tensions positives et négatives. Les structures d'excitation développées sont :

- source de tension continue avec un hacheur (structure d'excitation idéale) ;
- machine synchrone à inducteur bobiné (MSIB) avec un pont PD3 à thyristors ;
- MSIB avec un pont PD3 à diodes suivi d'un hacheur simple/ double quadrants ;
- machine synchrone à aimants permanents (MSAP) avec un pont PD3 à thyristors.

Après la modélisation de chaque système d'excitation, des régulateurs monovariabiles et multivariabiles ont été synthétisés et appliqués à chaque structure. Une validation expérimentale et une comparaison qualitative/quantitative entre les différents système d'excitation est présentée dans le dernier chapitre.

1.6 Conclusion

Ce chapitre a été consacré à présenter les principales évolutions dans le temps de la structure d'excitation et de la régulation de tension des générateurs synchrones. Pour les structures d'excitation, trois types se dégagent :

- à base de machines à courant continu. Celles-ci sont en voie de disparition à cause de la présence du collecteur fragile, encombrant et cher ;
- à base de machines alternatives essentiellement synchrones bobinées ou à aimants. Elles sont très utilisées pour les groupes électrogènes fixes ou embarqués ;
- alimentation directe à partir de la tension triphasé de la GP. Cette stratégie est très utilisée dans les centrales électriques couplées au réseau.

Pour la régulation de tension, l'évolution dans le temps a suivi les apports technologiques de l'électronique de puissance. Au début, après la régulation manuelle, les premiers régulateurs automatiques étaient à base des systèmes électromécaniques : variation mécanique du rhéostat d'excitation de l'excitatrice. Avec l'arrivée des interrupteurs de puissance commandés est apparu les régulateurs analogiques PID, toujours en application à cause de leur simplicité et leur robustesse aux variations de l'environnement. Aujourd'hui, avec l'apport des systèmes micro-programmés, les régulateurs numériques sont en plein essor (réseaux de neurones, logique floue, commande H_∞ , etc.).

Ainsi, cette thèse se présente comme le prolongement naturel aux systèmes d'excitation existants :

- recherche de nouvelles structures d'excitation ;
- linéarisation et modélisation complète de l'ensemble structure d'excitation plus la GP ;
- développement et validation de la régulation de tension par des lois de commande H_∞ de chaque structure proposée.

Chapitre 2

Modélisation et identification de la génératrice principale

2.1 Introduction

La modélisation de la machine synchrone est la conception d'un modèle qui permet de décrire son fonctionnement statique et dynamique. Parmi les objectifs de la modélisation, on peut citer la compréhension, l'identification, la simulation, le diagnostic, la commande et la conception d'un prototype. L'objectif choisi et les hypothèses simplificatrices prises en compte ont une influence directe sur le choix de la méthode de modélisation, la complexité et la précision du modèle.

En utilisant les modèles basés sur les lois de l'électromagnétisme, comme les modèles dits de Maxwell [Neb94, Rad07, CCLQ03], il est possible de décrire le comportement interne et externe de la machine en tenant compte de sa géométrie complexe et les caractéristiques du matériau qui constitue ses différentes parties. Cependant, ces modèles font appel à des méthodes numériques très complexes telles que la méthode des éléments finis. Les méthodes numériques sont très adaptées pour la conception de la machine mais elles sont trop lentes pour faire la simulation et trop difficile pour faire la synthèse de commande.

Lorsqu'on travaille avec des modèles devant être évalués en temps réel, par exemple dans le but de faire de la régulation, il faut conserver un nombre de paramètres raisonnable afin d'éviter des temps de calcul prohibitifs. La plupart des modèles analytiques utilisés actuellement s'appuient sur les modèles de référence principalement développés par [Blo23] et [Par29, Par33]. Ces modèles de référence sont souvent utilisés comme point de départ pour la description du comportement de la machine.

Le type de modèle que l'on souhaite utiliser dans ce travail s'oriente a priori vers un modèle de type « boîte grise ». La technique que l'on souhaite mettre en œuvre pour identifier les paramètres du modèle s'appuie sur les expressions physiques de la machine synchrone.

2.2 Modèle de référence de la génératrice principale

D'un point de vue électromagnétique, le modèle de référence consiste à considérer une machine synchrone à pôles saillants ayant une paire de pôles au rotor et un enroulement triphasé au stator (enroulements a , b et c). L'enroulement inducteur se trouve sur le rotor de la machine selon l'axe de la saillance, appelé axe direct ou axe longitudinal de la machine (enroulement f). La présence de grilles ou de cage d'amortissement au rotor, ou encore l'éventuel effet amortisseur du fer, sont modélisés par deux circuits amortisseurs équivalents. L'un situé sur l'axe direct (enroulement D) et l'autre sur l'axe perpendiculaire appelé axe en quadrature ou axe transversal de la machine (enroulement Q). La figure 2.1 présente schématiquement la machine synchrone considérée. La modélisation de

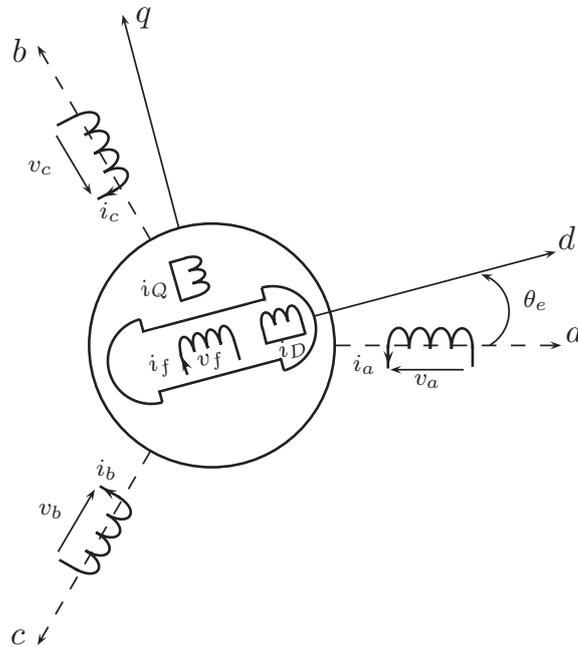


FIGURE 2.1 – Représentation schématique de la génératrice principale.

la machine est basée sur un certain nombre d'hypothèses simplificatrices qui peuvent être résumées de la façon suivante :

- la saturation du circuit magnétique, l'hystérésis, l'effet de la température, l'effet de peau, les courants de Foucault ainsi que les couplages capacitifs entre les enroulements sont négligés ;
- les ampères tours sont supposés distribués sinusoidalement le long de l'entrefer, les harmoniques d'espace sont négligés. On ne considère que le premier harmonique de la distribution de la f.e.m. créée par chaque phase de l'induit.

En adoptant la convention « récepteur » au rotor et la convention « générateur » au stator, la machine peut être décrite dans le repère abc par les équations suivantes :

$$\begin{cases} v_a = -R_s i_a + \frac{d\varphi_a}{dt} & v_f = R_f i_f + \frac{d\varphi_f}{dt} \\ v_b = -R_s i_b + \frac{d\varphi_b}{dt} & 0 = R_D i_D + \frac{d\varphi_D}{dt} \\ v_c = -R_s i_c + \frac{d\varphi_c}{dt} & 0 = R_Q i_Q + \frac{d\varphi_Q}{dt} \end{cases} \quad (2.1)$$

où $(\varphi_i)_{i=a,b,c}$ sont les flux totaux induits dans les phases a , b , et c du stator ; φ_f est le flux total dans l'enroulement de l'inducteur (la roue polaire) ; φ_D et φ_Q sont les flux totaux induits dans les enroulements amortisseurs ; R_s , R_f , R_D , R_Q sont respectivement les résistances d'une phase de l'induit, de la roue polaire, des amortisseurs de l'axe d et de l'axe q .

La mise en équation des machines synchrones triphasées aboutit à des équations différentielles à coefficients variables. L'étude analytique de la machine est alors relativement laborieuse, vu le grand nombre de variables. La transformation de Park est un outil mathématique qui permet de décrire le comportement de la machine à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants. La matrice de transformation de Park peut prendre des écritures différentes, nous avons choisi de prendre la matrice suivante :

$$P(\theta_e) = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \begin{pmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos \theta_e & -\sin \theta_e \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \end{pmatrix} \quad (2.2)$$

Ainsi écrite, la matrice choisie conserve l'invariance de la puissance instantanée. La modélisation de la machine dans le repère dq est obtenue en tenant compte de la position électrique θ_e .

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = P(\theta_e) \begin{bmatrix} v_0 \\ v_d \\ v_q \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

v_0 est la composante homopolaire de la tension statorique, v_d et v_q sont respectivement les composantes de l'axe d et de l'axe q . En supposant que la machine est parfaitement équilibrée, les composantes homopolaires de la tension, du courant et du flux sont nulles.

En appliquant la transformation de Park aux équations de la machine dans le repère abc , on peut trouver les équations électriques et magnétiques de la machine dans le

repère dq [Mou08, LQ05]

$$\left\| \begin{array}{l} v_d = -R_s i_d - \omega_e \varphi_q + \frac{d\varphi_d}{dt} \\ v_q = -R_s i_q + \omega_e \varphi_d + \frac{d\varphi_q}{dt} \\ v_f = R_f i_f + \frac{d\varphi_f}{dt} \\ 0 = R_D i_D + \frac{d\varphi_D}{dt} \\ 0 = R_Q i_Q + \frac{d\varphi_Q}{dt} \end{array} \right\| \left\| \begin{array}{l} \varphi_d = -L_d i_d + M_{sf} i_f + M_{sD} i_D \\ \varphi_q = -L_q i_q + M_{sQ} i_Q \\ \varphi_f = L_f i_f - M_{sf} i_d + M_{fD} i_D \\ \varphi_D = L_D i_D + M_{fD} i_f - M_{sD} i_d \\ \varphi_Q = L_Q i_Q - M_{sQ} i_q \end{array} \right. \quad (2.4)$$

Avec

- ω_e : la pulsation électrique ;
- $\frac{d\varphi_d}{dt}$, $\frac{d\varphi_q}{dt}$: f.e.m. statiques dues aux variations de flux ;
- $-\omega_e \varphi_q$, $\omega_e \varphi_d$: f.e.m. dynamiques dues à la rotation de la machine ;
- L_D , L_Q : inductances propres des enroulements amortisseurs ;
- M_{sD} , M_{sQ} : inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et les enroulements d'amortisseur selon les axes d et q ;
- M_{fD} : inductance mutuelle entre la roue polaire et l'enroulement amortisseur de l'axe d ;
- M_{sf} : inductance mutuelle entre la roue polaire et l'enroulement statorique de l'axe d ;
- L_d , L_q : inductances propres des enroulements statoriques suivant les axes d et q .

2.3 Modélisation dans le repère dq ramené au stator

La simulation du modèle de la machine dans le repère dq nécessite la détermination des différents paramètres (M_{sD} , M_{sQ} , M_{sf} ...). Cependant, la plupart des essais d'identification des paramètres de la machine et la plupart des industriels raisonnent en termes de réactances et constantes de temps dans l'approche dite conventionnelle. Le tableau 2.1 montre les paramètres que l'entreprise Moteurs Leroy Somer nous a fournis lors de la livraison de la génératrice synchrone utilisée dans ce travail. Afin de montrer les relations qui existent entre ces derniers paramètres généralement utilisés dans l'approche conventionnelle par les fabricants de machines et ceux qui nous ont servi dans la modélisation de la machine (M_{sD} , M_{sQ} , M_{sf} ...), il est indispensable d'utiliser le circuit électrique équivalent de la machine [Ver00, Rad07]. A cet effet, on a ramené tous les paramètres et les grandeurs rotoriques au circuit statorique [BTCM10a, KP79]. Cette méthode nous permet d'obtenir le circuit équivalent de la machine dans le repère statorique. Les grandeurs ramenées au circuit statorique sont :

$$\left\| \begin{array}{lll} \tilde{i}_f = \frac{i_f}{k_f} & \tilde{i}_D = \frac{i_D}{k_D} & \tilde{i}_Q = \frac{i_Q}{k_Q} \\ \tilde{\varphi}_f = k_f \varphi_f & \tilde{\varphi}_D = k_D \varphi_D & \tilde{\varphi}_Q = k_Q \varphi_Q \quad \tilde{v}_f = k_f v_f \end{array} \right. \quad (2.5)$$

Libellé	Valeurs
Puissance nominale S_n	11.2 kVA
Résistance statorique R_s	0.707 Ω
Résistance rotorique R_f	2.06 Ω
Tension entre phase U_{rms}	400 V
Réactance synchrone directe X_d	19.98 Ω
Réactance synchrone inverse X_q	12.32 Ω
Constante de temps en circuit ouverte \dot{T}_{do}	337 ms
Réactance synchrone directe transitoire \dot{X}_d	1.82 Ω
Constante de temps directe transitoire \dot{T}_d	25 ms
Réactance synchrone directe sub-transitoire \ddot{X}_d	0.91 Ω
Constante de temps directe sub-transitoire \ddot{T}_d	2.5 ms
Réactance synchrone inverse sub-transitoire \ddot{X}_q	1.26 Ω

TABLE 2.1 – Paramètres de la machine LSA 422 VS2, 4 pôles.

k_f , k_D et k_Q sont respectivement les coefficients de réduction de la roue polaire et des enroulements d'amortisseur de l'axe d et de l'axe q .

\tilde{i}_f , \tilde{i}_D , \tilde{i}_Q , $\tilde{\varphi}_f$, $\tilde{\varphi}_D$ et $\tilde{\varphi}_Q$ sont les courants et les flux rotoriques ramenés au stator ; \tilde{v}_f est la tension de la roue polaire ramenée au stator.

En utilisant les grandeurs statoriques présentées dans (2.5), les équations de la machine données dans (2.4) seront :

$$\left\{ \begin{array}{l}
 \varphi_d = -L_d i_d + M_{sf} k_f \tilde{i}_f + M_{sD} k_D \tilde{i}_D \\
 \varphi_q = -L_q i_q + M_{sQ} k_Q \tilde{i}_Q \\
 \tilde{\varphi}_f / k_f = L_f k_f \tilde{i}_f - M_{sf} i_d + M_{fD} k_D \tilde{i}_D \\
 \tilde{\varphi}_D / k_D = L_D k_D \tilde{i}_D + M_{fD} k_f \tilde{i}_f - M_{sD} i_d \\
 \tilde{\varphi}_Q / k_Q = L_Q k_Q \tilde{i}_Q - M_{sQ} i_q
 \end{array} \right. \quad (2.6)$$

$$\left\{ \begin{array}{l}
 v_d = -R_s i_d - \omega_e \varphi_q + \frac{d\varphi_d}{dt} \\
 v_q = -R_s i_q + \omega_e \varphi_d + \frac{d\varphi_q}{dt} \\
 \frac{\tilde{v}_f}{k_f} = R_f k_f \tilde{i}_f + \frac{1}{k_f} \frac{d\tilde{\varphi}_f}{dt} \quad \text{ou} \quad \tilde{v}_f = \tilde{R}_f \tilde{i}_f + \frac{d\tilde{\varphi}_f}{dt} \\
 0 = R_D k_D \tilde{i}_D + \frac{1}{k_D} \frac{d\tilde{\varphi}_D}{dt} \quad \text{ou} \quad 0 = \tilde{R}_D \tilde{i}_D + \frac{d\tilde{\varphi}_D}{dt} \\
 0 = R_Q k_Q \tilde{i}_Q + \frac{1}{k_Q} \frac{d\tilde{\varphi}_Q}{dt} \quad \text{ou} \quad 0 = \tilde{R}_Q \tilde{i}_Q + \frac{d\tilde{\varphi}_Q}{dt}
 \end{array} \right. \quad (2.7)$$

$$\text{Avec : } R_f = \frac{\widetilde{R}_f}{k_f^2}, R_D = \frac{\widetilde{R}_D}{k_D^2}, R_Q = \frac{\widetilde{R}_Q}{k_Q^2}$$

La figure 2.2 montre d'un point de vue schématique la répartition des flux dans la machine en supposant que le flux de fuite de chaque enroulement n'est pas commun avec aucun autre [Las98, Rad07, SIT03]. Dans cette figure, toutes les grandeurs rotoriques sont ramenées au stator.

1. selon l'axe direct :

$\widetilde{\varphi}_{\sigma D}$ et $\widetilde{\varphi}_{\sigma f}$: les flux de fuite des amortisseurs de l'axe d et de la roue polaire, ramenés au stator ;

$\varphi_{\sigma sd}$: le flux de fuite statorique dans l'axe d ;

φ_{ad} : le flux magnétisant commun dans l'axe d .

2. selon l'axe transverse :

$\widetilde{\varphi}_{\sigma Q}$: le flux de fuite des amortisseurs de l'axe q , ramené au stator ;

$\varphi_{\sigma sq}$: le flux de fuite statorique dans l'axe q ;

φ_{aq} : le flux magnétisant commun dans l'axe q .

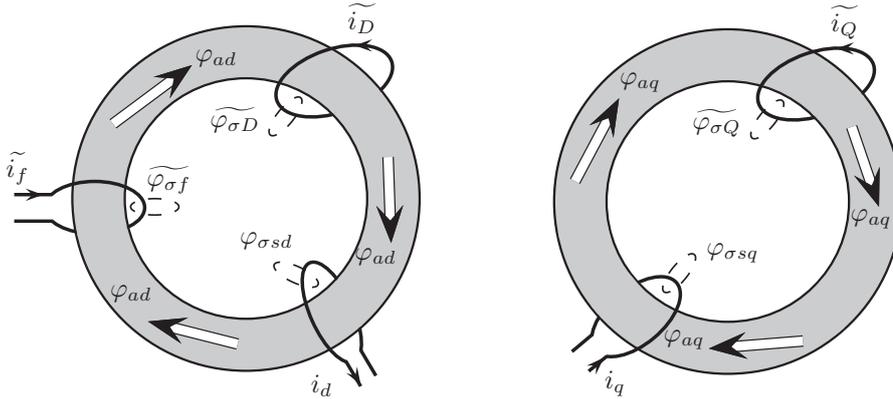


FIGURE 2.2 – Vue schématique des différents flux dans la machine dans les axes d et q .

D'après cette figure, il est possible de décrire la répartition des flux de la façon suivante :

$$\begin{aligned} \varphi_d &= \varphi_{ad} + \varphi_{\sigma sd} = L_{ad}(-i_d + \widetilde{i}_D + \widetilde{i}_f) - L_{\sigma sd}i_d \\ \varphi_q &= \varphi_{aq} + \varphi_{\sigma sq} = L_{aq}(-i_q + \widetilde{i}_Q) - L_{\sigma sq}i_q \\ \widetilde{\varphi}_f &= \varphi_{ad} + \widetilde{\varphi}_{\sigma f} = L_{ad}(-i_d + \widetilde{i}_D + \widetilde{i}_f) + L_{\sigma f}\widetilde{i}_f \\ \widetilde{\varphi}_D &= \varphi_{ad} + \widetilde{\varphi}_{\sigma D} = L_{ad}(-i_d + \widetilde{i}_D + \widetilde{i}_f) + L_{\sigma D}\widetilde{i}_D \\ \widetilde{\varphi}_Q &= \varphi_{aq} + \widetilde{\varphi}_{\sigma Q} = L_{aq}(-i_q + \widetilde{i}_Q) + L_{\sigma Q}\widetilde{i}_Q \end{aligned} \tag{2.8}$$

Avec :

- $L_{\sigma sd}$ et $L_{\sigma sq}$: les inductances de fuite des enroulements statoriques de l'axe d et de l'axe q ;
- $\widetilde{L}_{\sigma f}$: l'inductance de fuite de la roue polaire, ramenée au stator ;
- L_{ad} et L_{aq} : les inductances magnétisantes de l'axe d et de l'axe q ;
- $\widetilde{L}_{\sigma D}$ et $\widetilde{L}_{\sigma Q}$: les inductances de fuite des amortisseurs de l'axe d et de l'axe q , ramenées au stator.

La figure 2.3 montre le schéma électrique équivalent de la machine. Ce circuit est déduit en utilisant les équations de la machine données par (2.7) et (2.8).

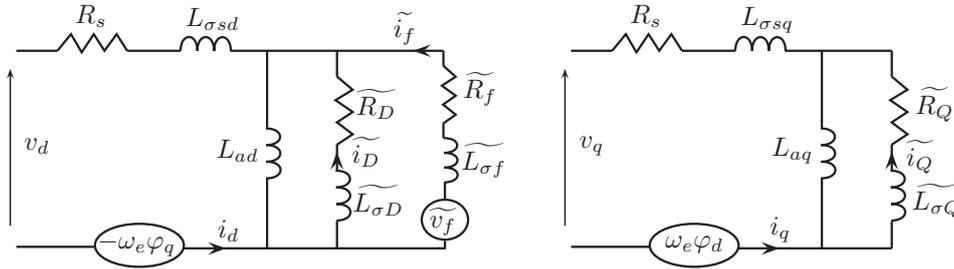


FIGURE 2.3 – Circuit électrique équivalent ramené au stator.

La simulation du comportement de la génératrice principale peut se faire en utilisant le circuit électrique équivalent. Le coefficient k_f est utilisé pour le calcul de \widetilde{v}_f à partir de v_f ; k_D et k_Q sont utilisés pour le calcul de i_D et i_Q à partir de \widetilde{i}_D et \widetilde{i}_Q .

2.4 Détermination des paramètres de la GP

Trois représentations du modèle de la GP ont été montrées. Le premier modèle représenté par (2.4) nécessite les paramètres classique de la machine (M_{sD} , M_{sQ} , M_{sf} ...). Le deuxième modèle donné par (2.6) et (2.7) est exprimé en utilisant les inductances de fuite et les inductances magnétisantes ($L_{\sigma sd}$, L_{ad} ...). Dans le troisième modèle, la GP est représenté par un circuit électrique équivalent (figure 2.3). Dans ce paragraphe, on montre les relations entre les différents paramètres en utilisant les paramètres de la machine exprimés en termes de réactances et constantes de temps dans l'approche dite conventionnelle (tableau 2.1).

En comparant les équations de flux données par (2.6) et (2.8), on trouve

$$\left\{ \begin{array}{l} L_d = L_{ad} + L_{\sigma sd} \quad L_q = L_{aq} + L_{\sigma sq} \\ M_{sQ} = \frac{L_{aq}}{k_Q} \quad M_{sD} = \frac{L_{ad}}{k_D} \quad M_{sf} = \frac{L_{ad}}{k_f} \quad M_{fD} = \frac{L_{ad}}{k_f k_D} \\ L_f = \frac{L_{ad}}{k_f^2} + \frac{\widetilde{L}_{\sigma f}}{k_f^2} \quad L_D = \frac{L_{ad}}{k_D^2} + \frac{\widetilde{L}_{\sigma D}}{k_D^2} \quad L_Q = \frac{L_{ad}}{k_Q^2} + \frac{\widetilde{L}_{\sigma Q}}{k_Q^2} \end{array} \right. \quad (2.9)$$

D'après les équation des tensions (2.7)

$$\left\| \begin{array}{l} R_f = \frac{\widetilde{R}_f}{k_f^2} \\ R_D = \frac{\widetilde{R}_D}{k_D^2} \\ R_Q = \frac{\widetilde{R}_Q}{k_Q^2} \end{array} \right. \quad (2.10)$$

Selon les normes *IEEE* et *CEI* [Mou08, Jad98, Int08, IEE95], les relations entre les paramètres ramenés au stator et ceux donnés par le tableau 2.1 peuvent être écrites de la façon suivante

$X = L\omega_e$	$X_d = X_{\sigma sd} + X_{ad}$
$\dot{X}_d = X_{\sigma sd} + \frac{X_{ad}\widetilde{X}_{\sigma f}}{X_{ad} + \widetilde{X}_{\sigma f}}$	$\ddot{X}_d = X_{\sigma sd} + \frac{\widetilde{X}_{\sigma f}\widetilde{X}_{\sigma D}}{\widetilde{X}_{\sigma f} + \widetilde{X}_{\sigma D}}$
$X_q = X_{\sigma sq} + X_{aq}$	$\ddot{X}_q = X_{\sigma sq} + \frac{X_{aq}\widetilde{X}_{\sigma Q}}{X_{aq} + \widetilde{X}_{\sigma Q}}$
$\dot{T}_{do} = \frac{X_{ad} + \widetilde{X}_{\sigma f}}{\omega_e \widetilde{R}_f}$	$\dot{T}_d = \frac{1}{\omega_e \widetilde{R}_f} (\widetilde{X}_{\sigma f} + \frac{X_{ad}X_{\sigma sd}}{X_{ad} + \widetilde{X}_{\sigma sd}})$
$\ddot{T}_{do} = \frac{1}{\omega_e \widetilde{R}_D} (\widetilde{X}_{\sigma D} + \frac{\widetilde{X}_{\sigma f}X_{ad}}{\widetilde{X}_{\sigma f} + X_{ad}})$	$\ddot{T}_d = \frac{1}{\omega_e \widetilde{R}_D} (\widetilde{X}_{\sigma D} + \frac{\widetilde{X}_{\sigma f}X_{\sigma sd}}{\widetilde{X}_{\sigma f} + X_{\sigma sd}})$
$\ddot{T}_{qo} = \frac{X_{aq} + \widetilde{X}_{\sigma Q}}{\omega_e \widetilde{R}_Q}$	$\ddot{T}_q = \frac{1}{\omega_e \widetilde{R}_Q} (\widetilde{X}_{\sigma Q} + \frac{X_{\sigma sq}X_{aq}}{X_{\sigma sq} + X_{aq}})$

TABLE 2.2 – Relations entre les réactances et les constantes de temps.

A partir du tableau 2.2, on peut déterminer les paramètres du circuit équivalent de la machine comme suivant

$\frac{\dot{T}_{do}}{T_d} = \frac{\dot{X}_d}{X_d}$	$\frac{\ddot{T}_{do}}{T_d} = \frac{\ddot{X}_d}{\dot{X}_d}$	$\frac{\ddot{T}_{qo}}{T_q} = \frac{\ddot{X}_q}{\dot{X}_q}$
$X_{ad} = \sqrt{\dot{T}_{do}\omega_e\widetilde{R}_f(X_d - \dot{X}_d)} \quad X_{aq} = \sqrt{X_q\omega_e\widetilde{R}_Q(\ddot{T}_{qo} - \ddot{T}_q)}$		
$X_{\sigma sd} = X_d - X_{ad} \quad \widetilde{X}_{\sigma f} = \dot{T}_{do}\omega_e\widetilde{R}_f - X_{ad}$		
$\widetilde{R}_D = \frac{1}{\omega_e\ddot{T}_{do}}(\widetilde{X}_{\sigma D} + \frac{\widetilde{X}_{\sigma f}X_{ad}}{\widetilde{X}_{\sigma f} + X_{ad}})$		
$\widetilde{X}_{\sigma D} = \frac{(\ddot{X}_d - X_{\sigma sd})\widetilde{X}_{\sigma f}}{\widetilde{X}_{\sigma f} + X_{\sigma sd} - \ddot{X}_d}$		
$X_{\sigma sq} = X_q - X_{aq} \quad \widetilde{X}_{\sigma Q} = \omega_e\widetilde{R}_Q\ddot{T}_{qo} - X_{aq}$		

TABLE 2.3 – Paramètres du circuit équivalent.

2.4.1 Détermination des coefficients de réduction k_f , k_D , k_Q

La force magnétomotrice (F.M.M.) des enroulements statoriques a une composante selon l'axe d notée F_d et une composante selon l'axe q notée F_q . F_d est créée par le courant i_d ; F_q est créée par le courant i_q . La F.M.M. d'excitation liée au courant de la roue polaire i_f est suivant l'axe d . Le coefficient de réduction k_f est déterminé en calculant le courant d'excitation i_{fd} qui engendre la même F.M.M. F_d . Dans ce cas :

$$k_f = \frac{i_{fd}}{i_d} \quad (2.11)$$

La transformation de Park utilisée conserve l'invariance de la puissance instantanée. Par conséquent, le courant i_d présenté dans (2.11) est le courant mesuré dans le repère dq . Plusieurs méthodes peuvent être utilisées pour le calcul de k_f . Dans [Las98], la constante k_f est calculée en utilisant le modèle de la machine sous Flux2D. Dans [Ver00], les auteurs utilisent le nombre de spires de l'enroulement statorique et le nombre de spires dans l'enroulement d'excitation. Dans [KP79], les auteurs prennent en compte le facteur de bobinage et les harmoniques de la F.M.M. Par contre, ces informations ne sont pas toujours données par les fabricants. Pour cela, on va utiliser la modélisation de la machine déjà présentée afin d'estimer le coefficient k_f

1. D'après la figure 2.2, l'inductance mutuelle entre la roue polaire ramenée au stator et l'enroulement statorique de l'axe d est L_{ad} . D'autre part, dans le modèle de référence, l'inductance mutuelle entre la roue polaire et l'enroulement de l'axe d est M_{sf} . Par conséquent, on peut estimer que le coefficient de réduction k_f est égale à $\frac{L_{ad}}{M_{sf}}$. On peut déduire ce résultat en utilisant les relations données par (2.9) :

$$\left\| \begin{array}{l} M_{sf} = \frac{L_{ad}}{k_f} \\ L_f = \frac{L_{ad}}{k_f^2} + \widetilde{\frac{L_{\sigma f}}{k_f^2}} \end{array} \right. \quad (2.12)$$

Dans la plupart des cas, $L_{\sigma sd} \ll L_{ad}$ et $\widetilde{L_{\sigma f}} \ll L_{ad}$, par conséquent, on peut estimer k_f par

$$k_f \approx \frac{L_d}{M_{sf}} \quad \text{ou} \quad k_f \approx \frac{M_{sf}}{L_f} \quad (2.13)$$

2. Dans le cas d'un court-circuit triphasé, en régime permanent, les équations des tensions statoriques sont

$$v_d = 0 = -R_s i_d + L_q \omega_e i_q \quad (2.14)$$

$$v_q = 0 = -R_s i_q - L_d \omega_e i_d + M_{sf} \omega_e i_f \quad (2.15)$$

En général, $R_s i_q \ll L_d \omega_e i_d$, par conséquent

$$0 \approx -L_d \omega_e i_d + M_{sf} \omega_e i_f \quad (2.16)$$

D'où

$$\frac{i_f}{i_d} \approx \frac{L_d}{M_{sf}} \quad (2.17)$$

En utilisant (2.13) et (2.17), le coefficient de réduction k_f peut être déterminé de la façon suivante

$$k_f \approx \frac{i_f}{i_d} \approx \frac{i_f}{\sqrt{3}i_{aeff}} \quad (2.18)$$

D'après (2.18), on peut estimer k_f à partir de la caractéristique en court-circuit. Ce résultat traduit la définition donnée au coefficient k_f (voir l'équation 2.11). En effet, en court-circuit, on peut supposer que la F.M.M. d'excitation est égale à la F.M.M. de la réaction d'induit.

A propos des coefficients k_D et k_Q , il existe une infinité de solution parce qu'en pratique on ne mesure pas les courants dans les enroulements amortisseurs [AC89]. D'après le circuit équivalent de la machine (figure 2.3), on peut déterminer le comportement externe de la machine sans utiliser k_D et k_Q . En outre, les paramètres du circuit équivalent sont déterminés sans utiliser les coefficients k_D et k_Q (tableau 2.3). Ces deux coefficients sont uniquement utilisés lors de la détermination de i_D et i_Q ($i_D = k_D \tilde{i}_D, i_Q = k_Q \tilde{i}_Q$). Les auteurs en [Las98] utilisent la méthode des éléments finis et le principe de conservation de l'énergie durant la modélisation des amortisseurs. Cette méthode permet d'obtenir une solution unique pour k_D et k_Q .

2.5 Validation et comparaison des résultats

2.5.1 Modélisation pour la simulation de la GP

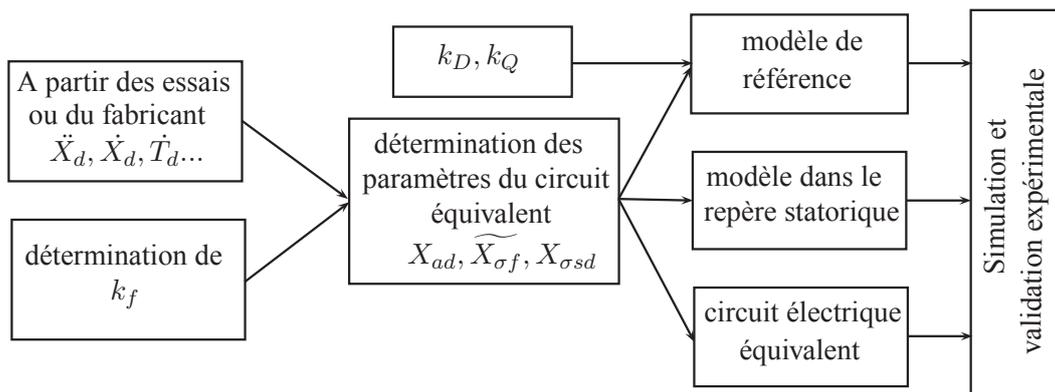


FIGURE 2.4 – Représentation de la stratégie de modélisation de la GP.

La figure 2.4 montre la stratégie de modélisation de la génératrice principale. Trois représentations de la GP ont été montrées :

1. modèle classique dans le repère dq

$$\left\{ \begin{array}{l} v_d = -R_s i_d + L_q \omega_e i_q - M_{sQ} \omega_e i_Q - L_d \frac{di_d}{dt} + M_{sf} \frac{di_f}{dt} + M_{sD} \frac{di_D}{dt} \\ v_q = -R_s i_q - L_d \omega_e i_d + M_{sf} \omega_e i_f + M_{sD} \omega_e i_D - L_q \frac{di_q}{dt} + M_{sQ} \frac{di_Q}{dt} \\ v_f = R_f i_f + L_f \frac{di_f}{dt} - M_{sf} \frac{di_d}{dt} + M_{fD} \frac{di_D}{dt} \\ 0 = R_D i_D + L_D \frac{di_D}{dt} + M_{fD} \frac{di_f}{dt} - M_{sD} \frac{di_d}{dt} \\ 0 = R_Q i_Q + L_Q \frac{di_Q}{dt} - M_{sQ} \frac{di_q}{dt} \end{array} \right. \quad (2.19)$$

2. modèle dans le repère dq ramené au stator

$$\left\{ \begin{array}{l} v_d = -R_s i_d + (L_{aq} + L_{\sigma sq}) \omega_e i_q - L_{aq} \omega_e \tilde{i}_Q - (L_{ad} + L_{\sigma sd}) \frac{di_d}{dt} + L_{ad} \frac{d\tilde{i}_f}{dt} + L_{ad} \frac{d\tilde{i}_D}{dt} \\ v_q = -R_s i_q - (L_{ad} + L_{\sigma sd}) \omega_e i_d + L_{ad} \omega_e \tilde{i}_f + L_{ad} \omega_e \tilde{i}_D - (L_{aq} + L_{\sigma sq}) \frac{di_q}{dt} + L_{aq} \frac{d\tilde{i}_Q}{dt} \\ \tilde{v}_f = \tilde{R}_f \tilde{i}_f + (L_{ad} + \tilde{L}_{\sigma f}) \frac{d\tilde{i}_f}{dt} - L_{ad} \frac{di_d}{dt} + L_{ad} \frac{d\tilde{i}_D}{dt} \\ 0 = \tilde{R}_D \tilde{i}_D + (L_{ad} + \tilde{L}_{\sigma D}) \frac{d\tilde{i}_D}{dt} + L_{ad} \frac{d\tilde{i}_f}{dt} - L_{ad} \frac{di_d}{dt} \\ 0 = \tilde{R}_Q \tilde{i}_Q + (L_{aq} + \tilde{L}_{\sigma Q}) \frac{d\tilde{i}_Q}{dt} - L_{aq} \frac{di_q}{dt} \end{array} \right. \quad (2.20)$$

3. circuit électrique équivalent présenté dans la figure 2.3

La simulation des modèles obtenus a été réalisée en utilisant Matlab/Simulink. Le système d'équation donné par (2.20) peut être écrit de la façon suivante :

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ \tilde{v}_f \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_f \\ i_D \\ \tilde{i}_Q \end{bmatrix} + M \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_f \\ i_D \\ \tilde{i}_Q \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

Avec

$$R = \begin{bmatrix} -R_s & (L_{aq} + L_{\sigma sq}) \omega_e & 0 & 0 & -L_{aq} \omega_e \\ -(L_{ad} + L_{\sigma sd}) \omega_e & -R_s & L_{ad} \omega_e & L_{ad} \omega_e & 0 \\ 0 & 0 & \tilde{R}_f & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \tilde{R}_D & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \tilde{R}_Q \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

$$M = \begin{bmatrix} -L_{ad} + L_{\sigma sd} & 0 & L_{ad} & L_{ad} & 0 \\ 0 & -L_{aq} + L_{\sigma sq} & 0 & 0 & L_{aq} \\ -L_{ad} & 0 & L_{ad} + \widetilde{L}_{\sigma f} & L_{ad} & 0 \\ -L_{ad} & 0 & L_{ad} & L_{ad} + \widetilde{L}_{\sigma D} & 0 \\ 0 & -L_{aq} & 0 & 0 & L_{aq} + \widetilde{L}_{\sigma Q} \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

Il est possible de mettre le système obtenu sous la forme d'une représentation d'état :

$$\begin{aligned} \dot{X} &= AX + BU \\ Y &= X \end{aligned} \quad (2.24)$$

avec $A = -M^{-1}R$, $B = M^{-1}$, $U = [v_d, v_q, \widetilde{v}_f, 0, 0]^t$, $X = [i_d, i_q, \widetilde{i}_f, \widetilde{i}_D, \widetilde{i}_Q]^t$

D'après la matrice R , la vitesse de la machine intervient dans la matrice d'état (A). Dans notre cas, la vitesse est asservie pour rester constante. Ainsi, ω_e peut être considérée comme un paramètre constant dans la matrice R . Lors des impacts et des délestages, les variations de vitesse restent négligeables.

Le modèle d'état a parmi ses entrées les tensions aux bornes de la charge et les courants de sortie sont des grandeurs d'état. Afin de simuler le fonctionnement de la machine à vide (sans charge), 3 résistances de grande valeur sont ajoutées ($R_v = 10^4\Omega$). La figure 2.5 montre l'implémentation du modèle de la GP sous Matlab/Simulink. D'après cette figure,

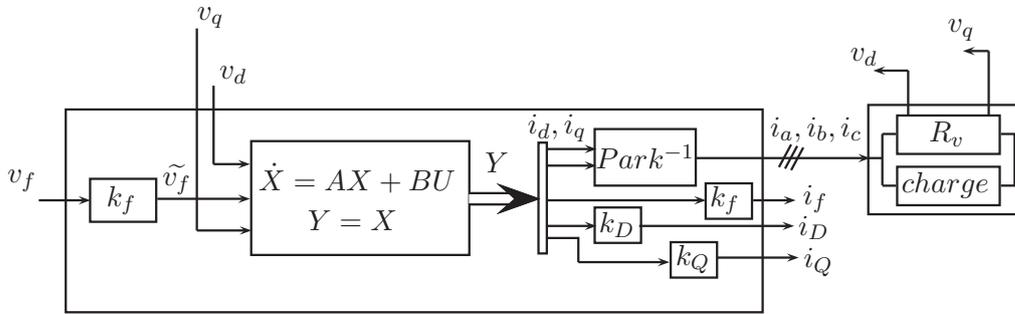


FIGURE 2.5 – Schéma d'implémentation du modèle sous Matlab/Simulink.

la charge de la machine peut être modifiée à notre aise sans difficulté. Le schéma Simulink correspondant à la figure 2.5 est consultable en annexe A.

2.5.2 Identification et validation expérimentale

Le tableau 2.1 montre les paramètres de la machine utilisée. Ces paramètres ont été fournis par le fabricant Moteurs Leroy Somer. Il existe plusieurs méthodes d'identification d'une machine synchrone [Cal00, MTM99, FJN08, RBTC10]. Les normes IEEE et la commission électrotechnique internationale (CEI) [IEE95, Int08] donnent la plupart

des méthodes électrotechniques. L'identification paramétrique par l'approche fréquentielle SSFR est aussi utilisée pour les machines synchrones [Ver00, Rad07]. Dans ce travail, on a utilisé les essais électrotechniques classiques cités dans les normes de CEI (essais à vide, essais en court-circuit, essais à faible glissement, ...). Les paramètres obtenus sont très proches de ceux donnés par le tableau 2.1. Dans ce paragraphe, on montre la caractéristique à vide et l'identification du coefficient k_f .

La figure 2.6 montre la caractéristique à vide de la GP. D'après cette figure, la machine a un faible cycle d'hystérésis, le point de fonctionnement nominal se trouve dans la zone de saturation. Par conséquent, tous les paramètres ($\ddot{X}_d, \dot{X}_d, \dots$) de la GP sont identifiés pour ce point de fonctionnement.

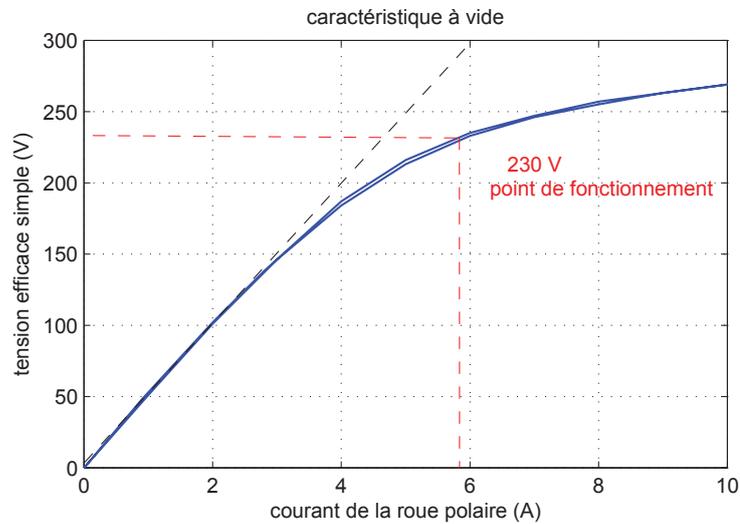


FIGURE 2.6 – Caractéristique à vide de la GP.

Pour l'identification de k_f , la figure 2.7.a montre la caractéristique relevée avec la machine synchrone en court-circuit. La figure 2.7.b représente le coefficient de réduction k_f obtenu expérimentalement en utilisant (2.18).

D'après cette figure, la valeur estimée de k_f est de 0.305. Comme on n'est pas intéressé par les courants réels dans les amortisseurs, on peut choisir $k_D = 30$ et $k_Q = 40$ (un choix qui permet d'obtenir un ordre de grandeur des courants réels dans les amortisseurs).

La validation expérimentale est réalisée en comparant les résultats du modèle décrit dans la figure 2.5 avec ceux obtenus expérimentalement. On a testé un court-circuit brusque (passage d'un fonctionnement à vide à un fonctionnement en court-circuit) et une ouverture de court-circuit brusque (passage d'un fonctionnement en court-circuit à un fonctionnement à vide). L'essai en court-circuit triphasé est très utilisé pour mesurer les réactances et les constantes de temps subtransitoires. En effet, cet essai permet de bien exciter les amortisseurs de la machine [MTM99].

La figure 2.8 montre les courants statoriques réels et ceux obtenus par simulation durant un court-circuit triphasé à 90% de la tension nominale. La figure 2.9 montre le

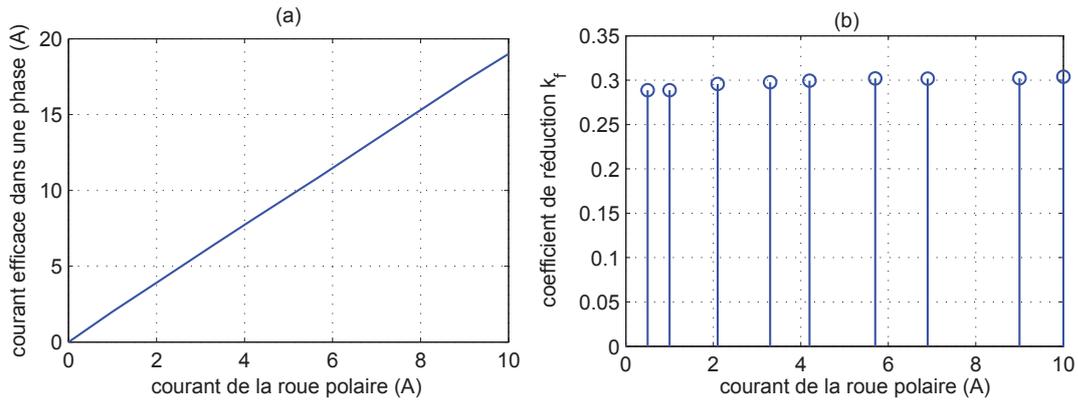


FIGURE 2.7 – Détermination du coefficient de réduction k_f .

courant de la roue polaire pendant la mise en court-circuit et pendant l'ouverture du court-circuit.

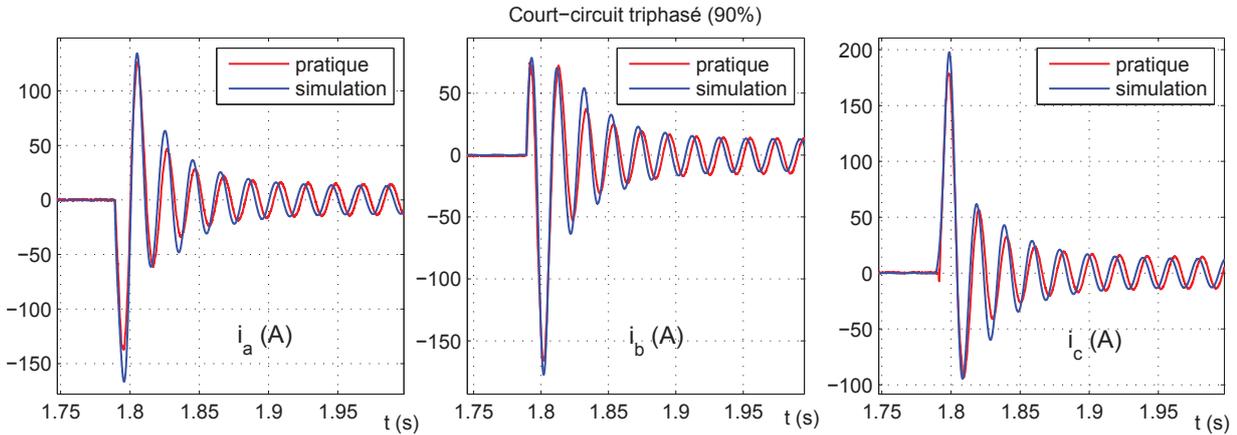


FIGURE 2.8 – Courants statoriques i_{abc} pendant le court-circuit brusque.

Avant l'impact, l'état magnétique de la machine est déterminé par le courant de la roue polaire parce que la machine est à vide (absence de la réaction d'induit). A l'instant de l'impact, le courant magnétisant de la machine ne peut pas subir une variation brusque (voir figure 2.3). Pour cela, une augmentation rapide du courant de la roue polaire est observée afin de compenser l'augmentation rapide de la réaction d'induit. La réactance subtransitoire \tilde{X}_d et la réactance transitoire \dot{X}_d ont une influence directe sur l'amplitude maximale du courant statorique [MTCM08]. D'après les figures 2.8 et 2.9, on remarque une similitude sur les formes et les amplitudes des courants durant le régime subtransitoire et également durant le régime transitoire.

La différence entre la simulation et la pratique est essentiellement due à :

1. les amortisseurs ont été modélisés par deux enroulements en court-circuit dans les axes d et q . Les auteurs en [KVLD92, KT94, AMI99] ont montré que cette modélisation n'est pas suffisante pour décrire le comportement de la machine en régime

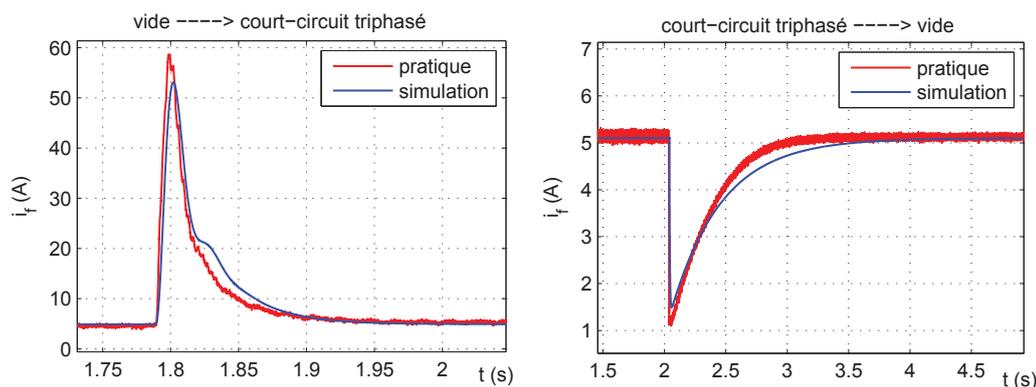


FIGURE 2.9 – Courant de la roue polaire.

subtransitoire et en régime transitoire. Une amélioration du modèle des amortisseurs pourrait se faire en utilisant plusieurs enroulements virtuels [Ver00] au lieu de deux enroulements ;

2. les effets d'hystérésis et de saturation du fer dans la machine ont été négligés. Ces effets ont une influence sur le comportement dynamique de la machine. Le phénomène de saturation est montré dans la figure 2.6. Plusieurs méthodes sont utilisées pour modéliser la courbe de saturation [Sta91, ESW93, CKSH98, TK95]. La méthode la plus utilisée exprime les inductances magnétisantes (L_d et L_q) en fonction des courants magnétisants ;
3. durant la présentation de la répartition des flux dans la machine (figure 2.2), des hypothèses simplificatrices ont été prises. Le modèle de Canay est plus complet. Il admet le couplage magnétique entre les enroulements rotoriques en ajoutant des inductances et des résistances dans le circuits équivalent de la machine [Can69, Can83, Can93].
4. pendant la simulation, la source d'excitation qui alimente la roue polaire est supposée parfaite ; la vitesse est supposée constante. Par contre, lors des essais expérimentaux, on a remarqué une influence du régime dynamique sur la vitesse et sur la tension de la roue polaire.

2.6 Conclusion

Dans ce chapitre une méthodologie détaillée de la modélisation de la génératrice principale a été présentée. On a montré les relations entre le circuit électrique équivalent de la machine, le modèle de référence et le modèle ramené au stator. Par conséquent, trois modèles de la GP ont été montrés. A partir des paramètres donnés par les fabricants ou estimés par des essais d'identification, il est possible de déduire les paramètres de chaque modèle. C'est ainsi que grâce à la technique de représentation d'état, on a élaboré un simulateur permettant de simuler les essais classiques de validation tels que les courts-circuits, les délestages et les impacts de charge. La validation du modèle a été réalisée en comparant les résultats de simulation avec ceux obtenus expérimentalement. Une similitude sur

les formes et les amplitudes des courants a été observée. En outre, les essais de validation nous ont permis de voir les limites du modèle sans prendre en compte les phénomènes d'hystérésis et de saturation et avec un modèle d'amortisseurs simplifié. Dans le chapitre suivant, le modèle obtenu sera utilisé pour faire la synthèse des régulateurs des tensions statoriques de la génératrice principale.

Chapitre 3

Application de la commande H_∞ sur la structure d'excitation idéale

3.1 Introduction

L'objectif de ce chapitre est de montrer la synthèse des correcteurs H_∞ pour la régulation des tensions statoriques de la génératrice principale (GP). Pour cela, une partie de ce chapitre a été consacrée à la recherche des modèles qui permettent de synthétiser un régulateur robuste vis-à-vis des variations de la charge de la GP. La relation non-linéaire entre le signal à réguler et les variables d'état du système est aussi présentée et linéarisée. La deuxième partie montre le principe et les outils nécessaires pour la synthèse H_∞ avec des filtres de pondération. Dans la troisième partie, une validation de la loi de commande est réalisée. La structure d'excitation utilisée est une structure idéale avec une source de tension parfaite qui alimente la roue polaire à travers un hacheur double quadrants. Cette structure est présentée par la figure 3.1. Les résultats de la simulation et de l'expérimentation seront montrés et discutés. En plus, les principaux éléments du banc d'essai seront présentés.

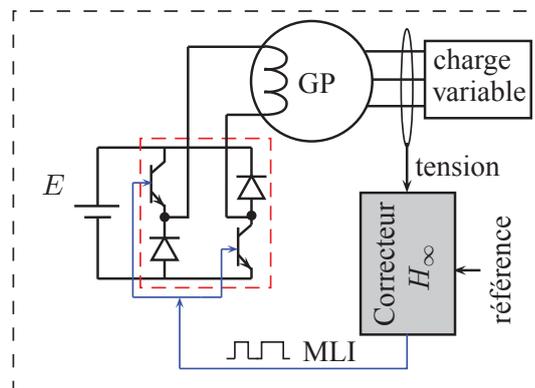


FIGURE 3.1 – Structure d'excitation idéale.

3.2 Modélisation pour la commande de la GP

L'objectif de ce paragraphe est de trouver un modèle adapté à la synthèse des régulateurs de la tension statorique. On cherche à trouver un modèle dont la sortie est la tension statorique. Dans le 2ème chapitre, un modèle linéaire de la génératrice principale a été obtenu. La figure 3.2 montre la représentation d'état du modèle obtenu

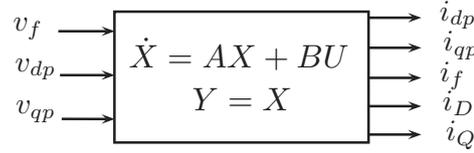


FIGURE 3.2 – Représentation d'état du modèle de la GP.

Avec

$$U = [v_{dp}, v_{qp}, v_f, 0, 0]^t \text{ et } X = [i_{dp}, i_{qp}, i_f, i_D, i_Q]^t$$

Comme la charge connectée à la GP n'est pas prise en compte, le modèle de la machine ne permet pas d'exprimer les tensions statoriques (v_{dp} et v_{qp}) comme des sorties. On va montrer deux méthodes qui permettent de représenter v_{dp} et v_{qp} comme des sorties ou des variables d'état.

3.2.1 Modélisation de la GP avec charge interne

Cette méthode a déjà été utilisée en [MTCM09, Mou08]. La GP est supposée connectée à la charge nominale qui consomme la puissance active nominale et la puissance réactive nominale. Cette charge est représentée par une résistance triphasée R_n en parallèle avec une inductance triphasée L_n (figure 3.3). La charge utilisée sera intégrée dans la matrice

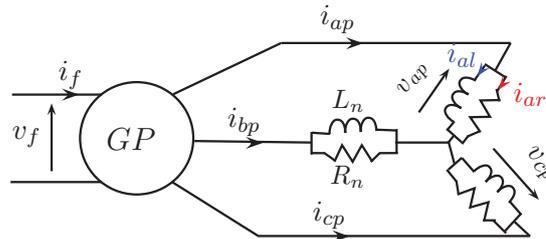


FIGURE 3.3 – Modélisation de la GP avec charge interne.

d'état du modèle. Pour cela, ce type de modélisation est appelé : modélisation à charge interne. D'après la figure 3.3, on peut écrire

$$\begin{bmatrix} v_{ap} \\ v_{bp} \\ v_{cp} \end{bmatrix} = R_n \begin{bmatrix} i_{ap} - i_{al} \\ i_{bp} - i_{bl} \\ i_{cp} - i_{cl} \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{cases} v_{dp} = R_n(i_{dp} - i_{dl}) \\ v_{qp} = R_n(i_{qp} - i_{ql}) \end{cases} \quad (3.1)$$

$$\begin{aligned}
 R_n \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} &= L_n \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{al} \\ i_{bl} \\ i_{cl} \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{bmatrix} R_n & 0 \\ 0 & R_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dp} - i_{dl} \\ i_{qp} - i_{ql} \end{bmatrix} = \\
 &\begin{bmatrix} 0 & -\omega_{ep} L_n \\ \omega_{ep} L_n & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dl} \\ i_{ql} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_n & 0 \\ 0 & L_n \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{dl} \\ i_{ql} \end{bmatrix} \quad (3.2)
 \end{aligned}$$

Avec i_{ap} , i_{bp} et i_{cp} sont les courants statoriques; i_{al} , i_{bl} et i_{cl} sont les courants dans l'inductance triphasée L_n ; i_{ar} , i_{br} et i_{cr} sont les courants dans la résistance triphasée R_n ; i_{dl} et i_{ql} sont la transformé de Park de (i_{al}, i_{bl}, i_{cl}) ; ω_{ep} est la pulsation électrique.

En utilisant (3.1), (3.2) et le modèle présenté par (2.19), le modèle de la GP s'écrit :

$$\left\{ \begin{array}{l}
 0 = -(R_n + R_s)i_{dp} + R_n i_{dl} + L_q \omega_{ep} i_{qp} - M_{sQ} \omega_{ep} i_Q - L_d \frac{di_{dp}}{dt} + M_{sf} \frac{di_f}{dt} + M_{sD} \frac{di_D}{dt} \\
 0 = -(R_n + R_s)i_{qp} + R_n i_{ql} - L_d \omega_{ep} i_{dp} + M_{sf} \omega_{ep} i_f + M_{sD} \omega_{ep} i_D - L_q \frac{di_{qp}}{dt} + M_{sQ} \frac{di_Q}{dt} \\
 0 = -L_n \omega_{ep} i_{ql} + L_n \frac{di_{dl}}{dt} - R_n i_{dp} + R_n i_{dl} \\
 0 = L_n \omega_{ep} i_{dl} + L_n \frac{di_{ql}}{dt} - R_n i_{qp} + R_n i_{ql} \\
 v_f = R_f i_f + L_f \frac{di_f}{dt} - M_{sf} \frac{di_{dp}}{dt} + M_{fD} \frac{di_D}{dt} \\
 0 = R_D i_D + L_D \frac{di_D}{dt} + M_{fD} \frac{di_f}{dt} - M_{sD} \frac{di_{dp}}{dt} \\
 0 = R_Q i_Q + L_Q \frac{di_Q}{dt} - M_{sQ} \frac{di_{qp}}{dt}
 \end{array} \right. \quad (3.3)$$

Le système obtenu s'écrit sous la forme suivante :

$$U = R_i X + M_i \dot{X} \Rightarrow \dot{X} = A_i X + B_i U \quad (3.4)$$

Avec : $A_i = -M_i^{-1} R_i$ et $B_i = M_i^{-1}$

$$X = [i_{dl} \quad i_{ql} \quad i_{dp} \quad i_{qp} \quad i_f \quad i_D \quad i_Q]^t \text{ et } U = [0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad v_f \quad 0 \quad 0]^t \quad (3.5)$$

Afin de présenter les tensions statoriques comme des sorties, la matrice d'observation C_i est choisie de la manière suivante :

$$C_i = \begin{bmatrix} -R_n & 0 & R_n & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -R_n & 0 & R_n & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

Par conséquent, la figure 3.4 montre la représentation d'état du modèle obtenu. Avec B_{i1} est la cinquième colonne de la matrice B_i

$$B_{i1} = B_i [0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 1 \quad 0 \quad 0]^t \quad (3.7)$$

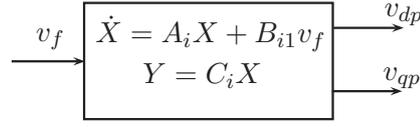


FIGURE 3.4 – Modèle d'état à charge interne.

D'après la figure 3.4, l'entrée du système est la tension de la roue polaire ; la sortie est le vecteur composé de v_{dp} et de v_{qp} . Cette méthode de modélisation a montré de bons résultats [Mou08]. Cependant, l'inconvénient majeure de cette méthode est que la charge linéaire utilisée (R_n , L_n) représente un cas particulier de la charge de la GP. La charge réelle peut être variable, inconnue et même non-linéaire. En utilisant les lois de commande classique (non-robuste), cette méthode ne permet pas de garantir la stabilité du système en boucle fermée pour tous types de charge. Dans le dernier chapitre, on montrera l'influence de la charge interne présente dans la matrice d'état sur les caractéristiques du régulateur synthétisé. Dans le paragraphe suivant, un nouveau modèle qui prend en compte la variation de la charge est présenté.

3.2.2 Modélisation de la GP avec charge externe

Dans le but de synthétiser un régulateur de tension qui prend en compte une charge inconnue connectée à la GP, on propose d'ajouter une capacité triphasée ($C = 1 \mu F$) à la sortie du modèle de la GP (figure 3.5). L'intérêt de cette méthode vient du fait que les tensions v_{dp} et v_{qp} seront des variables d'état et le courant de la charge sera représenté comme une entrée exogène. Par conséquent, il est possible de synthétiser un régulateur qui assure la stabilité du système en présence de variations brusques de la charge.

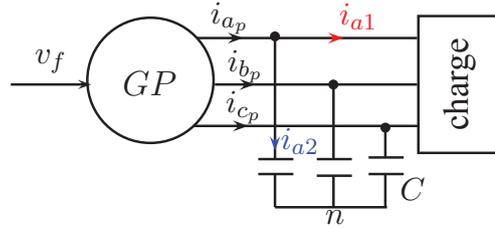


FIGURE 3.5 – Utilisation d'une capacité triphasée à la sortie du modèle de la GP.

D'après la figure 3.5 :

$$i_{abc_p} = i_{abc_1} + i_{abc_2} \Rightarrow i_{dq_p} = i_{dq_1} + i_{dq_2} \quad (3.8)$$

$$i_{dq_2} = C\omega_{ep} \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} [v_{dp} \ v_{qp}]^t + C \frac{dv_{dq_p}}{dt} \quad (3.9)$$

$$\begin{cases} i_{d1} = i_{dp} + C\omega_{ep}v_{qp} - C \frac{dv_{dp}}{dt} \\ i_{q1} = i_{qp} - C\omega_{ep}v_{dp} - C \frac{dv_{qp}}{dt} \end{cases} \quad (3.10)$$

Avec $i_{abc_p} = [i_{ap}, i_{bp}, i_{cp}]^t$ (courants de la GP); $i_{abc_1} = [i_{a1}, i_{b1}, i_{c1}]^t$ (courants dans la charge); $i_{abc_2} = [i_{a2}, i_{b2}, i_{c2}]^t$ (courants dans les condensateurs); i_{dq_1} et i_{dq_2} sont les transformés de Park des courants i_{abc_1} et i_{abc_2} .

En utilisant (3.10) et le modèle obtenu en (2.19), le modèle de la GP s'écrit sous la forme suivante :

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{d1} = i_{dp} + C\omega_{ep}v_{qp} - C\frac{dv_{dp}}{dt} \\ i_{q1} = i_{qp} - C\omega_{ep}v_{dp} - C\frac{dv_{qp}}{dt} \\ 0 = -v_{dp} - R_s i_{dp} + L_q \omega_{ep} i_{qp} - M_{sQ} \omega_{ep} i_Q - L_d \frac{di_{dp}}{dt} + M_{sf} \frac{di_f}{dt} + M_{sD} \frac{di_D}{dt} \\ 0 = -v_{qp} - R_s i_{qp} - L_d \omega_{ep} i_{dp} + M_{sf} \omega_{ep} i_f + M_{sD} \omega_e i_D - L_q \frac{di_{qp}}{dt} + M_{sQ} \frac{di_Q}{dt} \\ v_f = R_f i_f + L_f \frac{di_f}{dt} - M_{sf} \frac{di_{dp}}{dt} + M_{fD} \frac{di_D}{dt} \\ 0 = R_D i_D + L_D \frac{di_D}{dt} + M_{fD} \frac{di_f}{dt} - M_{sD} \frac{di_{dp}}{dt} \\ 0 = R_Q i_Q + L_Q \frac{di_Q}{dt} - M_{sQ} \frac{di_{qp}}{dt} \end{array} \right. \quad (3.11)$$

Le système d'équation (3.11) peut être écrit sous la forme :

$$U = R_e X + M_e \dot{X} \Rightarrow \dot{X} = A_e X + B_e U \quad (3.12)$$

avec $A_e = -M_e^{-1}R_e$ et $B_e = M_e^{-1}$

$$X = [v_{dp} \ v_{qp} \ i_{dp} \ i_{qp} \ i_f \ i_D \ i_Q]^t \text{ et } U = [i_{d1} \ i_{q1} \ 0 \ 0 \ v_f \ 0 \ 0]^t \quad (3.13)$$

Afin d'exprimer les courants de la charge (i_{d1} et i_{q1}) comme une entrée exogène (perturbation), le modèle de la GP est réécrit sous la forme suivante :

$$\dot{X} = A_e X + B_1 W_1 + B_2 U_1 \quad (3.14)$$

$$Y = C_e X$$

Avec

$$W_1 = \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \end{bmatrix}; \quad U_1 = v_f; \quad B_1 = B_e \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad B_2 = B_e \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; \quad C_e = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}^t \quad (3.15)$$

La figure 3.6 représente le système total avec ses entrées et ses sorties. Les tensions v_{dp} et v_{qp} sont représentées comme des sorties. Les courants i_{d1} et i_{q1} sont exprimés comme

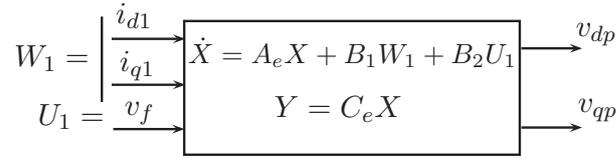


FIGURE 3.6 – Modélisation de la GP avec une charge externe.

des entrées exogènes. Ces entrées représentent des perturbations qui influencent la sortie de la GP.

En utilisant cette méthode de modélisation, l'influence de la charge (W_1) sur les tensions statoriques est prise en considération. Le modèle obtenu est appelé modèle à charge externe parce que la charge connectée à la GP n'est pas présente dans la matrice d'état.

La méthode de modélisation proposée a deux avantages : (1) le modèle prend en compte le courant de la charge comme une entrée exogène. Par conséquent, il est possible de synthétiser un régulateur robuste vis-à-vis des variations brusques de la charge. (2) les tensions v_{dp} et v_{qp} sont représentées comme des variables d'état. Cette représentation simplifie la synthèse du régulateur car les dérivées de v_{dp} et de v_{qp} sont des fonctions linéaires des variables d'état.

La valeur de la capacité utilisée est de $1 \mu F$ de manière que son impédance ($1/C\omega_{ep} = 3180 \Omega$) soit très grande par rapport à l'impédance de charge nominale de la GP (14Ω). Dans le dernier chapitre, on montrera l'influence de la valeur de la capacité sur les caractéristiques du régulateur synthétisé.

3.3 Contrôle linéaire par retour de sortie linéarisant

Le signal à réguler est la tension efficace de la GP. La relation entre la tension efficace composée et les composantes v_{dp} et v_{qp} est la suivante :

$$U_{eff} = \sqrt{v_{dp}^2 + v_{qp}^2} \quad (3.16)$$

On remarque qu'il existe une relation non-linéaire entre les variables d'état (v_{dp} , v_{qp}) et le signal à contrôler (U_{eff}). On va présenter deux méthodes pour la linéarisation de cette relation. La première méthode est une linéarisation exacte (sans simplification ou approximation). Avec la deuxième méthode, on va approximer (3.16) par une équation linéaire. Cette dernière solution permet de simplifier la synthèse et l'implémentation du correcteur.

3.3.1 Commande multivariable (MISO)

Dans cette approche, la linéarisation est réalisée en utilisant un régulateur multivariable. En effet, la régulation de la tension efficace est effectuée à travers la régulation de v_{dp} et de v_{qp} . D'après la tension de référence U_{effr} , on cherche les tensions de référence v_{dpr}

et v_{qp_r} qui vérifient l'équation 3.17. Ensuite, le régulateur multivariable MISO (*multiple input single output*) régule v_{dp} et v_{qp} .

$$\sqrt{v_{dp_r}^2 + v_{qp_r}^2} = U_{eff_r} \quad (3.17)$$

La figure 3.7 montre le schéma d'implémentation de cette méthode.

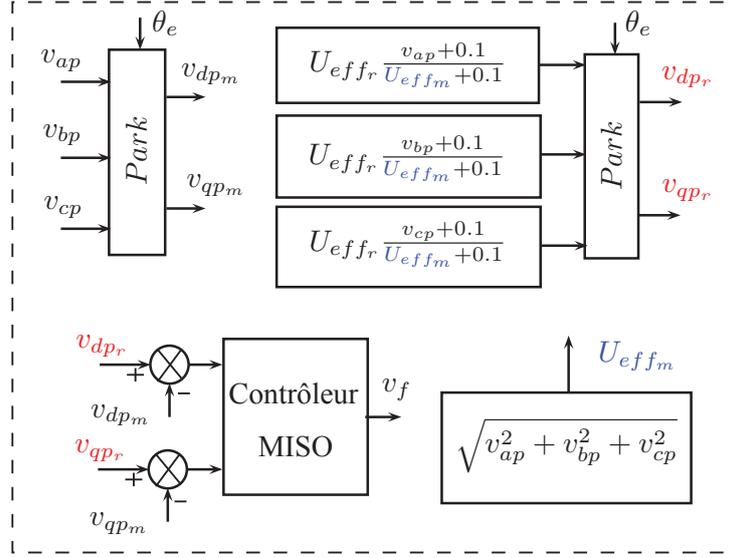


FIGURE 3.7 – Schéma d'implémentation de la régulation MISO.

v_{dp_r} et v_{qp_r} sont les valeurs de référence des composantes v_{dp} et v_{qp} ; v_{dp_m} et v_{qp_m} sont les valeurs mesurées; U_{eff_r} est la tension efficace de référence; U_{eff_m} est la tension efficace mesurée; θ_e est la position électrique de la GP. On note qu'une constante arbitraire de 0.1 est utilisée afin d'éviter la division par zéro.

La méthode proposée permet de linéariser (3.16) sans approximation. Par contre, le régulateur utilisé est multivariable. En plus, cette méthode nécessite la position rotorique pour l'application de la transformation de Park.

A propos de la synthèse du régulateur, on peut utiliser le modèle à charge interne représenté par la figure 3.4 ou le modèle à charge externe représenté par la figure 3.6.

3.3.2 Commande monovariable (SISO)

En supposant que la tension statorique subit une faible variation autour du point de fonctionnement nominal, la tension efficace peut être approximée par l'équation suivante [BIP90, GH98] :

$$U_{eff} \approx k_d v_{dp} + k_q v_{qp} \quad (3.18)$$

Avec k_d et k_q sont des constantes qui dépendent du point de fonctionnement (facteur de puissance de la charge).

Le correcteur obtenu est un correcteur monovariante SISO (*single input single output*). En utilisant cette méthode, on va synthétiser un correcteur de $k_d v_{dp} + k_q v_{qp}$ et on va l'utiliser pour la régulation de la tension efficace de la GP. La figure 3.8 montre l'implémentation de cette méthode. U_{effm} est la tension efficace mesurée ; U_{effr} est la tension

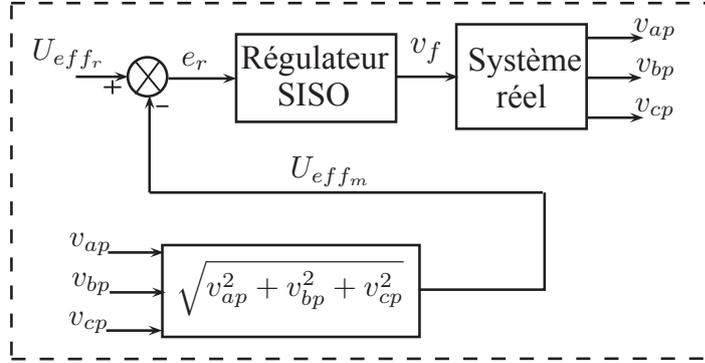


FIGURE 3.8 – Schéma d'implémentation de la Régulation SISO.

efficace de référence.

Outre que le régulateur est monovariante, la méthode utilisée ne nécessite pas la mesure ou l'estimation de la position rotorique parce que la transformation de Park n'est pas utilisée. En plus, par rapport au régulateur multivariante, l'ordre du correcteur sera réduit.

Les auteurs en [GH98] ont trouvé que les valeurs de k_d et de k_q n'ont pas une grande influence sur les performances du régulateur. Les auteurs en [BTCM11b] ont montré le comportement du régulateur pour différentes valeurs de k_d et de k_q . Dans le cas où la charge est un redresseur, les auteurs en [BIP90] ont trouvé que l'approximation ($k_d = 1$, $k_q = 0$) donne des résultats satisfaisants.

D'après les simulations et les essais expérimentaux avec charges linéaires pour différentes structures d'excitation, on a trouvé que le régulateur v_{qp} ($k_d = 0$ et $k_q = 1$) permet de donner des résultats très satisfaisants par rapport au régulateur multivariante dont son principe a été présenté dans le paragraphe précédent. Le régulateur v_{qp} a aussi montré de très bons résultats en [MTCM08]. Dans ce chapitre, on va voir les performances de ce régulateur en utilisant la structure d'excitation idéale (figure 3.1) et que la dynamique de v_{qp} est très proche de celle de la tension efficace.

On note que la synthèse du régulateur peut être basée sur le modèle à charge interne (figure 3.4) ou sur le modèle à charge externe (figure 3.6). Pour la synthèse SISO, Les matrices d'observations (C_i : charge interne) et (C_e : charge externe) sont :

$$C_i = \begin{bmatrix} 0 \\ -R_n \\ 0 \\ R_n \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}^t \quad C_e = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}^t \quad (3.19)$$

Dans les paragraphes précédents, on a présenté la modélisation de la GP avec charge interne et avec charge externe. Ensuite, deux méthodes de linéarisation de la sortie ont été développées. La première méthode nécessite un régulateur multivariable (MISO); la deuxième est basée sur un régulateur monovariable (SISO). La combinaison de ces deux méthodes de linéarisation avec les deux modèles obtenus permet de synthétiser quatre régulateurs (SISO à charge interne, SISO à charge externe, MSIO à charge interne et MISO à charge externe). Dans la suite, on donne la procédure de la synthèse d'un régulateur H_∞ (SISO et MISO avec charge externe).

Avant de présenter la procédure de la synthèse, la simulation et la validation expérimentale du régulateur H_∞ avec la structure d'excitation idéale, on commence par décrire le principe et les outils nécessaires pour la synthèse H_∞ .

3.4 Synthèse de lois de commande par l'approche H_∞

La modélisation de la machine pour la synthèse d'une loi de commande peut se mettre sous la forme d'état standard :

$$\begin{aligned} \dot{X} &= AX + B_1W + B_2U \\ Y &= CX \end{aligned} \quad (3.20)$$

Avec : W représente les entrées exogènes, U le signal de commande et Y la sortie à réguler. A partir de cette représentation, il est possible de synthétiser une loi de commande pour la régulation de la tension statorique. Dans ce travail, on a choisi la synthèse de loi de commande par l'approche H_∞ . Cette approche est bien adaptée aux systèmes monovariabiles et multivariabiles [Zam81, Fra87, GPK05]; elle a connu des applications multiples dans des domaines très variés [Ben07, CCAR99, Asg94]. En outre, la commande H_∞ a déjà montré des bons résultats dans la commande des génératrices synchrones [MTCM09, Asg94, AT96].

L'objectif de la commande H_∞ est de concevoir une commande assurant la stabilité asymptotique du système bouclé ainsi qu'un certain taux d'atténuation de l'influence des entrées exogènes sur les sorties du système augmenté. En revanche, les entrées sont constituées des signaux de consignes et éventuellement des perturbations liées à l'environnement du système. On attend que la synthèse H_∞ fournisse une commande robuste vis-à-vis de ces perturbations. La présentation théorique de la synthèse H_∞ est détaillée dans de nombreux ouvrages pédagogiques [GL95, SP96, DF99, CAS01].

Dans les paragraphes suivants, on présente les outils mathématiques nécessaires pour l'élaboration d'un régulateur H_∞ .

3.4.1 Représentation des systèmes

La représentation d'état d'un système linéaire à temps invariant est la suivante :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) = Cx(t) + Du(t) \end{cases} \quad (3.21)$$

$x \in R^n$: vecteur qui contient les n variables d'état.

$y \in R^q$: vecteur qui contient les q mesures.

$u \in R^p$: vecteur qui contient les p commandes.
 $A \in R^{n \times n}$: matrice d'état.
 $B \in R^{n \times p}$: matrice de commande.
 $C \in R^{q \times n}$: matrice d'observation.
 $D \in R^{q \times p}$: matrice d'action directe.

Avec l'hypothèse des conditions initiales nulles sur le vecteur d'état, un système possède une fonction de transfert unique donnée sous la forme suivante :

$$G(s) = C(sI - A)^{-1}B + D \quad (3.22)$$

La représentation suivante est associée à G :

$$G : \left(\begin{array}{c|c} A & B \\ \hline C & D \end{array} \right) \quad (3.23)$$

Dans le but de mettre en évidence la correction du système, une représentation connue sous la dénomination « forme standard » est introduite (figure 3.9).

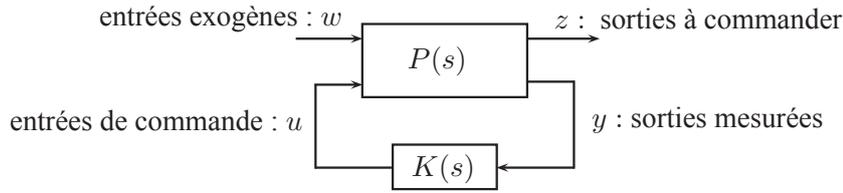


FIGURE 3.9 – Représentation standard d'un système.

Dans cette représentation, $P(s)$ est le modèle augmenté (le système $G(s)$ avec des matrices de pondération par exemple) ; $K(s)$ est le correcteur ; les signaux de commande du système sont représentés par le vecteur u ; les entrées exogènes (entrées à suivre et perturbations à rejeter) sont représentées par w ; z représente les signaux à commander (erreurs entre consignes et sorties du système par exemple) ; y représente les sorties accessibles à la mesure du système.

Le système augmenté a la représentation d'état suivante :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A_t x(t) + B_w w(t) + B_u u(t) \\ z(t) = C_z x(t) + D_{zw} w(t) + D_{zu} u(t) \\ y(t) = C_y x(t) + D_{yw} w(t) + D_{yu} u(t) \end{cases} \quad (3.24)$$

Soit :

$$P : \left(\begin{array}{c|cc} A_t & B_w & B_u \\ \hline C_z & D_{zw} & D_{zu} \\ C_y & D_{yw} & D_{yu} \end{array} \right) \quad (3.25)$$

La matrice de transfert associée est donnée par :

$$\begin{pmatrix} Z(s) \\ Y(s) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} P_{11}(s) & P_{12}(s) \\ P_{21}(s) & P_{22}(s) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} W(s) \\ U(s) \end{pmatrix} \quad (3.26)$$

Cette représentation permet de calculer un correcteur K de manière à optimiser, selon un critère donné, la fonction de transfert $T_{zw}(s)$ entre les entrées exogènes $w(t)$ et les sorties $z(t)$. Pour une loi de commande connue $U(s) = K(s)Y(s)$, $T_{zw}(s)$ peut se mettre sous la forme suivante :

$$T_{zw}(s) = F_l(P(s), K(s)) = P_{11}(s) + P_{12}(s)K(s)(I - P_{22}K(s))^{-1}P_{21}(s) \quad (3.27)$$

Cette expression généralement notée $F_l(P, K)$, est appelée Transformation Fractionnaire Linéaire (Linear Fractional Transform LFT). On rappelle que $P_{22}(s) = G(s)$ où $G(s)$ est la fonction de transfert du système.

3.4.2 Valeurs singulières et norme H_∞

3.4.2.1 Valeurs singulières

Les valeurs singulières d'une matrice $A \in C^{m \times n}$, notées $\sigma_i(A)$, peuvent être définies comme les racines carrées des valeurs propres de la matrice A^*A si $m \succ n$, sinon de AA^* , c'est à dire :

$$\sigma_i(A) = \sqrt{\lambda_i(A^*A)} \stackrel{ou}{=} \sqrt{\lambda_i(AA^*)} \quad (3.28)$$

où A^* est la matrice transposée et conjuguée de A et λ_i est la i -ème valeur propre de A .

Les valeurs singulières sont des quantités réelles positives ou nulles. Le nombre de valeurs singulières non nulles est égal au rang de la matrice A . Les plus grande et plus petite valeurs singulières sont notées : $\bar{\sigma}(A)$ et $\underline{\sigma}(A)$ respectivement.

3.4.2.2 Norme H_∞

Soit $G(s)$ une fonction de transfert asymptotiquement stable, la norme H_∞ de cette fonction de transfert est donnée par :

$$\|G(s)\|_\infty = \sup_{\omega \in \Re} \bar{\sigma}(G(j\omega)) \quad (3.29)$$

Comme il est montré dans la figure 3.10, la norme H_∞ correspond au maximum du gain entrées/sorties à la fréquence correspondante. Cette norme privilégie la pulsation pour laquelle le gain est maximal. Si l'on cherche à minimiser une telle norme, cela signifie que l'on s'intéresse à la fréquence la plus défavorable. L'effort de minimisation porte donc sur cette fréquence et le niveau de performance qui en découle est ensuite garanti pour les autres fréquences [GL95, ZD98, Bac08].

3.4.3 Problème H_∞

Le calcul d'un correcteur H_∞ de la forme standard (figure 3.11) peut se ramener d'une part à un problème de stabilisation du système bouclé et de rejet de perturbations, d'autre part à un problème de minimisation. La norme H_∞ représente la valeur maximale

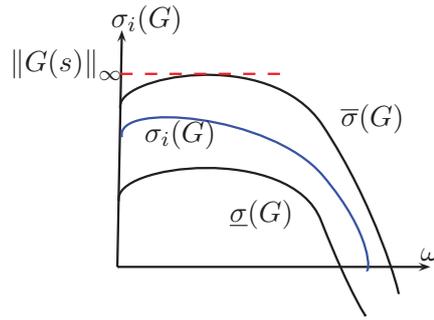


FIGURE 3.10 – Valeurs singulières et norme $\|G(s)\|_\infty$ d'une matrice de transfert.

du rapport entre l'énergie du signal de sortie $z(t)$ et l'énergie du signal d'entrée $w(t)$. La minimisation de cette norme est nécessaire pour optimiser le rejet de perturbations et le suivi des consignes. Le problème H_∞ consiste à trouver K tel que :

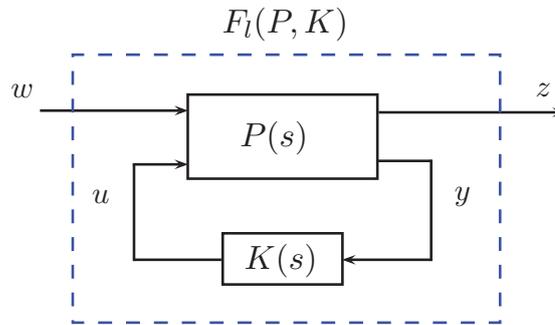


FIGURE 3.11 – Forme standard pour le problème H_∞ .

$$\begin{aligned} &F_l(P, K) \text{ soit stable.} \\ &\|F_l(P, K)\|_\infty \text{ soit minimale.} \end{aligned}$$

Le correcteur $K(s)$ peut lui aussi admettre une représentation d'état :

$$\begin{cases} \dot{x}_c(t) = A_c x_c(t) + B_c y(t) \\ u(t) = C_c x_c(t) + D_c y(t) \end{cases} \quad (3.30)$$

L'ordre du correcteur synthétisé est généralement le même que celui du processus ($P(s)$). La matrice de transfert associée au correcteur s'écrit sous la forme suivante :

$$K(s) = C_c(sI - A_c)^{-1}B_c + D_c \quad (3.31)$$

La synthèse du correcteur $K(s)$ peut se faire en utilisant l'équation de Riccati ou les outils de LMI (Linear Matrix Inequality). Sous Matlab, les fonctions (*hinfopt.m*, *hinf.m*, *hinfsyn.m...*) permettent de calculer un correcteur $K(s)$ (sous forme de modèle d'état) en utilisant l'équation de Riccati ou les LMIs.

D'après la figure 3.11, $P(s)$ représente le modèle augmenté. Ce modèle peut contenir le modèle initial du système à commander et des matrices de pondération. L'utilisation des matrices de pondération permet de spécifier les performances du système bouclé tout en conservant la stabilité du système.

3.4.4 Synthèse H_∞ pondérée

- **propriété 1** [DGKF89, Ben07] : soit $T_{zw}(s)$ le transfert multivariable entre le vecteur d'entrée $w = [w_i]_{i=1,\dots,m}$ et le vecteur de sortie $z = [z_j]_{j=1,\dots,p}$:

Si $\|T_{zw}(s)\|_\infty \leq \gamma$, alors $\forall i \in [1; m]$ et $\forall j \in [1; p]$, $\|T_{z_j w_i}(s)\|_\infty \leq \gamma$.

On note que la réciprocity de cette propriété n'est pas vraie. Cette propriété traduit le fait qu'en imposant une borne supérieure γ à la norme H_∞ du transfert multivariable entre les entrées exogènes et les sorties régulées, on impose cette borne sur chacun des sous-transferts monovariabiles.

- **propriété 2** [Puy05, Ben07], soit :

$$W_s(s) = \begin{bmatrix} W_{s1} & & \emptyset \\ & \ddots & \\ \emptyset & & W_{sp}(s) \end{bmatrix} \quad (3.32)$$

Une matrice de pondération placée sur les sorties du système $T_{zw}(s)$, comme le montre la figure 3.12 :

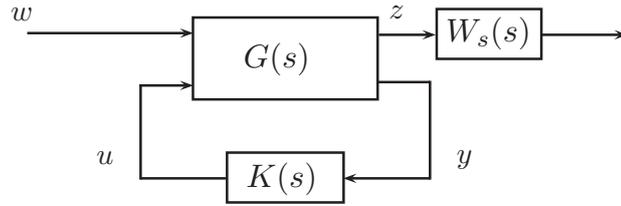


FIGURE 3.12 – Ajout des pondérations dans la forme LFT.

Si $\|W_s(s)T_{zw}(s)\|_\infty \leq \gamma$, alors :

$$\forall \omega \in R, \forall i \in [1; m] \text{ et } \forall j \in [1; p], \|W_{s_j}(j\omega)T_{z_j w_i}(j\omega)\|_2 \leq \gamma. \quad (3.33)$$

Cette propriété permet d'interpréter la pondération de sortie comme des gabarits fréquentiels. En effet, on peut réécrire (3.4.4) comme suit :

$$\|T_{z_j w_i}(j\omega)\|_2 \leq \frac{\gamma}{\|W_{s_j}(j\omega)\|_2} \quad (3.34)$$

Cette inégalité permet de définir la matrice $W_{s_j}(s)$ comme le gabarit fréquentiel imposé sur le transfert SISO $T_{z_j w_i}(s)$, $\forall i$.

Les fonctions de pondération peuvent être placées à différents endroits, de manière à avoir une matrice de transfert pondérée entre les entrées exogènes $W(s)$ et les sorties à minimiser $Z(s)$.

3.4.4.1 Fonctions de sensibilité

La boucle d'asservissement est habituellement décrite par le schéma bloc de la figure suivante :

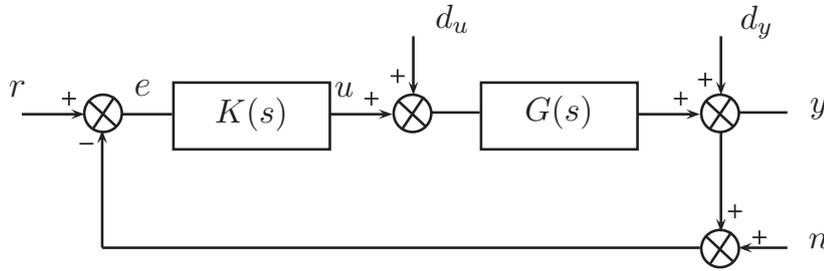


FIGURE 3.13 – Schéma représentatif d'une boucle classique d'asservissement.

En supposant la linéarité du système et du correcteur, on peut employer la transformée de Laplace et définir [DF99, Sal07] :

- $r \in R^p$: signal de référence.
- $e \in R^p$: écart de suivi.
- $d_u \in R^m$: perturbation sur la commande.
- $n \in R^p$: bruit de mesure.
- $y \in R^p$: signal de sortie.
- $u \in R^m$: signal de commande.
- $d_y \in R^p$: perturbation sur la sortie.

- $S_y = (I_p + GK)^{-1}$: Matrice de sensibilité en sortie.
- $S_u = (I_m + KG)^{-1}$: Matrice de sensibilité en entrée.
- $T_y = GK(I_p + GK)^{-1}$: Matrice de sensibilité complémentaire en sortie.
- $T_u = KG(I_m + KG)^{-1}$: Matrice de sensibilité complémentaire en entrée.

On remarque que : $S_y + T_y = I_p$ et $S_u + T_u = I_m$

Le bilan des signaux dans la boucle donne les équations caractéristiques suivantes :

$$\begin{aligned} Y &= T_y(R - N) + S_y D_y + G S_y D_u \\ E &= S_y(R - D_y - N) - G S_y D_u \\ U &= K S_y(R - D_y - N) - T_u D_u \end{aligned} \quad (3.35)$$

La synthèse d'un correcteur peut prendre en compte les relations trouvées en (3.35). Par exemple [Sal07] :

- l'atténuation des perturbations en sortie revient à minimiser la fonction de sensibilité S_y , ceci revient à choisir sa norme ∞ la plus faible possible.

$$\text{Soit : } \bar{\sigma}(S_y) = \bar{\sigma}((I_p + GK)^{-1}) = \frac{1}{\underline{\sigma}(I_p + GK)} \leq \frac{1}{\underline{\sigma}(GK)}.$$

Donc minimiser $\bar{\sigma}(S_y)$ revient à maximiser $\underline{\sigma}(GK)$.

- pour rejeter les bruits de mesure, il faut choisir

$$\bar{\sigma}(T_y) = \bar{\sigma}((I_p + (GK)^{-1})^{-1}) = \frac{1}{\underline{\sigma}(I_p + (GK)^{-1})} \approx \bar{\sigma}(GK) \text{ le plus faible possible.}$$

Donc minimiser $\bar{\sigma}(T_y)$ revient à minimiser $\bar{\sigma}(GK)$.

- la poursuite de la référence r par la sortie y entraîne $I_p - S_y \approx I_p$, soit minimiser $\bar{\sigma}(S_y)$. Cette condition rejoint donc celle du rejet des perturbations en sortie.
- pour limiter l'énergie de commande ou leur saturation et éviter la fatigue des actionneurs, le bruit de mesure ne doit pas provoquer des agitations excessives de la commande. Les commandes seront d'autant réduites que la norme de la matrice $K S_y$ l'est. Or, $T_y = G K S_y$ et comme G est fixé, réduire $K S_y$ sera équivalent à réduire T_y . On se retrouvera alors la même condition que celle des rejets de bruits de mesure.

D'après ce qui précède, on a montré les éléments nécessaires qui permettent de spécifier les performances du système en boucle fermée. Par contre, l'analyse était faite sans tenir compte de l'aspect fréquentiel des fonctions de sensibilité. Le paragraphe suivant présente l'apport des filtres de pondération.

3.4.4.2 Pondération à la sortie : $S/KS/T$

Une des méthodes de pondération les plus connues est la méthode des sensibilités mixtes, appelés $S/KS/T$ et représentée à la figure 3.14. Cette méthode permet de pondérer la sensibilité S_y , la sensibilité complémentaire T_y et la fonction de transfert $K S_y$ de l'entrée w vers la sortie u . La sensibilité S_y , qui est la fonction de transfert de l'entrée r vers la sortie e est pondérée par W_1 ; la sensibilité complémentaire T_y est pondérée par W_3 ; W_2 peut

être choisi comme constant ou de manière à limiter la bande passante de la commande. D'après la figure 3.14, $G(s)$ représente le système à commander. $P(s)$ représente le système

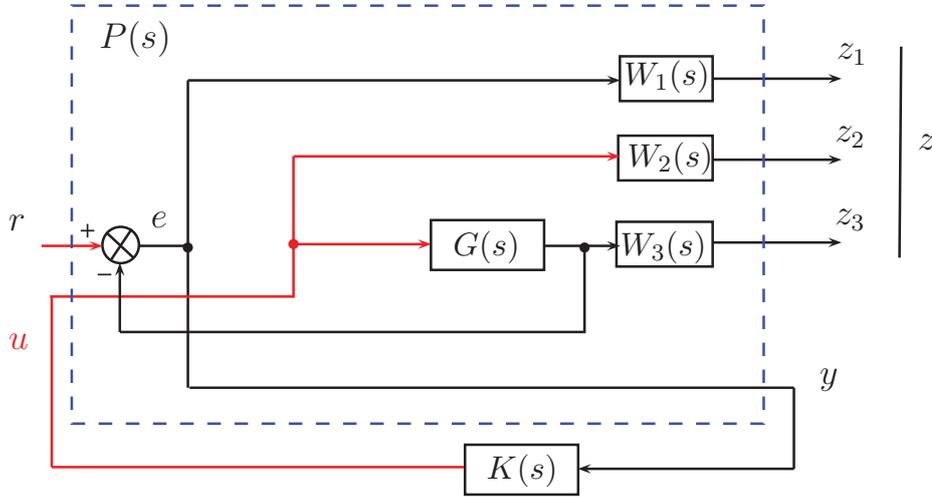


FIGURE 3.14 – Pondération $S/KS/T$.

augmenté. $P(s)$ s'écrit sous la forme suivante :

$$P : \left(\begin{array}{c|c} W_1 & -W_1G \\ 0 & W_2 \\ 0 & W_3P \\ \hline I & -G \end{array} \right) \quad (3.36)$$

La fonction de transfert en boucle fermée T_{zw} vaut :

$$T_{zw} : \left[\begin{array}{c} W_1S_y \\ W_2KS_y \\ W_3T_y \end{array} \right] \quad (3.37)$$

Le choix des filtres de pondération se fait en tenant compte du paragraphe précédent. Par exemple, pour pouvoir rejeter les perturbations de basses fréquences et avoir une erreur statique nulle, W_1 est généralement choisi avec un gain élevé dans cette zone de fréquences. Le modelage de KS_y par W_2 permet de limiter la bande passante du correcteur et évite d'avoir des signaux de commande de grande amplitude. W_3 peut être nécessaire pour accentuer la pente d'atténuation en haute fréquence de T_y . Par contre, le schéma de synthèse $S/KS/T$ impose la contrainte suivante $S_y + T_y = I$.

Les références suivantes montrent des études sur la forme et l'ordre des filtres de pondérations [AT96, BWS96, SP96, Ben07]. Par exemple, les auteurs en [SP96, Ben07] proposent un filtre W_1 d'ordre 2 pour annuler l'erreur de traînage.

Dans la section suivante, on montre la synthèse d'un régulateur de tension de la GP par l'approche H_∞ . Cette synthèse est validée par la simulation et l'expérience.

3.5 Application à la génératrice principale

3.5.1 Synthèse des régulateurs

En utilisant la structure d'excitation idéale (figure 3.1), ce paragraphe montre la synthèse des régulateurs H_∞ en utilisant les filtres de pondération et la fonction *hinfsyn* du *Robust Control Toolbox* de Matlab. Afin d'éviter la répétition, on montre les étapes pour la synthèse des régulateurs monovariables et multivariables en tenant compte du modèle de la GP à charge externe. Dans le cas du modèle à charge interne, il suffit d'éliminer les entrées exogènes (i_{d1} et i_{q1}). La figure 3.15 montre la représentation du modèle obtenu à charge externe.

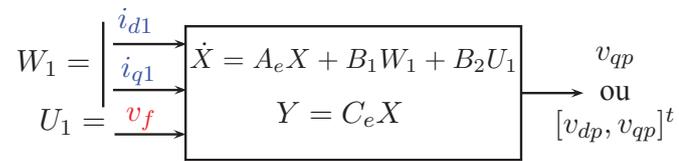


FIGURE 3.15 – Modèle de la GP à charge externe pour la régulation SISO ou MISO.

La figure 3.16 montre le modèle de la GP associé au correcteur $K(s)$. w est le vecteur

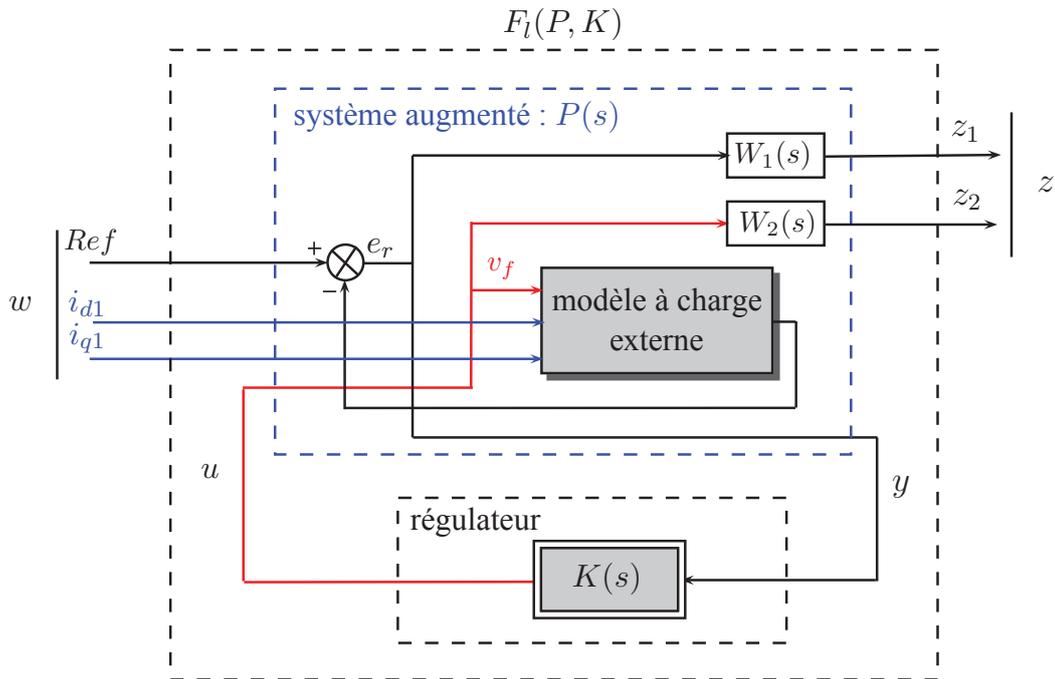


FIGURE 3.16 – Modèle à charge externe pour la régulation SISO ou MISO.

des entrées exogènes (entrées à suivre et perturbations à rejeter) ; z représente les signaux à commander (erreurs pondérées entre consignes et sorties du système et le signal de commande pondéré). Dans le cas monovariante, Ref est la tension efficace de référence (U_{effr})

et y représente la tension v_{qp} . Dans le cas multivariable, Ref est un vecteur composé de v_{dpr} et de v_{qpr} (voir figure 3.7) ; y est un vecteur composé de v_{dpm} et de v_{qpm} .

On a déjà noté que l'ordre du correcteur est égal à l'ordre du système augmenté (ordre du modèle plus l'ordre des filtres de pondération). Comme l'ordre du modèle à charge externe est de 7, on a utilisé deux filtres (W_1 et W_2) d'ordre réduit afin de réduire celui du correcteur synthétisé.

Remarque : le modelage de KS_y par W_2 est équivalent au modelage de T_y ; de plus on a, $S_y + T_y = I$.

3.5.1.1 Régulateur SISO

Dans le cas monovariante ($Ref = U_{effr}$ et $y = U_{effr} - v_{qp}$), les filtres W_1 et W_2 sont monovariants. W_1 est généralement choisi comme un filtre passe bas du premier ordre donné par (3.38) [Ben07, BWS96] ; le choix de W_2 un scalaire (constant) permet d'agir complètement sur la dynamique du signal de commande [GPK05].

$$W_1(s) = \frac{\frac{s}{M} + \omega_b}{s + \omega_b \epsilon} \quad \text{et} \quad W_2 = ct \quad (3.38)$$

L'utilisation des filtres d'ordre plus élevés peut améliorer les performances du système en boucle fermée mais l'ordre du correcteur sera encore plus élevé [Ben07].

D'après la figure 3.16, on cherche la représentation d'état du système augmenté $P(s)$. Ensuite, le système obtenu est mis sous la forme présentée dans la figure 3.17.

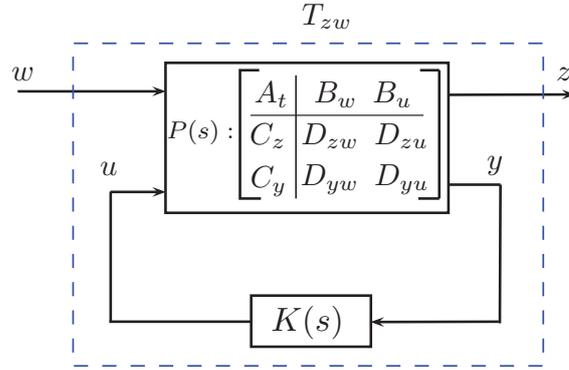


FIGURE 3.17 – Représentation standard de $P(s)$.

D'après (3.12), le modèle de la GP à charge externe est représenté par :

$$U = R_e X + M_e \dot{X} \quad (3.39)$$

Avec

$$X = [v_{dp} \ v_{qp} \ i_{dp} \ i_{qp} \ i_f \ i_D \ i_Q]^t \quad \text{et} \quad U = [i_{d1} \ i_{q1} \ 0 \ 0 \ v_f \ 0 \ 0]^t \quad (3.40)$$

D'après la figure 3.16

$$\begin{cases} e_r = U_{effr} - v_{qp} \\ \dot{z}_1 + \epsilon\omega_b z_1 = \frac{\dot{e}_r}{M} + \omega_b e_r \\ z_2 = ct v_f \end{cases} \quad (3.41)$$

En utilisant le système d'équation (3.39) et (3.41), le système total s'écrit sous la forme suivante :

$$U = R_t X + M_t \dot{X} \quad (3.42)$$

Avec

$$\begin{cases} U = (i_{d1}, i_{q1}, 0, 0, v_f, 0, 0, U_{effr})^T \\ X = (v_{dp}, v_{qp}, i_{dp}, i_{qp}, i_f, i_D, i_Q, z_1)^T \\ R_t = \begin{bmatrix} R_e \ 7 \times 7 & 0_{7 \times 1} \\ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 & \epsilon \end{bmatrix} \\ M_t = \begin{bmatrix} M_e \ 7 \times 7 & 0_{7 \times 1} \\ 0 \ \frac{1}{M\omega_b} \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 & \frac{1}{\omega_b} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (3.43)$$

On peut représenter le système obtenu en utilisant la représentation d'état :

$$\begin{aligned} \dot{X} &= A_t X + B_t U \quad (A_t = -M_t^{-1} R_t \quad B_t = M_t^{-1}) \\ \text{ou} \\ \dot{X} &= A_t X + B_w w + B_u u \end{aligned} \quad (3.44)$$

Avec

$$\begin{aligned} w &= [i_{d1} \quad i_{q1} \quad U_{ref}]^T \quad u = v_f \\ B_w &= B_t \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}^T \\ B_u &= B_t [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0]^T \end{aligned} \quad (3.45)$$

u est le signal de commande ; w est le vecteur des entrées exogènes.

Les sorties du système (z et y) peuvent s'écrire comme suivant :

$$\begin{bmatrix} z \\ y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_z \\ C_y \end{bmatrix} X + \begin{bmatrix} D_{zw} & D_{zu} \\ D_{yw} & D_{yu} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w \\ u \end{bmatrix} \quad (3.46)$$

$$\begin{cases} z = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} & D_{zw} = 0_{2 \times 3} & D_{zu} = \begin{bmatrix} 0 \\ ct \end{bmatrix} & D_{yw} = [0 \ 0 \ 1] & D_{yu} = 0 \\ C_z = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} & C_y = [0 \ -1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0] \end{cases} \quad (3.47)$$

Le système augmenté $P(s)$ est maintenant défini par $(A_t, B_w, B_u, C_z, C_y, D_{zw}, D_{zu}, D_{yw}, D_{yu})$ (voir figure 3.17). A partir de $P(s)$, on peut utiliser directement la fonction *hinfsyn* de Matlab pour synthétiser le correcteur H_∞ .

3.5.1.2 Régulateur MISO

Dans le cas multivariable, $Ref = [v_{dp_r}, v_{qp_r}]^t$ et W_1 sera une matrice de transfert. W_2 est toujours choisi comme une constante. Pour simplifier la synthèse, W_1 est choisi comme suivant :

$$W_1 = \begin{bmatrix} \frac{\frac{s}{M_1} + \omega_{b1}}{s + \omega_{b1}\epsilon_1} & 0 \\ 0 & \frac{\frac{s}{M_2} + \omega_{b2}}{s + \omega_{b2}\epsilon_2} \end{bmatrix} \quad (3.48)$$

Dans ce cas, on obtient le système :

$$\begin{cases} U = R_t X + M_t \dot{X} \\ U = (i_{d1}, i_{q1}, 0, 0, v_f, 0, 0, v_{dp_r}, v_{qp_r})^T \\ X = (v_{dp}, v_{qp}, i_{dp}, i_{qp}, i_f, i_D, i_Q, z_{11}, z_{12})^T \\ R_t = \begin{bmatrix} R_e \ 7 \times 7 & 0_{7 \times 2} \\ 1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 & \epsilon_1 \ 0 \\ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 & 0 \ \epsilon_2 \end{bmatrix} \\ M_t = \begin{bmatrix} M_e \ 7 \times 7 & 0_{7 \times 2} \\ \frac{1}{M_1 \omega_{b1}} \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 & \frac{1}{\omega_{b1}} \ 0 \\ 0 \ \frac{1}{M_2 \omega_{b2}} \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 & 0 \ \frac{1}{\omega_{b2}} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (3.49)$$

Avec la représentation d'état, on peut écrire le système sous la forme suivante :

$$\dot{X} = A_t X + B_w w + B_u u \quad (3.50)$$

Avec

$$w = [i_{d1} \quad i_{q1} \quad v_{dp_r} \quad v_{qp_r}]^T \quad u = v_f$$

$$B_w = B_t \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}^T \quad (3.51)$$

$$B_u = B_t [0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 1 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0]^T$$

Les sorties du système s'écrivent :

$$\left\{ \begin{array}{l} z = \begin{bmatrix} z_{11} \\ z_{12} \\ z_2 \end{bmatrix} \quad D_{zw} = 0_{3 \times 4} \quad D_{zu} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ ct \end{bmatrix} \\ D_{yw} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad D_{yu} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \\ C_z = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad C_y = \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad (3.52)$$

La fonction *hinfsyn* est aussi capable de synthétiser un correcteur multivariable en utilisant la représentation de $P(s)$.

Généralement, l'ordre du correcteur synthétisé est le même que celui du processus $P(s)$. Avec la synthèse monovariable, l'ordre de $P(s)$ est de 8. Dans le cas multivariable, l'ordre du système est de 9. D'autre part, en utilisant la fonction *reduce* de Matlab, il est possible de réduire l'ordre du correcteur.

Le but de ce chapitre est de montrer la synthèse et l'application des régulateurs H_∞ en utilisant la structure d'excitation idéale. En outre, on montre la convergence entre le simulateur réalisé sous Matlab/Simulink et le système réel. Pour cela, on présente la comparaison entre la simulation et l'expérimentation en utilisant les résultats du régulateur SISO qui sont proches de ceux obtenus par le régulateur MISO.

Afin de réaliser l'application en temps réel, un prototype a été mis au point. Pour cela, les principaux éléments du banc d'essai sont décrits dans la section suivante. Ensuite, l'implémentation du régulateur et les résultats de la simulation et de l'expérimentation sont montrés et discutés.

3.5.2 Simulation et validation expérimentale

3.5.2.1 Prototypé pour l'étude de la génératrice synchrone

Pour la réalisation de l'étude de la génératrice synchrone, un prototype a été mis au point. La figure 3.18 montre le schéma de principe de la partie électrique de la génératrice étudiée. L'excitatrice est une machine synchrone à induit tournant, l'inducteur est sur la partie statorique. Ce montage « inversé » permet d'avoir un montage de l'alternateur sans bague ni balais. En effet, l'induit tournant de l'excitatrice alimente directement à travers le pont de diodes l'inducteur tournant de la génératrice principale. L'inducteur

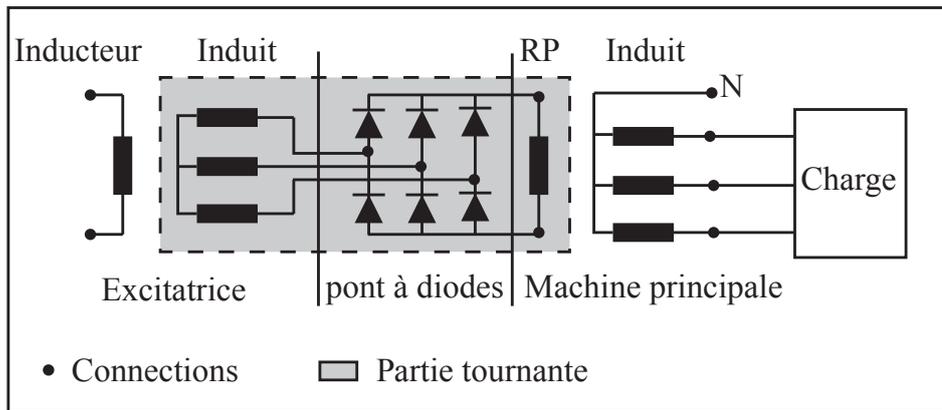


FIGURE 3.18 – Structure classique d'un alternateur *Brushless*.

de la machine principale, souvent appelé aussi la roue polaire, est un rotor à 4 pôles saillants (le nombre de paires de pôles est $p = 2$). En plus des bobinages inducteurs, sur la roue polaire, sont placés des amortisseurs en cuivre. L'induit de la machine principale, le stator, a lui aussi quatre pôles. L'inducteur de l'excitatrice, au stator, possède 8 pôles saillants. La machine excitatrice ne possède pas d'amortisseur (matériellement parlant). L'induit, au rotor, possède également 8 pôles. Lorsque le rotor est entraîné à la vitesse de 1500 tr.min^{-1} , la fréquence fondamentale de la tension de l'induit de l'excitatrice est de 100 Hz ; la fréquence fondamentale de la tension de l'induit de la machine principale est de 50 Hz .

Lorsqu'on regarde l'alternateur de l'extérieur, nous accédons facilement aux parties fixes c'est à dire l'inducteur de l'excitatrice et l'induit de la génératrice principale (les 3 phases et le neutre).

Afin de réaliser l'étude de nouveaux systèmes d'excitation, 5 bagues, 5 balais et un arbre creux permet d'accéder à l'induit de l'excitatrice et à la roue polaire (voir figure 3.19). Le pont de diodes tournantes a été déconnecté. Grâce à ces bagues et ces balais, nous utiliserons un pont de diodes externe, par exemple, lors de l'étude du système complète. Notons les inconvénients de l'utilisation des bagues et des balais lors des essais expérimentaux. Néanmoins cela nous permet une meilleure interactivité : possibilité de mesurer tout ce que l'on souhaite et possibilité de choisir un convertisseur (pont de diodes, pont à thyristors, hacheur, etc.).

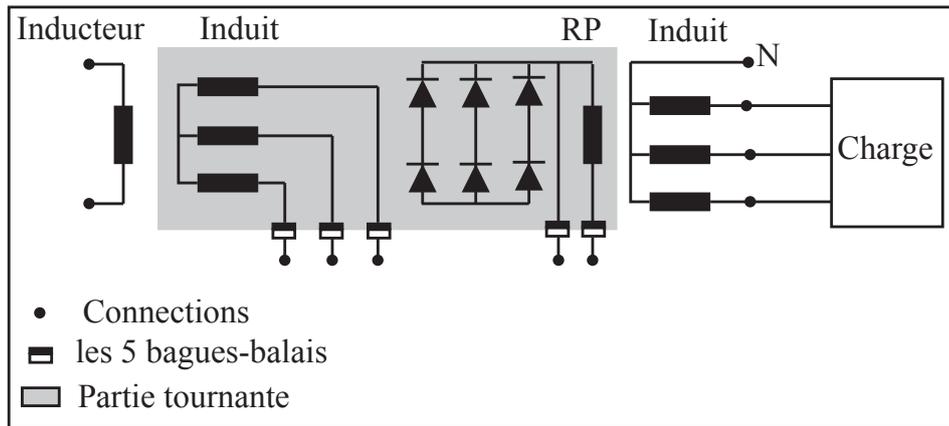


FIGURE 3.19 – Insertion des bagues et balais pour l'étude du système.

Nous utilisons une machine asynchrone pour entraîner la génératrice synchrone. Il s'agit d'une machine (*LSMV180M-T*) de chez Leroy Somer d'une puissance nominale de 18 kW . Le moteur asynchrone est alimenté par un variateur de vitesse universel *Uni-drive SP*. Avec une commande scalaire ou vectorielle, le variateur de vitesse universel permet de maintenir la vitesse quasi constante et correspondante à la vitesse de référence (1500 tours par minute). Le moteur asynchrone est équipé d'un codeur incrémental pour mesurer la position de la partie tournante. Dans notre étude, l'intérêt premier d'avoir la position est son utilisation lors de la transformée de Park dans la régulation MISO. Le deuxième avantage est de pouvoir calculer la vitesse instantanée de la partie en rotation.

Avec la structure à excitation idéale, la machine principale est commandée directement à travers un hacheur à base d'IGBT. Le hacheur peut alimenter la roue polaire par des tensions positives et négatives. Le courant est unidirectionnel.

La figure 3.20 donne la photographie du banc des machines avec le variateur de vitesse et les 5 bagues-balais. La figure 3.21 présente la charge de la génératrice synchrone, il s'agit de 2 bancs de résistances triphasées variables de 8 kW et de 4 kW , de 2 bancs d'inductances triphasées variables de 6 kVAR et de 4 kVAR et une machine asynchrone de 1.5 kW .

La combinaison des charges résistives avec les inductances permet de définir la puissance apparente et le facteur de puissance de la charge. On note que les charges inductives sont en parallèles sur les charges résistives, les points de neutre ne sont pas reliés au point neutre de la machine ni entre eux. Le deuxième type de charge est la machine asynchrone. Cette dernière est utilisée pour la réalisation des essais de démarrage. Un contacteur triphasé permet d'effectuer des essais d'impact/délestage de charge et de démarrage de la MAS en vue de la validation des lois de commande synthétisées.

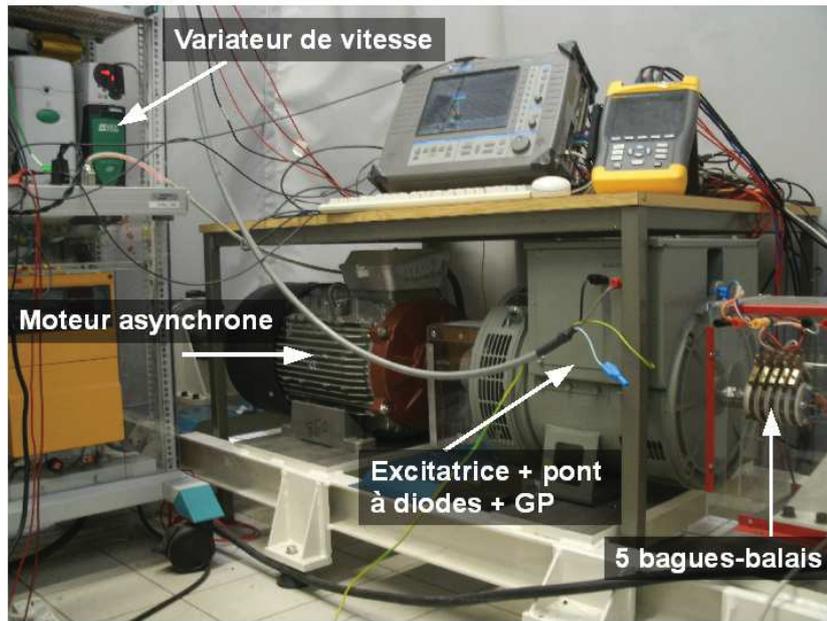


FIGURE 3.20 – Présentation du banc des machines avec le variateur de vitesse.

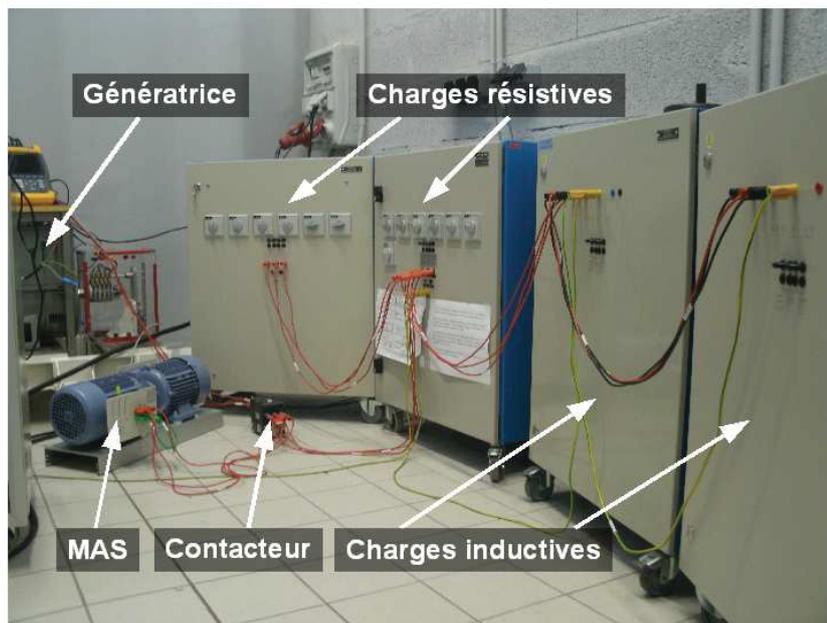


FIGURE 3.21 – Présentation des charges utilisées.

3.5.2.2 Instrumentation et commande

L'implémentation est assurée par une carte dSPACE 1104. Cette carte permet le contrôle en temps réel d'un processus grâce à ses entrées et ses sorties. Elle possède 16 convertisseurs analogiques-numériques (CAN) et 8 convertisseurs numériques-analogiques. Les CANs requièrent des tensions comprises entre -10 V et $+10\text{ V}$ (bipolaires). On note

qu'un signal de 1 sous Simulink équivaut en entrée des CANs et en sortie des CNAs à 10 V. Pour cela, dans l'élaboration de tous les schémas à implanter dans Simulink, des gains de 10 et de 0.1 doivent être utilisés pour compenser les gains imposés par la dSPACE. Pour la mesure des tensions et des courants, nous disposons de deux ensembles de capteurs nous permettant de mesurer les tensions ainsi que les courants avec un double choix des calibres. Les calibres disponibles pour les courants sont de 10 A et de 30 A et pour les tensions, nous disposons des calibres 50 V et 500 V (pour une sortie de 10 V). Avant la conversion analogique-numérique, toutes les mesures sont filtrées avec des filtres anti-repliements analogiques de fréquence de coupure de 500 Hz. On note que la carte dSPACE possède une interface compatible avec les données de position provenant du capteur incrémental. Avec cette interface, on peut mesurer la position de l'arbre de rotation. La figure 3.22 montre une vue d'ensemble du banc expérimental. Toutes les tensions et les

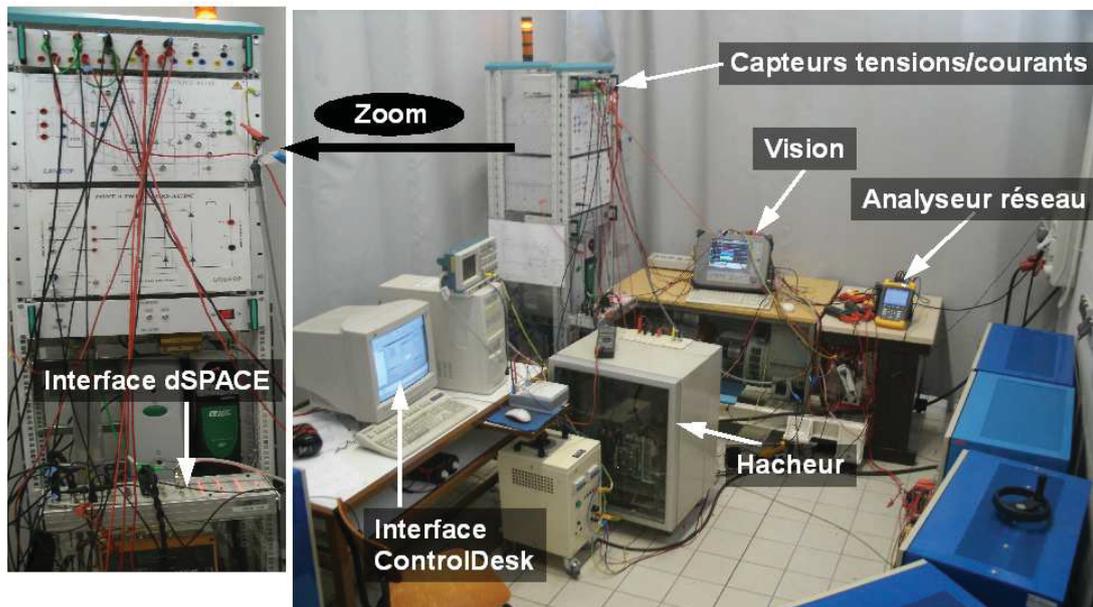


FIGURE 3.22 – Vue d'ensemble du banc expérimental.

courants sont enregistrés par un enregistreur numérique à 16 voies (*Vision*). Les fichiers sont enregistrés au format *nrf*, et nous avons à notre disposition un logiciel de chez *Nicolet* permettant de convertir le format *.nrf* au format *.mat*. Les fichiers résultats peuvent alors être exploités par Matlab. Le système de mesure est doublé par un analyseur réseau qui permet de mesurer en direct plusieurs grandeurs électriques de la machine : tensions, courants, puissances, facteur de puissance et décomposition harmonique. Le logiciel d'interface *ControlDesk* permet le changement des paramètres, la visualisation en temps réel du fonctionnement du système et l'enregistrement dans un fichier les signaux mesurés.

La figure 3.23 montre l'implémentation du régulateur sous dSPACE de la régulation SISO via Matlab/Simulink. Dans cette figure, E est la tension d'alimentation du hacheur qui commande la roue polaire; U_{effr} est la tension de référence; U_{effm} est la tension mesurée. Le correcteur synthétisé est discrétisé avec une période d'échantillonnage de 0.1 ms en utilisant la fonction *C2d* du *Control System Toolbox* de Matlab. La sortie du

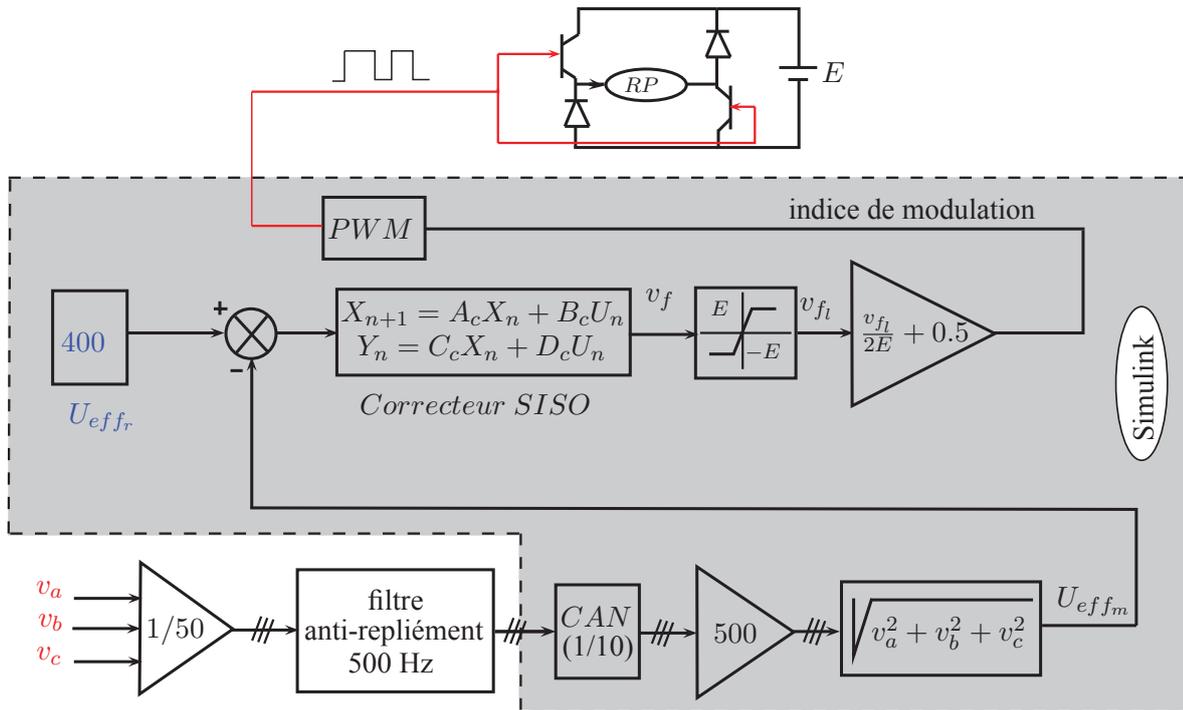


FIGURE 3.23 – Schéma fonctionnel d'implantation du régulateur SISO.

correcteur est limitée puis transmise vers le hacheur à travers le bloc PWM . Le calcul de l'indice de modulation est réalisé en tenant compte de la commande en double quadrants du hacheur. Ce programme de régulation est implanté sous dSPACE en utilisant le même pas d'échantillonnage de 0.1 ms . La fréquence de PWM est de 30 kHz .

La validation expérimentale de la loi de commande H_∞ a été précédée d'une validation par simulation. Dans la section suivante, on présente l'implémentation du régulateur avec une analyse et discussion des résultats obtenus.

3.5.2.3 Validation de la commande H_∞ par simulation

La figure 3.24 montre le schéma du simulateur qui est conçu pour être le plus proche possible du système réel étudié. La charge résistive est modélisée par une résistance pure en série avec une faible inductance. De même, les inductances sont modélisées par des inductances pures en série avec des faibles résistances. Le filtre anti-repliement est aussi pris en compte. Le correcteur est simulé en mode discret (période d'échantillonnage de 0.1 ms). La génératrice principale est modélisée en utilisant la représentation d'état continue du modèle montré dans le deuxième chapitre (voir figure 2.5). Le hacheur est modélisé comme un simple gain. Les tensions statoriques sont suivies par des filtres passe bas de fréquence de coupure de 500 Hz avec un échantillonneur-bloqueur afin de simuler le filtre anti-repliement analogique et le convertisseur (CAN). La régulation de la tension est réalisée avec un pas d'échantillonnage de 0.1 ms .

La tension d'alimentation du hacheur E est choisie égale à 140 V . D'après la simulation

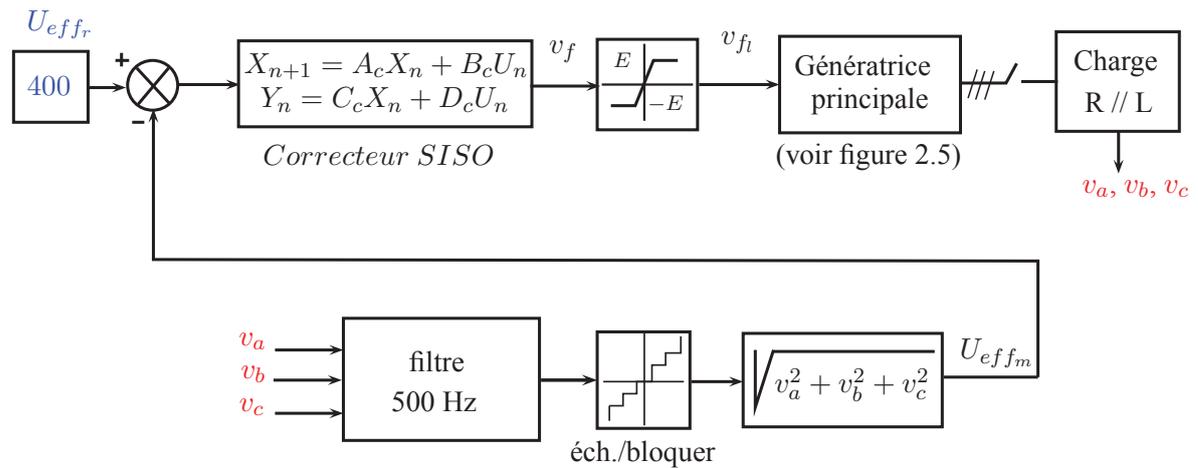
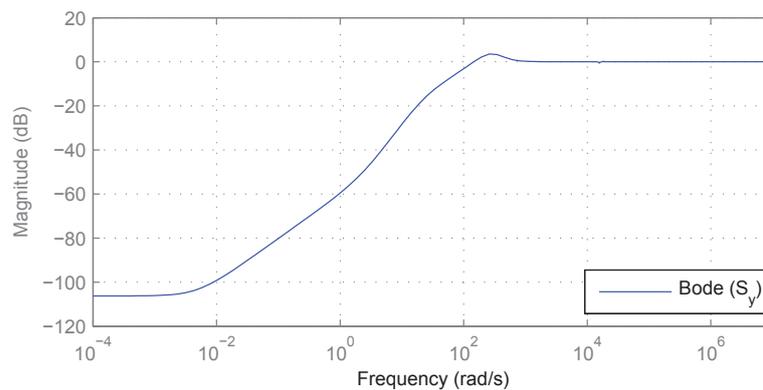


FIGURE 3.24 – Schéma d'implantation du régulateur pour la simulation.

et les essais expérimentaux avec charges linéaires, on a trouvé qu'un filtre W_1 de premier ordre donne des résultats très proches de ceux obtenus avec un filtre de deuxième ordre. Pour cela, un filtre W_1 de premier ordre est utilisé afin de réduire l'ordre du correcteur synthétisé.

Le correcteur utilisé est obtenu en utilisant un filtre de pondération W_1 caractérisé par : $M = 1800$, $\omega_b = 0.5$ et $\epsilon = 0.01$. Le filtre W_2 est choisi comme un scalaire $ct = 0.05$. D'après les essais expérimentaux, on a trouvé que la valeur de W_2 agit complètement sur la dynamique du signal de commande. La dynamique de ce dernier diminue avec l'augmentation de la valeur de W_2 .

La figure 3.25 montre le tracé de Bode de la fonction de sensibilité S_y (fonction de sensibilité en sortie).

FIGURE 3.25 – Tracé de Bode de la fonction S_y .

D'après la figure 3.25, la minimisation de l'erreur statique est assurée par la minimisation du gain en basse fréquence. La dynamique du régulateur (rejet de perturbation)

dépend de la fréquence de coupure de S_y ($\approx 145\text{rad/s}$). L'augmentation de cette fréquence permet d'augmenter la dynamique du régulateur (ce qui peut augmenter l'énergie du signal de commande) et vice-versa. L'ordre du correcteur W_1 influence la courbure du tracé de Bode de S_y .

Le choix de W_1 et W_2 a été réalisé en analysant le tracé de Bode de S_y . Par exemple, pour diminuer la dynamique du régulateur, on peut augmenter la valeur de W_2 ou diminuer la fréquence de coupure du filtre W_1 .

La figure 3.26 montre le tracé de Bode de S_y en utilisant le filtre W_1 caractérisé par ($M = 1800$, $\omega_b = 0.5$ et $\epsilon = 0.01$) et en utilisant différentes valeurs de W_2 ($W_2 = 0.05$, $W_2 = 0.5$, $W_2 = 2$). Avec un filtre $W_2 = 2$, les essais expérimentaux montrent une régulation très lente.

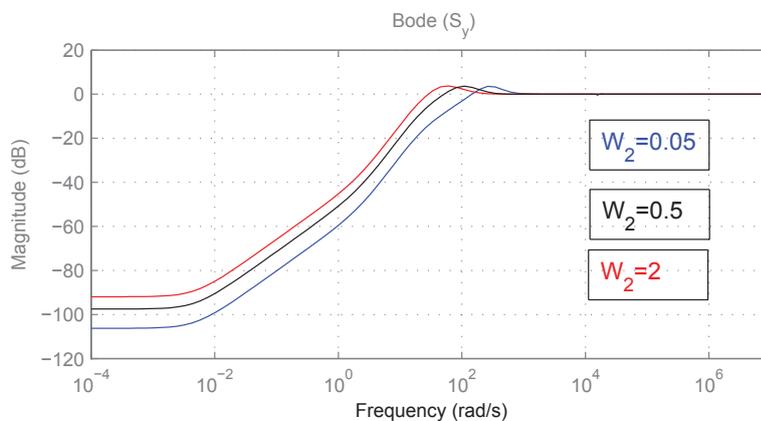


FIGURE 3.26 – Tracé de Bode de la fonction S_y pour différentes valeurs de W_2 .

A propos du filtre W_1 , la figure 3.27 montre le tracé de Bode de S_y en fixant $W_2 = 0.05$ et utilisant différentes valeurs de ω_b (fréquence de coupure de W_1).

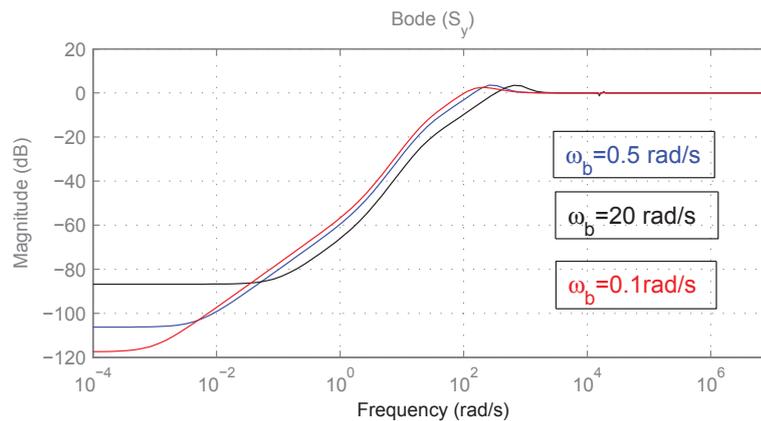


FIGURE 3.27 – Influence de la fréquence de coupure de W_1 sur S_y .

D'après ce qui précède, les filtres de pondération permettent de choisir la fonction de sensibilité nécessaire à l'application. On note que des essais expérimentaux sont toujours nécessaires pour ajuster les filtres W_1 et W_2 .

En utilisant les deux filtres, le régulateur obtenu est d'ordre 8. L'implémentation d'un régulateur d'ordre 8 exige un calculateur performant et un temps d'échantillonnage correspondant. Pour cela, le régulateur est réduit en utilisant la fonction *reduce* du Matlab. La figure 3.28 montre le tracé de Bode du régulateur non réduit et du régulateur réduit à l'ordre 4. D'après cette figure, on remarque que les deux tracés sont très semblables jus-

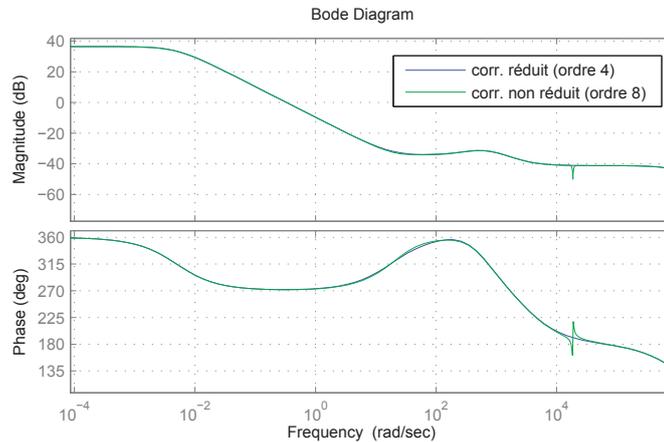


FIGURE 3.28 – Réduction de l'ordre du correcteur.

qu'à la pulsation 10^4 rad/sec . D'après les résultats de simulation et de l'expérimentation, on a remarqué que les deux régulateurs ont presque les mêmes performances. Pour cela, seulement les résultats du régulateur réduit sont présentés.

Le régulateur réduit est testé en faisant des essais d'impact et de délestage des différentes charges. La réponse du système (temps de réponse, chute de tension, etc.) sera montrée dans le chapitre suivant. Dans cette section, on analyse (par simulation) la réponse temporelle du système à un essai d'impact et de délestage de la charge nominale de la GP (la charge qui consomme la puissance apparente nominale avec un facteur de puissance de 0.8 est noté $100_{0,8}$). Ensuite, on compare les résultats de la simulation avec ceux obtenus expérimentalement.

Avant l'impact, la génératrice principale est à vide (non chargée). A $t = 1.5 \text{ s}$, la charge est brusquement connectée à la GP à travers un contacteur triphasé du *SimPowerSystems toolbox* de Matlab. A $t = 2 \text{ s}$, le contacteur est commandé pour déconnecter la même charge. La figure 3.29 montre la tension entre deux phases (tension composée) et les courants statoriques durant l'application et le délestage de la charge.

En régime permanent, la tension composée efficace est régulée à 400 V . Durant l'application de la charge, une chute de tension est observée. Cette chute est essentiellement due au courant de la charge. Pendant le délestage, on remarque un dépassement de la tension. On note que le courant de la charge est pris en compte par le régulateur comme une perturbation à rejeter. La loi de commande synthétisée assure la stabilité du système avec une bonne poursuite et un rejet des perturbations liées à la variation brusque de la charge.

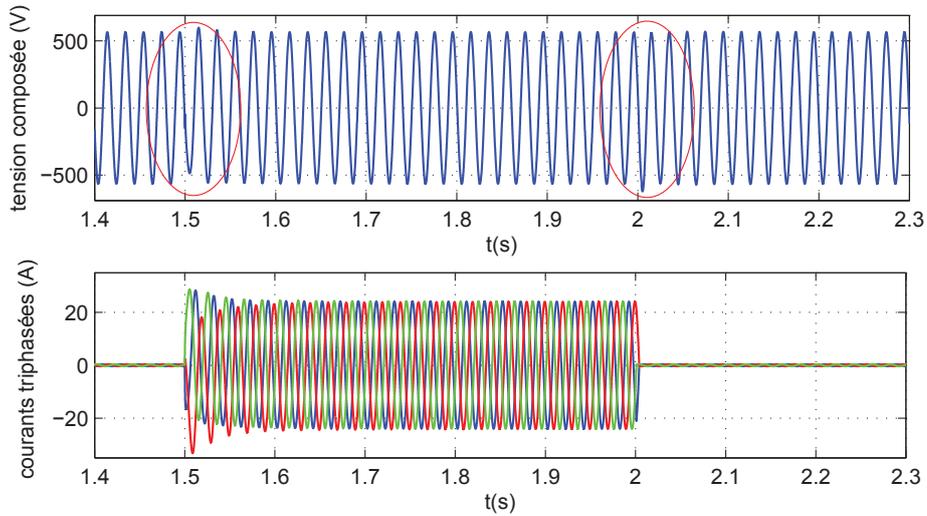


FIGURE 3.29 – Tension composée et courants triphasés.

La figure 3.30 montre la tension et le courant de la roue polaire. Comme le hacheur est modélisé par un simple gain, la tension de la roue polaire est aussi la sortie limitée du régulateur (voir figure 3.24). La tension peut prendre des valeurs positives et négatives. L'application d'une tension négative durant le délestage permet de diminuer fortement le temps de réponse du système. D'autre part, on remarque que le courant subit des variations très rapides aux instants d'impact et de délestage. Ces variations sont dues au régulateur de tension et au couplage à l'intérieur de la machine (l'état magnétique ne peut pas changer brusquement).

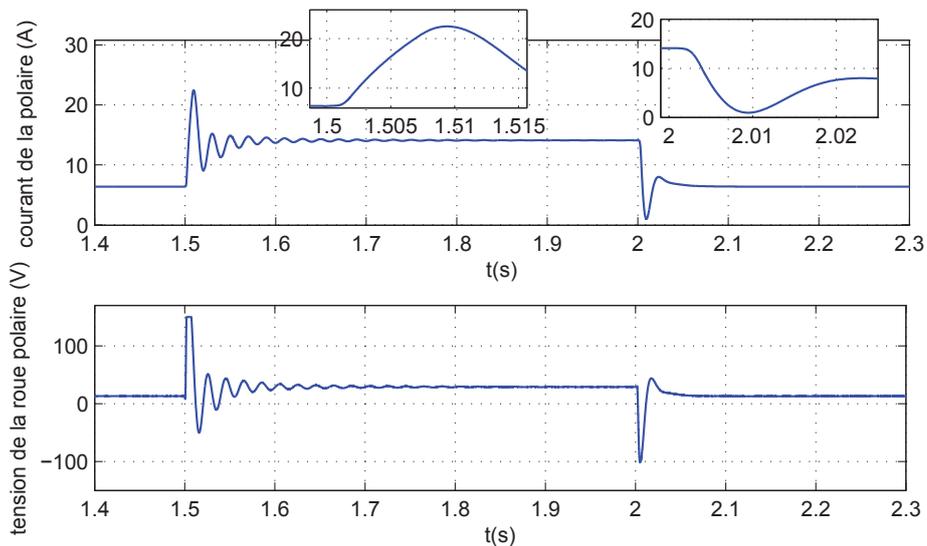


FIGURE 3.30 – Tension et courant de la roue polaire.

Pour bien montrer la réponse du système, on présente les tensions statoriques simples avec les courants et la tension efficace instantanée (U_{effm}). La figure 3.31 montre les tensions statoriques et la figure 3.32 les courants statoriques.

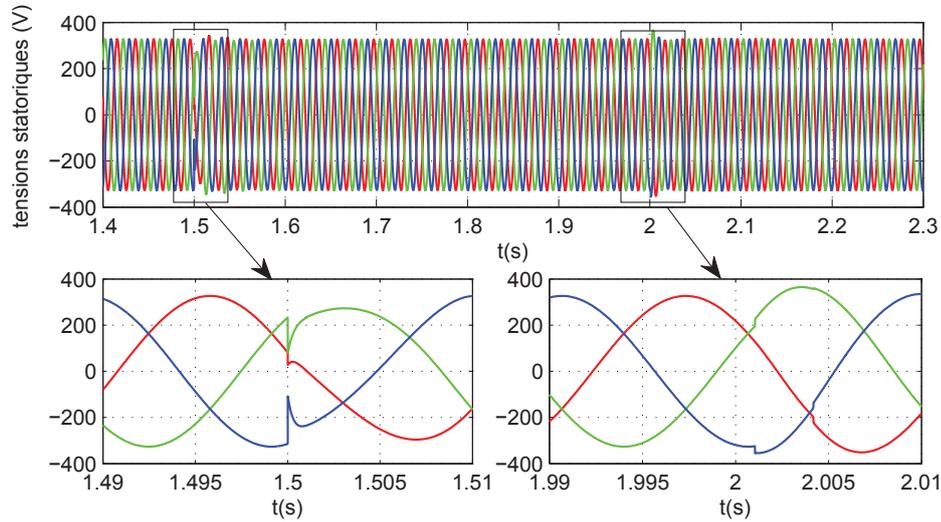


FIGURE 3.31 – Tensions statoriques durant l'impact et le délestage de la charge $100_{0.8}$.

Durant l'impact, on observe 3 régimes : le régime subsubtransitoire, le régime subtran-

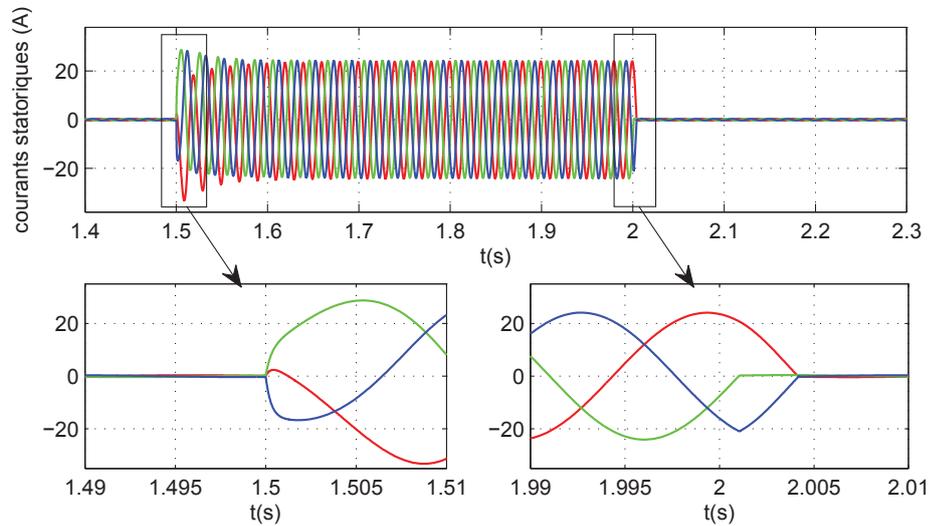


FIGURE 3.32 – Courants statoriques durant l'impact et le délestage de la charge $100_{0.8}$.

sitoire et le régime transitoire. Le régime subsubtransitoire est lié à l'application brusque de la charge résistive qui est en parallèle avec la charge inductive. En effet, d'une part, les courants statoriques ne peuvent pas subir une variation brusque (circuit inductif de la machine); d'autre part, la tension à la sortie de la machine doit vérifier la loi d'Ohm ($U = RI$). Par conséquent, on remarque une chute brusque des tensions statoriques durant ce régime. L'addition de la faible inductance en série avec la résistance diminue la

chute des tensions. Le régime subtransitoire est lié à la présence des amortisseurs. Durant ce régime, les amortisseurs ont une influence importante sur le comportement du système.

La figure 3.33 montre la tension efficace $U_{eff.m}$. D'après cette figure, on peut remarquer les différents régimes observés durant l'impact (subsubtransitoire, subtransitoire, transitoire). On note que d'après la simulation et l'expérimentation, le régulateur n'a pas

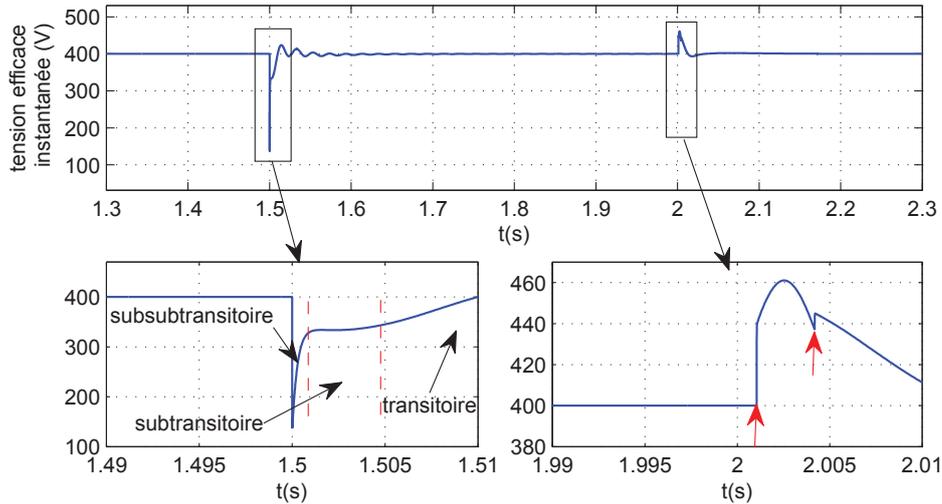
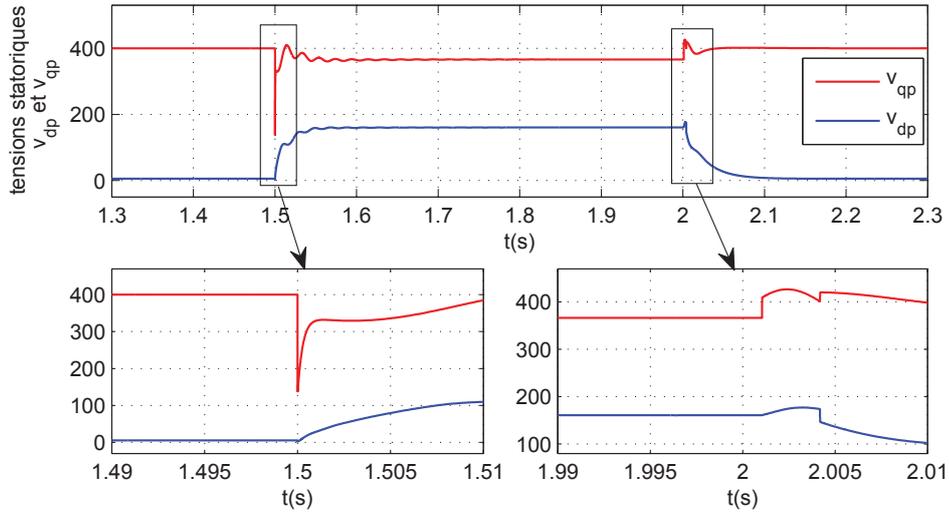


FIGURE 3.33 – Tension statorique efficace instantanée.

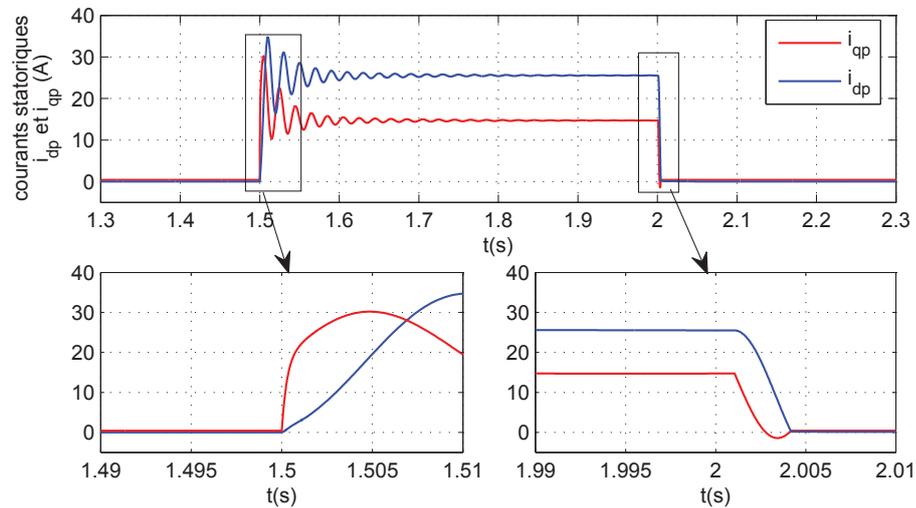
d'influence sur la chute lors du régime subsubtransitoire. En régime subtransitoire, ce sont les amortisseurs qui jouent leur rôle de limiter les variations de flux et empêcher le courant de la roue polaire de varier rapidement par l'intermédiaire du régulateur via le hacheur. Ce qui fait que pendant ce temps les régulateurs ou les structures en BO ou en BF n'ont que très peu d'effet sur la chute de tension. Cette dernière dépend essentiellement de la charge utilisée. Par contre, les régulateur et les structures d'excitation ont une forte influence lors du régime transitoire.

Pendant le délestage, on a aussi remarqué que le régulateur a une faible influence sur le dépassement. En outre, on a commandé le contacteur à $t = 2$ s pour retirer la charge ; par contre, d'après les figures 3.32 et 3.33 on remarque que le délestage commence à $t = 2.001$ s. En effet, le bloc *contacteur* de Matlab prend en compte qu'il n'est pas possible de couper un courant dans un circuit inductif (la machine). Pour cela, la figure 3.32 montre que la coupure du premier courant se fait à son passage par zéro et que l'annulation des deux autres se fasse à $t = 2.004$ s. On note qu'en pratique, on observe le même phénomène.

Dans le repère dq , la figure 3.34 montre les composantes v_{dp} et v_{qp} . D'après cette figure, on peut remarquer que la tension v_{qp} a une dynamique très proche de celle de la tension efficace. Ce résultat peut justifier la simplification prise durant la synthèse du correcteur SISO (v_{qp}). La figure 3.35 montre les courants statoriques i_{dp} et i_{qp} . Durant l'impact, on remarque une augmentation du courant i_{qp} plus rapide que celle du courant i_{dp} . Si on suppose que dans le régime subsubtransitoire, le courant magnétisant de l'axe q est constant ($i_{qp} + \tilde{i}_Q = constant$), par conséquent, la chute instantanée de la tension v_{qp} est

FIGURE 3.34 – Tensions statoriques dans le repère dq .

due au facteur $L_{\sigma sq} \frac{di_q}{dt}$ (voir le système d'équation (2.20)). On note encore que la nature de la charge (R , $R//L$, ...) influence les oscillations des courants statoriques. La figure 3.35 montre aussi l'annulation non-instantanée des courants statoriques durant le délestage. On note que les amplitudes des courants n'ont pas une signification physique. En effet, les valeurs instantanées de i_D et de i_Q dépendent des coefficients de réduction k_D et k_Q . Cette figure présente le comportement des amortisseurs durant l'impact et le délestage.

FIGURE 3.35 – Courants statoriques dans le repère dq .

La figure 3.36 montre les courants des amortisseurs i_D et i_Q .

Comme l'état magnétique aussi bien dans l'axe d que q n'a pas le temps de changer pendant les régimes subtransitoires (impact-délestage), dans l'axe d la somme des courants ($\tilde{i}_f - i_{dp} + \tilde{i}_D$) reste quasiment constante et dans l'axe q la somme ($-i_{qp} + \tilde{i}_Q$) reste aussi

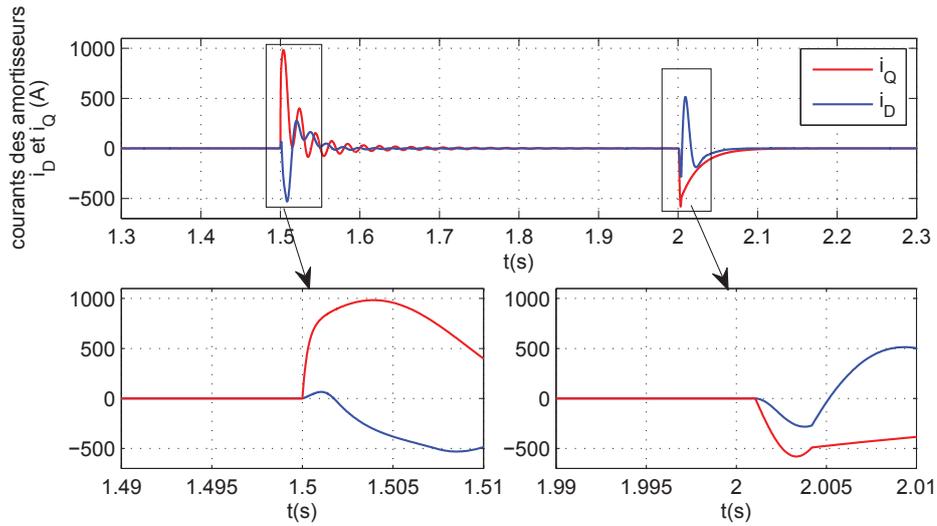


FIGURE 3.36 – Courants des amortisseurs dans le repère dq .

constante (convention générateur pour i_{dq} et récepteur pour i_D et i_f). Ainsi la forme de i_D se déduit des formes de i_{dp} et i_f . Au début de l'impact, le retard de montée de i_f fait augmenter i_D , mais après, la commande provoque un courant i_f trop important par rapport à l'augmentation de i_{dp} et ainsi i_D devient négatif. Durant le délestage on observe le même comportement. Le retard de l'action de la commande fait que le courant i_D suit la forme du courant i_{dp} , mais après, l'action de la commande provoque l'augmentation de i_D .

Pour l'axe q , l'analyse est plus simple, car le courant i_Q suit exactement le comportement de i_{qp} (suivants les conventions des courants choisies). Durant le délestage, après l'annulation des courants statoriques, le courant i_Q converge vers zéro suivant la constante de temps de l'amortisseur de l'axe q .

3.5.2.4 Comparaison des résultats Simulation/Expérimentation

La loi de commande synthétisée est validée expérimentalement en utilisant la carte dSPACE et un hacheur à base d'IGBT. Dans ce paragraphe, on montre la comparaison entre les résultats de simulation et ceux obtenus expérimentalement en appliquant la même charge $100_{0.8}$. La figure 3.37 montre les tensions et les courants statoriques avec une bonne régulation de l'amplitude des tensions durant l'impact et le délestage.

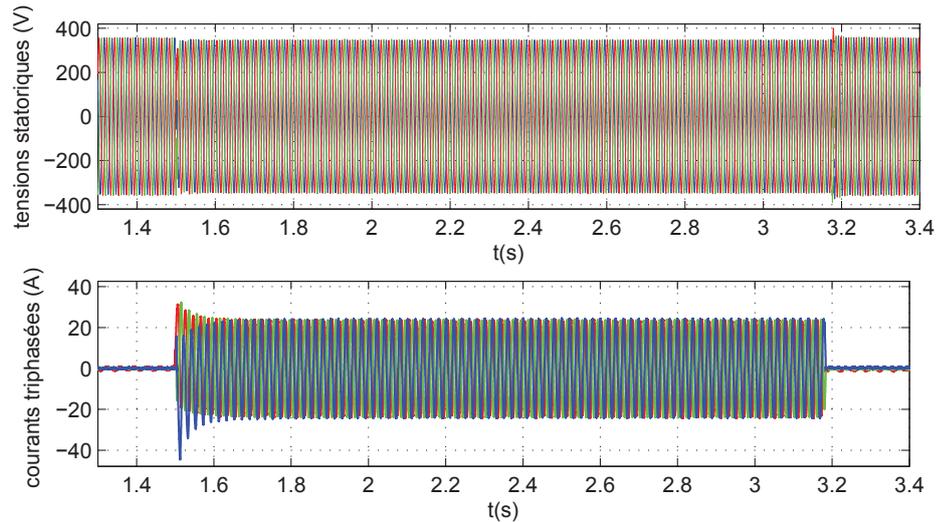


FIGURE 3.37 – Tensions statoriques simples et courants triphasés.

La figure 3.38 compare les tensions et les courants statoriques obtenus par la simulation et l'expérimentation. Cette figure présente le zoom sur le comportement de la machine durant l'impact et le délestage. On note qu'on a décalé l'axe de temps des résultats expérimentaux afin d'avoir le même axe temporel en simulation et en expérimentation. D'après les résultats expérimentaux, on remarque la présence de tous les phénomènes présentés dans la partie simulation. En outre, on observe une grande similitude entre la simulation et l'expérimentation. Par contre, durant l'impact de la charge, on remarque une légère différence entre les courants statoriques obtenus par expérimentation et ceux obtenus par simulation. A l'instant $t = 1.5 s$, deux courants augmentent et le troisième courant ne commencent à augmenter qu'à l'instant $t = 1.501 s$. Ce comportement peut être dû au contacteur commandé manuellement (il est difficile de connecter les trois phases au même instant). La tension efficace U_{eff_m} représente la sortie du système. Cette tension est calculée à partir des tensions statoriques simples. La figure 3.39 montre les tensions efficaces réduites (p.u.) obtenues par la simulation (couleur rouge) et l'expérimentation (couleur bleue). D'après la tension efficace obtenue expérimentalement, on remarque des oscillations autour de la valeur moyenne. En effet, les tensions statoriques ne sont pas purement sinusoïdale. Les harmoniques peuvent créer des oscillations dans le calcul de la valeur efficace.

En outre, lorsque la machine est connectée à la charge, l'amplitude de ces oscillations est plus faible que celle obtenue dans le cas où la machine est à vide. Cet effet peut être

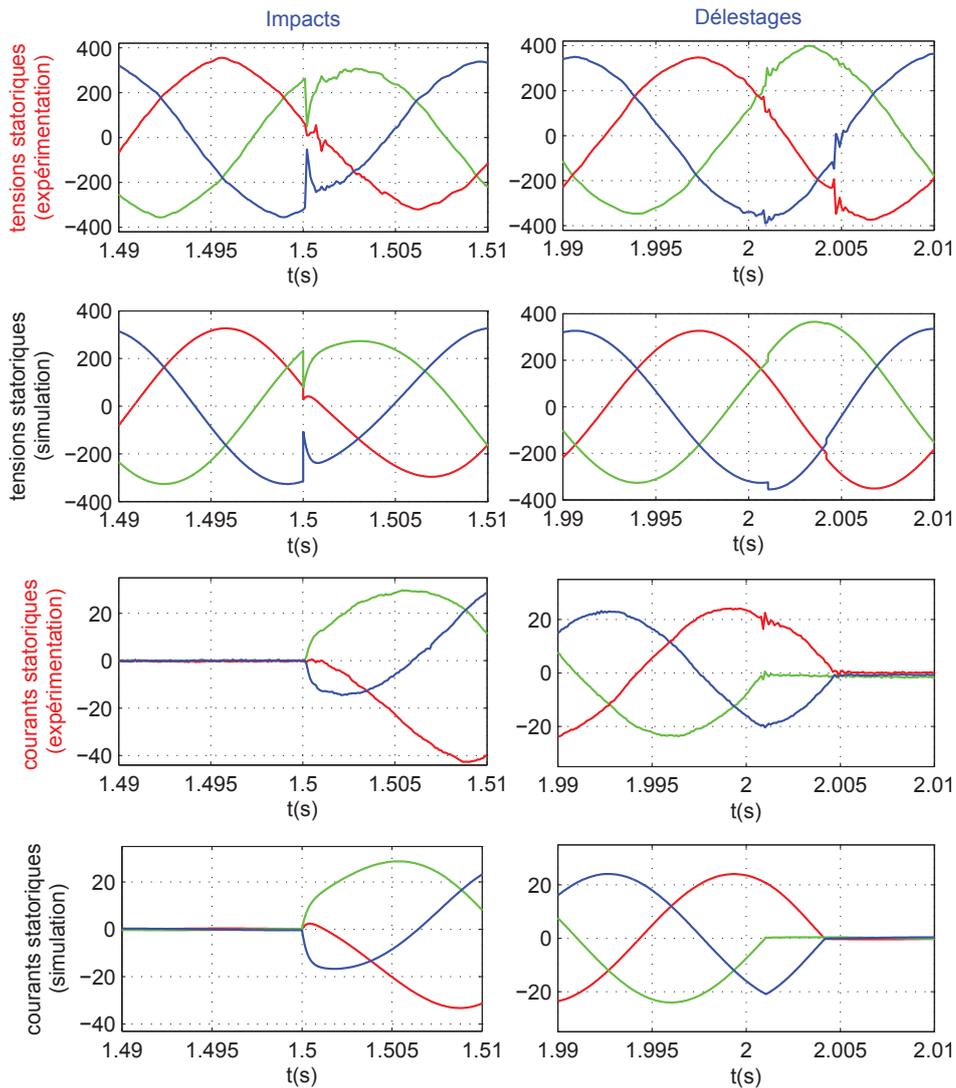


FIGURE 3.38 – Comparaison expérimentation/simulation des tensions et courants durant l'impact et le délestage.

dû au flux de fuite dû au courant de charge qui stature les dents ce qui diminue l'effet de denture [Ber02].

En comparant la tension obtenue par la simulation avec la tension réelle, on remarque une faible différence entre les deux signaux durant les régimes transitoires. On note qu'en simulation, la vitesse est supposée constante (1500 tr/min). Par contre, la vitesse réelle subit une chute durant l'impact et un dépassement durant le délestage. La figure 3.40 montre la vitesse réelle durant l'impact et le délestage. D'après cette figure, la chute et le dépassement de la vitesse est autour de 2%. Cette variation de la vitesse peut influencer le comportement du système.

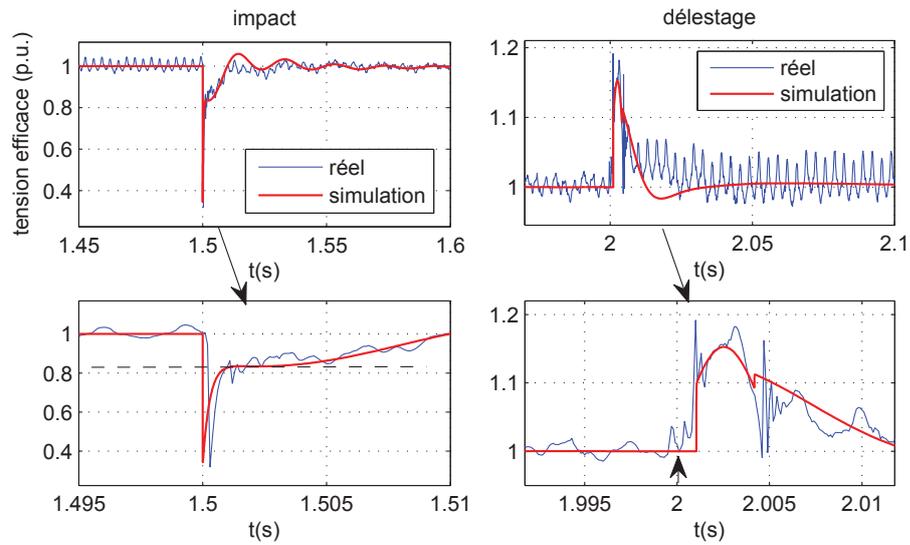


FIGURE 3.39 – Tensions efficaces réduites (simulation et expérimentation).

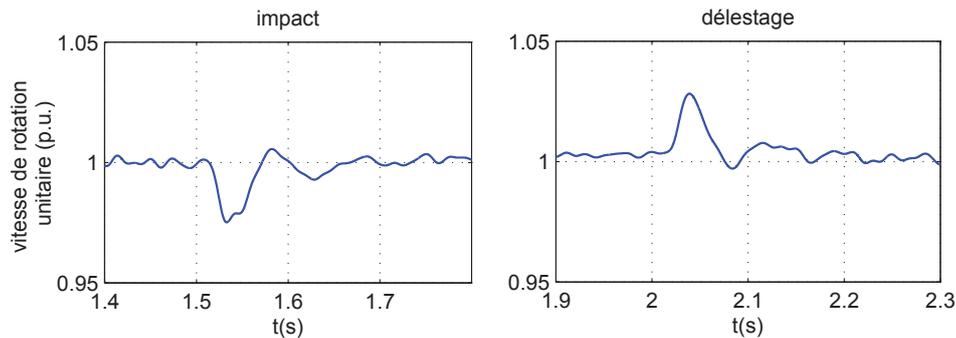


FIGURE 3.40 – Vitesse mécanique réelle de la machine (p.u.).

3.6 Conclusion

Dans ce chapitre, plusieurs modèles de la GP ont été présentés. Le modèle à charge externe permet de prendre en compte le courant de la charge comme une entrée exogène. Dans ce cas, le régulateur synthétisé peut prendre la variation de la charge comme une perturbation à rejeter, ce qui garantit la stabilité du système durant les variations de la charge. Ce chapitre a aussi montré la loi de commande utilisée dans ce travail. La validation de la commande H_∞ a été réalisée par simulation et expérimentation. En faisant des essais d'impact et de délestage, le régulateur H_∞ montre un bon rejet de perturbations et un bon suivi de consigne. En outre, le simulateur réalisé donne des résultats très proches de ceux obtenus expérimentalement. Dans le chapitre suivant, on va analyser le comportement dynamique de la structure d'excitation industrielle. Ensuite, de nouvelles structures d'excitation seront présentées et modélisées afin de synthétiser un régulateur adapté à chaque structure.

Chapitre 4

Modélisation et linéarisation de nouveaux systèmes d'excitation

4.1 Introduction

On estime que la structure d'excitation (*brushless excitation*) utilisée par la société Moteurs Leroy Somer a été inventée par Westinghouse Electric Corporation en 1960 [WHB53, MB66]. Cette structure composée d'une machine inversée suivie par un pont PD3 à diodes tournantes est très utilisée à cause de sa robustesse et de sa fiabilité. L'excitation de la machine principale est réalisée sans l'utilisation de collecteurs tournants. Les diodes au silicium sont mécaniquement robustes et capables de résister à des forces centrifuges élevées. La technique de régulation adoptée par Leroy Somer est de type PID analogique. Trois facteurs peuvent limiter la performance de ce système d'excitation :

- le temps de réponse de la machine excitatrice ;
- l'impossibilité d'alimenter la roue polaire par une tension négative ;
- la limitation des performances du régulateur utilisé car il ne prend en compte ni les paramètres de la machine excitatrice ni ceux de la machine principale.

Par conséquent, la première idée est de remplacer le régulateur industriel par un autre plus performant synthétisé par l'approche H_∞ [BTCM11c]. Ensuite, dans le but d'améliorer encore plus les performances de la génératrice synchrone, d'autres structures d'excitation sont proposées. Les schémas de ces structures, la linéarisation et la modélisation sont aussi développés dans ce chapitre.

4.2 Analyse de la structure d'excitation classique

La figure 4.1 montre la structure d'excitation à base du pont de diodes. Dans cette section, on montre le comportement de cette structure (en boucle ouverte) vis-à-vis d'un impact de charge appliqué sur la machine principale, d'un délestage, et aussi d'un échelon de consigne donné à l'enroulement d'excitation de la machine excitatrice.

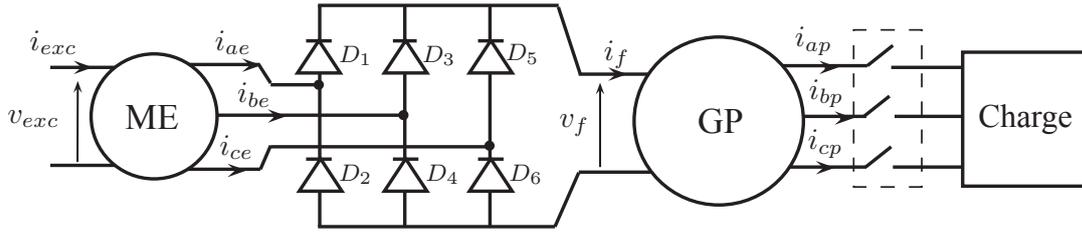


FIGURE 4.1 – Structure d'excitation à base du pont de diodes.

4.2.1 Modes de fonctionnement du pont de diodes

Le pont de diodes a plusieurs modes de fonctionnement [ASK06, AHM97]. Les paramètres de la machine (inductance de commutation de l'axe d et de l'axe q) et la charge du pont de diodes sont les deux facteurs qui influencent le mode de fonctionnement du redresseur [BTCM10b].

Lorsque le pont PD3 est alimenté par une source triphasée parfaite, à chaque instant, seulement 2 diodes conduisent. Par exemple : (D_1, D_4) , (D_1, D_6) , (D_3, D_6) , (D_3, D_2) , (D_5, D_2) , (D_5, D_4) puis (D_1, D_4) , etc. Comme la machine synchrone est une source de type courant dont les courants dans les phases ne peuvent pas subir une variation brusque ($di/dt \neq \infty$), on en déduit que ce mode est peu existant avec la structure de la figure 4.1. Avec cette structure 3 modes différents sont possibles :

- angle d'empiètement inférieur à 60° (mode 2-3) : à un instant donné, on trouve 2 ou 3 diodes passantes. Par exemple, on peut voir la séquence suivante : (D_2, D_3) , (D_2, D_3, D_5) , (D_2, D_5) , (D_2, D_5, D_4) , (D_5, D_4) , (D_5, D_4, D_1) , (D_4, D_1) , (D_4, D_1, D_6) , (D_1, D_6) , (D_1, D_6, D_3) , (D_6, D_3) , (D_6, D_3, D_2) puis (D_3, D_2) , etc.
- angle d'empiètement égal à 60° (mode 3) : à chaque instant, 3 diodes conduisent. La machine se comporte comme une source de courant triphasée. On donne la séquence suivante comme exemple : (D_1, D_4, D_5) , (D_1, D_4, D_6) , (D_1, D_3, D_6) , (D_2, D_3, D_6) , (D_2, D_3, D_5) , (D_2, D_4, D_5) , etc.
- angle d'empiètement supérieur à 60° (mode 3-6) : c'est la conduction de plus de 3 diodes. A un instant donné, on trouve 3 ou 6 diodes passantes.

En régime transitoire (durant l'impact ou le délestage), le pont de diodes peut fonctionner dans le mode où 6 diodes conduisent instantanément [ASK06, RNPK08]. Durant ce mode, la tension de la roue polaire est nulle (phénomène de roue libre). La structure de la figure 4.1 a été modélisé sous Matlab/Simulink. Dans les paragraphes suivants, on montre l'influence de l'impact, le délestage et le changement de la consigne donnée à la machine excitatrice sur le fonctionnement du pont de diodes.

4.2.2 Réponse à l'application de la charge nominale

Dans cet essai, la machine excitatrice est la machine synchrone bobinée inversée, le système est en boucle ouverte. La génératrice principale étant à vide, à l'instant $t = 1.5$ s, une charge qui consomme la puissance apparente nominale de la GP (11.2 kVA) avec un facteur de puissance de 0,8 est connectée à la GP. La figure 4.2 montre la tension

composée aux bornes de la GP, la tension composée aux bornes de la machine excitatrice, les courants dans les diodes D_1 et D_2 et le courant de la roue polaire.

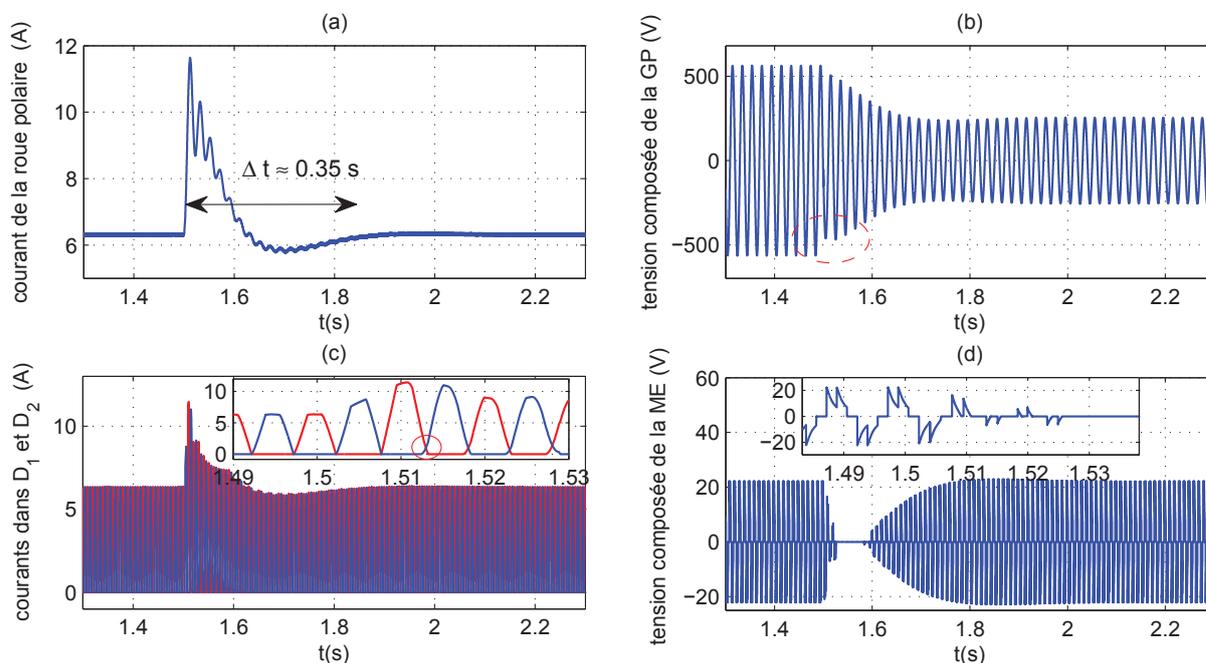


FIGURE 4.2 – Influence de l'impact de la charge nominale (simulation).

Lors de l'impact, le courant de la roue polaire augmente rapidement puis il diminue avec des oscillations pour atteindre sa valeur initiale. Pendant ce régime transitoire, l'augmentation du courant de la roue polaire peut être vue par le pont de diodes comme une diminution de la résistance de la roue polaire, ce qui met le pont dans un autre mode de fonctionnement. Pendant ce régime dynamique, le pont PD3 passe du mode 2-3 vers le mode 3 puis le mode 3-6. On a le mode 6 lorsque la tension d'induit de la ME est nulle. Durant ce mode, le courant dans chaque diode a une composante liée aux courants de la machine et une composante liée au courant de la roue polaire.

Lors de l'impact, l'augmentation du courant d'induit de la ME due à l'augmentation du courant de la roue polaire induit une diminution de la tension délivrée par la machine excitatrice (réaction d'induit ...). En outre, la machine excitatrice peut délivrer un courant maximum qui dépend de plusieurs facteurs (amplitude du courant d'excitation, paramètres électriques, etc.); si le courant demandé est plus grand que le courant maximal que la ME peut fournir, la tension aux bornes de la machine excitatrice diminue jusqu'à zéro et le pont de diodes fonctionne en mode où 6 diodes sont passantes.

La figure 4.2.b montre la tension statorique entre deux phases. D'après cette figure, il est possible de remarquer la chute de tension subtransitoire puis la chute transitoire. D'après la figure 4.2.a, le temps pendant lequel le courant de la roue polaire revient à son régime permanent est autour de 0.35 s. En réalisant le même essai avec une alimentation directe de la roue polaire de la GP, on remarque que ce temps est égale à 0.6 s. Dans ce dernier cas, la tension de la roue polaire est constante quelque soit le régime (dynamique

ou statique). Dans la structure de la figure 4.1, on a vu que pendant le régime dynamique qui vient suite à un impact, la tension d'induit de la ME (voir figure 4.2) diminue jusqu'à zéro. Cette tension reste nulle jusqu'à ce que le courant de la roue polaire arrive à une valeur plus petite que le courant maximal que la machine excitatrice peut donner. La diminution de la tension de la roue polaire et son passage par zéro a pour conséquence d'accélérer le régime transitoire du courant de la roue polaire et de la tension statorique de la GP. Pour cela, le temps de réponse est plus petit que celui obtenu par la structure à excitation directe (tension de la roue polaire constante).

4.2.3 Réponse au délestage de la charge nominale

Durant cet essai, la charge nominale est soudainement déconnectée. La figure 4.3 montre la réponse du système. Lors du délestage, la diminution du courant de la roue polaire induit une diminution rapide de la réaction d'induit et aussi de l'angle d'empiétement. Pour cela, la tension de l'induit de la ME augmente à cause de ces deux phénomènes (voir figure 4.3.d). Cette augmentation qui est équivalente à une augmentation de la tension de la roue polaire, accélère l'augmentation du courant de la roue polaire pour qu'il atteigne son régime permanent. Pour cela, le temps pendant lequel le courant (ou la tension statorique) arrive à son régime permanent ($\Delta t \approx 0.3 \text{ s}$) est plus petit que celui dans le cas d'une excitation directe de la GP ($\Delta t \approx 0.9 \text{ s}$).

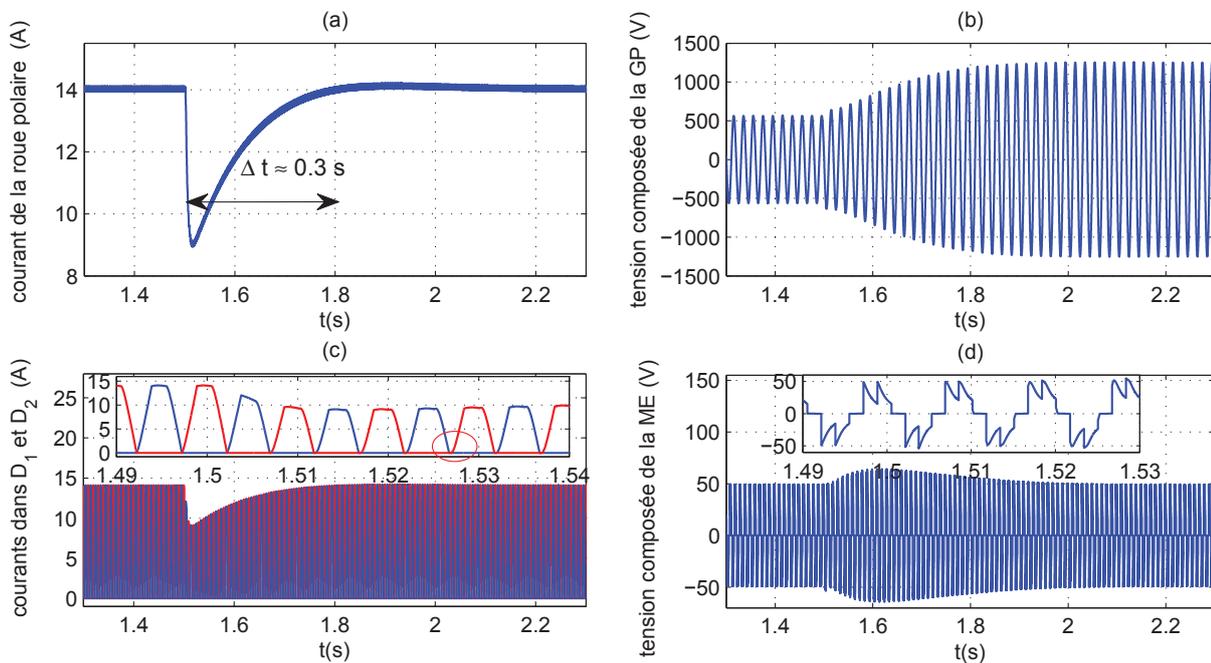


FIGURE 4.3 – Influence du délestage de la charge nominale (simulation).

4.2.4 Réponse à un échelon montant appliqué à l'inducteur : de 14.4 V à 32 V

La génératrice principale est à vide ($U_{eff} = 400 V$) puis elle est connectée à la charge nominale. Lorsque le régime permanent est atteint, on a augmenté brusquement la tension de l'inducteur de la ME afin de retrouver le niveau de la tension efficace aux bornes de la GP à 400 V. Après l'augmentation instantanée de la tension de l'inducteur, le courant de la roue polaire ne peut pas augmenter brusquement à cause de la présence du circuit inductif. Pour cela, la réaction d'induit (où les courants de l'axe d et de l'axe q) est faible au départ puis elle augmente. La figure 4.4 montre les résultats de cet essai. Après l'application de

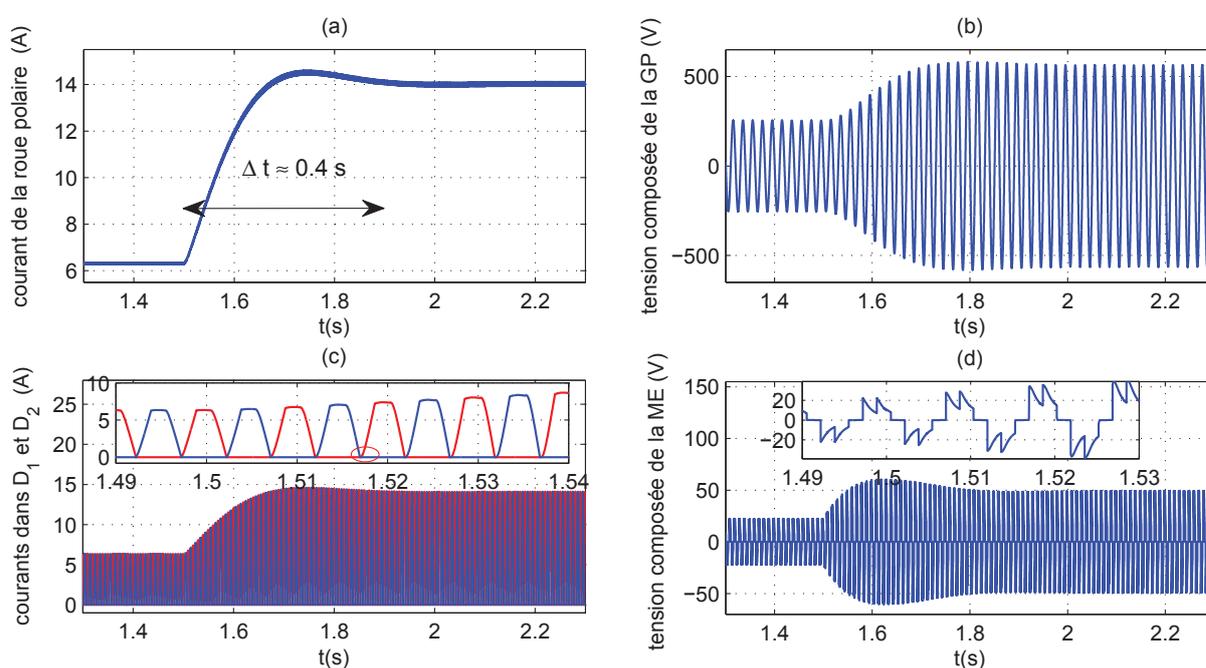


FIGURE 4.4 – Application d'un échelon montant sur l'inducteur de l'excitatrice (simulation).

l'échelon montant, le courant de la roue polaire et les courants de l'induit augmentent suivant une constante de temps pour atteindre leur régime permanent (figure 4.4.a). En régime transitoire, la réaction d'induit est plus faible que celle obtenue en régime permanent, ce qui fait que la tension d'induit de la ME peut atteindre une valeur plus grande que celle atteinte en régime permanent. D'autre part, l'augmentation instantanée de la tension de l'inducteur peut être vue comme une augmentation instantanée 'fictive' de la résistance de la roue polaire. Ensuite, cette résistance diminue pour arriver à sa valeur initiale. Pour cela on voit le changement du mode de fonctionnement du pont de diodes d'après les courants dans les diodes D_1 et D_2 . Ces deux phénomènes (réaction d'induit et empiètement) observés en régime transitoire provoquent une augmentation de la tension de la roue polaire à un niveau plus grand que celui obtenu en régime permanent. Cette augmentation accélère l'augmentation du courant de la roue polaire. On note qu'en réalisant le même essai avec la structure à excitation directe (augmentation de la tension

de la roue polaire pour obtenir 400 V aux bornes de la GP connectée à la charge nominale), le temps de réponse est égale à 0.9 s.

4.2.5 Réponse à un échelon descendant appliqué à l'inducteur : de 32 V à 14.4 V

Dans cet essai, la GP était connectée à la charge nominale puis la charge est déconnectée. Lorsque le régime permanent est atteint, on diminue brusquement la tension de l'inducteur de la ME afin de régler le niveau de la tension efficace aux bornes de la GP à 400 V. La figure 4.5 montre la réponse du système suite à la diminution instantanée de la tension de l'inducteur. Après cette diminution, le courant de la roue polaire ne peut pas diminuer brusquement. Pour cela, la réaction d'induit est importante au début du régime transitoire puis elle diminue pour atteindre la valeur correspondante en régime permanent. De même pour le mode de fonctionnement du pont, cet effet est équivalent

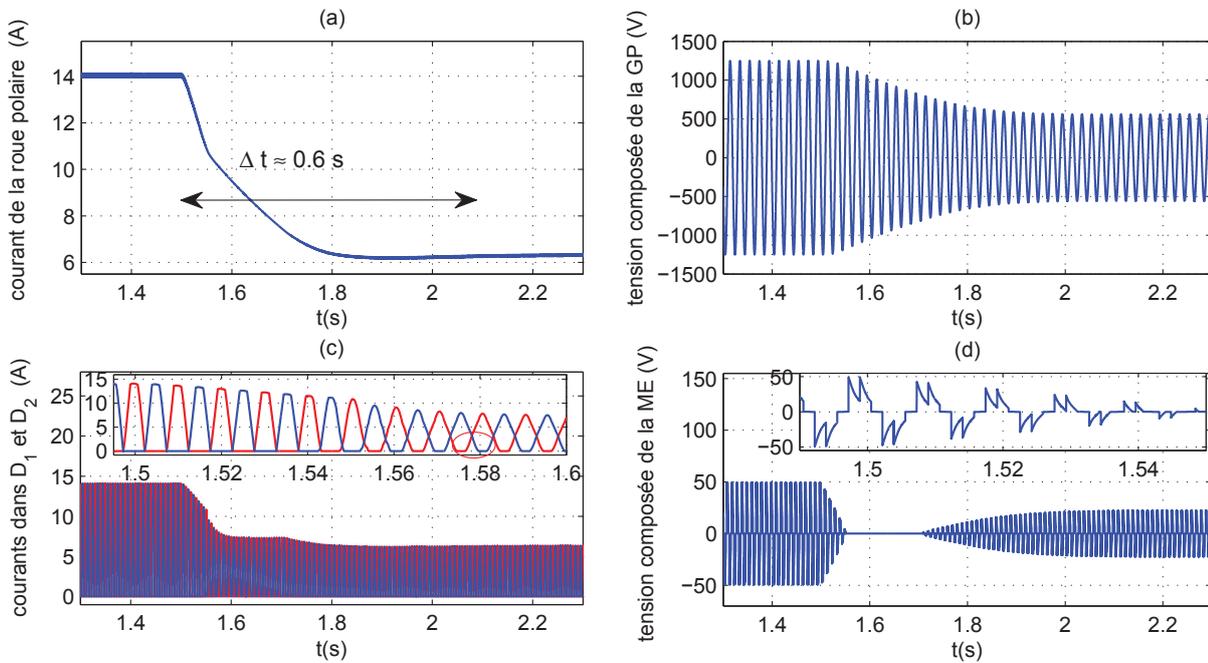


FIGURE 4.5 – Application d'un échelon descendant sur l'inducteur de l'excitatrice (simulation).

à une diminution 'fictive' de la résistance de la roue polaire puis elle réaugmente pour revenir à sa valeur initiale, d'où un angle d'empiétement important au début du régime transitoire puis il diminue jusqu'à sa valeur initiale. La figure 4.5 montre clairement le mode de fonctionnement où 6 diodes sont passantes. Ces deux phénomènes font qu'en régime transitoire, la tension de la roue polaire atteint une valeur plus petite que celle atteinte en régime permanent, ce qui accélère la diminution du courant de la roue polaire ($\Delta t \approx 0.6$ s). Comme la structure à excitation directe ne présente pas ces phénomènes, le temps de réponse obtenu par simulation est autour de 1.6 s.

4.2.6 Linéarisation et modélisation de la structure avec PD3 à diodes

Le régulateur de tension de Moteurs Leroy Somer est un simple régulateur analogique de type PID. Il ne prend pas en compte qu'un modèle simplifié du comportement du système. Pour cela, on propose de remplacer l'ancien régulateur par un autre plus moderne synthétisé par l'approche H_∞ . Celui-ci nécessite une modélisation fine du système qui prend en compte le modèle de la GP (à charge interne ou à charge externe) et le modèle de la structure d'excitation.

La figure 4.6 montre la structure d'excitation en boucle fermée. Le hacheur utilisé permet d'alimenter la machine excitatrice par des tensions positives et négatives (le courant est unidirectionnel). L'alimentation de l'excitatrice par une tension négative permet d'améliorer la performance du système durant le délestage.

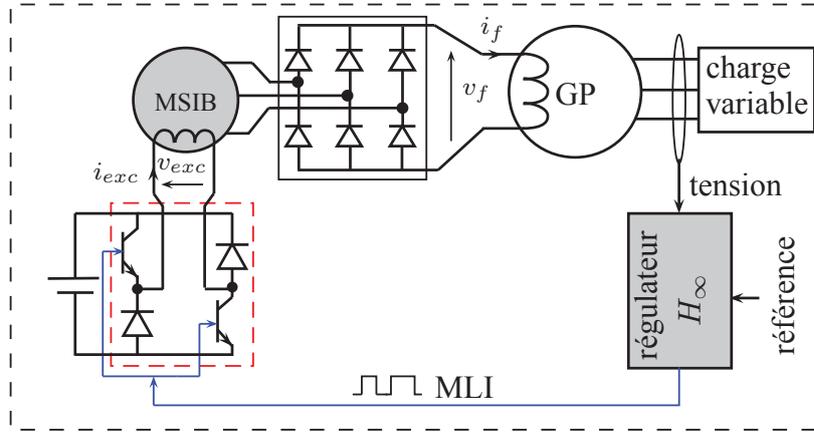


FIGURE 4.6 – Schéma représentatif de la structure en boucle fermée.

La machine excitatrice est une machine synchrone à inducteur bobinée (MSIB). C'est une machine à faible saillance et sans amortisseurs. Expérimentalement, on a utilisé la machine excitatrice inversée (l'induit au rotor et l'inducteur bobiné au stator) avec un pont de diodes externe. Les paramètres de la machine sont donnés dans le tableau suivant :

Pôles	R_{se}	R_e	L_e	L_{de}	L_{qe}	M_{se}
8	0.26Ω	24.5Ω	$1.75 H$	$5.8 mH$	$3.1 mH$	$89 mH$

TABLE 4.1 – Paramètres de la MSIB.

Le modèle de la machine excitatrice dans le repère dq est donné par :

$$\begin{cases} v_{de} = -R_{se}i_{de} + L_{qe}\omega_{ee}i_{qe} - L_{de}\frac{di_{de}}{dt} + M_{se}\frac{di_{exc}}{dt} \\ v_{qe} = -R_{se}i_{qe} - L_{de}\omega_{ee}i_{de} + M_{se}\omega_{ee}i_{exc} - L_{qe}\frac{di_{qe}}{dt} \\ v_{exc} = R_e i_{exc} + L_e \frac{di_{exc}}{dt} - M_{se} \frac{di_{de}}{dt} \end{cases} \quad (4.1)$$

Le nombre de paire de pôles de la ME est de 4. Par conséquent, la pulsation électrique de la ME (ω_{ee}) est deux fois plus grande que celle de la GP.

Les auteurs en [ASK06] ont calculé la valeur moyenne de la tension redressée pour chaque mode de fonctionnement du pont de diodes. En négligeant la chute de tension due aux résistances de l'induit de la ME, une équation générale peut être déduite :

$$v_f = k_1(M_{se}\omega_{ee}i_{exc} - L_{de}\omega_{ee}i_{de}) - k_2L_{de}\omega_{ee}i_f \quad (4.2)$$

k_1 dépend du mode de fonctionnement du redresseur ; k_2 dépend des paramètres de la machine excitatrice (inductances de fuite, inductance magnétisante de l'axe d , etc.) et du mode de fonctionnement du pont.

En boucle ouverte (sans régulation de la tension), le mode de fonctionnement du pont de diodes peut changer dans les régimes transitoires. En boucle fermée, on va supposer que :

- La réponse du régulateur est suffisamment rapide pour réduire l'effet des régimes transitoires de la GP sur le mode de fonctionnement du pont de diodes. Par conséquent, k_1 et k_2 sont supposés constants.
- En utilisant l'hypothèse précédente, on peut supposer que le pont de diodes alimente une charge fixe. Pour cela, on peut écrire $i_{de} = k_3i_f$.

Par conséquent, la linéarisation de la structure d'excitation devient :

$$\begin{aligned} v_{exc} &= R_e i_{exc} + L_e \frac{di_{exc}}{dt} - k_s M_{se} \frac{d(k_3 i_f)}{dt} \\ v_f &= k_1 M_{se} \omega_{ee} i_{exc} - (k_1 k_3 + k_2) L_{de} \omega_{ee} i_f \\ v_f &= k_1 M_{se} \omega_{ee} i_{exc} - (k_4) L_{de} \omega_{ee} i_f \end{aligned} \quad (4.3)$$

Avec $k_4 = k_1 k_3 + k_2$. k_s est facteur de correction dû à l'hypothèse ($i_{de} = k_3 i_{exc}$).

En associant les équations dans (4.3) avec le modèle de la GP donné par (2.19), on obtient :

$$\left\{ \begin{aligned} v_{exc} &= R_e i_{exc} + L_e \frac{di_{exc}}{dt} - (k_s k_3) M_{se} \frac{di_f}{dt} \\ v_{dp} &= -R_s i_{dp} + L_q \omega_{ep} i_{qp} - M_{sQ} \omega_{ep} i_Q - L_d \frac{di_{dp}}{dt} + M_{sf} \frac{di_f}{dt} + M_{sD} \frac{di_D}{dt} \\ v_{qp} &= -R_s i_{qp} - L_d \omega_{ep} i_{dp} + M_{sf} \omega_{ep} i_f + M_{sD} \omega_e i_D - L_q \frac{di_{qp}}{dt} + M_{sQ} \frac{di_Q}{dt} \\ 0 &= -k_1 M_{se} \omega_{ee} i_{exc} + a i_f + L_f \frac{di_f}{dt} - M_{sf} \frac{di_{dp}}{dt} + M_{fD} \frac{di_D}{dt} \\ 0 &= R_D i_D + L_D \frac{di_D}{dt} + M_{fD} \frac{di_f}{dt} - M_{sD} \frac{di_{dp}}{dt} \\ 0 &= R_Q i_Q + L_Q \frac{di_Q}{dt} - M_{sQ} \frac{di_{qp}}{dt} \end{aligned} \right. \quad (4.4)$$

Avec $a = k_4 L_{de} \omega_{ee} + R_f i_f$.

4.2.6.1 Validation des modèles par simulation

En utilisant Matlab/Simulink, 2 modèles ont été simulés. Le premier (modèle non-linéaire) est composé du modèle de la GP donné par (2.19), du modèle de la ME donné

par (4.1) et du modèle non-linéaire du pont de diodes présent dans la toolbox *SimPowerSystems* de Matlab. Le deuxième modèle (modèle linéaire) est le modèle donné par le système d'équation (4.4). La figure 4.7 montre le schéma de la simulation pour comparer les formes des signaux produits par le modèle linéaire et par le modèle non-linéaire.

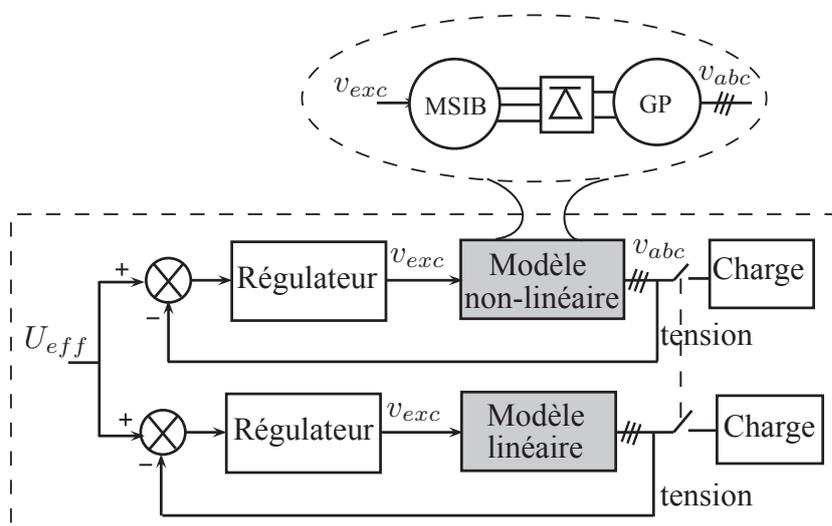


FIGURE 4.7 – Validation de la méthode de linéarisation.

Initialement la tension de sortie U_{eff} est de 400 V. A l'instant $t = 1.5$ s, les charges sont soudainement connectées aux deux modèles et déconnectées à l'instant $t = 1.8$ s. A propos du modèle linéaire, les constantes k_1 , k_4 et $(k_s k_3)$ sont empiriquement déterminées en comparant les deux modèles pour différents points de fonctionnement. $(k_s k_3 = 1.425)$ est déterminée durant le régime transitoire ; $k_1 = 1.35$ et $k_4 = 1.41$ sont déterminées en régime permanent.

La figure 4.8 montre la réponse des deux modèles durant l'impact et le délestage de la charge nominale (la charge nominale est celle qui consomme la puissance apparente nominale de la GP avec un facteur de puissance de 0.8). Durant ces essais, la tension d'excitation v_{exc} est limitée entre -120 V et $+120$ V.

Les lignes rouges continues font référence au modèle non-linéaire ; les lignes bleues pointillées font référence au modèle linéaire. Les figures 4.8.a et 4.8.b montrent la tension et le courant de la roue polaire ; les figures 4.8.c et 4.8.d montrent le courant et la tension statorique efficace de la GP.

Durant le régime permanent et le régime transitoire, on remarque que le modèle linéaire représente correctement le comportement du modèle non-linéaire. Pendant le délestage, d'après la tension de la roue polaire du modèle non-linéaire, on remarque la présence du phénomène de roue libre durant lequel la tension de la roue polaire s'annule. Comme le modèle linéaire ne prend pas en compte cette non-linéarité (phénomène de roue libre), la tension de la roue polaire du modèle linéaire prend des valeurs négatives. La comparaison entre les deux modèles a été effectuée avec d'autres charges. Avec les faibles charges, le phénomène de roue libre est peu existant. Avec les grandes charges (comme la charge nominale), on a remarqué la présence de ce phénomène durant le délestage. Malgré la

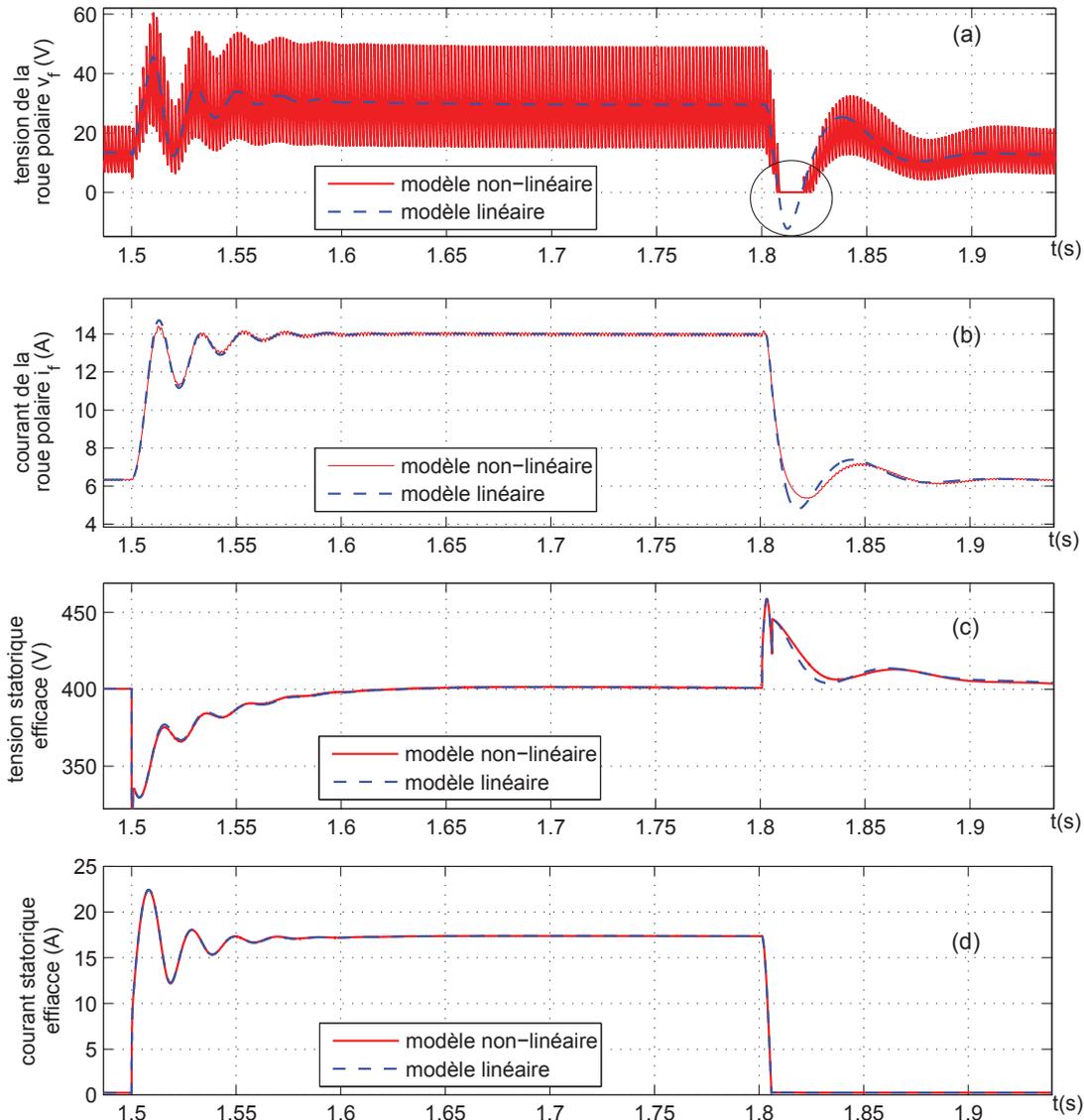


FIGURE 4.8 – Comparaison entre le modèle linéaire et le modèle non-linéaire.

présence de cette non-linéarité, la sortie de deux modèles (la tension statorique) montre que le modèle linéaire permet de décrire suffisamment le comportement du système.

Dans le but de synthétiser une loi de commande H_∞ , on associe les 2 équations données en (4.3) avec le modèle de la GP (à charge interne ou à charge externe) présenté dans le chapitre précédent. Ainsi, la sortie du système à réguler peut être la tension (v_{qp}) pour la régulation SISO ou les tensions (v_{dp} et v_{qp}) pour la régulation MISO. La figure 4.9 montre la représentation des 4 modèles que l'on obtient.

Dans le chapitre précédent, on a montré toutes les étapes nécessaires pour la synthèse du régulateur H_∞ . Dans le chapitre suivant, on va présenter une comparaison entre les 4 régulateurs. De plus, les résultats seront comparés avec ceux des autres structures d'excitation qui sont proposées dans les paragraphes suivants.

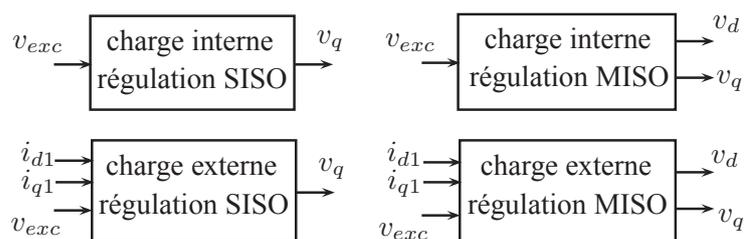


FIGURE 4.9 – Modèles du système pour les régulations monovariante et multivariable.

La structure d'excitation à base de diodes est connue par sa robustesse et sa fiabilité. On va voir dans le chapitre suivant que l'association du régulateur H_∞ avec cette structure améliore la performance du système par rapport au régulateur industriel. Malgré cela, la structure à base d'un pont de diodes possède trois inconvénients qui limitent la dynamique et la performance du système en boucle fermée :

- le pont de diodes ne peut pas alimenter la roue polaire par une tension négative, ce qui limite la dynamique du système durant le délestage ;
- la connexion directe de 2 sources de même type (sources de courant) ce qui induit le phénomène de roue libre ;
- la commande de la roue polaire à travers la commande de la ME ce qui influence la dynamique du système par rapport à une excitation qui commande directement la roue polaire.

4.3 Nouvelle structure à base d'une MSIB, PD3 et Hacheur

Les IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) sont largement utilisés dans les convertisseurs statiques. Ils sont utilisés dans les convertisseurs de traction des TGV dans la commande des moteurs électriques, propulseurs des navires les plus récents (Pods) ; dans les télécommunications pour réaliser la modulation AM ou FM ; dans le secteur automobile pour les véhicules électriques et hybrides et dans les onduleurs de grande puissance associés avec les panneaux solaires et les éoliennes. Aujourd'hui, on peut trouver des modules IGBT supportant des tensions allant jusqu'à 3500 V et des courants jusqu'à 2500 A. Les IGBT sont encore en développement et on peut s'attendre à ce que ces composants soient développés pour des tensions et des courants encore plus élevés. La figure 4.10 montre la structure d'excitation utilisant le pont de diodes et le hacheur à base d'IGBT.

La machine excitatrice est la même machine synchrone à inducteur bobinée utilisée avec la structure précédente. Comme la MSIB est un circuit inductif, une capacité à la sortie du pont de diodes est utilisée pour avoir une source de sortie en tension ce qui permet de faire fonctionner correctement le hacheur lors des commutations.

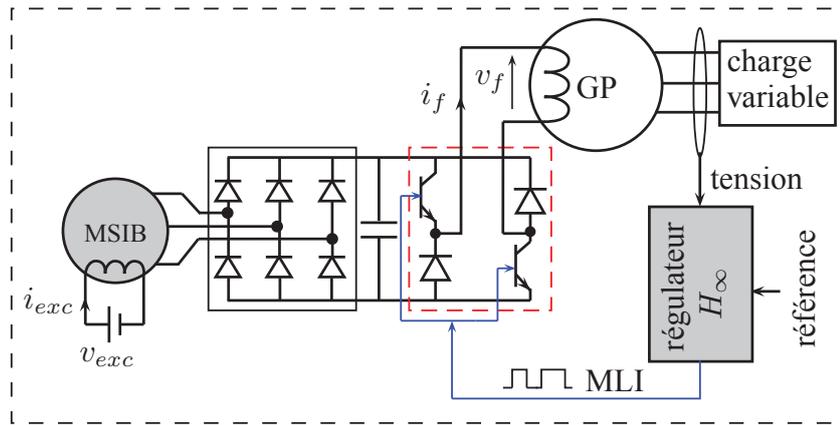


FIGURE 4.10 – Structure d'excitation d'un PD3 à diodes avec un Hacheur.

En utilisant cette structure, il est possible d'alimenter directement la roue polaire par des tensions positives et négatives [BTCM11a]. L'étude est réalisée en proposant trois méthodes de modélisation de la structure d'excitation :

1. modélisation non-linéaire de la structure d'excitation ;
2. modélisation linéaire de la structure d'excitation
 - (a) modèle avec un courant d'excitation de la MSIB constant ;
 - (b) modèle avec une tension de la roue polaire constante.

Il est possible aussi de faire fonctionner le hacheur en simple quadrant (la roue polaire est uniquement alimentée par une tension positive). Ce fonctionnement nous permet d'utiliser un seul IGBT au lieu de deux. Dans le chapitre suivant, on va montrer les résultats obtenus avec un hacheur en fonctionnement en simple et double quadrants. La figure 4.11 montre les différents régulateurs obtenus en utilisant le modèle de la GP à charge externe.

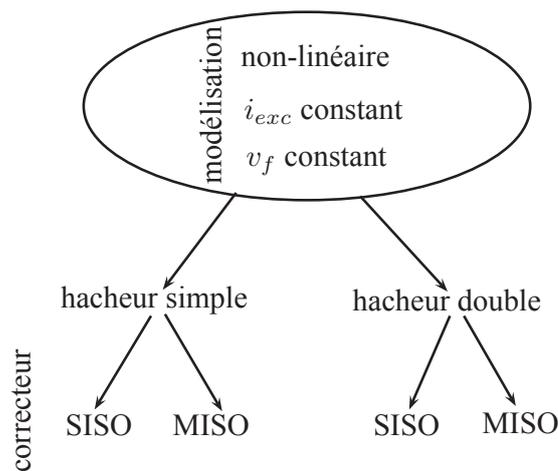


FIGURE 4.11 – Régulateurs synthétisés avec la structure MSIB+PD3+Hacheur.

4.3.1 Modélisation non-linéaire avec linéarisation par compensation

D'après la structure d'excitation à base de diodes, la valeur moyenne de la tension redressée peut se mettre sous la forme suivante :

$$v_{red} = k_1 M_{se} \omega_{ee} i_{exc} - (k_4) L_{de} \omega_{ee} i_{red} \quad (4.5)$$

La capacité utilisée dans le banc d'essai est de $4700 \mu F$. Il serait possible d'utiliser une capacité plus faible. D'après les différentes solutions réalisées, on trouve que la capacité a une faible influence sur la dynamique du système.

Dans le but de simplifier la modélisation du système et pour éviter le rapport (α^2) dans l'influence du courant i_f sur la réaction d'induit de la ME on prend $i_{red} = i_f$ (au lieu de αi_f). α est le rapport de la tension moyenne de sortie du hacheur sur la tension d'entrée. La tension de la roue polaire s'écrit ainsi sous la forme :

$$v_f = \alpha (k_1 M_{se} \omega_{ee} i_{exc} - k_4 L_{de} \omega_{ee} i_f) \quad (4.6)$$

Pour un hacheur double quadrants, α est compris entre -1 et 1. Pour un hacheur simple quadrant, α est compris entre 0 et 1. L'équation (4.6) montre bien la non-linéarité car le signal de commande (α) est multiplié par les variables d'état (i_{exc} et i_f). Afin de linéariser la synthèse du régulateur H_∞ , on synthétise un régulateur dont la sortie est la tension référence de la roue polaire. Puis à partir de cette sortie, on calcule le rapport cyclique α (d'après (4.6)) qui correspond à la tension demandée. Le modèle du système avec la charge externe est :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{exc} = R_{exc} i_{exc} + L_{exc} \frac{di_{exc}}{dt} - (k_s k_3) M_{se} \frac{di_f}{dt} \\ i_{d1} = i_{dp} + C \omega_{ep} v_{qp} - C \frac{dv_{dp}}{dt} \\ i_{q1} = i_{qp} - C \omega_{ep} v_{dp} - C \frac{dv_{qp}}{dt} \\ 0 = -v_{dp} - R_s i_{dp} + L_q \omega_{ep} i_{qp} - M_{sQ} \omega_{ep} i_Q - L_d \frac{di_{dp}}{dt} + M_{sf} \frac{di_f}{dt} + M_{sD} \frac{di_D}{dt} \\ 0 = -v_{qp} - R_s i_{qp} - L_d \omega_{ep} i_{dp} + M_{sf} \omega_{ep} i_f + M_{sD} \omega_{ep} i_D - L_q \frac{di_{qp}}{dt} + M_{sQ} \frac{di_Q}{dt} \\ v_f = R_f i_f + L_f \frac{di_f}{dt} - M_{sf} \frac{di_{dp}}{dt} + M_{fD} \frac{di_D}{dt} \\ 0 = R_D i_D + L_D \frac{di_D}{dt} + M_{fD} \frac{di_f}{dt} - M_{sD} \frac{di_{dp}}{dt} \\ 0 = R_Q i_Q + L_Q \frac{di_Q}{dt} - M_{sQ} \frac{di_{qp}}{dt} \end{array} \right. \quad (4.7)$$

On peut écrire le système obtenu sous la forme suivante :

$$U = RX + M\dot{X} \Rightarrow \dot{X} = AX + BU \quad (4.8)$$

$$U = (v_{exc}, i_{d1}, i_{q1}, 0, 0, v_f, 0, 0)^T \quad \text{et} \quad X = (i_{exc}, v_{dp}, v_{qp}, i_{dp}, i_{qp}, i_f, i_D, i_Q)^T.$$

La représentation d'état du système est donnée par la figure 4.12

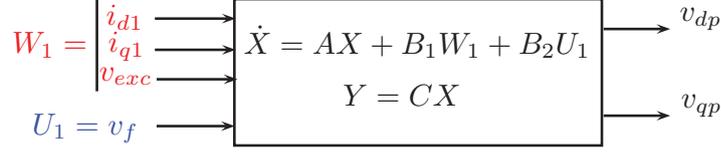


FIGURE 4.12 – Représentation d'état du modèle avec les entrées exogènes (modèle à charge externe).

D'après la figure 4.12, l'entrée de commande du système est v_f . v_{exc} , i_{d1} et i_{q1} sont représentées comme des entrées exogènes. Il est important de noter que, comme v_{exc} est exprimée comme une entrée exogène ; le régulateur peut prendre en compte les variations de v_{exc} (dans le cas où v_{exc} n'est pas constante) comme des perturbations à rejeter.

Pour la régulation, on va synthétiser un correcteur stabilisant H_∞ dont la sortie est v_f . A partir de la tension de commande v_f demandée par le régulateur, le rapport α correspondant est calculé à partir de l'équation (4.9).

$$v_f = \alpha(k_1 M_{se} \omega_{ee} i_{exc} - k_4 L_{de} \omega_{ee} i_f) \Rightarrow \alpha = \frac{v_f}{(k_1 M_{se} \omega_{ee} i_{exc} - k_4 L_{de} \omega_{ee} i_f)} \quad (4.9)$$

L'équation (4.9) montre que le calcul de α nécessite la mesure (ou l'estimation) du courant d'excitation i_{exc} et du courant de la roue polaire i_f . La figure 4.13 montre une représentation de cette méthode de régulation.

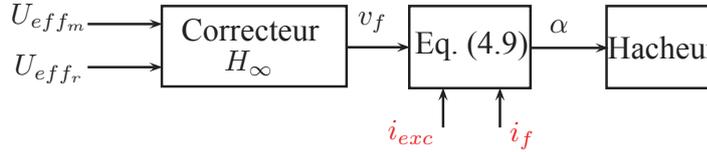


FIGURE 4.13 – Représentation de la méthode de linéarisation avec mesure de i_{exc} et i_f .

Cette méthode permet de résoudre le problème de non-linéarité vu du correcteur. En outre, la tension v_{exc} est représentée comme une entrée exogène. Par conséquent, le correcteur peut réguler la tension de sortie et garantir la stabilité du système dans le cas où la tension v_{exc} subit des variations (par exemple dans le cas de la double commande : commande du hacheur et commande de la tension d'excitation de l'excitatrice [Ben11]). Dans la suite de ce travail, la tension d'excitation v_{exc} est maintenue constante et égale à 55 V.

4.3.2 Modélisation avec i_{exc} constant

La tension d'excitation v_{exc} est généralement constante. Dans cette partie, on suppose que le courant d'excitation i_{exc} est constant. En plus, le courant de la roue polaire est

considéré inaccessible (cas brushless par exemple), pour cela, l'équation de la tension de la roue polaire est simplifiée en supprimant le produit (αi_f) de l'équation (4.6) et ainsi le système devient linéaire :

$$v_f = \alpha(k_1 M_{se} \omega_{ee} i_{exc}) - k_4 L_{de} \omega_{ee} i_f \quad (4.10)$$

Comme le courant d'excitation est supposé constant ($i_{exc} = v_{exc}/R_{exc}$), le modèle linéaire avec la GP à charge externe devient :

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{d1} = i_{dp} + C \omega_{ep} v_{qp} - C \frac{dv_{dp}}{dt} \\ i_{q1} = i_{qp} - C \omega_{ep} v_{dp} - C \frac{dv_{qp}}{dt} \\ 0 = -v_{dp} - R_s i_{dp} + L_q \omega_{ep} i_{qp} - M_{sQ} \omega_{ep} i_Q - L_d \frac{di_{dp}}{dt} + M_{sf} \frac{di_f}{dt} + M_{sD} \frac{di_D}{dt} \\ 0 = -v_{qp} - R_s i_{qp} - L_d \omega_{ep} i_{dp} + M_{sf} \omega_{ep} i_f + M_{sD} \omega_{ep} i_D - L_q \frac{di_{qp}}{dt} + M_{sQ} \frac{di_Q}{dt} \\ \alpha = \frac{1}{k_1 M_{se} \omega_{ee} i_{exc}} [a_t i_f + L_f \frac{di_f}{dt} - M_{sf} \frac{di_{dp}}{dt} + M_{fD} \frac{di_D}{dt}] \\ 0 = R_D i_D + L_D \frac{di_D}{dt} + M_{fD} \frac{di_f}{dt} - M_{sD} \frac{di_{dp}}{dt} \\ 0 = R_Q i_Q + L_Q \frac{di_Q}{dt} - M_{sQ} \frac{di_{qp}}{dt} \end{array} \right. \quad (4.11)$$

Avec $a_t = k_4 L_{de} \omega_{ee} + R_f$.

A partir de ce modèle, il est possible de synthétiser un régulateur SISO ou MISO dont la sortie est le rapport cyclique α pour commander le hacheur.

4.3.3 Modélisation avec V redressée constante

Cette méthode est déduite d'après la simulation et l'expérimentation. En effet, pour un fonctionnement en boucle fermée, on remarque que la tension qui alimente le hacheur subit une faible variation durant l'impact ou le délestage. Par exemple, à partir d'essais expérimentaux, la figure 4.14 montre la tension redressée (la tension d'entrée du hacheur) durant les délestages d'une charge qui consomme la puissance apparente nominale de la machine avec un facteur de puissance de 0.3 (figure 4.14.a) et d'une autre charge avec un facteur de puissance unitaire (figure 4.14.b). D'après la figure 4.14.a, on remarque que la tension redressée subit une variation de 8% autour de la valeur moyenne (120 V). Par conséquent, on va simplifier le modèle du système en supposant que la tension qui alimente le hacheur est constante et égale à 120 V. Cette approximation a plusieurs avantages :

- le modèle du système sera seulement le modèle de la machine principale avec le hacheur. On n'a pas besoin des paramètres de la machine excitatrice. La linéarisation du pont de diodes est éliminée.
- un modèle linéaire simple est obtenu, on n'a pas besoin de mesurer le courant d'excitation ou le courant de la roue polaire.
- comme le modèle est simplifié, l'ordre du correcteur est aussi réduit. Après la réduction de l'ordre du correcteur, on obtient un correcteur d'ordre 3.

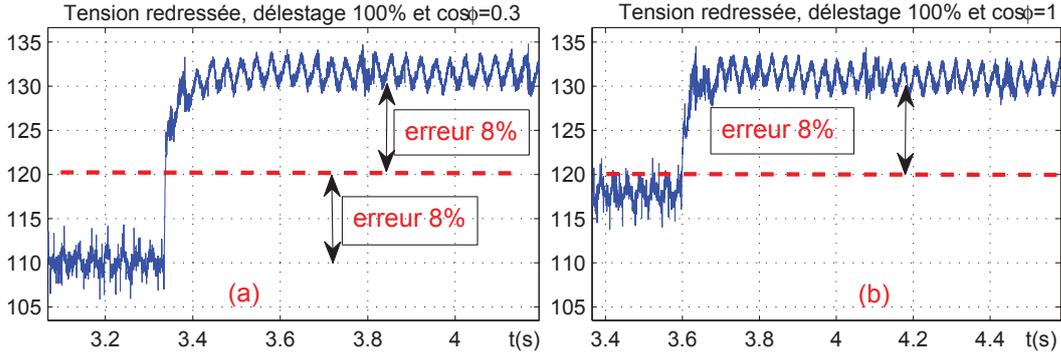


FIGURE 4.14 – Tension redressée lors du délestage des charges $100_{0,3}$ et 100_1 (essais expérimentaux).

Le modèle du système total est comme le modèle obtenu dans le cas de la structure à excitation idéale :

$$\left\{ \begin{array}{l}
 i_{d1} = i_{dp} + C\omega_{ep}v_{qp} - C\frac{dv_{dp}}{dt} \\
 i_{q1} = i_{qp} - C\omega_{ep}v_{dp} - C\frac{dv_{qp}}{dt} \\
 0 = -v_{dp} - R_s i_{dp} + L_q \omega_{ep} i_{qp} - M_{sQ} \omega_{ep} i_Q - L_d \frac{di_{dp}}{dt} + M_{sf} \frac{di_f}{dt} + M_{sD} \frac{di_D}{dt} \\
 0 = -v_{qp} - R_s i_{qp} - L_d \omega_{ep} i_{dp} + M_{sf} \omega_{ep} i_f + M_{sD} \omega_{ep} i_D - L_q \frac{di_{qp}}{dt} + M_{sQ} \frac{di_Q}{dt} \\
 v_f = 120\alpha = R_f i_f + L_f \frac{di_f}{dt} - M_{sf} \frac{di_{dp}}{dt} + M_{fD} \frac{di_D}{dt} \\
 0 = R_D i_D + L_D \frac{di_D}{dt} + M_{fD} \frac{di_f}{dt} - M_{sD} \frac{di_{dp}}{dt} \\
 0 = R_Q i_Q + L_Q \frac{di_Q}{dt} - M_{sQ} \frac{di_{qp}}{dt}
 \end{array} \right. \quad (4.12)$$

A partir de ce modèle, on peut synthétiser un régulateur SISO ou MISO dont la sortie est le rapport cyclique α . Dans le dernier chapitre, on va présenter les résultats expérimentaux de ces trois méthodes.

4.4 Nouvelle structure d'excitation avec PD3 à thyristors

4.4.1 MSAP comme excitatrice

Dans cette structure, on propose d'utiliser un pont à thyristors et de remplacer la MSIB par une machine synchrone à aimants permanents (MSAP) [BTCM11d]. La figure 4.15 montre la structure étudiée.

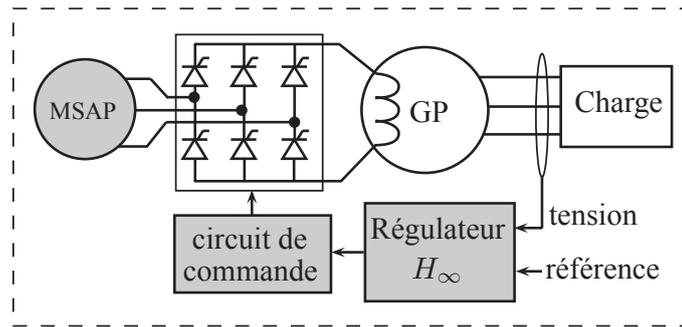


FIGURE 4.15 – Structure d'excitation à base d'une MSAP et un pont à thyristors.

Les avantages de cette structure sont : le pont à thyristors permet d'alimenter directement la roue polaire par des tensions positives et négatives ; la MSAP est une source de tension autonome (on n'a pas besoin d'une source d'excitation externe) ; généralement, la MSAP a une faible réaction d'induit et une faible impédance de commutation.

Expérimentalement, on a utilisée une MSAP classique (non inversée) à faible saillance et sans amortisseurs. Elle est fixée sur le même arbre que la génératrice principale et est entraînée à la même vitesse que cette dernière machine grâce au moteur asynchrone. La commande des gâchettes des 6 thyristors est réalisée par des circuits intégrés TCA785 de chez Siemens. Le signal de synchronisation est obtenu à partir de la tension fournie par la MSAP. L'entrée de commande de ce circuit est une tension proportionnelle à l'angle de retard d'amorçage demandé. Les sorties du circuit sont des impulsions envoyées vers les gâchettes des thyristors. La figure 4.16 montre le banc d'essai avec la MSAP et le pont à thyristors. Il est aussi montré un onduleur qui est utilisé comme un hacheur pour la

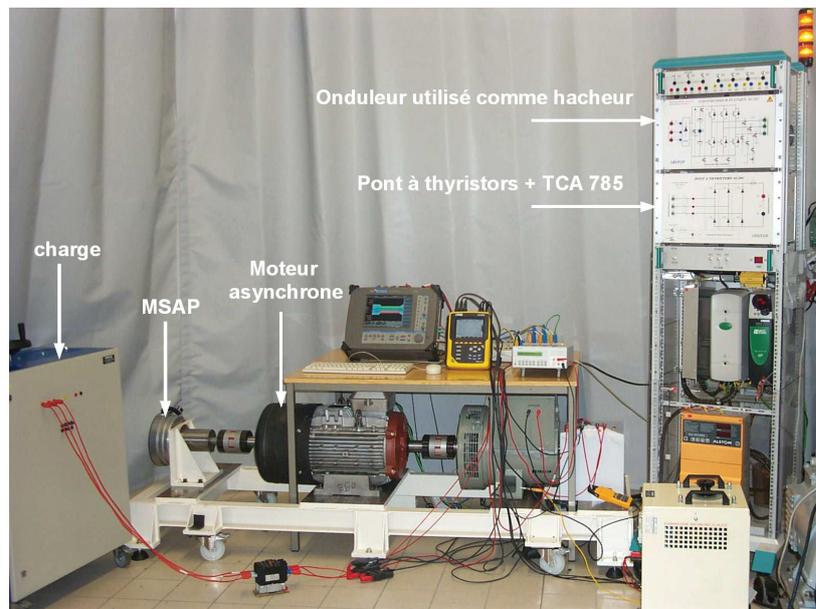


FIGURE 4.16 – Banc expérimental en présence de la MSAP et le pont à thyristors.

structure industrielle (figure 4.6).

Le modèle de la MSAP dans le repère de Park est le suivant :

$$\begin{cases} v_{de} = -R_{se}i_{de} + L_{qe}\omega_{ee}i_{qe} - L_{de}\frac{di_{de}}{dt} \\ v_{qe} = -R_{se}i_{qe} - L_{de}\omega_{ee}i_{de} + \varphi_f\omega_{ee} - L_{qe}\frac{di_{qe}}{dt} \end{cases} \quad (4.13)$$

Avec v_{de} et v_{qe} les tensions de l'induit dans le repère de Park, i_{de} et i_{qe} sont les courants de l'induit, ω_{ee} est la pulsation électrique, φ_f est le flux mutuel entre l'aimant et l'enroulement d'induit de l'axe d . Les caractéristiques de la machine sont les suivantes :

Pôles	φ_f	R_{se}	L_{de}	L_{qe}
16	59.4510^{-3} Wb	0.31Ω	1.1 mH	0.9 mH

TABLE 4.2 – Paramètres de la MSAP.

Pour une vitesse de 1500 tr/min , sa tension composée efficace à vide est égale à $75V$, sa fréquence est de 200 Hz . Lorsque la machine alimente un pont de diodes chargé d'une faible charge, la tension redressée est environ de $92 V$. Cette tension chute jusqu'à $52 V$ dans le cas où le pont de diodes alimente directement la roue polaire. Cette chute de tension (43%) est essentiellement liée au phénomène d'empiètement et à la réaction d'induit. Avec un pont à thyristors, la chute de tension due au phénomène d'empiètement ne dépend pas de l'angle de retard à l'amorçage des thyristors (θ). Cette chute peut s'exprimer de la façon suivante [AEMF93a, AEMF93b] :

$$\Delta U \approx \frac{3L_{de}\omega_{ee}i_f}{\pi} = 1.32i_f \quad (4.14)$$

La chute de tension liée à la réaction d'induit dépend de l'angle d'empiètement (μ) et de l'angle de retard à l'amorçage des thyristors (θ). L'angle d'empiètement diminue avec l'augmentation de l'angle de retard à l'amorçage des thyristors (fonctionnement en redresseur ($\theta < 90^\circ$)). D'après ce qui précède, on peut citer les remarques suivantes :

- le courant maximal que la MSAP peut donner à la roue polaire n'est que de $21.5 A$ et la tension redressée ne peut atteindre que $52 V$ en régime transitoire. On note que la génératrice principale a besoin d'un courant de roue polaire de $20 A$ pour qu'elle délivre une tension de $400 V$ sous une charge égale à 150% de la puissance nominale avec un facteur de puissance de 0.8.
- le phénomène d'empiètement influence largement le comportement de la machine, d'où l'intérêt de modéliser cette machine et de ne pas la considérer comme un simple gain qui dépend de l'angle de retard θ .

Dans le fonctionnement du pont à thyristors avec un angle de retard $\theta > 90^\circ$, la limite supérieure de l'angle θ est d'autant plus faible que l'angle d'empiètement est élevé. En

effet, pour que la commutation soit effective, le blocage des thyristors doit se produire avant l'inversion du signe de la tension de commutation, ce qui impose [AEMF93b] :

$$\mu + \theta < 180^\circ \quad (4.15)$$

Les figures 4.17.a et 4.17.c montrent la tension redressée lors du passage de l'angle de retard de 10° vers 140° et les figures 4.17.b et 4.17.d le courant redressé. Dans les figures 4.17.a et 4.17.b, le pont à thyristors est connectée à une faible charge (2.5 A). Par contre, dans les figures 4.17.c et 4.17.d, la charge du pont à thyristors est la roue polaire avec la GP connectée à une charge égale à 150% de la puissance nominale avec un facteur de puissance de 0.3.

Avec une faible charge, l'angle d'empiètement est faible. Pour cela lors de passage de

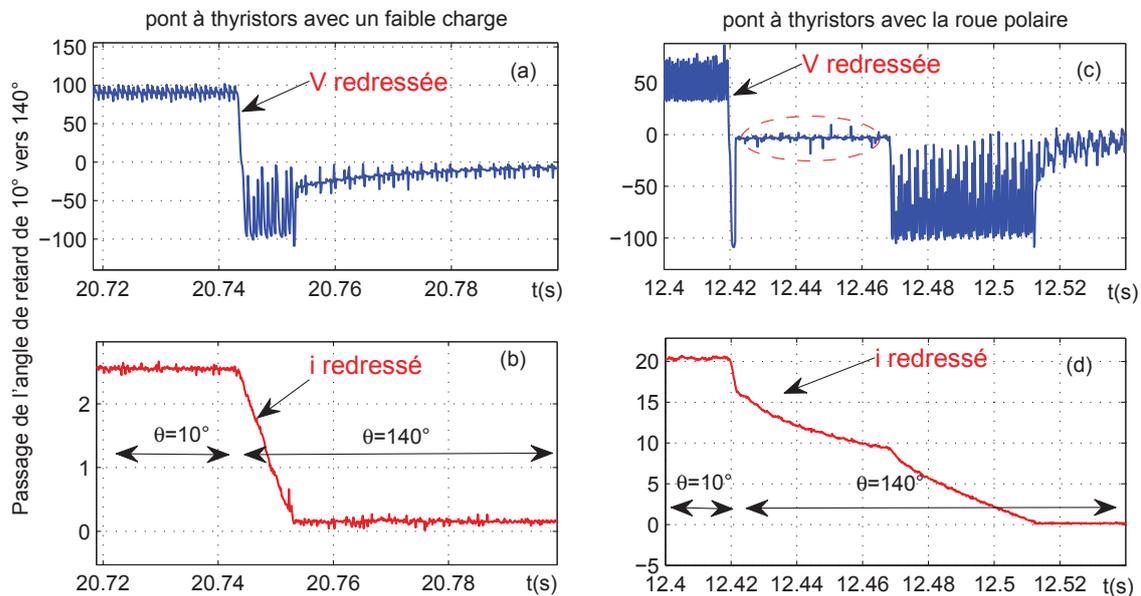


FIGURE 4.17 – Limitation de l'angle de retard maximal.

$\theta = 10^\circ$ vers $\theta = 140^\circ$, on n'a pas remarqué de problème de commutation. Par contre, avec la roue polaire, un problème de commutation se présente et le pont à thyristors passe dans une phase de roue libre dans laquelle la tension redressée est nulle (figure 4.17.c). Une fois que le courant de la roue polaire diminue à une certaine valeur, le pont reprend son fonctionnement jusqu'à l'annulation du courant de la roue polaire.

Lors de la régulation de la tension statorique de la génératrice principale (boucle fermée) et pendant le délestage d'une charge, l'angle de retard augmente rapidement afin de réguler la tension. Pour cela, il faut prendre en compte une limitation supérieure de l'angle θ . L'angle de retard maximal utilisé expérimentalement est de 134° , il permet de garantir le bon fonctionnement du pont à thyristors durant le délestage d'une charge qui consomme 150% de la puissance nominale de la GP avec un facteur de puissance de 0.8.

4.4.1.1 Linéarisation de la structure d'excitation

A propos de la linéarisation de la structure d'excitation, les auteurs en [BTCM10b] ont montré que la MSAP à pôles lisses est équivalente au circuit électrique donné par la figure 4.18. Dans ce cas, la tension redressée moyenne s'écrit comme suit :

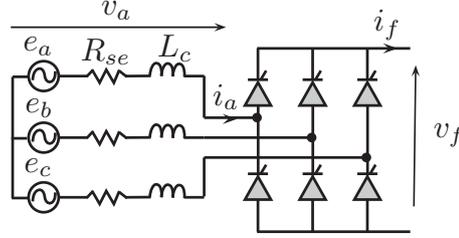


FIGURE 4.18 – Circuit électrique équivalent de la MSAP.

$$v_f = \frac{3\sqrt{2}\varphi_f\omega_{ee}}{\pi}\cos\theta - \frac{3}{\pi}L_c\omega_{ee}i_f - 2R_{se}i_f \quad (4.16)$$

Avec θ est l'angle de retard à l'amorçage des thyristors ; e_a , e_b et e_c sont les f.e.m. à vide. L_c est l'inductance cyclique de la machine ; R_{se} est la résistance de l'induit.

D'autre part, les auteurs en [SW93, SCHD96] ont calculé la tension redressée moyenne pour une machine synchrone bobinée à pôles saillants et avec amortisseurs suivie d'un pont à thyristors. En utilisant [SW93], on peut déduire la tension redressée moyenne avec une MSAP à pôles saillants :

$$v_f = \left(\frac{3\sqrt{2}}{\pi}\varphi_f\omega_{ee}\right)\cos\theta - \frac{3}{\pi}\omega_{ee}L_c(\beta)i_f - 2R_{se}i_f \quad (4.17)$$

$$L_c(\beta) = \frac{1}{2}(L_{de} + L_{qe}) + (L_{de} - L_{qe})\sin\left(2\beta + \frac{\pi}{6}\right) \quad (4.18)$$

Avec β est un angle qui dépend de l'angle de retard θ et de la charge du pont à thyristors. Dans notre cas, la MSAP utilisée est à faible saillance ($L_{de} = 1.1 \text{ mH}$ et $L_{qe} = 0.9 \text{ mH}$), on simplifie l'analyse en négligeant le terme $(L_{de} - L_{qe})\sin\left(2\beta + \frac{\pi}{6}\right)$. Par conséquent, la tension de la roue polaire v_f s'écrit sous la façon suivante :

$$v_f = \left(\frac{3\sqrt{2}}{\pi}\varphi_f\omega_{ee}\right)\cos\theta - \frac{3}{\pi}\omega_{ee}k\frac{L_{de} + L_{qe}}{2}i_f - 2R_{se}i_f \quad (4.19)$$

Avec $k = 1.3$ est un facteur de correction déduit en comparant le modèle linéaire avec le modèle non-linéaire. On note que les équations (4.16), (4.18) et (4.19) sont déduites pour un mode de fonctionnement où l'angle de commutation est inférieur à 60° .

En associant (4.19) avec le modèle de la GP donné en (2.19), le modèle total du système

s'écrit :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{dp} = -R_s i_{dp} + L_q \omega_{ep} i_{qp} - M_{sQ} \omega_{ep} i_Q - L_d \frac{di_{dp}}{dt} + M_{sf} \frac{di_f}{dt} + M_{sD} \frac{di_D}{dt} \\ v_{qp} = -R_s i_{qp} - L_d \omega_{ep} i_{dp} + M_{sf} \omega_{ep} i_f + M_{sD} \omega_{ep} i_D - L_q \frac{di_{qp}}{dt} + M_{sQ} \frac{di_Q}{dt} \\ \cos\theta = \frac{1}{3\sqrt{2}\varphi_f \omega_{ee}} [a_s i_f + L_f \frac{di_f}{dt} - M_{sf} \frac{di_{dp}}{dt} + M_{fD} \frac{di_D}{dt}] \\ 0 = R_D i_D + L_D \frac{di_D}{dt} + M_{fD} \frac{di_f}{dt} - M_{sD} \frac{di_{dp}}{dt} \\ 0 = R_Q i_Q + L_Q \frac{di_Q}{dt} - M_{sQ} \frac{di_{qp}}{dt} \end{array} \right. \quad (4.20)$$

Avec $a_s = 2R_{se} + \frac{3}{\pi} k \frac{L_{de} + L_{qe}}{2} \omega_{ee} + R_f$

4.4.1.2 Validation de la linéarisation du modèle par simulation

Pour la validation de la méthode de linéarisation, 2 modèles sont simulés en utilisant Matlab/Simulink. Le premier modèle est le modèle linéaire présenté par (4.20). Le deuxième modèle (non-linéaire) est composé du modèle de la MASP donnée par (4.13), du modèle de la GP donnée par (2.19) et du modèle non-linéaire du pont à thyristors présent dans la toolbox *SimPowerSystems* de Matlab.

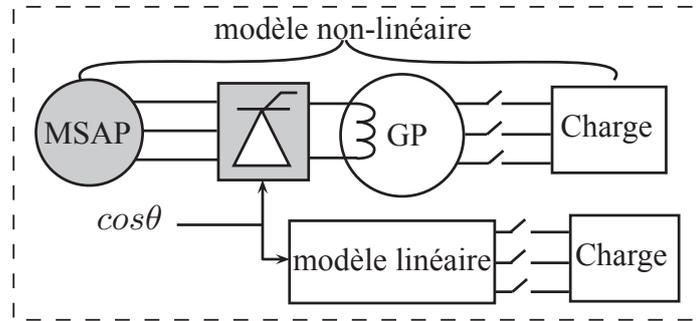


FIGURE 4.19 – Validation de la stratégie de linéarisation.

La figure 4.20 montre le courant de la roue polaire du modèle linéaire (ligne bleue pointillée) et du modèle non-linéaire (ligne rouge continue). Deux tests sont effectués. Dans le premier, la GP est connectée à la charge $100_{0.6}$ (la charge qui consomme la puissance apparente nominale de la GP avec un facteur de puissance de 0.6) puis on fait varier brusquement la consigne θ (figure 4.20.a). Dans le deuxième test montré dans la figure 4.20.b, on fixe la consigne θ et on réalise un impact/délestage de la charge $100_{0.6}$.

D'après la figure 4.20, le modèle linéaire permet de décrire suffisamment le modèle non-linéaire. D'autre part, on peut remarquer qu'il y a une faible différence entre les deux modèles. Cela est due à la simplification effectuée durant le calcul de la tension redressée moyenne.

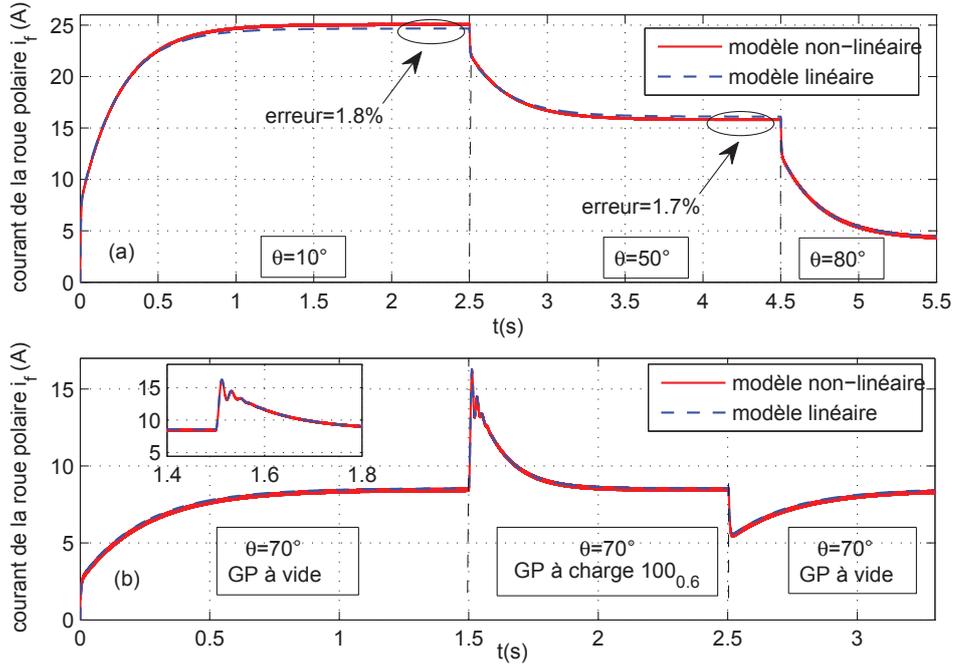


FIGURE 4.20 – Comparaison entre le modèle linéaire et le modèle non-linéaire.

4.4.1.3 Modélisation du système complet

En utilisant cette stratégie de linéarisation, on peut trouver le modèle total du système pour la synthèse d'un régulateur H_∞ SISO ou MISO. Par exemple, en utilisant le modèle de la GP à charge externe donnée en (3.11) et l'équation (4.19), on obtient le système suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l}
 i_{d1} = i_{dp} + C\omega_{ep}v_{qp} - C\frac{dv_{dp}}{dt} \\
 i_{q1} = i_{qp} - C\omega_{ep}v_{dp} - C\frac{dv_{qp}}{dt} \\
 0 = -v_{dp} - R_s i_{dp} + L_q \omega_{ep} i_{qp} - M_{sQ} \omega_{ep} i_Q - L_d \frac{di_{dp}}{dt} + M_{sf} \frac{di_f}{dt} + M_{sD} \frac{di_D}{dt} \\
 0 = -v_{qp} - R_s i_{qp} - L_d \omega_{ep} i_{dp} + M_{sf} \omega_{ep} i_f + M_{sD} \omega_{ep} i_D - L_q \frac{di_{qp}}{dt} + M_{sQ} \frac{di_Q}{dt} \\
 \cos\theta = \frac{1}{3\frac{\sqrt{2}}{\pi}\varphi_f\omega_{ee}} [a_s i_f + L_f \frac{di_f}{dt} - M_{sf} \frac{di_{dp}}{dt} + M_{fD} \frac{di_D}{dt}] \\
 0 = R_D i_D + L_D \frac{di_D}{dt} + M_{fD} \frac{di_f}{dt} - M_{sD} \frac{di_{dp}}{dt} \\
 0 = R_Q i_Q + L_Q \frac{di_Q}{dt} - M_{sQ} \frac{di_{qp}}{dt}
 \end{array} \right. \quad (4.21)$$

La sortie du régulateur synthétisé sera $\cos\theta$. Sous Matlab/Simulink, on a utilisé la fonction acos pour calculer l'angle de retard à l'amorçage θ .

La figure 4.21 montre l'implémentation de la régulation SISO sous dSPACE. La sortie du convertisseur numérique analogique (CNA) est liée à l'entrée du circuit TCA785 pour commander les thyristors. Comme la sortie du CNA est égale à son entrée multipliée par 10, la tension 0 V correspond à l'angle de retard minimal (théoriquement nul), la tension 8 V correspond à l'angle maximal 180°.

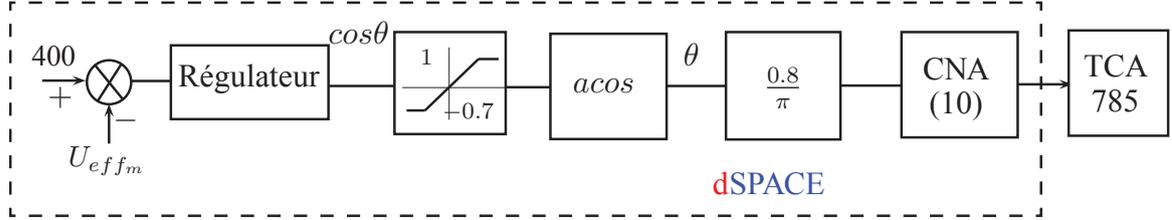


FIGURE 4.21 – Schéma d'implantation de la régulation SISO sous dSPACE.

Dans le dernier chapitre, on va présenter les résultats expérimentaux de cette structure.

4.4.2 MSIB avec un pont à thyristors

Dans cette structure, on utilise la machine synchrone inversée pour alimenter le pont à thyristors [BTCMed, BTCM11b]. Comme dans le cas de la structure avec hacheur, la tension d'excitation v_{exc} est fixée à 55 V. L'avantage de cette structure est l'utilisation

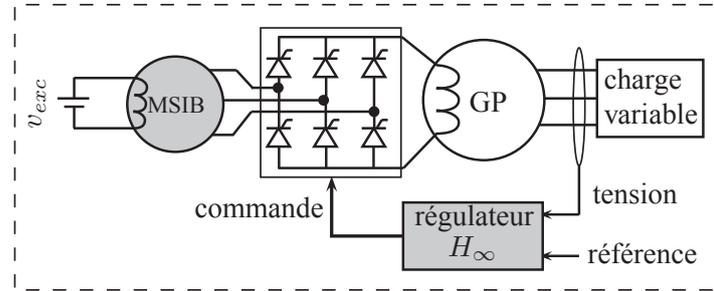


FIGURE 4.22 – Association de la MSIB avec le pont à thyristors.

de la machine bobinée qui est généralement moins coûteuse que la MSAP. Afin d'obtenir un modèle linéaire, on suppose que le régime transitoire de la machine principale n'a pas d'influence sur le courant d'excitation (i_{exc}) de la machine excitatrice. Par conséquent, le courant moyen i_{exc} ne dépend que de la tension d'excitation et de la résistance de la bobine d'excitation. En partant de cet hypothèse, la tension redressée moyenne sera

$$v_f = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} M_{se} \omega_{ee} i_{exc} \cos\theta - \frac{3}{\pi} L_c \omega_{ee} i_f - 2R_{se} i_f \quad (4.22)$$

θ est l'angle de retard à l'amorçage ; L_c est l'inductance de commutation approximée par $L_c = (L_{qe} + L_{qe})/2$; le courant d'excitation est constant ($i_{exc} = v_{exc}/R_{exc}$).

En utilisant le modèle de la GP à charge externe, le modèle linéaire du système total est obtenu par l'association de (3.11) avec (4.22).

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{d1} = i_{dp} + C\omega_{ep}v_{qp} - C\frac{dv_{dp}}{dt} \\ i_{q1} = i_{qp} - C\omega_{ep}v_{dp} - C\frac{dv_{qp}}{dt} \\ 0 = -v_{dp} - R_s i_{dp} + L_q \omega_{ep} i_{qp} - M_{sQ} \omega_{ep} i_Q - L_d \frac{di_{dp}}{dt} + M_{sf} \frac{di_f}{dt} + M_{sD} \frac{di_D}{dt} \\ 0 = -v_{qp} - R_s i_{qp} - L_d \omega_{ep} i_{dp} + M_{sf} \omega_{ep} i_f + M_{sD} \omega_{ep} i_D - L_q \frac{di_{qp}}{dt} + M_{sQ} \frac{di_Q}{dt} \\ \cos\theta = \frac{1}{\frac{3\sqrt{2}}{\pi} M_{se} \omega_{ee} i_{exc}} [a_k i_f + L_f \frac{di_f}{dt} - M_{sf} \frac{di_{dp}}{dt} + M_{fD} \frac{di_D}{dt}] \\ 0 = R_D i_D + L_D \frac{di_D}{dt} + M_{fD} \frac{di_f}{dt} - M_{sD} \frac{di_{dp}}{dt} \\ 0 = R_Q i_Q + L_Q \frac{di_Q}{dt} - M_{sQ} \frac{di_{qp}}{dt} \end{array} \right. \quad (4.23)$$

$$a_k = \frac{3}{\pi} L_c \omega_{ee} + 2R_{se} + R_f.$$

On peut représenter le système obtenu sous la forme d'une représentation d'état

$$\dot{X} = A_t X + B_{t1} W_{t1} + B_{t2} U_{t1} \quad (4.24)$$

Avec U_{t1} est le signal de commande, W_{t1} est l'entrée exogène.

$$W_{t1} = \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \end{bmatrix} \quad U_{t1} = [\cos\alpha] \quad X = (v_{dp}, v_{qp}, i_{dp}, i_{qp}, i_f, i_D, i_Q)^T \quad (4.25)$$

A partir de ce modèle, on peut synthétiser un régulateur H_∞ où sa sortie est $\cos\alpha$.

4.5 Commande des interrupteurs tournants

Dans les sections précédentes, on a présenté deux structures à excitation directe. La première structure est basée sur un pont de diodes avec un hacheur. La deuxième structure est basée sur un pont à thyristors. La figure 4.23 montre trois solutions qui peuvent être utilisées pour la commande des ces interrupteurs tournants (IGBT ou thyristor).

Dans la première solution, des bagues et des balais sont utilisés pour transmettre la commande de la partie fixe vers la partie tournante. On sait bien que le contact bague-balai est très complexe, car il apporte un bruit important sur le signal transmis plus une chute de tension non-linéaire qui dépend du courant qui traverse ce contact. Pour cela, cette solution n'est pas très adaptée à la transmission directe d'un signal de commande.

Dans la deuxième solution [WHDP72], les informations sont transmises à la partie tournante en utilisant les techniques de transmission des données sans fils. Cette solution

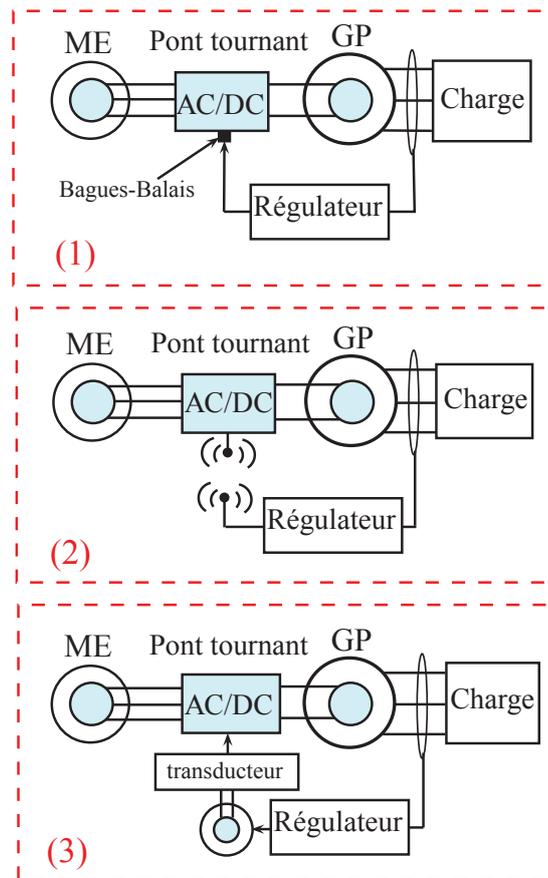


FIGURE 4.23 – Commande des interrupteurs tournants.

exige un mode de transmission robuste vis-à-vis des bruits internes et externes et de la vitesse de rotation.

Dans la troisième solution [Uma02], un transformateur de faible puissance tournant est utilisé pour la transmission de la tension de commande (du stator vers le rotor). Cette solution est robuste vis-à-vis des perturbations électromagnétiques et elle ne nécessite pas de balais. Malgré cela, il faut choisir une technique de modulation de l'information qui assure la rapidité de la transmission de la commande. En plus, le choix des matériaux constituant le transformateur doit tenir en compte ce type d'application.

4.6 Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté de nouveaux systèmes d'excitation utilisant la synthèse H_∞ pour améliorer la régulation de la tension de la GP. Le premier système est basé sur la structure d'excitation *brushless* mais associée avec la loi de commande H_∞ . Les limitations liées à cette structure d'excitation nous a amené à proposer d'autres structures d'excitation. Par conséquent, on a proposé trois structures. La première est basée sur un pont de diodes suivi d'un hacheur. La deuxième est basée sur une machine synchrone

à aimants suivie d'un pont à thyristors. Dans la troisième structure, la MSAP a été remplacée par une machine synchrone bobinée. Dans le but de synthétiser un régulateur H_∞ pour chaque structure, pour toutes les structures proposées, un modèle linéaire a été développé. Le chapitre suivant va présenter les réponses et les performances de chaque système d'excitation en utilisant des essais expérimentaux basés sur des impacts, des délestages de différentes charges ainsi qu'au démarrage d'une MAS.

Chapitre 5

Validations expérimentales des systèmes d'excitation proposés

5.1 Introduction

Dans les chapitres précédents, une étude approfondie du générateur synchrone a été réalisée et de nouveaux systèmes d'excitation ont été proposés. Les résultats obtenus en simulation nous ont permis de comprendre et conclure quant à l'efficacité de chaque système d'excitation.

Dans ce chapitre, nous nous intéressons à l'étude expérimentale des performances de chaque système d'excitation lors des essais d'impact/délestage de charge et de démarrage de machine asynchrone. En plus, une étude comparative entre les systèmes proposés et le système industriel est présentée. L'apport de la commande H_∞ et la comparaison entre les régulateurs SISO et MISO sont étudiés.

5.2 Performances des systèmes d'excitation

Afin de mesurer les performances de chaque système d'excitation dans la régulation de la tension de la GP, des tests d'impact et de délestage des différentes charges sont réalisés. Durant l'impact, on mesure la chute de tension (ΔU_i) et le temps de réponse (Δt_i). Durant le délestage, on mesure le dépassement de tension (ΔU_d) et le temps de réponse (Δt_d). Dans le chapitre précédent, la tension efficace a été calculée en utilisant les tensions statoriques simples (v_a , v_b et v_c)

$$U_{eff} = \sqrt{v_a^2 + v_b^2 + v_c^2} \quad (5.1)$$

Certains industriels font le calcul de la tension efficace à partir de la tension composée. En utilisant une tension composée (v_{ab} par exemple), la tension efficace est calculée comme suivant :

$$U_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v_{ab}^2(t) dt} \quad (5.2)$$

La figure 5.1 montre la réponse du système d'excitation industriel (structure à base d'un pont de diodes combinée avec le régulateur R 250) durant l'application et le délestage de

la charge nominale ($100_{0,8}$). Cette figure montre la tension efficace unitaire en utilisant les deux méthodes déjà présentées. La courbe bleue fait référence à la tension efficace

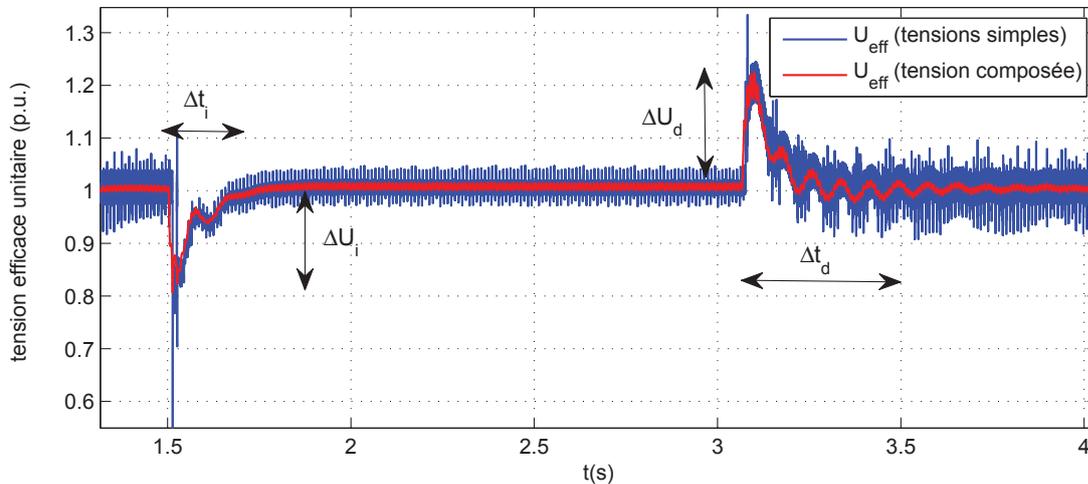


FIGURE 5.1 – Tension efficace en utilisant la tension composée et les tensions simples.

calculée à partir des tensions simples (équation 5.1). La courbe rouge est obtenue en utilisant l'équation 5.2. On note que le calcul de l'intégrale est réalisé sous Matlab en utilisant la méthode des rectangles ($T = 0.01$ s est la période de la tension $v_{ab}^2(t)$). Les deux méthodes peuvent être utilisées pour montrer les performances du système en boucle fermée. On note que la deuxième méthode (méthode des intégrales) donne la valeur efficace du signal en tenant compte d'une période T . Pour cela, le signal obtenu est implicitement filtré (la chute et le dépassement de tension obtenus sont des valeurs moyennes). Dans ce chapitre, on va comparer les différents résultats en utilisant la deuxième méthode du fait de son utilisation industrielle et de sa réponse filtré (rejet de bruits).

En vue de faire une étude comparative des performances des systèmes d'excitation que nous avons développée avec celui fournie par Leroy Somer, nous avons défini des conditions expérimentales applicables à tous les essais. Des tests d'impact/délestage sont réalisés. Le tableau 5.1 montre les charges (R,L) utilisées durant l'impact. On note qu'avant l'impact et après le délestage, la GP est à vide (n'est pas chargée).

Test	$P(kW)$	$S(kVA)$	$Q(kVAR)$	FP
$100_{0,99}$	11.1	11.2	1.58	0.99
$100_{0,8}$	8.96	11.2	6.72	0.8
$100_{0,6}$	6.72	11.2	8.96	0.6
$100_{0,3}$	3.36	11.2	10.6	0.3
$150_{0,8}$	13.44	16.8	10.08	0.8

TABLE 5.1 – Charges utilisées lors de l'impact.

P est la puissance active ; Q est la puissance réactive ; S est la puissance apparente ; FP est le facteur de puissance.

Un essai de démarrage d'une machine asynchrone MAS ($1.5 kW$) est aussi réalisé. Lors du démarrage, on assiste à un appel très important du courant ayant comme conséquence de faire chuter la tension de la machine. Nous savons très bien que dans la plupart des applications industrielles, le démarrage se fait sur un banc où plusieurs charges sont en parallèle. Cette configuration est reproduite en considérant la charge nominale en parallèle avec la machine asynchrone.

5.3 Impact et délestage de la charge nominale $100_{0,8}$

Dans cette section, on montre le comportement des différentes structures durant l'impact et le délestage de la charge nominale ($100_{0,8}$). Les grandeurs électriques sont enregistrées en vue d'une analyse approfondie et surtout en vue de la comparaison.

5.3.1 Système d'excitation industriel

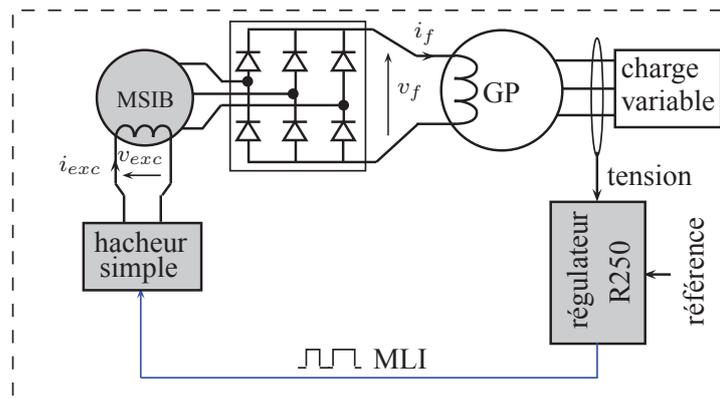


FIGURE 5.2 – Rappel de la structure d'excitation industrielle.

Le régulateur utilisé est un régulateur analogique (R250) qui ne prend pas en compte directement les paramètres du système. On note qu'avec la structure de Leroy Somer, la tension d'excitation de la machine excitatrice est toujours positive (v_{exc} entre $0 V$ et $150 V$). L'excitation de la machine excitatrice est de type SHUNT. La figure 5.3 montre la tension composée de la GP et le courant statorique dans une phase durant l'impact/délestage de la charge $100_{0,8}$. Sur cette figure, le courant comme on s'y attendait, augmente lors de l'impact de charge avec pour conséquence une chute de la tension de sortie de la machine. Malgré le régulateur de tension, cette chute est supérieure à 10% par rapport à la tension de consigne. Lors de cet essai, le système retrouve son régime permanent et sa consigne de tension en plus de 200 millisecondes. Une fois ce régime atteint, un délestage est réalisé afin de ramener le système à son état initial. On assiste alors à une chute du courant de phase et une surtension par rapport à la consigne. Comme la tension d'excitation de l'excitatrice et la tension de la roue polaire sont toujours positives on assiste à une surtension supérieure à 15% .

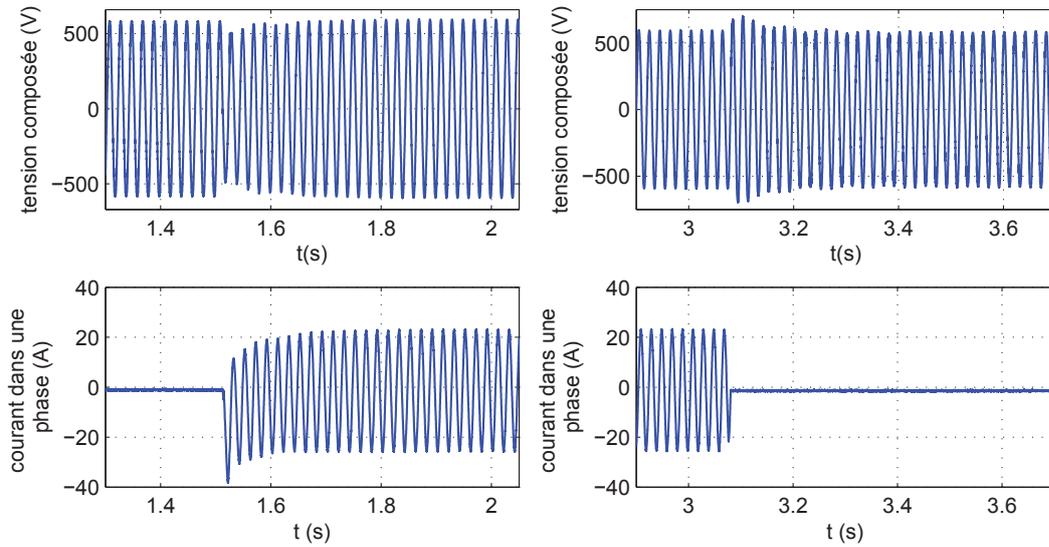


FIGURE 5.3 – Tension et courant statoriques de la GP (impact/délestage de la charge $100_{0,8}$, structure industrielle, régulateur industriel R250).

La figure 5.4 montre le courant d'excitation de la machine excitatrice (i_{exc}) et le courant de la roue polaire pour le même essai de la figure précédente. Lors de l'impact de

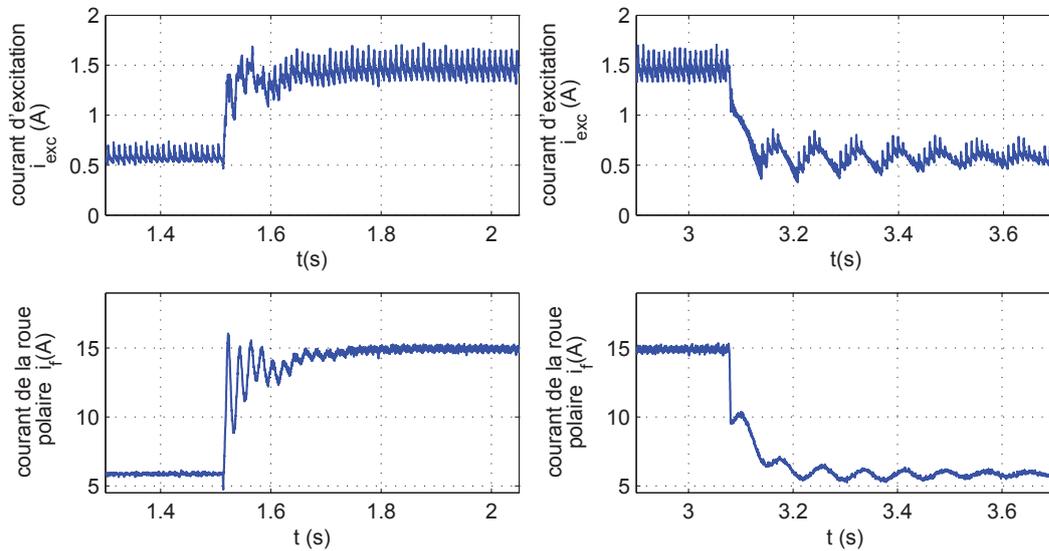


FIGURE 5.4 – Courants de l'inducteur de la ME et de la roue polaire (impact/délestage, structure industrielle, régulateur industriel R250).

charge, on assiste à une augmentation du courant d'excitation de l'excitatrice, ce qui induit une augmentation du courant de la roue polaire et permet de remédier à la chute de tension engendrée par cet impact de charge. Lors du délestage, les oscillations du courant

d'excitation i_{exc} sont dues aux grandes dynamiques du régulateur. On note que la mesure du courant de la roue polaire a été réalisée en utilisant le système bagues-balais.

5.3.2 Structure d'excitation idéale

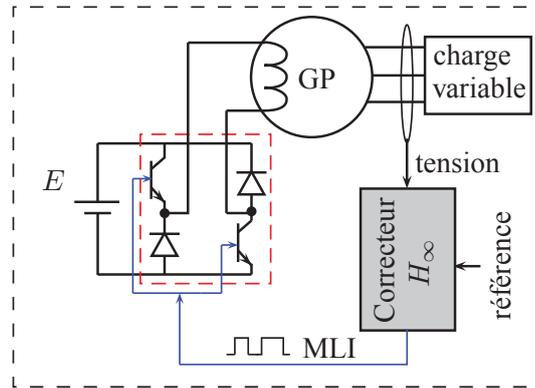


FIGURE 5.5 – Rappel de la structure d'excitation idéale.

Avec cette structure, la roue polaire est directement commandée à travers un hacheur double quadrants alimenté par une source de tension continue constante (140 V). La structure d'excitation idéale représente une structure de référence qui nous permettra d'évaluer les performances des autres structures. La figure 5.6 montre la réponse du système durant

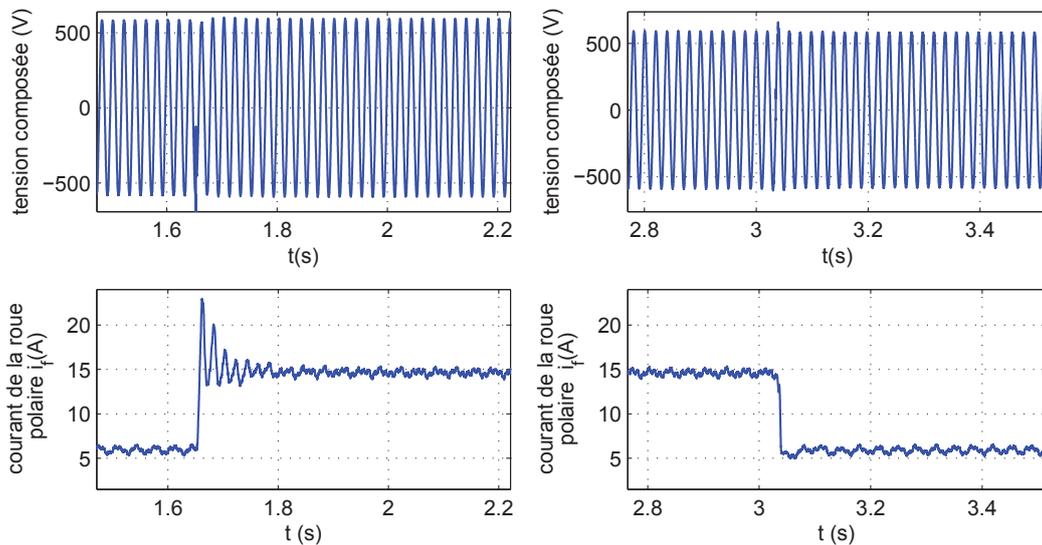


FIGURE 5.6 – Tension statorique composée et courant de la roue polaire (impact/délestage de la charge $100_{0,8}$, structure d'excitation idéale, régulateur SISO H_∞).

le test $100_{0,8}$ et en utilisant un régulateur SISO à charge externe. Cette figure montre la

tension statorique composée et le courant de la roue polaire. Lors de cet essai, on assiste à une diminution importante du temps de réponse durant l'impact et le délestage. En plus, la chute de tension (moyenne) et le dépassement sont fortement réduits.

5.3.3 Structure d'excitation classique avec la commande H_∞

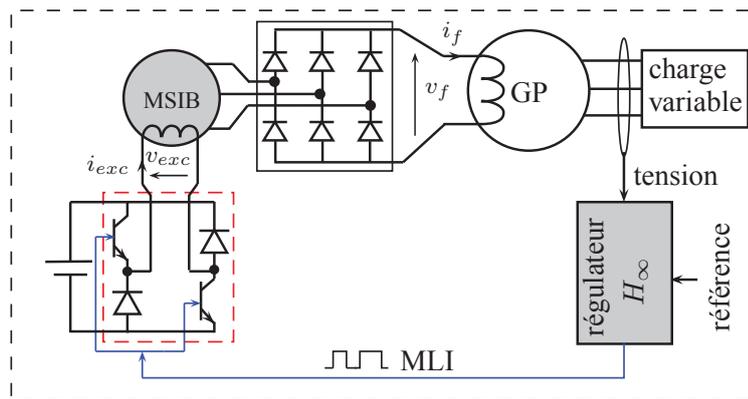


FIGURE 5.7 – Rappel de la structure d'excitation classique avec le régulateur H_∞ .

Le régulateur industriel est remplacé par un régulateur H_∞ . En plus, on a ajouté la possibilité de l'alimentation de l'inducteur de la machine excitatrice par une tension négative (v_{exc} entre -150 V et 150 V) mais le courant i_{exc} est toujours positif ou nul. A propos des régulations monovariante et multivariante, on va montrer dans une autre section une comparaison entre les régulations SISO et MISO avec charge interne ou externe. Dans ce paragraphe, on montre la réponse du système durant le test $100_{0,8}$ et en utilisant un régulateur SISO à charge externe.

La figure 5.8 montre la tension composée et le courant de la GP. En comparant cette figure avec la figure 5.3, on remarque une diminution du temps de réponse et du dépassement de la tension (une analyse quantitative sera donnée dans la section suivante). Le régulateur H_∞ réagit plus rapidement durant l'impact et le délestage.

La figure 5.9 montre le courant d'excitation de la machine excitatrice et le courant de la roue polaire. D'après cette figure, on remarque une diminution rapide du courant de l'excitatrice durant le délestage. Cette diminution due à une tension d'excitation négative permet de réduire le dépassement de la tension statorique. Par contre, malgré la diminution rapide du courant de l'excitatrice, la tension de la roue polaire ne peut pas prendre des valeurs négatives ce qui limite la dynamique du système durant le délestage (si la désexcitation de la machine excitatrice est très rapide, le pont de diodes se met en roue libre). On note que la machine excitatrice est alimentée par un hacheur à double quadrants, le courant est unidirectionnel.

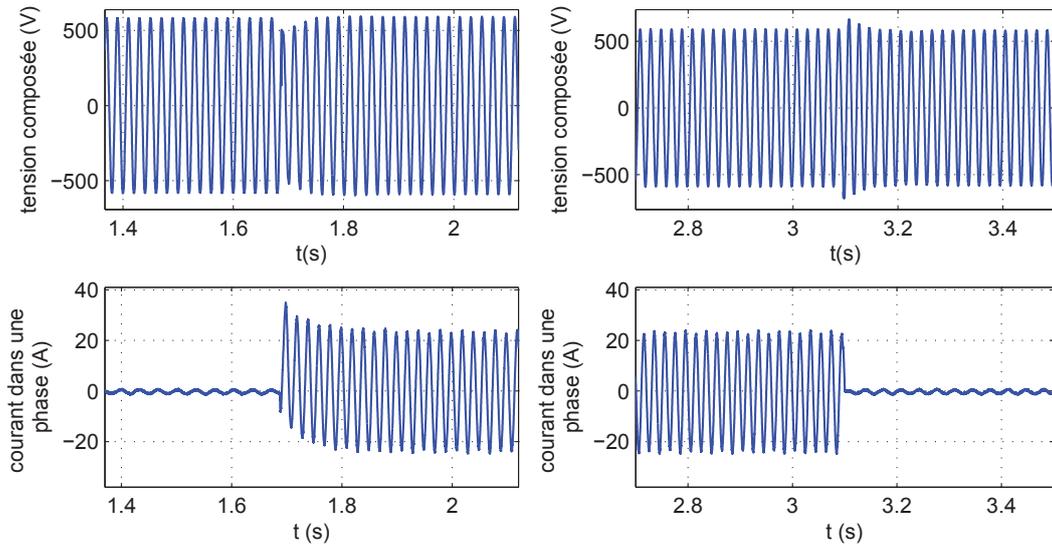


FIGURE 5.8 – Tension composée et courant de la GP (impact/délestage de la charge $100_{0,8}$, structure industrielle, régulateur SISO H_∞).

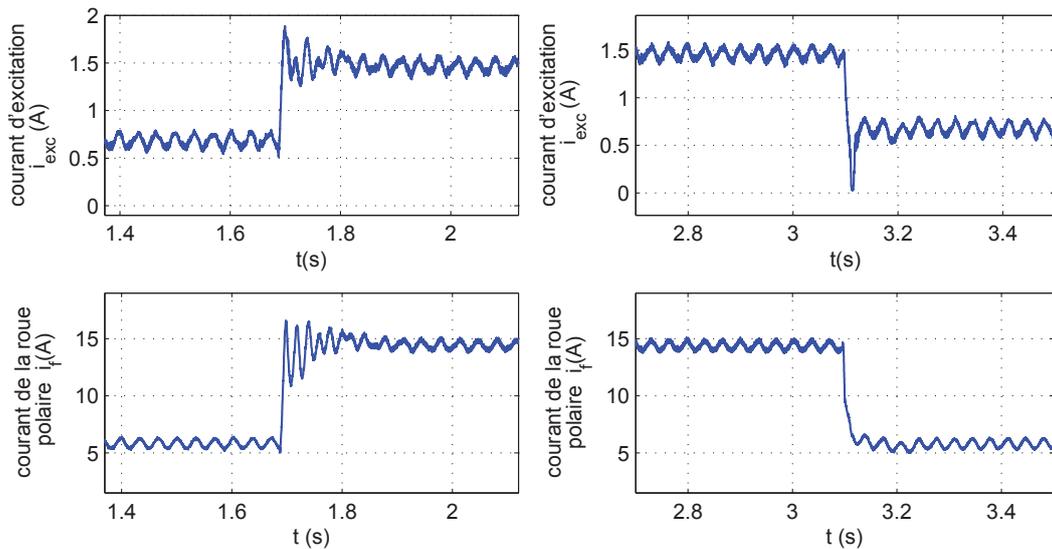


FIGURE 5.9 – Grandeurs d'excitation avec le régulateur H_∞ (charge $100_{0,8}$).

5.3.4 Structure d'excitation à base d'une MSIB, PD3 à diodes et Hacheur

Comme il est montré dans la figure 5.10, la structure d'excitation est composée de la machine d'excitation bobinée, le pont de diodes avec une capacité à sa sortie puis un hacheur qui peut fonctionner en simple ou double quadrants. Dans le chapitre précédent, on a montré trois méthodes de linéarisation de la structure d'excitation ; dans ce paragraphe,

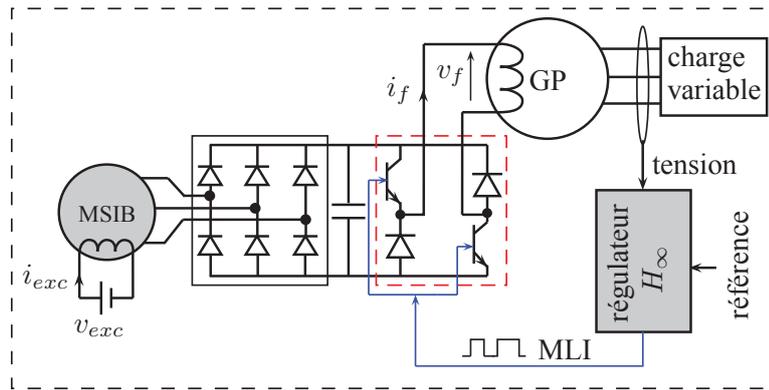


FIGURE 5.10 – Rappel de la structure d'excitation composée d'une MSIB, PD3 à diodes et un hacheur.

on montre la réponse du système durant le test $100_{0.8}$ et en utilisant la linéarisation avec compensation. La comparaison entre les trois méthodes de linéarisation sera montrée dans un autre paragraphe. La figure 5.11 montre la tension composée et le courant statorique durant l'impact et le délestage de la charge nominale. On note que la tension d'excitation

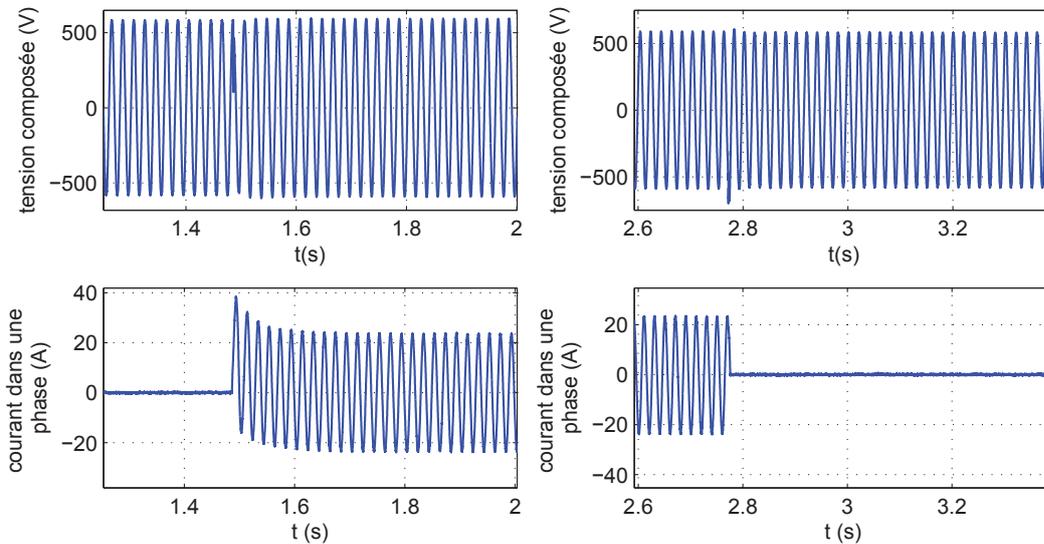


FIGURE 5.11 – Tension et courant de la GP (impact/délestage de la charge $100_{0.8}$, structure MSIB+PD3 à diodes+ Hacheur, régulateur SISO H_∞).

(v_{exc}) est fixée à 55 V (lorsque la GP est à vide, la tension en sortie du PD3 est de 130 V). En utilisant cette tension, la machine principale peut alimenter une charge qui consomme 150% de la puissance apparente nominale de la GP avec un facteur de puissance de 0.3 .

La figure 5.12 montre le courant de la roue polaire et la tension redressée (sortie du pont de diodes). D'après cette figure, on assiste à une augmentation rapide du courant de la roue polaire durant l'impact. Cette augmentation (jusqu'à 23 A) permet de diminuer la chute de tension. Le comportement de cette structure est très proche de celui de la structure à excitation idéale. La chute de la tension redressée est essentiellement due à la réaction d'induit de la machine excitatrice et au phénomène d'empiétement.

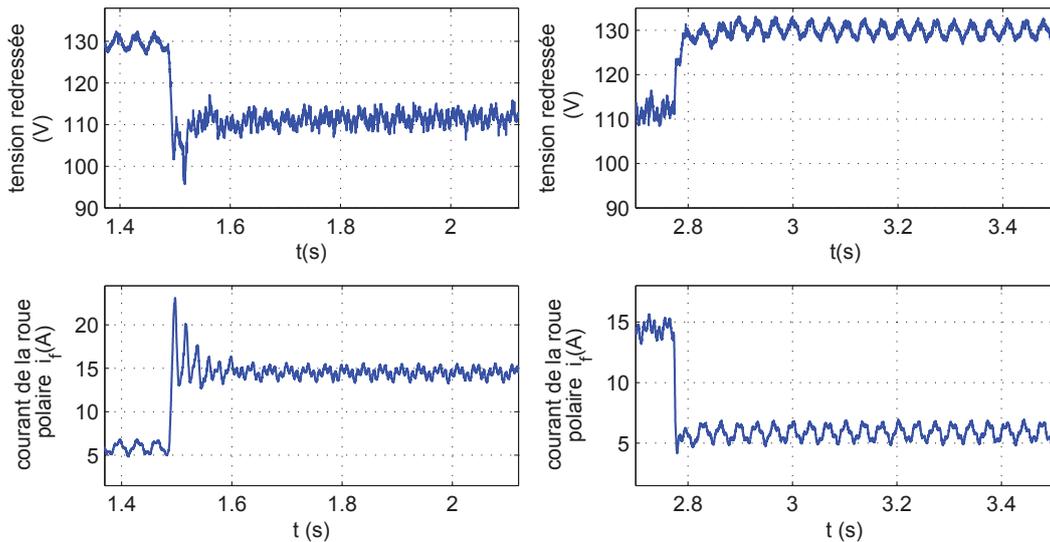


FIGURE 5.12 – Tension redressée et courant de la roue polaire (structure avec hacheur).

5.3.5 Structure d'excitation avec un pont à thyristors

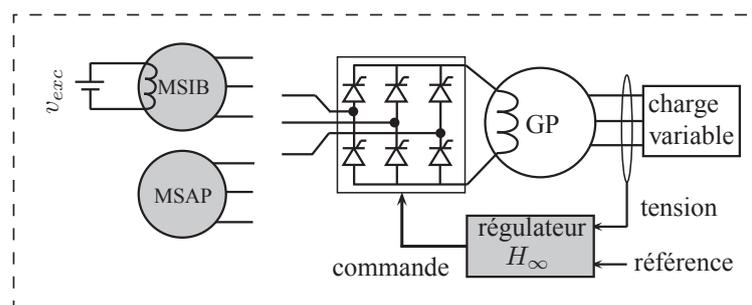


FIGURE 5.13 – Rappel des structures à base d'une MSIB et un PD3 à thyristors; d'une MSAP et un PD3 à thyristors.

Le pont à thyristors est alimentée par une machine synchrone à aimants ou une machine synchrone bobinée. Avec ces deux structures d'excitation, il est possible d'alimenter la roue polaire par des tensions positives et négatives. Par contre, le pont à thyristors est connu par sa consommation de puissance réactive ce qui augmente les pertes par effet Joule dans

la machine excitatrice. Tous les régulateurs (SISO, MISO, charge interne, charge externe) ont été testés. Le régulateur SISO à charge externe donne des résultats très satisfaisants. La figure 5.14 montre la tension composée et le courant de la roue polaire durant le test $100_{0,8}$ et en utilisant la MSIB (la tension de l'inducteur v_{exc} est fixée à 55 V) comme une source d'alimentation du pont. D'après la figure 5.14, cette structure montre de bonnes

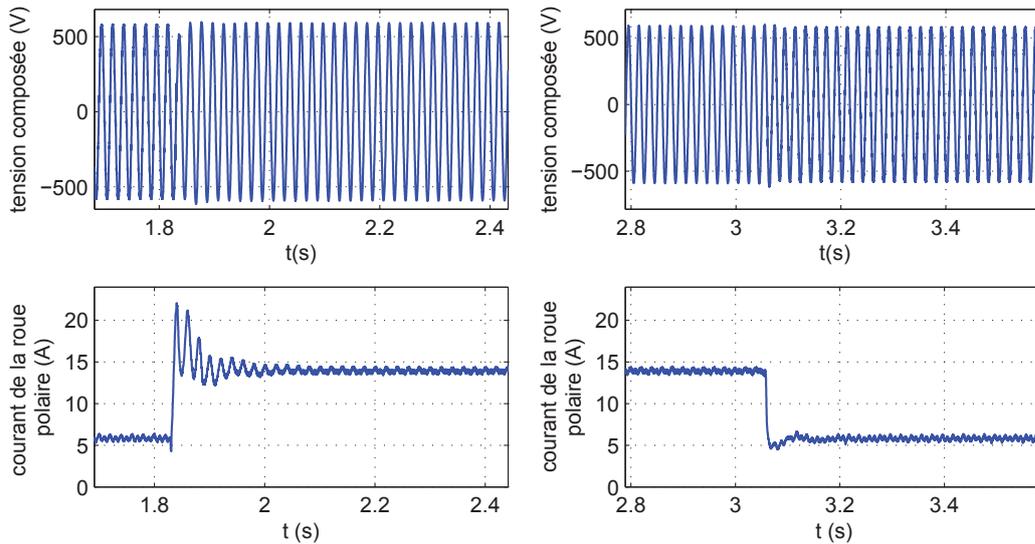


FIGURE 5.14 – Tension et courant de la roue polaire (impact/délestage de la charge $100_{0,8}$, structure avec MSIB et PD3 à thyristors, SISO H_{∞}).

performances durant l'impact et le délestage. En remplaçant la MSIB par une machine à aimants, la source d'excitation utilisée pour alimenter la MSIB n'est plus utilisée. La MSAP est une source de tension autonome. La figure 5.15 montre la réponse du système en utilisant la MSAP. D'après la figure 5.15, le système permet de rejeter rapidement les perturbations liées à l'application et le délestage de la charge. Durant l'impact, on remarque que le courant maximal de la roue polaire est autour de 19.5 A. Par contre, dans le cas de la MSIB, ce courant atteint 22 A. En effet, avec la MSAP, la tension de la roue polaire maximale atteinte lors de l'impact est autour de 80 V ; avec la MSIB, cette tension atteint 130 V.

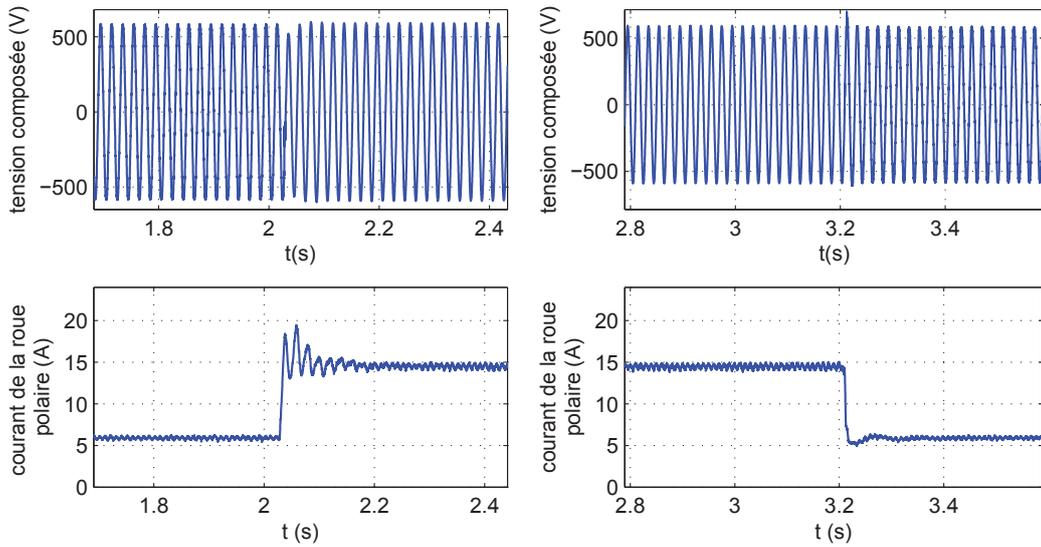


FIGURE 5.15 – Tension et courant de la roue polaire (impact/délestage de la charge $100_{0,8}$, structure avec MSAP et PD3 à thyristors, SISO H_∞).

5.3.6 Influence de l'impact/délestage sur la vitesse de rotation

Durant la synthèse des régulateurs, on a supposé que la vitesse de rotation restait constante. Cette supposition nous permettait de linéariser le modèle de la GP. En pratique, il est difficile de maintenir cette vitesse constante lors des variations de couple. La figure 5.16 montre la vitesse mécanique durant l'impact/délestage de la charge nominale ($100_{0,8}$) et un démarrage et un arrêt de la MAS en parallèle avec la charge $100_{0,8}$.

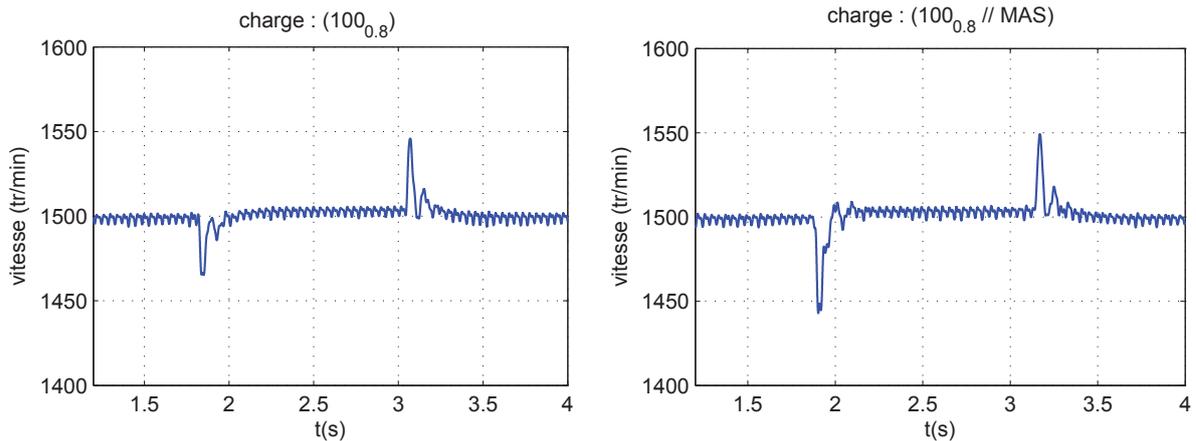


FIGURE 5.16 – Effet d'impact et de délestage sur la vitesse de rotation.

Pendant l'impact, l'augmentation du couple résistant a pour conséquence de provoquer une chute de la vitesse mécanique de la GP et lors du délestage, on assiste à un dépassement de cette vitesse. Ces variations pourraient influencer la tension de sortie. D'après

la figure 5.16, durant l'impact de la charge nominale, la chute de la vitesse est de 2.3%. Durant le démarrage de la MAS, la chute est de 3.8%. D'autre part, le dépassement de la vitesse est autour de 3% pour les 2 tests. On remarque d'après ces deux tests que la chute et le dépassement sont relativement faibles ce qui justifie la supposition prise durant la synthèse des correcteurs.

5.4 Évaluation de la structure (MSIB+PD3+hacheur)

5.4.1 Comparaison avec la structure idéale

Ce paragraphe montre les performances de la structure à base d'un PD3 à diodes et un hacheur double quadrants en la comparant à la structure d'excitation idéale. Dans le chapitre précédent, trois méthodes de linéarisation de la structure (MSIB+PD3+Hacheur) ont été présentées. Ce paragraphe montre la réponse du régulateur en utilisant la méthode de linéarisation avec compensation. Dans le paragraphe suivant, on va montrer la comparaison entre les trois méthodes de linéarisation.

La figure 5.17 présente la réponse de la structure idéale (courbes rouges) et celle de la structure proposée (courbes bleues) pour différentes charges (R,L). Cette figure est basée sur la présentation de tension, composée, efficace, unitaire (p.u.).

On note que la valeur efficace est calculée en utilisant (5.2). Le signal obtenu est filtré par un filtre passe bas (filtre de Butterworth d'ordre 4 de fréquence de coupure de 50 Hz). D'après la figure 5.17, la chute et le dépassement de tension sont très faibles. En plus, le temps de réponse de ces deux structures est aussi minimisé. Les performances de la structure proposée sont très proches de celles de la structure idéale.

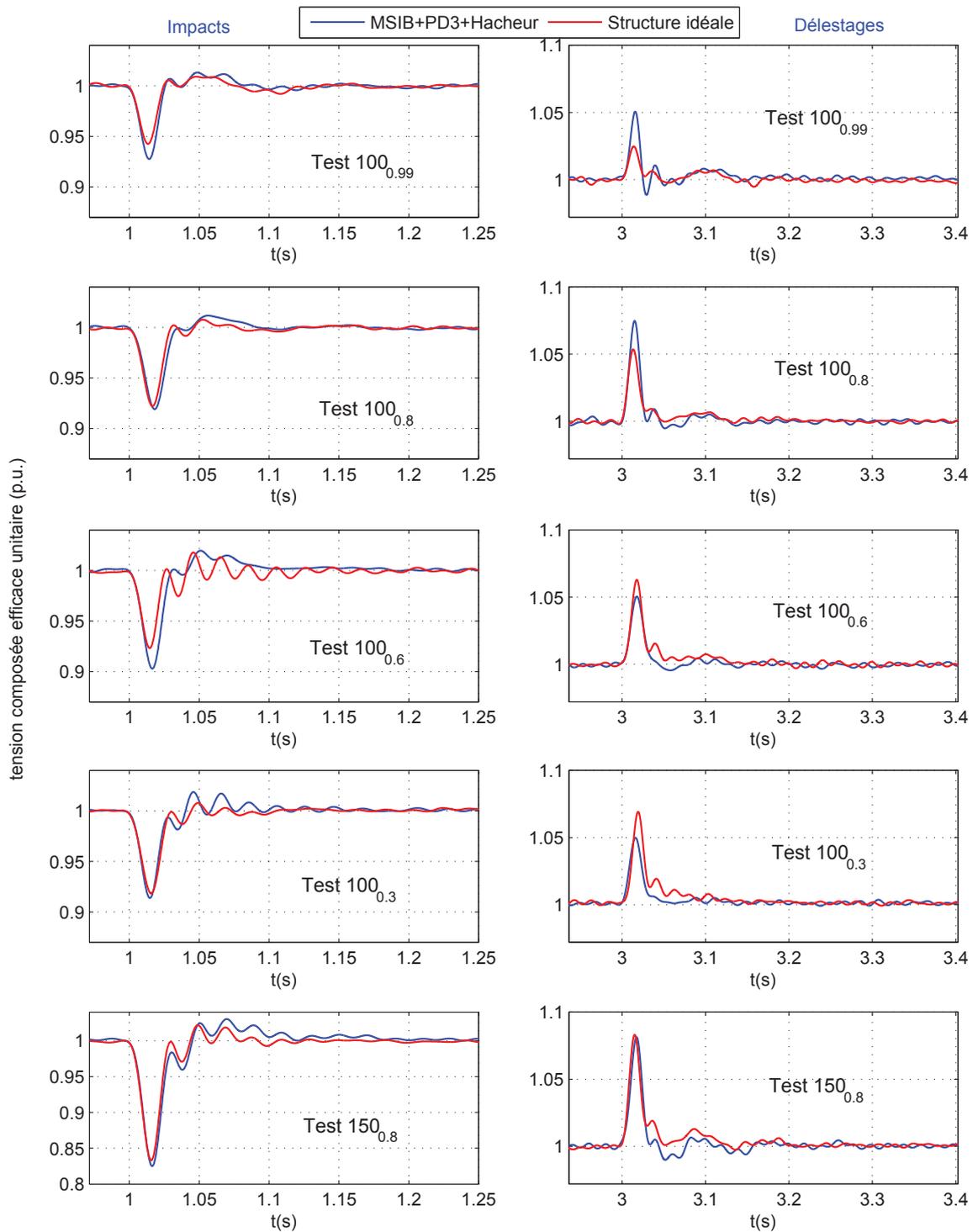


FIGURE 5.17 – Comparaison entre la structure idéale et la structure MSIB avec PD3 à diodes et hacheur double quadrants, linéarisation par compensation, régulateur SISO H_∞ .

5.4.2 Comparaison entre les trois méthodes de linéarisation

Dans le chapitre précédent, trois méthodes de linéarisation ont été montrées :

- linéarisation avec compensation notée (LCom) ;
- linéarisation avec i_{exc} constant notée (Llct) ;
- linéarisation avec une tension redressée constante notée (LVct).

La figure 5.18 montre la tension composée efficace unitaire (p.u.) en utilisant les trois méthodes de linéarisation.

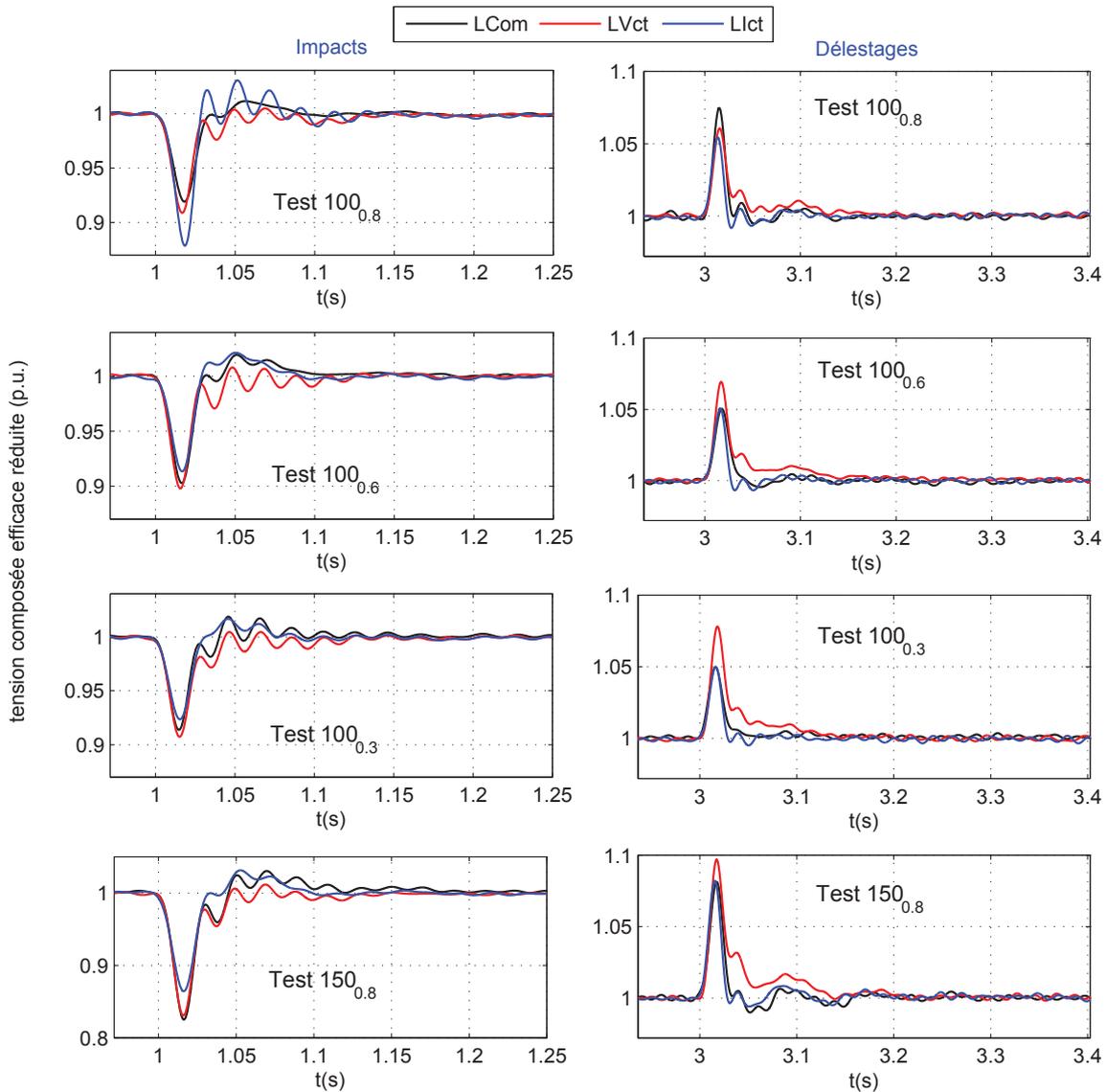


FIGURE 5.18 – Comparaison entre les trois méthodes de linéarisation, structure MSIB avec PD3 à diodes et hacheur double quadrants, régulateur SISO H_{∞} .

D'après la figure 5.18, la méthode de linéarisation avec compensation donne de meilleures performances. Les deux autres méthodes montrent aussi un bon comportement durant le

régime transitoire. Le tableau 5.2 montre une comparaison quantitative entre les trois méthodes et la structure d'excitation idéale. On note que le temps de réponse est mesuré à 0.5% de la valeur de la consigne.

Structure-Test	impact		délestage	
	Δt_i	ΔU_i	Δt_d	ΔU_d
Excitation idéale. Test 100₁	70	5.7	115	2.5
LVct. Test 100 ₁	95	6	75	6
LIct. Test 100 ₁	66	5	72	6
LCom. Test 100 ₁	75	7.2	70	5.1
Excitation idéale. Test 100_{0.8}	56	8	40	5.3
LVct. Test 100 _{0.8}	75	9	103	6
LIct. Test 100 _{0.8}	105	12.3	45	5.4
LCom. Test 100 _{0.8}	56	8	53	7.5
Excitation idéale. Test 100_{0.6}	85	7.7	48	6.3
LVct. Test 100 _{0.6}	100	10	70	7
LIct. Test 100 _{0.6}	72	8.6	52	5
LCom. Test 100 _{0.6}	77	9.7	40	5
Excitation idéale. Test 100_{0.3}	50	8.2	70	7
LVct. Test 100 _{0.3}	98	9.3	95	7.8
LIct. Test 100 _{0.3}	72	7.6	30	5
LCom. Test 100 _{0.3}	98	9.3	30	5
Excitation idéale. Test 150_{0.8}	90	16.7	100	8.3
LVct. Test 150 _{0.8}	90	17	110	9.7
LIct. Test 150 _{0.8}	87	14	124	8
LCom. Test 150 _{0.8}	112	17.5	110	8

TABLE 5.2 – Etude quantitative des résultats obtenus (hacheur double quadrants).

Le hacheur qui alimente la roue polaire peut fonctionner en simple ou double quadrants. L'intérêt d'un hacheur simple quadrant est l'utilisation d'un seul interrupteur (IGBT par exemple) au lieu de deux. Par contre, la tension de la roue polaire est toujours positive. Cet effet influence le dépassement de la tension durant le délestage. La figure 5.19 montre la réponse du système en utilisant les trois méthodes de linéarisation et en utilisant un hacheur à simple quadrant. D'après cette figure, on remarque une augmentation du dépassement de la tension durant le délestage. Comme le cas du hacheur double quadrants, les 3 méthodes de linéarisation donnent des résultats similaires.

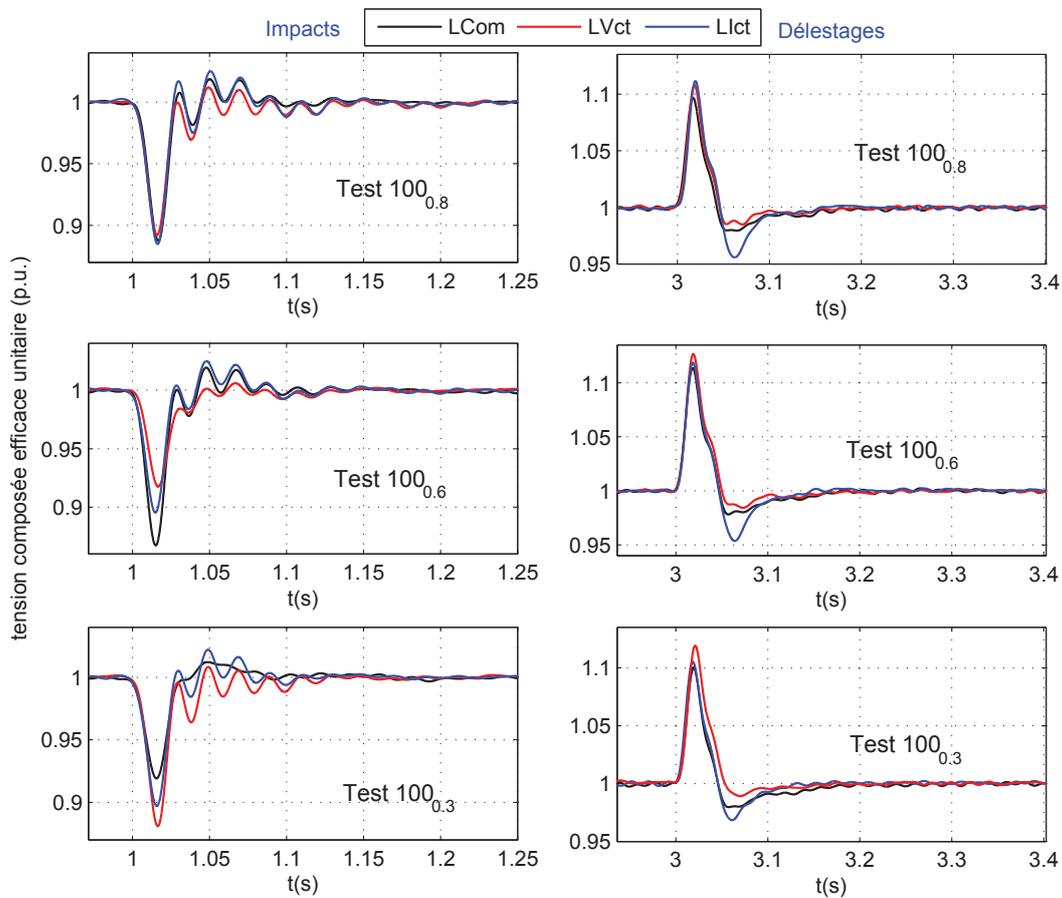


FIGURE 5.19 – Réponse de la structure proposée en utilisant les trois méthodes de linéarisation (hacheur simple quadrant, structure MSIB avec PD3 à diodes et hacheur, régulateur SISO H_∞).

Le tableau 5.3 montre une comparaison quantitative entre les trois méthodes et aussi en présentant la réponse de la structure à excitation idéale avec un hacheur simple quadrant.

Structure-Test	impact		délestage	
	Δt_i	ΔU_i	Δt_d	ΔU_d
Excitation idéale. Test 100_{0,8}	60	8.5	84	10.2
LVct. Test 100 _{0,8}	110	10.8	80	10.8
LIct. Test 100 _{0,8}	120	11.5	100	11.2
LCom. Test 100 _{0,8}	75	11.2	90	9.7
Excitation idéale. Test 100_{0,6}	85	9.6	80	12
LVct. Test 100 _{0,6}	71	9	88	12.7
LIct. Test 100 _{0,6}	85	10.5	105	12
LCom. Test 100 _{0,6}	71	13.2	115	11.4
Excitation idéale. Test 100_{0,3}	40	8	50	10
LVct. Test 100 _{0,3}	103	12	74	12
LIct. Test 100 _{0,3}	75	10.3	90	10.5
LCom. Test 100 _{0,3}	70	8.1	92	10
Excitation idéale. Test 150_{0,8}	80	12	150	14.4
LVct. Test 150 _{0,8}	124	15.7	150	17.8
LIct. Test 150 _{0,8}	87	13	145	18
LCom. Test 150 _{0,8}	102	13.1	166	16.7

TABLE 5.3 – Etude quantitative des résultats obtenus (hacheur simple quadrant).

5.5 Comparaison qualitative et quantitative entre les différents systèmes d'excitation

La structure (MSIB+PD3 à thyristors) donne des résultats très proches de ceux obtenus par la structure (MSAP+PD3 à thyristors). L'utilisation de la MSAP permet de diminuer le dimensionnement de la machine excitatrice à cause de la faible réaction d'induit de la MSAP. En plus, la MSAP représente une source autonome sans source d'excitation extérieure. Par la suite, il n'est représenté que les résultats de la MSIB avec PD3 à thyristors. Dans les figures suivantes on présente la réponse du :

- système d'excitation industriel composé de la structure d'excitation à base d'un pont PD3 à diodes avec le régulateur analogique R250. Ce système d'excitation est noté *Ind-R250* ;
- système composé de la structure industrielle avec le régulateur H_∞ . Ce système est noté *Ind-Hinf* ;
- système d'excitation à base du PD3 à diodes et le hacheur avec le régulateur H_∞ . Ce système est noté *Hach-Hinf* ;
- système composé de la MSIB et du PD3 à thyristors avec le régulateur H_∞ . Ce système est noté *Thyr-Hinf*.

Les figures suivantes (figures 5.20, 5.21, 5.22, 5.23, 5.24) montrent les réponses des quatre structures durant l'impact et le délestage des charges (R,L) et durant le démarrage de la machine asynchrone. Les courbes bleues montrent les réponses de la structure industrielle avec le régulateur R250 ; les noirs font référence à la structure industrielle avec le régulateur

H_∞ ; les réponses de la structure avec hacheur double quadrants sont montrés par les courbes rouges ; les courbes vertes font référence à la structure composée de la MSIB et le PD3 à thyristors.

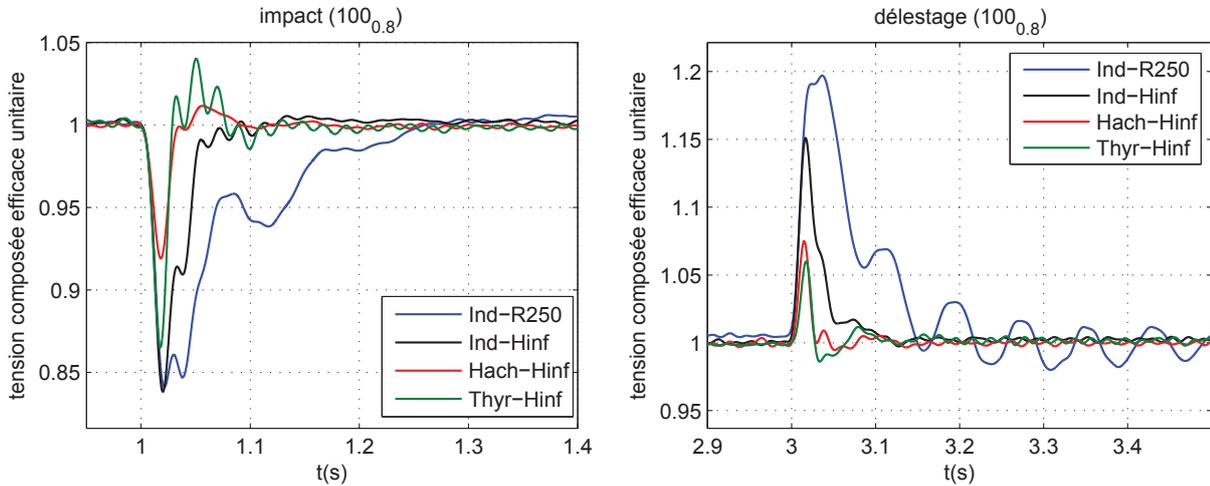


FIGURE 5.20 – Impact et délestage de la charge nominale $100_{0.8}$.

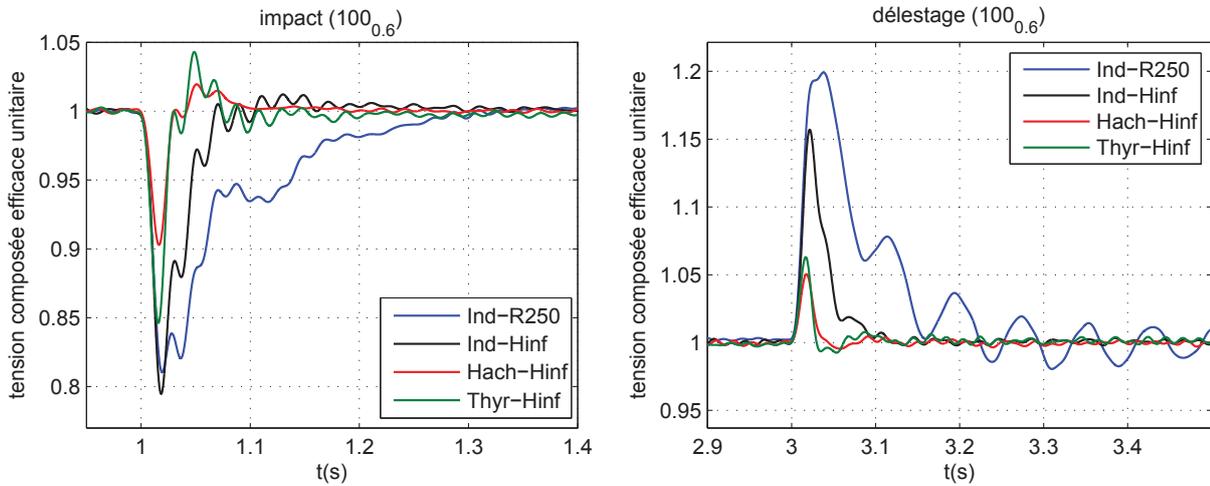
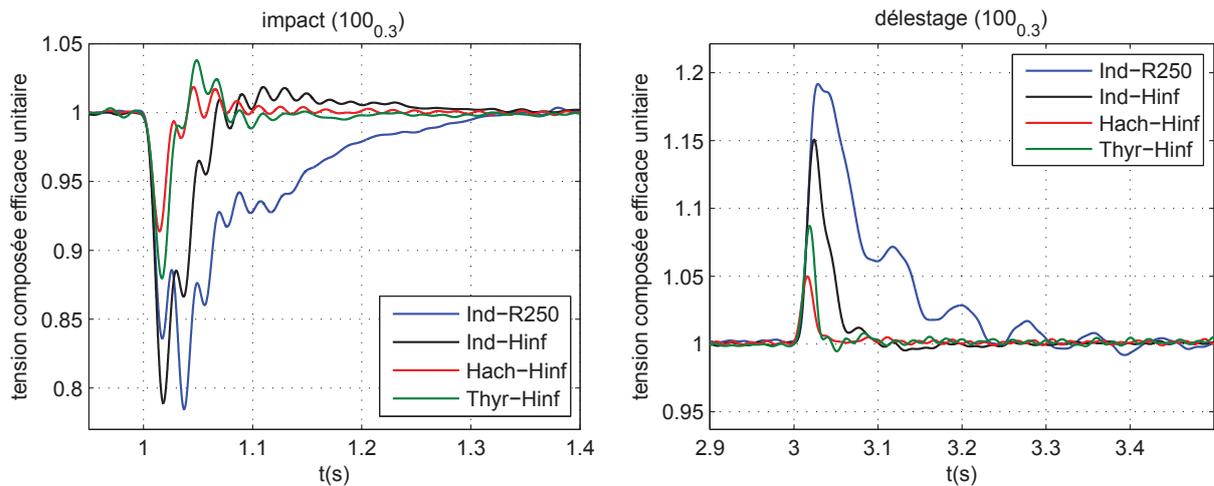
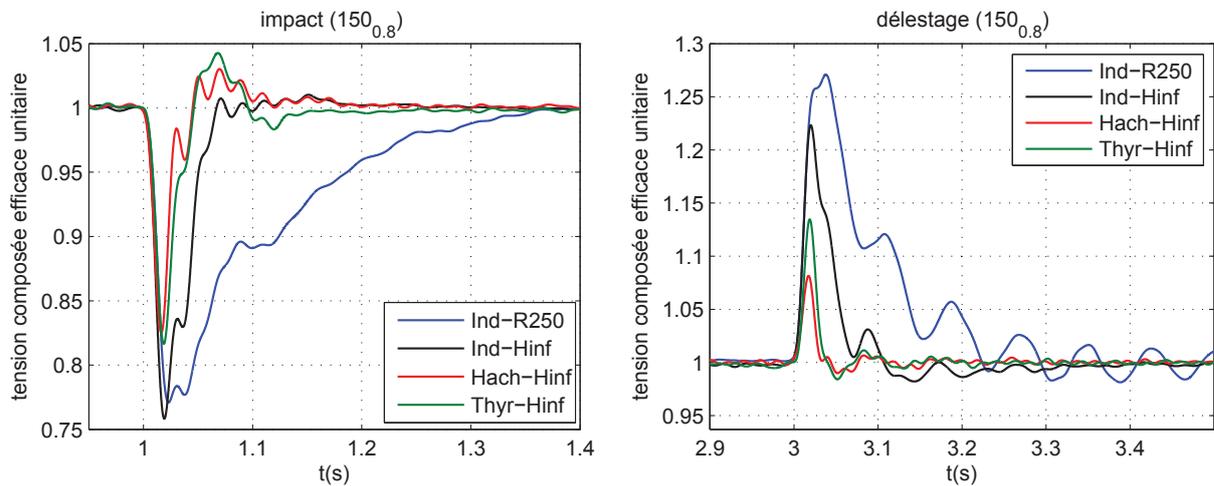


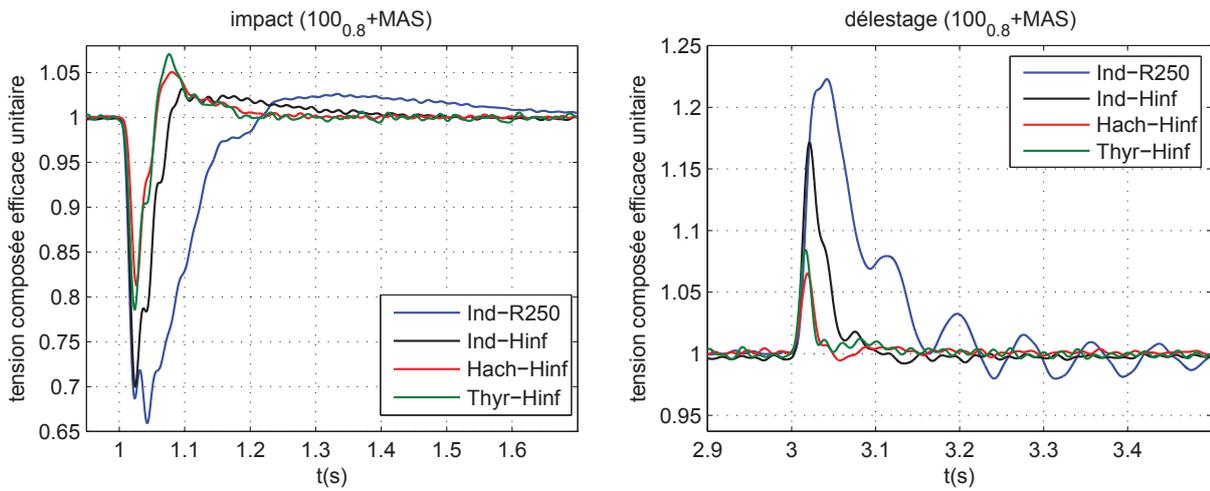
FIGURE 5.21 – Impact et délestage de la charge $100_{0.6}$.

En comparant les réponses de la structure industrielle équipée par le régulateur R250 avec ceux de la structure industrielle équipée par le régulateur H_∞ , on remarque que le régulateur H_∞ apporte une amélioration importante dans le temps de réponse (durant l'impact et le délestage). A propos de la chute de tension, les deux systèmes ont presque les mêmes chutes. Par contre, durant le délestage, on assiste à une diminution du dépassement de la tension avec le système (*Ind-Hinf*). Cette diminution est essentiellement liée à la possibilité de l'alimentation de l'inducteur de la MSIB de délivrer de tensions négatives (pour le cas *Ind-Hinf*) contrairement qu'avec le système d'excitation de Leroy Somer (*Ind-R250*) qui ne peut pas délivrer une tension négative.

FIGURE 5.22 – Impact et délestage de la charge $100_{0,3}$.FIGURE 5.23 – Impact et délestage de la charge $150_{0,8}$.

Avec la structure composée de la MSIB et le pont à thyristors, la roue polaire est directement commandée et il est donc possible d'alimenter la roue polaire par une tension négative. Pour cela, on assiste à une diminution remarquable du dépassement de la tension durant le délestage. Lors des impacts, par rapport à la structure industrielle, la chute de tension est un peu plus diminuée. On note qu'en utilisant cette structure et durant l'impact des grandes charges (le démarrage d'une machine asynchrone puissante par exemple), la déformation de la forme d'onde de la tension d'induit de la MSIB (à cause du phénomène d'empiètement) peut influencer le fonctionnement du circuit de génération des impulsions des thyristors (TCA785). Cet effet est dû à l'utilisation de la tension la MSIB comme signal de synchronisation pour le circuit (TCA785).

D'après les différents tests, le système d'excitation (*Hach+Hinf*) donne les meilleurs résultats. Durant l'impact et le délestage, on assiste à une minimisation du temps de réponse, de la chute et du dépassement de la tension. Durant le démarrage de la machine


 FIGURE 5.24 – Démarrage et arrêt de la MAS $100_{0.8} + MAS$.

asynchrone, le système rejette rapidement cette perturbation avec une chute de tension et un temps de réponse minimaux. Le tableau 5.4 montre quantitativement les performances

Système-Test	impact		délestage	
	Δt_i	ΔU_i	Δt_d	ΔU_d
Hach-Hinf. Test $100_{0.8}$	56	8	53	7.5
Thyr-Hinf. Test $100_{0.8}$	100	13.5	66	6
Ind-Hinf. Test $100_{0.8}$	100	16	95	15
Ind-R250. Test $100_{0.8}$	250	16	500	19.5
Hach-Hinf. Test $100_{0.6}$	77	9.7	40	5
Thyr-Hinf. Test $100_{0.6}$	110	15.5	60	6.5
Ind-Hinf. Test $100_{0.6}$	150	20	85	15.5
Ind-R250. Test $100_{0.6}$	270	19	550	20
Hach-Hinf. Test $100_{0.3}$	85	8.6	30	5
Thyr-Hinf. Test $100_{0.3}$	85	12	55	8.5
Ind-Hinf. Test $100_{0.3}$	180	21	85	15
Ind-R250. Test $100_{0.3}$	285	21.5	400	19
Hach-Hinf. Test $150_{0.8}$	115	17.5	110	8
Thyr-Hinf. Test $150_{0.8}$	125	18.5	105	13.5
Ind-Hinf. Test $150_{0.8}$	180	24	205	22
Ind-R250. Test $150_{0.8}$	330	23.5	600	27
Hach-Hinf. Test $100_{0.8}+MAS$	181	18.7	45	7
Thyr-Hinf. Test $100_{0.8}+MAS$	180	24	90	8.5
Ind-Hinf. Test $100_{0.8}+MAS$	300	30	95	17
Ind-R250. Test $100_{0.8}+MAS$	580	34	550	20

TABLE 5.4 – Comparaison quantitative entre les différents systèmes d'excitation.

de chaque système. Le système d'excitation avec hacheur (*Hach+Hinf*) donne le temps de réponse minimal. Durant l'impact de la charge $100_{0,8}$, le temps de réponse du système d'excitation industrielle est 2.5 fois plus grand que celui de la structure industrielle équipée par le régulateur H_∞ . Durant le délestage de la charge nominale, on assiste à une diminution remarquable du temps de réponse et du dépassement avec les nouvelles structures. Par exemple, avec le système d'excitation industriel, le dépassement est 2.6 fois plus grand que celui du système (*Hach+Hinf*).

Les figures (5.25, 5.26, 5.27, 5.28) présentent graphiquement la comparaison entre les différents systèmes d'excitation. Il est aussi exposé la réponse de la structure à excitation idéale (*Struct-idéale*). D'après ces figures, on peut noter l'avantage de la régulation H_∞ (*Ind-Hinf*) dans la diminution du temps de réponse et du dépassement de tension ; les avantages des structures d'excitation directe (commande directe de la roue polaire) se manifeste par la réduction du temps de réponse durant l'impact et le délestage et aussi la diminution de la chute et du dépassement de la tension.

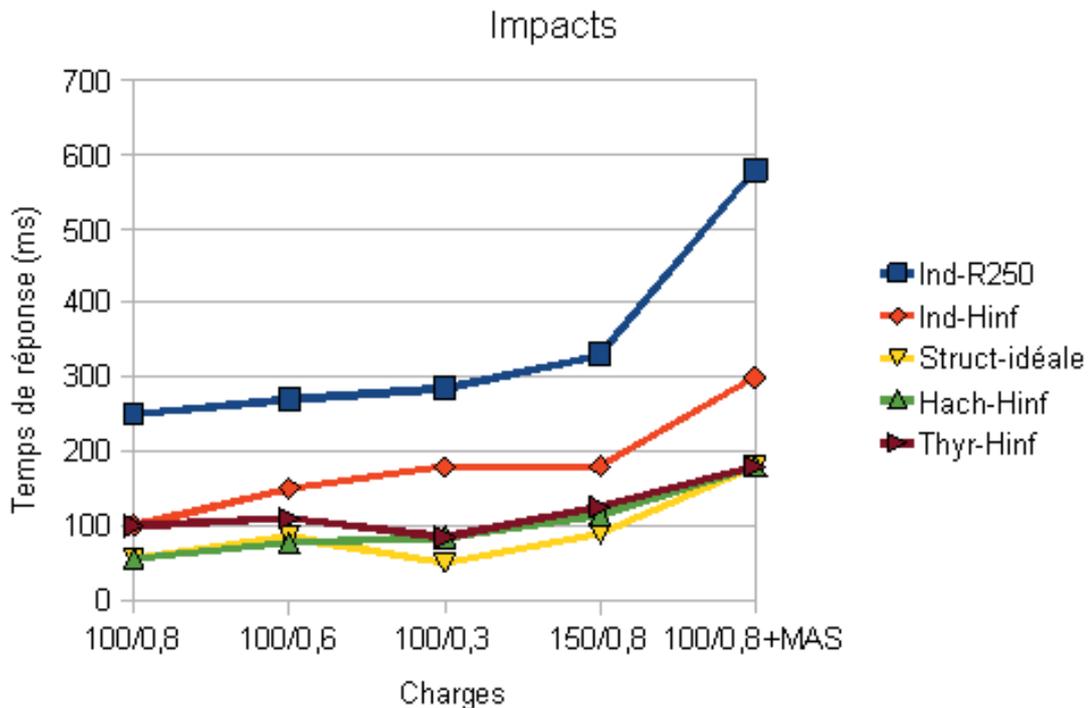


FIGURE 5.25 – Temps de réponse durant l'impact.

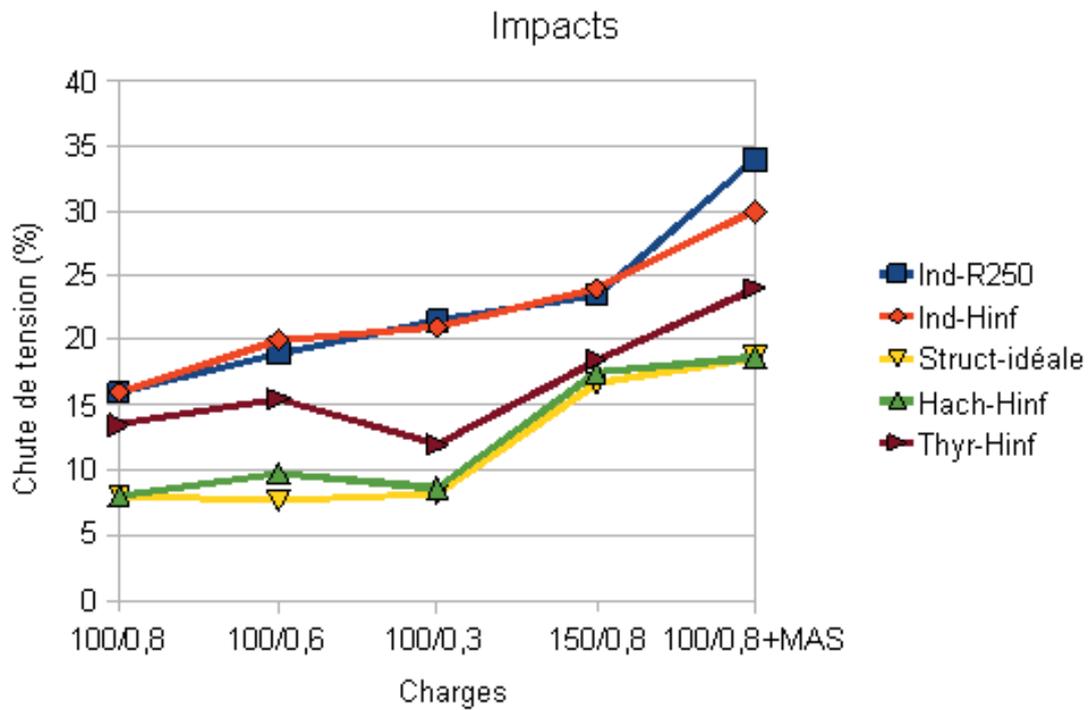


FIGURE 5.26 – Chute de tension durant l'impact.

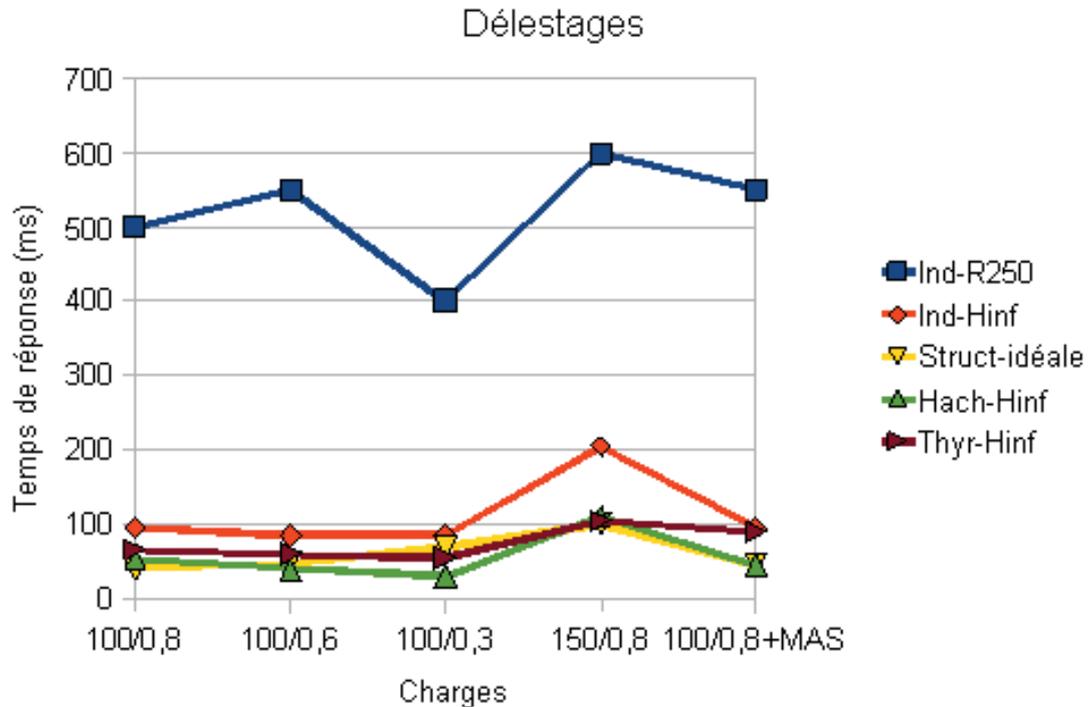


FIGURE 5.27 – Dépassement de tension durant le délestage.

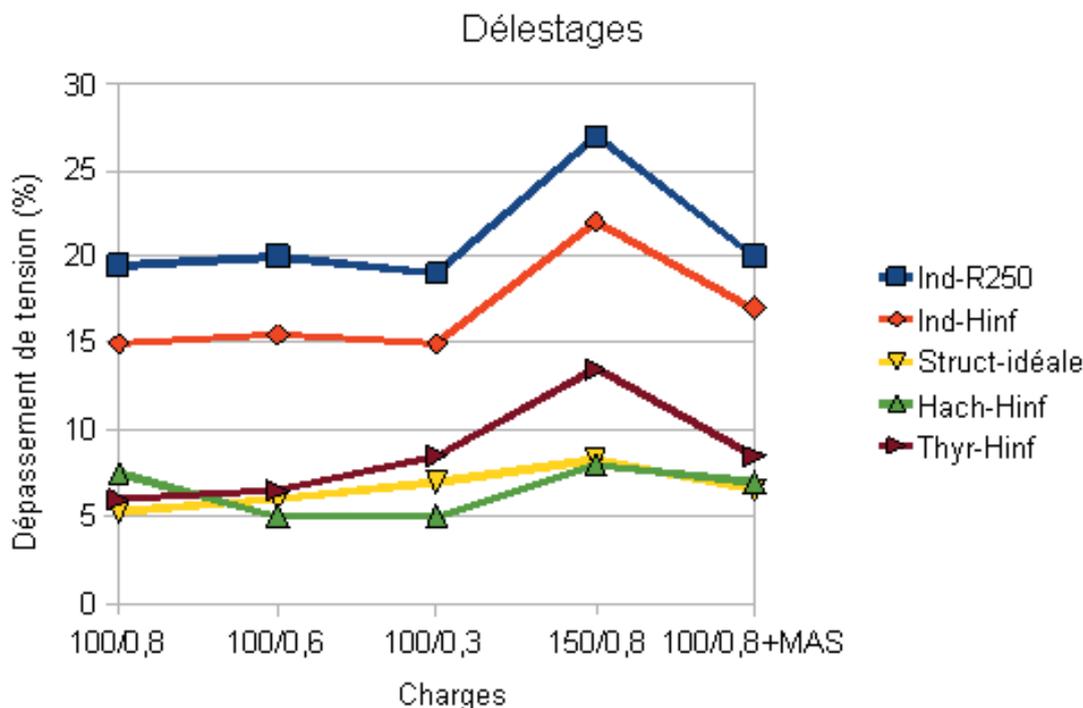


FIGURE 5.28 – Temps de réponse durant le délestage.

5.6 Régulation SISO, MISO, charge interne, charge externe

Dans le chapitre 3, on a montré deux méthodes pour la modélisation de la GP : le modèle à charge interne et le modèle à charge externe. Dans la modélisation avec charge interne, la GP est supposée connectée à une charge fixe. Dans la modélisation avec charge externe, une capacité triphasée est ajoutée à la sortie du modèle de la GP ; cette solution permet de prendre en compte la variation de la charge réelle de la GP dans la synthèse du régulateur. Pour la linéarisation de la loi de commande, on a montré deux méthodes . La première méthode permet d'obtenir un régulateur monovariante (SISO). Avec la deuxième méthode, on obtient un régulateur multivariable (MISO). Pour cela, on peut synthétiser 4 régulateurs :

- régulateur SISO à charge interne
- régulateur SISO à charge externe
- régulateur MISO à charge interne
- régulateur MISO à charge externe

5.6.1 Résultats comparatifs

Pour chaque structure, on a synthétisé et testé les régulations SISO et MISO. La modélisation avec charge interne permet de faciliter la synthèse du régulateur mais les charges réelles sont variables et inconnues. La figure 5.29 montre les réponses de chaque régula-

teur à l'impact et le délestage de la charge nominale en utilisant la structure d'excitation industrielle. La première ligne de la figure fait référence à la régulation SISO. La deuxième ligne fait référence à la régulation MISO. Les courbes bleues font référence à la régulation en tenant compte d'une charge interne. Les résultats de la régulation avec charge externe sont montrés par les courbes rouges. La régulation avec charge externe donne des

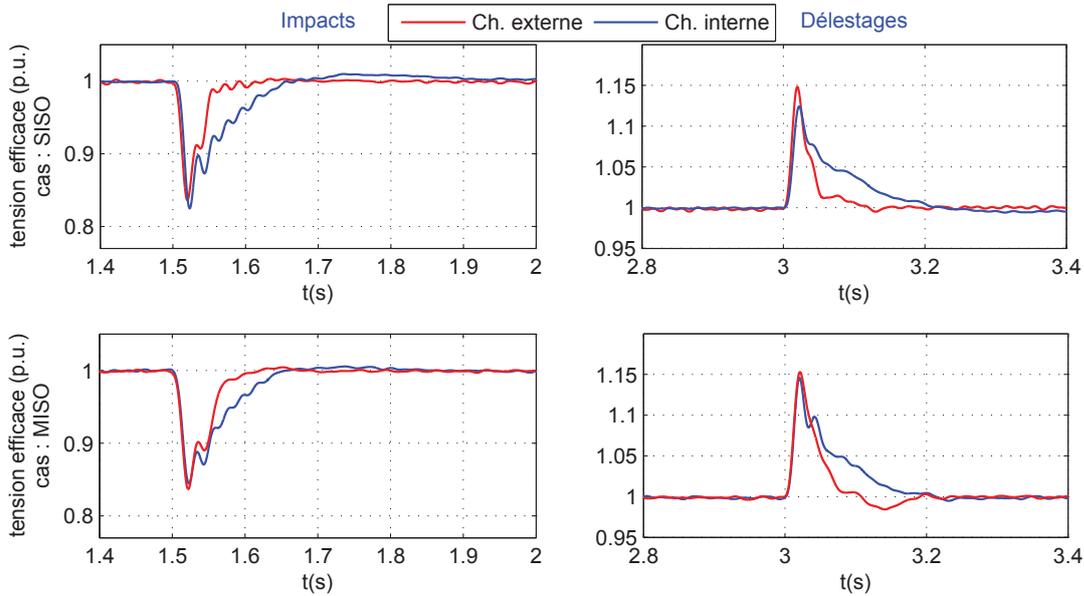


FIGURE 5.29 – Régulation SISO/MISO à charge interne/externe, structure industrielle, charge $100_{0.8}$.

réponses plus rapides. La chute et le dépassement de tensions sont presque les mêmes avec les quatre stratégies de contrôle. En plus, on remarque que le régulateur SISO donne des bons résultats. On note que le régulateur MISO nécessite la mesure ou l'estimation de la position rotorique contrairement au régulateur SISO qui en n'a pas besoin.

5.6.2 Influence de la valeur de C

A propos de la régulation à charge externe, on a utilisé (lors de la modélisation) une capacité triphasée afin d'exprimer le courant de la charge comme une entrée exogène. La valeur de la capacité est choisie de façon qu'elle n'influence pas le comportement en boucle fermée. Afin de voir l'influence de la valeur de la capacité sur le régulateur, la figure 5.30 montre le diagramme de Bode du correcteur synthétisé (SISO) pour différentes valeurs de la capacité ($C = 1 \mu F$, $C = 0.6 \mu F$, $C = 0.2 \mu F$). D'après cette figure, on remarque les trois courbes sont presque confondues pour les fréquences inférieures à 1000 rad/sec. La divergence entre les trois courbes commence à partir de cette fréquence. En effet, lorsque la fréquence augmente, l'impédance de la capacité diminue ce qui influence le comportement du système. D'après la simulation et l'expérimentation, les trois régulateurs donnent les mêmes réponses durant l'impact et le délestage.

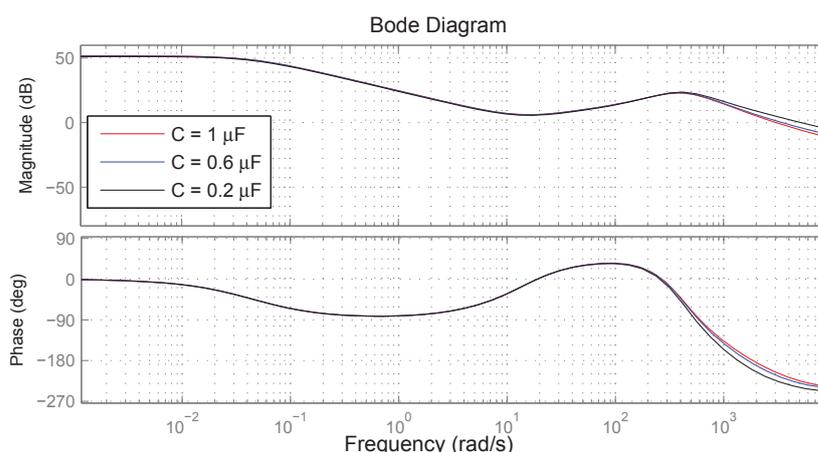


FIGURE 5.30 – Influence de la valeur de la capacité sur le régulateur synthétisé.

5.6.3 Influence de la puissance et du FP de la charge interne

A propos de la régulation avec charge interne, la charge utilisée durant la modélisation a une influence sur le régulateur synthétisé. La figure 5.31 montre le diagramme de Bode du correcteur synthétisé (SISO) en utilisant une charge interne qui consomme la puissance apparente nominale de la GP avec différents facteurs de puissance (FP=0.8, FP=0.6, FP=0.3).

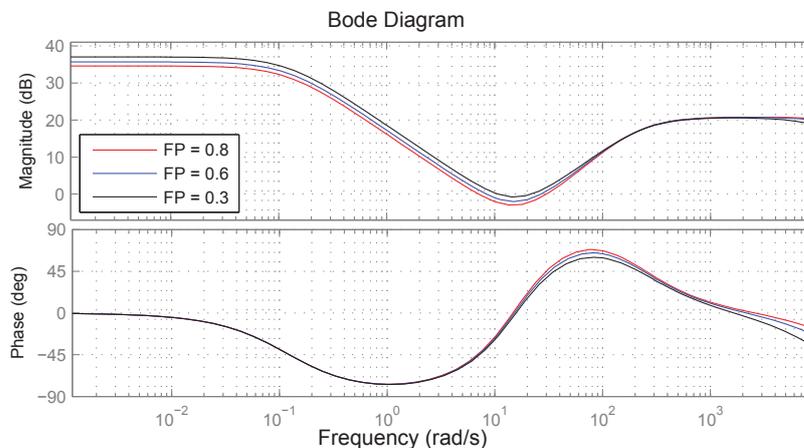


FIGURE 5.31 – Influence du facteur de puissance de la charge interne.

La figure 5.32 montre le diagramme de Bode de deux correcteurs, le premier est obtenu en utilisant une charge interne qui consomme la puissance apparente nominale de la GP (S=11.2kVA) avec un facteur de puissance de 0.8 ; l'autre correcteur est synthétisé en utilisant une charge qui consomme 50% de la puissance apparente nominale de la GP avec un facteur de puissance de 0.8

D'après ces deux figures (figure 5.31 et figure 5.32) on remarque que la charge interne influence les caractéristiques du régulateur pour les basses et hautes fréquences. Généralement, la charge de la GP est variable, linéaire ou non-linéaire. Pour cela, la stratégie de

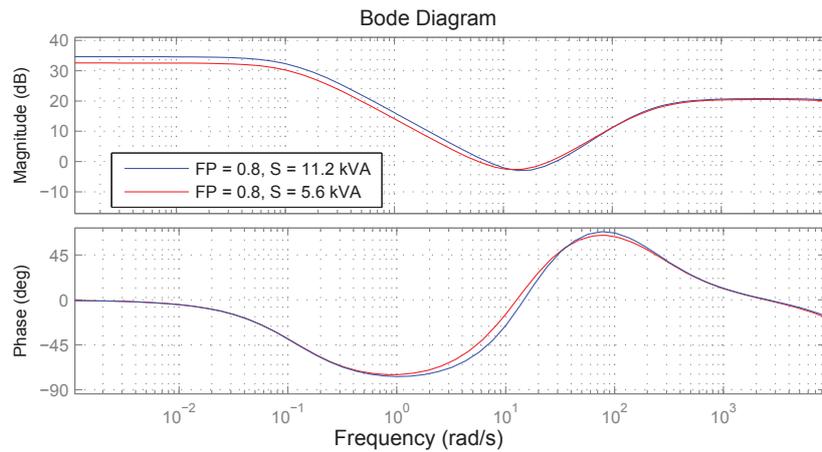


FIGURE 5.32 – Influence de la puissance apparente de la charge interne.

modélisation à charge interne ne permet pas de garantir la stabilité et les performances du système. Néanmoins, en utilisant les techniques de commande robuste, il serait possible d'améliorer la garantie de stabilité du système en tenant compte des incertitudes sur la charge interne choisie.

5.7 Conclusion

Après l'étude théorique et la simulation présentées dans les chapitres précédents, ce chapitre a été consacré à la présentation et l'analyse des résultats expérimentaux.

Au début, en comparant la structure industrielle associée avec le régulateur R250 et la même structure combinée avec le régulateur H_∞ . On a montré que la stratégie de commande a une influence très importante sur les performances de la régulation de tension.

Outre l'apport du régulateur H_∞ , ce chapitre a aussi montré l'apport des structures d'excitation « directe » où la roue polaire est directement commandée à travers un pont PD3 à thyristors ou un pont PD3 à diodes suivi par un hacheur. Cette dernière structure donne les meilleurs résultats en termes de chute/dépassement de la tension et temps de réponse.

Conclusion générale et perspectives

Nous avons présenté dans cette thèse une contribution sur la connaissance et l'amélioration des systèmes d'excitation des générateurs synchrones autonomes. Le but était d'obtenir de meilleures performances en termes de stabilité, chute/dépassement de tension et temps de réponse. Pour cela, nous nous étions fixés trois objectifs principaux :

- le premier était l'étude du système d'excitation industriel et l'analyse de ses inconvénients et de ses avantages ;
- le deuxième était l'étude de nouvelles structures d'excitation en vue d'améliorer la dynamique du courant d'excitation ;
- le troisième était le développement et l'application de nouvelles lois de commande basées sur la synthèse H_∞ . Le but était de remplacer le régulateur analogique industriel par un régulateur numérique plus sophistiqué qui assure la stabilité du système avec une bonne poursuite et un bon rejet des perturbations liées aux variations de charge.

Dans un premier temps, une méthodologie détaillée de la modélisation avec son identification paramétrique associée a été développée pour simuler la génératrice principale. Un simulateur a été réalisé sous Matlab de façon qu'il permette de simuler le comportement le plus réaliste possible de la machine durant les impacts et les délestages de charge. Les résultats du simulateur sont très proches des résultats expérimentaux.

Dans le but de synthétiser un régulateur H_∞ , plusieurs modèles d'état de la GP ont été développés. En utilisant le modèle à charge externe, le régulateur synthétisé par la commande H_∞ prend la variation de la charge comme une perturbation à rejeter, ce qui garantit la stabilité du système durant les variations de la charge, contrairement au modèle à charge interne. Pour toutes les structures d'excitation industrielle et nouvelles, les régulateurs ont été synthétisés en considérant la structure de commande monovariante ou multivariante vis-à-vis de la tension de la GP dans le repère de Park. Il a été montré que la commande SISO qui ne prend en compte que la tension U_{eff} donne des résultats proches de la commande MISO (avec v_{dp} et v_{qp}) sans avoir l'inconvénient de connaître la position du rotor. Les résultats, avec la structure industrielle, ont montré que la stratégie de commande a une influence très importante sur les performances de la régulation de tension de la GP tant a été importante la différence entre le régulateur industriel et le régulateur H_∞ .

Les nouvelles structures étudiées sont les suivantes :

- une machine synchrone bobinée suivie d'un pont de diodes et d'un hacheur 1 quadrant et 2 quadrants ;
- une machine synchrone à aimants suivie d'un pont à thyristors ;

- une machine synchrone bobinée suivie d'un pont à thyristors.

Pour ces trois nouvelles structures d'excitation, le fait d'appliquer la commande sur le convertisseur qui alimente la roue polaire a apporté à la l'asservissement de la tension de la GP un bon rejet de perturbations et un bon suivi de consigne, qui se traduit par une diminution de la chute/du dépassement de la tension et du temps de réponse de façon significative par rapport à la structure industrielle (avec la commande H_∞). L'alimentation de la roue polaire avec des tensions positives et négatives (hacheur 2Q) a permis de diminuer de façon très importante la surtension qui apparaît sur la GP au moment du délestage de la charge. La structure avec le hacheur 2 quadrants a donné les meilleurs résultats. Toutes les structures étudiées ont été validées par simulation et par expérimentation avec des résultats proches, ce qui montre les qualités des méthodes de linéarisation proposées et du simulateur développé.

Les perspectives sont nombreuses. Pour chaque structure d'excitation, il faudrait faire une étude d'optimisation du dimensionnement de la machine excitatrice et aussi sûrement adapter principalement le dimensionnement des amortisseurs de la GP avec ces nouveaux systèmes d'excitation à haute dynamique que les amortisseurs limitent leurs influences. Dans le cas d'une excitation *brushless*, les structures d'excitation proposées nécessitent un moyen pour commander les interrupteurs tournants (thyristors ou IGBT). Pour cela, il reste à développer un système de transmission de commande qui assure la rapidité et la robustesse du signal transmis en toutes circonstances. Industriellement, il reste à prouver l'apport commerciale de ses nouvelles solutions qui nécessitent un investissement dans des micro-contrôleurs plus performants.

Annexe A

Modèle de simulation de la GP

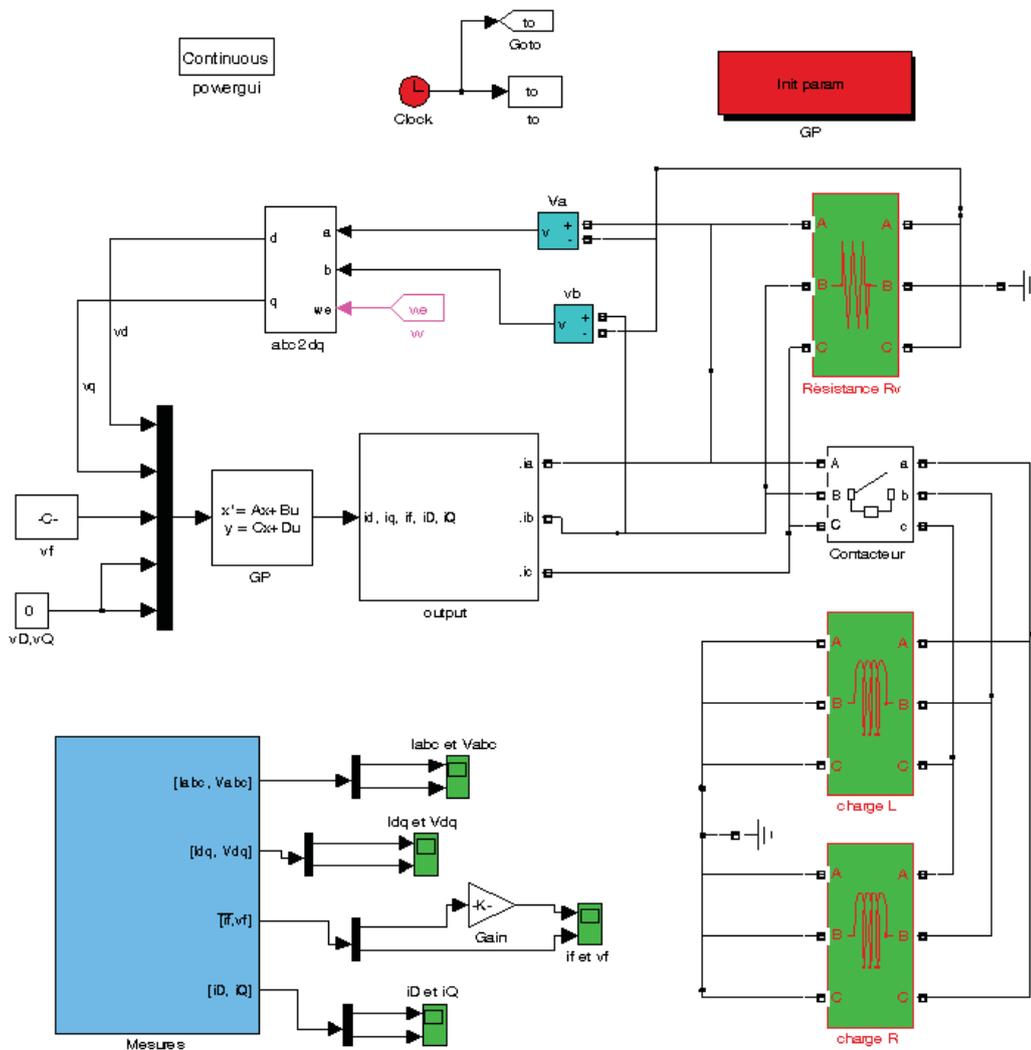


FIGURE A.1 – Schéma Simulink du modèle de la GP.

Annexe B

Modèle non-linéaire du système total

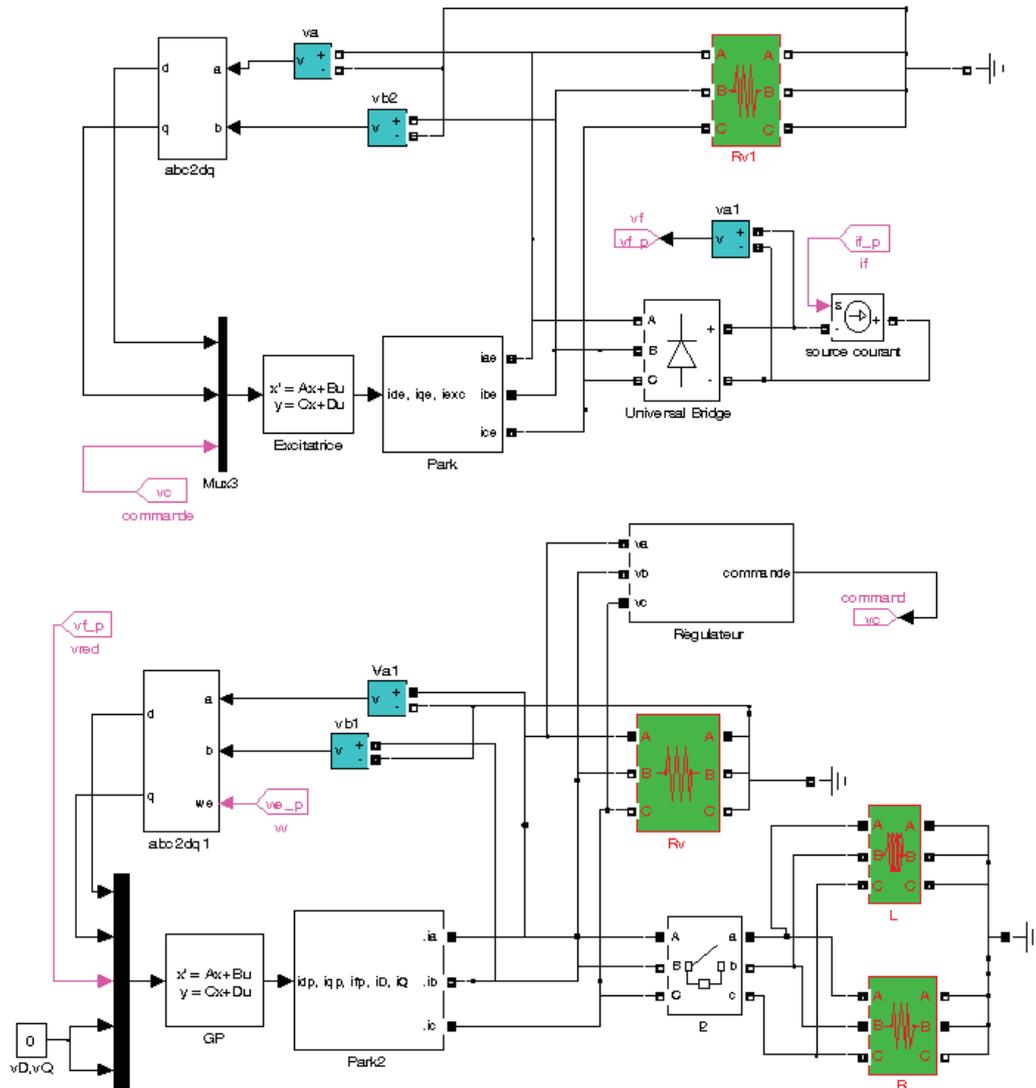


FIGURE B.1 – Schéma Simulink du modèle non-linéaire du système total.

Annexe C

Détermination des paramètres de la GP (code Matlab)

```
clc ; clear all ;
p=2 ; we=p*1500*pi/30 ; kD=30 ; kQ=40 ; ks=0.305 ; Rs=0.70737 ; Rf=2.06315 ;
Xd=19.98 ; Xdp=1.82 ; Xds=0.91 ; Xq=12.32 ; Xqs=1.26 ; Tdop=0.337 ; Tdp=0.025 ;
Tds=2.5e-3 ; Tdos=(Xdp/Xds)*Tds ; Tqs=2.5e-3 ;

Rf=Rf*ks*ks ;
xad=sqrt(Tdop*Rf*we*(Xd-Xdp)) ;
xsigfd=Tdop*Rf*we-xad ;
xsigsd=Xd-xad ;
xsigD=((Xds-xsigsd)*xsigfd)/(xsigfd+xsigsd-Xds) ;
RD=(1/(Tdos*we))*(xsigD+(xsigfd*xad)/(xsigfd+xad)) ;
RQ=1.7*RD*1.2 ;
Tqos=Xq/Xqs*Tqs ;
xaq=sqrt(Xq*RQ*we*(Tqos-Tqs)) ;
xsigsq=Xq-xaq ;
xsigQ=Tqos*RQ*we-xaq ;
xsigD=0 ;

xd=xad+xsigsd ;
xsD=xad/kD ;
xsf=xad/ks ;
xq=xaq+xsigsq ;
xsQ=xaq/kQ ;
xf=xad/(ks*ks)+xsigfd/(ks*ks) ;
xfD=xad/(ks*kD) ;
xD=xsigD/(kD*kD)+xad/(kD*kD) ;
xQ=xsigQ/(kQ*kQ)+xaq/(kQ*kQ) ;

RD=RD/(kD*kD) ;
RQ=RQ/(kQ*kQ) ;
```

$R_f = R_f / (k_s * k_s);$
 $L_d = x_d / w_e;$
 $L_q = x_q / w_e;$
 $M_{sD} = x_{sD} / w_e;$
 $M_{sf} = x_{sf} / w_e;$
 $M_{sQ} = x_{sQ} / w_e;$
 $L_f = x_f / w_e;$
 $M_{fD} = x_{fD} / w_e;$
 $L_D = x_D / w_e;$
 $L_Q = x_Q / w_e;$

Pôles	R_s	R_f	L_f	L_d	M_{sf}	L_q
4	0.71 Ω	2.06 Ω	695 mH	63.6 mH	200.5 mH	38.6 mH
L_D	L_Q	M_{fD}	M_{sD}	M_{sQ}	R_D	R_Q
0.0685 mH	0.0236 mH	6.7 mH	2 mH	0.9 mH	8.6e - 4 Ω	9.9e - 4 Ω

TABLE C.1 – Paramètres de la machine principale.

Annexe D

Algorithme d'élaboration du correcteur SISO à charge externe

```
R=[Re,0,0,0,0,0,0,0;  
0,0,C*wep, 1, 0, 0, 0, 0;  
0,-C*wep, 0, 0, 1, 0, 0, 0;  
0,-1, 0,-(Rs),Lq*wep,0,0,-wep*MsQ;  
0,0,-1,-Ld*wep,-(Rs),Msf*wep,pp*157*MsD,0;  
-wee*k1*Mse,0,0,0,0,k4*Lde*wee+Rf,0,0;  
0,0,0,0,0,0,RD,0;  
0,0,0,0,0,0,RQ];  
  
Ma=[Le,0,0,0,0,-(k3*ks)*Mse,0,0;  
0,-C,0,0,0,0,0,0;  
0,0,-C,0,0,0,0,0;  
0,0,0,-Ld, 0, Msf, MsD, 0;  
0,0,0,0, -Lq, 0, 0, MsQ;  
0,0,0,-Msf, 0, Lf, MfD, 0;  
0,0,0,-MsD, 0, MfD, LD, 0;  
0,0,0, 0, -MsQ, 0, 0, LQ ];  
  
% Filtres de pondération :  
M=1.6;  
wb=3*9;  
e=0.0001;  
W2=0.1;  
  
R1=[[R,zeros(8,1)];[0,1,1,0,0,0,0,0, e]];  
Ma1=[[Ma, zeros(8,1)]; [0,0,1/(M*wb),0,0,0,0,0, 1/wb]];  
Bp=inv(Ma1);  
Ap=-BB1*R1;
```

```
B2=Bp*[1;0;0;0;0;0;0;0;0];
B11=Bp*[0;1;0;0;0;0;0;0;0];
B12=Bp*[0;0;1;0;0;0;0;0;0];
B13=Bp*[0;0;0;0;0;0;0;0;1];
B1=[B11 B12 B13];
C1=[0 0 0 0 0 0 0 0 1;0 0 0 0 0 0 0 0 0];
D11=zeros(2,3);
D12=[0;W2];
C2=[0, 0, -1, 0,0,0,0,0,0];
D21=[0,0,1];
D22=0;
AA=Ap;
BB=[B1 B2];
CC=[C1;C2];
DD=[D11 D12;D21 D22];
P=ss(AA,BB,CC,DD); % système augmenté

[K, CL, GAM]=hinfosyn(P,1,1,'method','ric'); % K est le correcteur.

[Ac,Bc,Cc,Dc]=ssdata(K); % représentation d'état du correcteur
```

Bibliographie

- [ABFM07] H.B. Ahmed, N. Bernard, G. Feld, and B. Multon. Machines synchrones - fonctionnement en régime permanent. *Technique de l'ingénieur*, D3522, 2007.
- [AC89] F.L. Alvarado and C. Canizares. Synchronous machine parameters from sudden-short tests by back-solving. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 4, no. 2 :pp. 224–236, 1989.
- [AEMF93a] R. Arches, B. Escaut, M. Metz, and H. Foch. Commutateurs de courant à thyristors. *Techniques de l'ingénieur*, D3173, 1993.
- [AEMF93b] R. Arches, B. Escaut, M. Metz, and H. Foch. Fonctionnement avec sources réelles des commutateurs à thyristors. *Techniques de l'ingénieur*, D3174, 1993.
- [AHM97] M.A. Abdel-Halim and C.D. Manning. Modelling a laminated brushless exciter-alternator unit in all modes of operation. *IEE Electric Power Applications*, vol. 138, no. 2 :pp. 87–94, 1997.
- [AMI99] M.A. Arjona, D.C. MacDonald, and M.R. Iravani. Characterising the d-axis machine model of a turbogenerator using finite elements. *IEEE Transaction on Energy Conversion*, vol. 14, no. 3 :pp. 340–346, 1999.
- [Asg94] R. Asgharian. Robust h_∞ power system stabilizer with no adverse effect on shaft torsional modes. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 9, no. 3 :pp. 475–481, 1994.
- [ASK06] D.C. Aliprantis, S.D. Sudhoff, and B.T. Khun. A brushless exciter model incorporating multiple rectifier modes and preisach's hysteresis theory. *IEEE Transaction on Energy Conversion*, vol. 21, no. 1 :pp. 136–147, 2006.
- [AT96] R. Asgharian and S.A. Tavakoli. A systematic approach to performance weights selection in design of robust h_∞ pss using genetic algorithms. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 11, no. 1 :pp. 111–117, 1996.
- [Bac08] O. Bachelier. *Notions de base pour une initiation à la synthèse robuste de correcteurs par approche LMI*. Notes de cours, Université de Poitiers, 2008.
- [BCH53] P.O. Bobo, J.Y. Carleton, and W.F. Horton. A new regulator and excitation system. *AIEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. 72 :pp. 175–183, 1953.
- [Ben07] A.A. Benlatreche. *Contribution à la commande robuste H_∞ de systèmes à grande échelle d'enroulement de bandes flexibles*. Thèse de Doctorat, Université Louis Pasteur - Strasbourg I, 2007.

- [Ben11] F. Bensmaine. *Régulation de la tension d'un alternateur synchrone avec un système d'excitation à double commande*. Rapport d'un stage de recherche à l'école Nationale Supérieure d'Ingénieurs de Poitiers., 2011.
- [Ber02] F. Bernot. Alternateurs synchrones de grande puissance (partie 1). *Technique de l'ingénieur*, D3550, 2002.
- [Bha04] S. Bhat. Bibliography on the fuzzy set theory applications in power systems (1994-2001). *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 19, no. 4 :pp. 2117–2118, 2004.
- [BIP90] J.F. Ballay, M. Ivanes, and M. Poloujadoff. Computer aided analytical study of the transient operation of an exciter - alternator - rectifier set. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 5, no. 4 :pp. 750–760, 1990.
- [BJ64] J.E. Barkle and Jr. *Electrical Transmission and Distribution Reference Book*. Westinghouse Electric Corporation, ISBN : B000AOMQV2, 1964.
- [Blo23] A. Blondel. The two-reaction method for study of oscillatory phenomena in coupled alternators. *Revue Générale de l'Électricité*, vol. 13 :pp. 235–251, pp. 515–531, 1923.
- [BORT68] H.C. Barnes, J.A. Oliver, A.S. Rubenstein, and M. Temoshok. Alternator-rectifier exciter for cardinal plant. *IEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, PAS-87 :pp. 1189–1198, 1968.
- [BTCM10a] A. Barakat, S. Tnani, G. Champenois, and E. Mouni. Analysis of synchronous machine modeling for simulation and industrial applications. *Elsevier, Simulation Modelling Practice and Theory*, vol. 19, no. 9 :pp. 1382–1396, 2010.
- [BTCM10b] A. Barakat, S. Tnani, G. Champenois, and E. Mouni. Search for optimization of synchronous generator exciter machine by analyzing the rectifier commutation angle. In *XIX International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, 2010.
- [BTCM11a] A. Barakat, S. Tnani, G. Champenois, and E. Mouni. Application d'un nouveau système d'excitation pour la régulation de la tension d'un alternateur synchrone. In *Conférence Électrotechnique du Futur, France, Belfort*, 2011.
- [BTCM11b] A. Barakat, S. Tnani, G. Champenois, and E. Mouni. Monovariation and multivariable voltage regulator design for a synchronous generator modeled with fixed and variable loads. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 23, no.3 :pp. 811–821, 2011.
- [BTCM11c] A. Barakat, S. Tnani, G. Champenois, and E. Mouni. A new approach for synchronous generator terminal voltage control-comparison with a standard industrial controller. *Electric Power Systems Research*, vol. 81, no. 7 :pp. 1592–1601, 2011.
- [BTCM11d] A. Barakat, S. Tnani, G. Champenois, and E. Mouni. A siso h_∞ voltage controller associated with a pmg-thyristor excitation structure. In *International Symposium on Industrial Electronics*, June 2011.

-
- [BTCMed] A. Barakat, S. Tnani, G. Champenois, and E. Mouni. Output voltage control of synchronous generator using diode and thyristor excitation structures combined with multivariable h_∞ controllers. *IET Electric Power Applications*, (accepted).
- [BWS96] R.W. Beaven, M.T. Wright, and D.R. Seaward. Weighting function selection in the h_∞ design process. *Control Eng. Practice, Elsevier*, vol. 4, no. 5 :pp. 625–633, 1996.
- [Cal00] M. Calvo. *Synchronous Machines Parameter Estimation Using Artificial Neural Networks*. Ph.D. Dissertation, University of Calgary, Alberta, 2000.
- [Can69] I.M. Canay. Causes of discrepancies on calculation of rotor quantities and exact equivalent diagrams of the synchronous machine. *IEEE Transaction on Power Apparatus and systems*, vol. PAS-88, no. 7 :pp. 1114–1120, 1969.
- [Can83] I.M. Canay. Determination of model parameters of synchronous machines. *IEE Proc.*, vol. 130, no. 2 :pp. 86–94, 1983.
- [Can93] I.M. Canay. Modelling of alternating-current machines having multiple rotor circuits. *IEEE Transaction on Energy Conversion*, vol. 8, no. 2 :pp. 280–296, 1993.
- [CAS01] S.T. Clausen, P. Andersen, and J. Stoustrup. *Course in robust and optimal control*. Aalborg University, Denmark, 2001.
- [CCAR99] D.R. Chouiter, G. Clerc, P. Auriol, and J.M. Rétif. On the robust control of an induction machine : A complete design and realization. *The European Physical Journal Applied Physics*, vol. 6, no. 1 :pp. 61–70, 1999.
- [CCLQ03] D. Cazacu, G. Champenois, and A. Launay-Querré. Salient pole alternator exciter modelling using finite element and simulink/s-functions. In *Electric and Magnetic Fields, Aachen, Allemagne*, 2003.
- [CKSH98] K.A. Corzine, B.T. Kuhn, S.D. Sudhoff, and H.J. Hegner. An improved method for incorporating magnetic saturation in the q-d synchronous machine model. *IEEE Transaction on Energy Conversion*, vol. 13, no. 3 :pp. 270–275, 1998.
- [CRT61] G.S. Chambers, A.S. Rubenstein, and M. Temoshok. Recent development in amplidyne regulator excitation systems for large generators. *AIEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. 80 :pp. 1066–1072, 1961.
- [DF99] G. Duc and S. Font. *Commande H_∞ et μ analyse*. Hermès, Paris, 1999.
- [DGKF89] J.C. Doyle, K. Glover, P.P. Khargonekar, and B.A. Francis. State-space solutions to standard h_2 and h_∞ control problems. *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 38, no. 8 :pp. 831–847, 1989.
- [ESW93] A.M. El-Serafi and J. Wu. Determination of the parameters representing the cross-magnetizing effect in saturated synchronous machines. *IEEE Transaction on Energy Conversion*, vol. 8, no. 3 :pp. 333–340, 1993.
- [FHM59] R.W. Ferguson, R. Herbst, and R.W. Miller. Analytical studies of the brushless excitation system. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. 78, no. 4 :pp. 1815–1821, 1959.

- [FJN08] B.B. Firouzi, E. Jamshidpour, and T. Niknam. A new method for estimation of large synchronous generator parameters by genetic algorithm. *World Applied Sciences Journal*, pages 4 (3) : 326–331., 2008.
- [Fra87] B.A. Francis. *A course in H_∞ control theory*. New York, Springer-Verlag, 1987.
- [GH98] M.S. Ghazizadeh and F.M. Hughes. A generator transfer function regulator for improved excitation control. *IEEE Transactions on Power System*, vol. 13, no. 2 :pp. 435–441, 1998.
- [GL95] M. Green and D.J. Limebeer. *Linear Robust Control*. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, New-Jersey, 1995.
- [GPK05] D.W. Gu, P.H. Petkov, and M.M. Konstantinov. *Robust Control Design with MATLAB*. Springer, ISBN 978-1-85233-983-8, 2005.
- [Gro99] Basler Electric Power Systems Group. Basler offers pre-packaged excitation system to replace silverstat regulator. In *Note d'application, EX-SILV1*, 1999.
- [HH86] Y.Y Hsu and D.Y. Hsu. Design of a proportional integral power system stabilizer. *IEEE Transactions on Power systems*, vol. PWRS-1, no. 2 :pp. 46–52, 1986.
- [HM97] J. He and O.P. Malik. An adaptive power system stabilizer based on recurrent neural networks. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 12, no. 4 :pp. 413–418, 1997.
- [HUA97] T. Hiyama, Y. Ueki, and H. Andou. Integrated fuzzy logic generator controller for stability enhancement. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 12, no. 4 :pp. 400–406, 1997.
- [IEE95] *IEEE Guide : Test Procedures for Synchronous Machines*. IEEE Standards Board, Electric Machinery Committee of the IEEE Power Engineering Society, 1995.
- [IKK05] A. Ibraheem, P. Kumar, and D. P. Kothari. Recent philosophies of automatic generation control strategies in power systems. *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 20, no. 1 :pp. 346–357, 2005.
- [Int08] Commission Électrotechnique Internationale. *CEI 60034-4 Ed.3 : Machines électriques tournantes - Partie 4 : Méthodes pour la détermination, à partir d'essais, des grandeurs des machines synchrones*. Bureau Central de la Commission Électrotechnique Internationale, 2008.
- [ISO05] Groupes électrogènes à courant alternatif entraînés par moteurs alternatif à combustion interne. *Norme Française, NF ISO 8528-5*, 2005.
- [Jad98] I. Jadric. *Modelling and Control of a Synchronous Generator With Electronic Load*. Ph.D. Dissertation, Virginia Polytechnic Institute and State University, 1998.
- [JBK05] Z. Jurin, B. Brkljac, and M. Kolić. Excitation systems for high power synchronous generators with redundant configurations. In *Konferenca Slovenkih Elektroenergetikov, Velenje*, 2005.

-
- [KP79] M. Kostenko and L. Piotrovski. *Machines Électriques*. Tome II, Édition de Moscou (Mir), 1979.
- [KS05] K. Kim and R.C. Schaefer. Tuning a pid controller for a digital excitation control system. *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, no. 2 :pp. 485–492, 2005.
- [KT94] A. Keyhani and H. Tsai. Identification of high-order synchronous generator models from ssfr test data. *IEEE Transaction on Energy Conversion*, vol. EC-9, no. 3 :pp. 593–603, 1994.
- [KVLD92] I. Kamwa, P. Viarouge, H. LeHuy, and J. Dickinson. A frequency-domain maximum likelihood estimation of synchronous machine high order models using ssfr test data. *IEEE Transaction on Energy Conversion*, vol. EC-7, no. 3 :pp. 525–536, 1992.
- [Las98] S. Lasquellec. *Elaboration d'un modèle de machine synchrone saturée compatible avec la simulation de l'ensemble « Convertisseur-Machine-Commande »*. Thèse de Doctorat, Université de Nantes, Saint Nazaire, 1998.
- [LQ05] A. Launay-Querré. *Contributions à l'Estimation Paramétrique des Générateurs Synchrones*. Thèse de Doctorat, Université de Poitiers, Ecole Nationale Supérieure d'Ingénieurs de Poitiers, 2005.
- [Maa08] A. Maalouf. Commande numérique d'un alterno-démarrreur synchrone à trois étages en mode générateur. In *Cnférence Jeunes Chercheurs en Génie Electrique (JCGE)*, 2008.
- [MB66] E.H. Myers and P.O. Bobo. Brushless excitation system. In *SWIEEECO*, 1966.
- [MH90] O.P. Malik and G.S. Hope. An adaptive generator excitation controller based on linear optimal control. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 5, no. 4 :pp. 673–678, 1990.
- [MHB83] O.P. Malik, G.S. Hope, and M.A.L. Badr. A computer study of a pid automatic voltage regulator part ii : Digital pid voltage regulator with dynamically varying weighting parameters. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-102, no. 4 :pp. 972–980, 1983.
- [Mou08] E. Mouni. *Contribution à l'amélioration des performances des génératrices synchrones : nouvelle structure d'excitation basée sur une machine à aimants et combinée à des lois de commande avancées*. Thèse de Doctorat, université de Poitiers, Ecole Nationale Supérieure d'Ingénieurs de Poitiers, 2008.
- [MTCM08] E. Mouni, S. Tnani, G. Champenois, and E. Mouni. Synchronous generator modelling and parameters estimation using least squares method. *Simulation Modelling Practice and Theory, Elsevier*, vol. 16, no. 6 :pp. 678–689, 2008.
- [MTCM09] E. Mouni, S. Tnani, G. Champenois, and E. Mouni. Synchronous generator output voltage real-time feedback control via h_∞ strategy. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 24, no. 2 :pp. 329–337, 2009.
- [MTM99] J.P. Martin, C.E. Tindall, and D.J. Morrow. Synchronous machine parameter determination using the sudden short-circuit axis currents. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 14, no. 3 :pp. 454–459, 1999.

- [Neb94] S.I. Nebta. *Etude des regimes transitoires des machines synchrones par la méthode des éléments finis*. Thèse de Doctorat, Institut Nationale Polytechnique de Grenoble, France, 1994.
- [Par29] R.H. Park. Two -reaction theory of synchronous machines - generalized method of analysis. *Part I, AIEE Trans.*, vol. 48 :pp. 716–727, 1929.
- [Par33] R.H. Park. Two -reaction theory of synchronous machines - generalized method of analysis. *Part II, AIEE Trans.*, vol. 52 :pp. 352–355, 1933.
- [PLLY09] S.H. Park, S.K. Lee, S.W. Lee, and J.S. Yu. Output voltage control of a synchronous generator for ships using compound type digital avr. In *Telecommunications Energy Conference, INTELEC*, 2009.
- [Puy05] G. Puyou. *Conception multi-objectifs de lois de pilotage pour un avion de transport civil*. Thèse de doctorat, ENSAE Toulouse, 2005.
- [PVML08] N. Patin, L. Vido, E. Monmasson, and J.P. Louis. Control of a hybrid excitation synchronous generator for aircraft applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 10 :pp. 3772–3783, 2008.
- [Rad07] H. Radjeai. *Contribution à l'amélioration des modèles mathématiques des machines synchrones*. Thèse de Doctorat d'état, Université Ferhat Abbas, Setif, Algérie, 2007.
- [RBTC10] H. Radjeai, A. Barakat, S. Tnani, and G. Champenois. Identification of synchronous machine by standstill frequency response (ssf) method, influence of the stator resistance. In *International Conference on Electrical Machine (ICEM), Rome, Italy*, Sep. 2010.
- [Rep69] AIEE Commitee Report. Proposed excitation system définition for synchronous machines. *AIEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, PAS-88, no. 8 :pp. 1248–1258, 1969.
- [RHW71] P. Richardson, R. Hawley, and J.W. Wood. Insulation level for turbo-generator rotors. In *IEEE Winter Power Meeting*, 1971.
- [RNPK08] V. Ruuskanen, M. Niemela, J. Pyrhonen, and S. Kanerva. Modelling the brushless excitation system for a synchronous machine. *IET Electric Power Applications*, vol. 3, no. 3 :pp. 231–239, 2008.
- [Sal07] G. Salloum. *Contribution à la commande robuste de la machine asynchrone à double alimentation*. Thèse de doctorat, GEET Toulouse, 2007.
- [SCHD96] S.D. Sudhoff, K.A. Corzine, H.J. Hegner, and D.E. Delisle. Transient and dynamic average value modeling of synchronous machine fed load commutated converters. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 11, no. 3 :pp. 508–514, 1996.
- [SIT03] K. Shima, K. Ide, and M. Takahashi. Analysis of leakage flux distributions in a salient-pole synchronous machine using finite elements. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 18, no. 1 :pp. 63–70, 2003.
- [SK00] R.C. Schaefer and K. Kim. Digital excitation system provides enhanced tuning over analog systems. In *Pulp and Paper Industry Technical Conference, Atlanta, USA*, 2000.

-
- [SMFI99] E. Swidenbank, S. Mcloone, D. Flynn, and G.W. Irwin. Neural network based control for synchronous generators. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 14, no. 4 :pp. 1673–1678, 1999.
- [Soma] Moteurs Leroy Somer. Régulateur r250 (www.leroy-somer.com).
- [Somb] Moteurs Leroy Somer. (www.leroy-somer.com). des performances optimisées par la concordance excitation / régulation.
- [SP96] S. Skogestad and I. Postlethwaite. *Multivariable feedback control*. Addison-Wesley, Canada, 1996.
- [Sta91] IEEE Standard. *1110-1991 IEEE Guide for Synchronous Generator Modeling Practices in Stability Analyses*. IEEE, ISBN 1-55937-121-8, New York, 1991.
- [Std90] IEEE Std., editor. *IEEE Guide for Identification, Testing, and Evaluation of the Dynamic Performance of Excitation Control Systems*. IEEE ISBN 1-55937-053-X, 1990.
- [SW93] S.D. Sudhoff and O. Wasynczuk. Analysis and average value modeling of line commutated converter - synchronous machine systems. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol.3, no. 1 :pp. 92–99, 1993.
- [TK95] S.A. Tahan and I. Kamwa. A two-factor saturation model for synchronous machines with multiple rotor circuits. *IEEE Transaction on Energy Conversion*, vol. 10, no. 2 :pp. 218–224, 1995.
- [Tou06] B. Tounsi. *Etude comparative de groupes électrogènes embarqués à large gamme de vitesse variable associant machines à aimants permanents et conversion statique*. Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2006.
- [Uma02] S.D. Umans and D.J. Driscoll, Excitation System for Rotating Synchronous Machines, *United States patent, US 6,362, 588, B1, Mar. 26, 2002*.
- [VD05] Z.W. Vilar and R.A. Dougal. Effectiveness of generator control strategies on meeting pulsed load requirements in ship electric systems. In *Electric Ship Technologies Symposium*, 2005.
- [Ver00] J. Verbeeck. *Standstill Frequency Response Measurement and Identification Methods for Synchronous Machines*. Ph.D. Dissertation, Vrije Universiteit Brussel, Faculteit Toegepaste Wetenschappen, 2000.
- [Wet97] P. Wetzler. Machines synchrones - excitation. *Techniques de l'ingénieur*, D3545, 1997.
- [WH88] C.J. Wu and Y.Y. Hsu. Design of self-tuning pid power system stabilizer for multimachine power systems. *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 3, no. 3 :pp. 1059–1064, 1988.
- [WHB53] E.C. Whitney, D.B. Hoover, and P.O. Bobo. An electric utility brushless excitation system. *AIEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. 78 :pp. 1821–1824, 1953.

- [WHDP72] W.F. Wright, R. Hawley, J.L. Dinely, and C.C. Parsons. Brushless thyristor excitation systems. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, PAS 91, no. 5 :pp. 1848–1854, 1972.
- [Zam81] G. Zames. Feedback and optimal sensitivity : model reference transformations, multiplicative seminorms and approximative inverse. *IEEE transactions on Automatic Control*, vol. AC-26 :pp. 301–320, 1981.
- [ZD98] K. Zhou and J.C. Doyle. *Essentials of robust control*. 1998.

Résumé

Le travail de recherche présenté dans ce mémoire traite de façon originale l'amélioration de la régulation de tension des générateurs synchrones autonomes durant les régimes transitoires de la charge. La structure d'excitation et la loi de commande associée sont deux éléments principaux qui influencent le comportement dynamique des générateurs synchrones.

Le système d'excitation industriel est souvent basé sur la structure d'excitation classique (*brushless*) associée à un régulateur de tension analogique ou numérique de type PID. En remplaçant le régulateur industriel par un régulateur numérique H_∞ , une amélioration remarquable dans les performances du système a été obtenue. De nouvelles structures d'excitation permettant de commander directement la roue polaire à travers un pont PD3 à thyristors ou un pont PD3 à diodes suivi d'un hacheur ont permis d'obtenir de meilleurs résultats dynamiques en termes de chutes/dépassements de tension et temps de réponse. Une comparaison des régulateurs H_∞ monovariables et multivariables ont montré que la structure SISO était plus simple et presque aussi performante que la commande MISO.

Mots-clés: Générateur synchrone, système d'excitation, modélisation et linéarisation, représentation d'état, pont redresseur à diodes, pont à thyristors, hacheur série, synthèse H_∞ , commandes monovariante et multivariante, dSPACE, implantation en temps réel.

Abstract

The research works presented in this dissertation deals with the improvement of the voltage regulation of synchronous generator during the load variation. The excitation structure and the associated control strategy are two main factors that influence the dynamic behavior of synchronous generators.

The industrial excitation system is based on the brushless excitation structure combined with an analogue or digital PID voltage controller. By replacing the industrial controller with an H_∞ digital controller, a remarkable improvement in the system performance was obtained. Because of industrial structure limitations, we have developed new excitation structures that allow direct control of the synchronous generator main field current. The structures are based on exciter machine (wound field synchronous machine or permanent magnet machine) with a thyristor bridge or a diode one with a buck converter. The proposed structures combined with the H_∞ control give the best results in terms of stability, voltage drops and overshoots, and response time.

Keywords: Synchronous generator, excitation system, modeling and linearization, state space representation, diode bridge rectifier, thyristor rectifier, buck converter, H_∞ control, monovariant and multivariable control, dSPACE, real time implementation.

