

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique
Université 8Mai 1945 – Guelma
Faculté des sciences et de la Technologie
Département d'Electronique et Télécommunications



Mémoire de fin d'étude

Pour l'obtention du Diplôme de MASTER Académique

Domaine : **Sciences et Technologie**

Filière : **Electronique**

Spécialité : **Electronique Instrumentation**

**Modélisation et commande d'une génératrice
auto-excitée**

Présenté par :

REDADAA mehdiya

Sous la direction de :

Pr. Moussa SEDRAOUI

JUILLET 2021

Résumé

Dans ce travail, nous avons présenté la modélisation et la commande de l'amplitude et la fréquence de la tension de sortie aux bornes d'un générateur à induction auto-excitée triphasé (en anglais self excited induction generator « SEIG »). A cet effet, nous avons présenté les différentes méthodes de modélisation et d'identification paramétrique basées sur la méthode des faibles signaux et en utilisant la fonction d'identification du logiciel **Matlab**. Au début, nous avons considéré que le comportement du SEIG décrit par deux modèles monovariables. En revanche nous avons supposé que SEIG est un système multivariable disposant de deux entrées et deux sorties. Une fois les modèles sont développés, on entame la phase de la commande de SEIG monovariante par un correcteur proportionnel-intégral-dérivé « PID ». En suite nous nous intéressons à commander le SEIG multivariable par la conception d'un loi de commande en utilisant un observateur et le filtre de **kalman** pour estimer les états internes de celle-ci. Enfin nous nous intéressons à la synthèse d'un correcteur PID décentralisé qui permet de contrôler notre système. Les résultats de simulations montrent l'efficacité de notre étude théorique.

Abstract

In this work, we have presented the modeling and regulation of the terminal voltage and stator frequency of a self-excited induction generator "SEIG". To this regard, we have presented the different methods of modeling and parametric identification, based small-signal modeling method using the identification function of Matlab software. Firstly we considered that the SEIG behavior described by two mono-variable models. On the other way we supposed that SEIG is a multi-variable system which has two inputs and two outputs. After having developed the models, we start the control process of the monovariate SEIG by designing a PID controller. Then we are concerned with controlling the multi-variable SEIG using an observer and Kalman filter to estimate the internal states of the system. Finally, we are interested in the design of a decentralized PID controller to control our system. Simulation results prove the validity of our theoretical study.

تلخيص

في هذا العمل قمنا بنمذجة مولد ذاتي الدفع ثلاثي الطور بناء على طريقة الإشارات الضعيفة حيث استعملنا برنامج **Matlab** من أجل تحديده. في البداية افترضنا أن سلوك هذا المولد موصوف بنموذجين أحاديي الطور. من ناحية أخرى افترضنا انه متعدد المتغيرات ذو مدخلين و مخرجين وبمجرد تطوير هذه النماذج نبدأ مرحلة التحكم. بداية بالنماذج أحادية المتغير وهذا باستخدام وحدة التحكم PID. أما بالنسبة للنموذج المتعدد المتغيرات فإننا استعملنا المراقب و مرشح كلمان بالإضافة إلى وحدة التحكم اللا مركزي .

REMERCIEMENTS

Tout d'abord, je tiens à remercier Allah, Le tout puissant de nous avoir donnés le courage et la patience durant toutes ces années d'études.

Je tiens à exprimer toute notre gratitude et nos sincères remerciements à notre promoteur Monsieur SEDRAUOI, pour avoir dirigé ce travail, pour ses grandes compétences scientifiques ainsi que pour ses conseils.

Je remercie ma famille qui m'a toujours encouragé et soutenu durant toutes mes études.

Mes remerciements s'adressent également, aux membres de jury, qui me font l'honneur d'évaluer mon modeste travail.

Je remercie également l'ensemble des enseignants du département de GENIE ELECTRIQUE qui ont contribué à ma formation dans les meilleures conditions

DEDICACES

Je tiens à dédier ce modeste travail à ceux qui me sont les plus chers au monde, mes parents ABDELWAHAB

Et DENDEN ZAHIA

À mes chères sœurs SANA, AMEL, RADIA, WARDA, FAIZA, SENDES et FARAH

À mes chères frères HOSSEM et NADJMOU

À toutes mes Amies, et à toute la promotion

2020/2021

Table des matières	
RESUME.....	I
REMERCIEMENTS.....	IV
DEDECACES	V
TABLE DES MATIERES.....	VI
LISTE DES FIGURES.....	IX
INTRODUCTION GENERALE.....	1

Chapitre 1: généralités sur la génératrice asynchrone auto_excitée

1. Introduction	3
1.1. Générateur asynchrone	3
1.1.1 Constitution de la machine asynchrone	4
1.1.2. Génératrice à rotor bobiné	5
1.1.3. Génératrice à cage d'écureuil.....	6
1.2. Principe de fonctionnement de la génératrice auto_excitée	8
1.3. Modélisation de la machine asynchrone.....	9
1.3.1 Equations générales de la machine asynchrone	10
1.4. Auto-excitation de la machine asynchrone.....	13
1.5. Avantages et inconvénients de la machine asynchrone.....	14
1.5.1. Avantages.....	14
1.5.2. Inconvénients	14
1.6. Conclusion.....	15

Chapitre 2:Modélisation du SEIG monovariante et multivariable

2. Introduction	16
2.1. Modélisation du comportement réel du système SEIG	16
2.1.1. Représentation d'état (modèle interne) du système SEIG	18
2.1.2. Modèle de transfert (représentation externe)	19
2.2. Modélisation utilisant le principe des faibles signaux.....	20
2.2.1. Linéarisation du système SEIG au voisinage du son point de fonctionnement.....	20
2.3. Modèle mathématique de SEIG.....	21
2.3.1. Modélisation SISO standard du système SEIG	22
2.3.2. Modélisation SISO utilisant le principe des faibles signaux	25
2.3.3. Modélisation MIMO standard du système SEIG.....	29

2.3.4. Modélisation MIMO utilisant le principe des faibles signaux.....	32
2.4. Conclusion.....	34
Chapitre 3:Commande du système SEIG monovariabile	
3.Introduction	36
3.1. Commande du système monovariabile par un correcteur PID.....	36
3.2. Correcteur Proportionnel, P.....	37
3.3. Correcteur Proportionnel - Intégrateur, P.I.....	38
3.3.1. Intégrateur pur.....	38
3.3.2. Correcteur P.I :.....	38
3.4. Correcteur Proportionnel Dérivateur P.D.....	39
3.4.1. Dérivateur pur :.....	39
3.5. Correcteur proportionnel Intégrateur Dérivateur PID.....	40
3.5.1 Définition.....	40
3.5.2. Principe de fonctionnement.....	42
3.5.3. Réglage du correcteur P.I.D.....	43
3.6. Le correcteur PID pour la régulation du SEIG monovariabile.....	43
3.6.1. Amplitude de la tension de sortie.....	44
3.6.2.Fréquence de la tension de sortie.....	45
3.7. Commande par retour d'état « SISO ».....	46
3.7.1.Observabilité.....	48
3.7.2.Commandabilité.....	48
3.8. Détermination du gain K par la technique de placement des pôles.....	48
3.9. Commande par retour d'état pour la régulation du SEIG monovariabile.....	49
3.9.1. Amplitude de la tension de sortie.....	50
3.9.2. Fréquence de la tension de sortie.....	52
3.10. Conclusion.....	54
Chapitre 4:Commande du système SEIG multivariabile	
4. Introduction	55
4.1. Modèle mathématique du système SEIG multivariabile.....	55
4.2. Commande par retour d'état pour la régulation du SEIG multivariabile.....	57
4.3. Contrôleur quadratique linéaire.....	58
4.3.1. Recherche du gain du retour K_{LQR}	59

4.5. Reconstruction des états inaccessibles du modèle SEIG multivariable	64
4.5.1 Commande par retour d'état basée sur l'observateur de <i>Luenberger</i>	66
4.5.2 Commande par retour d'état basée sur le filtre de <i>Kalman</i>	70
4.6. Commande basée sur un contrôleur PID décentralisé	73
4.7. Conclusion	76
CONCLUSION GENERALE	78
REFERENCES	80

Chapitre I

Figure I.1: Machine asynchrone connectée sur le réseau par l'intermédiaire d'un ensemble redresseur – onduleur[3].....	4
Figure I.2: Constituants de la machine asynchrone	5
Figure I.3: Machine à induction à rotor bobiné.....	5
Figure I.4: Système éolienne connectés avec génératrice à rotor bobiné	6
Figure I.5: Machine asynchrone à cage d'écureuil	7
Figure I.6: Génératrice asynchrone à cage à vitesse fixe	8
Figure I.7: Génératrice asynchrone à cage à vitesse variable	8
Figure I.8: Caractéristique couple/vitesse d'une machine asynchrone à 2 paires de pôles	9
Figure I.9: Représentation des enroulements de la machine dans l'espace électrique.	11
Figure I.10: a-conversion de signe de la loi de faraday et b-modèle d'une phase avec force électromotrice[8]	12
Figure I.11: Machine asynchrone connectée au réseau _banc de capacité_	13

Chapitre II

Figure II.1: Différents types de représentations des systèmes.....	18
Figure II.2: Système multivariable	19
Figure II.3: Schéma fonctionnel de la représentation d'état	20
Figure II.4: Modèle sous forme d'une fonction (matrice) de transfert.	20
Figure II.5: La variation de l'amplitude de la tension de sortie v en fonction de α	23
Figure II.6: Comparaison entre la réponse du système réel et celle du modèle $G_v(s)$	24
Figure II.7: La variation de la fréquence de la tension de sortie F en fonction de la vitesse du vent ω	25
Figure II.8: Comparaison entre la sortie du système réel et celle prédite par le modèle $G_f(s)$	25
Figure II.9: La variation de l'amplitude de la tension de sortie δv en fonction de l'angle d'amorçage $\delta\alpha$	27
Figure II.10: Comparaison entre la réponse du système réel et celle du modèle linéaire $\delta G_v(s)$	27

Figure II.11: La variation de la fréquence de la tension de sortie δf et la vitesse du vent $\delta \omega$.	28
Figure II.12: Comparaison de la sortie réelle et celle prédite par le modèle des faibles signaux $\delta G_f(s)$	29
Figure II.13: Comparaison des deux réponses en amplitude fournies par le système SEIG réel et le modèle linéaire correspondant.....	30
Figure II.14: Comparaison des deux réponses en fréquence fournies par le système SEIG réel et le modèle linéaire correspondant.....	32
Figure II.15: Comparaison des deux réponses en variation d'amplitudes fournies par le système réel et le modèle linéaire $\delta G_v(s)$	34
Figure II.16: Comparaison des deux réponses en variation de fréquences fournies par le système réel et le modèle linéaire $\delta G_f(s)$	35

Chapitre III

Figure III.1 : Schéma bloc d'un système bouclé non corrigé	37
Figure III.2 : Schéma bloc d'un système bouclé corrigé	37
Figure III.3 : Régulateur PID structure parallèle	41
Figure III.4 : Régulateur PID structure série	41
Figure III.5 : Régulateur PID structure mixte.....	42
Figure III.6 : Diagramme de Bode d'un PID	42
Figure III.7: Schéma bloc de réglage de l'amplitude la tension de sortie par le régulateur PID	45
Figure III.8 : L'amplitude de la tension de sortie	44
Figure III.9 : Schéma bloc de réglage de la fréquence statorique par le régulateur PID.....	45
Figure III.10 : La réponse en boucle fermée de fréquence statorique	46
Figure III.11: Commande par retour d'état « siso »	47
Figure III.12 : Schéma bloc de la commande de l'amplitude de la tension de sortie.....	50
Figure III.13 : Les états internes décrivant le comportement de l'amplitude.....	51
Figure III.14 : L'amplitude de la tension de sortie	51
Figure III.15 : Schéma bloc de la commande de la fréquence de la tension de sortie.....	52

Figure III.16 : Les états internes décrivant le comportement de la fréquence.....	53
Figure III.17 : La fréquence de la tension de sortie	53

Chapitre IV

Figure IV.1 :Schéma bloc de Simulink décrivant le modèle d'état du système SEIG.....	56
Figure IV.2 :Implémentation de la loi de commande par retour d'état dans la boucle de commande	56
Figure IV.3 :Commande de SEIG par retour d'état (LQR)	60
Figure IV.4 :Implémentation de la loi de commande par retour d'état en temps réel	62
Figure IV.5 :Les états du modèle linéaire SEIG multivariable.....	63
Figure IV.6.a : Amplitude de la tension statorique de sortie contrôlée par la commande par retour d'état utilisant un observateur d'état standard.....	63
Figure IV.6.b : Fréquence de la tension statorique de sortie contrôlée par la commande par retour d'état utilisant un observateur d'état standard.....	64
Figure IV.7 :Commande par retour d'un système état reconstruit	66
Figure IV.8 :Schéma bloc de l'observateur de Luenberger	67
Figure IV.9 :Schéma bloc de commande de SEIG basée sur l'observateur de Luenberger	68
Figure IV.10 : Estimation des états de SEIG par l'observateur de Luenberger.....	68
Figure IV.11.a :Amplitude de la tension statorique de sortie contrôlée par la commande par retour d'état utilisant l'observateur de Luenberger	69
Figure IV.11.b :Fréquence de la tension statorique de sortie contrôlée par la commande par retour d'état utilisant l'observateur de Luenberger	69
Figure IV.12 :Estimation les états inaccessibles et les sorties du système SEIG en utilisant le filtre de Kalman.....	71
Figure IV.13 :Schéma bloc de commande de SEIG par retour d'état basée sur l'estimation par le filtre de Kalman.....	72
Figure IV.14 :Estimation des états de SEIG par le filtre de Kalman	72
Figure IV.15.a :Amplitude de la tension statorique de sortie contrôlée par la commande par retour d'état utilisant le filtre de Kalman	73
Figure IV.15.b : Fréquence de la tension statorique de sortie contrôlée par la commande par retour d'état utilisant le filtre de Kalman	73
Figure IV.16 :La boucle de commande basée sur le contrôleur décentralisé.....	74
Figure IV.17 :Schéma bloc de la commande basée sur le régulateur PID décentralisé.....	74

Figure IV.18: Construction du régulateur PID décentralisé.....	75
Figure IV.19.a: Amplitude de la tension statorique de sortie contrôlée par le régulateur PID	76
Figure IV.19.b: Fréquence de la tension statorique de sortie contrôlée par le régulateur PID décentralisé.....	76

Introduction générale

INTRODUCTION GENERALE

L'augmentation de la population mondiale est associée à la plus grande demande d'énergie électrique, en particulier dans les pays développés. De plus, La consommation mondiale de l'énergie a connu une augmentation énorme ces dernières années, à cause de l'industrialisation massive qui a tendance de s'amplifier de plus en plus, et plus précisément dans certaines zones géographiques notamment dans les pays de l'Asie, ainsi que La réserve mondiale des énergies non renouvelable diminue de plus en plus, et dans les années qui suivent il n'y aura pas assez des énergies suffisantes pour couvrir la demande, l' exploitation irrationnelle des sources d'énergie existantes permet d'émettre les gaz toxiques qui nuisent à la santé de tous les êtres vivants, augmentant ainsi la pollution de l'environnement. En plus de cela les régions rurales vivant en dehors des réseaux de distribution d'électricité et leur alimentation en électricité s'avère difficile voir impossible et ne peuvent se fournir en énergie fossile dont les prix sont trop élevés et les moyens d'accès difficiles.

Heureusement, la nature offre de nombreuses énergies durables qui peuvent généralement être exploitées à moindre coût. Récemment, plusieurs sources d'énergies renouvelables sont en cours d'exploitation et de recherche dont le but de développer des techniques d'extraction de puissances visant à fiabiliser, baisser les coûts (de fabrication, d'usage, et de recyclage), et d'augmenter l'efficacité énergétique. . Parmi les sources alternatives, l'énergie éolienne offre une solution attractive et très compétitive par rapport aux autres. Durant ces dernières années, les recherches dans le domaine des énergies renouvelables ont conduit à l'introduction des machines asynchrones comme générateur, pour leurs avantages.ces machines occupent une place importante dans la production de l'énergie électrique et les entraînements électriques.

Dans ce cadre, le présent travail décrit une étude sur l'utilisation des convertisseurs électromécaniques et en particulier la machine asynchrone auto-excitée (SEIG) dans un système éolien pour alimenter les sites isolés. Ainsi que, la réalisation d'un modèle mathématique adéquat et commander cet convertisseur et pour ce la on utilise la méthode des faible signaux pour linéarisation de notre système.

Le mémoire s'articule autour de quatre chapitres :

- Le premier chapitre aborde une description générale sur la machine asynchrone dans un système éolienne, Il sera notamment consacré aux définitions et aux concepts fondamentaux sur la génératrice auto-excitée.
- Dans le deuxième chapitre, nous exposons la notion des faibles signaux pour la linéarisation de SEIG. Et nous présenterons les différents représentations du modèle mathématique de SEIG on utilisant le logicielle *MATLAB*.
- Le troisième chapitre, est consacré à la commande de SEIG à partir de la réalisation d'un correcteur PID pour les deux sorties distincte (la tension de sortie et la fréquence statorique)
- Le dernier chapitre est dévolu pour l'élaboration de la loi de commande pour pouvoir commander le système SEIG, A cet effet, nous verrons la commande par retour d'état et l'estimation des états par le reconstruteur d'état (l'observateur) et aussi par le filtre de *kalman*

Nous terminons notre travail par une conclusion générale et quelques perspectives

Chapitre 1
Généralités sur la
génératrice asynchrone
Auto_excitée

1. Introduction

La Machine Asynchrone (MAS) est utilisée dans la plupart des cas de la production d'énergie éolienne car cette génératrice peut supporter de légères variations de vitesse ce qui est un atout pour les éoliennes où la vitesse du vent peut évoluer rapidement notamment lors de rafales, Elle est peu utilisée sur site isolé par utilisation des batteries de condensateurs pour la fourniture d'énergie réactive. Dans ce cadre, le présent chapitre décrit une étude sur les machines de type asynchrone dans un système éolien. Il existe deux types de machine asynchrone : la machine asynchrone à cage d'écureuil et la machine asynchrone à rotor bobiné.

Dans ce chapitre nous allons nous intéresser à la machine asynchrone à cage d'écureuil , la plus utilisée dans les éoliennes tournant à une vitesse constante, en partant d'un certain nombre d'hypothèses simplificatrices pour la modélisation mathématique de la machine. Ainsi que le principe d'auto-excitation de celle-ci.

1.1. Générateur asynchrone

La génératrice asynchrone auto-excitée (SEIG) est plus intéressante par rapport au générateur synchrone pour plusieurs raisons telles que sa robustesse face à la vitesse du vent variable, son fonctionnement sans balais et sans entretien, sa fiabilité et sa disponibilité, son coût de maintenance réduit, etc. elle est le système le plus entraîné par éolienne présente l'un des systèmes énergétiques les plus utilisés en pratique[1].

Dans le domaine de la génération d'énergie éolienne, les machines asynchrones à cage dominant encore car elles offrent des performances attractives en termes de coût d'investissement, tout particulièrement dans les solutions de base où elles sont en ligne. Mais lorsqu'il s'agit de réaliser un entraînement à vitesse variable, on préfère plutôt des machines à rotor bobiné doublement alimentées qui offrent d'excellents compromis performances de simplicité et du coût[2].

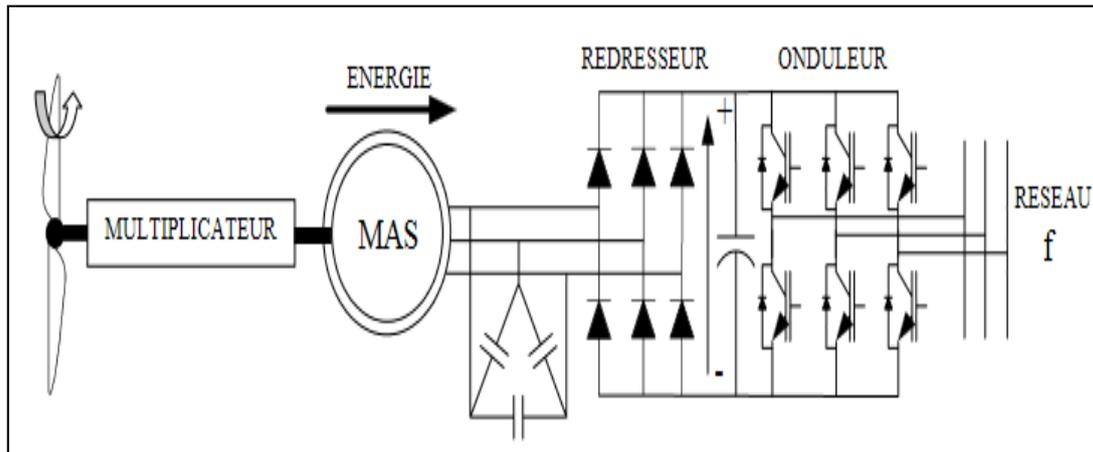


Fig. I.1 : Machine asynchrone connectée sur le réseau par l'intermédiaire d'un ensemble redresseur – onduleur[3]

Tout moteur à induction peut fonctionner en génératrice. Lorsque cette machine est entraînée en rotation, le faible champ rémanent induit au stator une faible force électromotrice triphasée. Cette dernière crée à son tour un champ magnétique tournant dans l'entrefer, et le niveau d'aimantation du rotor augmente. Il s'en suit une plus grande tension statorique, qui se met à croître jusqu'à la stabilisation. Ce processus de démarrage de la génératrice asynchrone est appelée auto excitation.

1.1.1 Constitution de la machine asynchrone

La machine asynchrone est constituée des principaux éléments Suivants[4]:

- Stator (partie fixe)**: constitué de disque en tôles magnétique portant les enroulements polyphasé (généralement triphasé) bobinée fil de cuivre isolé, chargés de magnétiser l'entrefer.
- Rotor (partie tournante)**: constitue de barres (cuivre ou aluminium) formant une cage d'écureuil. Le rotor est non connecté est en court circuit.
- Organe mécanique**: permettant la rotation du rotor et le maintien du différent sous ensemble.

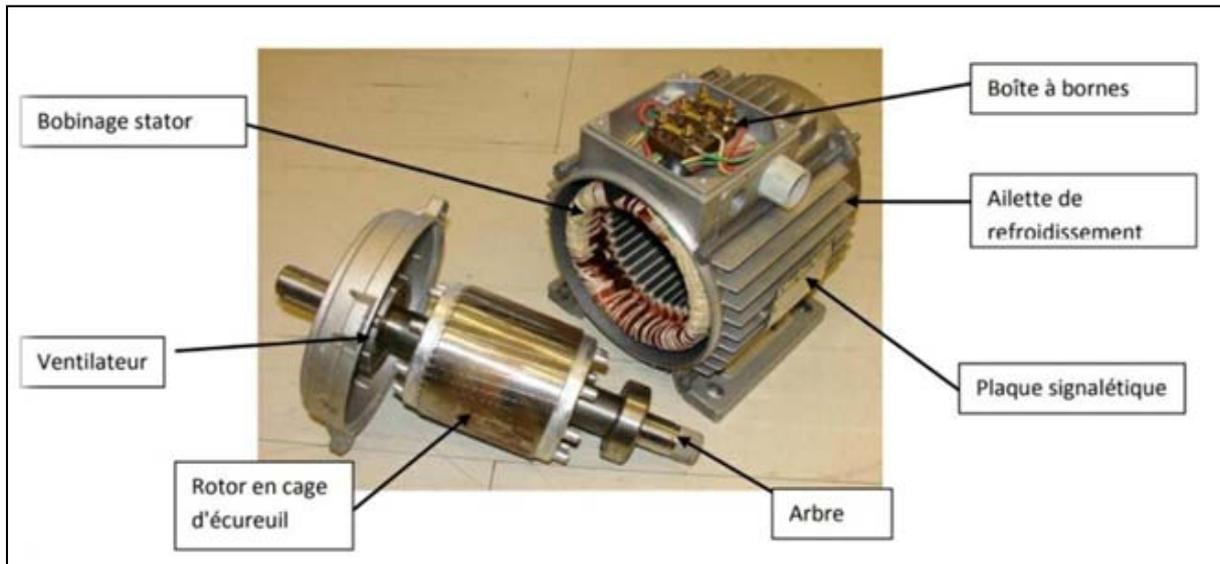


Fig. I.2 : Constituants de la machine asynchrone

1.1.2. Génératrice à rotor bobiné

La machine asynchrone avec rotor bobiné présente un stator triphasé identique à celui des machines asynchrones classiques et un rotor contenant également un bobinage triphasé accessible par trois bagues munies de contacts glissants. Intégrée dans un système éolien[3]. les machines asynchrones à rotor bobiné ont des enroulements logés dans des encoches. Le courant rotor circulent via des anneaux qui glissent contre des balais généralement en carbone montés sur le châssis du générateur Fig. I.3.

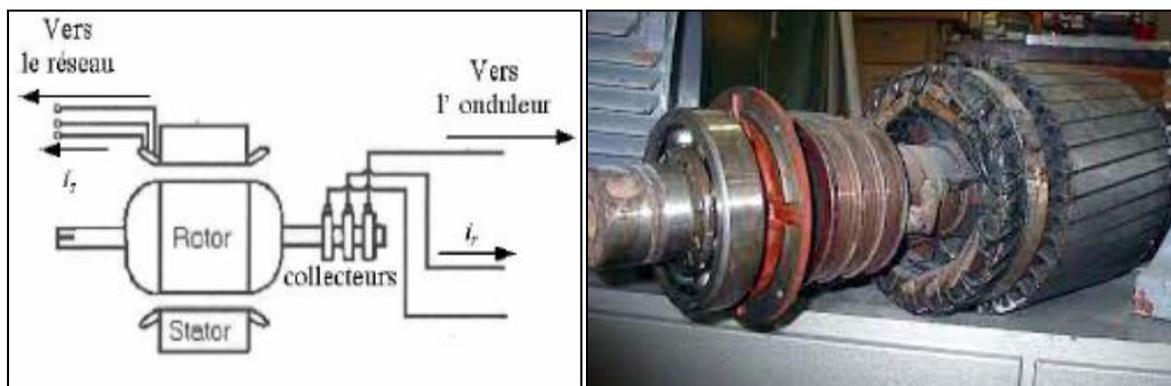


Fig. I.3 : Machine à induction à rotor bobiné

La machine asynchrone à rotor bobiné est un systèmes de 3 bagues (contacts tournants) disposé sur le rotor permet à l'utilisateur d'accéder au bobinage rotorique, et éventuellement de modifier la résistance de celui-ci, ou bien d'agir sur la fréquence des courants rotoriques. Notamment, ce procédé est utilisé lorsque l'on réalise une cascade « hypo-synchrone », qui permet de faire de la variation de vitesse en conservant un rendement élevé.

Les éoliennes basées sur une génératrice asynchrone à rotor bobiné présentent l'inconvénient de nécessiter un système de bagues et de balais et un multiplicateur, induisant des coûts significatifs de maintenance en particulier pour les projets offshore situés en milieu salin. cette génératrice est équipée d'aimants permanents; le système de bagues et de balais est éliminé. L'inconvénient de cette structure, représentée à la **Fig .I.3** est qu'elle nécessite pour sa connexion au réseau, des convertisseurs de puissance dimensionnés pour la puissance nominale de la génératrice. Cet inconvénient est cependant un avantage du point de vue du contrôle de l'éolienne[5].

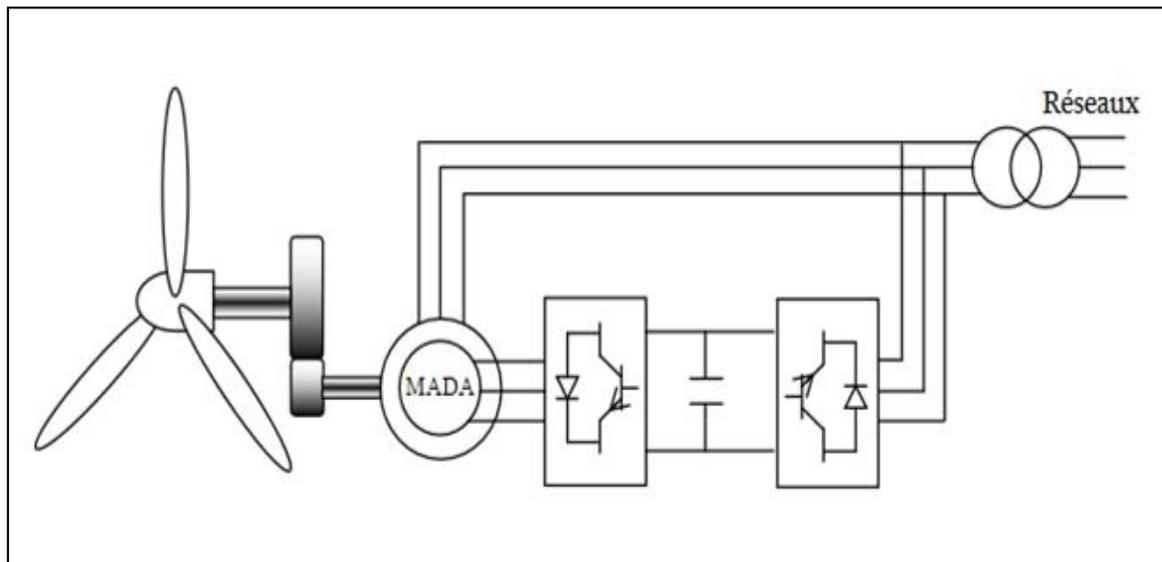


Fig. I.4 : Système éolienne connectés avec génératrice à rotor bobiné

1.1.3. Génératrice à cage d'écureuil

La génératrice asynchrone auto_excitée est un moteur à induction asynchrone transformé en fonctionnement générateur, elle est généralement la machine électrique la plus utilisée dans la production d'énergie éolienne. Les machines électriques asynchrones sont les plus simples à fabriquer et les moins coûteuses. Elles ont l'avantage d'être standardisées, fabriquées en grande quantité et dans une très grande échelle des puissances. Elles sont aussi les moins exigeantes en terme d'entretien et présentent un taux de défaillance très peu élevé. Leur rotor est constitué de barres conductrices en court-circuit, elle a l'avantage d'être Robuste, moins couteuse et Très peu de maintenance (90% des moteurs industriels = MAS), car leurs

performances de couple sont identiques à celles des MCC, lorsque l'on met en œuvre une commande de type « contrôle vectoriel de flux »[6].

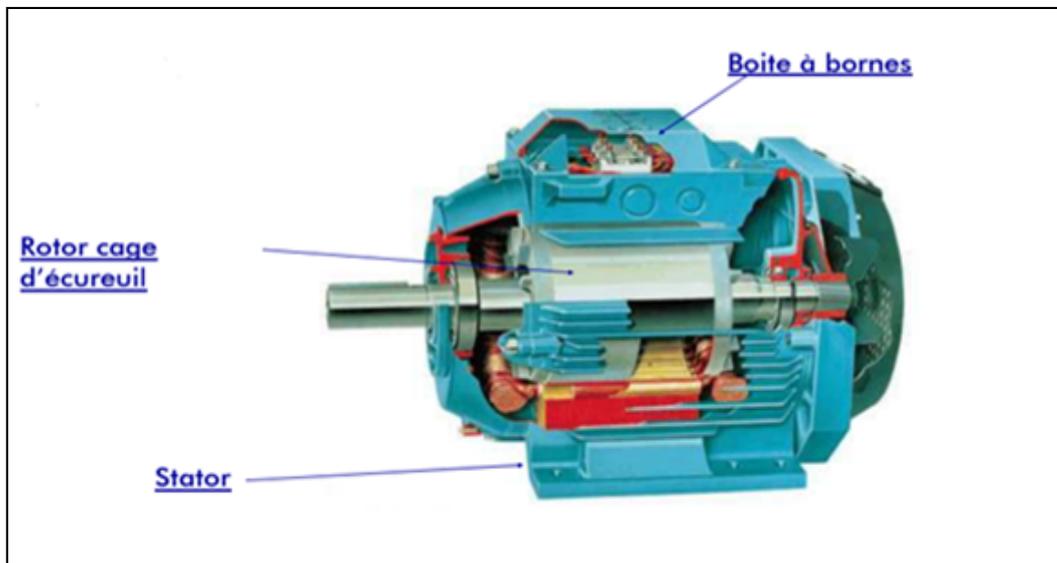


Fig. I.5 : Machine asynchrone à cage d'écureuil

Une topologie consiste à relier directement une MAS à cage d'écureuil au réseau. Un multiplicateur est associé à la machine et un banc de condensateurs assure sa magnétisation. La vitesse de rotation peut alors être faiblement variable, limitée par le glissement maximum de la MAS. Son principal inconvénient est d'une part l'impossibilité de fonctionnement à vitesse variable, ce qui réduit la puissance pouvant être puisée du vent et d'autre part les problèmes d'accrochage / décrochage au réseau[7].

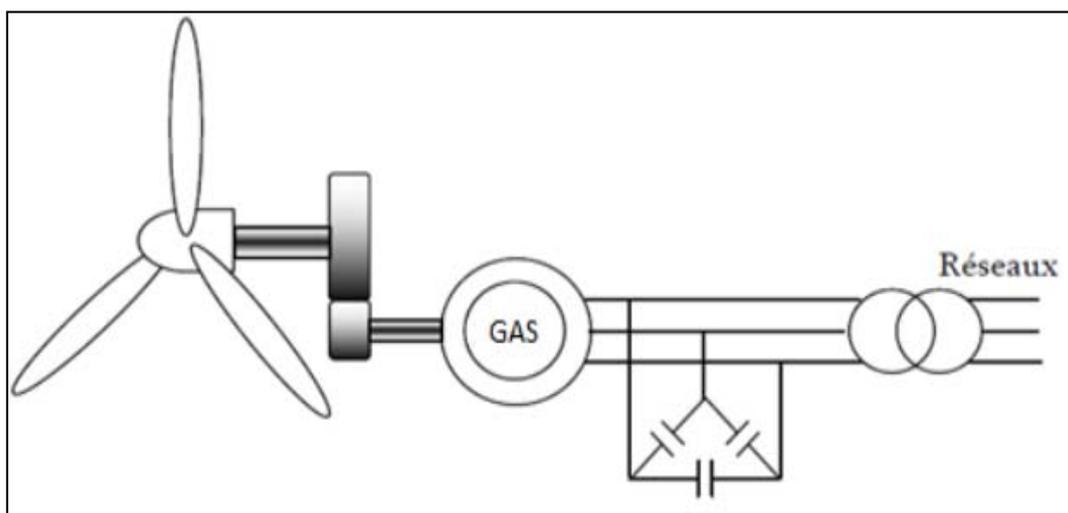


Fig. I.6 : Génératrice asynchrone à cage à vitesse fixe

La génératrice asynchrone à cage peut fonctionner à vitesse variable grâce à l'emploi des convertisseurs de puissance, et peut générer une production de puissance électrique sur une vaste gamme de vitesse de vent **Fig. I. 6.**

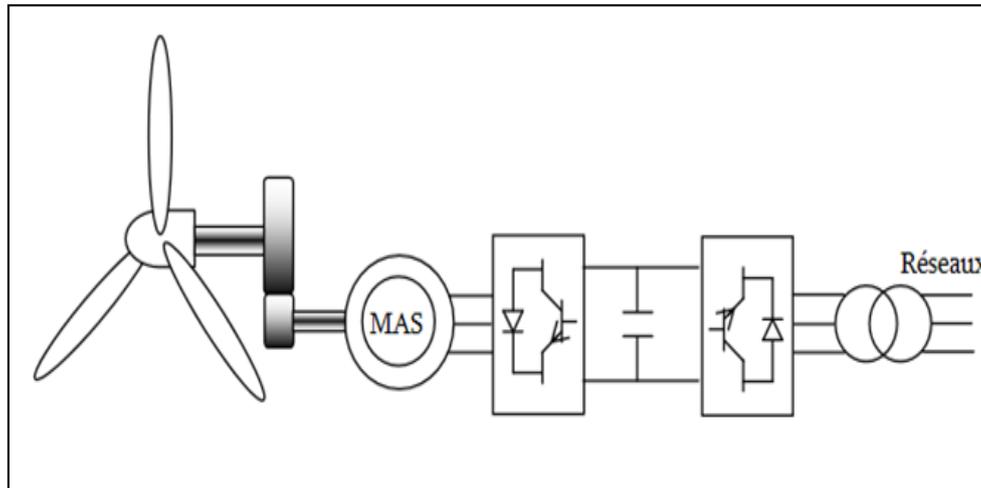


Fig. I.7 : Génératrice asynchrone à cage à vitesse variable

1.2. Principe de fonctionnement de la génératrice auto_excitée

La génératrice asynchrone triphasée comporte un stator fixe et un rotor mobile autour de l'axe de symétrie de la machine, elle contient trois(03) enroulement identique sur l'interface du stator, pour que cette machine engendre sa propre énergie il faudra lui apporter cette énergie et stabiliser sa tension de sortie et sa fréquence, Pour que la machine fonctionne en génératrice, il faut que le rotor tourne dans le sens du champ tournant à une vitesse supérieure à la vitesse de synchronisme, la génératrice asynchrone fonctionne à vitesse fixe si elle est lié directement au réseau car la fréquence du réseau est imposé par le nombre de paire de pole de la machine, elle fonctionne en hyper-synchrone et génère de la puissance électrique sur le réseau, dont pour la création du flux magnétique elle besoin d'énergie réactif pour tout ses régimes de fonctionnement[6][8].

Pour la fonctionnement du génératrice, on connecte aux bornes du stator un banc de condensateurs correctement dimensionnés et on fait tourner le rotor de la machine à la vitesse nécessaire. La présence d'un flux magnétique rémanent dans le fer du rotor est indispensable pour l'auto-amorçage de la génératrice[6].

Le condensateur fournit le courant d'excitation requis par la génératrice et la génératrice charge le condensateur pour augmenter la tension de sortie. C'est cette réaction cyclique qui permet à la génératrice d'arriver à un régime permanent situé dans la zone de saturation [3],

La caractéristique couple/vitesse d'une machine asynchrone à deux paires de pôles est donnée sur la Fig. I.8

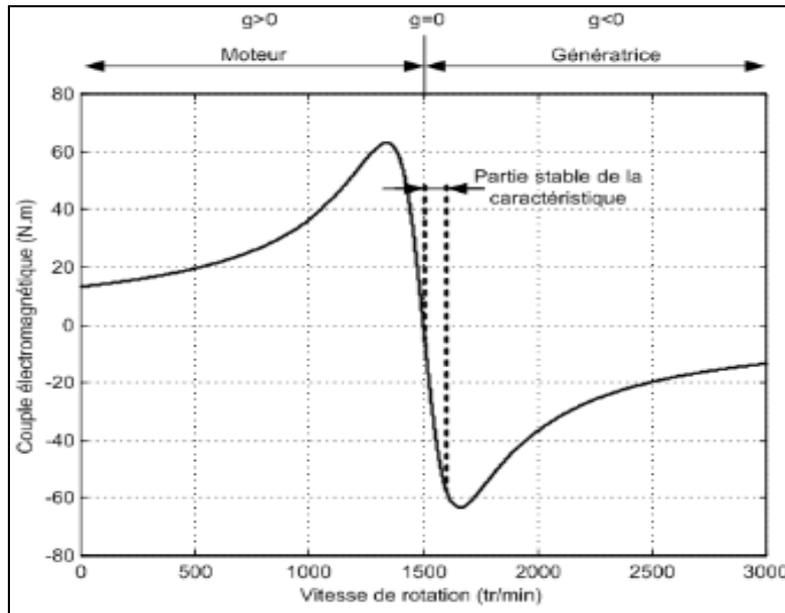


Fig. I.8 : Caractéristique couple/vitesse d'une machine asynchrone à 2 paires de pôles

Pour assurer un fonctionnement stable du dispositif, la génératrice doit conserver une vitesse de rotation proche du synchronisme ($g = 0$), dans le cas de la caractéristique ci-dessus, la génératrice devra garder une vitesse comprise entre 1500 et 1600 trs/min.

Le dispositif le plus simple et le plus couramment utilisé consiste à coupler mécaniquement le rotor de la machine asynchrone à l'arbre de transmission de l'aérogénérateur par l'intermédiaire du multiplicateur de vitesse et à connecter directement le stator de la machine au réseau. La machine a un nombre de paire de pôles fixe et doit donc fonctionner sur une plage de vitesse très limitée (glissement inférieur à 2%). La fréquence étant imposée par le réseau, si le glissement devient trop important les courants statoriques de la machine augmentent et peuvent devenir destructeurs. La simplicité de la configuration de ce système (aucune interface entre le stator et le réseau et pas de contacts glissants) permet de limiter la maintenance sur la machine.

1.3. Modélisation de la machine asynchrone

Pour assurer un fonctionnement en générateur, il est nécessaire que la vitesse de rotation de la MAS soit au-delà du synchronisme (glissement négatif). Contrairement à la machine synchrone, la génératrice asynchrone ne possède pas d'inducteur séparé. Par conséquent, elle nécessite un apport de puissance réactive pour sa magnétisation. Lorsqu'elle

est reliée au réseau, ce dernier fournit la puissance réactive requise. Par contre, en fonctionnement autonome, il faut lui apporter cette énergie soit par une batterie de condensateurs, soit par un convertisseur statique commandé.

L'étude du fonctionnement de la machine asynchrone en moteur comme en générateur nécessite de disposer d'un modèle mathématique, la simulation de la fonctionnement de la machine asynchrone peut se fait à partir un modèle mathématique[9].

La machine asynchrone avec la répartition de ses enroulements et sa géométrie est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte, il est alors nécessaire d'adopter des hypothèses simplificatrices [3][6] :

- Effet des encoches négligé
- Distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer
- Les influences de l'effet de peau et des échauffements des conducteurs sont négligées
- Entrefer constant
- Assimilation de la cage à un court-circuit ayant le même nombre de phases que le bobinage statorique

1.3.1 Equations générales de la machine asynchrone

La machine est représentée à la **Fig. I.3.** par ses six enroulements dans l'espace électrique, l'angle θ repère l'axe de la phase rotorique de référence R_A par rapport à l'axe fixe de la phase statorique de référence S_A

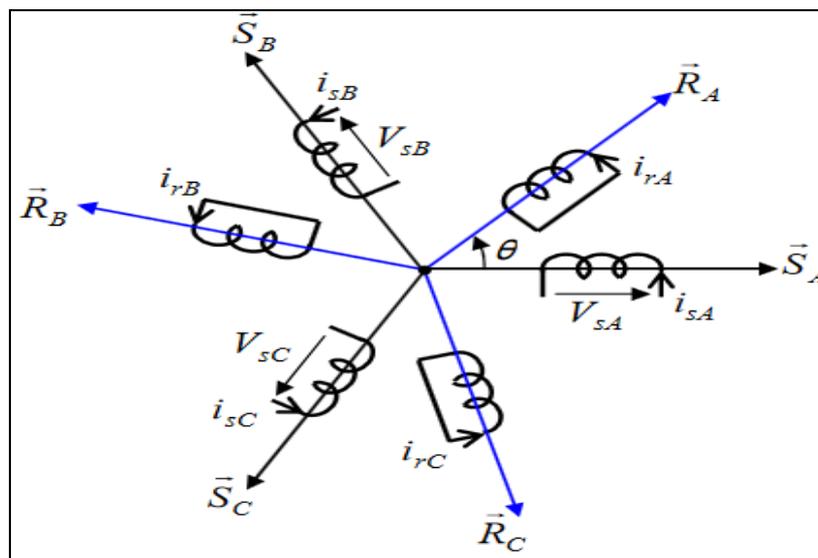


Fig. I. 9 : Représentation des enroulements de la machine dans l'espace électrique.

s, r : indices respectifs du stator et du rotor ;

R_S, L_S : résistance et inductance propre d'une phase statorique,

s_m : coefficient de mutuelle inductance entre deux phases du stator,

m : maximum de l'inductance mutuelle entre une phase du stator et une phase du rotor,

V_{sABC} : tensions appliquées aux trois phases statoriques,

I_{sABC} : courants qui traversent celles-ci,

Φ_{sABC} : flux totaux à travers ces enroulements,

L'application de la loi de Faraday à la machine asynchrone, considérant l'un des six enroulements statorique ou rotorique représentée dans la figure ci-dessus, sa résistance est R . traversé par le flux totalisé ϕ défini selon la normale orientée n , il est le siège d'une f.e.m induite e .

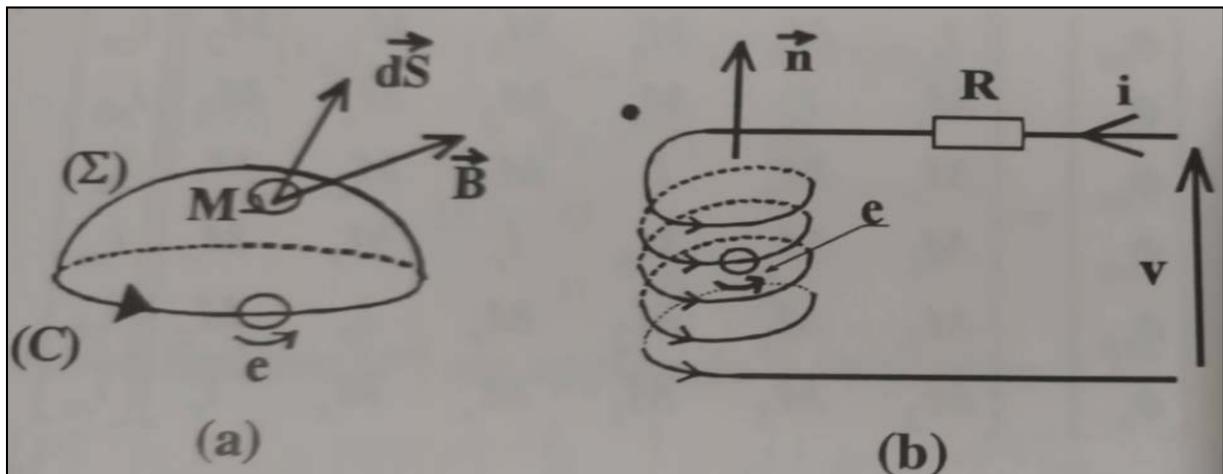


Fig 1.10 :a-conversion de signe de la loi de Faraday et b-modèle d'une phase avec force électromotrice[8]

1.3.1.1. Equation de tension

On déduit pour l'ensemble des phases les équations suivants :

Statorique :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (I.1)$$

Ou

$$V_{sabc} = [R_s][i_{sabc}] + \frac{d}{dt}[\phi_{sabc}] \quad (I.2)$$

Rotoriques

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (I.3)$$

Ou :

$$V_{rabc} = [R_r][i_{rabc}] + \frac{d}{dt}[\phi_{rabc}] \quad (I.4)$$

1.3.1.2. Equation de flux

Une matrice des inductances $[L(\theta)]$ établit la relation entre les flux et les courants, elle comporte 36 coefficients non nuls dont la moitié dépend du temps , par l'intermédiaire de θ (position du rotor).

La matrice des flux réels fait apparaitre quatre sous matrices d'inductances :

$$\begin{bmatrix} \phi_{sabc} \\ \phi_{rabc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_r] \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{sabc} \\ i_{rabc} \end{bmatrix} \quad (I.5)$$

Avec:

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad (I.6)$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

$$[M_{sr}] = [M_{sr}]^t = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos\theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos\theta \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

Finalement

$$V_{sabc} = [R_s][i_{sabc}] + \frac{d}{dt}\{[L_s][i_{sabc}] + [M_s][i_{rabc}]\} \quad (I.9)$$

$$V_{rabc} = [R_r][i_{rabc}] + \frac{d}{dt}\{[M_{sr}]^t[i_{sabc}] + [L_s][i_{rabc}]\} \quad (I.10)$$

1.4. Auto-excitation de la machine asynchrone

Le fonctionnement en générateur exige une source d'énergie réactive extérieure c'est le banc de capacités, les équations d'auto excitation sont donc les équations des tensions aux bornes des condensateurs[6].

Les équations des tensions s'expriment sous la forme matricielle suivante :

$$[i_{sabc}] = C \frac{d}{dt}[V_{sabc}] + \frac{1}{R}[V_{sabc}] \quad (I.11)$$

L'auto-excitation de la machine asynchrone par banc de capacité constituer de trois (03) condensateurs fixes connectées soit en étoile ou en triangle aux bornes de la génératrice, ce qui permet d'assurer plus sûreté de fonctionnement pour le système de production d'énergie éolienne, que la charge soit monophasé ou triphasé, si une phase ou un condensateur tombe défaillante le système fonctionne mais il y aura une chute de tension due à la diminution de la magnétisation de la génératrice, cette configuration peut induire des courants statorique déséquilibrées dans le cas d'une charge monophasé ou triphasé[10].

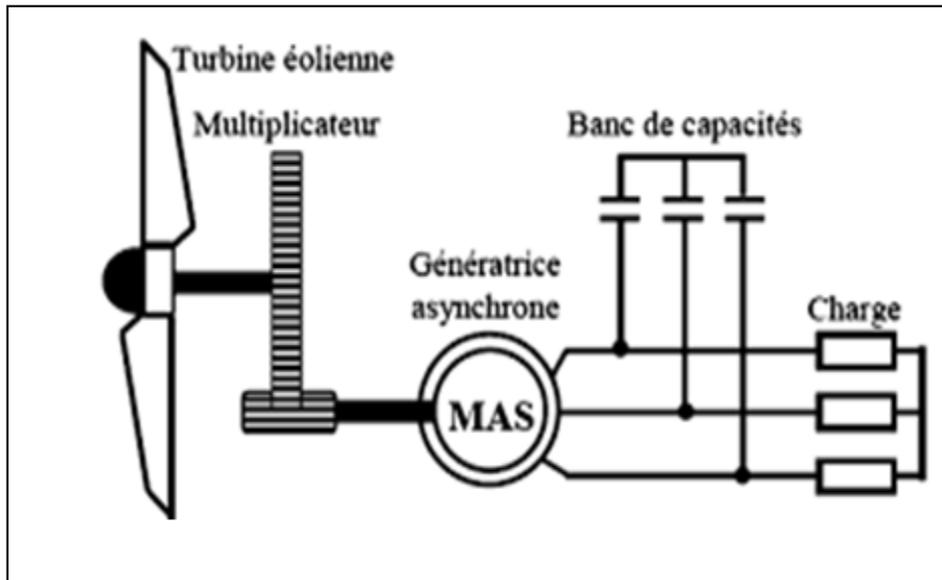


Fig. I.11 : Machine asynchrone connectée au réseau _banc de capacité_

L'utilisation d'un dispositif basé sur une machine asynchrone auto-excitée par des capacités directement connectées sur une charge permet d'obtenir un fonctionnement purement autonome qui permet d'alimenter une charge isolé, cette batterie de condensateurs est correctement dimensionnée pour réaliser les conditions de l'autoamorçage. La présence d'un flux magnétique rémanent dans le fer du rotor est indispensable pour son auto-amorçage[7][8], En fonctionnement normale de la génératrice asynchrone, elle doit être entraînée au-delà de sa vitesse de synchronisme pour fournir de l'énergie électrique[7].

1.5. Avantages et inconvénients de la machine asynchrone

1.5.1. Avantages

- système simple et utilisé depuis longtemps
- économiquement plus intéressant

1.5.2. Inconvénients

- la majorité des inconvénients générés par l'utilisation de la machine asynchrone réside dans le fait que ce système nécessite plus de pièces en rotation par rapport à une génératrice asynchrone
- risque d'incendie plus élevée
- bruit et vibration plus importante

1.6. Conclusion

Dans ce chapitre on a expliqué les performances de la génératrice asynchrone auto-excitée en fonctionnement génératrice. de telle sorte qu'on a obtenu que pour bien exploiter les génératrices asynchrones, il est mieux d'utiliser les génératrices à cage d'écureuil dans les réseaux à vitesse fixe ou à faible variation de vitesse, portants dans les réseaux à vitesse variable les génératrices à rotor bobiné à double alimentation sont les plus efficaces.

Nous avons vu certains équations mathématiques exprimant le modèle de la génératrice asynchrone, ainsi que la phase d'auto-excitation de la machine.

Chapitre 2

Modélisation du SEIG monovariante et multivariante

2. Introduction

Le manque de fonctionnalité interne du système SEIG représente souvent un défi majeur pour la plupart des chercheurs. Ceci est dû à plusieurs raisons à savoir l'absence du modèle mathématique parfait décrivant le comportement réel du système SEIG, la présence d'incertitudes inévitables qui affectent le modèle de SEIG, ..., etc. À cet effet, la méthode de modélisation que nous allons proposer dans ce travail ne nécessite pas la connaissance préalable sur les détails du fonctionnement interne du système SEIG ainsi que ses équations mathématiques définissant son comportement d'entrée-sortie. Par conséquent, la modélisation basée sur notre approche proposée ne nécessite pas d'un expert dans les systèmes de conversion d'énergie renouvelable pour la conception du modèle SEIG souhaité avec une erreur de modélisation réduite.

Dans ce chapitre, nous avons présenté les différents modèles mathématiques qui modélisent le comportement réel du système SEIG en utilisant seulement ses mesures d'entrées-sorties dans le logiciel du *Matlab*. La modélisation souhaitée sera effectuée en deux versions. Le premier type de modélisation sera basé sur l'exploitation immédiate des données expérimentales d'entrée-sortie du système SEIG, qui ont été préenregistrées à partir d'un prototype existant dans un laboratoire de l'Université de *Balikesir* qui se situe dans la *Turquie*. Cependant, le second type de modélisation sera basé sur l'utilisation du principe des faibles signaux pour développer un modèle SEIG décrivant le comportement réel du système SEIG au voisinage du point d'équilibre. Ces deux types de modélisation envisageront le comportement entrée-sortie du système SEIG comme étant un comportement présenté par un modèle linéaire multi-boucles dans lequel les deux voies d'amplitude et de fréquence de la tension statorique, fournies par le système SEIG, seront modélisées par deux modèles SISO indépendants où le couplage croisé entre eux sera négligé. Ensuite, ces deux dernières grandeurs électriques de sortie seront considérées fournies par un transfert multivariable ayant deux comportements principaux plus deux autres comportements croisés qui sont assurés par les deux entrées telles que l'angle de tire et la vitesse du vent.

2.1. Modélisation du comportement réel du système SEIG

En général, la modélisation d'un processus physique est souvent donnée par une représentation abstraite permettant d'associer les grandeurs d'entrées (les commandes) par celles de sorties à régler. La recherche d'un modèle mathématique adéquat définissant cette association peut être abordé suivant deux approches distinctes. La première approche suppose

que la dynamique sujet peut se décrire à partir d'un ensemble d'équations différentielles issues de l'application de différentes lois physiques sur le processus à modéliser. Cependant, la seconde approche suppose que le mécanisme interne régissant le fonctionnement du système sont complètement inconnus. Dans ce cas, le problème de conception d'un modèle SEIG approprié consiste à trouver une fonction de transfert (dans le cas SISO) ou une matrice de transfert (dans le cas MIMO) dont les paramètres optimaux sont optimisés par un algorithme convenable et ce à partir des mesures expérimentales extraites a priori par le concepteur. Il s'agit donc d'une identification paramétrique conduisant à fournir un modèle simulant le comportement réel au voisinage d'un ou plusieurs points de fonctionnement [11]. Ici, le but réside dans la recherche d'une forme mathématique définissant la relation reliant les grandeurs d'E-S à partir des mesures réelles pré-enregistrées dans un point de fonctionnement souhaité [12]. Les différents types adoptés pour la représentation d'un comportement réel du système SEIG peuvent être illustrés par la figure ci-dessous :

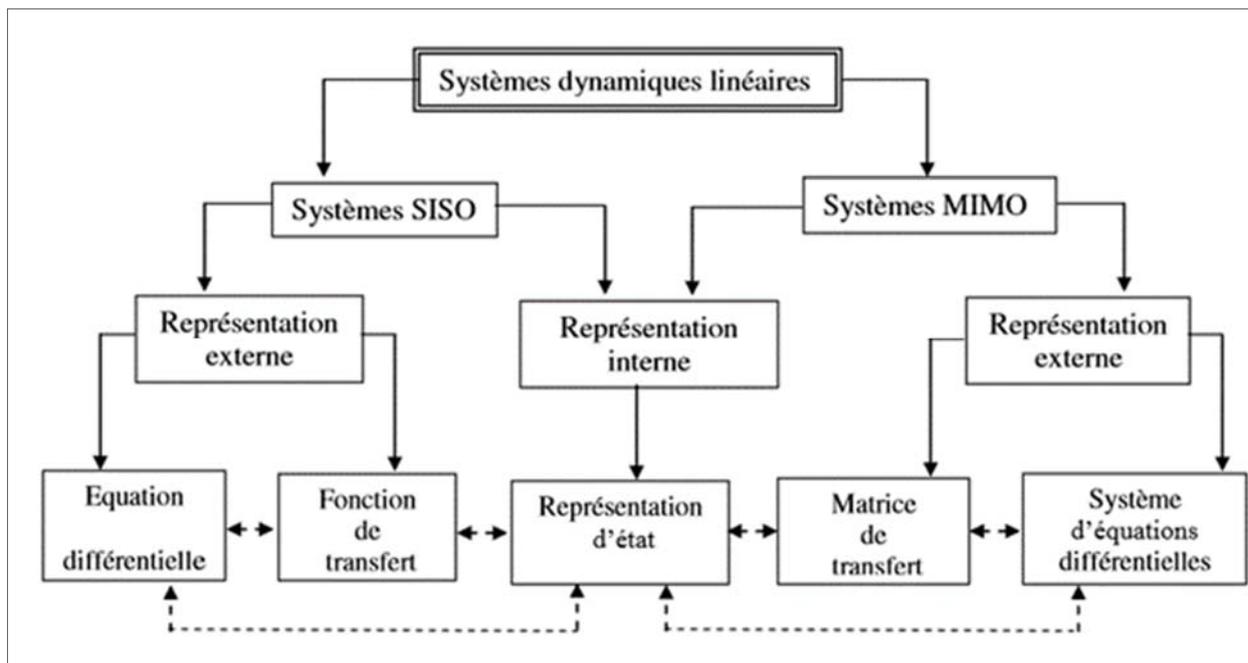


Fig. II.1 : Différents types de représentations des systèmes

À partir de **Fig.II.1**, il est clair de constater qu'une telle dynamique d'un processus réel peut être décrite en utilisant l'une de plusieurs structures illustrées par la figure ci-dessus. En effet, le modèle mathématique souhaité peut, dans certain cas, être issu d'une identification paramétrique dans laquelle des réponses temporelles ou fréquentielles, fournies par le système à modéliser, sont exploitées pour formuler une fonction de fitness et un algorithme

d'optimisation est ensuite appliquée pour minimiser cette fonction dans un intervalle de recherche présélectionné par le concepteur du modèle de synthèse [13][12].

Il est à noter ici que lorsqu'on dispose de la fonction (matrice) de transfert du système, on utilise les formes commandable ou observable qui permettent de développer une loi de commande ou d'élaborer un estimateur d'état assurant la régénération des états inaccessibles du modèle SEIG de synthèse [13].

2.1.1. Représentation d'état (modèle interne) du système SEIG

La représentation interne d'un système physique n'est pas unique mais le nombre de variables est identique pour les différentes représentations existant lors de la modélisation du comportement réel du système SEIG. En général, un tel système réel peut être décrit par un nombre fini des variables fournissant les évolutions futures du système et ce à partir de ses états initiaux et les grandeurs externes d'entrées. De plus, le nombre minimal de variables d'état, qui est nécessaire pour représenter la dynamique du système à commander, donne l'information sur les caractéristiques du système physique. Par conséquent, dans le cas monovariable, ce nombre de variable d'états représente, d'un côté, le nombre de pôles de la fonction de transfert, et d'un autre côté, il représente l'ordre du système [12], [14]. Par ailleurs, un système multivariable est défini comme celui dont la grandeur manipulée (grandeur d'entrée) agit sur plus d'une sortie, ou inversement, une sortie est affectée par plus d'une entrée. Un système multivariable peut être décrit par le modèle suivant :

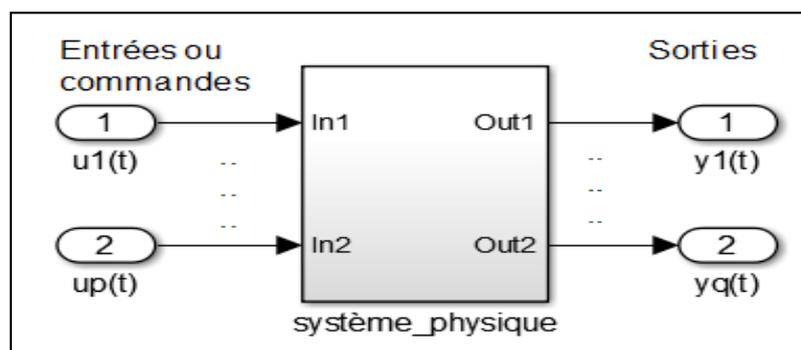


Fig. II.2 : Système multivariable

À partir de la Fig.II.2, le vecteur d'entrées $u = [u_1, u_2, \dots, u_p]$ est de dimension $(p \times 1)$, tandis que le vecteur de sortie $y = [y_1, y_2, \dots, y_q]$ est de dimension $(q \times 1)$. Dans ce cas, la représentation d'état décrivant le comportement de ce système est un ensemble fini d'équations différentielles du premier ordre. Le modèle correspondant est donné sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A \cdot x(t) + B \cdot u(t) \\ y(t) = C \cdot x(t) + D \cdot u(t) \end{cases} \quad (II.1)$$

Avec, $x(t)$ représente le vecteur d'état, $u(t)$: est le vecteur d'entrée, $y(t)$ est le vecteur de sortie, t : désigne la variable du temps. Les matrices réelles A, B, C et D sont donc des dimensions appropriées. Le schéma fonctionnel de cette représentation d'état est illustré comme suit :

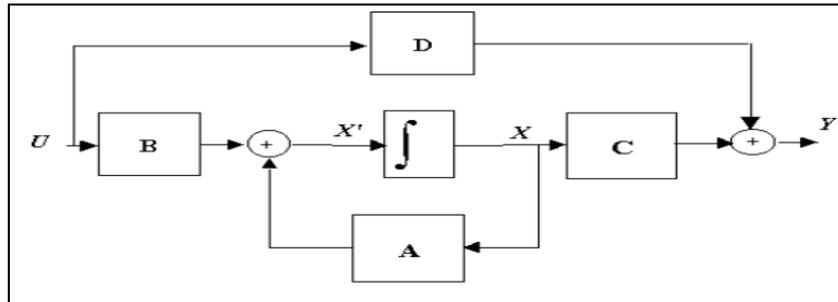


Fig. II.3 : Schéma fonctionnel de la représentation d'état

2.1.2. Modèle de transfert (représentation externe)

Le modèle de transfert est le plus utilisé dans le domaine d'étude des systèmes linéaires est une représentation par une fonction (matrice) de transfert [12]. Cette représentation utilise directement (explicitement) la relation entrée/sortie comme l'indique la figure ci-dessous :

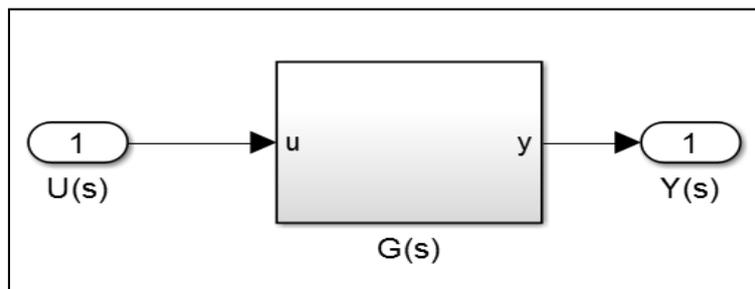


Fig. II.4 : Modèle sous forme d'une fonction (matrice) de transfert.

Dans le cas des systèmes monovariables ayant une seule entrée et une seule sortie, la fonction de transfert représente souvent la transformée de Laplace de la réponse impulsionnelle du système réel obtenue dans conditions initiales nulles [12]. En revanche, dans le cas des systèmes multivariables, la généralisation de définition de la fonction de transfert conduit à la notion de la matrice de transfert. Cette dernière est obtenue en prenant la transformée de Laplace de la représentation d'état linéaire du système étudié [13]. Pour des conditions initiales nulle, la fonction (matrice) de transfert peut s'écrire se la forme générale suivante :

$$G(s) = C(s \cdot I - A)^{-1} \cdot B + D \quad (\text{II.2})$$

Dans le cas multivariable, la matrice $G(s)$ est définie sous la forme générale suivante:

$$G(s) = \begin{bmatrix} g_{11}(s) & g_{12}(s) & \dots & g_{1p}(s) \\ g_{21}(s) & g_{22}(s) & \dots & g_{2p}(s) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ g_{q1}(s) & g_{n2}(s) & \dots & g_{qp}(s) \end{bmatrix} \quad (\text{II.3})$$

2.2. Modélisation utilisant le principe des faibles signaux

La modélisation d'un système réel conduit souvent à obtenir une représentation d'état non linéaire. Dans le cadre de la commande du système SEIG au voisinage de son point de fonctionnement, il s'agit de développer un modèle linéaire pour asservir les deux grandeurs à savoir l'amplitude et la fréquence mesurées aux bornes du système SEIG. En effet, la linéarisation basée sur le principe de la méthode de faibles signaux devenant très utile pour aboutir des modèles linéaires simulant le comportement réel du système SEIG au voisinage de zéro (point d'équilibre) [11], [12]. C'est une technique d'analyse courante en génie électronique utilisée pour approximer le comportement des circuits électroniques contenant des dispositifs non linéaires avec des équations linéaires. Elle s'applique aux circuits électroniques dans lesquels les signaux alternatifs sont faibles par rapport aux courants et tensions de polarisation CC. En général, un modèle à faible signal est un circuit équivalent à courant alternatif dans lequel les éléments de circuit non linéaires sont remplacés par des éléments linéaires dont les valeurs sont données par l'approximation du premier ordre (linéaire) de leur courbe caractéristique près du point de polarisation. Les signaux alternatifs sont « petits » par rapport aux tensions et courants continus dans le circuit. Dans ceux-ci, la théorie des perturbations peut être utilisée pour dériver un alternatif approximatif qui est linéaire ce qui permet de calculer facilement le comportement du circuit.

2.2.1. Linéarisation du système SEIG au voisinage du son point de fonctionnement :

La dynamique non linéaire du système SEIG représente souvent par des (pseudo) périodicités que l'on peut chercher à estimer par une méthode adéquate de linéarisation. Elle permet donc d'approximer la périodicité de l'évolution des trajectoires des réponses du système SEIG. Le principe de cette méthode repose sur la décomposition de tous les signaux agissant sur le système en partie stationnaire plus une partie de perturbation en utilisant la formule de *Taylor* comme suit :

$$X_e: \rightarrow X(t) = X_e + \hat{X} \quad (\text{II.4})$$

La linéarisation du vecteur champs donne :

$$X(t) = F(X_e) + j_f(x) \cdot \hat{X} \quad (\text{II.5})$$

$$J_f(x) = \begin{bmatrix} \frac{\delta F_1(x)}{\delta X_1} & \frac{\delta F_1(x)}{\delta X_2} & \dots & \dots & \dots & \frac{\delta F_1(x)}{\delta X_n} \\ \frac{\delta F_2(x)}{\delta X_1} & \frac{\delta F_2(x)}{\delta X_2} & \dots & \dots & \dots & \frac{\delta F_2(x)}{\delta X_n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \frac{\delta F_n(x)}{\delta X_1} & \frac{\delta F_n(x)}{\delta X_2} & \dots & \dots & \dots & \frac{\delta F_n(x)}{\delta X_n} \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

Étant donné qu'à l'équilibre $X_e = F(X_e)$, cela revient à résoudre:

$$\dot{\hat{X}}(t) = j_f(x) \cdot \hat{X} \quad (\text{II.7})$$

Le calcul des valeurs propres permet de déduire la stabilité des trajectoires vis-à-vis de petites perturbations autour du point d'équilibre [15]. Le point d'équilibre d'un système est une configuration du système dans lequel il n'est y a plus aucune évolution de ses variables. Si le comportement du système se trouve dans cet état, il n'en change plus du point de vue de l'automatique pour un système a une entrée et une sortie. C'est une valeur de la sortie qui demeure constante si l'on applique l'entrée constante adéquate. Mathématiquement, il faut annuler toutes les dérivées des différentes variables du système et résoudre les équations qui en résultent pour pouvoir calculer le point d'équilibre [13], [12].

2.3. Modèle mathématique de SEIG

Le modèle de SEIG parfait n'est malheureusement pas souvent disponible dans la plupart des applications industrielles en raison des contraintes telles que la présence de plusieurs dynamiques non linéaires inhérentes au comportement réel du système SEIG, l'existence de dynamiques inconnues et/ou non modélisées, ..., etc. Il est à noter ici que le comportement du système SEIG est fortement non linéaire et l'exploitation directe des données expérimentales du système SEIG fournit des modèles linéaires inadéquats en termes de précision de modélisation et justesse des réponses prédites. À cet effet, la modélisation proposée qui repose sur le principe des faibles signaux, fait l'objectif de partie de ce travail et ce pour surmonter les inconvénients, qui sont apparus lorsque on utilise directement les données expérimentales préenregistrées à partir du système SEIG réel. Ces inconvénients, qui sont dus à la présence des écarts énormes entre les sorties réelles et celles prédites par le modèle SEIG, la présence des incertitudes importantes lors de la conception du modèle SEIG souhaité, ...,

etc., peuvent considérablement réduire si la modélisation du comportement réel du système SEIG est effectué par la méthodologie proposée dans ce travail. Il s'agit donc de suivre les démarches ci-après :

Tout d'abord, les données expérimentales fournies par le système SEIG doivent être prétraitées en éliminant la composante continue de chaque mesure réelle. Ensuite, les séquences d'entrées-sorties mesurées dans les huit premières secondes doivent être supprimées et ce à cause de la magnétisation du système SEIG pour la production de la tension statorique ayant l'amplitude et la fréquence à commander. Finalement, les données expérimentales prétraitées sont exploitées dans l'interface graphique du logiciel *Matlab* en utilisant le scripte « *ident* » [1].

2.3.1. Modélisation SISO standard du système SEIG

Cette section porte la conception des deux modèles qui décrivent les deux fonctions de transfert assurant la détermination de l'amplitude et de la fréquence de la tension de sortie du modèle SEIG linéaire. La détermination de chaque fonction de transfert est effectuée de manière indépendante en considérant que le comportement croisé survenant dans les deux voies de la fréquence et l'amplitude est complètement inexistant. Ici, la modélisation SISO standard du système SEIG veut dire que les deux modèles de fréquence et d'amplitude sont obtenus à partir de l'exploitation directe des données expérimentales du système SEIG. Autrement dit que la composante continue de chaque signal d'entrée-sortie est conservée lors de l'estimation des paramètres de chaque modèle linéaire souhaité.

2.3.1.1. Conception du transfert assurant la prédiction de l'amplitude de la tension de sortie

Pour développer le modèle mathématique, qui décrit le comportement de l'amplitude de la tension de sortie du SEIG pour l'entrée de l'angle d'amorçage α , nous avons utilisé l'entrée et la sortie correspondante, illustrées par la **fig. II.5** :

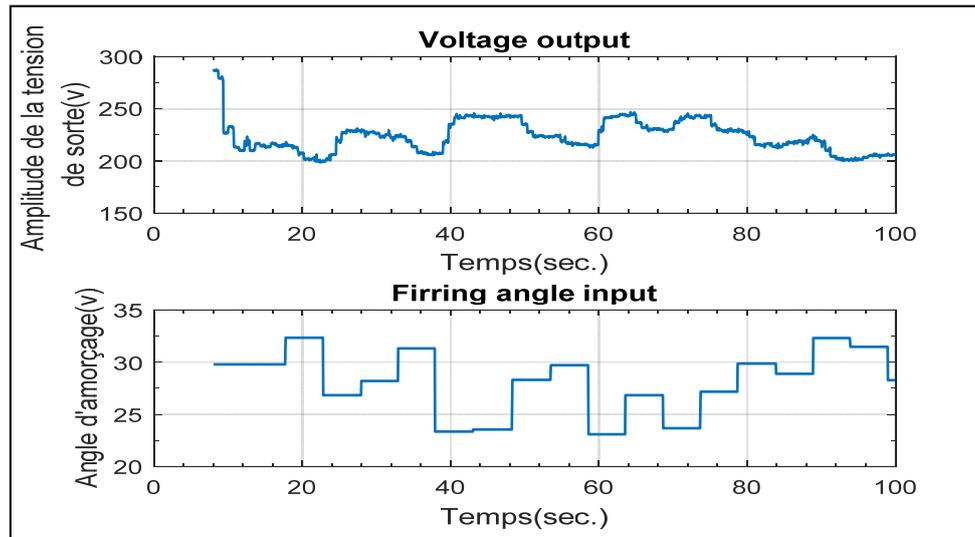


Fig. II.5 : La variation de l'amplitude de la tension de sortie v en fonction de α

À l'aide de la fonction « *ident* » du logiciel *Matlab*, nous avons pu décrire le comportement de l'amplitude de la tension de sortie par un modèle mathématique qui est défini par la fonction de transfert suivante :

$$G_v(s) = \frac{-117.5(s+0.5213)(s-0.001637)}{s(s+1.09)(s+0.4146)(s^2+1.488s+2.509)(s^2+1.003s+11.18)} \quad (\text{II.8})$$

La fonction de transfert, notée ici par $G_v(s)$, dispose (02) zéros et (07) pôles. Choix des pôles et des zéros a été effectué après plusieurs tentation. On commence tout d'abord par un nombre égal à 1 pour les pôles et les zéros et à chaque fois on a appliqué le bouton qui porte l'estimation du transfert comportant ce choix et on obtient un taux de modélisation qui reflète la correspondance de la réponse du modèle obtenu et celle du système qui correspond l'amplitude mesurée du système SEIG. Ce processus se réitère jusqu'à l'obtention d'un nombre des pôles et zéros satisfaisant d'un taux de modélisation acceptable. Dans cet essai, nous avons abouti un meilleur taux de modélisation égal à 68.37%. La figure suivante compare la réponse en amplitude fournie par le système SEIG et celle prédite par le modèle obtenu.

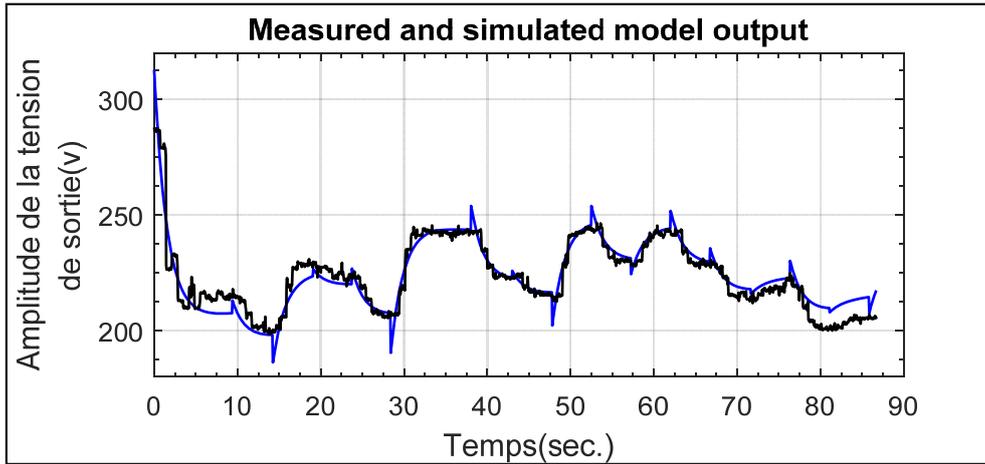


Fig.II.6: Comparaison entre la réponse du système réel et celle du modèle $G_v(s)$

La figure ci-dessus représente clairement le suivi de la réponse en amplitude du modèle obtenu avec celle préenregistrée via le système SEIG réel. D'où, l'erreur de modélisation devient importante notamment après l'instant de $t = 75$ secondes. Ceci peut conduire à une synthèse erronée du contrôleur stabilisant la boucle de régulation de l'amplitude de la tension mesurée en sortie du système SEIG réel.

2.3.1.2. Conception du transfert assurant la prédiction de la fréquence de la tension de sortie

Afin de modéliser le transfert assurant le comportement souhaité entre la fréquence de la tension de sortie du SEIG et la grandeur assurant le réglage de la vitesse du vent, nous avons utilisé les signaux d'entrée-sortie correspondants. La figure ci-dessous représente ces deux signaux non traités pour la conception du modèle assurant l'évolution de la fréquence statorique en fonction de la variation du vent.

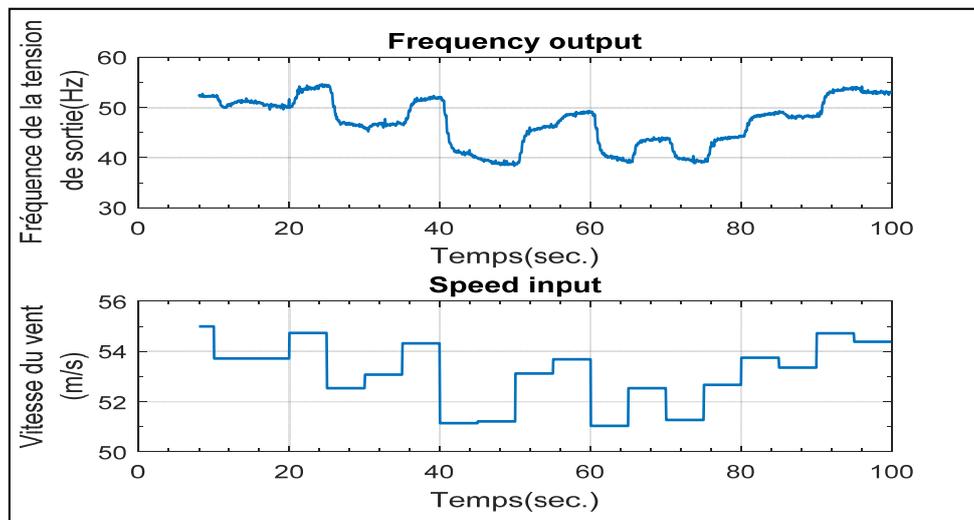


Fig. II.7 : La variation de la fréquence de la tension de sortie F en fonction de la vitesse du vent ω

La conception du modèle linéaire de fréquence est similaire en comparaison avec celle utilisée précédemment. On obtient donc:

$$G_f(s) = \frac{3.3964(s+0.1809)(s+0.01225)(s^2+0.03897s+0.3758)}{(s+1.759)(s^2+0.12s+0.005055)(s^2+0.03943s+0.3604)} \quad (\text{II.9})$$

La fonction de transfert $G_f(s)$ dispose, dans ce cas, (04) zéros et (06) pôles. La modélisation est assurée avec le taux de 64.24%. La figure ci-dessous compare les sorties à savoir réelle prédite pour le choix des pôles et zéros cité en haut:

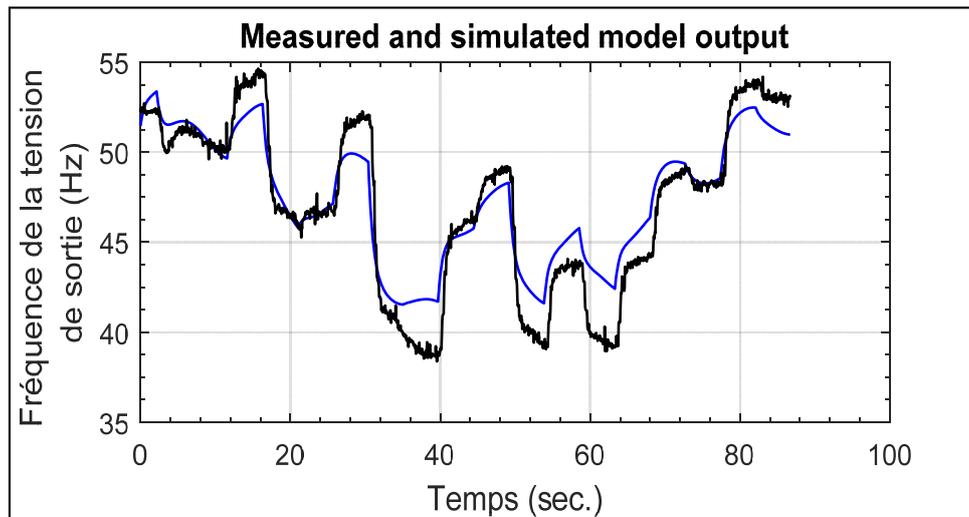


Fig.II.8: Comparaison entre la sortie du système réel et celle prédite par le modèle $G_f(s)$

À partir de la **fig.II.8**, nous avons remarqué que l'écart entre la réponse prédite par le modèle mathématique obtenu et celle du système SEIG réel devient important au long de l'intervalle du temps. Cela a confirmé le large éloignement entre la dynamique réelle et celle fournie par le modèle de synthèse, ce qui peut certainement conduire à la synthèse d'un contrôleur de fréquence incapable de stabiliser la boucle de commande du système SEIG réel.

2.3.2. Modélisation SISO utilisant le principe des faibles signaux

Cette section se concerne la conception des deux modèles linéaires du système SEIG en utilisant le principe de la méthode des faibles signaux pour décrire le transfert de l'amplitude et celui de la fréquence pour le réglage de la tension de sortie. Ici, nous avons supprimé la valeur moyenne des signaux à savoir de l'angle d'amorçage α , sachant que cette dernière est définie par $\alpha(t) = \delta\alpha(t) + \bar{\alpha}$, en conservant seulement la variation $\delta\alpha(t)$. De façon similaire à la précédente, nous avons éliminé la valeur moyenne de la vitesse du vent, sachant qu'elle est définie par $\omega = \delta\omega + \bar{\omega}$, en conservant seulement la variation $\delta\omega$. L'avantage de cette stratégie de modélisation réside dans la linéarisation au voisinage du point d'équilibre ce qui permet d'améliorer la précision de modélisation de façon très remarquable [11]. Dans la

partie ce qui suit, nous s'intéressons à modéliser, d'une manière séparée, les deux comportements de l'amplitude et de la fréquence qui entrent dans la formulation de la tension statorique de sortie du système SEIG.

2.3.2.1 Conception du transfert assurant la prédiction de l'amplitude de la tension de sortie

En raison de trouvé un modèle mathématique linéaire adéquat qui décrit le comportement de l'amplitude de la tension de sortie, nous avons utilisé le signal de la variation de l'angle d'amorçage $\delta\alpha$ et celui de la variation d'amplitude δv . Ces deux signaux sont illustrés par **Fig.II.9**.

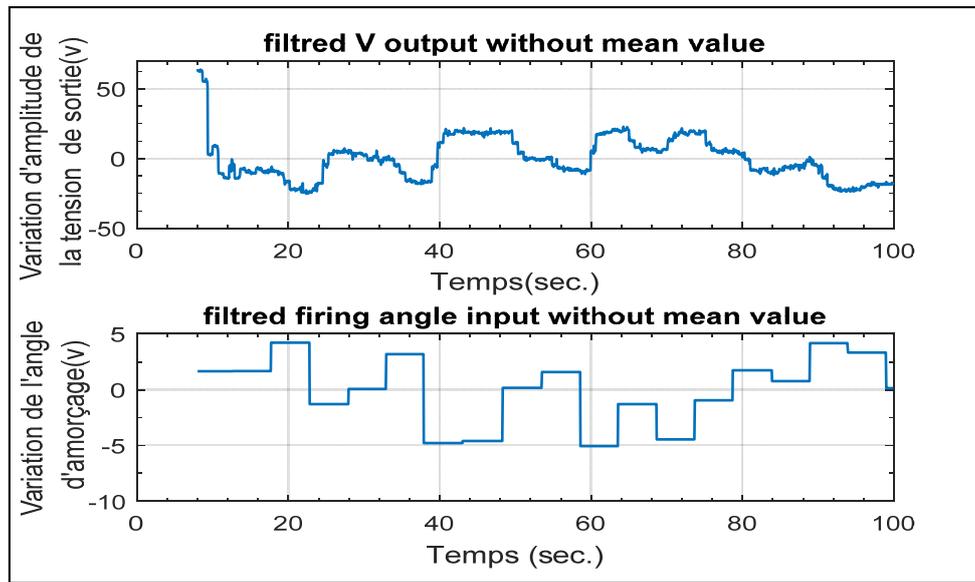


Fig. II.9: La variation de l'amplitude de la tension de sortie δv en fonction de l'angle d'amorçage $\delta\alpha$

La fonction de transfert $\Delta G_v(s)$, qui décrit l'évolution de la variation de l'amplitude de la tension de sortie au voisinage du point d'équilibre en fonction de la variation du vent est obtenue par l'interface graphique du logiciel de *Matlab*. Dans ce cas, on a choisi pour la détermination de la fonction de transfert correspondante (01) zéro et (03) pôles, ce qui conduit à fournir un taux de modélisation égal à 81.26%. On aura donc :

$$\Delta G_v(s) = \frac{9.282(s + 0.7115)}{(s+0.3236)(s^2+1.819s+4.329)} \quad (\text{II.9})$$

Sachant que la représentation d'état de ce comportement linéaire est donnée par:

$$\begin{cases} \dot{x} = A_v \cdot x(t) + B_v \cdot u(t) \\ y = C_v \cdot x(t) + D_v \cdot u(t) \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

$$\text{Avec: } A_v = \begin{bmatrix} -2.1430 & -2.4590 & -0.7005 \\ 2 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}, B_v = \begin{bmatrix} 2 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, C_v = [0 \quad 2.3205 \quad 1.6510], \text{ et } D_v = 0$$

La figure ci-dessous permet de comparer les deux réponses citées précédemment.

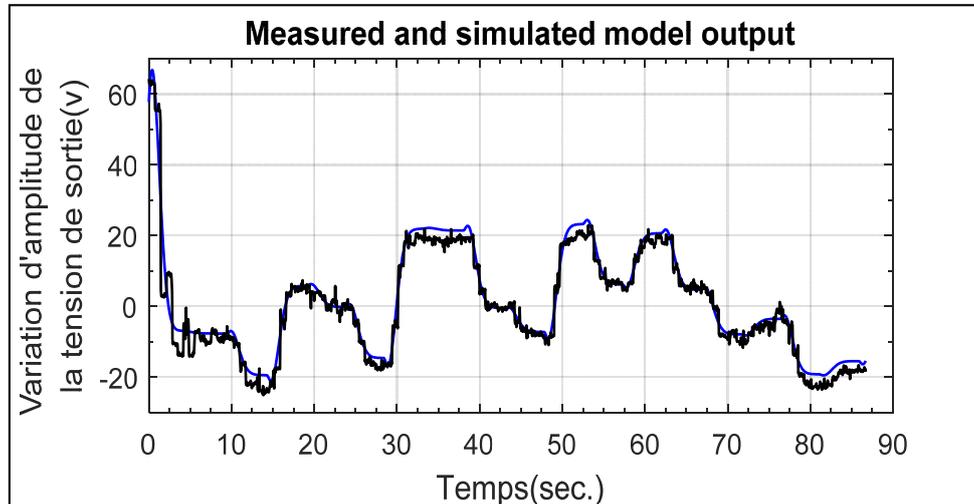


Fig.II.10: Comparaison entre la réponse du système réel et celle du modèle linéaire $\delta G_v(s)$

La figure précédente montre la réussite de la modélisation utilisant le principe des faibles signaux. Ceci se traduit par l'obtention d'une réponse prédite presque superposée à celle fournie par l'amplitude mesurée qui est donnée sans la prise en considération de sa composante continue. La synthèse du contrôleur sera assurée avec plus de confiance par rapport à celle basée sur la modélisation utilisant les données d'entrée-sortie sans prétraitements.

2.3.2.2. Conception du transfert assurant la prédiction de la fréquence de la tension de sortie

Afin d'obtenir le modèle mathématique adéquat de faibles signaux pour le transfert entre la variation de la fréquence δf de la tension de sortie et la variation de la vitesse du vent $\delta \omega$, nous avons utilisé les signaux illustrés dans la **fig.II.11** :

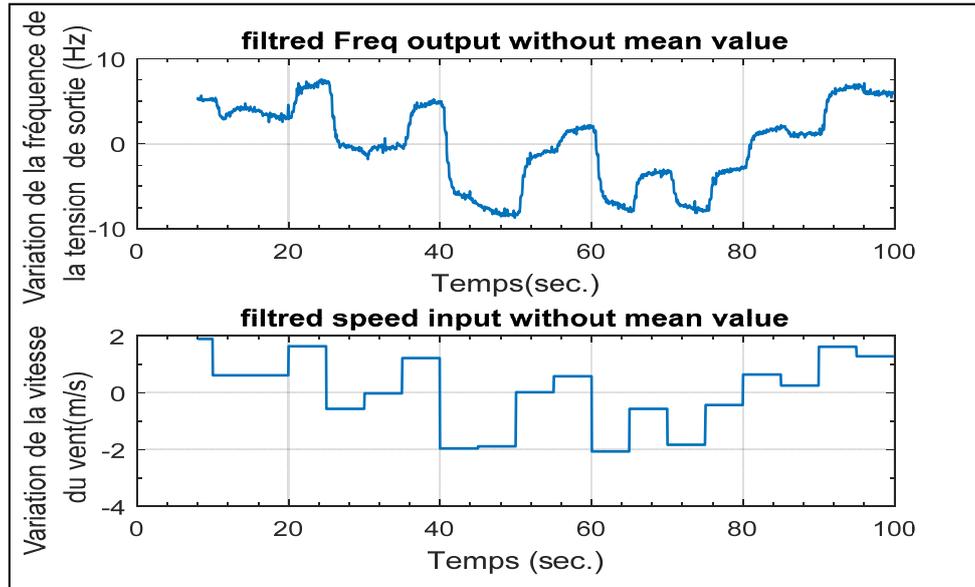


Fig. II.11 : La variation de la fréquence de la tension de sortie δf et la vitesse du vent $\delta\omega$

La fonction de transfert, qui représente le transfert entre la variation de la fréquence de la tension de sortie et la variation de la vitesse du vent, est obtenue par le logiciel *Matlab* comme suit :

$$\Delta G_f(s) = \frac{-1.3349(s-9.56)(s+0.6181)}{(s+0.3083)(s^2+2.315s+5.431)} \quad (\text{II.11})$$

D'où, la représentation d'état correspondante est donnée par:

$$\begin{cases} \dot{x} = A_f \cdot x(t) + B_f \cdot u(t) \\ y = C_f \cdot x(t) + D_f \cdot u(t) \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

Avec les matrices réelles A_f , B_f , C_f et D_f sont obtenues comme suit :

$$A_f = \begin{bmatrix} -2.6230 & -3.0725 & -0.8370 \\ 2 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}, B_f = \begin{bmatrix} 4 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, C_f = [-0.3337 \quad 1.4925 \quad 0.9860] \text{ et } D_f = 0$$

Sachant que cette fonction de transfert $\delta G_f(s)$ dispose (02) zéros et (03) pôles, la modélisation basée sur ce choix fournit un taux de modélisation égal à 92.13%. Par conséquent, la comparaison de ce résultat avec celui fourni dans la modélisation citée précédemment nous a confirmé qu'une amélioration remarquable est observée lorsque on introduit le principe de la méthode des faibles signaux dans la phase de modélisation de la seconde voie du système SEIG réel. La figure ci-dessous montre clairement la capacité de la méthode de modélisation proposée à fournir une meilleure modélisation du comportement d'entrée-sorties pour le contrôle de la fréquence de la tension de sortie du système SEIG réel.

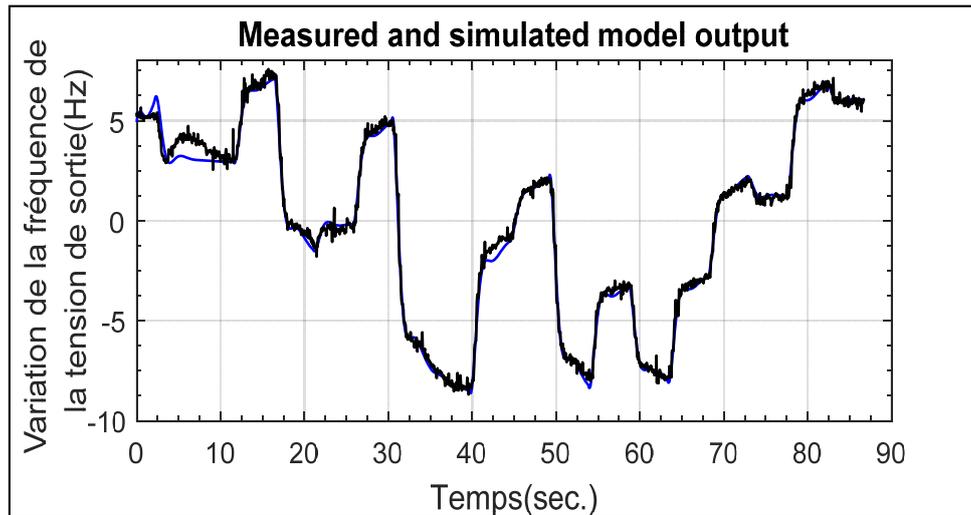


Fig.II.12: Comparaison de la sortie réelle et celle prédite par le modèle des faibles signaux $\delta G_f(s)$

Selon la **Fig.II.12**, la réponse en fréquence du modèle des faibles signaux est presque identique à celle fournie par la fréquence mesurée sans sa composante continue.

Nous verrons dans le chapitre suivant que le développement d'une loi de contrôle basée sur ce modèle à faibles signaux deviendra très utile pour synthétiser des lois et des contrôleurs stabilisant la boucle de commande.

2.3.3. Modélisation MIMO standard du système SEIG

Dans cette section, les données expérimentales précédentes sont modélisées par un modèle pluridimensionnel ayant deux transferts principaux plus d'autres transferts décrivant le couplage croisé entre les grandeurs d'entrées-sorties du système SEIG réel. Dans ce cas, chaque sortie du système SEIG est supposée fournie à la fois par l'angle d'amorçage α et la vitesse du vent ω . Il convient de souligner ici que cette version de modélisation, que nous verrons discutée dans la suite de ce travail, permettra de mieux présenter la réalité de ce test expérimental, car l'identification paramétrique du modèle SEIG simulant le comportement pluridimensionnel du système SEIG multivariable exploitera à la fois l'évolution de l'angle d'amorçage α et celle de la vitesse du vent ω pour produire simultanément l'amplitude et la fréquence de la tension mesurée en sortie du système SEIG. Les paramètres du modèle SEIG multivariable sont obtenus à partir de l'utilisant la fonction « *ident* » qui est disponible dans la bibliothèque du logiciel *Matlab*. En effet, la modélisation proposée permet d'engendrer un modèle linéaire présenté par une matrice de transfert de dimension (2×2) . Les pôles et les zéros de cette matrice de transfert, notée ici par $G(s)$, sont préalablement choisis par l'utilisateur dont le meilleur choix de ces derniers est jugé par les deux meilleures valeurs des

deux taux de modélisation présentant la précision de prédire l'amplitude et celle de la fréquence du SEIG multivariable. Sachant que la forme générale de la matrice de transfert est définie par:

$$G(s) = \begin{bmatrix} G_{11} & G_{12} \\ G_{21} & G_{22} \end{bmatrix} \quad (\text{II.13})$$

Dans ce travail, la première voie du système SEIG multivariable est définie par le transfert principal $G_{11}(s)$ qui dispose (03) zéros et (03) pôles. Elle est définie également par le transfert croisé G_{12} qui dispose (01) zéro et (01) pôle. Ce choix permet de fournir un taux de modélisation égal à 68.56% , ce qui est considéré plus ou moins acceptable en pratique. Ces deux fonctions de transferts sont données comme suit :

$$G_{11}(s) = \frac{-0.397 (s-5.777)(s-2.794)(s+0.1707)}{(s+0.06784)(s^2+1.998s+1.68)} \quad (\text{II.14})$$

$$G_{12}(s) = \frac{-1.392 (s-0.4767)}{(s+0.0718)} \quad (\text{II.15})$$

D'où, la réponse en amplitude du modèle SEIG résultant peut être calculée à partir de l'équation ci-dessous:

$$v(s) = G_{11}(s) \cdot \alpha(s) + G_{12}(s) \cdot \omega(s) \quad (\text{II.18})$$

Par conséquent, la figure suivante représente compare les deux réponses en amplitude fournies par le système SEIG réel et le modèle linéaire correspondant et ce au voisinage du point de fonctionnement égal à 220 volts.

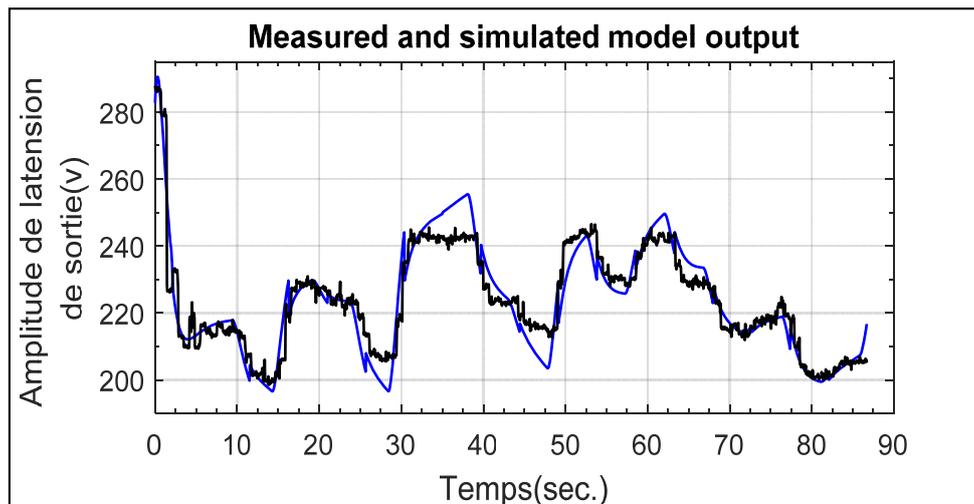


Fig. II.1: Comparaison des deux réponses en amplitude fournies par le système SEIG réel et le modèle linéaire correspondant

La figure ci-dessus montre clairement que l'écart entre les deux réponses du système et le modèle SEIG multivariable devenant important, ce qui peut conduire à une synthèse erronée du contrôleur multivariable. De la même façon précédente, la modélisation de la deuxième voie, qui décrit la réponse en fréquence $f(s)$ du système SEIG multivariable, comporte le fonction transfert croisé $G_{21}(s)$, qui dispose ici un gain statique (i.e., un (00) zéro) et (02) pôles. Elle comporte également le transfert principal $G_{22}(s)$, qui dispose ici (03) zéro et (03) pôles. L'estimation des paramètres des deux transferts précédents fournit un taux de modélisation égal à 60.43% et les deux fonctions de transferts suivants:

$$G_{21}(s) = \frac{1.16 \cdot 10^{-9}}{(s+21.28)(s+0.06237)} \quad (\text{II.16})$$

$$G_{22}(s) = \frac{(s+0.0733)(s^2+0.1982+4.424)}{(s+0.07309)(s^2+0.1984+4.424)} \quad (\text{II.17})$$

D'où, la réponse en fréquence du modèle SEIG résultant peut être calculée à partir de l'équation suivante:

$$f(s) = G_{21}(s) \cdot \alpha(s) + G_{22}(s) \cdot \omega(s) \quad (\text{II.19})$$

Par conséquent, la figure ci-dessous représente compare les deux réponses en fréquence fournies par le système SEIG réel et le modèle linéaire correspondant et ce au voisinage du point de fonctionnement égal à 50 Hz.

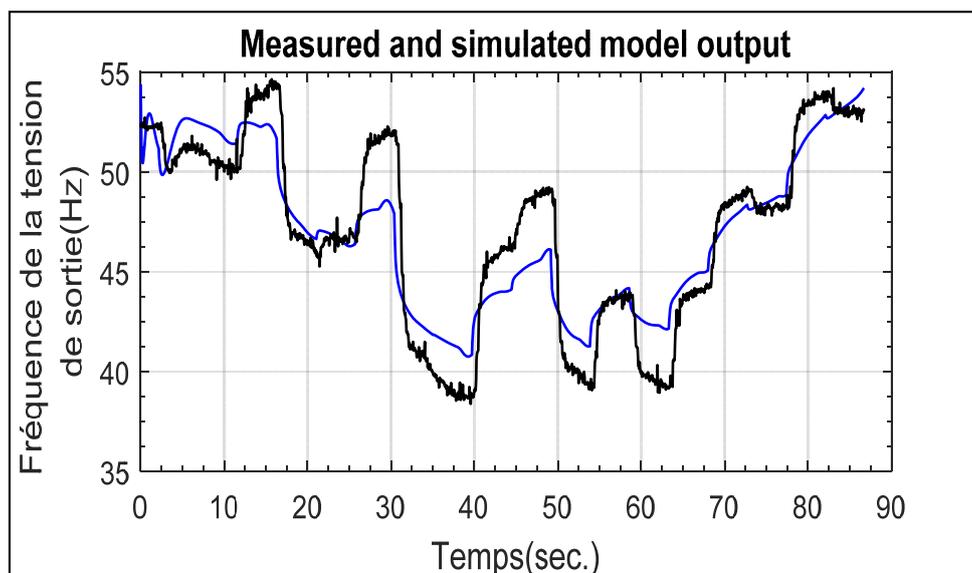


Fig.II.14: Comparaison des deux réponses en fréquence fournies par le système SEIG réel et le modèle linéaire correspondant

À partir de la **Fig.II.14**, nous avons constaté qu'il existe un écart important entre le point de fréquence mesurée et celui de la fréquence prédite dans chaque instant du temps. Sachant que pour d'autres choix des pôles et des zéros pour concevoir le modèle adéquat pour prédire la fréquence de sortie, on aura toujours des réponses éloignées à celle fournies par les mesures réelles. À cet effet, la modélisation utilisant le principe des faibles signaux devenant aussi une alternative pour améliorer les performances du modèle SEIG fourni par l'exploitation directe des mesures expérimentales fournies par le système SEIG réel.

2.3.4. Modélisation MIMO utilisant le principe des faibles signaux

En raison d'améliorer le taux de modélisation du comportement réel du système SEIG multivariable, nous avons introduit le principe de la méthode des faibles signaux pour permettre la conception du modèle linéaire multivariable assurant la linéarisation du comportement réel précédent au voisinage du point d'équilibre. Dans ce cas, nous avons exploité le signal des variations de l'angle d'amorçage $\delta\alpha$ ainsi que celui des variations de la vitesse du vent $\delta\omega$ comme étant le vecteur d'entrée du modèle souhaité. De plus, nous avons exploité le signal des variations d'amplitude δv ainsi que celui des variations de fréquence δf comme étant le vecteur de sortie du modèle précédent. D'où, la matrice de transfert du modèle à faibles signaux est de dimension (2×2) dont la structure générale est donnée par :

$$\delta G(s) = \begin{bmatrix} \delta G_{11} & \delta G_{12} \\ \delta G_{21} & \delta G_{22} \end{bmatrix} \quad (\text{II.20})$$

Les paramètres de chaque fonction de transfert à faibles signaux sont estimés via l'interface graphique du logiciel de *Matlab*. On aura les transferts des deux voies comme les suivants :

$$\delta G_{11}(s) = \frac{-0.49411 (s-5.206)(s-2.679)}{(s^2 + 2.061s + 1.675)} \quad (\text{II.21})$$

$$\delta G_{12}(s) = \frac{-0.037056}{(s+0.187)} \quad (\text{II.22})$$

$$\delta G_{21}(s) = \frac{-1.1741 (s+0.01927)}{(s+4.679 \times 10^{-7})} \quad (\text{II.23})$$

$$\delta G_{22}(s) = \frac{10.779 (s+0.5841)}{(s+0.2918) (s^2 + 2.1s + 4.255)} \quad (\text{II.24})$$

La représentation d'état de cette matrice de transfert est donnée sous la forme ci-dessous :

$$\begin{cases} \dot{x} = A \cdot x(t) + B \cdot u(t) \\ y = C \cdot x(t) + D \cdot u(t) \end{cases} \quad (\text{II.29})$$

$$\text{Avec : } A = \begin{bmatrix} -2.0610 & -1.6750 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -0.1870 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -2.3920 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 4 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0.25 & 0 \\ 0 & 0.125 \\ 0 & 4 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, D = \begin{bmatrix} -0.4941 & -1.1740 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \text{ et}$$

$$C = \begin{bmatrix} 1.2286 & -1.5156 & 0 & -0.181 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -0.1481 & 0 & 0 & 1.3475 & 0.7870 \end{bmatrix}$$

Cette modélisation fournit les deux taux [80.87; 93.44]%, ce qui conduit à une amélioration remarquable de la précision de modélisation. Sachant que la sortie de la première voie est obtenue par la formule suivante :

$$\delta v = \delta G_{11}(s) \cdot \delta \alpha(s) + \delta G_{12}(s) \cdot \delta \omega(s) \tag{II.25}$$

D'où, la figure ci-dessous compare les deux sorties de la deuxième, qui porte l'amplitude réelle fournie sans sa composante continue et la variation de l'amplitude prédite par le modèle de synthèse SEIG multivariable.

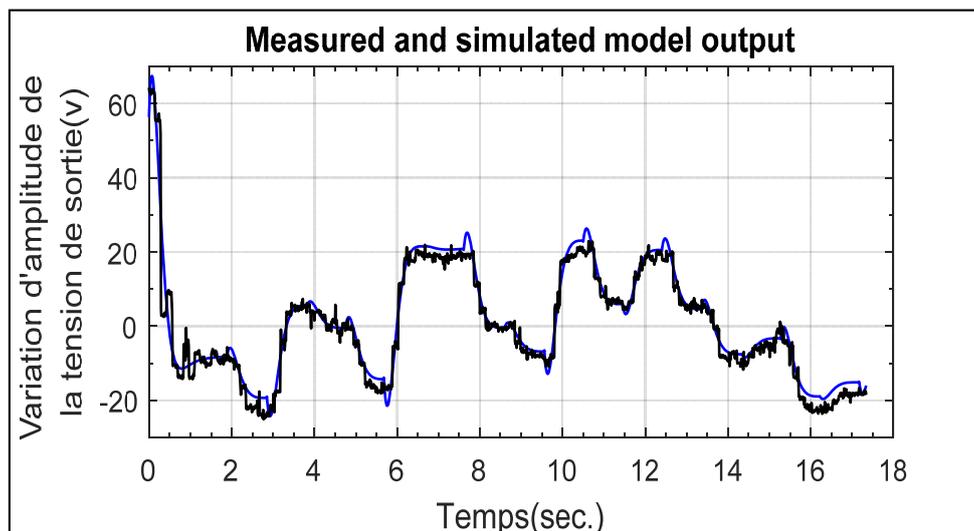


Fig.II.15: Comparaison des deux réponses en variation d'amplitudes fournies par le système réel et le modèle linéaire $\delta G_v(s)$

La figure ci-dessus montre la capacité du modèle à faibles signaux pour améliorer le taux de modélisation de la première voie du système SEIG multivariable. De la même façon

précédente, pour un choix de $\delta G_{21}(s)$ ayant un (01) zéro et (01) pôle et un choix de $\delta G_{22}(s)$ ayant (01) zéro et (03) pôles, on aura donc un taux de modélisation égal à 93.44%. Comme la sortie de la deuxième voie $\delta f(s)$ est définie par l'équation ci-dessous :

$$\delta f = \delta G_{21}(s) \cdot \delta \alpha(s) + \delta G_{22}(s) \cdot \delta \omega(s) \quad (\text{II.27})$$

D'où, la figure ci-dessous compare les deux sorties de la deuxième, qui porte la fréquence réelle fournie sans sa composante continue et la variation de la fréquence prédite par le modèle de synthèse SEIG multivariable.

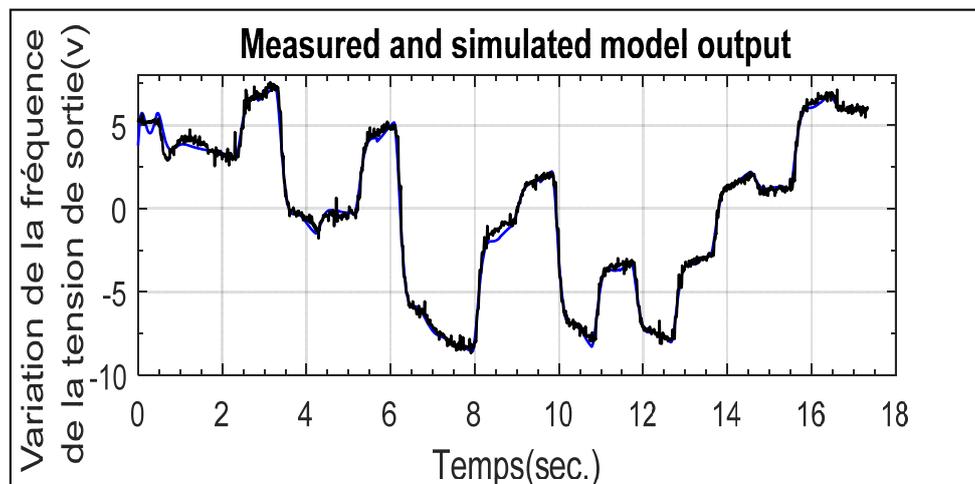


Fig.II.16: Comparaison des deux réponses en variation de fréquences fournies par le système réel et le modèle linéaire $\delta G_f(s)$

D'après la comparaison illustrée dans la figure ci-dessus, il est clair de remarquer la superposition parfaite de la réponse en variation de fréquence du modèle SEIG multivariable avec celle fournie par les mesures réelles de fréquence sans la prise en considération de sa valeur moyenne. La précision de modélisation de cette voie est augmentée d'une façon considérable ce qui fournit un taux égal à 93.44%.

2.4. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons procédé à une étude comparative entre la modélisation basée sur l'utilisation directe et sans prétraitement des données expérimentales du système SEIG réel et celle utilisant le principe de la méthode des faibles signaux. Ces deux types de modélisation ont été effectués dans le cas de multi-modèle de SEIG ayant seulement deux transferts principaux. Ils ont été également effectués dans le cas du modèle SEIG multivariable dans lequel les comportements croisés entrant dans la modélisation du système SEIG multivariable. La comparaison des réponses pour les deux cas SISO et MIMO ont

montré que l'introduction de principe de la méthode des faibles signaux dans la linéarisation du comportement non linéaire au voisinage du point d'équilibre permettant d'augmenter d'une façon remarquable la précision de modélisation en termes de l'écart entre les mesures réelles et les réponses prédites par le modèle SEIG souhaité. Ceci conduit certainement à l'obtention des lois de commande ainsi que des contrôleurs efficaces assurant la bonne dynamique de poursuite de l'amplitude et la fréquence de référence. La partie de synthèse basée sur les modèles de faibles signaux qu'on a développé sera détaillée dans le dernier chapitre de ce travail.

Chapitre 3

Commande du système

SEIG monovariante

3.Introduction

Ce chapitre se concentrera plus particulièrement sur la synthèse des deux contrôleurs stabilisant la boucle de la fréquence statorique F ainsi que la valeur moyenne quadratique de l'amplitude (où en anglais : *Root Mean Square* RMS), notée ici par V_{eff} , où le contrôle de ces deux grandeurs conduit au contrôle systématique de la tension mesurée aux bornes du système SEIG monovariante. La commande de ces deux boucles de commande sera effectuée de manière indépendante dans laquelle les deux variables à réguler sont l'angle d'amorçage α et la vitesse du rotor ω où ce dernier est entraîné par le vent. DE plus, le contrôle du système SEIG monovariante, qui sera basé sur le développement d'une loi de commande optimale ou par la synthèse du régulateur PID (Proportionnelle-Intégrale-Dérivée) décentralisé, est à pour but de régler l'amplitude et la fréquence de la tension statorique mesurée en sortie du système. Cette étape sera basée sur les différents modèles SEIG linéaires, qu'on a déjà abordé dans le chapitre précédent. La modélisation et la conception des contrôleurs robustes pour les systèmes SEIG ont motivé de nombreux travaux dans la communauté de contrôle. La commande utilisant le régulateur PID est certainement la structure de commande la plus couramment utilisée. Elle s'est en effet imposée dans plus de 90% des architectures de commande. La prévalence de cette approche vient, au-delà de sa simplicité, des performances qu'elle offre aux systèmes pilotés en boucle fermée et ce quel que soit leur domaine d'application.

Dans ce chapitre, nous allons intéresser à la commande par retour d'état et celle basée sur la structure PID et ce pour le contrôle séparé de l'amplitude et la fréquence de la tension statorique fournie par le système SEIG monovariante

3.1. Commande du système monovariante

Dans la plupart des applications industrielles, les systèmes asservis pouvaient souvent présenter des défauts, une précision insuffisante, une stabilité trop relative (voire une instabilité), un temps de réaction trop lent, un dépassement trop important, au regard d'un cahier des charges. Il est donc souvent nécessaire d'intégrer dans le système asservis un réseau correcteur dont l'objectif est d'améliorer un ou plusieurs de ces différents paramètres sans bien-sûr le faire au détriment des autres. Pour atteindre cet objectif, nous devons recourir les notions de base utilisées pour le réglage des systèmes asservis, qui sont modélisés auparavant par des modèles linéaires. Pour cela, soit un système défini par le schéma bloc présenté par la **Fig.III.1**.

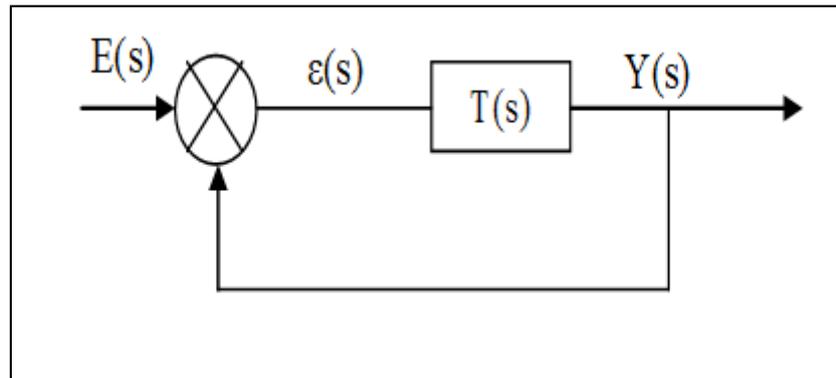


Fig. III.1 : Schéma bloc d'un système bouclé non corrigé

Si l'on souhaite améliorer les caractéristiques telles que la précision, la stabilité, rapidité du système, il est donc nécessaire d'introduire, dans la boucle de commande, un correcteur, noté ici par $C(s)$. Le système bouclé résultant est obtenu par la configuration ci-dessous :

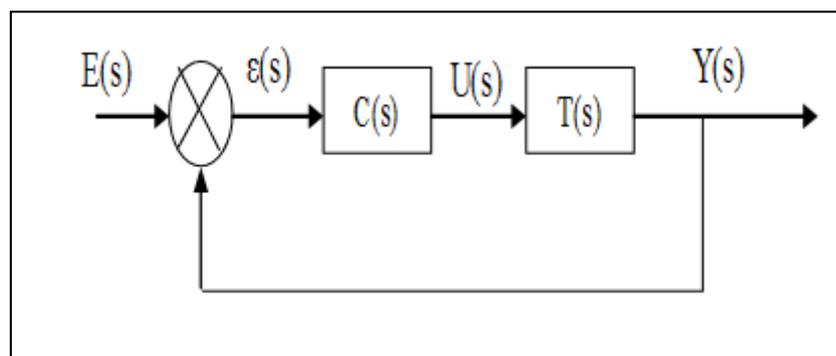


Fig. III.2 : Schéma bloc d'un système bouclé corrigé

Les correcteurs doivent permettre de réaliser le meilleur compromis entre précision, stabilité et rapidité du système étudié. Afin d'atteindre ces performances il est nécessaire de définir ce que le système doit accomplir et aussi définir la configuration du correcteur par rapport à celle du système à corriger, en suite déterminer les valeurs des paramètres du contrôleur[16].

3.2. Correcteur Proportionnel, P

Ce correcteur élémentaire est le correcteur de base, il agit principalement sur le gain du système asservi, il permet donc d'améliorer notablement la précision. Dans le cas d'un correcteur proportionnel, la loi de commande corrigée $u(t)$ est proportionnelle à l'écart $\varepsilon(t)$:

$$U(t) = K_p \cdot \varepsilon(t) \quad (\text{III.1})$$

La fonction de transfert du correcteur est donc :

$$C(s) = \frac{U(s)}{\varepsilon(s)} = K_p \quad (\text{III.2})$$

L'effet d'une augmentation du gain entraîne une diminution de l'erreur statique, rend le système plus rapide mais augmente l'instabilité du système.

3.3. Correcteur Proportionnel - Intégrateur, P.I

3.3.1. Intégrateur pur

Pour un intégrateur pur la loi de commande $u(t)$ est de la forme :

$$U(t) = \frac{1}{T_i} \int_0^t \varepsilon(u).du \quad (\text{III.3})$$

La fonction de transfert d'un correcteur pur est :

$$C(s) = \frac{1}{T_i \cdot s} \quad (\text{III.4})$$

L'intérêt principal de ce correcteur est d'ajouter dans la chaîne de commande une intégration, nous avons vu que la présence d'une intégration dans la FTBO, annule l'erreur statique pour une entrée en échelon. L'intérêt principal de ce type de correcteur est donc d'améliorer la précision, il introduit malheureusement un déphasage de -90° et risque de rendre le système instable (diminution de la marge de phase).

3.3.2. Correcteur P.I :

Le correcteur Intégrateur est en général associé au correcteur proportionnel et la loi de commande corrigée est de la forme :

$$u(t) = K_p \cdot (\varepsilon(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t \varepsilon(u).du) \quad (\text{III.5})$$

La fonction de transfert du correcteur est donc :

$$C(s) = K_p \frac{1 + T_i \cdot s}{s} \quad (\text{III.6})$$

On place le correcteur de telle sorte que le déphasage positif soit effectif avant la pulsation de résonance du système non corrigé de manière à ne pas rendre le système instable, Une autre solution consiste à simplifier « mathématiquement » le pole dominant par le numérateur du correcteur P.I.

- **Effet statique** (régime permanent): annule l'erreur statique
- **Effet dynamique** (régime transitoire) : augmente le temps de réponse (système moins rapide), et augmente l'instabilité (introduit un déphasage supplémentaire de -90°).

3.4. Correcteur Proportionnel Dérivateur P.D

3.4.1. Dérivateur pur :

La loi de commande est de la forme :

$$u(t) = Td \frac{d\varepsilon(t)}{dt} \quad (\text{III.7})$$

La fonction de transfert est donc :

$$C(s) = Td.s \quad (\text{III.8})$$

Ce type de correcteur est purement théorique, un système physique ne peut pas avoir un numérateur de degré supérieur au dénominateur. Le correcteur approchant permettant d'avoir un effet dérivé est un correcteur de la forme

$$C(s) = \frac{Td..s}{1 + \tau.s} \quad (\text{III.9})$$

avec $\tau = \frac{Td}{N}$ et N (entier) >1

3.4.2. Correcteur P.D

La loi du correcteur PD est donc :

$$C(s) = K_p \frac{Td.s}{1 + \tau.s} \quad (\text{III.10})$$

- **Effet statique** :(entrée en échelon ou évolution constante) le système n'intervenant que sur la dérivée de l'erreur, en régime permanent si l'erreur est constante, le dérivateur n'a aucun effet.
- **Effet dynamique** : l'intérêt principal de la correction dérivée est son effet stabilisant, elle s'oppose aux grandes variations de l'erreur (donc aux oscillations), elle permet donc de stabiliser le système et d'améliorer le temps de réponse.

La constante de dérivation doit permettre d'agir (apporter une phase positive) avant la résonance du système non corrigé.

3.5. Correcteur proportionnel Intégrateur Dérivateur PID

3.5.1 Définition

Tel que mentionné, le contrôleur PID de son acronyme « Proportionnel-Intégral-Dérivé» est l'un des plus utilisés dans l'industrie dû à la simplicité relative de sa structure. Généralement, il est utilisé pour réguler le comportement de différents systèmes dynamiques tels que le contrôle d'une valve électromagnétique ou d'un niveau de liquide dans un réservoir. Malgré sa structure simple, trouver un bon ensemble de paramètres pour atteindre les performances désirées peut devenir complexe puisque chacun d'eux influence différemment la réponse du système.

Le contrôleur PID capable de fournir un signal au système tout en satisfaisant certaines contraintes sur les performances du système ainsi que sur ses propriétés comportementales spécifiques. Ce signal permet éliminer l'erreur $e(s)$ entre la consigne et l'état du système. La performance d'un contrôleur repose en grande partie sur son ajustement. Comme plusieurs techniques pour paramétrer les régulateurs existent, il s'agit de sélectionner celle qui est la plus appropriée pour le problème à résoudre. Les actions élémentaires d'un régulateur peuvent être associées de plusieurs façons. On parle de la structure d'algorithme du régulateur. Les valeurs des paramètres PID ne donnent pas le même comportement du procédé selon que la structure est parallèle ou mixte [17] [18].

3.5.1.1. Structure parallèle :

Cette structure est illustrée par la figure (III.4)

Dans ce cas la structure $y(t)$ est donnée par :

$$y(t) = Kp \cdot e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt + T_d \frac{de(t)}{dt} \quad (\text{III.11})$$

En considérant les conditions initiales sont nulles et en appliquant la transformée de Laplace à **Eq.III.11**, on obtient la fonction de transfert de régulateur à structure parallèle :

$$C(s) = \frac{y(s)}{E(s)} = kp + \frac{1}{T_i \cdot s} + T_d \cdot s \quad (\text{III.12})$$

$$\text{Ou : } T_i = \frac{1}{K_i} \quad ; \quad T_d = K_d$$

avec: T_i et T_d sont respectivement la constante d'intégration et la constante de dérivation.

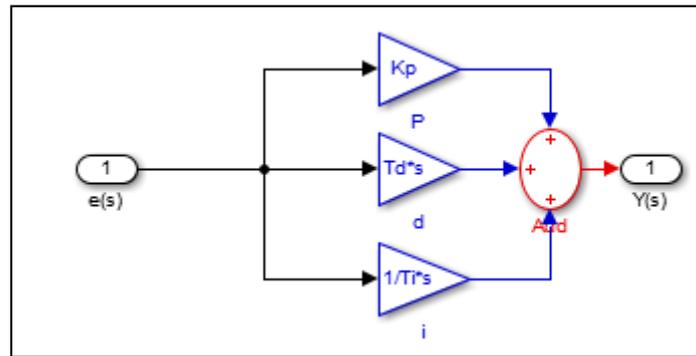


Fig. III.3 : Régulateur PID structure parallèle

3.5.1.2 Structure série :

Cette structure est illustrée par la figure (III.5)

Dans ce cas la sortie $y(t)$ est donnée par :

$$y(t) = \alpha \cdot Kp \cdot e(t) + \frac{Kp}{Ti} \int_0^t e(t)dt + Td \frac{de(t)}{dt} \tag{III.13}$$

Avec : $\alpha = \frac{Ti+Td}{Ti}$ est le coefficient théorique d'interaction entre action intégrale et action dérivée.

Considérant les conditions initiales sont nulles et en appliquant la transformée de Laplace à Eq.III.3, on obtient la fonction de transfert du régulateur PID à structure série.

$$C(s) = \frac{y(s)}{E(s)} = kp + (1 + \frac{1}{Ti.s})(1 + Td.s) \tag{III.14}$$

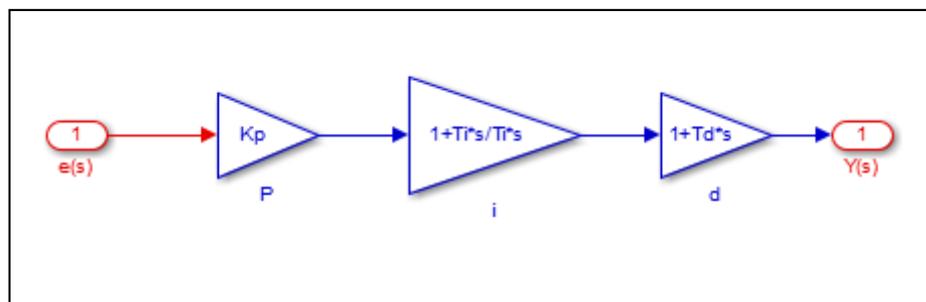


Fig. III.4 : Régulateur PID structure série

3.5.1.3 Structure mixte

C'est la structure la plus utilisée actuellement par les constructeurs [19]. L'expression de la sortie du régulateur PID est donnée par :

$$y(t) = K_p \cdot e(t) + \frac{K_p}{T_i} \int_0^t e(t)dt + K_p \cdot T_d \frac{de(t)}{dt} \tag{III.15}$$

Par application de la transformée de Laplace, on obtient :

$$C(s) = \frac{y(s)}{E(s)} = k_p + \left(1 + \frac{1}{T_i \cdot s}\right)(1 + T_d \cdot s) \tag{III.16}$$

Cette structure est représenté par la **fig.III.5**

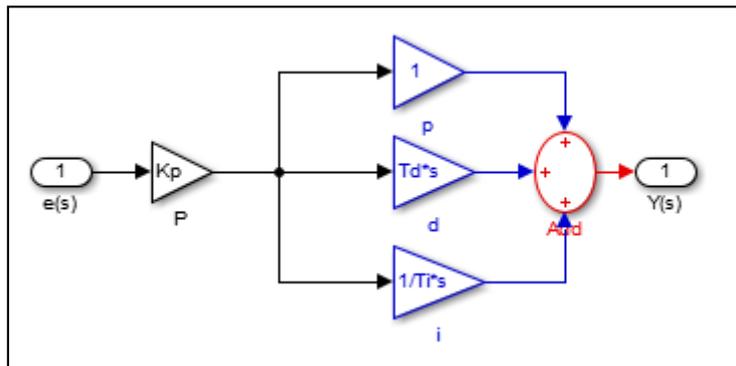


Fig.III.5 : Régulateur PID structure mixte

3.5.2. Principe de fonctionnement

L'intérêt du correcteur PID est d'intégrer les effets positifs des trois correcteurs précédents. La détermination des coefficients K_p , T_i , T_d du correcteur PID permet d'améliorer à la fois la précision (T_d et K_p) la stabilité (T_d) et la rapidité (T_d , K_p).

Le réglage d'un PID est en général assez complexe, des méthodes pratiques de réglages permettent d'obtenir des bons résultats.

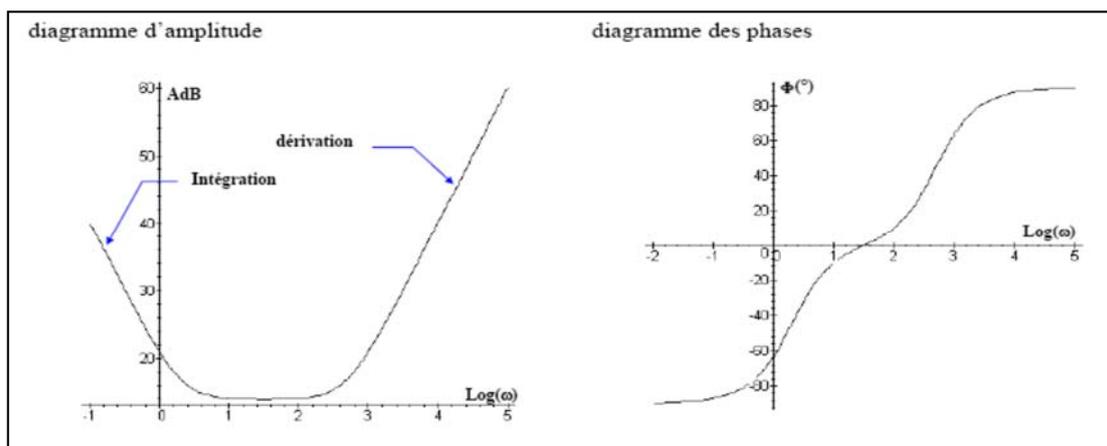


Fig. III.6 : Diagramme de Bode d'un PID

On voit sur les diagrammes de *Bode* que le correcteur P.I.D se comporte pour les basses fréquences comme un intégrateur donc le système sera précis d'un point de vue statique, aux hautes fréquences l'avance de phase est de $+90^\circ$ donc une amélioration de la stabilité.

3.5.3. Réglage du correcteur P.I.D

Le réglage d'un PID consiste à déterminer les coefficients K_p , T_d et T_i afin d'obtenir une réponse adéquate du procédé et de la régulation. L'objectif est d'être robuste, rapide et précise. Il faut pour cela limiter les éventuels dépassements [12].

- La robustesse est sans doute le paramètre le plus important et délicat. On dit qu'un système est robuste si la régulation fonctionne toujours même si le modèle change un peu. Par exemple, les fonctions de transfert de certains procédés peuvent varier en fonction de la température ambiante. Un régulateur doit être capable d'assurer sa tâche même avec ces changements afin de s'adapter à des usages non prévus (dérive de production, vieillissement mécanique,...).
- La rapidité du régulateur dépend du temps de montée et du temps d'établissement du régime dynamique.
- Le critère de précision est basé sur l'erreur statique (ou de statisme).

De nombreuses méthodes de réglage d'une boucle sont possibles selon les besoins en régulation ou en asservissement. Les exigences du cahier des charges sont décrites soit dans le domaine temporel, soit dans le domaine fréquentiel. L'objectif du réglage est de placer le correcteur de telle sorte que, autour de la pulsation de résonance du système non corrigé, l'avance de phase soit positive et suffisante pour ne pas rendre le système instable. Il n'y a pas de réelle méthode analytique permettant de calculer les actions du correcteur, par contre des méthodes pratiques permettent une évaluation correcte des coefficients du correcteur.

3.6. Le correcteur PID pour la régulation du SEIG monovariante

Dans cette section nous avons présenté le réglage de l'amplitude et de la fréquence de la tension de sortie du SEIG séparément par le régulateur PID. telle que $C_v(s)$ désigne la fonction de transfert du contrôleur de tension à synthétiser par le modèle de tension à petit signal $\delta G_v(s)$ et $C_f(s)$ désigne la fonction de transfert du contrôleur de tension à synthétiser par le modèle de tension à petit signal $\delta G_f(s)$ ou la modélisation ainsi l'identification paramétrique des comportements réels des systèmes SEIG monovariante en utilisant la structure du modèle linéaire de faibles signaux ont été détaillées dans le chapitre précédent de

ce travail. Ici nous avons intéressé à la détermination et l'optimisation des paramètres pour les deux contrôleurs par l'application de la fonction « *pidtool* » du logiciel *Matlab*.

3.6.1. Réglage de l'amplitude de la tension de sortie par le régulateur PID

La figure suivante représente le schéma bloc réalisé par *simulink* qui permet de régler l'amplitude de la tension de sortie de SEIG en ajustant sur les paramètres du régulateur PID pour atteindre les spécifications souhaités (amplitude de tension de sortie égal à 220 V).

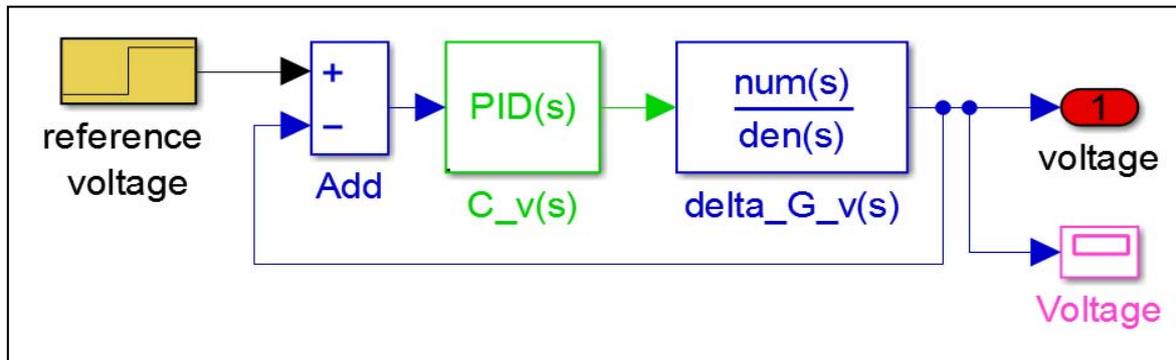


Fig. III.7 : Schéma bloc de réglage de l'amplitude de la tension de sortie par le contrôleur PID

Ici l'entrée représente la consigne qui porte la valeur d'amplitude désirée qui est égale à 220V, dans ce cas le SEIG est représentée par la fonction de transfert (δG_v) qui décrit le comportement de l'amplitude, de plus nous avons ajouté un contrôleur PID dans la chaîne directe, telle que ce dernier permet de corriger l'erreur entre la consigne et la sortie du système et aussi de fournir un signal de commande au SEIG. Dont il fournit la variation optimale de l'angle d'amorçage α . La figure précédente représente les résultats de simulation.

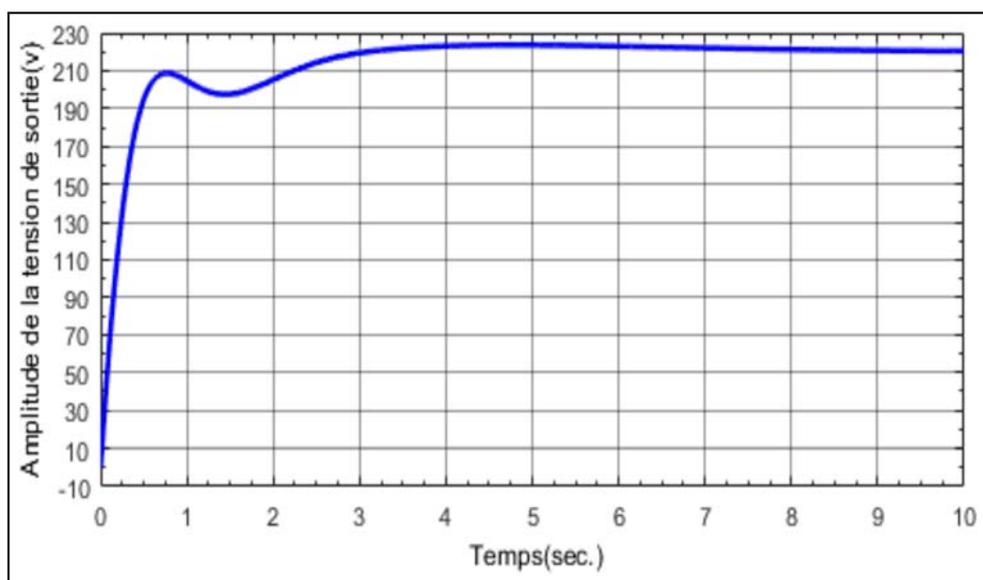


Fig.III.8 : L'amplitude de la tension de sortie

La figure ci-dessus représente la réponse du SEIG après l'implémentation du correcteur optimisé par la fonction « *pidtool* » qui est s'écrit sous la forme suivante:

$$C_v = K_p + K_i \times \frac{1}{s} + K_d \times \frac{s}{T_f(s+1)} \quad (\text{III.17})$$

Avec :

$$K_p = 0.971 \quad ; \quad K_i = 0.682 \quad ; \quad K_d = 0.342 \quad ; \quad T_f = 0.00211$$

Les résultats de simulation **fig.III.18** montre l'efficacité du contrôleur PID à régler l'amplitude de la tension de sortie, telle que l'amplitude dans ce cas converge vers la valeur de la consigne (la valeur de la tension désiré qui est égale à 220V) dans un temps de réponse très réduit ($T_r = 2s$) et elle se stabilise en régime permanent avec un erreur statique presque nulle.

3.6.2. Réglage de la fréquence de la tension de sortie par le régulateur PID

La section suivante est précédée de la conception du contrôleur de fréquence robuste pour la régulation de la fréquence de la tension de sortie à l'aide de la commande « *Pidtool* ». La figure suivante représente le schéma bloc réalisé par *simulink* qui permet de régler la fréquence de la tension de sortie on ajustant sur les paramètres du contrôleur PID.

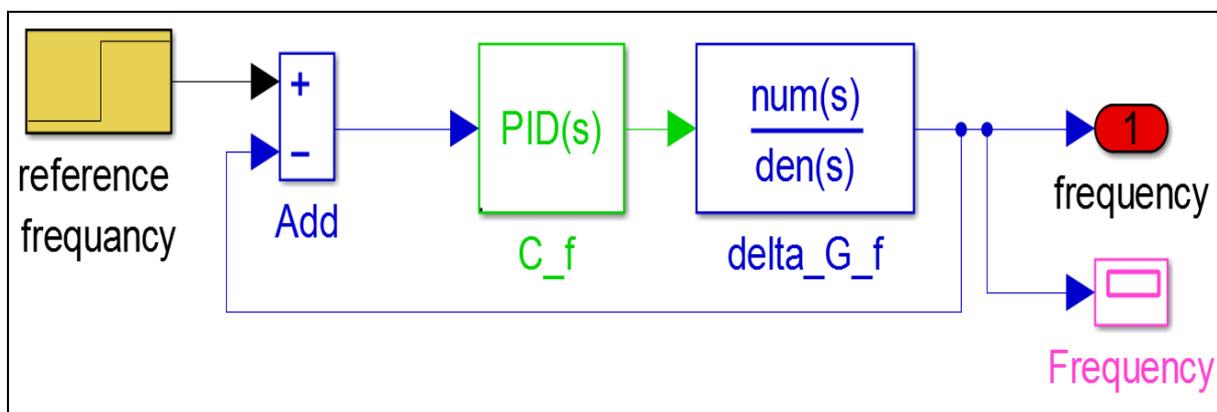


Fig. III.9 : Schéma bloc de réglage de la fréquence statorique par le régulateur PID

Le contrôleur de fréquence $C_f(s)$ fournit un signal de commande qui permet de la variation de vitesse du vent ω quelque soit sa valeur afin de stabilisé la fréquence à une valeur de référence égale à 50 Hz, dont nous avons excité le système bouclé par une entrée de consigne qui signifie la valeur d'amplitude souhaitée (qui est égale à 50 hertz). La figure suivante représente les résultats de simulation.

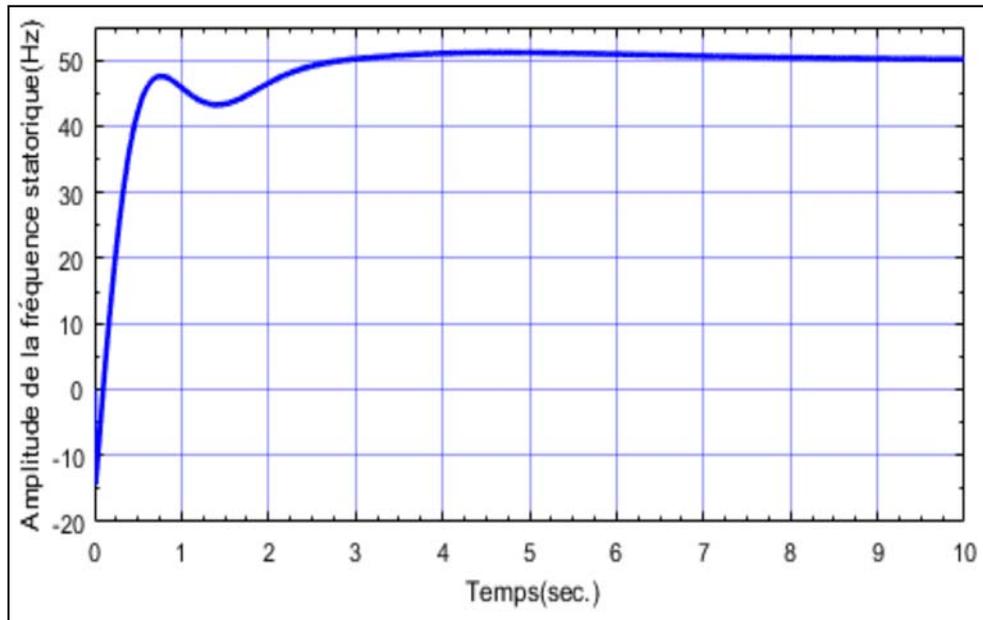


Fig. III.10 : La réponse en boucle fermée de fréquence statorique

Les paramètres du correcteur C_f sont optimisés de telle sorte que le système atteigne les performances souhaitées lorsque le correcteur est de la forme suivante :

$$C_f = K_p + K_i \times \frac{1}{s} + K_d \times \frac{s}{T_f(s+1)} \quad (\text{III.18})$$

Avec :

$$K_p = 0.642 \quad ; \quad K_i = 0.534 \quad ; \quad K_d = 0.18 \quad ; \quad T_f = 0.00242$$

A partir de la réponse temporelle représentée par **fig.III.10**, il convient de noter que la réponse en boucle fermée de la fréquence fournit un bon dynamique de poursuite dont la réponse devient plus rapide et converge vers la valeur de référence dans un temps de réponse ($T_r = 3\text{s}$) avec une erreur statique en régime permanent presque nulle.

3.7. Commande par retour d'état « SISO »

Le système à commander sera donc décrit par la représentation suivante :

$$\begin{cases} \dot{x} = A \cdot x(t) + B \cdot u(t) \\ y = C \cdot x(t) \end{cases} \quad (\text{III.19})$$

Avec :

A : Matrice du système ($n \times n$)

B : Matrice d'entrée ($n \times q$)

C : Matrice de sortie ($q \times n$)

Le moyen utilisé pour commander ce système consiste à ramener le vecteur d'état x à l'entrée par l'intermédiaire d'une matrice K de contre réaction. On suppose ici que x est accessible.

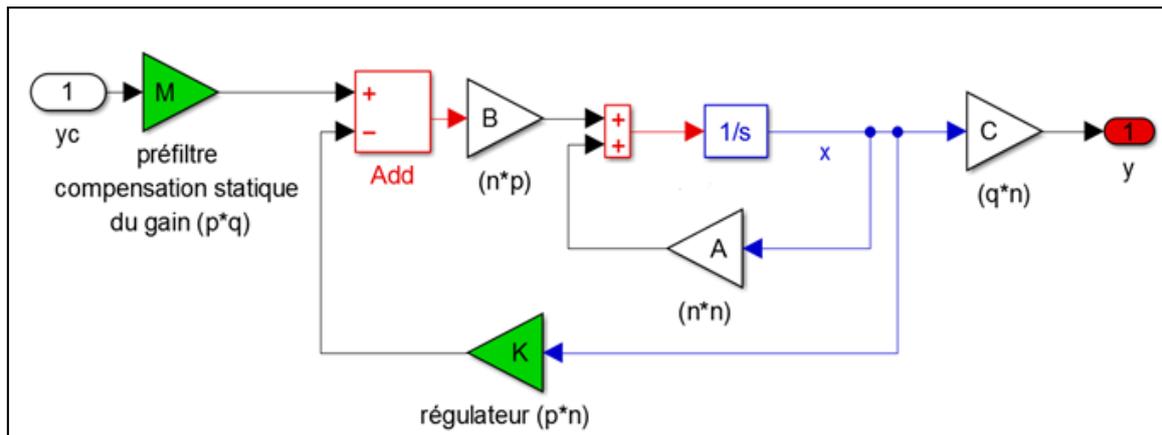


Fig. III.11 : Commande par retour d'état « siso »

La matrice K est un régulateur proportionnel composé dans les cas extrême de n^2 éléments, les terme qu'il élabore sont proportionnels non seulement à la grandeur de sortie mais aussi a toutes les dérivés, c'est donc l'équivalent d'un correcteur PD[19].

L'équation du système bouclé s'écrit :

$$\dot{x} = (A - B \cdot K)x + B \cdot M \cdot y_c \quad (\text{III.20})$$

En régime permanent $\dot{x} = 0$

donc :

$$M = [C(B \cdot K - A)^{-1} \cdot B]^{-1} \quad (\text{III.21})$$

La matrice K peut ce calculer par la méthode de placement des pôles.

Remarque : la commande des systèmes par retour d'état peut s'appliquer si et seulement si le système est observable et commandable.

3.7.1. Observabilité

Le système **Eq.III.19** est observable si, étant donné à l'instant t_0 , il existe un instant t_f fini tel que la connaissance de $y(t_0, t_f)$ et $u(t_0, t_f)$ permette de déterminer d'une manière unique l'état $x(t_0) = x_0$ et ceci quelque soit l'entrée du système [20].

Critère de kalman pour l'observabilité

L'observabilité du système est garantie, si le rang de la matrice d'observabilité est égal à la dimension de la matrice d'évolution du système de dimension n . On dit alors que la paire (A, C) est observable [12][20].

$$O = \begin{pmatrix} C \\ CA \\ \vdots \\ CA^{n-1} \end{pmatrix} \quad (\text{III.21})$$

Une fois l'observabilité du système linéaire est garantie par l'application de la condition du *rang*, il est possible de lui construire un observateur tel que celui de type Luenberger

3.7.2. Commandabilité

la commandabilité caractérise la capacité d'un système d'avoir ses caractéristiques dynamiques modifiées par les entrées. Le système d'équation d'état d'ordre n est dit commandable si pour des états quelconque x_i, x_f , et temps quelconque t_i , il existe un temps $t_f > t_i$ et une entrée u définie sur $[t_i, t_f]$, telle que la solution de l'espace d'état initialisée en $x(t_i) = x_i$ vérifie $x(t_f) = x_f$. La commandabilité assure qu'on peut trouver une commande pour arriver, au bout d'un certain temps à l'état x_f [21] [12].

Critère de kalman pour la commandabilité

Un système d'équation d'état est commandable si et seulement si les matrices A et B vérifient [20]:

$$\text{rang}([B \ AB \ A^2B \ \dots \ A^{n-1}B]) = n \quad (\text{III.22})$$

3.8. Détermination du gain K par la technique de placement des pôles

La méthode de placement de pôles permet de conserver les modes naturelles stables et bien amortie du système en boucle ouverte, suivant cette procédure [22] :

- Remplacer les pôles instables du système par leur symétrique par rapport à l'axe imaginaire
- Ramener les pôles très lents sur la verticale d'abscisse
- Ramener les pôles complexe peu amortis à l'amortissement spécifié

Soit le polynôme caractéristique donnée par :

$$P(\lambda) = \lambda^n + a_{n-1} \lambda^{n-1} + \dots + a_1 \lambda + a_0 \tag{III.23}$$

on désire imposer au système le polynôme caractéristique suivant :

$$P_{\text{désiré}}(\lambda) = \lambda^n + \alpha_{n-1} \lambda^{n-1} + \dots + \alpha_1 \lambda + \alpha_0 \tag{III.24}$$

on applique au système une loi de commande par placement de pôles $u = Kx$,

avec $K = [K_1, K_2, K_3, \dots, K_n]$.

$$u = -K_{1 \times 1} \cdot x_1 - K_{2 \times 2} \cdot x_2 - \dots - K_n \cdot x_n \tag{III.25}$$

Le placement des pôles permet d'imposer la dynamique du système en BF l'équation d'état du système en BF est :

$$\begin{cases} \dot{\tilde{X}} = A \cdot X + B \cdot U \\ U = -K \cdot X \end{cases} \tag{III.26}$$

Avec $\tilde{X} = (A - B \cdot K)X$ et $A_f = A - B \cdot K$

Le placement de pole consiste à imposer les valeurs propres

$$A_f = (-\lambda_1), (-\lambda_2), \dots, (-\lambda_n) \tag{III.27}$$

$$P_{\text{désiré}}(\lambda) = (\lambda - \lambda_1)(\lambda - \lambda_2) \dots (\lambda - \lambda_n) \tag{III.28}$$

On calcule le polynôme caractéristique de A_f :

$$P(\lambda) = \det(\lambda \cdot I - A_f) \tag{III.29}$$

3.9. Commande par retour d'état pour la régulation du SEIG monovariante

Pour mieux illustrer notre modeste travail on cherche à commander notre système par l'utilisation d'un loi de commande, dans cette section on considère que les deux systèmes sont des variations $(\delta G_v, \delta G_f)$. Il réside également dans le schéma de commande proposé sur

Fig.III.13 et **Fig.III.14** dans lequel les valeurs moyennes enregistrées à partir des mesures de l'angle d'amorçage α et de la vitesse du vent ω sont récupérées pour fournir des commandes réelles appliquées au système SEIG réel. En premier temps nous avons commencé par la commande de l'amplitude de la tension de sortie en utilisant le modèle mathématique adéquat $\delta G_v(s)$ représenté en espace d'état, en seconde temps nous s'intéressons à la commande de la fréquence statorique $\delta G_f(s)$.

3.9.1. Commande de l'amplitude de la tension de sortie par retour d'état

Pour la commande de la tension de sortie de SEIG nous avons excité le système bouclé par une entrée de consigne qui signifie la valeur de tension souhaitée (qui est égale à 220 volts) et nous avons réalisé le schéma bloc de **Fig.III.13** en utilisant *simulink* pour simuler la réponse qui décrit l'amplitude de la tension de sortie.

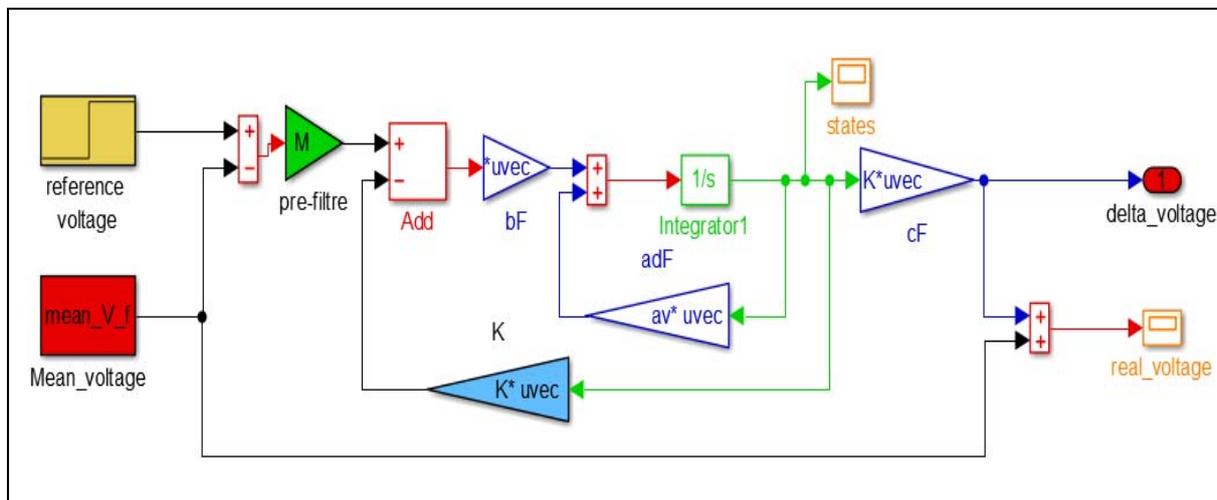


Fig. III.12 : Schéma bloc de la commande de l'amplitude de la tension de sortie

Ici nous avons utilisé le modèle linéaire des faibles signaux où la valeur moyenne est ensuite ajoutée pour déterminer la commande d'angle d'amorçage optimal total en utilisant $\alpha = \delta\alpha + \bar{\alpha}$. La commande optimale précédente est envoyée au système qui décrit le comportement de l'amplitude pour fournir une réponse adéquate d'amplitude.

Lors de la conception de la loi de commande par retour d'état nous avons utilisé la technique de placement des pôles afin de déterminer le gain statique K on a utilisé à partir du logiciel *Matlab* dont le gain optimale trouvé est : $K = [4.4285 \quad 8.2705 \quad 9.6497]$, pourtant la valeur du pré-filtre M est trouvée par **Eq.III.20** dont : $M = 6.0569$

les résultats de cette simulation sont donnée dans les figures suivants :

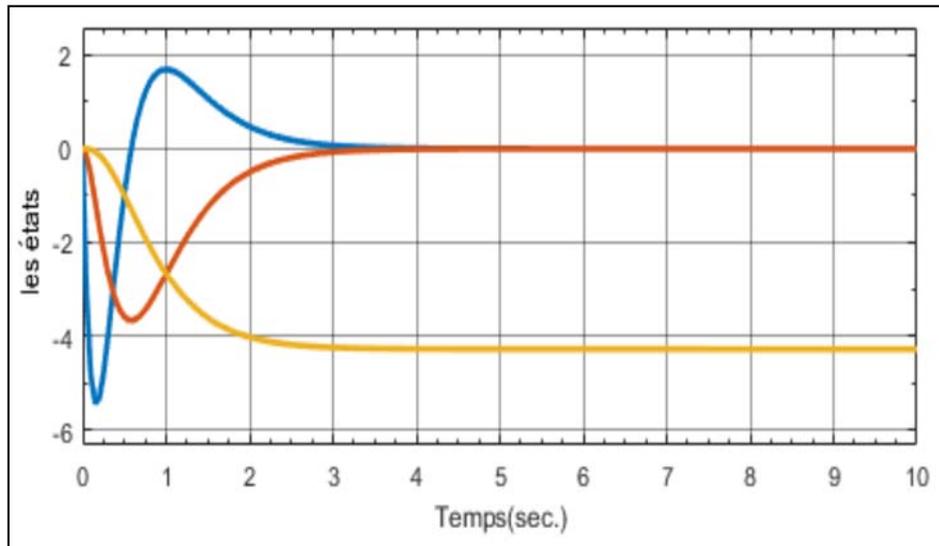


Fig. III.13 : Les états internes décrivant le comportement de l'amplitude

La figure précédente représente les états de SEIG monovariante, Ici nous avons supposé que les états du système sont connus et donnés par des mesures complètes prédéfinies peut être par des capteurs. Ces états sont multipliés en suite par un gain statique K dans la présence du pré-filtre M . A la fin nous avons trouvé la réponse illustrée par **fig.III.15**

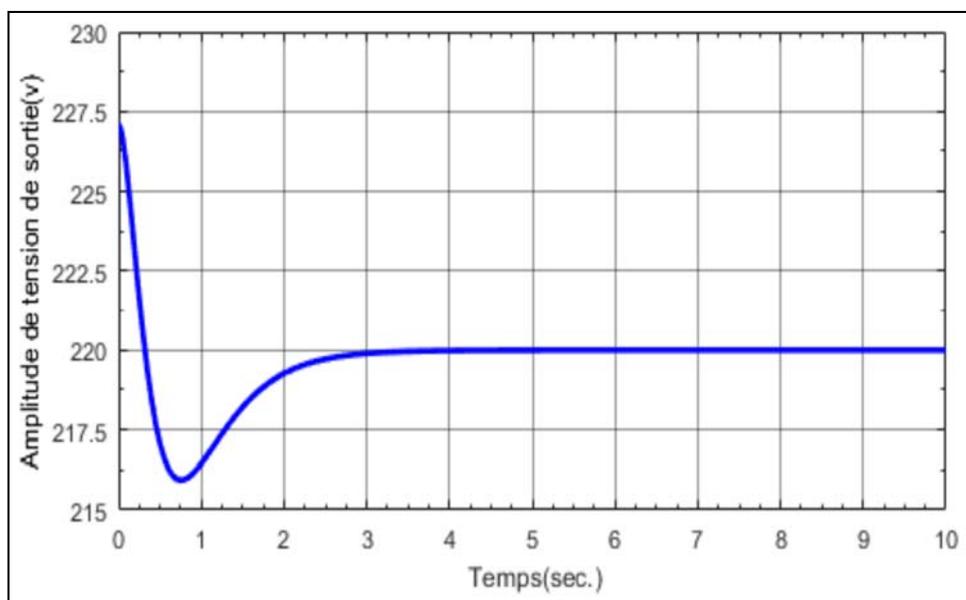


Fig. III.14 : L'amplitude de la tension de sortie

La figure ci-dessus montre l'efficacité de la commande par retour d'états pour assurer un bon poursuite de la consigne dans un temps de réponse très réduit ($T_r = 3s$), avec une

précision très élevée en régime permanent et dépassement très acceptable de point de vue pratique.

3.9.2. Commande de la fréquence de la tension de sortie par retour d'état

Afin de commander la fréquence de la tension de sortie nous avons exécuté le système par une entrée de consigne représente la valeur de fréquence qui est égale à 50 Hz .ceci est décrit par le schéma bloc de **Fig.III.15** en utilisant *simulink* pour simuler la réponse de la fréquence

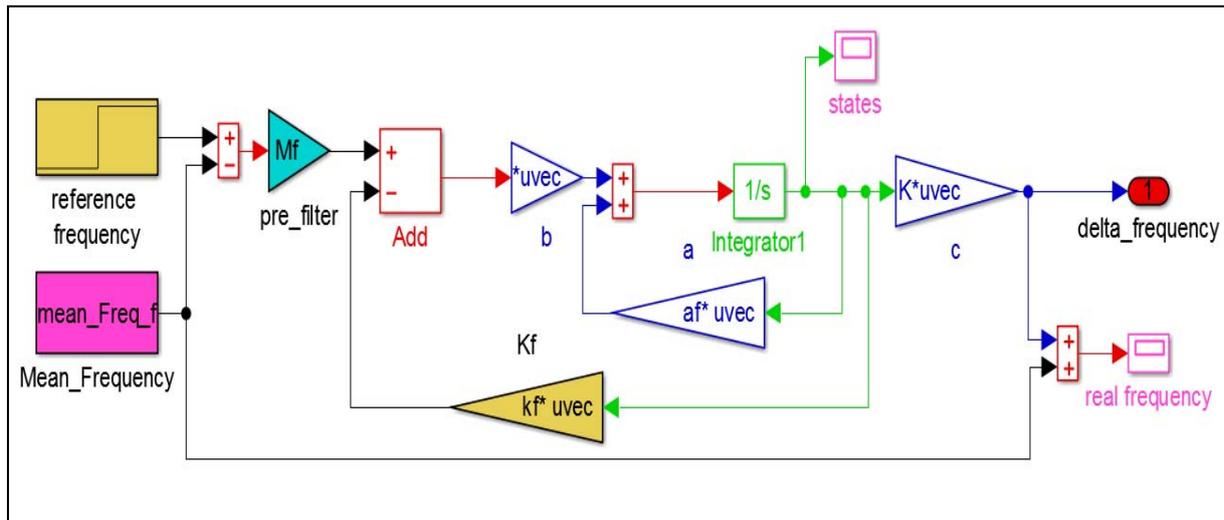


Fig. III.15: Schéma bloc de la commande de fréquence de la tension de sortie

Lors de la simulation nous avons utilisé le modèle des faibles signaux où la valeur moyenne est ensuite ajoutée pour déterminer la commande optimale de vitesse du vent en utilisant $\omega = \delta\omega + \bar{\omega}$. Enfin, la commande optimale précédente est envoyée au système SEIG réel pour fournir la fréquence du stator réelle réglée.

Afin de déterminer le gain statique K_f on a utilisé la technique de placement des pôles dont on trouve : $K_f = [2.0942 \quad 3.9819 \quad 4.790]$, aussi pour l'obtention de la valeur du pré-filtre M_f nous avons suivi le même principe qu'on a déjà utilisé pour la première cas dont on obtient : $M_f = 5.0710$

Les résultats de cette simulation sont donnés par les figures suivantes :

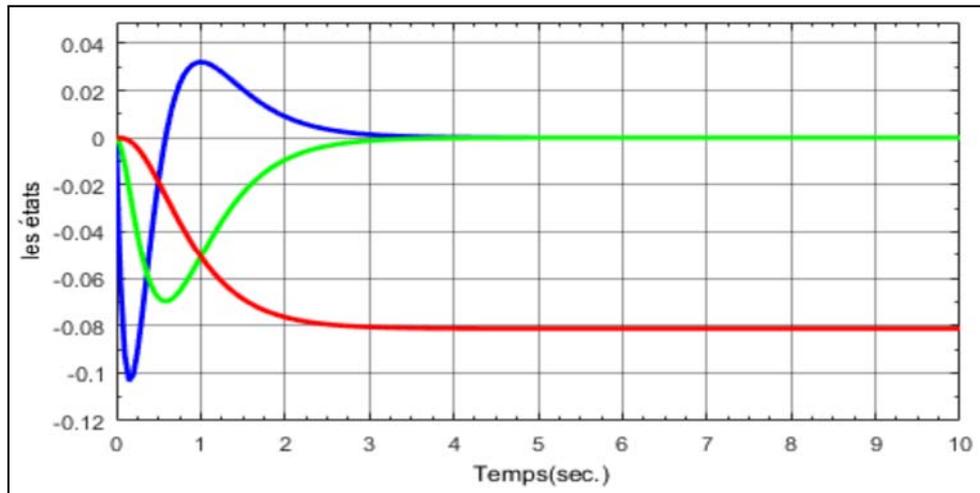


Fig. III.16 : Les états internes décrivant le comportement de la fréquence

La commande par retour d'états de la fréquence statorique du SEIG est basée sur les états représentés dans la figure ci-dessus, tels que ces états sont pondérés par le gain statique K et les signaux résultants sont comparés par l'entrée de consigne filtrée par le pré-filtre M_f . On aura donc la réponse illustrée par la **Fig.III.17**.

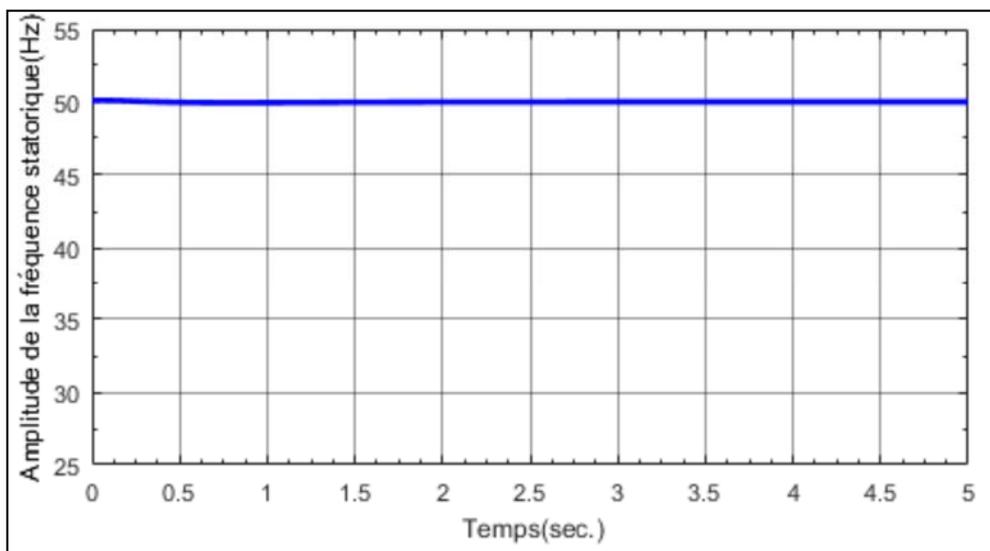


Fig. III.17 : La fréquence de la tension de sortie

A partir de **fig.III.17**, on a pu montrer la capacité de la commande par retour d'état de bien commander le système avec une bonne stabilisation et convergence très rapide vers l'entrée voulue, dont l'erreur en régime permanent est négligeable.

3.10. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté d'une façon générale le contrôleur PID et les actions associées à ce dernier qui sont utilisés ensuite pour le réglage de tension de sortie et la fréquence statorique dont cette étude confirme que la synthèse des contrôleurs basés sur la structure PID offre les meilleurs résultats en termes de robustesse, de simplicité de la structure du contrôleur et de mise en œuvre en temps réel. En plus, nous avons montré la capacité de la commande par retour d'état d'assurer une commande adéquate pour le SEIG monovariante dont elle permet d'accéder aux états des deux modèles de SEIG et donne des bons résultats pour la régulation de l'amplitude et de la fréquence de tension de sortie dans le cas où les états du système sont accessibles.

Chapitre 4

Commande du système

SEIG multivariable

4. Introduction

La conception d'une loi de commande optimale pour l'asservissement et la régulation des processus industriels représente une tâche indispensable de la spécialité d'automatique. Le but de cette conception est de synthétiser des contrôleurs stabilisant le système à commander en utilisant souvent des modèles linéaires décrivant le comportement réel du système physique au voisinage de son point de fonctionnement. Il est à noter ici que certaines dynamiques réelles présentent un couplage croisé entre les grandeurs d'entrées-sorties du système à commander, chose qui peut souvent compliquer la phase de synthèse du contrôleur souhaité. La dynamique de notre système présente ce phénomène, ce qui nous exige à choisir de façon minutieuse la méthode de synthèse assurant la conception adéquate du contrôleur multivariable stabilisant la boucle de commande. A cet effet, ce chapitre sera consacré à la commande du système SEIG multivariable dont l'amplitude et la fréquence statorique de la tension de sortie sont contrôlées à partir d'un modèle de faibles signaux. Les paramètres de ce dernier sont déterminés à partir des mesures d'entrées-sorties en utilisant l'interface graphique de l'identification, qui est disponible dans la bibliothèque du logiciel de *Matlab*.

Dans un premier temps nous nous intéressons à vérifier la commandabilité du système afin de nous permettre d'appliquer la commande par retour d'état en utilisant le modèle linéaire cité en haut. De plus, comme les états de ce modèle sont souvent inaccessibles et que la commande précédente nécessitant la disponibilité de tous les états du modèle c'est pour cette raison qu'on doit aborder à la vérification de l'observabilité du système dans l'intérêt de fournir des estimateurs d'états en utilisant par exemple le filtre de *Kalman*.

4.1. Modèle mathématique du système SEIG multivariable

La modélisation ainsi l'identification paramétrique du comportement réel du système SEIG multivariable en utilisant la structure du modèle linéaire de faibles signaux ont été détaillées dans les parties précédentes de ce travail. Dans ce cas, l'interface graphique de l'environnement du *Matlab* fournit une matrice de transfert ayant deux grandeurs d'entrées à savoir la variation de l'angle d'amorçage et la variation de la vitesse du vent. Elle possède également deux grandeurs de sorties telles que la variation de la valeur efficace de l'amplitude et la variation de la fréquence de tension sinusoïdale de sortie. Cette matrice de transfert peut être transformée sous forme d'état dont le schéma du bloc *Simulink* correspondant peut-être présenté par la **Fig.IV.1** ci-dessous:

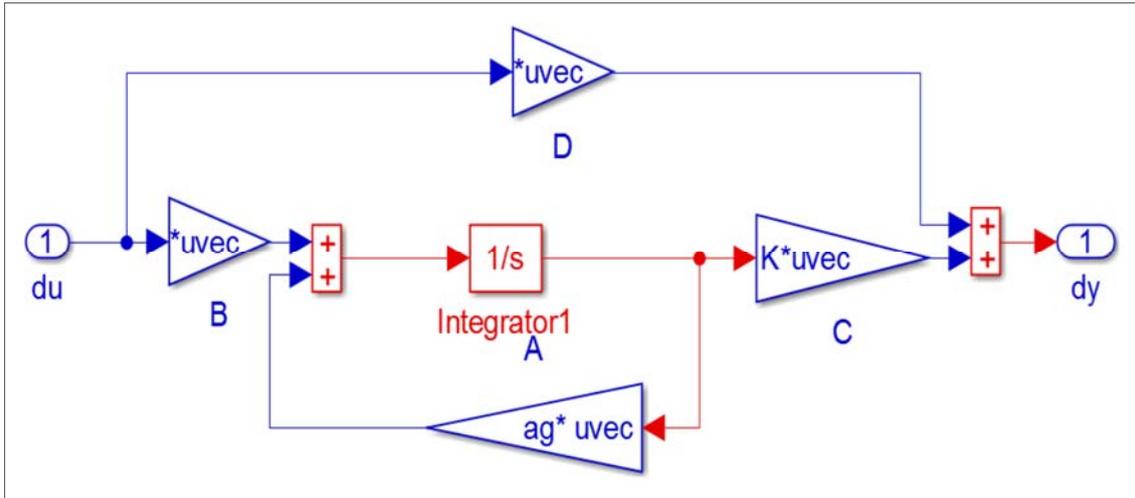


Fig. IV.1 : Schéma bloc de *Simulink* décrivant le modèle d'état du système SEIG

À partir de la **Fig.IV.1**, il est clair de constater que le modèle de faibles signaux décrivant la représentation d'état du système *SEIG* multivariable peut être représenté par le système d'équations ci-dessous:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A \cdot x(t) + B \cdot u(t) \\ y(t) = C \cdot x(t) + D \cdot u(t) \end{cases} \quad (IV.1)$$

La loi de commande par retour d'état qui se stabilise le système *SEIG* multivariable est implémentée suivant le schéma bloc de *Simulink* donné par la **Fig.IV.2** :

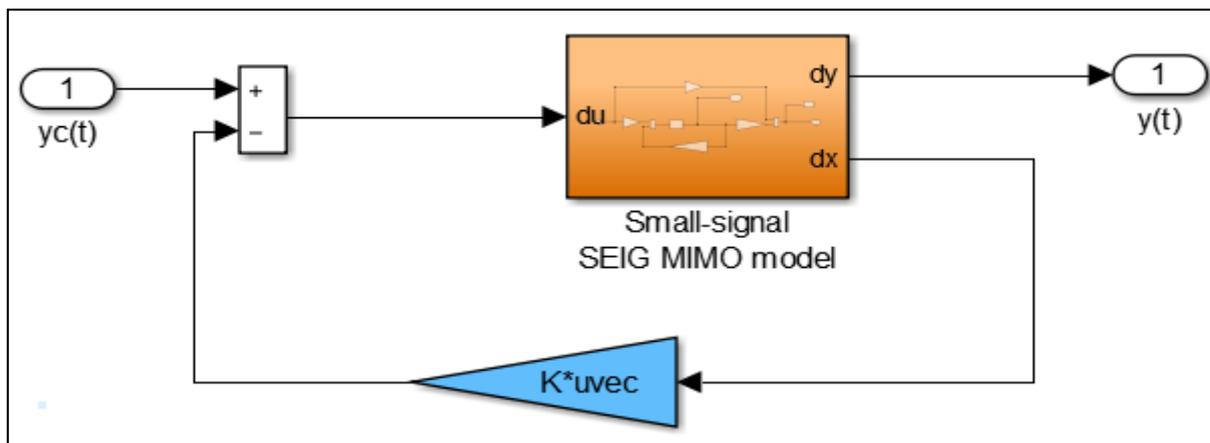


Fig. IV.2 : Implémentation de la loi de commande par retour d'état dans la boucle de commande

À partir de cette configuration ci-dessus, le signal de commande $u(t)$ est construite en comparant le vecteur du signal de consigne avec celui de la variation des états ayant les composants $x_1(t), x_2(t), \dots, x_n(t)$ où ces derniers sont pondérés par le gain optimale K ,

avec $K = [K_1, K_2, \dots, K_n]$. Dans ce cas, les équations définissant le comportement d'entrée-sortie en boucle fermée peuvent être données par :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A \cdot x(t) + B \cdot u(t) \\ u(t) = y_c(t) - K \cdot x(t) \\ y(t) = C \cdot x(t) + D \cdot u(t) \end{cases} \quad (\text{IV.2})$$

L'équation d'état du système en boucle fermée est donnée par :

$$\dot{x}(t) = A \cdot x(t) + B \cdot u(t) \quad (\text{IV.3})$$

La substitution de l'expression de la commande $u(t)$ dans l'équation d'état fournit :

$$A \cdot x(t) + B \cdot [y_c(t) - K \cdot x(t)] \quad (\text{IV.4})$$

$$A - B \cdot Kx(t) + B \cdot y_c(t) \quad (\text{IV.5})$$

D'où, l'équation d'état du système corrigé en boucle fermée est définie comme suit :

$$\dot{x}(t) = (A - B \cdot K)x(t) + B \cdot y_c(t) \quad (\text{IV.6})$$

La dynamique du système bouclé est obtenue à partir d'un choix adéquat des valeurs propres de la matrice d'évolution $(A - B \cdot K)$, sachant que ces dernières représentent les racines de l'équation caractéristique :

$$\det\{s \cdot I - (A - B \cdot K)\} = 0 \quad (\text{IV.7})$$

La condition de stabilité dépend de signe de chaque valeur propre fournies à partir de **Eq.IV.4** ainsi que l'origine soit un point d'équilibre globalement stable pour chaque modèle linéaire local $\dot{x}(t) = A_i \cdot x(t) + B_i \cdot u(t)$ bouclé par la loi de commande linéaire locale ci-dessous [13] :

$$u(t) = K_i \cdot x(t) \quad (\text{IV.8})$$

4.2. Commande par retour d'état pour la régulation du SEIG multivariable

À noter ici que les méthodes de conception des régulateurs ont été souvent limitées pour l'asservissement et la régulation des systèmes monovariables, par contre l'extension de ces méthodes pour le cas des systèmes multivariables n'est pas encore évident. A cet effet, l'objectif de la commande par retour d'état est de contrôler les systèmes MIMO et atteindre un certain niveau de spécifications désirées telles que la stabilité en boucle fermée, la rapidité

des réponses de sortie du système corrigé, la précision en régime permanent, ..., etc. Toutes ces performances peuvent être atteintes via la modification du comportement d'entrées-sorties du système en boucle fermée tout en examinant préalablement la commandabilité du système afin d'appliquer la commande par retour d'état et ce système, à partir d'un choix adéquat des valeurs propres de la matrice d'évolution du système en boucle fermée dont la partie réelle négative de chaque valeur propre représente l'objectif principal de l'étape de synthèse pour contrôler le système SEIG multivariable. Cette synthèse est donc illustrée dans la suite de ce travail comme suit [20] : Considérons le système SEIG multivariable dont la dynamique est décrite par les équations d'état et de sortie **Eq.IV.1**, avec :

- Le couple (A, B) est commandable;
- Les deux vecteurs à savoir $u(t) \in R^m$, et $y(t) \in R^m$ ayant un nombre d'entrées égal à celui de sorties.

Pour déterminer la matrice de gain K en identifiant les coefficients du polynôme caractéristique du système bouclé avec ceux du polynôme caractéristique désiré présélectionné par l'utilisateur. Il faut noter ici que la matrice de gain K est de dimension $m \times n$, cela signifie qu'on a $m \times n$ paramètres de réglages avec n paramètres suffisent à placer n pôles, ce qui implique à disposer $n \cdot (m - 1)$ paramètres redondants [16].

4.3. Contrôleur quadratique linéaire

Le problème de synthèse dans le cas de la commande du système SEIG multivariable est de trouver un retour d'état qui doit stabiliser la boucle de commande d'une façon optimale de tel sorte que le compromis poursuite et robustesse est assuré avec une énergie de commande très réduite. Il s'agit donc de trouver la matrice optimale de gain du retour d'état K dont les paramètres sont optimisés à partir d'une minimisation d'un critère linéaire quadratique (LQ) présélection par l'utilisateur [16]. Pour ce faire, soit le modèle multivariable décrit par les équations d'état et de mesure, données par **Eq.IV.1**. La méthode LQR (*Linear – quadratic regulator*) permet de synthétiser une loi de commande linéaire optimale à partir d'une minimisation d'une fonction de cout J . Cette fonction comporte les énergies fournies par les états et les commandes du système à corriger. Cette méthode nécessitant a priori de choisir les deux matrices de pondérations Q et R dont la première est fixée pour pénaliser les états, cependant la seconde est choisie pour pondérer les signaux de commande $u(t)$. Par conséquent, la fonction de fitness correspondante est définie par [13] :

$$J = \int_0^{+\infty} e^{2\alpha_c} \cdot [x^T(t) \cdot Q \cdot x(t) + u^T(t) \cdot R \cdot u(t)] dt \quad (\text{IV.9})$$

Où α_c est un paramètre réel positif donné par l'utilisateur. Nous verrons que ce dernier est en relation avec la position des pôles en boucle fermée dans le plan complexe. De plus, les deux matrices de pondération Q et R ayant les dimensions $(n \times n)$ et $(m \times m)$ respectivement sont des matrices réelles qui peuvent souvent choisir sous forme diagonales. Dans ce travail, l'objectif de synthèse est de trouver le régulateur LQ sous forme d'un retour d'état, donné par :

$$u(t) = -K \cdot x(t) \quad (\text{IV.10})$$

La détermination de la matrice de gain K_{LQR} de ce régulateur sera détaillée dans la partie suivante de ce travail.

4.3.1. Recherche du gain du retour K_{LQR}

Cette partie est consacrée à la détermination de la matrice de gain K_{LQR} dans un horizon du temps infini (i.e., $t \rightarrow +\infty$). Il est à noter que la détermination du gain cité précédemment peut être lié à la recherche de la matrice algébrique P de *Riccati* avec :

$$K_{LQR} = (R + B^T P \cdot B)^{-1} B^T \cdot P \cdot A \quad (\text{IV.11})$$

Où : P est la solution de l'équation de *Riccati* :

$$Q + A^T \cdot [P - B \cdot P \cdot (R + B^T \cdot P \cdot B)^{-1} \cdot B^T \cdot P] \cdot A = 0 \quad (\text{IV.12})$$

Les coefficients de deux matrices réelles Q et R jouent le rôle de réglage de différentes dynamiques à savoir de poursuite, de rejection des perturbations et d'atténuer les énergies de commandes requises dans la le système bouclé. Il est important à noter ici que l'approche empirique assurant le choix des paramètres de ces deux matrices citées en haut, consiste à choisir Q et R telles que :

$$Q = \text{diag} \{q_1 \dots \dots q_n\} \quad (\text{IV.13})$$

Avec :

$$Q = C^T \cdot Q \cdot C \quad (\text{IV.14})$$

$$R = \text{diag}\{r_1 \dots r_m\} \quad (\text{IV.15})$$

De plus, les coefficients q_i et r_i sont souvent choisis strictement positifs. Ils sont ajustés par essais successifs jusqu'à obtenir un comportement d'entrée-sortie satisfaisant les performances imposées par le cahier de charges. Par exemple, l'augmentation progressive de l'un des coefficients q_i ou r_i peut conduire à améliorer les performances en régime transitoire. Cependant, l'augmentation seulement de l'ensemble des coefficients q_i peut pénaliser plus fortement l'évolution de la réponse $y(t)$ au détriment de celle de la commande $u(t)$ telle que l'optimisation du critère peut produire une solution fournissant un comportement d'entrée-sortie plus rapide mais avec des commandes plus importantes. Par contre, l'augmentation seulement de l'ensemble des coefficients r_i peut produire des commandes plus douces associées par un comportement d'entrée-sortie plus lent. Dans tous les cas, il n'existe pas d'une méthode explicite permettant de choisir de manière systématique les deux ensembles des coefficients cités précédemment. Cependant, il existe d'autres méthodes heuristiques, qui n'entrent pas dans le contenu de ce travail, pour assurer le choix optimal des coefficients construisant les deux matrices réelles Q et R [22]. Il faut mentionner ici que le gain statique K_{LQR} , donné sous la forme **Eq.IV.7**, permet seulement de se stabiliser en boucle fermée le système SEIG multivariable. Cette stabilisation est souvent associée par la présence des erreurs statiques en régime permanent, Ceci exige l'introduction un gain algébrique sous forme d'un pré-filtre, noté par H_{LQR} . Ce dernier est inséré dans la boucle de commande afin de filtrer les entrées de consignes avant de les comparer par les états pondérés par le gain K_{LQR} . Le schéma de *Simulink*, présenté par la **Fig.IV.3** ci-dessous, permet d'illustrer la façon d'introduire ce pré-filtre dans la boucle de commande du système SEIG multivariable.

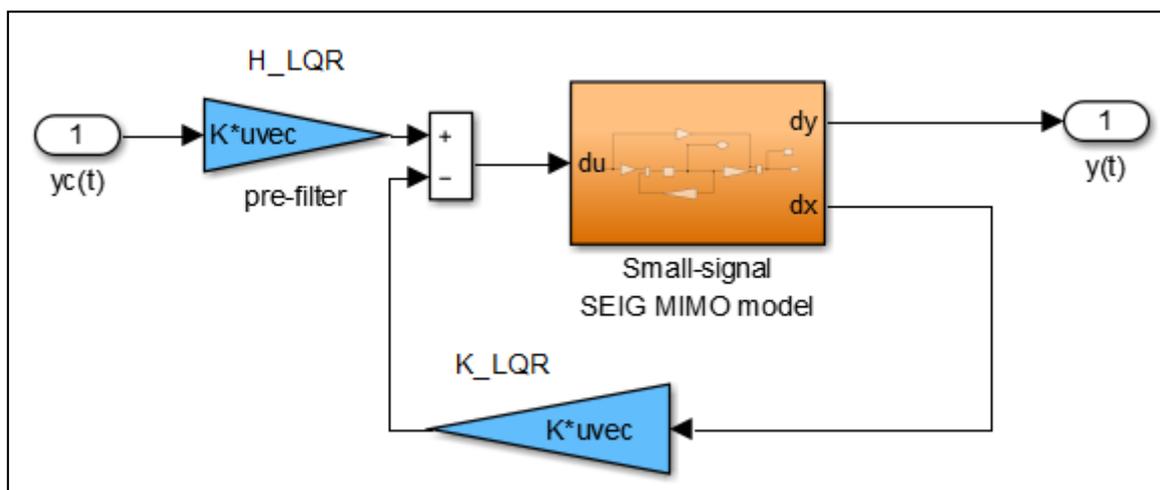


Fig. IV.3: Commande de SEIG par retour d'état (LQR)

Lors de la conception de la loi de commande par retour d'état et la détermination de la matrice algébrique assurant la suppression du vecteur des erreurs de poursuite en régime permanent, nous avons effectué les choix ci-dessous:

$$Q = \begin{bmatrix} 452.84 & -558.62 & 0 & -66.698 & 0 & 0 & 0 \\ -558.62 & 689.11 & 0 & 82.279 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 6.5925 & 0 & 0 & -59.926 & -34.999 \\ -66.698 & 82.279 & 0 & 9.824 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -59.926 & 0 & 0 & 544.73 & 318.14 \\ 0 & 0 & -34.999 & 0 & 0 & 318.14 & 185.81 \end{bmatrix}$$

La matrice réelle de pondération Q de dimension 7×7 , Elle est choisie de telle sorte que l'égalité suivant soit vérifiée : $Q = Gam \cdot C^T \cdot C$. Dans ce cas, le produit matricielle $C^T \cdot C$ est pondéré par le paramètre Gam choisi auparavant par l'opérateur. De plus, la matrice réelle R est choisie diagonale et semi-définie positive comme suite : $R = \begin{bmatrix} 50 & 0 \\ 0 & 0.01 \end{bmatrix}$. Ensuite, l'application de la commande du *Matlab lqr* fournit donc le gain optimal K_{LQR} de dimension 2×7 ci-dessous:

$$K_{LQR} = \begin{bmatrix} 2.7976 & 3.3178 & 8.3524^{-5} & 0.44206 & -0.014981 & 0.023305 & 0.0084903 \\ -4.2415 & 0.72397 & -25.476 & 2.3011 & 14.775 & 0.023305 & 0.0084903 \end{bmatrix}$$

Finalement, la matrice de préfiltre minimisant les erreurs de poursuite est obtenue suivant les démarches citées en chapitre 3 précédent. Elle est de dimension (2×2) , donnée par

$$H_{LQR} = \begin{bmatrix} -2.4422 & 5.6646 \\ -12.689 & 426.5 \end{bmatrix}. \text{ Il est à noter ici que cette étape de synthèse est fondée sur le}$$

modèle linéaire de faibles gains, qui décrit le comportement du système SEIG multivariable au voisinage du point d'équilibre de zéro. A cet effet, l'implémentation en temps réel de cette loi de commande nécessitant de récupérer la valeur moyenne de chaque mesure d'entrée-sortie, qui a été enregistrée lors de la modélisation basée sur le principe des faibles signaux. Les deux valeurs moyennes correspondantes les deux commandes à savoir de l'angle d'amorçage et la vitesse du vent sont ajoutées aux signaux de commande fournis par la loi optimale citée précédemment. Les deux signaux résultants sont ensuite envoyés au système SEIG réel qu'avec lequel on peut mesurer les deux sorties réelles de l'amplitude et la fréquence statorique de sortie. Les deux réponses de sorties fournies par le modèle linéaire SEIG multivariable sont additionnées avec les deux valeurs moyennes de deux mesures de sortie, qui ont été enregistrées lors de la modélisation du système SEIG multivariable. Les deux signaux résultants de sortie sont ensuite comparés avec les deux sorties réelles fournies par le système SEIG réel et ce pour pouvoir vérifier est ce que le modèle linéaire SEIG reste

toujours en concordance avec le comportement réel du SEIG réel ou non. Cette configuration citée en haut peut être représentée par le schéma de *Simulink* ci-dessous :

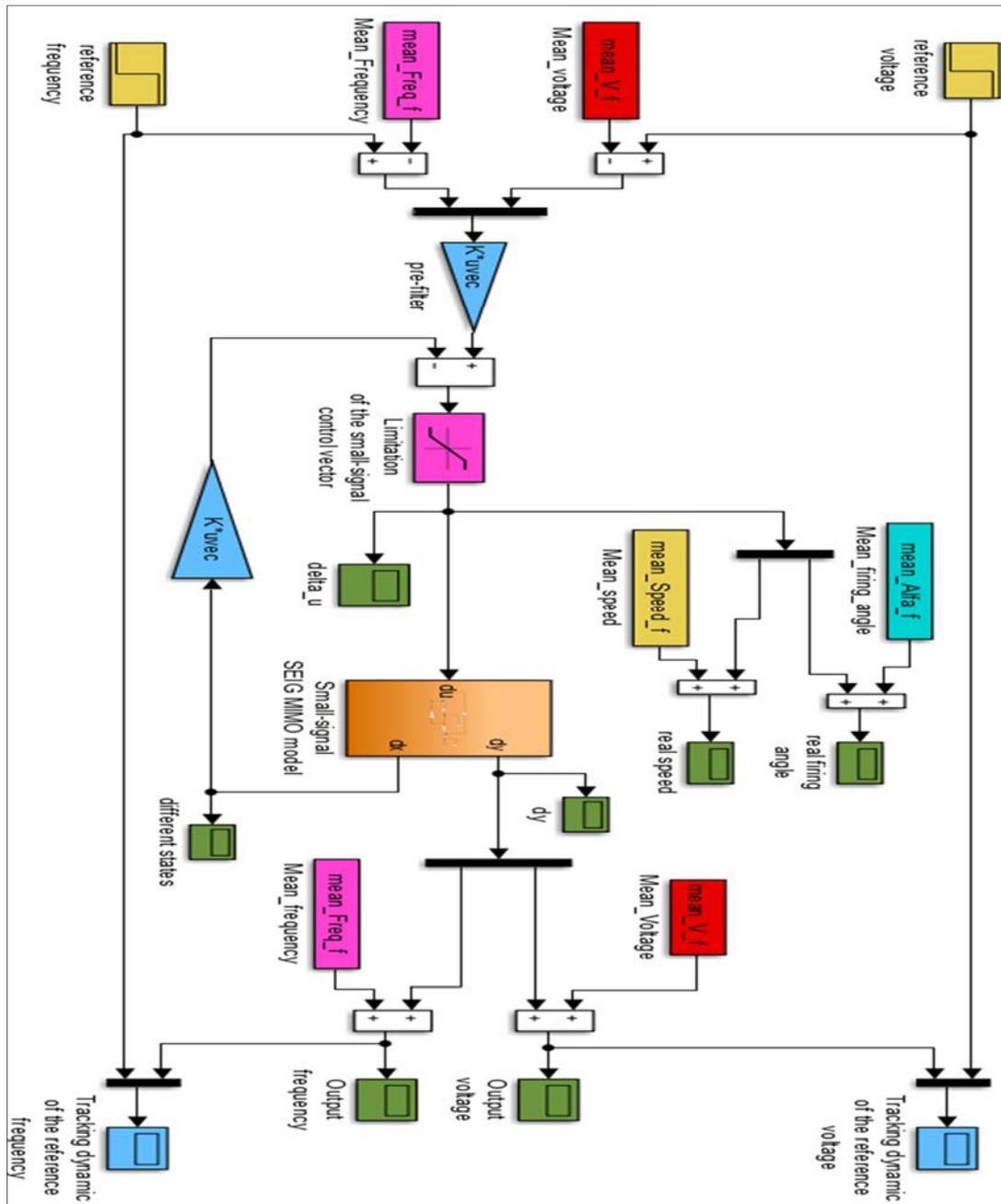


Fig. IV.4: Implémentation de la loi de commande par retour d'état en temps réel

Les résultats de simulation sont montrés dans les figures ci-dessous. Ici, nous avons excité le système bouclé par une première entrée de consigne qui signifie la valeur d'amplitude souhaitée (qui est égale à 220 volts). Cependant, la deuxième entrée de consigne représente la valeur de fréquence qui est égale à 50 Hz. Le temps de simulation est fixé à la valeur de 10 secondes et pour des mesures de sécurité, on a introduit un bloque assurant la limitation des signaux de commande. On aura donc les réponses temporelles suivantes :

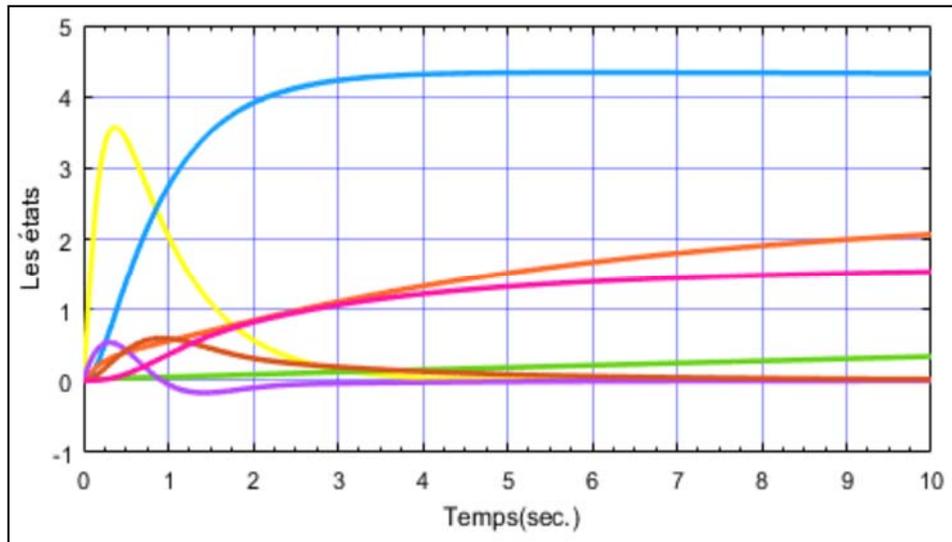


Fig. IV.5 : Les états du modèle linéaire SEIG multivariable

À partir de la **Fig.IV.5**, il est clair d'observer la stationnarité de tous les états du modèles SEIG multivariable notamment en régime permanent. Sachant que tous ces signaux précédents sont pondérés par le gain optimal K_{LQR} et les signaux résultants sont comparés avec ceux fournis par le filtrage des deux entrées de consignes en utilisant la matrice algébrique H_{LQR} . On aura donc les deux réponses illustrées par la **Fig.IV.6**.

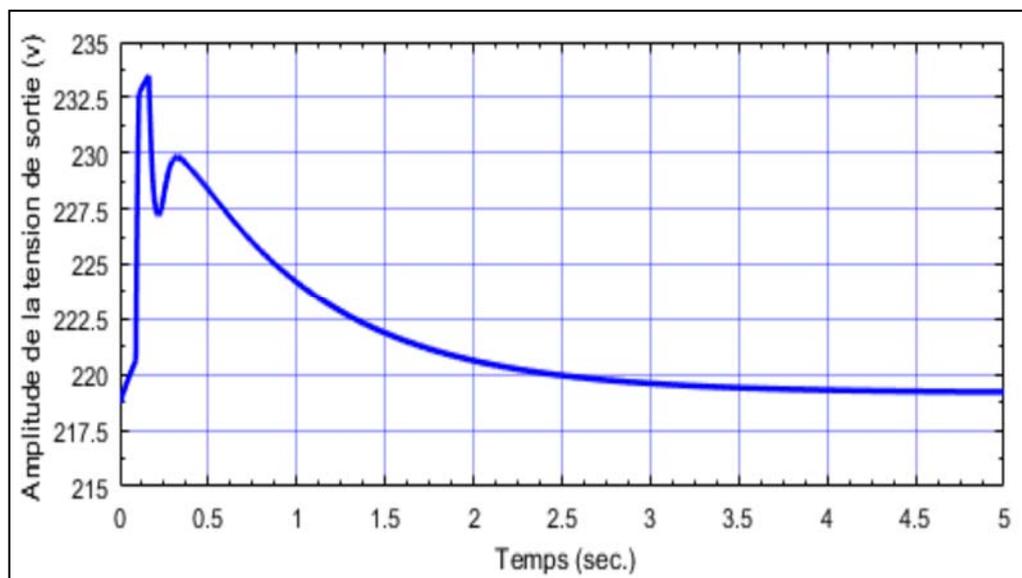


Fig. IV.6.a : Amplitude de la tension statorique de sortie contrôlée par la commande par retour d'état utilisant un observateur d'état standard

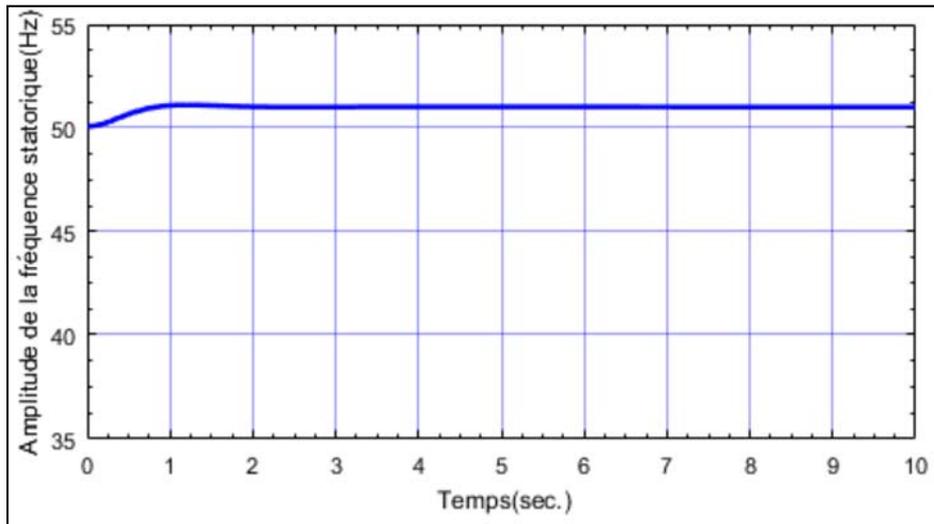


Fig. IV.6.b : Fréquence de la tension statorique de sortie contrôlée par la commande par retour d'état utilisant un observateur d'état standard

À partir des deux réponses temporelles précédentes, on a pu constater que la stratégie de commande proposée dans ce travail a la capacité de fournir d'une bonne dynamique de poursuite dans les deux chaînes de l'amplitude de tension ainsi que celle de la fréquence correspondante. Notant ici que chaque dynamique de poursuite obtenue est caractérisée par une erreur statique presque nulle en régime permanent, un dépassement très acceptable du point de vue pratique, un temps de montée et temps de stabilisation (temps de réponse) très rapides.

Toutefois, cette méthodologie de commande fournit des bons résultats comme l'indique la **Fig.IV.6**. Néanmoins, son domaine d'application est limité par la disponibilité des informations sur tous les états du modèle linéaire de SEIG multivariable. Ceci représente l'un des anomalies qui se limitent l'implémentation de cette loi de commande en temps réel. Pour surmonter cet inconvénient, nous devons recourir aux algorithmes assurant l'estimation de tous les états inaccessibles du modèle de synthèse en examinant à l'avance la condition d'observabilité du système. A cet effet, la partie suivante de ce travail sera consacrée à l'estimation des états inaccessibles du système et pour faire étendre cette stratégie de commande en cas d'absence des informations sur l'ensemble des états du modèle.

4.5. Reconstruction des états inaccessibles du modèle SEIG multivariable

La commande par retour d'état est souvent nécessitant la connaissance a priori de tous les états du modèle SEIG multivariable. Ceci est rarement possible en pratique à cause de la compensation de certains pôles avec des zéros lors de la modélisation du comportement réel du système SEIG multivariable. Dans le cas où l'état $x(t)$ est inconnu sous l'hypothèse que le

système à commander est observable, donc on peut reconstruire cet état à partir des mesures disponibles, c'est-à-dire, de calculer le vecteur $\hat{x}(t)$ approximant la même dimension de l'état $x(t)$ en utilisant un observateur d'état où le développement de ses composants représente l'objet de la partie suivante de ce travail. Il est à noter ici que la stabilité de l'observateur d'état à déterminer permet de remplacer tous les états inaccessibles $x(t)$ par ceux fournis par le vecteur $\hat{x}(t)$ [15]. La détermination de ce dernier est assurée par les étapes ci-dessous :

Étant donnée l'équation d'état de l'observateur comme suit :

$$\dot{\hat{x}} = A \cdot \hat{x} + B \cdot u + L \cdot (y - C \cdot \hat{x}) \quad (\text{IV.16})$$

Tenant-compte la loi de commande par retour d'état $u(t) = -K \cdot \hat{x}(t)$, d'où :

$$\dot{\hat{x}} = A \cdot \hat{x} - B \cdot K \cdot \hat{x} + L \cdot (y - C \cdot \hat{x}) \quad (\text{IV.17})$$

La simplification de dernière équation d'état implique :

$$\dot{\hat{x}} = (A - B \cdot K + L \cdot C) \hat{x} + L \cdot y \quad (\text{IV.18})$$

Dans ce cas, la dynamique de l'erreur d'estimation est définie par :

$$\dot{e}(t) = \dot{x}(t) - \dot{\hat{x}}(t) = (A - L \cdot C) \cdot e(t) \quad (\text{IV.19})$$

Ce qui montre que la dynamique de cette erreur ne dépend pas de l'entrée du système à commander, ce qui fait :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = (A - B \cdot K) \cdot x(t) + B \cdot K \cdot e(t) \\ \dot{e}(t) = (A - L \cdot C) e(t) \end{cases} \quad (\text{IV.20})$$

Les valeurs propres du système corrigé en boucle fermée sont obtenues à partir de la solution de l'équation ci-dessous:

$$|\lambda \cdot I - (A - B \cdot K)| \times |\lambda \cdot I - (A - L \cdot C)| = 0 \quad (\text{IV.21})$$

On choisit les pôles à parties réelles négatives pour calculer les gains K et L respectivement de en satisfaisant les deux conditions de convergence ci-dessous :

- $|\lambda \cdot I - (A - B \cdot K)| = 0$: Cette condition est assurée par la vérification de commandabilité du système, ce qui permet de fournir le gain de retour d'état;
- $|\lambda \cdot I - (A - L \cdot C)| = 0$: Cette condition est assurée par la vérification de l'observabilité du système, ce qui fournit le gain de l'observateur d'état souhaité

Pour que le comportement du système bouclé ne soit pas modifié de façon notable par la présence de l'observateur, il suffit que la dynamique de la reconstruction de l'état soit rapide devant la dynamique du système bouclé tel que les pôles de la matrice $(A - L \cdot C)$ ont du grand module devant les pôles de la matrice $(A - B \cdot K)$, tel qu'ils n'aient pas une différence importante de leurs modules pour éviter l'augmentation excessive de la bande passante qui impose une dynamique de divergence. Par ailleurs, la matrice du gain de

l'observateur d'état L a été choisie pour que l'observateur soit stable, ce qui conduit à obtenir des pôles de la boucle fermée strictement inférieurs à zéro. Ceci implique forcément que l'erreur d'observation soit nulle en régime stationnaire, *i.e.*, $e(+\infty) = 0$, sachant que la matrice algébrique N est obtenue par l'équation ci-dessous:

$$N = [C(-(A - B \cdot K)^{-1} \cdot B)]^{-1} \quad (\text{IV.22})$$

Remarque :

Dans le cas où la matrice de la chaîne directe D , mentionnée dans la représentation d'état du modèle SEIG multivariable, devenant différente de la matrice zéro, *i.e.*, $D \neq 0$, Dans ce cas, on doit faire le changement de sortie $\tilde{y}(t) = y(t) - D \cdot u(t)$ et tous les développements cités ci-haut sont effectués avec ce nouveau vecteur de sortie.

L'introduction de l'observateur d'état, qui assure la reconstruction des états inaccessibles, dans la boucle de commande est illustrée par la figure ci-dessous :

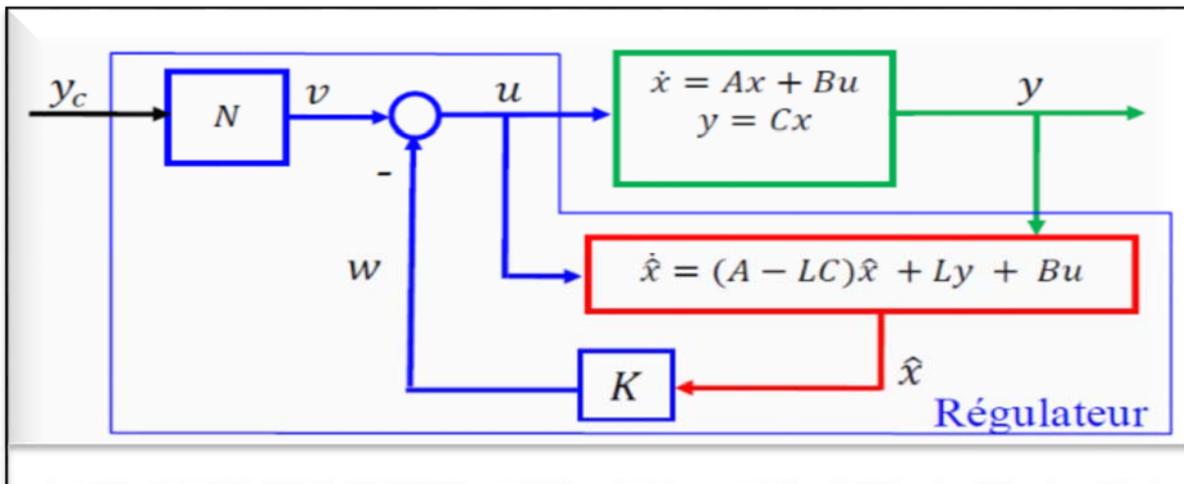


Fig. IV.7 : Commande par retour d'un système état reconstruit

Dans la suite de ce travail, nous allons présenter les différentes méthodologies assurant la reconstruction des états inaccessibles du modèle SEIG multivariable, sachant que tous ces observateurs ont permis d'élargir l'application de la commande par retour d'état pour contrôler l'amplitude et la fréquence de la tension statorique du système SEIG multivariable.

4.5.1 Commande par retour d'état basée sur l'observateur de *Luenberger*

Dans cette partie de ce travail, on suppose que les états inaccessibles du modèle SEIG multivariable peuvent être estimés en utilisant l'observateur de *Luenberger*. Cette estimation est effectuée en recopiant, de façon virtuelle, la dynamique du système corrigé en boucle fermée et en prenant-compte non seulement les commandes fournies par la loi de commande par retour d'état, mais aussi en prenant en considération toutes les sorties fournies par le

système SEIG multivariable et ce, dans le but de corriger les écarts éventuels fournis par la distance entre les sorties du modèle et celles prédites par l'observateur d'états. La matrice L du gain de l'observateur doit être choisie de manière que l'erreur sur les états du système converge exponentiellement vers la valeur de zéro. Dans ce cas, il suffit de choisir L de telle sorte que la matrice $A - L.C$ ait toutes ses valeurs propres ayant une partie réelle négative. La Fig.IV.8 représente donc comment introduire l'observateur de *Luenberger* dans la boucle de commande.

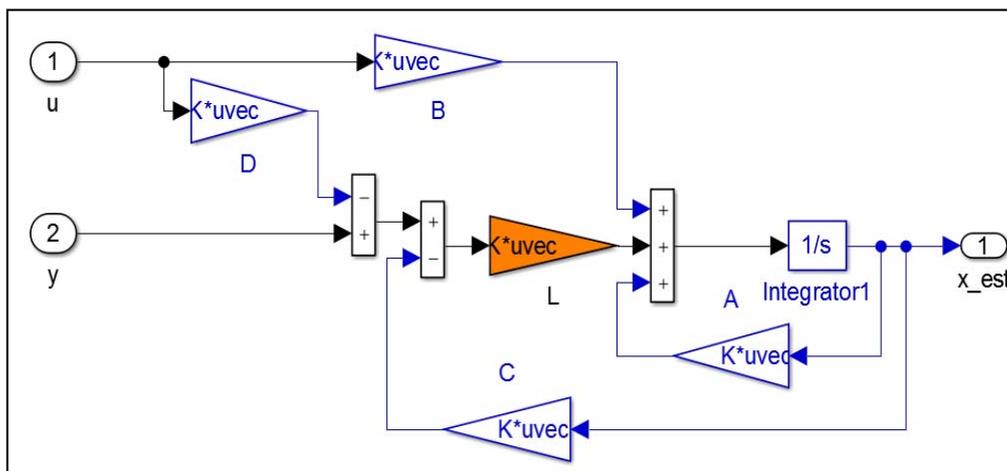


Fig. IV.8 : Schéma bloc de l'observateur de *Luenberger*

Dans le but d'assurer une dynamique de poursuite stable avec des réponses rapides, nous avons choisi des pôles de telle sorte que le système corrigé en boucle fermée ayant une convergence rapide des états en régime permanent. Ces pôles souhaités sont proposés comme suit :

$$p_i = \left\{ \begin{array}{l} -30.594 + 30.505i \\ -30.594 - 30.505i \\ -12.014 \\ -1.2446 \\ -0.58401 \\ -0.18692 \\ 0.00055632 \end{array} \right\}. \text{ Dans ce cas, la matrice du gain de l'observateur est définie}$$

$$\text{par } L = \begin{bmatrix} -53.756 & 20.845 \\ -69.911 & 2.6504 \\ 1.0582 & -0.09053 \\ -2.9097 & 0.57912 \\ -122.39 & 10.357 \\ -12.989 & 19.982 \\ -24.074 & 4.0652 \end{bmatrix}.$$

L'utilisation de l'observateur de *Luenberger* permet d'estimer tous les états du modèle SEIG multivariable de telle sorte que l'on peut introduire la loi de commande par retour d'état

citée précédemment. Par conséquent, cette loi équipée par l'observateur de *Luenberger* peut être implémentée suivant la configuration ci-dessous :

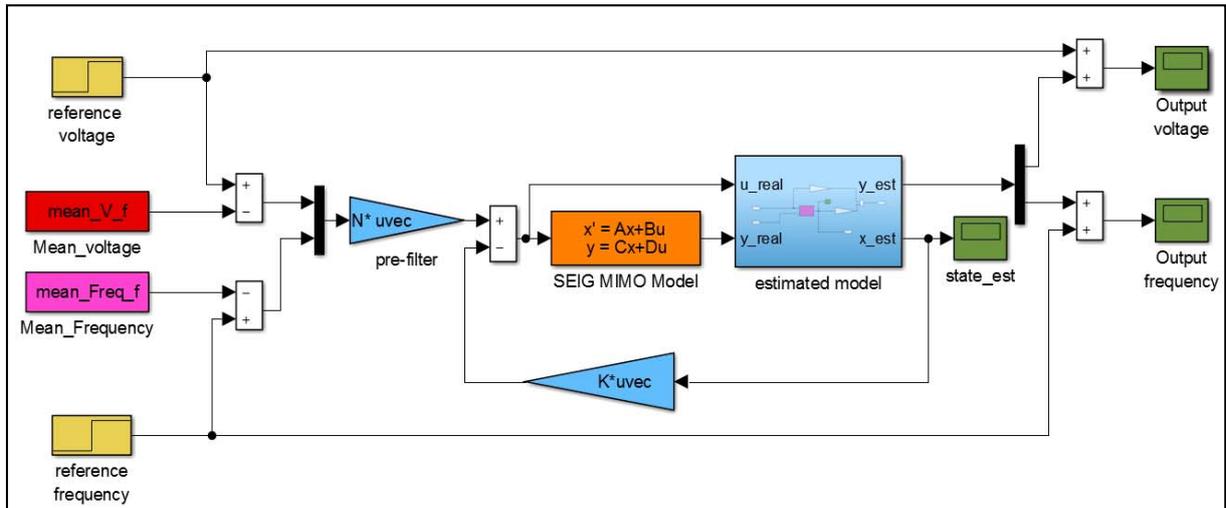


Fig. IV.9 : Schéma bloc de commande de SEIG basée sur l'observateur de *Luenberger*

De façon similaire de la simulation citée en haut, nous avons excité la boucle de commande par les mêmes entrées de consignes précédente dont l'estimateur d'état est introduit pour estimer simultanément tous les états du modèle ainsi que les deux sorties construisant l'amplitude et la fréquence de la tension statorique du système SEIG multivariable. Les résultats de simulation décrivant les signaux des états sont illustrés par la figure suivante :

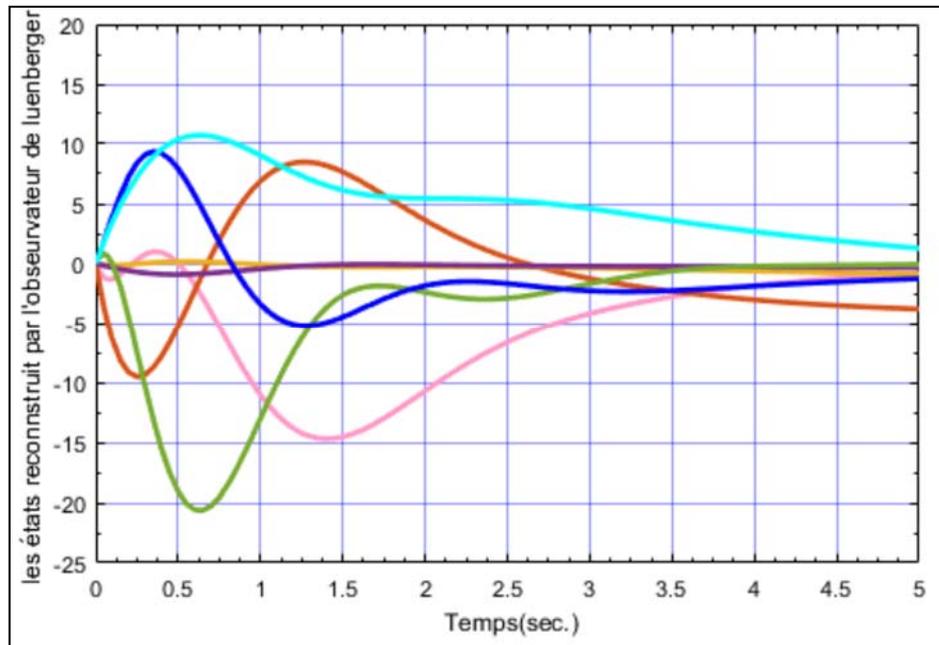


Fig. IV.10 : Estimation des états de SEIG par l'observateur de *Luenberger*

À partir de cette figure, il est clair de constater que tous les états prédits par l'observateur de *Luenberger* convergent vers des valeurs stationnaires en régime permanent. Ces états sont ensuite employés pour fournir la loi de commande par retour d'état. D'où, les deux réponses temporelles du système SEIG multivariable sont illustrées par les figures suivantes :

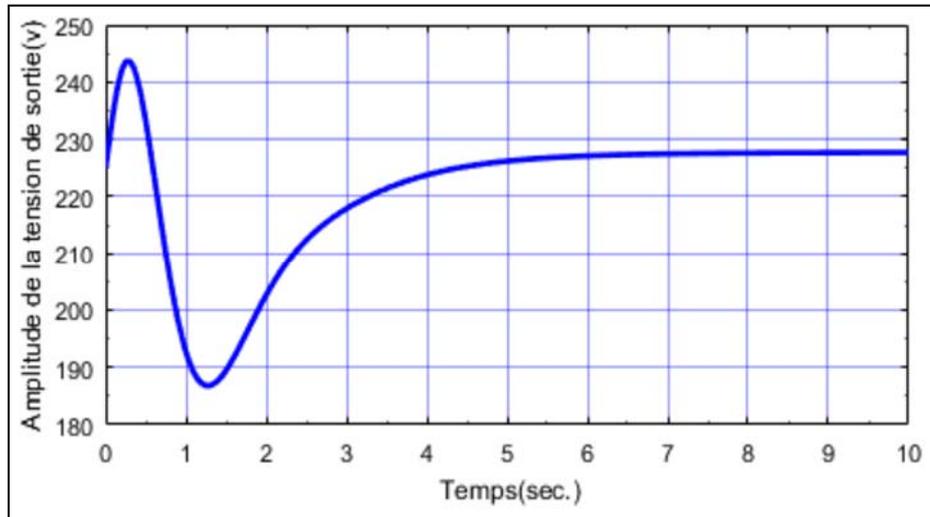


Fig. IV.11.a : Amplitude de la tension statorique de sortie contrôlée par la commande par retour d'état utilisant l'observateur de *Luenberger*

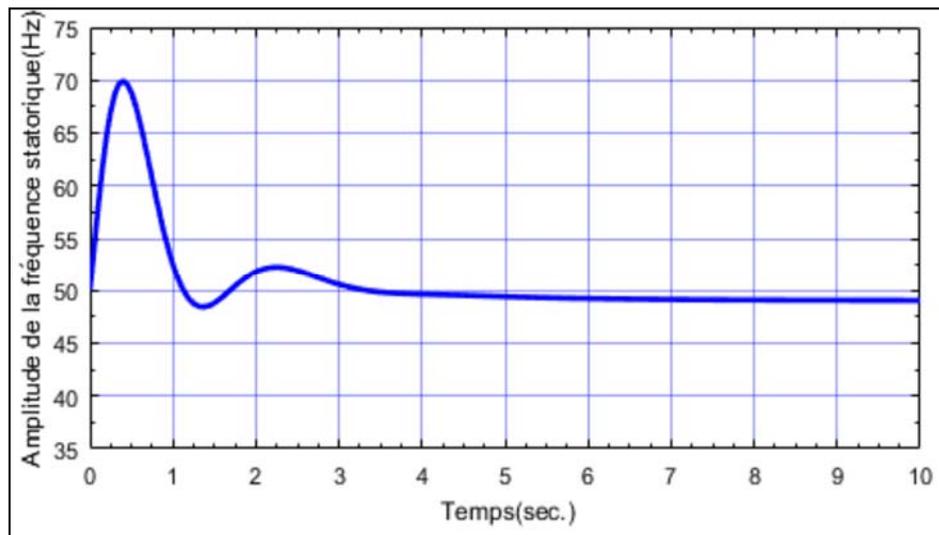


Fig. IV.11.b : Fréquence de la tension statorique de sortie contrôlée par la commande par retour d'état utilisant l'observateur de *Luenberger*

À partir de ces deux figures précédentes, on peut observer clairement que l'observateur proposé a la capacité de surmonter le problème des états inaccessibles du modèle SEIG multivariable. De plus, la loi de commande par retour d'état devenant, par conséquent, très efficace pour fournir un comportement d'entrées-sorties stable comportant des erreurs statiques presque nulles et des temps de stabilisation très acceptables de point de vue pratique.

4.5.2 Commande par retour d'état basée sur le filtre de *Kalman*

Le filtre de *Kalman* est une méthode visant l'estimation des paramètres d'un système évoluant dans le temps et ce, à partir de mesures bruitées. Il est à noter que ce type d'estimation est le plus utilisé dans plusieurs domaines relatifs au traitement du signal, radar, traitement d'images, ..., etc. Le point de force de ce filtre réside dans sa capacité de prédiction des paramètres physiques du système réel et de rectification des erreurs d'estimation et ce, non seulement causées par les capteurs installés dans la boucle de commande, mais aussi les erreurs qui entachent le modèle de synthèse. La stratégie basée sur le filtrage de *Kalman* peut être résumée comme suit :

Soit un système continu soumis à un bruit d'équation aussi bien qu'un bruit de mesure dont le comportement d'entrée-sortie est décrit par les équations d'état et de mesure suivantes :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A \cdot x(t) + B \cdot u(t) + v(t) \\ y(t) = C \cdot x(t) + w(t) \end{cases} \quad (\text{IV.23})$$

Où : $v(t)$ et $w(t)$ sont des bruits blancs, de moyennes nulles et de variances égales à $V(t)$ et $W(t)$ respectivement. Les deux variances à savoir $V(t)$ et $W(t)$ sont considérées symétriques et semi-définie positives et que toutes les mesures sont supposées entachées par des bruits indépendants [22].

Lors du développement du filtre de *Kalman*, les hypothèses citées ci-dessous sont supposées vérifiées, avec :

- La paire (A, C) est détectable, c'est-à-dire, qu'il n'y a pas de mode instable et inobservable dans le modèle SEIG multivariable;
- Les signaux $w(t)$ et $v(t)$ sont des bruits blancs gaussiens centrés caractérisés par les deux densités spectrales de puissance (DSP), notées V et W respectivement, c'est-à-dire :

$$E[w(t)w(t + \tau)T] = W\delta(\tau) \quad (\text{IV.24})$$

$$E[v(t)v(t + \tau)T] = V\delta(\tau) \quad (\text{IV.25})$$

$$E[w(t)v(t + \tau)T] = 0 \quad (\text{IV.26})$$

Il est à noter que cette dernière relation traduit l'indépendance stochastique des deux bruits $w(t)$ et $v(t)$. Par conséquent, cette hypothèse est introduite pour seulement alléger les calculs de l'estimateur d'état en utilisant le filtrage de *Kalman*, avec : $w \geq 0$ et $v \geq 0$. De plus, E : représente l'espérance mathématique, tandis que δ représente le symbole de Kronecker. Finalement, la matrice réelle V est supposée inversible, c.à.d., il y a autant de

sources de bruits blancs indépendantes que de mesures dans l'équation de mesure. Dans ce cas, l'estimation des états inaccessibles ainsi que les sorties du modèle SEIG multivariable peut être assurée par les blocs de *Simulink* illustrés par la figure suivante :

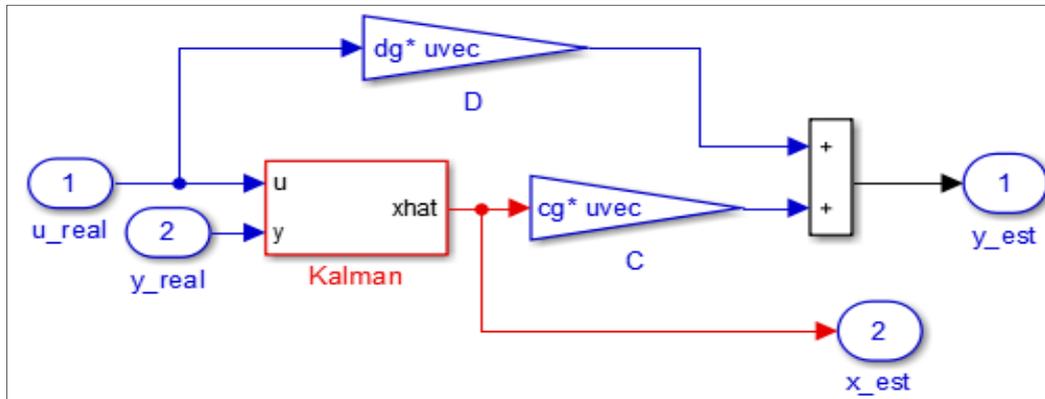


Fig. IV.12 : Estimation des états inaccessibles et les sorties du système SEIG en utilisant le filtre de *Kalman*

Un avantage considérable fourni par le filtre de *Kalman* réside dans l'intégration d'un terme d'imprécision sur le modèle de synthèse lui-même, ce qui lui permet de donner des estimations correctes et ce malgré l'existence des erreurs de modélisation. Un autre avantage assuré par ce filtre réside dans sa capacité de déterminer l'erreur moyenne de son estimation. En effet, le bloc de *Simulink* du filtre de *Kalman* fournit un vecteur contenant les paramètres estimés, la matrice de covariance définissant la précision de l'estimation souhaitée, ce qui peut être utile dans de nombreuses applications. Un autre atout du filtre de *Kalman* est que la convergence de cette erreur est toujours garantie [23]. Le schéma bloc de *Simulink* qui représente la commande par retour d'état basée sur l'estimation par le filtre *Kalman* peut être illustrée par la figure ci-dessous :

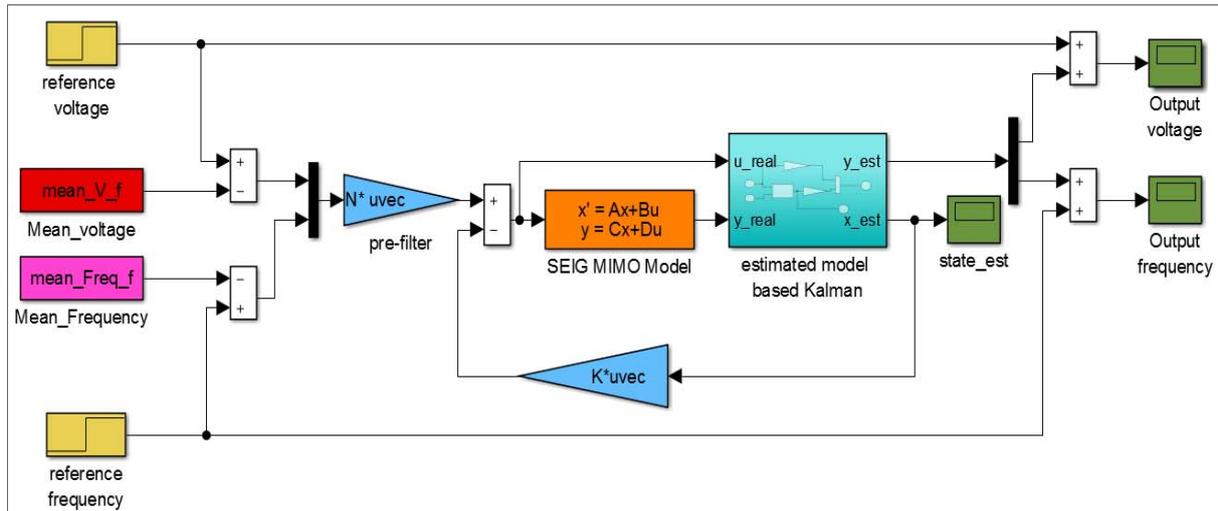


Fig. IV.13 : Schéma bloc de commande de SEIG par retour d'état basée sur l'estimation par le filtre de *Kalman*

De façon similaire de la simulation citée en haut, nous avons excité la boucle de commande par les mêmes entrées de consignes précédente dont l'estimation des états inaccessibles est assurée par le filtre de *Kalman*. Les résultats de simulation décrivant les signaux des états sont illustrés par la figure suivante :

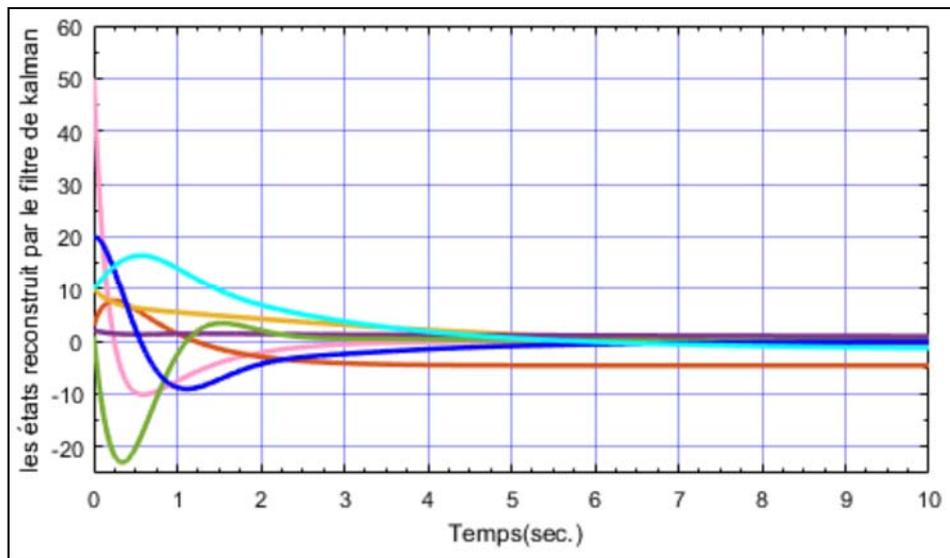


Fig. IV.14 : Estimation des états de SEIG par le filtre de *Kalman*

D'après ces résultats, on peut constater que le filtre de *Kalman* est capable d'estimer tous les états manquants dans le modèle SEIG multivariable. Cette estimation est réalisée à partir d'une série de mesures incomplètes ou bruitées. Les résultats obtenus ont confirmé l'efficacité de cette proposition qu'avec laquelle on obtient des bonnes dynamiques des entrées de consignes. Ces dernières sont illustrées par les figures suivantes:

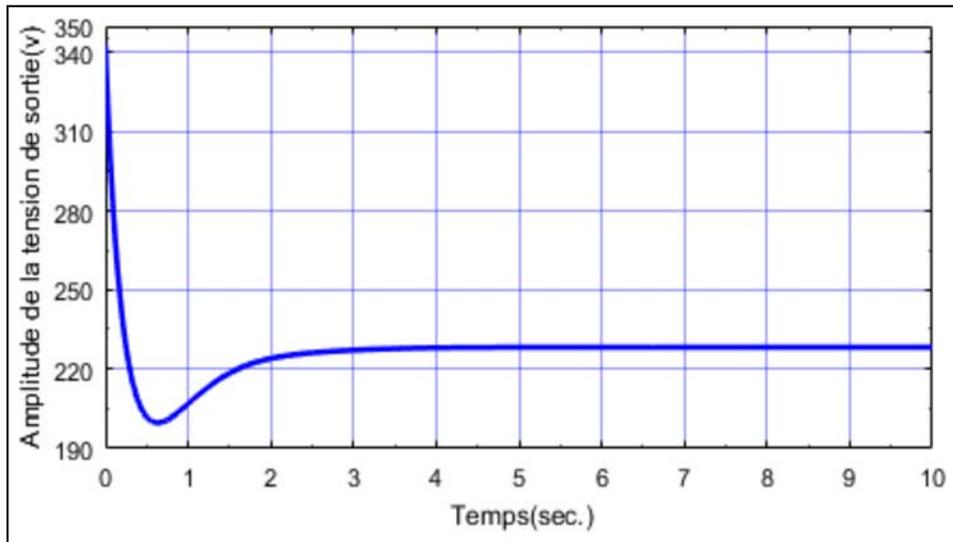


Fig. IV.15.a : Amplitude de la tension statorique de sortie contrôlée par la commande par retour d'état utilisant le filtre de *Kalman*

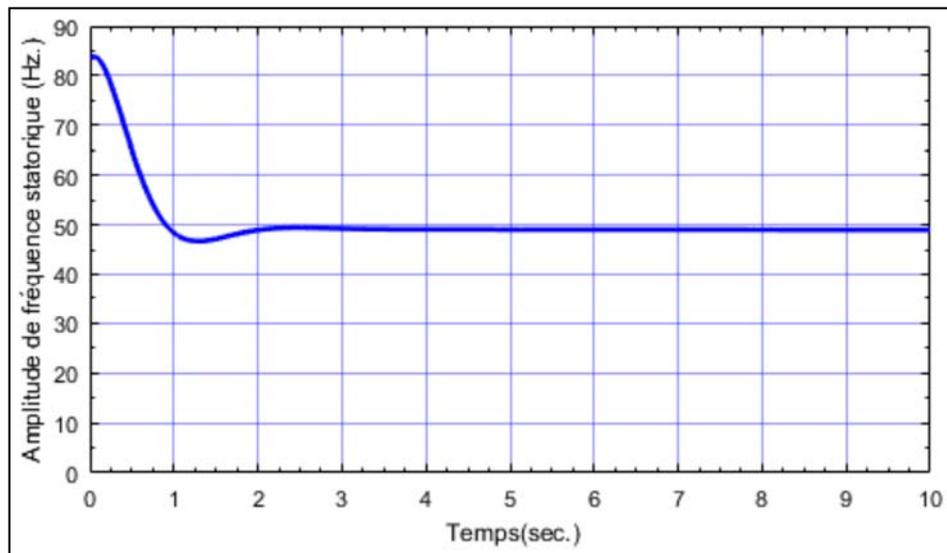


Fig. IV.15.b : Fréquence de la tension statorique de sortie contrôlée par la commande par retour d'état utilisant le filtre de *Kalman*

4.6. Commande basée sur un contrôleur PID décentralisé

Dans un système MIMO, l'ensemble des E/S est susceptible d'influer sur l'ensemble des sorties. Le régulateur $C(s)$ permet de contrôler la dynamique du système réel à partir de son modèle de synthèse, souvent décrit par la matrice de transfert $G(s)$. Pour diverses raisons à savoir : variations des paramètres du procédé, erreur de modélisation ou d'identification, ..., etc., le procédé à réguler peut-être caractérisé par un ensemble de modèles (multi-modèles) dont la dynamique réelle peut être donnée par La matrice de transfert $G(s)$, qui comporte souvent d'un ensemble des fonctions de transferts. La commande de cette dernière peut être effectuée soit par un contrôleur multivariable défini par une matrice de transfert de dimension

égale à celle du modèle $G(s)$, soit par un contrôleur décentralisé comme le cas abordé dans la suite de ce travail. Dans ce cas, la boucle de commande correspondante est illustrée par la figure ci-dessous :

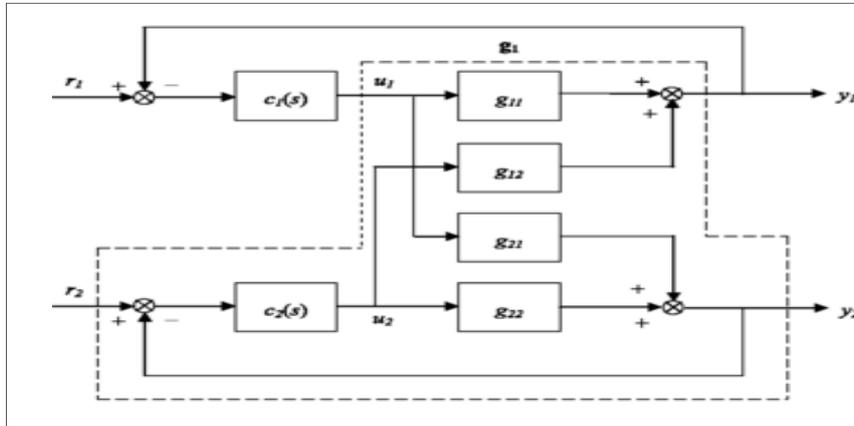


Fig. IV.16 : La boucle de commande basée sur le contrôleur décentralisé

Le schéma suivant représente la commande du système SEIG multivariable en utilisant un régulateur PID décentralisé. Les paramètres de ce dernier sont optimisés par l'application de la fonction « *Looptune* » du logiciel du *Matlab*. Cette fonction portant des stratégies de commandes satisfaisant la bonne minimisation des erreurs de poursuite. La figure suivante illustre la boucle de commande du système SEIG multivariable basée sur le régulateur PID décentralisé.

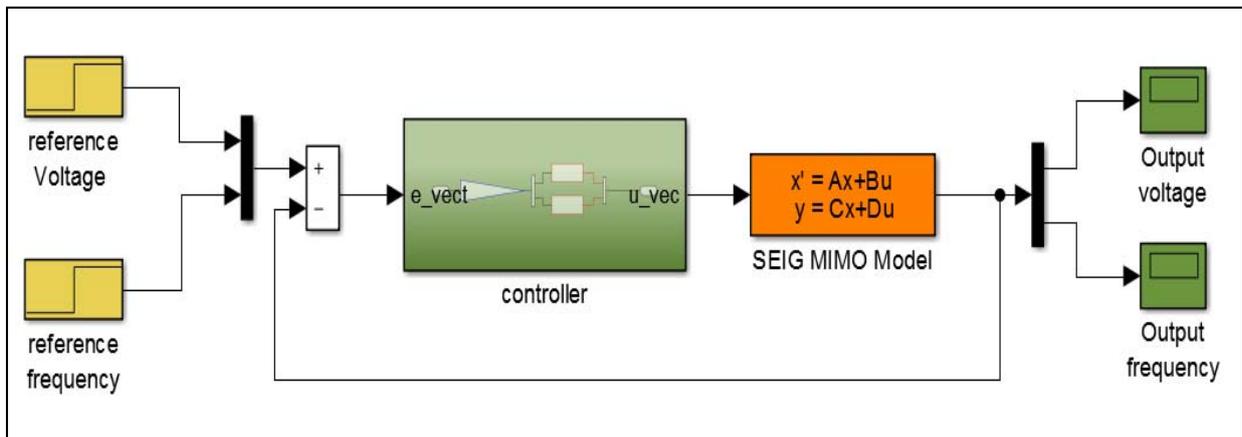


Fig. IV.17: Schéma bloc de la commande basée sur le régulateur PID décentralisé

Sachant que la matrice de transfert qui décrit le régulateur PID décentralisé s'écrit par :

$$C(s) = \begin{bmatrix} C_{11}(s) & C_{12}(s) \\ C_{21}(s) & C_{22}(s) \end{bmatrix}$$

D'où, l'application de la fonction du Matlab précédente fournit les quatre fonctions de transferts ci-après :

$$C_{11} = \frac{-0.0002131s^2 - 0.1386s - 0.1229}{0.1277s^2 + s}$$

$$C_{12} = \frac{6.327 \times 10^{-7}s^2 + 0.0004115s + 0.000365}{0.1277s^2 + s}$$

$$C_{21} = \frac{35920s^2 + 31480s + 0.003148}{9998000s^2 + s}$$

$$C_{22} = \frac{4.80 \times 10^6s^2 + 4.208 \times 10^6s + 0.4209}{9.998 \times 10^6s^2 + s}$$

Le découpleur introduit dans la boucle de commande est a pour but de séparer le comportement croisé survenant entre les signaux des erreurs de poursuite. Il permet donc de fournir deux commandes indépendantes pour la régulation séparée de la fréquence et l'amplitude de la tension statorique du système SEIG multivariable. La figure suivante illustre les différentes fonctions de transferts utilisées pour la construction du régulateur PID décentralisé

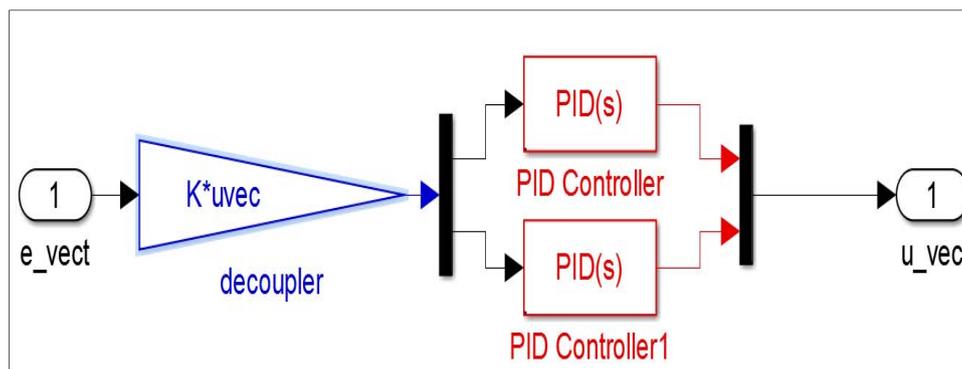


Fig. IV.18 : Construction du régulateur PID décentralisé

L'utilisation du découpleur permet d'atténuer la dynamique d'interaction des signaux des erreurs de poursuite, ce qui conduit également transformer la boucle de commande sous forme deux systèmes bouclés dont chaque sous-système est contrôlé par un régulateur PID monovariante correspondant. Après l'optimisation des deux erreurs précédentes on aura la matrice de découpleur comme suit:

$$Decoupler = \begin{bmatrix} 0.032206 & 0.0081021 \\ -9.5634 \times 10^{-5} & 1.0832 \end{bmatrix}$$

Ce dernier est associé par deux régulateurs PID monovariante dont les paramètres optimaux de chacun sont les suivants :

Régulateur assurant le contrôle de l'amplitude de la tension statorique de sortie

$$K_{p_1} = -3.815 \quad ; \quad K_{i_1} = -3.8166 \quad ; \quad K_{d_1} = 0.48062$$

Régulateur assurant le contrôle de la fréquence de la tension statorique de sortie

$$K_{p_2} = 0.44346 \quad ; \quad K_{i_2} = 0.38858 \quad ; \quad K_{d_2} = 0.93119$$

Les résultats de simulation sont donnés par les figures suivantes :

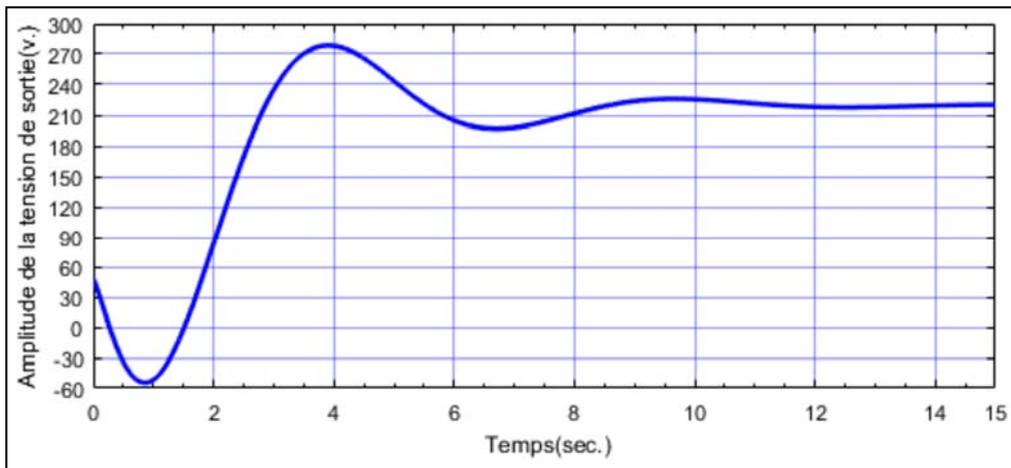


Fig. IV.19.a : Amplitude de la tension statorique de sortie contrôlée par le régulateur PID décentralisé

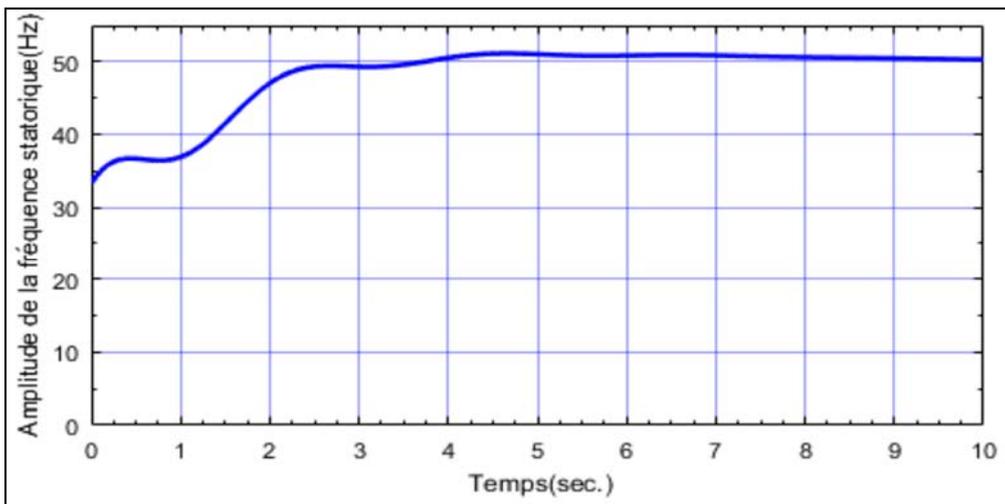


Fig. IV.19.b : Fréquence de la tension statorique de sortie contrôlée par le régulateur PID décentralisé

4.7. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons synthétisé les différentes méthodes de commande pour contrôler l'amplitude et la fréquence de la tension statorique mesurée en sortie du système SEIG multivariable. À cet effet, nous avons appliqué en premier temps la commande par retour d'état où les états du modèle de synthèse de SEIG multivariable sont supposés accessibles. La matrice du gain de la loi de cette commande a été fournie via une minimisation d'un critère quadratique pré-imposé par l'utilisateur. Ensuite, nous avons étendu ce type de commande en cas d'absence des informations sur les états du modèle. A cet effet, nous avons fait la reconstruction des états inaccessibles en utilisant un observateur d'état

standard qui permet d'estimer tous les états requis pour appliquer la commande par retour d'état. Ensuite, nous avons estimé ces états du modèle en utilisant l'estimation par le filtre *kalman*. Enfin, nous avons synthétisé un contrôleur PID décentralisé ayant au découpleur optimal assurant l'atténuation de la dynamique croisée survenant entre les signaux des erreurs de poursuite. Les résultats de simulation ont confirmé que toutes ces commandes proposées sont capables de contrôler l'amplitude et la fréquence de la tension statorique mesurée en sortie du système SEIG multivariable. Les dynamiques fournies par le système corrigé sont caractérisées par des réponses temporelles caractérisées par des temps de montées et de réponses rapides et acceptables du point de vue pratique.

Conclusion générale

CONCLUSION GENERALE

Le travail présenté dans cette mémoire a essentiellement porté sur une étude approfondie pour un système SEIG boîte noire fourni sans aucune connaissance préalable de son fonctionnement interne. Ce travail a été focalisé beaucoup plus sur la modélisation et la commande de la génératrice auto-excitée « SEIG » utilisée dans un système de production d'énergie éolienne. A cet effet, nous s'intéressons à étudier la méthode des faibles signaux qui est utilisée pour la linéarisation de système autour d'un point de fonctionnement afin d'obtenir un modèle mathématique adéquat qui permet de décrire le comportement du système. Cette étude est débuté par la conception de deux modèles linéaires adéquats, un pour la régulation de la fréquence statorique et un autre pour la régulation de l'amplitude de la tension de sortie, En outre, cette étude a été suivie par la conception du contrôleur de fréquence robuste à l'aide de la fonction *Pidtool* de *Matlab*. Où les résultats de simulation ont montré la validité et la capacité des modèles à petits signaux proposés à synthétiser les contrôleurs PID robustes souhaités. Cependant, il est évident que d'autres améliorations, notamment dans l'étape de modélisation, nécessiteront un modèle multivariable dans lequel le comportement de découplage entre ses entrées et ses sorties est pris en compte. Dans ce cas notre système est modélisée par une matrice de transfert basées sur des fonctions de transfert d'ordre entier deviennent souvent trop limitées pour décrire le comportement réel du SEIG à son point de fonctionnement. Cela nécessitera également la conception d'un contrôleur multivariable robuste, garantissant toutes les conditions de robustesse précédentes pour réguler simultanément la fréquence et l'amplitude de la tension aux bornes du système SEIG réel, et pour cette raison nous avons appliqué la commande par retour d'état en utilisant le régulateur linéaire quadratique, ainsi que la commande par retour d'état reconstruit en présence de l'observateur ou par l'utilisation du filtre de *kalman*. Enfin, nous s'intéressons de synthétiser un régulateur PID décentralisé qui permet de régler l'amplitude et fréquence de la tension de sortie en même temps. Ce régulateur offre une bonne régulation de fréquence et d'amplitude, dont les résultats de simulation ont montré la capacité de ce dernier d'assurer une bonne régulation d'amplitude et de fréquence simultanément.

En ce qui concerne les développements futurs du travail rapporté dans ce présent mémoire, ils sont multiples. Nous pouvons citer quelques uns :

- Par manque de temps, nous n'avons pas pu faire les tests de robustesse sur l'observateur et le filtre de *kalman* étudiés.

- Une étude comparative devrait être complétée.
- Nous nous sommes limités au cas des systèmes linéaire temps invariant continus. Il serait intéressant d'étendre le champ d'étude aux systèmes non linéaires.
- En pratique, les mesures sont échantillonnées (mesures discrètes). Dans notre étude, nous avons considéré la mesure continue.
- L'utilisation d'un observateur à action multi intégrale (PMI) serait aussi intéressante à envisager afin d'améliore la précision

Références

REFERENCES

- [1]. Metin Demirtasa, Haris Calgana, Amieur Toufik, Moussa Sedraoui, « Small-signal modeling and robust multi-loop PID and H_{∞} controllers synthesis for a self-excited induction generator ». université belkicir , université larbi tebessi tebessa, université 8 mais 1945 guelma. 28 janvier 2021
- [2]. H. Ben Ahmed, B. Multon, C. Nichita, X. Roboam, O. Gergaud et B. Dakyo, "Aérogénérateurs électriques", Techniques de l'Ingénieur, D3960, Nov. 2004"
- [3]. M. Mohamed machmoum 2003 thèse de doctorat « étude et commande de génératrices asynchrones pour l'utilisation de l'énergie éolienne ». université de nantes école doctorale sciences et technologies de l'information et des matériaux . 14 janvier 2006 p27,
- [4]. LOPES Carolino Manuel, DIAKANAMWA Milito Afonso, « Commande non linéaire de la machine asynchrone par logique floue. » Projet de Fin d'Étude master académique en électromécanique, Université Djillali Liabes de Sidi Bel-Abbes, 2012.
- [5]. A. Davigny, « Participation aux services système de fermes d'éoliennes à vitesse variable intégrant du stockage inertiel d'énergie », Thèse de Doctorat de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, France 2007.
- [6]. Lamri louze, « Production décentralisée de l'énergie électrique : Modélisation et contrôle d'une génératrice asynchrone auto-excitée ». thèse de doctorat, université Mentouri-Constantine, faculté des sciences de l'ingénieur département d'électrotechnique. 08/07/2010.
- [7]. Mekkaoui Naïma. « Contribution à la Modélisation et à la Commande d'une Mini-Centrale Eolienne à Base de Machines à Induction Simple et Double ». université de batna faculté des sciences de l'ingénieur département d'électrotechnique. Mémoire de Magister Spécialité : Maîtrise d'Énergie et Énergies Renouvelables Alimentée 2004
- [8]. J.P. caron, J.P. hautier. « modélisation et commande de la machine asynchrone ». édition technip France, paris 1995
- [9]. Mr HOCINI Yacine. « commande d'une génératrice pour énergie éolienne ». mémoire de magister. Université des Sciences et de la Technologie d'Oran Mohamed boudiaff faculté de génie électrique département d'automatique spécialité automatique et informatique industrielle le : 15 Mai 2013

- [10]. M.kassa idjdrene . »contribution à l'étude de la commande de génératrices asynchrones à cage dédiées à des centrales électriques éolienne autonomes » . thèse .université abderahmane mira bejaia. faculté science et technologie .electrotechnique .soutenu 23 mai 2010
- [11]. W.tang, and F.C.Lee,R.B.Ridley.«small-signal modeling of average current-mode control».virginia power electronics Bradley.departement of electrical engineering.virgina polytechnic institute and state university blachsburg.VA24061
- [12]. Rosario toscano, « commande et diagnostic des systèmes dynamiques ».ellepses edition marketing S.A.2005.
- [13]. Henri bourklés, Havé guillard, « Commande des systèmes performances et robustesse ».Ellipses edition marketing S.A ,2012
- [14]. P. Borne , G. Dauphin-Tanguy, J.P. Rotella et I.Zambettakis. « Modélisation et Identification des processus », tome 1.Edition Technique, Paris, 1992.
- [15]. http://staff.univ-batna2.dz/sites//mokhtari_messouad/files/
- [16]. Adrien DROUOT « Stratégies de Commande pour la Navigation Autonome d'un Drone Projectile Miniature » thèse pour l'obtention du Doctorat de l'Université de Lorraine (spécialité Automatique), présentée et soutenue publiquement le 2 décembre 2013
- [17]. MAUD-JOSEE Blindin « algorithme contraint d'optimisation pour la syntonisation de correcteur avec saturation » mémoire présenté à l'université du Qubéc à trois Rivières , septembre 2014
- [18]. Rachidou Brahim « Auto- réglage PID par structure unifiée et performante » thèse envie de l'obtention du grade du docteur, Automatique le 15 janvier 1998
- [19]. Eric ostertag, « commande et estimation multivariables, méthode linéaire et optimisation quadratique », Ellipses.edition marketing S.A.Paris.2006
- [20]. Tian Yang. « Une contribution à l'observation et à l'estimation des systèmes linéaires », thèse de doctorat. École Centrale de Lille. 2010.
- [21]. C. Vachier. « Représentation d'état et commande dans l'espace d'état'», notes de Cours. université de PARIS XII-VAL DE MARNE, 2007

[22]. P.de Larminat. « automatique » .Hermès,Paris,1996 »

[23]. Hisham abou-kandil « la commande optimale du systèmes dynamiques » .Lavoisier 2004