

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire

وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة سعد دحلب البليدة
Université SAAD DAHLAB de BLIDA

كلية التكنولوجيا
Faculté de Technologie

قسم الإلكترونيك
Département d'Électronique



Mémoire de Master

Filière Électrotechnique
Spécialité Machines Électriques

présenté par

HADJI Athmane

&

BOUGUERRA Benyoucef Mohamed

Régulation de Tension d'un Alternateur Triphasé

Proposé par : Professeur BOUNEKHLA M'hamed & Mme HABBI Fatiha

Année Universitaire 2019-2020

Remerciements

Nous remercions avant tous ALLAH, qui nous donne la santé, la volonté la patience, le courage et la force pour accomplir nos études.

Nous profitons de cette occasion pour adresser nos sincères remerciements à Mr BOUNEKHLA M'hamed et Mlle HABBI Fatiha, nos encadreurs qui nous ont fait bénéficier de leurs conseils, soulignant ainsi l'intérêt qu'ils portent à nos travaux. Nous les remercions pour nous avoir accueilli dans leur projet et encadré ce travail avec beaucoup de compétences. Merci pour votre indéfectible disponibilité, votre rigueur scientifique et la confiance que vous nous avez accordé au cours de l'élaboration de ce mémoire. Veuillez trouver dans ces pages une infime partie de nos infinies reconnaissances. Nous avons profité d'un encadrement scientifique de qualité.

Nos remerciements vont au président du jury et aux membres du jury qui nous ont fait l'honneur d'examiner ce mémoire.

Egalement, nous exprimons nos plus profonds remerciements à :
Nos parents pour leur soutien.

Nous adressons nos plus sincères remerciements à tous nos proches et amis qui nous ont toujours soutenu et encouragé au cours de la réalisation de ce projet.

Dédicace

A mes très chers parents qui m'ont guidé durant les moments les plus pénibles de ce long chemin, que tous vos sacrifices et bienfaits n'auraient pas été vains.

A ma femme et mes filles Imane et Asma

A toute personne qui m'a aidée à poursuivre mes études ;

A mon binôme BOUGUERRA Benyoucef Mohamed;

A Tout les Enseignants de la spécialité Machines électriques ;

A Toute la promotion « Machine électrique » 2019-2020 ;

A mes encadreurs M. BOUNEKHLA M'hamed & Mlle HABBI Fatiha

Enfin à tous ceux qui nous sont très chers ;

Je dédie ce modeste travail.

HADJI Athmane

Dédicace

Que ce travail témoigne de mes respects :

A mes parents :

Grâce à leurs tendres encouragements et leurs grands sacrifices, ils ont pu créer le climat affectueux et propice à la poursuite de mes études.

Aucune dédicace ne pourrait exprimer mon respect, ma considération et mes profonds sentiments envers eux.

Je prie le bon Dieu de les bénir, de veiller sur eux, en espérant qu'ils seront toujours fiers de moi.

A mes sœurs et à mon frère :

Ils vont trouver ici l'expression de mes sentiments de respect et de reconnaissance pour le soutien qu'ils n'ont cessé de me porter.

A mon binôme HADJI Athmane :

Il va trouver ici l'expression de mes sentiments de respect et le témoignage d'une fidélité et d'une amitié infinie.

A mes encadreurs M. BOUNEKHLA M'hamed & Mlle HABBI Fatiha :

Leur générosité et leur soutien m'oblige de leurs témoigner mon profond respect et ma loyale considération.

A tous mes amis et mes collègues surtout Soheil et Mohamed :

Ils vont trouver ici le témoignage d'une fidélité et d'une amitié infinie.

B.M. BOUGUERRA

ملخص : الهدف من مذكرة التخرج هو تحسين نظام التنظيم للتوتر الكهربائي (AVR) باستعمال التقنية العشوائية (PSO) لتمكين استعمالها في مولد متزامن.

المولد هو العنصر الأساسي في توليد الكهرباء. غالبا يكون ماكينة متزامنة تعمل في وضع مولد، نمذجة ماكينة متزامنة ذات دوار ملولب في وضع مولد تسمح بمتابعه التوتر الخروج بدلاله تغير الحمولة، لتعالج مشكل هبوط التوتر متضمنة التنظيم. تحديد اعدادات المنظم (AVR) تمت بتطوير خوارزمية أسراب المجسمات.

كلمات مفتاحية : مولد كهربائي متزامن ذو دوار ملولب ، المولد ، نظام التنظيم للتوتر الكهربائي ، خوارزمية أسراب المجسمات.

Résumé : L'objectif du mémoire est l'optimisation d'un système de régulation de tension (AVR) par une méthode stochastique (PSO) pour une éventuelle application à un alternateur synchrone.

L'alternateur est l'élément clé dans la production électrique. Généralement c'est une machine synchrone fonctionnant en mode générateur. La modélisation de la machine synchrone à rotor bobiné en mode générateur a permis de suivre la tension de sortie en fonction de la variation de charge. Pour remédier à la chute de tension, la régulation a été impliquée. La détermination des paramètres du régulateur (AVR) est réalisée par le développement de l'algorithme d'essaims particuliers.

Mots clés : machine synchrone ; générateur ; régulation de tension ; PSO ; AVR.

Abstract : The goal of this work is the optimization of a voltage regulation system (AVR) using a Stochastic method (PSO) for possible application to a synchronous alternator.

The generator is the main element in power generation. Usually it is a synchronous machine running in generator mode. The modelling of the synchronous winding rotor machine in generator mode allowed the output voltage to be monitored as a function of the load variation. To remedy the voltage drop, regulation was involved.

The determination of the regulator parameters (AVR) is carried out by the development of the particle swarm algorithm.

Keywords : synchronous winding rotor machine ; voltage regulation ; generator ; PSO ; AVR.

Listes des Acronymes et Abréviations

MS : machine synchrone.

GS : génératrices synchrone.

f.é.m : force électromotrices.

MSRB : machine synchrone a rotor bobiné.

MSAP : machine synchrone à aimant permanent.

MSDE : machine synchrone à double excitation.

p : pole magnétique.

i_f : courant d'excitation.

Ω_s : vitesse synchrone.

tr/min : tour par minute.

dq : axes de Park.

n : fréquence de rotation.

P : paires de pôles.

Φ : flux utile par pôle.

K : coefficient de Kapp.

F : enroulement Field.

D : enroulement d'axe Direct.

Q : enroulement d'axe Quadrature.

i_D : courant de l'amortisseur D.

i_Q : courant de l'amortisseur Q.

AVR : Automatic Voltage Regulator (régulateur automatique de tension).

Hz : Hertz

abc : axes triphasé.

ω_s : pulsation de synchronisme.

ϑ : angle électrique.

PSO : Particles Swarm Optimization.

PID : Proportionnel , Intégral et Dérivé.

K_p : le gain proportionnel.

K_i : le temps intégral.

K_d : le temps dérivatif.

$u(t)$: signal de commande.

$e(t)$: signal d'écart.

IEEE : Institute of Electrical and Electronics Engineers.

V_{ref} : tension de référence.

V_m : tension maximum.

R_C : résistance de la charge.

L_C : inductance de la charge.

α : angle d'amorçage des thyristors.

V_f : tension d'excitation.

$P(\vartheta)$: la matrice de transformation de Park.

$P^{-1}(\vartheta)$: la matrice de transformation de Park inverse.

T_i : la constante intégrale de temps.

T_d : la constante dérivée du temps.

R_s : résistance statorique supposée la même pour les trois phases.

φ_i : flux des trois phases statoriques ($i = a, b, c$).

R_f, R_D, R_Q : résistances des enroulements rotoriques f, D et Q respectivement.

$\varphi_f, \varphi_D, \varphi_Q$: flux des enroulements rotoriques f, D et Q respectivement.

L_d : inductance synchrone longitudinale.

L_q : inductance synchrone transversale.

L_0 : inductance homopolaire.

M_{Fd} : inductance mutuelle entre inducteur F et bobinage d.

M_{Dd} : inductance mutuelle entre amortisseur D et bobinage d.

M_{Qq} : inductance mutuelle entre l'amortisseur Q et bobinage q.

L_F : inductance propre de l'inducteur.

L_D : inductance propre de l'amortisseur D.

L_Q : inductance propre de l'amortisseur Q.

M_{FD} : inductance mutuelle entre inducteur F et amortisseur D.

P_{em} : la puissance électromécanique en w.

T_{em} : le couple électromécanique.

T_{mec} : le couple mécanique.

T_{amor} : le couple d'amortissement.

Table des Matières

Introduction Générale.....	1
<u>Chapitre 1</u> : Description et Modélisation de la MS	
1.1 Introduction.....	3
1.2 Généralités.....	4
1.3 Symboles.....	4
1.4 Constitution.....	5
1.4.1 Stator.....	5
1.4.2 Rotor.....	5
1.4.3 Amortisseurs.....	6
1.4.4 Circuit d'excitation.....	7
a. Excitation par source de tension continue extérieure.....	7
b. Excitation par un alternateur auxiliaire et un redresseur.....	7
1.5 Classification des machines synchrones.....	7
1.5.1 Machine synchrone à Rotor bobiné.....	7
a. Machine Synchrone à Rotor bobiné à pôles saillants.....	8
b. Machine Synchrone à Rotor à pôles lisses.....	9
1.5.2 Machine Synchrone à aimant permanent.....	9
a. Machine Synchrone à aimant permanent en surface.....	10
b. Machine Synchrone à aimants permanents insérés.....	10
c. Machine Synchrone à aimants permanents enterrés.....	10
d. Machine Synchrone à aimants permanents à concentration de flux.....	10
1.5.3 Machine synchrone à double excitation MSDE.....	11
1.6 Principe de fonctionnement.....	12
1.6.1 Fonctionnement en alternateur.....	11
1.6.2 Fonctionnement en moteur.....	13
1.7 Modélisation de la Machine synchrone.....	14
1.7.1 Equations des tensions.....	15
a. Tensions statoriques.....	16
b. Tensions rotoriques.....	16
1.7.2 Expressions des flux.....	16

1.7.3	Modèle de la génératrice synchrone dans le repère de Park (dqo).....	17
a.	Equations des tensions.....	18
b.	Equations de flux.....	19
1.7.4	Alternateur en charge.....	20
1.7.4	Expression du couple.....	21
1.7.5	Equation mécanique.....	22
1.8	Conclusion.....	22

Chapitre 2 : Techniques de la Régulation Automatique de la Tension (AVR)

2.1	Introduction.....	23
2.2	Régulateurs PID.....	23
2.2.1	Description du régulateur PID.....	23
2.2.2	Les actions PID.....	24
2.2.3	Loi de commande du régulateur PID.....	26
2.3	Synthèse des paramètres du régulateur PID.....	27
2.3.1	Synthèse par placement des pôles.....	27
2.3.2	Synthèse par compensation des pôles.....	27
2.3.3	Méthodes de Ziegler et Nichols (ZN)	28
a.	Méthode de la réponse indicielle.....	28
b.	Méthode du point critique.....	29
2.4	Régulation de la tension de l'alternateur.....	30
2.4.1	Principe de fonctionnement de l'AVR.....	30
2.4.2	Régulation de la tension de sortie de la génératrice synchrone.....	32
2.5	Conclusion.....	34

Chapitre 3 : Optimisation de l'AVR par PSO et Simulation

3.1.	Introduction.....	35
3.2.	Optimisation par essaim de particules (PSO) : Principe de base.....	36
3.2.1	Développement de l'algorithme du PSO.....	36
3.3.	Régulation de la tension.....	39

3.4. Optimisation du régulateur par PSO.....	40
3.5. Résultats de simulation.....	40
3.5.1 Essai à vide.....	41
a. Tension de sortie V_{as}	41
b. Courants i_f et i_D	42
3.5.2 Essai en charge.....	44
a. Tension de sortie V_{as}	44
b. Courant i_{as}	46
c. Courants de Park i_d et i_q	48
d. Courants i_f , i_D , i_Q	49
3.5.3 Essai de variation de la charge.....	51
a. Tension de sortie V_{as} et V_{max}	51
b. Courant i_{as}	52
c. Courants de Park i_d et i_q	52
d. Courants i_f , i_D , i_Q	53
3.5.4 Essai avec régulation.....	53
a. Tension de sortie V_{as} et V_{max}	54
b. Courant i_{as}	55
c. Courants de Park i_d et i_q	56
d. Courants i_f , i_D , i_Q	56
3.6. Conclusion.....	57
Conclusion Générale.....	58

Liste des Figures

Chapitre 1 : Description et Modélisation de la MS

Figure 1.1. Machine Synchrone.....	4
Figure 1.2. Symboles de la Machine Synchrone.	4
Figure 1.3. Stator de la Machine Synchrone.	5
Figure 1.4. Rotor de la Machine Synchrone.	5
Figure 1.5. Les Amortisseurs de la Machine Synchrone.	6
Figure 1.6. Rotor à pole saillant.	8
Figure 1.7. Rotor à pôles lisses.	9
Figure 1.8. Différentes structures des rotors des MSAP.	11
Figure 1.9. Rotor d'une machine à griffes à double excitation.	12
Figure 1.10. Caractéristique interne.	13
Figure 1.11. Représentation schématique de la machine synchrone.....	15
Figure 1.12. Schéma de la machine synchrone en diphasé (référentiel dqo).....	17

Chapitre 2 : Techniques de la Régulation Automatique de la Tension (AVR)

Figure 2.1. Différentes structures du régulateur PID.	24
Figure 2.2. Schéma synoptique d'un régulateur PID.	24
Figure 2.3. Schéma fonctionnel d'un processus réglé par un PID classique.	27
Figure 2.4. Réponse indicielle d'un processus d'ordre 3.	28
Figure 2.5. Principe de la régulation de tension dans un groupe électrogène.....	30
Figure 2.6. Circuit de régulation de la tension de sortie.....	31
Figure 2.7. Système d'excitation type ST1 de IEEE.	32
Figure 2.8. Régulation et stabilisation de la tension d'excitation.....	32

Figure 2.9. Régulation de la tension de sortie de la génératrice.....	33
Figure 2.10. Schéma fonctionnel d'un correcteur PID classique.....	33
Figure 2.11. Schéma de régulation de tension simplifié.....	34

Chapitre 3 : Optimisation de l'AVR par PSO et Simulation

Figure 3.1. Constitution d'une particule PID.....	36
Figure 3.2. Déplacement d'une particule d'essaim.	37
Figure 3.3. Organigramme de l'algorithme d'optimisation par PSO.....	38
Figure 3.4. Schéma de l'AVR avec excitation par une source de courant contenu connectée à un hacheur.....	39
Figure 3.5. Régulation de la tension par un régulateur PID.....	40
Figure 3.6. Tension de sortie V_{as} pour l'essai à vide ($V_f = 20\text{ V}$).....	41
Figure 3.7. Tension de sortie V_{as} pour l'essai à vide ($V_f = 100\text{ V}$).....	41
Figure 3.8. Tension de sortie V_{as} pour l'essai à vide ($V_f = 200\text{ V}$).....	42
Figure 3.9. Courants i_f et i_D pour l'essai à vide ($V_f = 20\text{ V}$).....	42
Figure 3.10. Courants i_f et i_D pour l'essai à vide ($V_f = 100\text{ V}$).....	43
Figure 3.11. Courants i_f et i_D pour l'essai à vide ($V_f = 200\text{ V}$).....	43
Figure 3.12. Tension de sortie V_{as} pour l'essai en charge (Charge CH1 : $R_c = 30\ \Omega$, $L_c = 0.1\text{H}$).....	44
Figure 3.13. Tension de sortie V_{as} pour l'essai en charge (Charge CH2 : $R_c = 10\ \Omega$, $L_c = 0.2\text{H}$).....	45
Figure 3.14. Tension de sortie V_{as} pour l'essai en charge (Charge CH3 : $R_c = 80\ \Omega$, $L_c = 0.1\text{H}$).....	45
Figure 3.15. Tensions maximales des de sortie V_{max} pour l'essai en charge.....	46
Figure 3.16. Courant i_{as} pour l'essai en charge (Charge CH1 : $R_c = 30\ \Omega$, $L_c = 0.1\text{H}$).....	46
Figure 3.17. Courant i_{as} pour l'essai en charge (Charge CH2 : $R_c = 10\ \Omega$, $L_c = 0.2\text{H}$).....	47
Figure 3.18. Courant i_{as} pour l'essai en charge (Charge CH3 : $R_c = 80\ \Omega$, $L_c = 0.1\text{H}$).....	47
Figure 3.19. Courants de Park i_d et i_q pour l'essai en charge (Charge CH1 : $R_c = 30\ \Omega$, $L_c = 0.1\text{H}$).....	48
Figure 3.20. Courants de Park i_d et i_q pour l'essai en charge (Charge CH2 : $R_c = 10\ \Omega$, $L_c = 0.2\text{H}$).....	48
Figure 3.21. Courants de Park i_d et i_q pour l'essai en charge (Charge CH3 : $R_c = 80\ \Omega$, $L_c = 0.1\text{H}$).....	49

Figure 3.22. Courants i_f , i_D , i_Q pour l'essai en charge (Charge CH1 : $R_c= 30 \Omega$, $L_c= 0.1H$).....	49
Figure 3.23. Courants i_f , i_D , i_Q pour l'essai en charge (Charge CH2 : $R_c= 10 \Omega$, $L_c= 0.2H$).....	50
Figure 3.24. Courants i_f , i_D , i_Q pour l'essai en charge (Charge CH3 : $R_c= 80 \Omega$, $L_c= 0.1H$).....	50
Figure 3.25. Tension de sortie V_{as} pour l'essai de variation charge.....	51
Figure 3.26. Tension maximale de sortie V_{max} pour l'essai de variation charge.....	51
Figure 3.27. Courant i_{as} pour l'essai de variation charge.....	52
Figure 3.28. Courants de Park i_d et i_q pour l'essai de variation charge.....	52
Figure 3.29. Courants i_f , i_D , i_Q pour l'essai de variation charge.....	53
Figure 3.30. Evolution des paramètres K_i , K_p et K_d optimisés par PSO.....	54
Figure 3.31. Tension de sortie V_{as} pour l'essai AVR.....	54
Figure 3.32. Tension de sortie maximale V_{max} et tension d'excitation V_{Fa} pour l'essai AVR.....	55
Figure 3.33. Courant i_{as} pour l'essai AVR.....	55
Figure 3.34. Courants de Park i_d et i_q pour l'essai AVR.....	56
Figure 3.35. Courants i_f , i_D , i_Q pour l'essai AVR.....	56
Figure 3.36. Comparaison entre la réponse en tension du système en boucle ouverte et en boucle fermée.....	57

Liste des Tableaux

Chapitre 2 : Techniques de la Régulation Automatique de la Tension (AVR)

Tableau 2.1. Résume les avantages et les limitations des actions de base des régulateurs PID.....	25
Tableau 2.2. Tableau d'influence des coefficients P, I et D.....	26
Tableau 2.3. Paramètres PID obtenus à partir d'une réponse indicielle (ZNt).....	29
Tableau 2.4. Paramètres PID obtenus à partir du point critique (ZNf).....	29

Introduction Générale

Les machines électriques sont utilisées dans un très grand nombre de procédés industriels notamment la fabrication, la traction électrique (trains, tramways, véhicules électriques) et la génération d'énergie. En fonction de ces applications, la machine synchrone peut s'avérer la plus adaptée surtout en matière de génération et de production d'énergie électrique, qui doit être stable en amplitude et en fréquence et répondant à un cahier des charges prédéfini.

Or, La tension électrique est d'abord affectée par des variations lentes et générales liées aux cycles d'évolution saisonnière, hebdomadaire et quotidienne de la consommation ; elle subit aussi des variations rapides liées à de multiples aléas : fluctuations aléatoires des charges, changements de topologie du réseau, déclenchements d'ouvrages de transport ou de groupes de production.

Il est donc nécessaire, pour que la tension soit maintenue dans la plage souhaitée. Dans les centrales, ce réglage est obtenu automatiquement à l'aide de régulateur de tension. Le régulateur de tension de l'alternateur, a pour rôle de maintenir la tension alternateur alimentant un réseau séparé à une valeur constante quels que soient le facteur de puissance et l'intensité du courant débité par le stator, ce qui va assurer la sûreté, la qualité et l'optimisation du système électrique. Tout en permettant aux utilisateurs du réseau de faire fonctionner leurs matériels dans des conditions optimales, il assure aux gestionnaires du réseau une exploitation des réseaux à moindre coût et dans des conditions de sûreté satisfaisante.

Le but de notre travail est d'étudier la régulation de tension d'une génératrice synchrone à rotor bobiné avec amortisseurs et d'optimiser les paramètres du régulateur PID à l'aide d'Algorithmes d'essaims particuliers PSO, et pour bien traiter le problème, nous avons opter pour la structure suivante de notre mémoire :

Le premier chapitre vise la familiarisation avec la machine synchrone, ses différentes architectures, ses composants et ses domaines des utilisations puis sa mise en équation dans un repère tridimensionnel et dans un repère bidimensionnel lié au rotor par le biais de la transformation de Park.

Dans le deuxième chapitre nous étudierons la régulation automatique de la tension AVR tout en commençant par la présentation des régulateurs PID et les méthodes classiques de synthèse de leurs paramètres après nous présenterons la structure de l'AVR.

Le dernier chapitre est consacré l'optimisation des paramètres du régulateur PID à l'aide d'algorithmes PSO en utilisant le logiciel MATLAB combiné avec SIMULINK pour l'implémentation du programme et pour la simulation du comportement de la génératrice.

Une conclusion générale qui synthétise le travail et présente les résultats obtenus.

Chapitre 1

- Description et Modélisation de la MS

Chapitre 1 Description et Modélisation de la MS

1.1 Introduction

La machine synchrone est surtout utilisée en générateur (l'alternateur) où elle est presque sans concurrent, mais elle sert également en moteur dans un certain nombre de domaines.

Les moteurs synchrones deviennent de plus en plus attractifs. C'est grâce à de nombreuses raisons comme le développement de la technologie des composants de l'électronique de puissance, et l'apparition des processeurs numériques à fréquence élevée et à forte puissance de calcul.

Depuis longtemps, les moteurs synchrones sont utilisés dans des applications de forte puissance, mais les progrès technologiques évoluent et ont permis de développer les moteurs synchrones de petites et moyennes puissances. Les machines synchrones (MS) offrent ainsi beaucoup d'avantages, entre autres, une faible inertie, un couple massique élevé, un rendement élevé, un fonctionnement de longue durée et un faible coût d'entretien. Le principal inconvénient en dehors du coût assez élevé est l'ondulation du couple.

C'est ainsi que le moteur synchrone peut être très utile dans de nombreuses applications, comme :

- Les équipements domestiques (machine à laver),
- Les équipements de technologie de l'information (disques durs),
- Les équipements de soins médicaux et de santé (fraise de dentiste),
- Les servomoteurs,
- Les applications robotiques, machines-outils,
- La production d'électricité,
- La propulsion des véhicules électriques et la propulsion des sous-marins et les TGV atlantique,
- Les applications de l'énergie de l'éolienne [1].

Chapitre 1 Description et Modélisation de la MS

1.2 Généralités

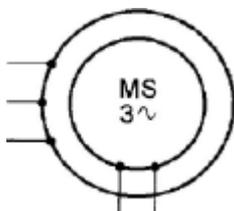
Le terme de machine synchrone regroupe toutes les machines dont la vitesse de rotation de l'arbre de sortie est égale à la vitesse de rotation du champ tournant. Pour obtenir un tel fonctionnement, le champ magnétique rotorique est généré soit par des aimants permanents soit par un circuit d'excitation. La position du champ magnétique rotorique est alors fixe par rapport au rotor, ce qui impose en fonctionnement normal une vitesse de rotation identique entre le rotor et le champ tournant statorique [2].



Figure 1.1. Machine Synchrone.

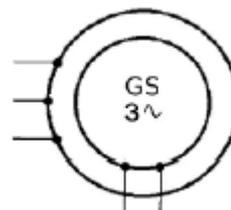
1.3 Symboles

Voici les différents symboles utilisés pour représenter la machine synchrone qu'elle fonctionne en moteur ou en génératrice (alternateur) [3].



(a) Symbole d'un Moteur Synchrone

Triphasé à rotor bobiné



(b) Symbole d'un Alternateur Synchrone

Triphasé à rotor bobiné

Figure 1.2. Symboles de la Machine Synchrone.

Chapitre 1 Description et Modélisation de la MS

1.4 Constitution

1.4.1 Stator

Est formé d'un circuit magnétique feuilleté portant un enroulement triphasé réparti dans des encoches. Il se compose d'un bobinage distribué triphasé, tel que les forces électromotrices (f.é.m) générées par la rotation du champ rotorique soient sinusoïdales ou trapézoïdales. Ce bobinage est représenté par les trois axes (a, b, c) déphasés, l'un par rapport à l'autre, de 120° électriques [1].

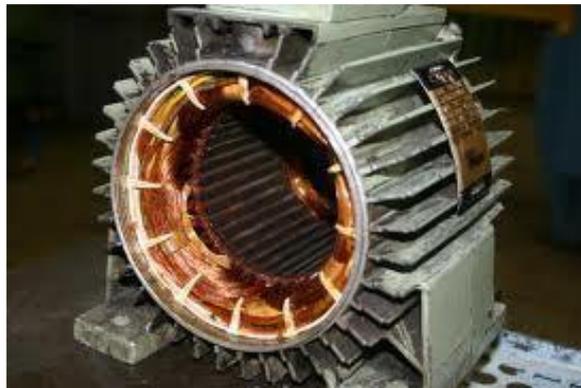


Figure 1.3. Stator de la Machine Synchrone.

1.4.2 Rotor

Le rotor porte en général un bobinage placé dans des encoches ou sur des pôles saillants. Cet enroulement, destiné à être alimenté en continu, constitue l'inducteur de la machine, car il sert à créer le champ magnétique qui va balayer les conducteurs de l'induit. L'excitation peut également être produite par des aimants montés en surfaces ou enterrés. Une variante particulière ne comporte aucune excitation au rotor et utilise les variations de réluctance.



Figure 1.4. Rotor de la Machine Synchrone.

Chapitre 1 Description et Modélisation de la MS

Nous nous intéresserons tout particulièrement à la machine synchrone à rotor bobiné (MSRB). Les machines à rotor bobiné peuvent être à entrefer constant (pôles lisses) ou à pôles saillants où l'entrefer est variable.

Les rotors à pôles saillants sont bien adaptés aux machines à nombre de paires de pôles élevé et à vitesse de rotation basse ou moyenne (alternateurs des centrales hydrauliques par exemple) alors que les rotors lisses sont bien adaptés aux machines à faible nombre de paires de pôles (une ou deux) et à vitesse de rotation élevée (turboalternateurs des centrales classiques ou nucléaires par exemple). Dans le premier cas la machine a un diamètre plus grand que sa longueur alors que dans le second cas, la machine a une longueur nettement plus grande que son diamètre [1].

1.4.3 Amortisseurs

Les machines à rotor bobiné sont souvent munies d'amortisseurs. Ce sont des barres de cuivre placées dans des encoches à la périphérie des pôles et reliées entre elles pour former une portion de cage ou une cage complète analogue à celle d'un moteur asynchrone. Les amortisseurs s'opposent aux oscillations consécutives aux changements brusques de fonctionnement. Ils permettent également de démarrer la machine comme un moteur asynchrone. Dans les machines à rotor massif, l'effet d'amortissement est obtenu par la circulation des courants de Foucault dans le rotor massif. Le rotor des moteurs à aimants ne comporte pas d'amortisseurs. Ceux-ci ne sont pas nécessaires pour la stabilité du fonctionnement ou le démarrage en moteur asynchrone, car la machine est systématiquement associée à une alimentation électronique. De plus, leur présence serait néfaste au comportement dynamique du système [1].

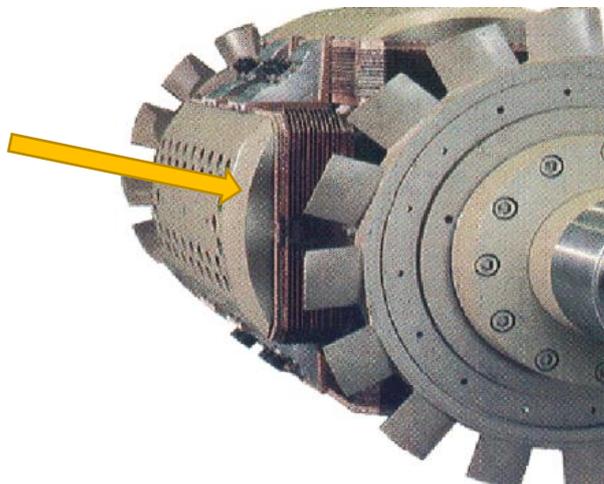


Figure 1.5. Les Amortisseurs de la Machine Synchrone.

Chapitre 1 Description et Modélisation de la MS

1.4.4 Circuit d'excitation

Le rotor de la machine synchrone à rotor bobiné porte une bobine d'excitation qu'il faut alimenter par une tension continue pour pouvoir créer une force électromotrice.

a. Excitation par source de tension continue extérieure

Une source de tension continue est réalisée classiquement par un redresseur branché sur le réseau pour un moteur ou sur sa sortie pour un alternateur. Un système de bagues et balais assure la liaison avec le rotor. Ce type de dispositif présente néanmoins des inconvénients, particulièrement à cause de la maintenance plus exigeante liée à la présence de contacts mobiles.

b. Excitation par un alternateur auxiliaire et un redresseur

Pour éviter l'utilisation d'un système de bagues et balais, l'excitation peut être fournie par un alternateur inversé, c'est-à-dire dont l'induit est tournant, solidaire de l'arbre de la machine principale, et dont l'inducteur est fixe. Un redresseur à diodes placé sur la partie tournante alimente directement l'inducteur de la machine principale. Ce circuit est toutefois soumis à des conditions mécaniques importantes, particulièrement lorsque la vitesse de rotation est élevée. Pour les machines branchées sur le réseau général, l'inducteur de l'alternateur auxiliaire est alimenté par un redresseur branché sur le réseau, mais ici, les diodes sont sur la partie fixe du système. Pour obtenir un ensemble autonome quand la machine principale est un alternateur qui n'est pas relié au réseau général, un troisième générateur synchrone fournit l'excitation de l'alternateur inversé. S'agissant d'une machine de petite puissance, un modèle à aimant convient pour cette tâche [1].

1.5 Classification des machines synchrones

1.5.1 Machine synchrone à Rotor bobiné

Les rotors sont à pôles saillants ou à pôles lisses selon qu'ils soient entraînés à basse vitesse par des turbines hydrauliques ou à grande vitesse par des turbines à vapeur ou bien des turbines à gaz. Le rotor supporte un bobinage monophasé alimenté par un courant continu [4].

Chapitre 1 Description et Modélisation de la MS

a. Machine Synchrone à Rotor bobiné à pôles saillants

Pour les machines à rotors à pôles saillants les bobines inductrices sont montées autour de noyaux polaires massifs ou feuilletés. Pour ces machines, le rotor est un électroaimant dont les pôles sont alternativement nord et sud. Les enroulements sont alimentés en courant continu, ils sont placés autour des noyaux polaires. Le nombre de pôles est toujours pair, il varie suivant la machine [5].

Cette technologie de construction du rotor est utilisée avec les alternateurs synchrones à faible vitesse périphérique de l'arbre mécanique (alternateurs hydroélectrique).

Une vitesse d'entraînement faible donc un nombre de pair de pôles élevé est nécessaire pour la création d'un système de courant triphasé à 50 Hz en régime permanent.

Le diamètre du rotor, proportionnelle à $2p$, augmente alors avec le nombre de pair de pôles pour atteindre 7 à 8 mètres lorsque ce dernier est de l'ordre de 40 à 60 pôles.

L'axe est relativement de petite longueur et le plus souvent vertical. Pour obtenir des puissances électriques assez élevées à vitesse basse on doit augmenter le couple électromagnétique donc l'induction magnétique créée dans l'entrefer par les enroulements inducteurs [6].



Figure 1.6. Rotor à pole saillant.

La Figure 1.6 représente un rotor à pôles saillants pour un alternateur d'un groupe électrogène de 1500tr/min.

Si la technologie de construction du rotor est celle à pôles saillants à entrefer variable, des inconvénients se présentent :

Chapitre 1 Description et Modélisation de la MS

- Les pôles sont relativement éloignés donc un volume d'air notable inter polaire augmente, la résistivité de l'air et alors les pertes mécaniques.
- A vitesse très élevée, la vibration des particules d'air inter polaires est importante ce qui augmente le bruit acoustique [6].

b. Machine Synchrones à Rotor à pôles lisses

Dans la machine synchrone à rotor à pôles lisses le bobinage est dans ce cas logé dans des encoches pratiquées dans la masse du rotor est fermées par des clavettes en acier amagnétique. Les têtes de bobines inductrices sont maintenues en place par des frettes en acier amagnétique [5].

Les alternateurs synchrones à pôles lisses, entraînés par des turbines à gaz ou à vapeur, sont appelés "turboalternateurs", il s'agit d'une machine synchrone, de très grandes puissance, dont le rotor tourne avec une vitesse élevée qui peut dépasser 1000 tr/min. Une fréquence de rotation mécanique élevée implique un faible nombre de pair de pôles.

Une disposition appropriée permet d'obtenir des f.é.m sinusoïdales à très faible taux d'harmoniques [6].

La figure 1.7 représente un rotor pôles lisses d'un turbo-alternateur.



Figure 1.7. Rotor à pôles lisses.

1.5.2 Machine Synchrones à aimant permanent

Les machines à aimants permanents peuvent être construites avec plusieurs de configurations rotoriques. Elles sont classées suivant la disposition des aimants sur le rotor. Leurs différentes configurations incluent les machines à flux radial et à flux axial, on distingue :

Chapitre 1 Description et Modélisation de la MS

- Aimants en surface (Surface magnet type)
- Aimants insérés (Inserted magnet type)
- Aimants enterrés (Interior magnet type)
- Aimants à concentration de flux (Burried magnet type)

a. Machine Synchrone à aimant permanent en surface

Pour ces types de machines, les aimants sont placés sur le rotor, ils sont aimantés radialement, comme montré sur la figure 1.8(a). Cette configuration du rotor est la plus utilisée.

Dans le cas des aimants du type terres rares la réactance synchrone dans l'axe d et l'axe q sont, pratiquement les mêmes [2] [7].

b. Machine Synchrone à aimants permanents insérés

Comme les machines avec aimants en surface, les aimants du type insérés sont aussi montés sur la surface du rotor. Toutefois, les ouvertures entre les aimants sont partiellement remplies avec le fer, comme montré sur la figure 1.8(b). Le fer entre les aimants permanents crée une saillance et donne un couple reluctant en plus du couple des aimants. La réactance synchrone de l'axe q est légèrement supérieure à celle dans l'axe d [2] [7].

c. Machine Synchrone à aimants permanents enterrés

Les machines à aimants enterrés sont des machines avec des aimants intégrés dans le rotor, et aimantés radialement, figure 1.8(c). Du fait que la surface du pôle magnétique est plus petite que celle du rotor, l'induction dans l'entrefer est plus faible que l'induction dans l'aimant. La réactance synchrone dans l'axe d est plus petite que celle de l'axe q . Les aimants dans cette configuration sont très bien protégés contre les forces centrifuges. Cette configuration du rotor est recommandée pour les applications à grandes vitesses [2] [7].

d. Machine Synchrone à aimants permanents à concentration de flux

Une autre façon de placer les aimants permanents dans le rotor est de les enterrer profondément à l'intérieur du rotor. Ici, les aimants sont aimantés dans le sens de la circonférence figure 1.8(d). Les pôles magnétiques se forment alors à niveau des parties ferromagnétiques du rotor par concentration de flux provenant des aimants permanents.

La réactance synchrone sur l'axe q est plus grande que celle de l'axe d [2] [7].

Chapitre 1 Description et Modélisation de la MS

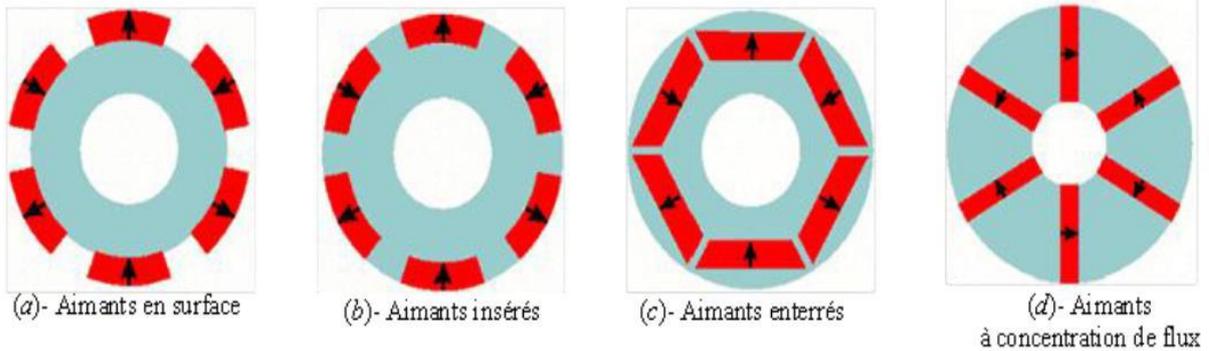


Figure 1.8. Différentes structures des rotors des MSAP.

1.5.3 Machine synchrone à double excitation MSDE

L'utilisation des aimants permanents dans les machines électriques permet d'augmenter significativement leur rendement et surtout de réduire leur encombrement. Ce type de machine possède donc un couple massique considérable. Grâce à ses caractéristiques électromagnétiques imbattables et sa grande compacité, la MSAP s'est retrouvée pendant longtemps la machine la plus utilisée dans les véhicules électriques et hybrides [8] [9] [10].

La machine à rotor bobiné, quant à elle, présente de nombreux avantages, notamment le fonctionnement sur une large plage de vitesse (rapport de défluxage important grâce au bobinage rotorique).

L'intérêt recherché par les machines à double excitation est d'augmenter la capacité de défluxage des structures à aimants permanents (fonctionnement sur une large plage de vitesses) sans dégrader sa puissance massique et son rendement. La double excitation permet ainsi de conjuguer les avantages des MSAP et des MSRB.

Les rotors des machines à double excitation possèdent deux sources électromagnétiques : Les aimants permanents qui, en général, créent le flux principal d'excitation, et le bobinage qui permet de contrôler le flux généré par les aimants : Le renforcer au démarrage et l'affaiblir à grande vitesse (défluxage).

La figure 1.9 représente un rotor d'une machine à griffes à aimants interpolaire avec dessin des flèches : blanches pour le flux principal, noires pointillées pour le flux de fuite, et rouges pour le champ des aimants [11].

Chapitre 1 Description et Modélisation de la MS

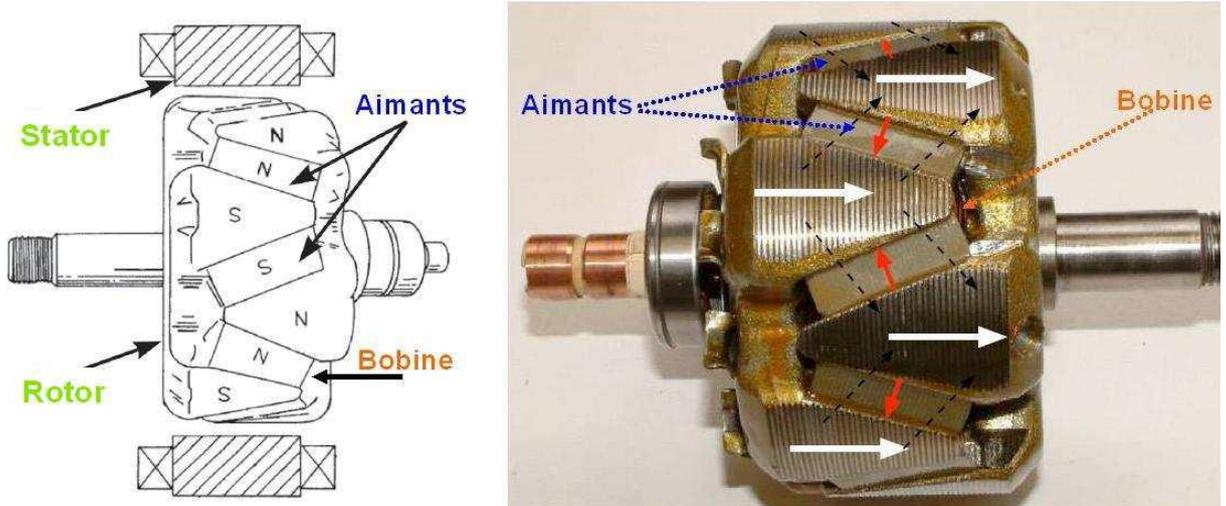


Figure 1.9. Rotor d'une machine à griffes à double excitation.

1.6 Principe de fonctionnement

La machine synchrone est réversible, elle peut être fonctionnée en mode alternateur ou bien comme un moteur.

1.6.1 Fonctionnement en alternateur

Le rotor est entraîné par une turbine ou un moteur diesel à une fréquence de rotation n . L'enroulement inducteur qu'il porte, parcouru par un courant continu i_f appelé courant d'excitation, crée une tension magnétique tournante dans l'entrefer à la fréquence de rotation n . Le champ tournant qui en résulte induit dans l'enroulement du stator un système triphasé équilibré de forces électromotrices dont la fréquence est, pour une machine à P paires de pôles :

$$f_s = P.n \quad (1.1)$$

Le rotor et le champ tournant ont la même vitesse de rotation Ω_s , qualifiée de ce fait de vitesse synchrone. La valeur efficace des forces électromotrices à vide est proportionnelle au flux utile par pôle ϕ , à la fréquence f_s (ou à la fréquence de rotation n) et au nombre de conducteurs actifs N d'une phase :

$$E_v = K.N.f.\Phi \quad (1.2)$$

Chapitre 1 Description et Modélisation de la MS

La constante K , fixée pour un alternateur donné, est appelée coefficient de Kapp. La relation entre le flux et le courant d'excitation n'est pas linéaire du fait de la saturation du circuit magnétique. La courbe qui représente la valeur efficace E_v des forces électromotrices à vide en fonction de l'intensité i_f du courant d'excitation est appelée caractéristique interne de la machine. Elle n'est linéaire que dans un domaine limité.

Quand l'alternateur est chargé, le système triphasé de courants qui circulent dans l'induit crée une tension magnétique tournante d'entrefer ayant la même vitesse que la tension magnétique créée par l'inducteur : c'est le phénomène de réaction d'induit. La tension magnétique tournante résultante induit dans l'enroulement statorique un système triphasé équilibré de forces électromotrices différent de celui qui est obtenu à vide. Pour les machines à pôles saillants, le problème se complique du fait que la réluctance du circuit magnétique dépend du décalage entre la tension magnétique tournante d'entrefer créée par l'induit et celle créée par l'inducteur. Il faut alors décomposer la réaction magnétique d'induit en une composante longitudinale et une composante transversale.

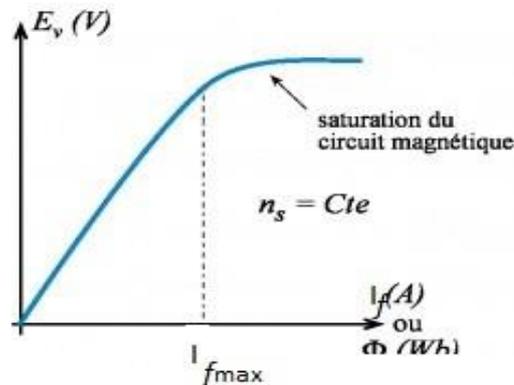


Figure 1.10. Caractéristique interne.

1.6.2 Fonctionnement en moteur

L'enroulement statorique, parcouru par un système triphasé équilibré de courants de pulsation ω_s crée une tension magnétique tournante d'entrefer à la vitesse synchrone Ω_s , soit avec P paires de pôles :

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{P} \quad (1.3)$$

Chapitre 1 Description et Modélisation de la MS

Le champ magnétique engendré par l'enroulement inducteur ou les aimants est fixe par rapport au rotor. L'interaction entre le champ tournant et le champ fixe du rotor crée un couple dont le moment a une valeur moyenne nulle. Le moteur synchrone ne démarre pas spontanément. Par contre, si le rotor est entraîné à la vitesse synchrone, l'interaction entre les champs tournants du stator et du rotor crée un couple dont le moment a une valeur moyenne non nulle. La vitesse d'un moteur synchrone est imposée par la fréquence de son alimentation, elle est indépendante de la charge mécanique [1].

1.7 Modélisation de la Machine synchrone

Nous allons nous intéresser à la modélisation de la machine synchrone classique dont, à l'heure actuelle, le modèle de référence est relativement bien établi.

D'un point de vue électromagnétique, le modèle de base consiste à considérer une machine synchrone à pôles saillants ayant P paires de pôles au rotor et un enroulement statorique triphasé, (enroulements a , b et c). L'enroulement inducteur se trouve sur le rotor de la machine selon l'axe de la saillance, appelé axe direct ou axe longitudinal de la machine (enroulement F "field").

La présence de grilles ou de cage d'amortissement au rotor, ou encore l'éventuel effet amortisseur du fer, sont modélisés par deux circuits amortisseurs équivalents: l'un situé sur l'axe direct (enroulement D) et l'autre sur l'axe perpendiculaire appelé axe en quadrature ou axe transversal de la machine (enroulement Q). Les amortisseurs s'opposent à toute variation rapide du flux à travers le rotor

La figure 1.11 présente schématiquement la machine synchrone considérée.

Chapitre 1 Description et Modélisation de la MS

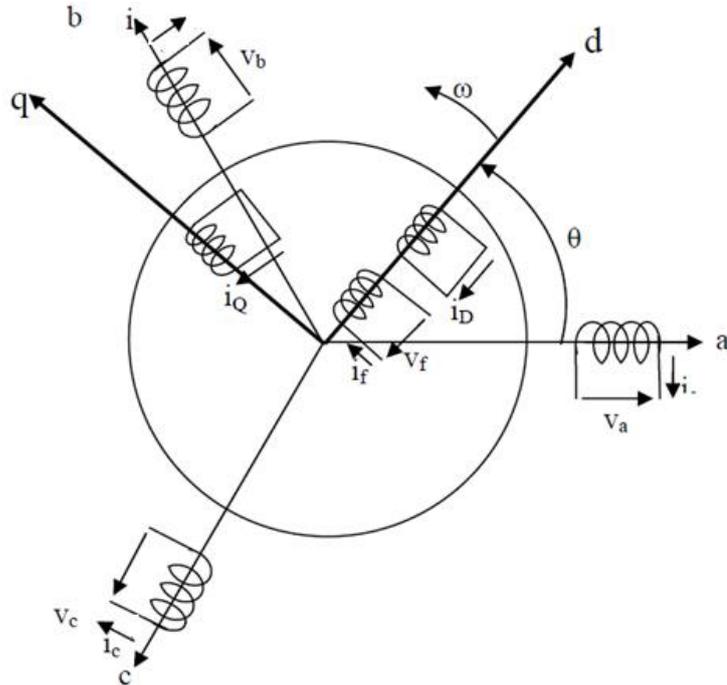


Figure 1.11. Représentation schématique de la machine synchrone.

Cette machine obéit aux hypothèses simplificatrices, utilisées dans la littérature [12,13] :

- 1- L'effet hystérésis et les pertes dans le fer sont négligeables.
- 2- La machine fonctionne dans un régime non saturé et les lignes d'induction dans l'entrefer sont radiales.
- 3- Les réactances de fuites sont indépendantes de la position du rotor.
- 4- Les paramètres de la machine sont indépendants des courants et de la vitesse de rotation.
- 5- Les résistances sont indépendantes de la température.
- 6- La distribution de la force magnétomotrice et les inductions dans l'espace sont sinusoïdales, ce qui nous permet de considérer seulement le premier harmonique d'espace de la distribution de la force magnétomotrice, créée par chaque phase de l'induit.

1.7.1 Equations des tensions

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

Chapitre 1 Description et Modélisation de la MS

a- Tensions statoriques

$$\begin{cases} V_a = -R_s I_a + \frac{d}{dt} \varphi_a \\ V_b = -R_s I_b + \frac{d}{dt} \varphi_b \\ V_c = -R_s I_c + \frac{d}{dt} \varphi_c \end{cases} \quad (1.4)$$

Où

R_s : Résistance statorique supposée la même pour les trois phases.

φ_i : Flux des trois phases statoriques ($i = a, b, c$).

b- Tensions rotoriques

L'application de la loi de Kirchhoff sur les enroulements suivants les deux axes ' d ' et ' q ' donne les équations suivantes:

$$\begin{cases} V_f = R_f I_f + \frac{d}{dt} \varphi_f \\ V_D = R_D I_D + \frac{d}{dt} \varphi_D \\ V_Q = R_Q I_Q + \frac{d}{dt} \varphi_Q \end{cases} \quad (1.5)$$

Où

R_f, R_D, R_Q : Résistances des enroulements rotoriques f, D et Q respectivement.

$\varphi_f, \varphi_D, \varphi_Q$: Flux des enroulements rotoriques f, D et Q respectivement.

1.7.2 Expressions des flux

Afin de trouver la représentation d'état du modèle de la génératrice nous adopterons les écritures suivantes :

$$\begin{aligned} \varphi_s &= \begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{bmatrix}; \quad \varphi_r = \begin{bmatrix} \varphi_f \\ \varphi_D \\ \varphi_Q \end{bmatrix}; \quad i_s = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}; \quad i_r = \begin{bmatrix} i_f \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix} \\ L_{SS} &= \begin{bmatrix} L_a(\theta) & M_{ab}(\theta) & M_{ac}(\theta) \\ M_{ba}(\theta) & L_b(\theta) & M_{bc}(\theta) \\ M_{ca}(\theta) & M_{cb}(\theta) & L_c(\theta) \end{bmatrix}; \quad L_{rr} = \begin{bmatrix} L_f & M_{fD} & 0 \\ M_{fD} & L_D & 0 \\ 0 & 0 & L_Q \end{bmatrix} \\ M_{Sr} &= \begin{bmatrix} M_{af}(\theta) & M_{aD}(\theta) & M_{aQ}(\theta) \\ M_{bf}(\theta) & M_{bD}(\theta) & M_{bQ}(\theta) \\ M_{cf}(\theta) & M_{cD}(\theta) & M_{cQ}(\theta) \end{bmatrix}; \quad M_{rs} = \begin{bmatrix} M_{af}(\theta) & M_{bf}(\theta) & M_{cf}(\theta) \\ M_{aD}(\theta) & M_{bD}(\theta) & M_{cD}(\theta) \\ M_{aQ}(\theta) & M_{bQ}(\theta) & M_{cQ}(\theta) \end{bmatrix} \end{aligned}$$

Grâce à ces expressions, les relations entre flux et courants peuvent être réécrite de la façon suivante :

Chapitre 1 Description et Modélisation de la MS

$$\begin{bmatrix} \varphi_s \\ \varphi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -L_{ss}(\theta) & M_{sr}(\theta) \\ -M_{rs}(\theta) & L_{rr}(\theta) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix} \quad (1.6)$$

Sous forme matricielle les équations de tensions sont écrites comme suit :

$$V = RI + \frac{d}{dt}(\varphi) \leftrightarrow \begin{pmatrix} v_s \\ v_r \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s & 0_{3,3} \\ 0_{3,3} & R_r \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_s \\ i_r \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \varphi_s \\ \varphi_r \end{pmatrix} \quad (1.7)$$

Telles que :

$$v_s = [v_a \quad v_b \quad v_c]^T ; \quad v_r = [v_f \quad 0 \quad 0]^T \quad (1.8)$$

$$R_s = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} ; \quad R_r = \begin{bmatrix} R_f & 0 & 0 \\ 0 & R_D & 0 \\ 0 & 0 & R_Q \end{bmatrix} \quad (1.9)$$

$$\begin{pmatrix} v_s \\ v_r \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s & 0_{3,3} \\ 0_{3,3} & R_r \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_s \\ i_r \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} -L_{ss}(\theta) & M_{sr}(\theta) \\ -M_{rs}(\theta) & L_{rr}(\theta) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix} \right) \quad (1.10)$$

1.7.3 Modèle de la génératrice synchrone dans le repère de Park (dqo)

Tel que présenté dans la section (1.6). Nous remarquons que la mise en équation des machines synchrones triphasées aboutit à des équations différentielles à coefficients variables. L'étude analytique de la machine est alors relativement laborieuse, vu le grand nombre de variables.

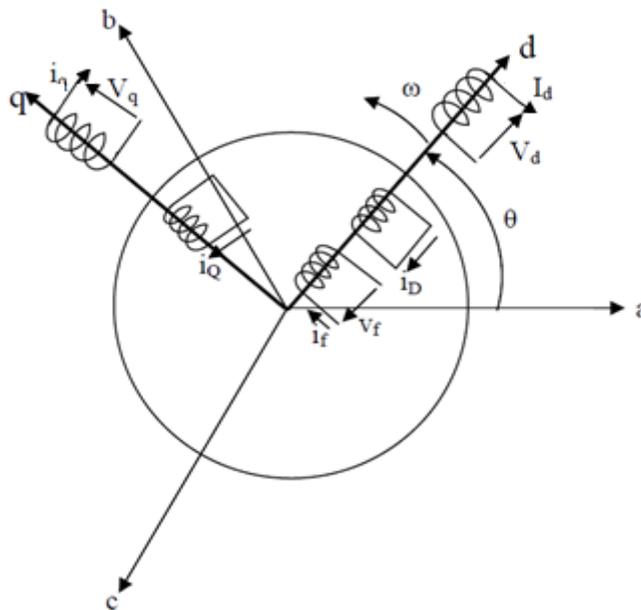


Figure 1.12. Schéma de la machine synchrone en diphasé (référentiel dqo).

Chapitre 1 Description et Modélisation de la MS

La transformation de Park est un outil mathématique qui permet de décrire le comportement de la machine à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants [14] [15]. Cette transformation définit une transformation triphasée-diphasee suivie d'une rotation. Elle permet de passer du repère fixe (abc) vers le repère mobile (dqo), afin de simplifier le modèle du système vu la complexité de l'étude du système. Les enroulements au niveau du stator (repère abc) sont alors remplacés par deux enroulements (dqo) en quadrature tel que montré sur la figure 1.12.

La matrice de transformation de Park peut prendre des écritures différentes, nous avons choisi de prendre la matrice de passage [P] suivante :

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.11)$$

La matrice inverse [P]⁻¹ sera alors :

$$P(\theta)^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.12)$$

L'Application de la transformation de Park se fait de la manière suivante :

$$[v_{dqo}] = P(\theta)[v_{abc}] = [v_d \quad v_q \quad v_o]^T \quad (1.13)$$

$$[I_{dqo}] = P(\theta)[i_{abc}] = [i_d \quad i_q \quad i_o]^T \quad (1.14)$$

$$[\varphi_{dqo}] = P(\theta)[\varphi_{abc}] = [\varphi_d \quad \varphi_q \quad \varphi_o]^T \quad (1.15)$$

a. Equations des tensions

Dans le repère de Park, la machine synchrone en mode génératrice est régie par les équations de tensions suivantes:

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_o \end{bmatrix} = P \begin{bmatrix} -R_s & 0 & 0 \\ 0 & -R_s & 0 \\ 0 & 0 & -R_s \end{bmatrix} P^{-1} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix} + P \frac{d}{dt} P^{-1} \begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ \varphi_o \end{bmatrix} \quad (1.16)$$

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s & 0 & 0 \\ 0 & -R_s & 0 \\ 0 & 0 & -R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix} + P \begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ \varphi_o \end{bmatrix} \frac{d}{dt} P^{-1} \begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ \varphi_o \end{bmatrix} + P P^{-1} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ \varphi_o \end{bmatrix} \quad (1.17)$$

Chapitre 1 Description et Modélisation de la MS

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s & 0 & 0 \\ 0 & -R_s & 0 \\ 0 & 0 & -R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ \varphi_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r & 0 \\ \omega_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ \varphi_o \end{bmatrix} \quad (1.18)$$

Par conséquent, les tensions de la machine synchrone à rotor bobiné dans le fonctionnement générateur sont données par les expressions suivantes :

$$\begin{cases} V_d = -R_s i_d + \frac{d\varphi_d}{dt} - \omega_r \varphi_q \\ V_q = -R_s i_q + \frac{d\varphi_q}{dt} + \omega_r \varphi_d \\ V_o = -R_s i_o + \frac{d\varphi_o}{dt} \\ V_f = R_f i_f + \frac{d\varphi_f}{dt} \\ V_D = R_D i_D + \frac{d\varphi_D}{dt} \\ V_Q = R_Q i_Q + \frac{d\varphi_Q}{dt} \end{cases} \quad (1.19)$$

b. Equations de flux

En appliquant la transformée dq aux équations de flux, on obtient :

$$\begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ \varphi_o \end{bmatrix} = [P][\varphi_{abc}] = [P][L_{SS}][P^{-1}] \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix} + [P][M_{sr}] \begin{bmatrix} i_f \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix} \quad (1.20)$$

En faisant appel aux équations d'inductances développées précédemment, on aura :

$$\begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ \varphi_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -L_d & 0 & 0 \\ 0 & -L_q & 0 \\ 0 & 0 & -L_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M_{fd} & M_{Dd} & 0 \\ 0 & 0 & M_{Qq} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_f \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix} \quad (1.21)$$

Où

L_d : Inductance synchrone longitudinale.

L_q : Inductance synchrone transversale.

L_o : Inductance homopolaire.

M_{fd} : Inductance mutuelle entre inducteur F et bobinage d.

M_{Dd} : inductance mutuelle entre amortisseur D et bobinage d.

M_{Qq} : Inductance mutuelle entre l'amortisseur Q et bobinage q.

En exprimant dans la matrice des flux rotoriques les inductances par leur expression en fonction de θ , on obtient :

Chapitre 1 Description et Modélisation de la MS

$$\begin{bmatrix} \varphi_f \\ \varphi_D \\ \varphi_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -M_{fd} & 0 & 0 \\ -M_{Dd} & 0 & 0 \\ 0 & -M_{Qq} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_f & M_{fD} & 0 \\ M_{Df} & L_D & 0 \\ 0 & 0 & L_Q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_f \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix} \quad (1.22)$$

Où ;

L_F : Inductance propre de l'inducteur.

L_D : Inductance propre de l'amortisseur D.

L_Q : Inductance propre de l'amortisseur Q.

M_{FD} : Inductance mutuelle entre inducteur F et amortisseur D.

Donc, Les expressions des flux statoriques et rotoriques s'écrivent dans le modèle de Park sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \varphi_d = -L_d i_d + M_{fd} i_f + M_{Dd} i_D \\ \varphi_q = -L_q i_q + M_{Qq} i_Q \\ \varphi_f = L_f i_f - M_{fd} i_d + M_{fD} i_D \\ \varphi_D = L_D i_D - M_{Dd} i_d + M_{FD} i_F \\ \varphi_Q = L_Q i_Q - M_{Qq} i_q \end{cases} \quad (1.23)$$

En remplaçant les équations de flux obtenues dans les équations de tensions de Park, on obtient l'écriture matricielle suivante:

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_F \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_F \\ i'_D \\ i'_Q \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_F \\ i'_D \\ i'_Q \end{bmatrix} \quad (1.24)$$

$$R = \begin{bmatrix} -R_s & \omega L_q & 0 & 0 & -\omega M_{Qq} \\ -\omega L_d & -R_s & \omega M_{Fd} & \omega M_{Dd} & 0 \\ 0 & 0 & R_F & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_D & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_Q \end{bmatrix}; \quad L = \begin{bmatrix} -L_d & 0 & M_{Fd} & M_{Dd} & 0 \\ 0 & -L_q & 0 & 0 & M_{Qq} \\ -M_{Fd} & 0 & L_f & M_{FD} & 0 \\ -M_{Dd} & 0 & M_{FD} & L_D & 0 \\ 0 & -M_{Qq} & 0 & 0 & L_Q \end{bmatrix}$$

1.7.4 Alternateur en charge

En utilisant une charge RL couplée en étoile pour exprimer le modèle de la charge et à réaliser le couplage, les tensions dans le repère de Park sont données comme suit:

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_c & -\omega L_c \\ \omega L_c & R_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_c & 0 \\ 0 & L_c \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} \quad (1.25)$$

Chapitre 1 Description et Modélisation de la MS

En mode générateur, V_d et V_q changent de signes, où le changement de signe est effectué au niveau de la charge. Donc :

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_c & \omega L_c \\ -\omega L_c & -R_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -L_c & 0 \\ 0 & -L_c \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} \quad (1.26)$$

Où

V_d, V_q : Tensions statoriques de la machine dans le repère de Park.

R_c, L_c : Paramètres de la charge.

ω : Pulsation électrique de la machine.

I_d, I_q : Courants traversant la charge en convention récepteur.

Grâce à l'équation (1.26) nous pouvons récrire l'équation générale de la machine (1.24) comme suit :

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ V_F \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_F \\ I_D \\ I_Q \end{bmatrix} + L \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_F \\ I_D \\ I_Q \end{bmatrix} \quad (1.27)$$

Où;

$$R = \begin{bmatrix} R_c - R_s & \omega(L_q - L_c) & 0 & 0 & -\omega M_{Qq} \\ \omega(L_c - L_d) & R_c - R_s & \omega M_{Fd} & \omega M_{Dd} & 0 \\ 0 & 0 & R_F & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_D & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_Q \end{bmatrix}; L = \begin{bmatrix} L_c - L_d & 0 & M_{Fd} & M_{Dd} & 0 \\ 0 & L_c - L_q & 0 & 0 & M_{Qq} \\ -M_{Fd} & 0 & L_F & M_{FD} & 0 \\ -M_{Dd} & 0 & M_{FD} & L_D & 0 \\ 0 & -M_{Qq} & 0 & 0 & L_Q \end{bmatrix}$$

1.7.5 Expression du couple

L'expression du couple électromécanique T_{em} de la machine avec un nombre de pôles P est donnée par :

$$T_{em} = \frac{P_{em}}{\Omega} = \frac{3}{2} P (\varphi_d i_q - \varphi_q i_d) N \cdot m \quad (1.28)$$

Où :

Avec :

P_{em} : est la puissance électromécanique en w.

$\Omega = \frac{\omega_r}{P}$: est la vitesse angulaire du rotor en rad/s.

P : est le nombre de paires de pôles.

Chapitre 1 Description et Modélisation de la MS

La valeur du couple électromécanique est positive dans le cas du fonctionnement en moteur et négative dans le cas de génératrice.

1.7.6 Equation mécanique

L'équation qui définit le mouvement du rotor est :

$$T_{em} + T_{mec} - T_{amor} = J \frac{d\Omega}{dt} \text{ N.m} \quad (1.29)$$

Le couple électromécanique T_{em} et le couple mécanique T_{mec} sont dans la direction de rotation du rotor. Par contre, le couple d'amortissement T_{amor} est dans la direction opposée de rotation du rotor [16].

1.8 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous nous sommes familiarisés avec la machine synchrone en donnant certains de ces avantages et inconvénients ainsi que quelques applications où elle s'avère utile, puis nous avons décortiqué sa structure et les différents composants enfin nous avons pu mettre en équation la machine synchrone à rotor bobiné.

Dans la suite du chapitre, nous avons pu faire le tour des différentes configurations de la machine synchrone notamment la machine synchrone à rotor bobiné qui nous intéresse particulièrement dans le présent travail, puis nous avons abordé le principe de fonctionnement.

L'étude nous a montré que le modèle réel de la machine synchrone à rotor bobiné est très complexe. Pour simplifier l'analyse de ces systèmes et étudier leur comportement dynamique, il est nécessaire d'effectuer des transformations mathématiques de ce modèle réel. Pour cela, la transformation orthogonale de PARK présente beaucoup d'intérêt et est à la base de la plupart des modèles linéaires invariants des machines à courant alternatif. Cette transformation s'applique aussi bien aux machines asynchrones qu'aux machines synchrones. De cette façon, les inductances du stator aussi bien que les inductances mutuelles entre le stator et le rotor deviennent constantes, ce qui facilite l'implantation du modèle de la machine synchrone, objet de notre travail, dans un logiciel de simulation.

Chapitre 2

- Techniques de la Régulation Automatique de la Tension (AVR)

Chapitre 2 Techniques de la Régulation Automatique de la Tension (AVR)

2.1. Introduction

La régulation est l'action de régler automatiquement une grandeur de telle sorte que celle-ci garde constamment sa valeur ou reste proche de la valeur désirée, quelles que soient les perturbations qui peuvent subvenir [17] [18].

La régulation automatique est la technique utilisée pour contrôler une ou plusieurs grandeurs physiques d'un système telles que la tension, la température, la pression, le niveau, le débit, le pH, la concentration, etc., en vue d'en imposer le comportement et de maintenir ces grandeurs à des niveaux prédéfinis.

L'étude du générateur synchrone destiné à la production d'énergie électrique, nous a permis de constater que la variation de la charge alimentée engendre des variations considérables de la tension de sortie, la raison pour laquelle dans une centrale de production, un système de régulation de tension est indispensable et sa défaillance signifie l'arrêt de la production. Cependant, la détermination des paramètres du régulateur peut se faire selon deux méthodes :

- Méthodes classiques telles que : Ziegler-Nichols, P. Naslin, Lieu de Nyquist inverse, Diagramme de Black, Astrom, Hagglund.
- Méthodes d'optimisation telles que : PSO, les algorithmes génétiques, la logique floue ...

Dans ce chapitre, nous présentons les méthodes classiques utilisés pour la régulation ainsi que le régulateur automatique de tension (AVR).

2.2. Régulateurs PID

2.2.1 Description du régulateur PID

Le régulateur standard le plus utilisé dans l'industrie est le régulateur PID (proportionnel intégral dérivé), un régulateur PID est un régulateur qui dispose de trois actions P, I et D. Son intérêt est de réunir les avantages des trois correcteurs de base. Grâce au terme P, la rapidité augmente et grâce à l'action I, la précision augmente (l'annulation de l'erreur statique) tout en autorisant grâce à l'action D des performances de rapidité supérieures [18].

Chapitre 2 Techniques de la Régulation Automatique de la Tension (AVR)

Les contrôleurs PID sont couramment utilisés pour améliorer les performances des systèmes AVR. En utilisant un contrôleur proportionnel, le temps de montée d'une réponse peut être réduit, mais l'état stationnaire de l'erreur ne peut pas être éliminé à zéro. Un contrôleur intégré peut améliorer la performance en régime permanent, mais il peut affecter sérieusement la réponse transitoire. Un contrôleur dérivé améliore la performance transitoire en réduisant le dépassement, améliorant ainsi la marge de stabilité pour le système [19].

L'idée de cet organe de contrôle est de modifier intentionnellement la valeur de l'erreur qui subsiste entre la consigne et la mesure effectuée.

On distingue trois structures de régulateurs PID :

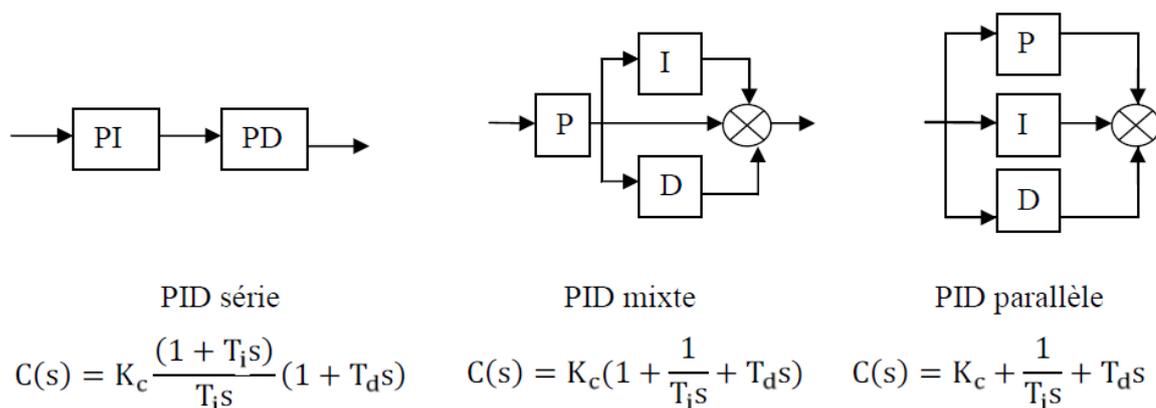


Figure 2.1. Différentes structures du régulateur PID.

2.2.2 Les actions PID

En pratique, à une catégorie donnée de systèmes à asservir correspond un type de correcteur adopté. Pour effectuer un choix judicieux, il faut connaître les effets des différentes actions : proportionnelle, intégrale et dérivée. [17]

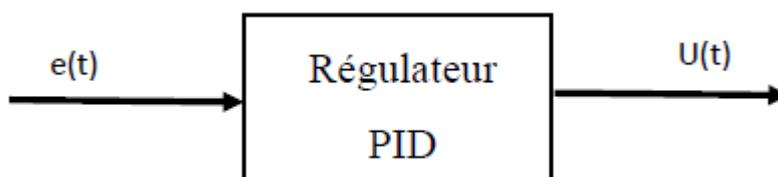


Figure 2.2. Schéma synoptique d'un régulateur PID.

Chapitre 2 Techniques de la Régulation Automatique de la Tension (AVR)

Un régulateur PID est obtenu par l'association de ces trois actions et il remplit essentiellement les trois fonctions suivantes [17] :

- Il fournit un signal de commande en tenant compte de l'évolution du signal de sortie par rapport à la consigne.
- Il élimine l'erreur statique grâce au terme intégrateur.
- Il anticipe les variations de la sortie grâce au terme dérivateur.

Un régulateur PID est la somme de trois termes :

- Le terme proportionnel $P = K_p \cdot e(t)$
- Le terme intégral $I = K_i \cdot \int_0^t e(t) dt$
- Le terme dérivatif $D = K_d \cdot \frac{de(t)}{dt}$

Les paramètres du régulateur PID sont le gain proportionnel K_p , le gain intégral K_i et le gain dérivatif K_d , les temps étant exprimés en secondes.

Le tableau 2.1 résume les avantages et les limitations des actions de base des régulateurs PID:

Action	Points forts	Points faibles
P	Action instantanée	Ne permet pas d'annuler une erreur statique mais permet de la réduire
I	Annule l'erreur statique	Action lente Ralentit le système (effet déstabilisant)
D	Action très dynamique Améliore la rapidité Apporte un effet stabilisant	Sensibilité aux bruits Forte sollicitation de l'organe de commande

Tableau 2.1. Résume les avantages et les limitations des actions de base des régulateurs PID.

Chapitre 2 Techniques de la Régulation Automatique de la Tension (AVR)

Augmentation de	Stabilité	Précision	Rapidité
K_p	Diminue	Augmente	Augmente
K_i	Diminue	Augmente	Diminue
K_d	Augmente	Diminue	Augmente

Tableau 2.2. Tableau d'influence des coefficients P, I et D.

2.2.3 Loi de commande du régulateur PID

Le régulateur PID classique relie directement le signal de commande $u(t)$ au signal d'écart $e(t)$. Sa description temporelle est la suivante :

$$u(t) = K_p \cdot e(t) + K_i \cdot \int_0^t e(t) dt + K_d \cdot \frac{de(t)}{dt} \quad (2.1)$$

Autrement exprimée :

$$u(t) = K_p \left(e(t) + \frac{1}{T_i} \cdot \int_0^t e(t) dt + T_d \cdot \frac{de(t)}{dt} \right) \quad (2.2)$$

Où :

$$T_i = \frac{K_p}{K_i} ; T_d = \frac{K_p}{K_d}$$

Avec l'écart défini comme suit :

$$e(t) = w(t) - y(t)$$

Sa fonction de transfert s'écrit :

$$G_c(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_p \cdot \left(1 + \frac{1}{T_i} + T_d \right)$$

Cette combinaison des termes P, I et D est aussi désignée sous le nom de forme parallèle ou non-interactive. Le schéma fonctionnel d'un processus réglé à l'aide d'un tel régulateur est donné à la figure 2.3

En plus des signaux définis plus haut, on y trouve la perturbation $v(t)$, le bruit de mesure $n(t)$ et le signal de sortie non bruité $x(t)$.

Chapitre 2 Techniques de la Régulation Automatique de la Tension (AVR)

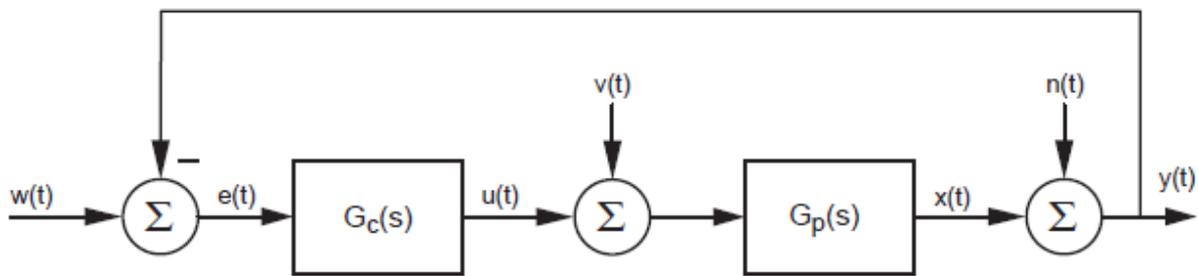


Figure 2.3. Schéma fonctionnel d'un processus réglé par un PID classique.

2.3 Synthèse des paramètres du régulateur PID

2.3.1 Synthèse par placement des pôles

C'est une méthode analytique qui consiste à choisir comme pôles de la fonction de transfert en boucle fermée des pôles complexes conjugués, en imposant un coefficient d'amortissement ξ afin d'avoir une réponse avec amortissement relatif optimale, les pôles sont choisis complexes conjugués avec partie réelle égale à partie imaginaire [20].

2.3.2 Synthèse par compensation des pôles

L'apport de zéros par le régulateur PID dans la fonction de transfert en boucle fermée peut modifier le régime transitoire du système. Pour remédier à ce problème, la méthode de compensation des pôles est plus adaptée pour le calcul des paramètres du régulateur. Elle consiste à imposer les zéros du régulateur égaux à des pôles de la fonction de transfert du système à commander.

Cette méthode de synthèse fréquemment utilisée consiste à compenser les pôles les plus lents du processus par les zéros du régulateur puis à rechercher le gain de manière à avoir une réponse optimale du point de vue de la consigne.

Chapitre 2 Techniques de la Régulation Automatique de la Tension (AVR)

2.3.3 Méthodes de Ziegler et Nichols (ZN)

En 1942, Ziegler et Nichols [21] ont proposé deux approches heuristiques basées sur leur expérience et quelques simulations pour ajuster rapidement les paramètres des régulateurs P, PI et PID. La première méthode nécessite l'enregistrement de la réponse indicielle en boucle ouverte, alors que la deuxième demande d'amener le système bouclé à sa limite de stabilité.

a. Méthode de la réponse indicielle

Pour obtenir les paramètres du régulateur PID, il suffit d'enregistrer la réponse indicielle du processus seul (c'est-à-dire sans le régulateur), puis de tracer la tangente au point d'inflexion de la courbe. On mesure ensuite sa pente p , le retard apparent L correspondant au point d'intersection de la tangente avec l'abscisse et le gain $K_0 = y_\infty/E$ (figure 2.4). On peut alors calculer les coefficients du régulateur choisi à l'aide du tableau 1.

Généralement, les gains K_p proposés par Ziegler-Nichols sont trop élevés et conduisent à un dépassement supérieur à 20%. Il ne faut donc pas craindre de réduire K_p d'un facteur 2 pour obtenir une réponse satisfaisante.

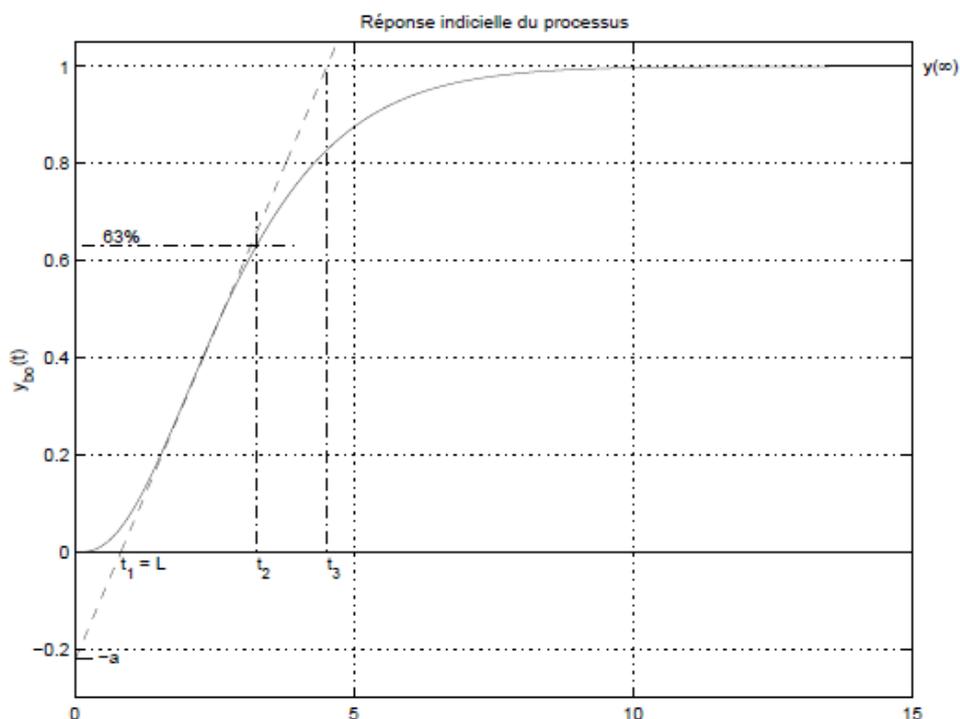


Figure 2.4. Réponse indicielle d'un processus d'ordre 3.

Chapitre 2 Techniques de la Régulation Automatique de la Tension (AVR)

Type	K_p	T_i	T_d
<i>P</i>	$1/(pLK_0) = 1/(aK_0)$		
<i>PI</i>	$0.9/(pLK_0) = 0.9/(aK_0)$	3L	
<i>PID</i>	$1.2/(pLK_0) = 1.2/(aK_0)$	2L	0.5L

Tableau 2.3. Paramètres PID obtenus à partir d'une réponse indicielle (Znt).

b. Méthode du point critique

Cette méthode est basée sur la connaissance du point critique du processus. Expérimentalement, on boucle le processus sur un simple régulateur proportionnel dont on augmente le gain jusqu'à amener le système à osciller de manière permanente ; on se trouve ainsi à la limite de stabilité. Après avoir relevé le gain critique K_{cr} du régulateur et la période d'oscillation T_{cr} de la réponse, on peut calculer les paramètres du régulateur choisi à l'aide du tableau 2.4. Ici également, les valeurs proposées conduisent à un temps de montée relativement court malheureusement assorti d'un dépassement élevé. Cette situation n'étant pas toujours satisfaisante, on peut être amené à corriger les coefficients proposés et, en particulier, à diminuer le gain K_p .

On notera que les paramètres T_i et T_d proposés par les deux méthodes de Ziegler-Nichols sont dans un rapport constant égal à 4. Le régulateur possède donc deux zéros confondus valant $-1/(2T_d) = -2/T_i$.

Type	K_p	T_i	T_d
<i>P</i>	$0.5K_{cr}$		
<i>PI</i>	$0.4K_{cr}$	$0.8T_{cr}$	
<i>PID</i>	$0.6K_{cr}$	$0.5T_{cr}$	$0.125K_{cr}$

Tableau 2.4. Paramètres PID obtenus à partir du point critique (Znf).

Chapitre 2 Techniques de la Régulation Automatique de la Tension (AVR)

2.4 Régulation de la tension de l'alternateur

Lorsque l'alternateur est en charge, sa tension de sortie chute en raison de son impédance interne qui est formé de la réactance de fuite et de la résistance de l'induit. Pour maintenir la tension de sortie à une valeur acceptable, on fait appel à un régulateur de tension. Le régulateur le plus utilisé est un AVR (automatic voltage regulator).

L'AVR est un dispositif électronique constitué de plusieurs composants tels que des diodes, des condensateurs, des résistances, des potentiomètres ou même des microcontrôleurs [22].

La sortie de l'AVR dépend uniquement de la tension terminale. Il agit sur l'excitatrice du générateur afin de maintenir la tension terminale constante [14] [23].

La Figure représente le schéma de principe de la régulation de tension dans une génératrice.

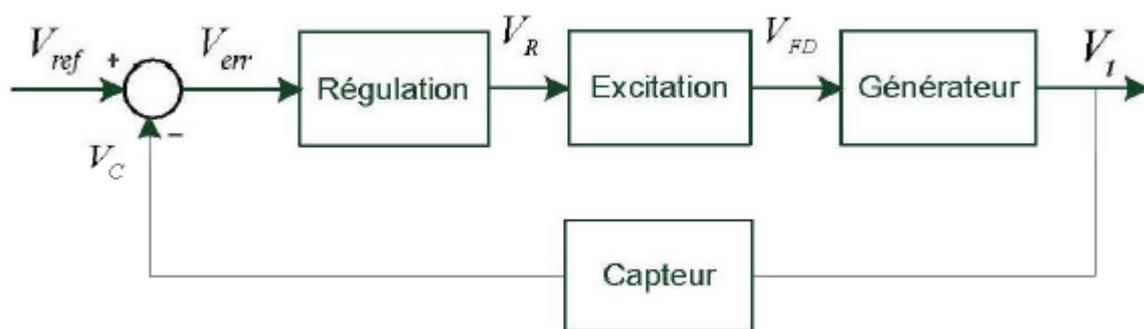


Figure 2.5. Principe de la régulation de tension dans un groupe électrogène.

2.4.1 Principe de fonctionnement de l'AVR

En premier lieu, le régulateur surveille la tension de sortie et commande la tension d'entrée de l'excitatrice de l'alternateur. En augmentant ou en diminuant la tension de commande du générateur, la tension de sortie du générateur augmente ou diminue en conséquence. Le régulateur calcule la quantité de tension doit être envoyée à l'excitateur de nombreuses fois par seconde, en stabilisant ainsi la tension de sortie à une valeur de consigne prédéterminée.

Chapitre 2 Techniques de la Régulation Automatique de la Tension (AVR)

Le circuit représenté dans la (figure 2.10) illustre les concepts de base utilisés dans la stabilisation de la tension d'un groupe électrogène avec un alternateur auto-excité. Lorsque le rotor est mis en rotation par le moteur, une tension alternative est générée dans l'enroulement d'excitation. Ce courant alternatif est converti en courant continu du pont redresseur, "RB" et d'un condensateur de filtrage "C". Le circuit de détection compare une tension de sortie V avec une valeur de consigne et active ou désactive le transistor "Q". Lorsque "Q" est activé, un courant circule à travers l'enroulement de champ (rotorique). Lorsque "Q" est désactivé, le courant de champ continue à circuler via la diode de roue libre "D". Le rotor comporte un petit aimant permanent pour fournir un certain courant de base lorsque "Q" est désactivé. En faisant varier convenablement le rapport cyclique du fonctionnement du transistor "Q", la tension de sortie V sera régulée [22].

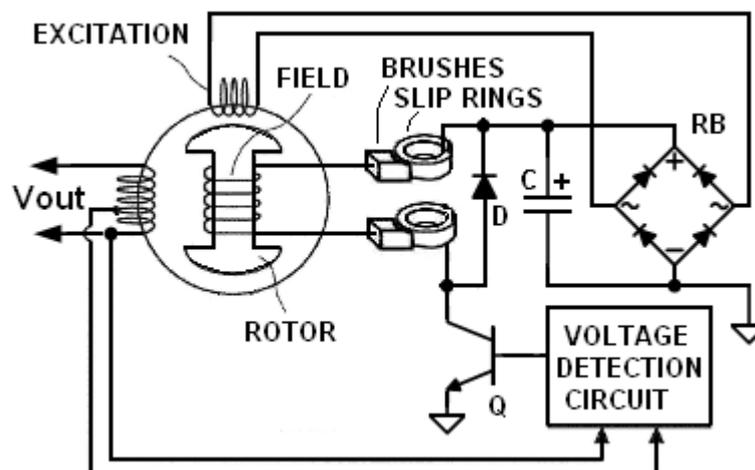


Figure 2.6. Circuit de régulation de la tension de sortie.

Le régulateur de tension automatique AVR et l'excitatrice constituent principalement le système d'excitation du générateur [14] [24]. Comme vu dans le chapitre 1, il existe plusieurs types de systèmes d'excitation. Le régulateur de tension a pour entrée la tension de référence qui constitue la consigne, la tension terminale provenant de la machine synchrone, une tension de stabilisation provenant du stabilisateur de puissance et enfin un retour après amortissement (compensation). La différence entre la tension terminale et la tension de référence passe par un compensateur de phase puis par le régulateur principal. Ci-dessous est représenté le système d'excitation statique de type ST1 standardisé par IEEE.

Chapitre 2 Techniques de la Régulation Automatique de la Tension (AVR)

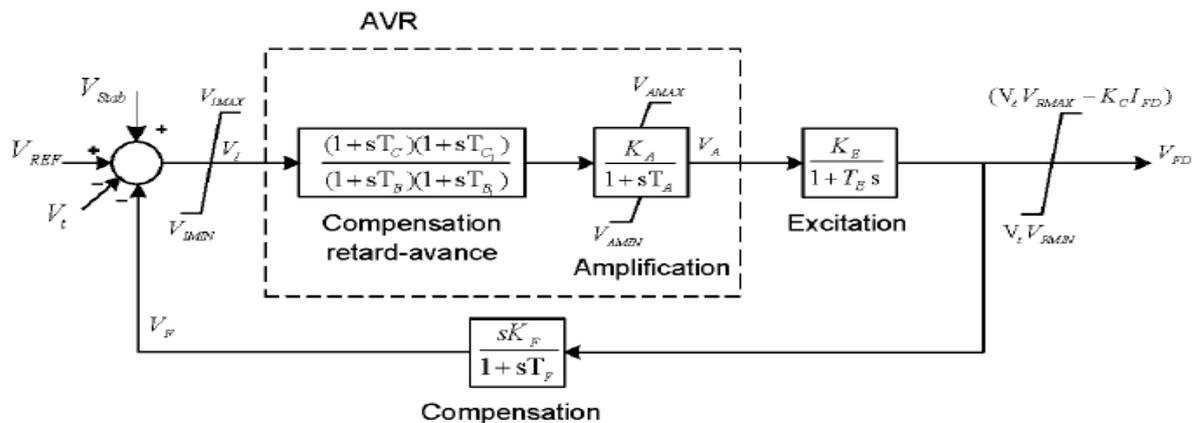


Figure 2.7. Système d'excitation type ST1 de IEEE.

Afin de contrôler la tension d'excitation V_{FD} , le système simplifié ($T_C, T_{C1}, T_B, \text{et } T_{B1}$ sont négligés) peut être représenté comme suit [14] [25] :

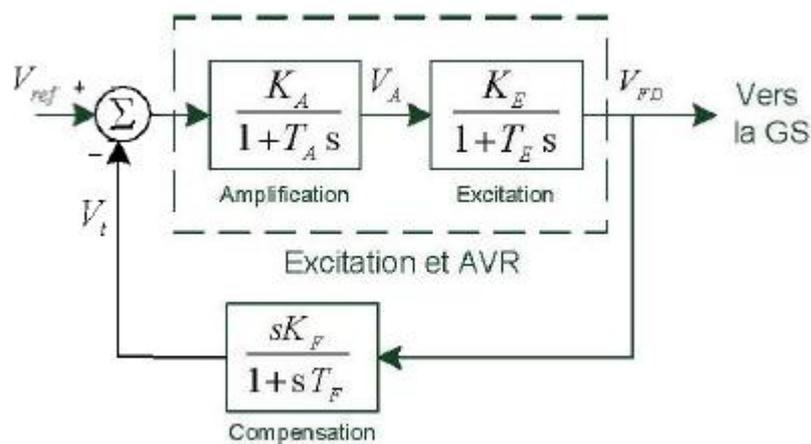


Figure 2.8. Régulation et stabilisation de la tension d'excitation.

2.4.2 Régulation de la tension de sortie de la génératrice synchrone

Afin de corriger la tension de sortie de la génératrice V_s , un régulateur de type PID classique est le plus souvent intégré au système vu son efficacité de donner des réponses plus performantes tellement il associe les trois actions principales (proportionnelle, intégrale et dérivée) [23] [24].

Chapitre 2 Techniques de la Régulation Automatique de la Tension (AVR)

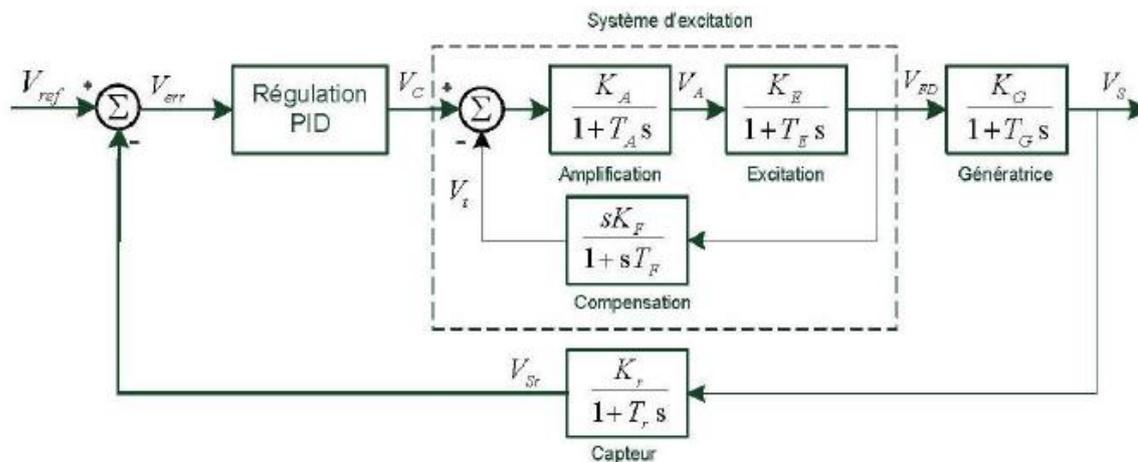


Figure 2.9. Régulation de la tension de sortie de la génératrice.

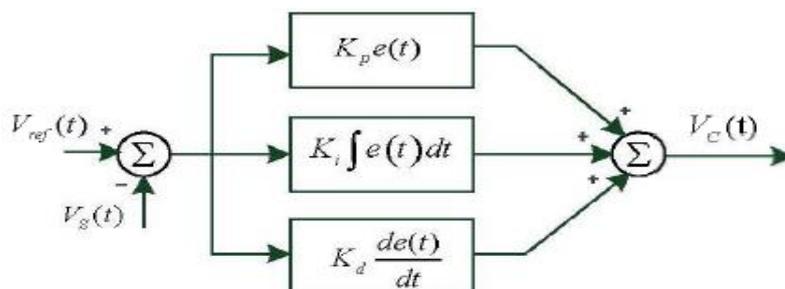


Figure 2.10. Schéma fonctionnel d'un correcteur PID classique.

La tension de sortie corrigée est donnée par :

$$V_c(t) = K_p \left[e(t) + \frac{1}{T_I} \int e(t) dt + T_D \frac{de(t)}{dt} \right]$$

Tel que $e(t)$ représente l'écart, K_p le gain proportionnel, T_I la constante intégrale de temps et T_D la constante dérivée du temps.

La fonction de transfert du correcteur PID s'écrit alors comme suit :

$$G_{PID}(s) = K_p \left[1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right]$$

Chapitre 2 Techniques de la Régulation Automatique de la Tension (AVR)

- Synthèse des paramètres des correcteurs :

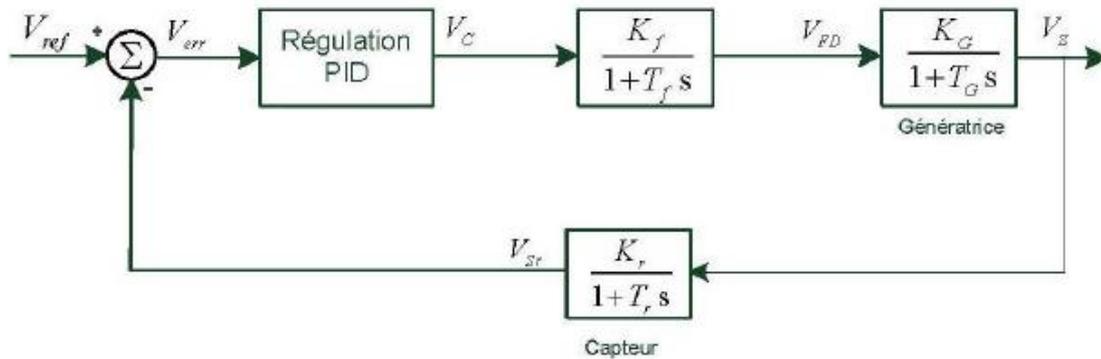


Figure 2.11. Schéma de régulation de tension simplifié.

2.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le régulateur PID tout en précisant l'influence de la variation de chacun des paramètres proportionnel, intégral et dérivé ainsi que les méthodes les plus connues pour la synthèse des paramètres permettant d'assurer un fonctionnement optimal, et enfin nous avons présenté la régulation de la tension de sortie d'une génératrice synchrone en fonction de l'excitation.

Dans ce qui suit, nous allons synthétiser un régulateur de tension d'une génératrice synchrone, en se basant sur le modèle mathématique de la machine en question présenté précédemment et en appliquant une méthode de synthèse classique.

Chapitre 3

- Optimisation de l'AVR par PSO et Simulation

Chapitre 3 Optimisation de l'AVR par PSO et Simulation

3.1. Introduction

L'optimisation a connu un essor important ces dernières années avec l'avènement de l'ordinateur. Elle est souvent l'ultime étape de l'analyse numérique où, après avoir étudié un phénomène physique, l'avoir mis en équation, avoir étudié ces équations et avoir montré que l'on pouvait calculer les solutions avec un ordinateur, on commence à optimiser le système en changeant certains paramètres pour changer la solution dans un sens désiré.

L'optimisation est ainsi une branche des mathématiques qui permet de résoudre des problèmes en déterminant la solution optimale dans un espace de recherche prédéfini. De ce fait, l'optimisation est omniprésente dans tous les domaines et évolue sans cesse depuis Euclide. Plusieurs méthodes d'optimisation sont proposées dans la littérature [26,27,28], et peuvent être classées comme suit :

- Méthodes déterministes : telles que l'algorithme de descente modèle, algorithmes de gradient à pas fixe/pas optimal, Méthode de Newton locale et Méthode de Gauss-Newton...
- Méthodes stochastiques : à l'instar des Algorithmes Génétiques, PSO et colonies de fourmis...

Les méthodes déterministes utilisent les informations (continuité, dérivabilité) sur les valeurs au point courant de la fonction objectif. Cependant, elles convergent vers l'optimum local le plus proche du point initial. Par contre, les méthodes stochastiques ne nécessitent aucune connaissance à priori sur la fonction objectif. Elles sont capables de localiser l'optimum global en se basant sur une recherche probabiliste. Ces méthodes sont dédiées particulièrement aux problèmes de grande taille.

Les domaines d'applications des méthodes stochastiques sont très vastes. Elles sont utilisées pour l'optimisation de fonction [29], finance, théorie du contrôle optimal, théorie des jeux, identification des paramètres des machines électriques.

Chapitre 3 Optimisation de l'AVR par PSO et Simulation

Le recours à l'optimisation de l'AVR par les une des méthodes stochastiques (PSO) dans ce mémoire est justifié par la probabilité de convergence des méthodes déterministes d'optimisation vers des optimum locaux, ce choix est motivé aussi par le l'imprécision des méthodes classiques de synthèse des régulateurs qu'elles soient analytiques ou expérimentales reposant sur des hypothèses simplificatrices.

3.2. Optimisation par essaim de particules (PSO) : Principe de base

Les algorithmes d'essaims de particules connus sous le nom de 'particles swarm optimization' (PSO) ont été introduits par Kennedy et Eberhart [30]. Ces algorithmes s'inspirent de particules (des bancs de poissons ou des nuées d'oiseaux) et de leurs mouvements coordonnés. En effet, ces animaux se déplacent en groupe pour trouver de la nourriture.

- Les individus de l'algorithme sont appelés particules (agents). Chaque particule représente une combinaison de paramètres du régulateur. Pour un régulateur PID, la particule est caractérisée par les paramètres K_p , K_i et K_d .

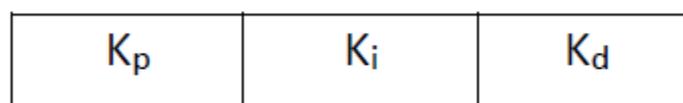


Figure 3.1. Constitution d'une particule PID.

- Dans cet algorithme, une particule décide de son prochain mouvement en fonction de sa propre expérience, qui est dans ce cas la mémoire de la meilleure position qu'elle a rencontrée, et en fonction de la configuration adoptée du voisinage.
- Les nouvelles vitesses et directions de la particule seront définies en fonction de trois tendances : la propension à suivre son propre chemin, sa tendance à revenir vers sa meilleure position atteinte et sa tendance à aller vers son meilleur voisin (figure 3.2).

3.2.1 Développement de l'algorithme du PSO

Les algorithmes d'essaims de particules peuvent être formulés comme suit :

Chapitre 3 Optimisation de l'AVR par PSO et Simulation

Un essaim de particules est caractérisé par :

- Le nombre de particules N
- La vitesse maximale d'une particule
- L'inertie d'une particule C_1
- Les coefficients C_2 et C_3 de confiance qui pondèrent le comportement conservateur

Une particule est caractérisée à l'instant t par :

- ✓ Sa position $X_i(t)$ dans l'espace de recherche
- ✓ Sa vitesse $V_i(t)$
- ✓ La position $pbest$ de la meilleure solution par laquelle est passée $X_i(t)$
- ✓ La position $gbest$ de la meilleure solution connue dans son voisinage

Les équations de la vitesse et celle du déplacement sont données respectivement par les expressions suivantes :

$$V_{k+1} = C_1 * V_k + C_2 * rand * (pbest - X_k) + C_3 * rand * (gbest - X_k) \quad (3.1)$$

$$X_{k+1} = X_k + V_{k+1} \quad (3.2)$$

Où

C_1 : Coefficient de décélération

C_2 : Coefficient de confiance de la particule en son record

C_3 : Coefficient de confiance en voisinage

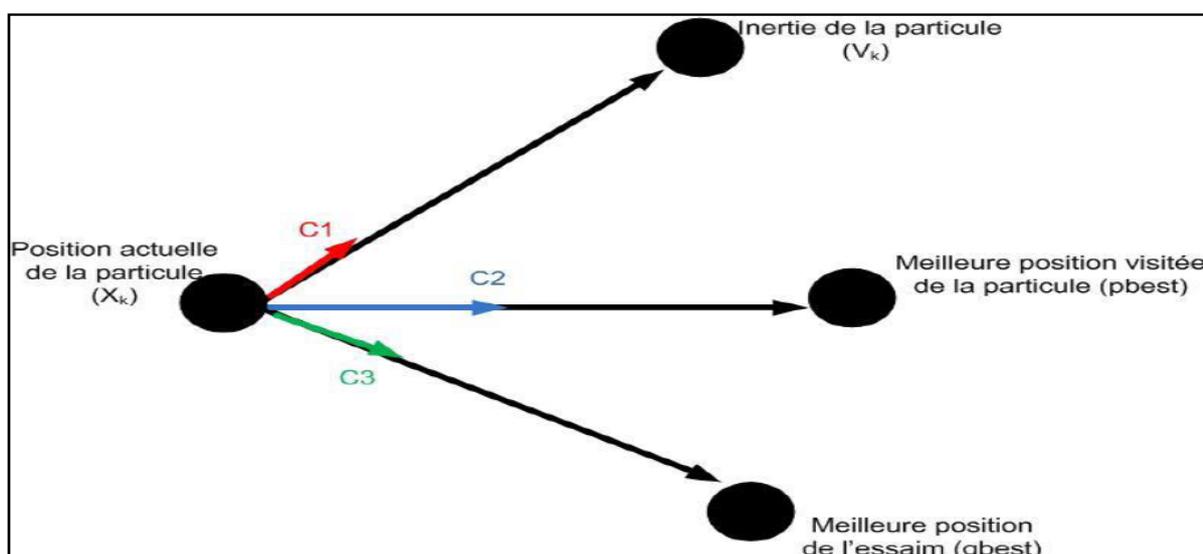


Figure 3.2. Déplacement d'une particule d'essaim.

Chapitre 3 Optimisation de l'AVR par PSO et Simulation

Le développement d'un algorithme d'essaims particulaires passe par les étapes suivantes :

- Choisir le codage
- Choisir le vecteur contrôle (taille des particules N , C_1 , C_2 et C_3)
- Génération d'une population initiale aléatoire de particules de taille fixe N
- Définir la fonction objectif
- Sélectionner le critère d'arrêt

Les différentes étapes de l'algorithme sont répétées jusqu'à satisfaction du critère de convergence. La figure 3.3 présente l'organigramme d'un algorithme d'essaims particulaires.

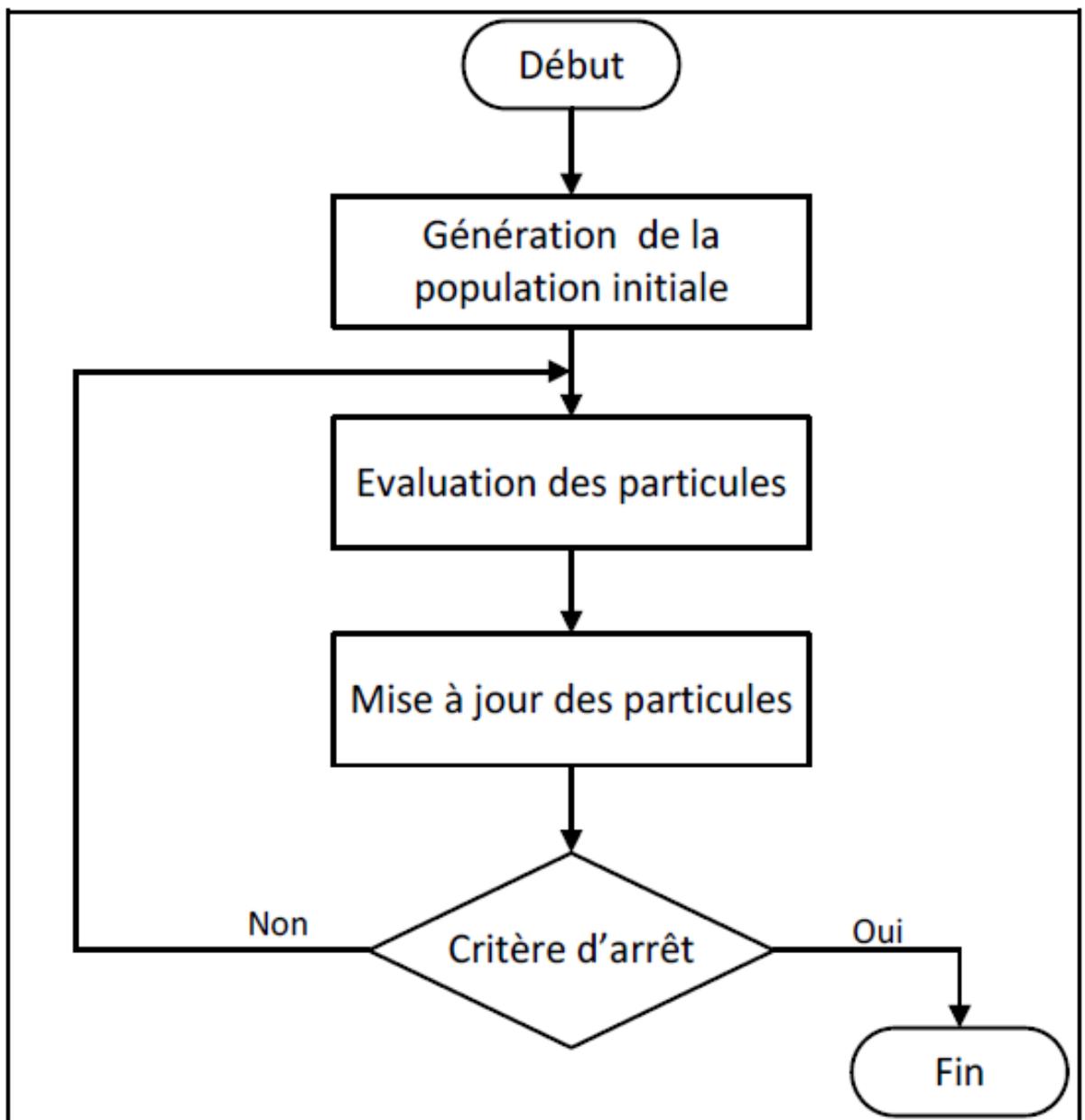


Figure 3.3. Organigramme de l'algorithme d'optimisation par PSO.

Chapitre 3 Optimisation de l'AVR par PSO et Simulation

3.3. Régulation de la tension

La tension d'excitation est obtenue à partir d'une source continue connectée à un Hacheur comme il est représenté sur la figure 3.4.

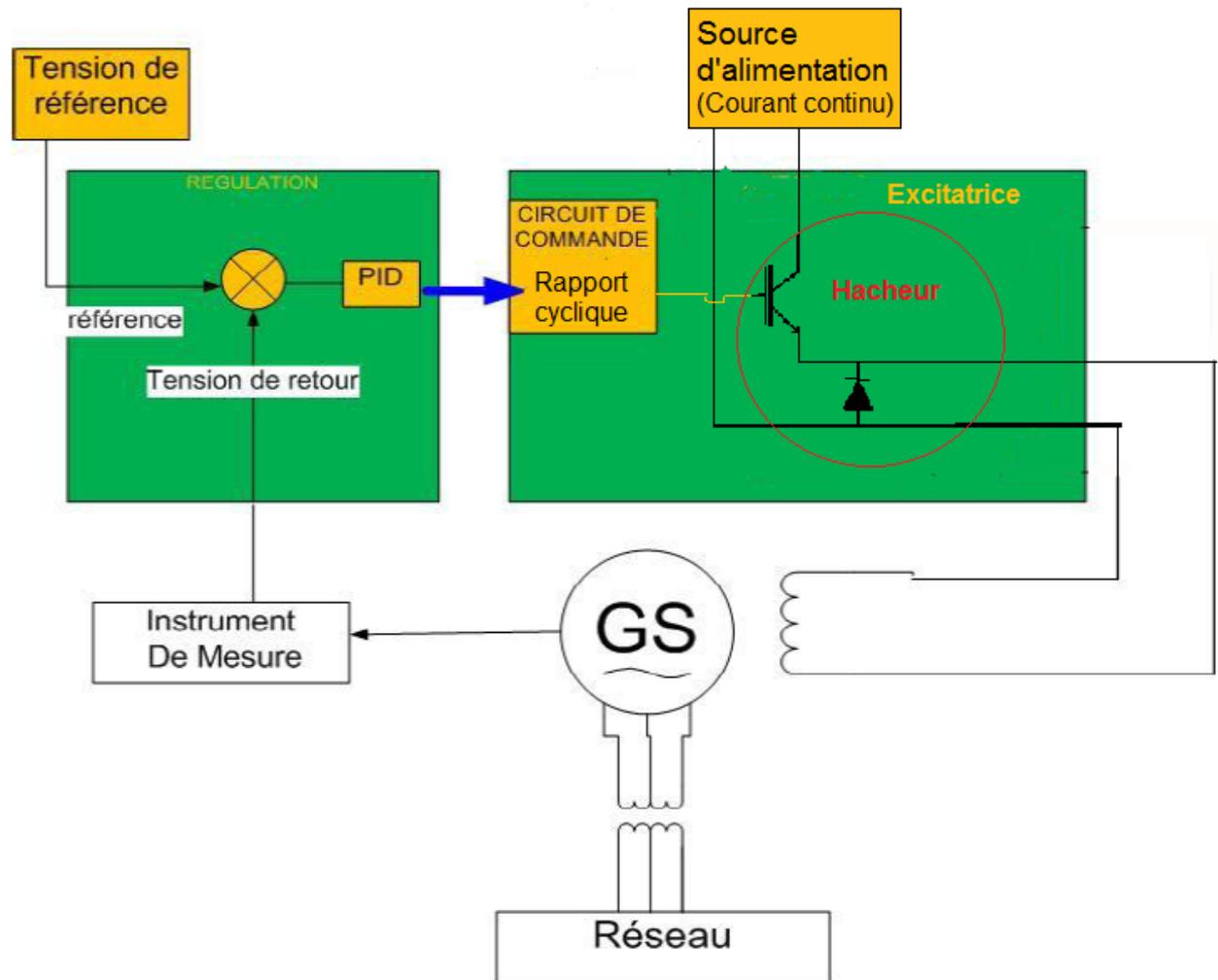


Figure 3.4. Schéma de l'AVR avec excitation par une source de courant continu connectée à un hacheur.

La tension de consigne fixée au préalable est comparée à la tension de sortie. L'écart ϵ entre ses deux tensions est transmis au régulateur qui génère un signal de commande représentant le rapport cyclique α à appliquer au hacheur pour produire la tension d'excitation adéquate, la figure 3.5 illustre le principe de la régulation de tension.

Chapitre 3 Optimisation de l'AVR par PSO et Simulation

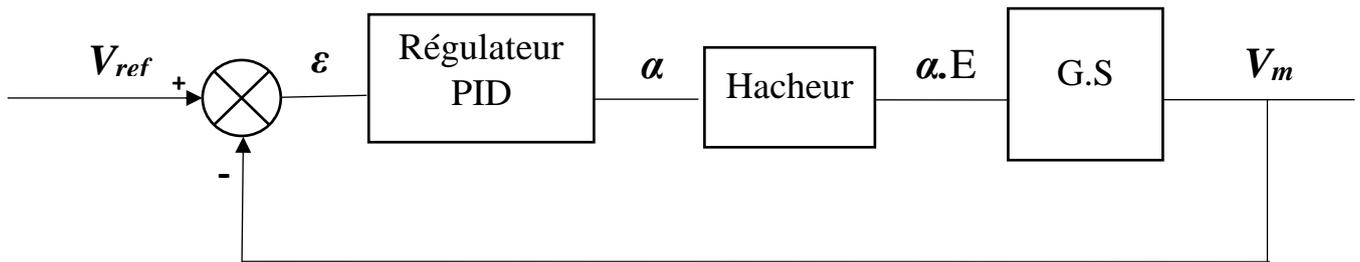


Figure 3.5. Régulation de la tension par un régulateur PID.

3.4. Optimisation du régulateur par PSO

Il est nécessaire d'optimiser les paramètres du régulateur afin d'avoir un temps de réponse acceptable et une stabilité de la tension de sortie quelque soient les perturbations et la charge. L'optimisation des paramètres du régulateur est réalisée par PSO. L'évaluation d'une particule (régulateur) est effectuée par un processus itératif dont la fonction objectif est donnée par l'expression suivante :

$$\sum_{i=1}^n (V_{ref} - V_m)^2 \quad (3.3)$$

où

V_m : Tension max mesurée

Généralement, la tension de consigne est choisie comme tension nominale mais pour les systèmes de puissance la consigne est prise en valeur efficace.

3.5. Résultats de simulation

La simulation est réalisée par interaction entre le MATLAB et Simulink. Pour fournir les courants et tensions, nous avons développé un programme de Runge-Kutta d'ordre 4 pour résoudre les équations d'état. L'estimation de l'erreur ϵ et l'optimisation des paramètres du régulateur sont établies par la combinaison d'un programme d'optimisation par PSO développé et d'une boucle de régulation réalisée sur SIMULINK.

Pour valider et tester les programmes que nous avons développés, nous avons commencé par effectuer des essais sans régulation, puis nous avons effectué l'essai de régulation en boucle fermée en exploitant les paramètres optimisés par PSO.

Chapitre 3 Optimisation de l'AVR par PSO et Simulation

3.5.1 Essai à vide :

Nous avons effectué l'essai à vide pour différentes valeurs de la tension d'excitation, et la tension de sortie de la phase a est représentée sur la figure 3.6, 3.7 et 3.8, les courant i_f et i_d sont illustrés sur la figure 3.9, 3.10 et 3.11.

a. Tension de sortie V_{as}

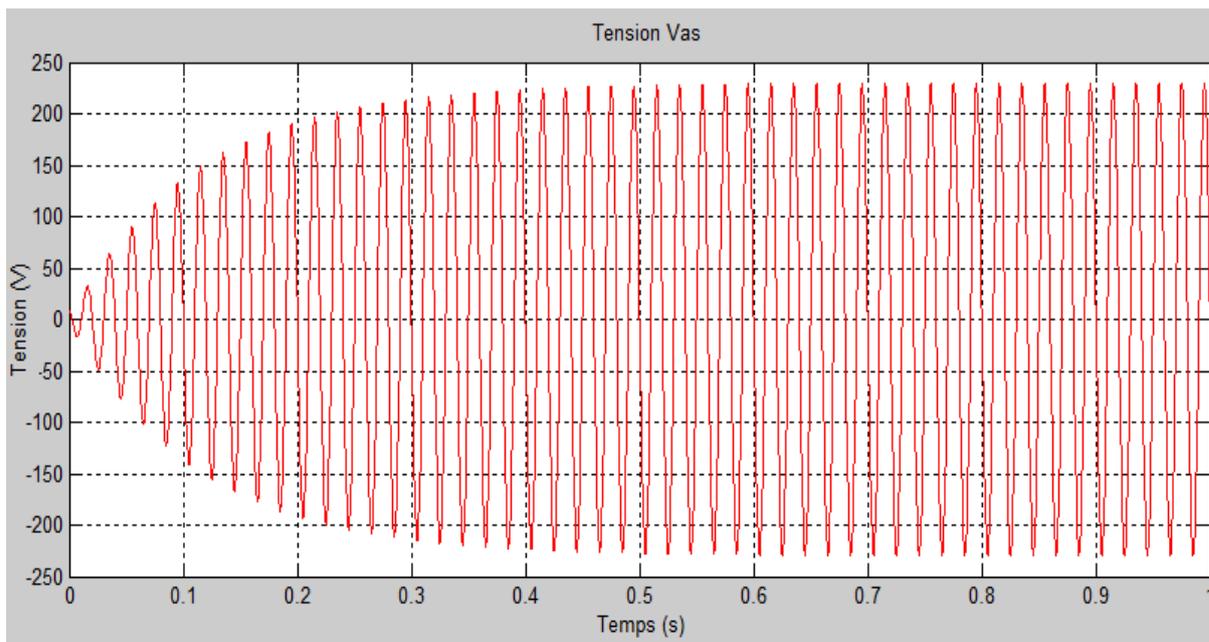


Figure 3.6. Tension de sortie V_{as} pour l'essai à vide ($V_f = 20$ V).

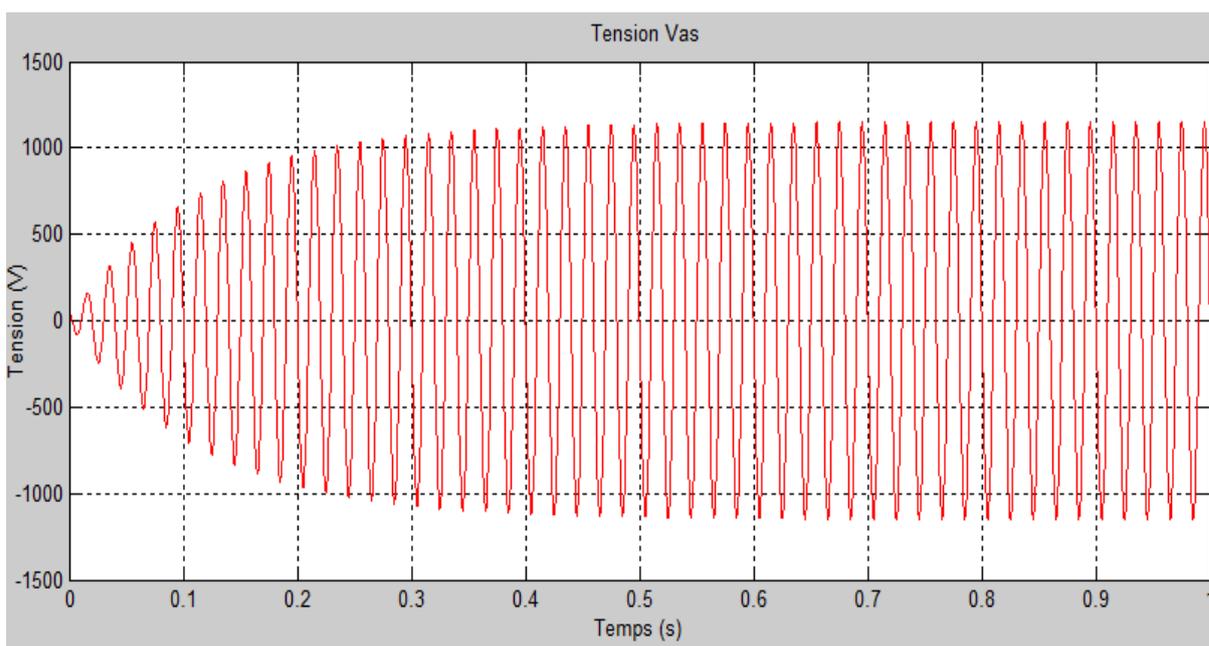


Figure 3.7. Tension de sortie V_{as} pour l'essai à vide ($V_f = 100$ V).

Chapitre 3 Optimisation de l'AVR par PSO et Simulation

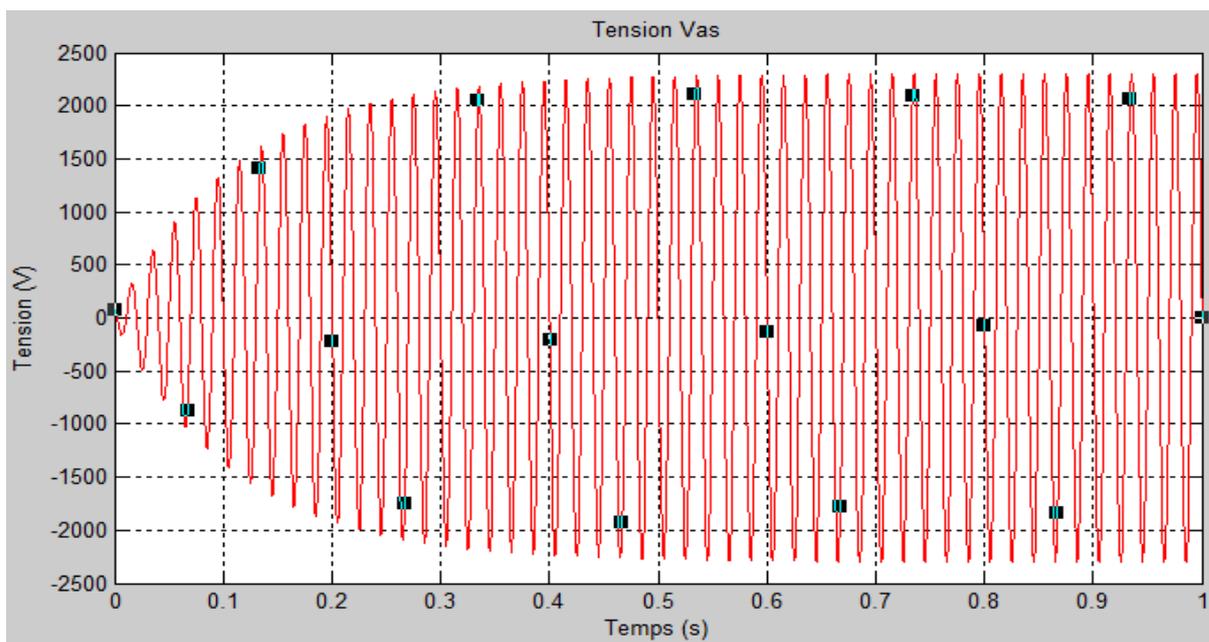


Figure 3.8. Tension de sortie V_{as} pour l'essai à vide ($V_f = 200$ V).

b. Courants i_f et i_D

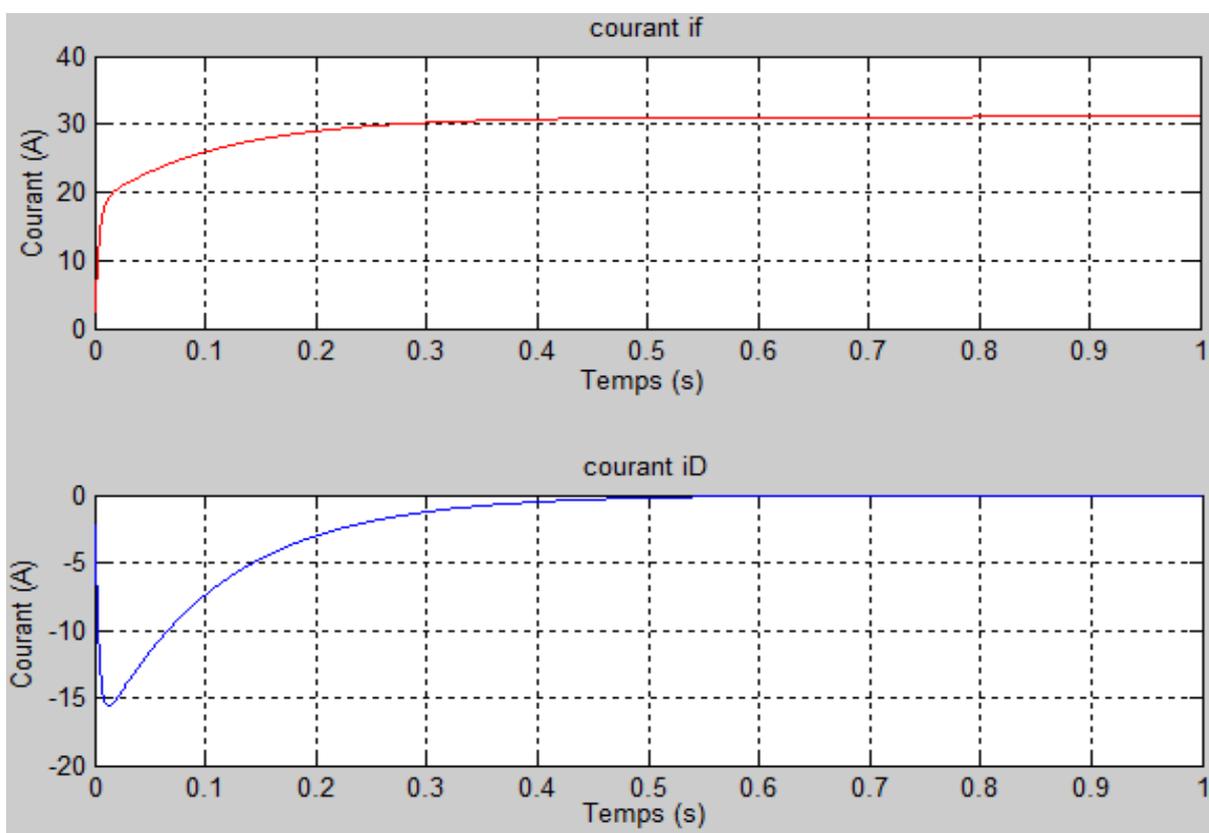


Figure 3.9. Courants i_f et i_D pour l'essai à vide ($V_f = 20$ V).

Chapitre 3 Optimisation de l'AVR par PSO et Simulation

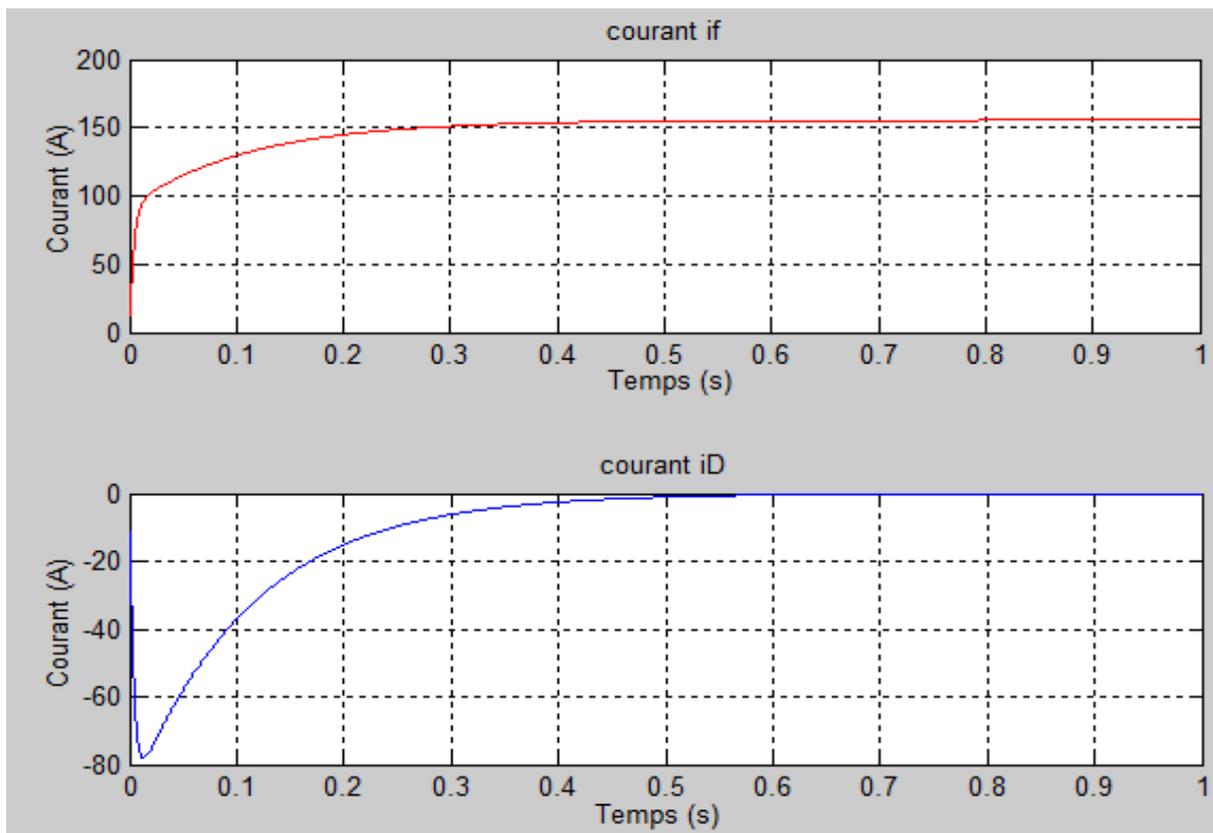


Figure 3.10. Courants i_f et i_D pour l'essai à vide ($V_f = 100$ V).

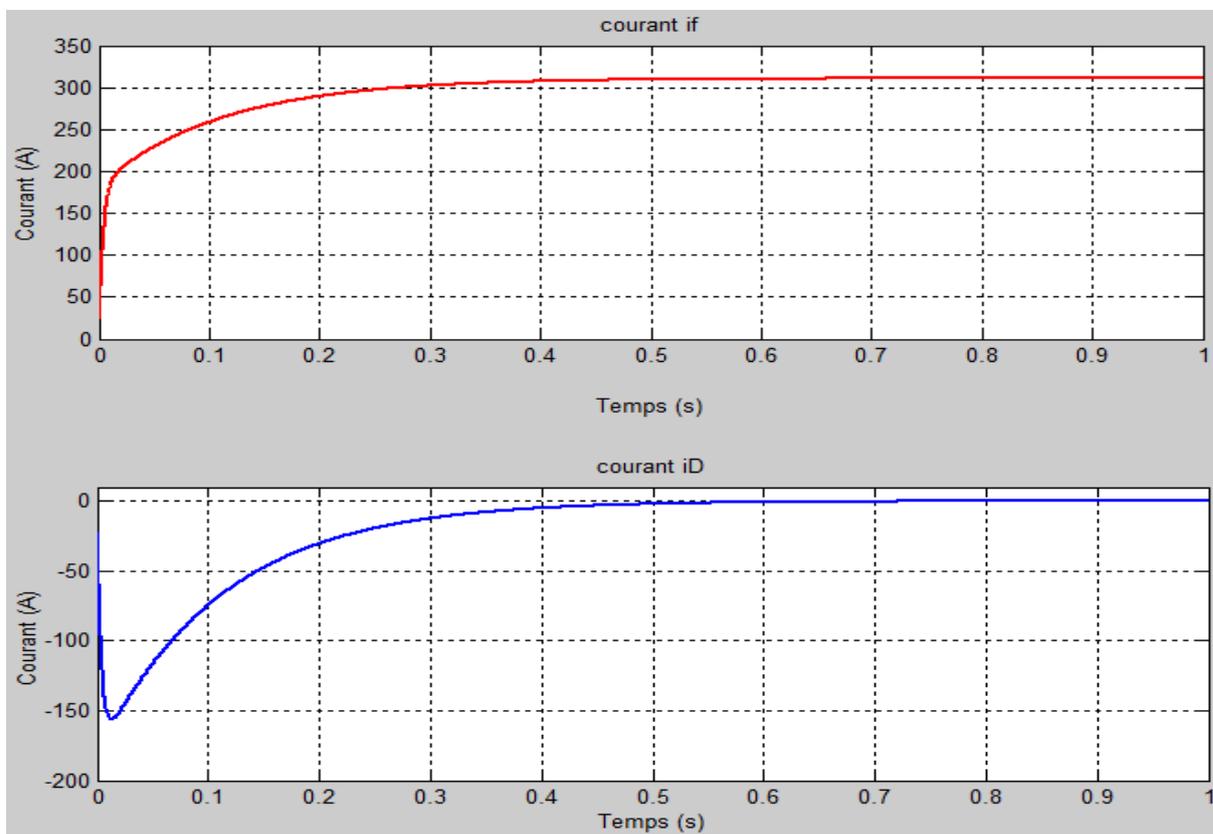


Figure 3.11. Courants i_f et i_D pour l'essai à vide ($V_f = 200$ V).

Chapitre 3 Optimisation de l'AVR par PSO et Simulation

3.5.2 Essai en charge :

Nous avons effectué des essais pour trois (03) différentes charges en fixant la valeur de la tension d'excitation $V_f = 200\text{ V}$, et nous avons visualisé les courants et la tension de sortie de la phase V_{as} . Les essais sont effectués pour les charges suivantes :

- ✓ Charge CH1 : $R_c = 30\ \Omega$, $L_c = 0.1\text{H}$
- ✓ Charge CH2 : $R_c = 10\ \Omega$, $L_c = 0.2\text{H}$
- ✓ Charge CH3 : $R_c = 80\ \Omega$, $L_c = 0.1\text{H}$

Les résultats obtenus sont illustrés sur les figures de 3.12 à 3.24.

a. Tension de sortie V_{as}

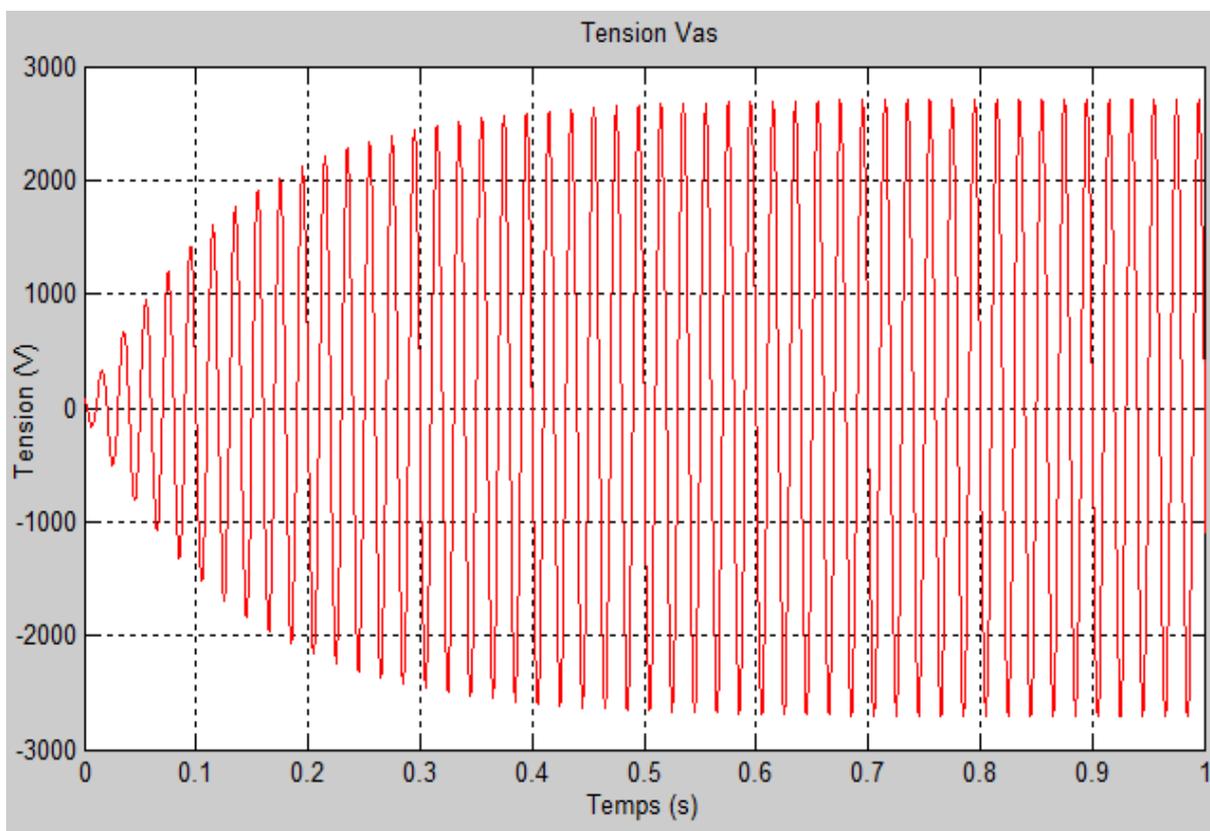


Figure 3.12. Tension de sortie V_{as} pour l'essai en charge (Charge CH1 : $R_c = 30\ \Omega$, $L_c = 0.1\text{H}$).

Chapitre 3 Optimisation de l'AVR par PSO et Simulation

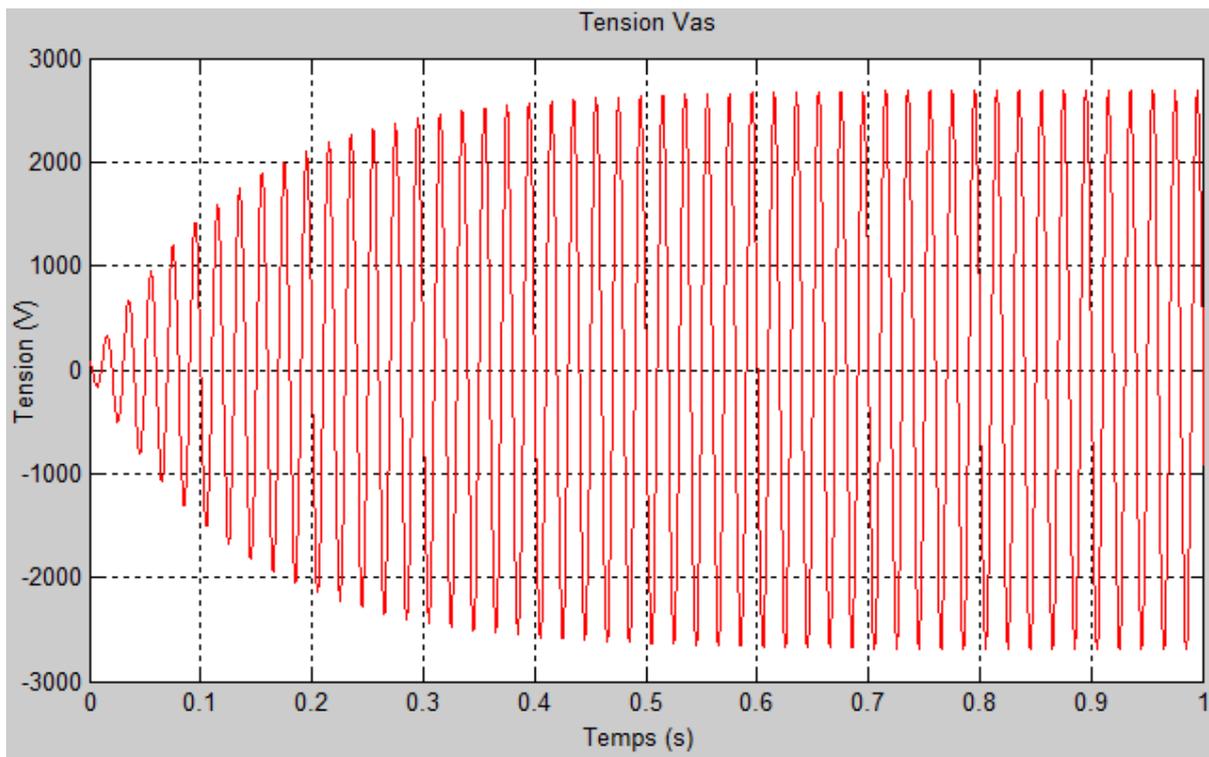


Figure 3.13. Tension de sortie V_{as} pour l'essai en charge (Charge CH2 : R_c= 10 Ω, L_c= 0.2H).

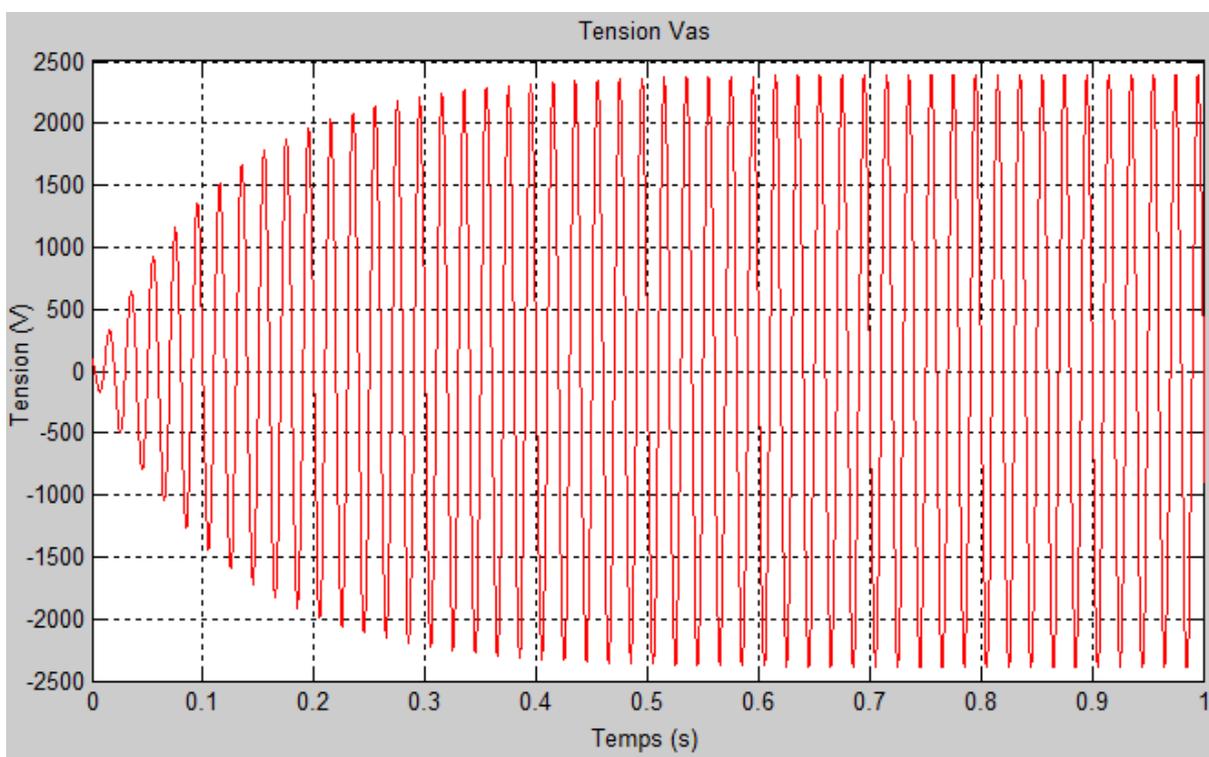


Figure 3.14. Tension de sortie V_{as} pour l'essai en charge (Charge CH3 : R_c= 80 Ω, L_c= 0.1H).

La superposition des valeurs maximale tensions mesurées est illustrées sur la figure 3.15

Chapitre 3 Optimisation de l'AVR par PSO et Simulation

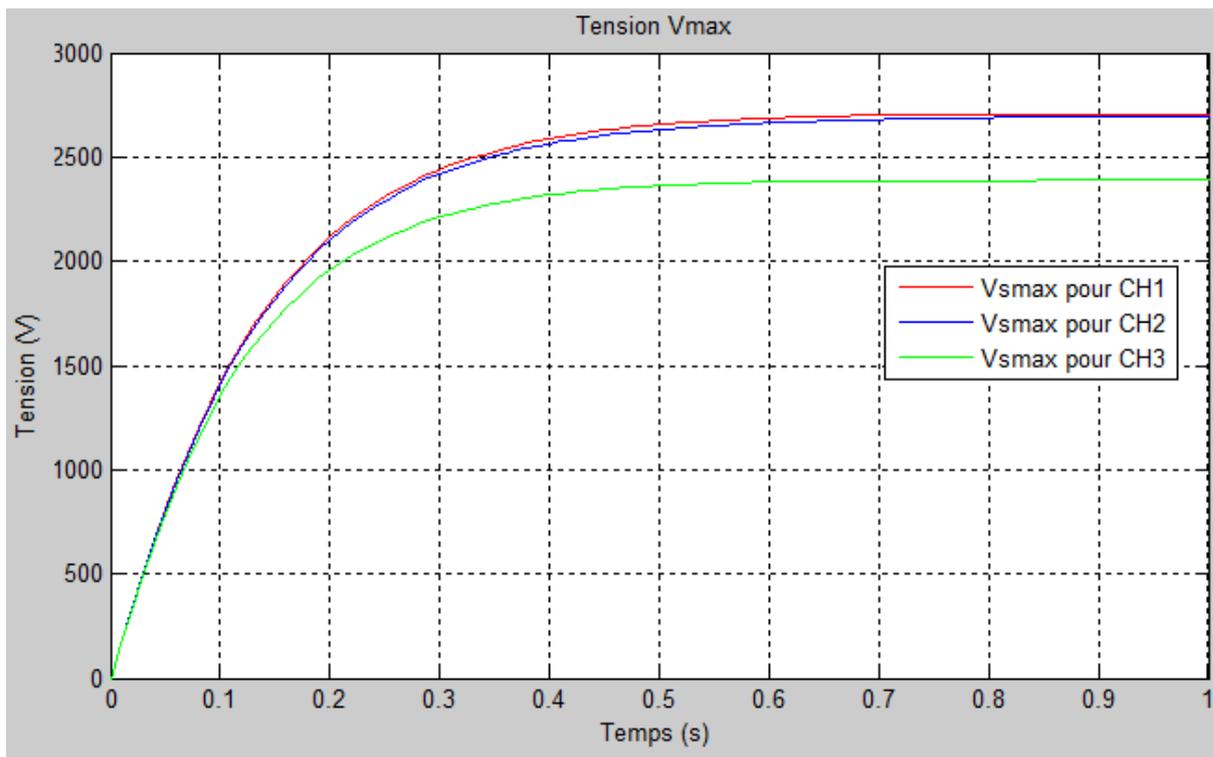


Figure 3.15. Tensions maximales des de sortie V_{max} pour l'essai en charge.

b. Courant i_{as}

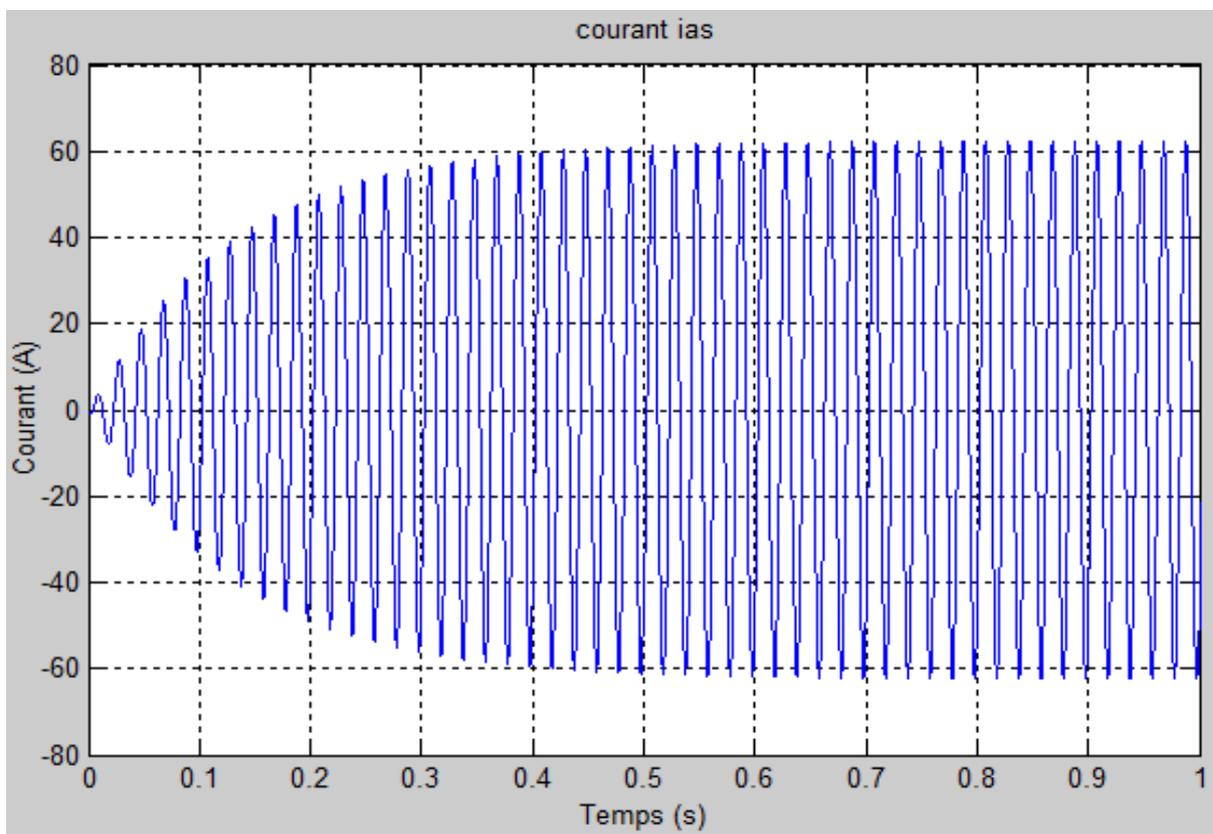


Figure 3.16. Courant i_{as} pour l'essai en charge (Charge CH1 : $R_c= 30 \Omega$, $L_c= 0.1H$).

Chapitre 3 Optimisation de l'AVR par PSO et Simulation

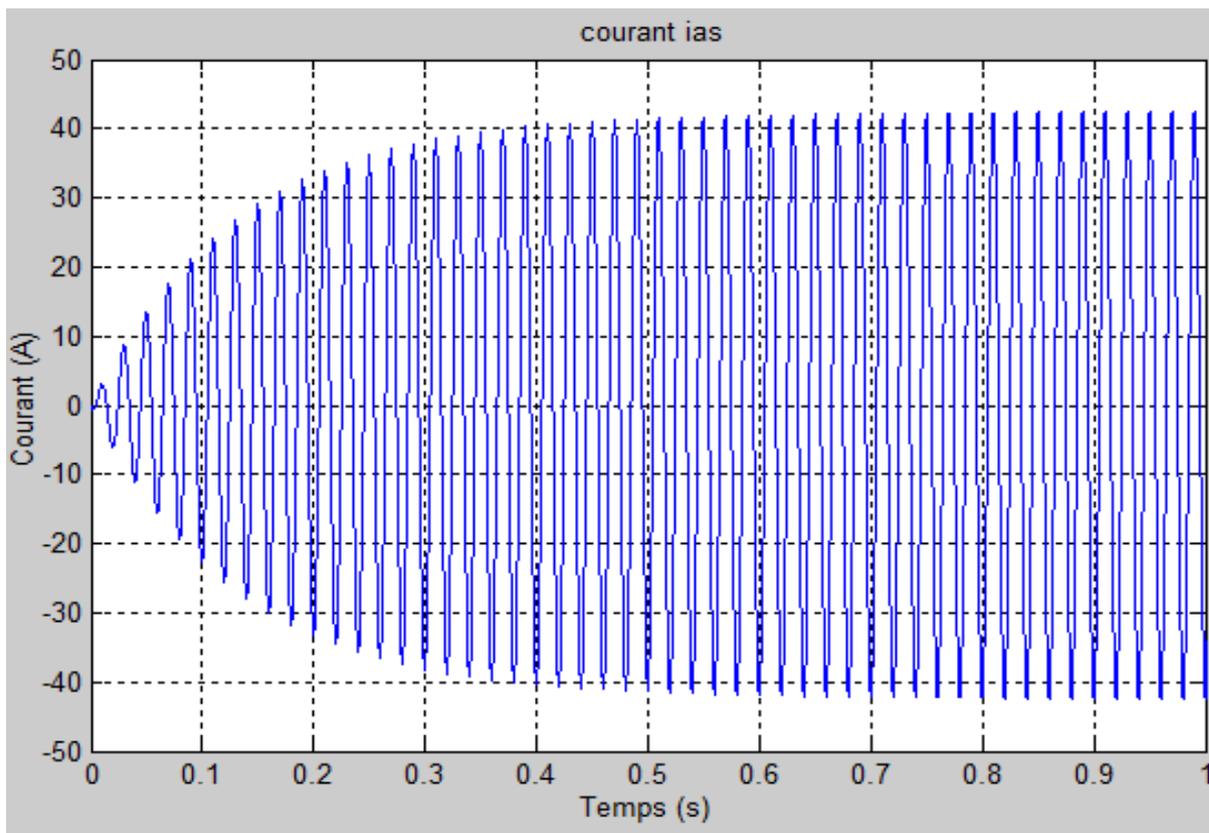


Figure 3.17. Courant i_{as} pour l'essai en charge (Charge CH2 : $R_c= 10 \Omega$, $L_c= 0.2H$).

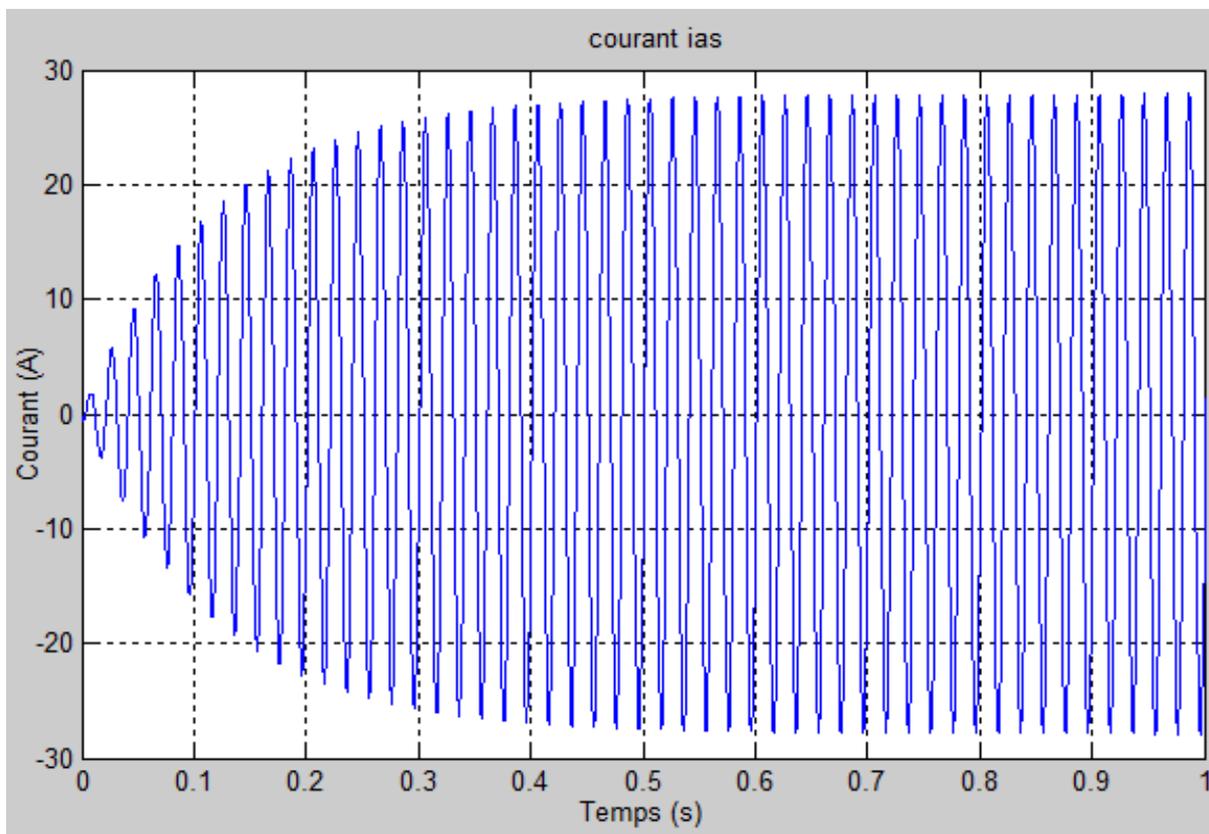


Figure 3.18. Courant i_{as} pour l'essai en charge (Charge CH3 : $R_c= 80 \Omega$, $L_c= 0.1H$).

Chapitre 3 Optimisation de l'AVR par PSO et Simulation

c. Courants de Park i_d et i_q

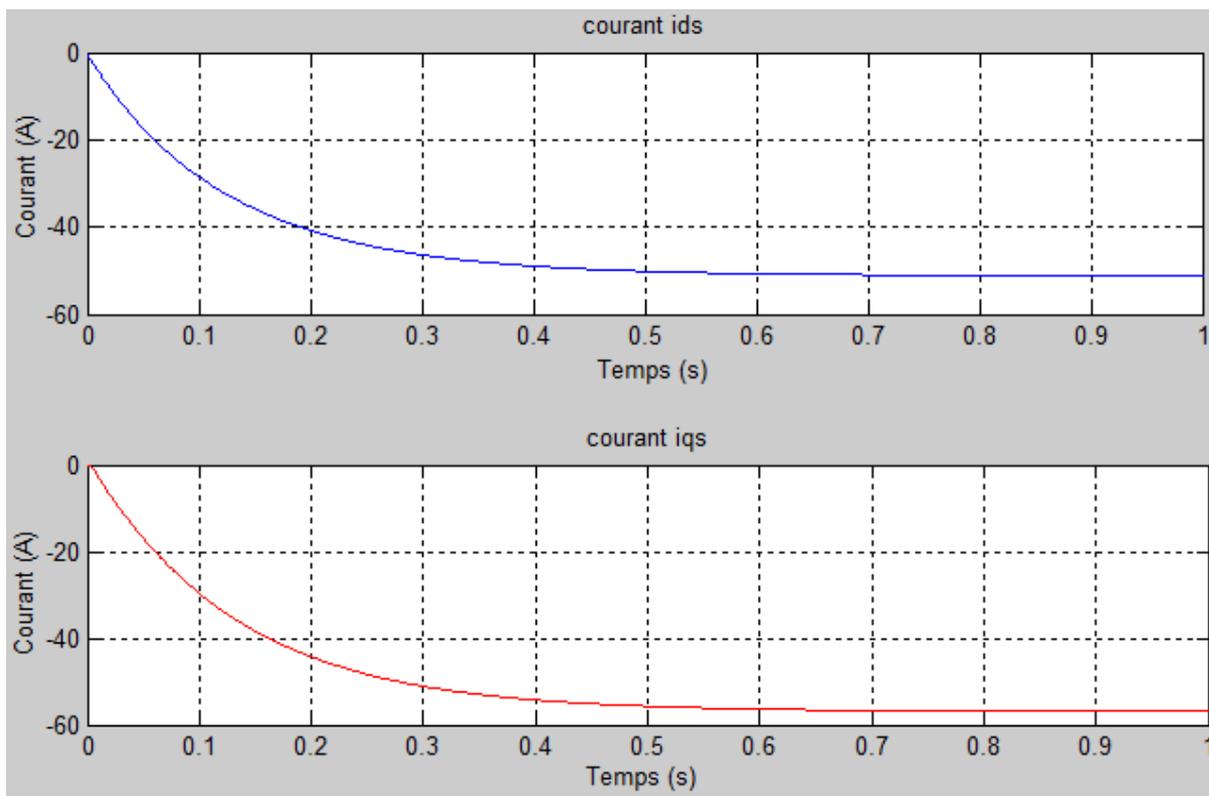


Figure 3.19. Courants de Park i_d et i_q pour l'essai en charge (Charge CH1 : $R_c= 30 \Omega$, $L_c= 0.1H$).

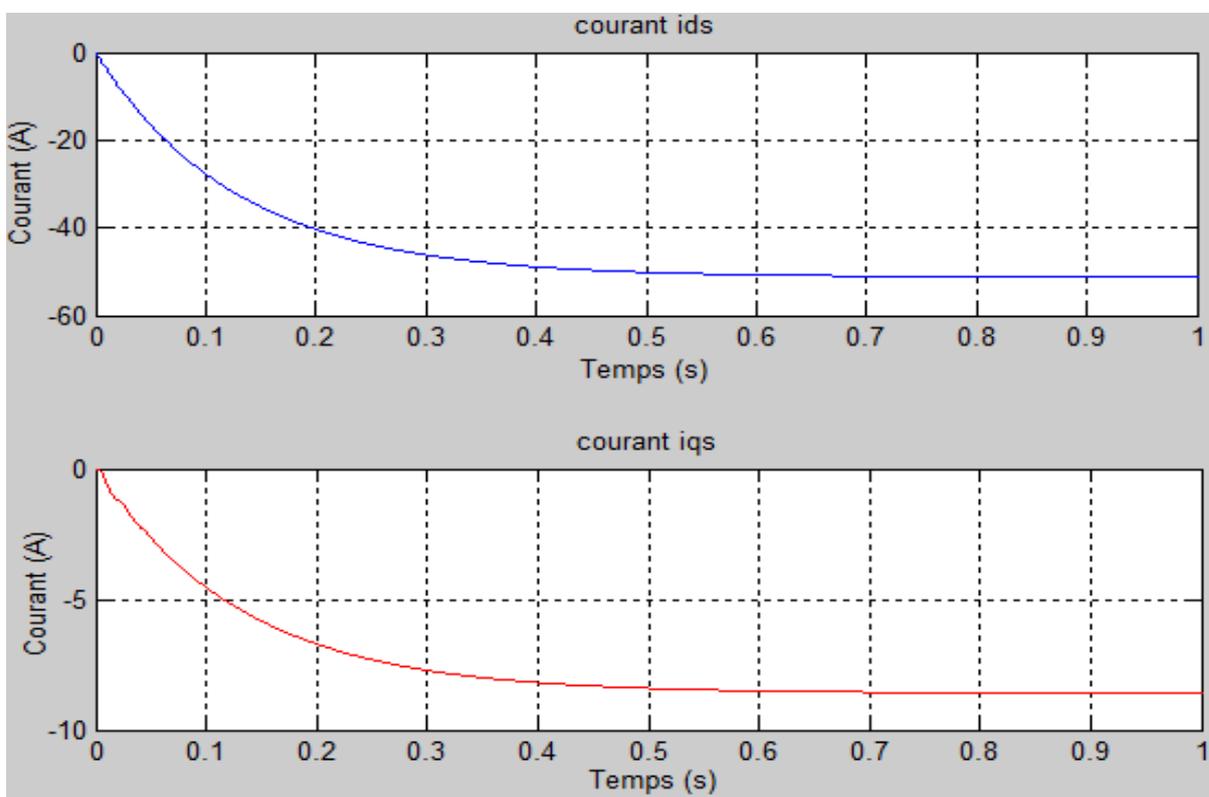


Figure 3.20. Courants de Park i_d et i_q pour l'essai en charge (Charge CH2 : $R_c= 10 \Omega$, $L_c= 0.2H$).

Chapitre 3 Optimisation de l'AVR par PSO et Simulation

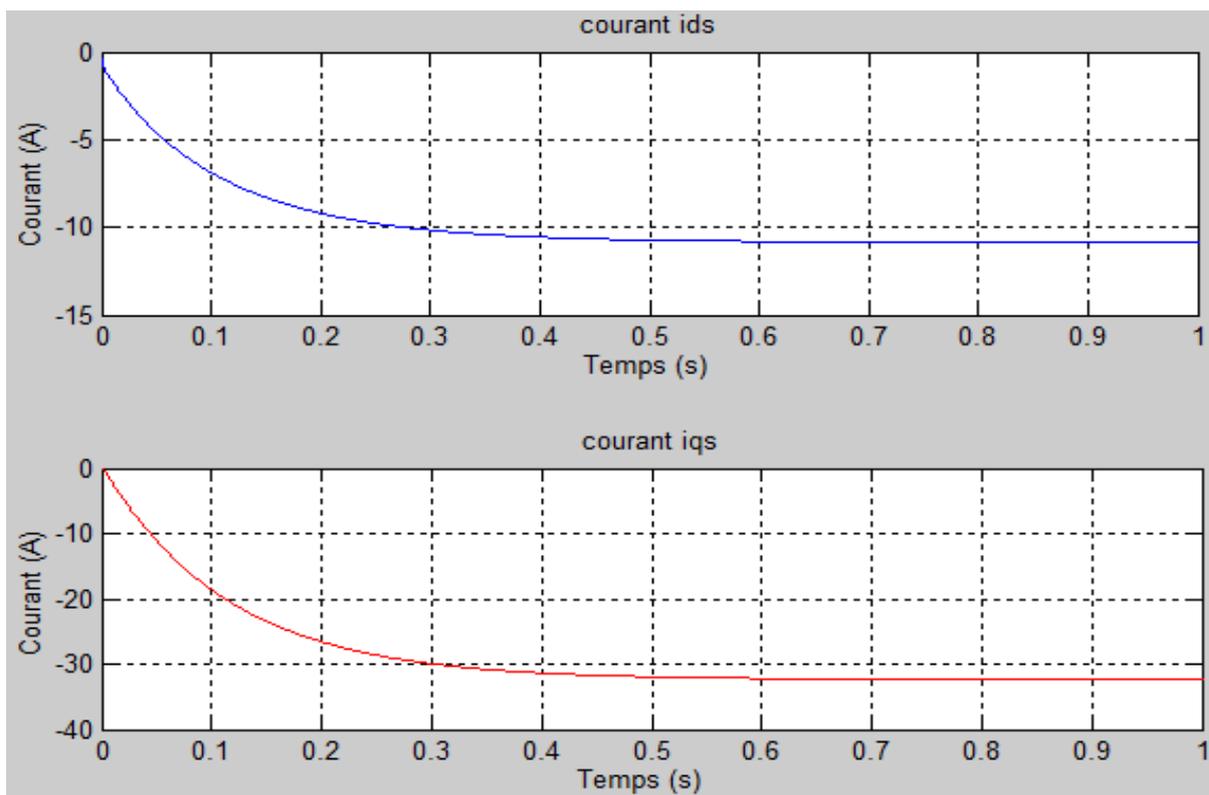


Figure 3.21. Courants de Park i_d et i_q pour l'essai en charge (Charge CH3 : $R_c= 80 \Omega$, $L_c= 0.1H$).

d. Courants i_f , i_D , i_Q

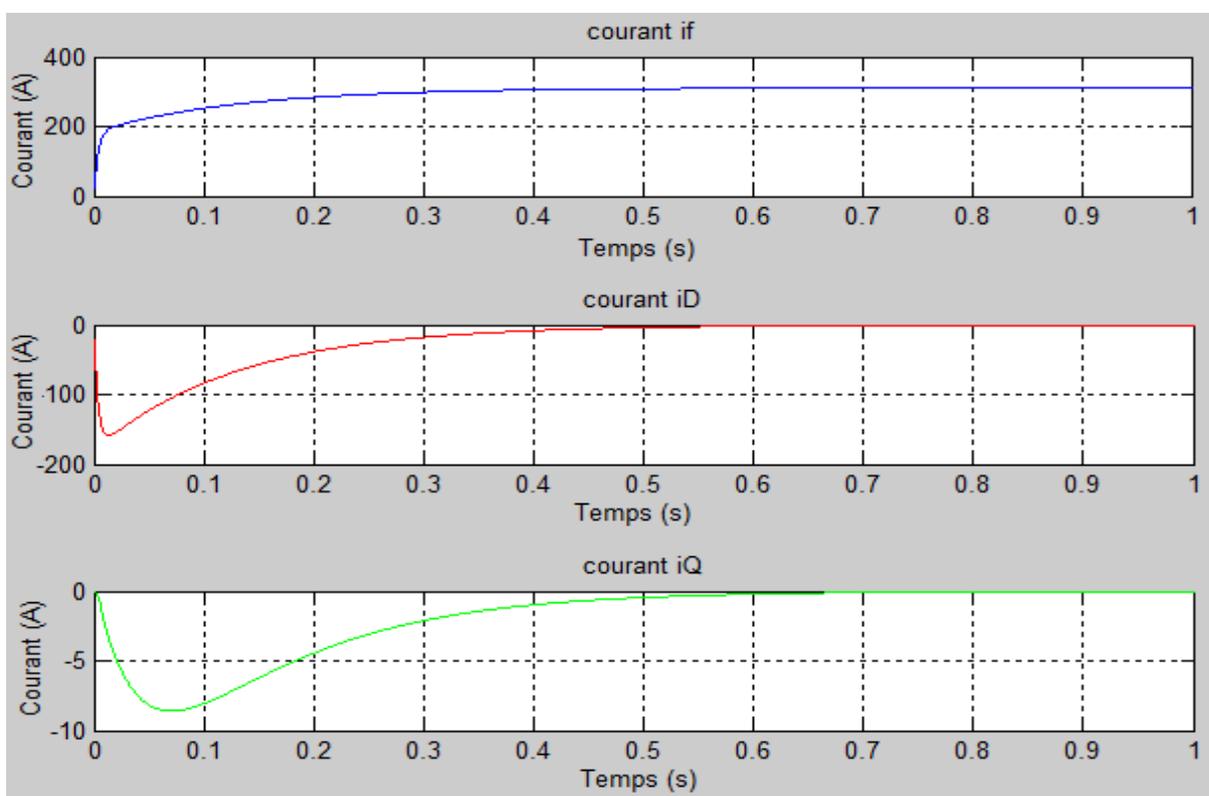


Figure 3.22. Courants i_f , i_D , i_Q pour l'essai en charge (Charge CH1 : $R_c= 30 \Omega$, $L_c= 0.1H$)

Chapitre 3 Optimisation de l'AVR par PSO et Simulation

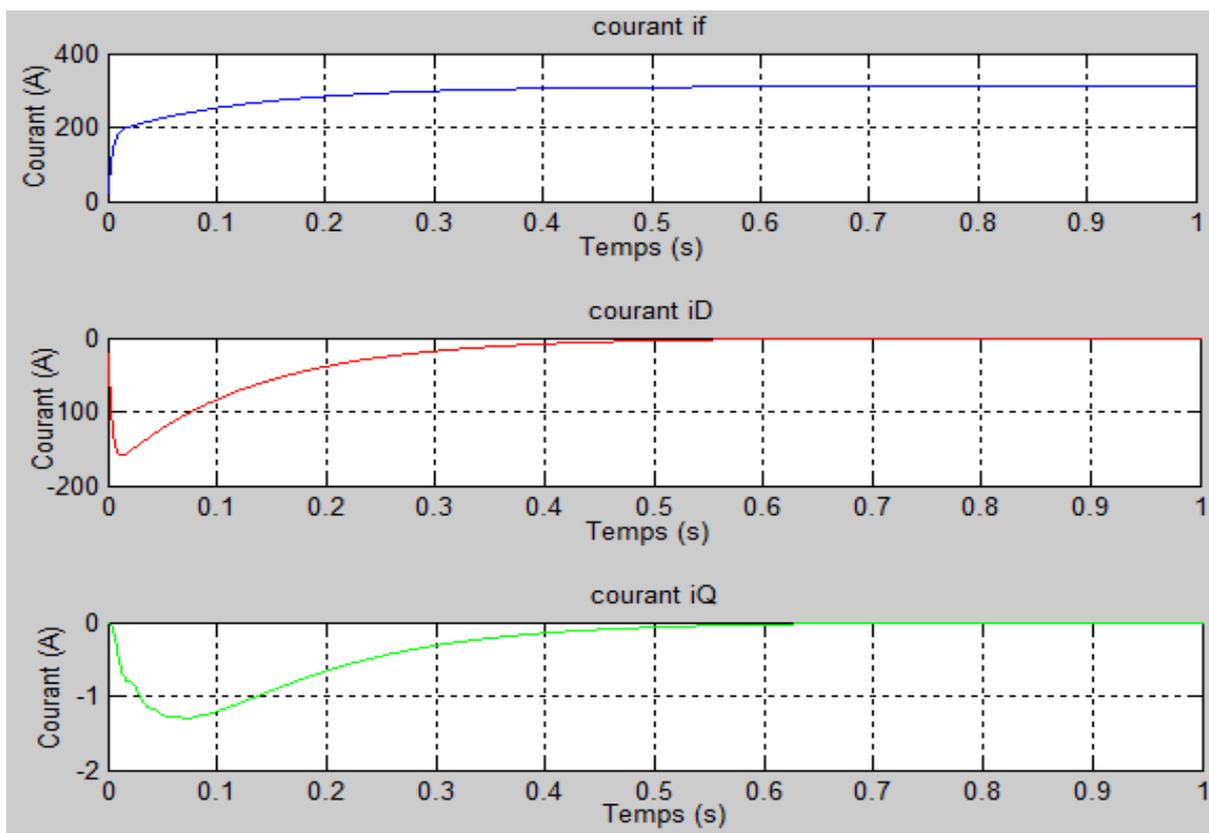


Figure 3.23. Courants i_f , i_d , i_q pour l'essai en charge (Charge CH2 : $R_c= 10 \Omega$, $L_c= 0.2H$).

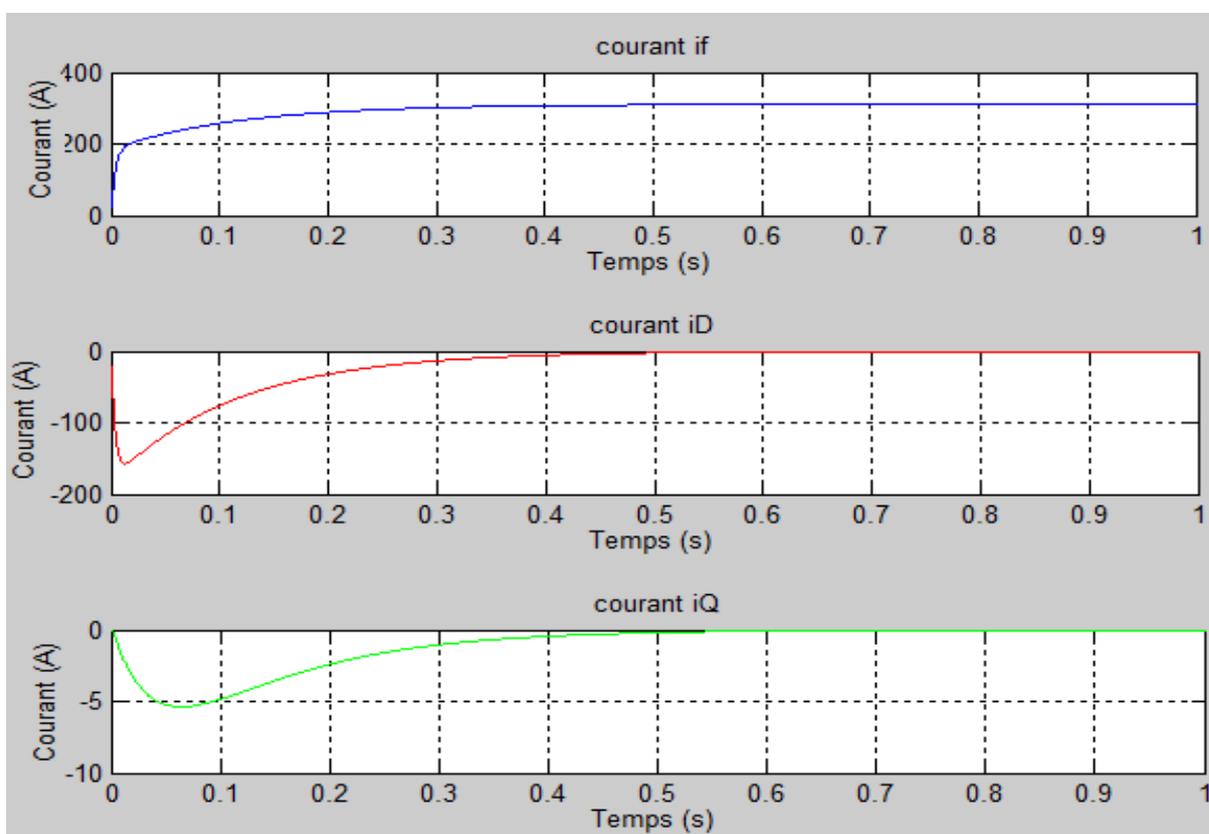


Figure 3.24. Courants i_f , i_d , i_q pour l'essai en charge (Charge CH3 : $R_c= 80 \Omega$, $L_c= 0.1H$).

Chapitre 3 Optimisation de l'AVR par PSO et Simulation

3.5.3 Essai de variation de la charge :

Nous avons effectué un essai de variation de la charge où la génératrice démarre avec la charge CH1 ($R_c= 30 \Omega$, $L_c = 0.1H$), ou bout d'une (01) seconde la charge à CH2 ($R_c= 10 \Omega$, $L_c= 0.2H$) prend le relais pendant 01 seconde et après on applique la charge CH3 ($R_c= 80 \Omega$, $L_c= 0.1H$) tout en fixant la valeur de la tension d'excitation $V_f = 200 V$, la tension et les courants sont illustrés sur les figures de 3.25 à 3.34.

a. Tension de sortie V_{as} et V_{max}

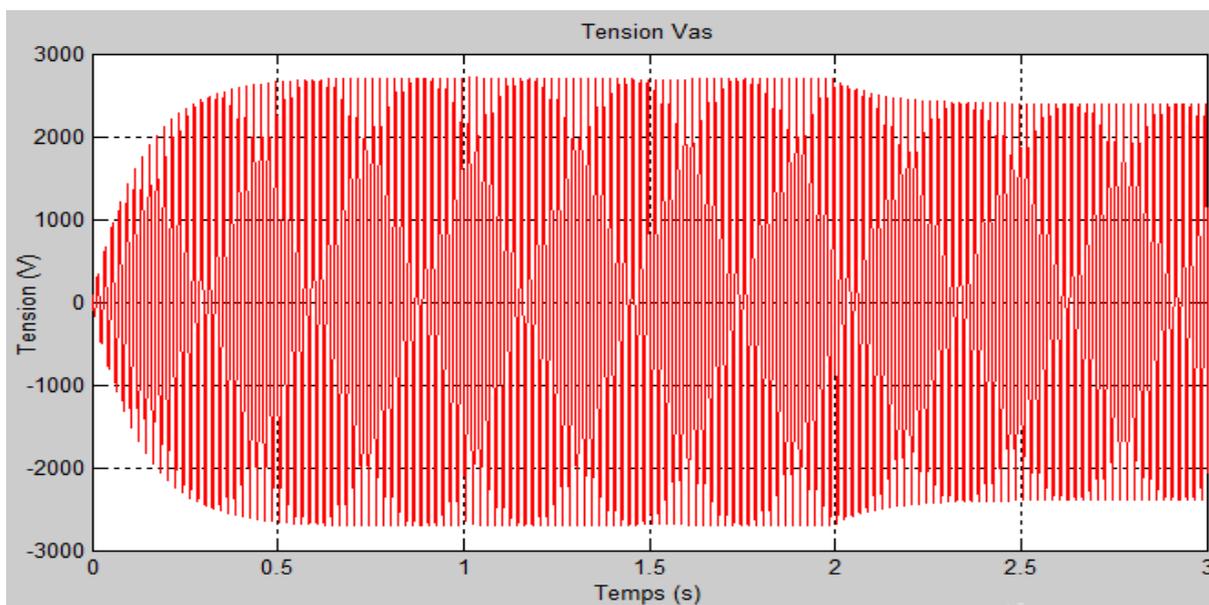


Figure 3.25. Tension de sortie V_{as} pour l'essai de variation charge.

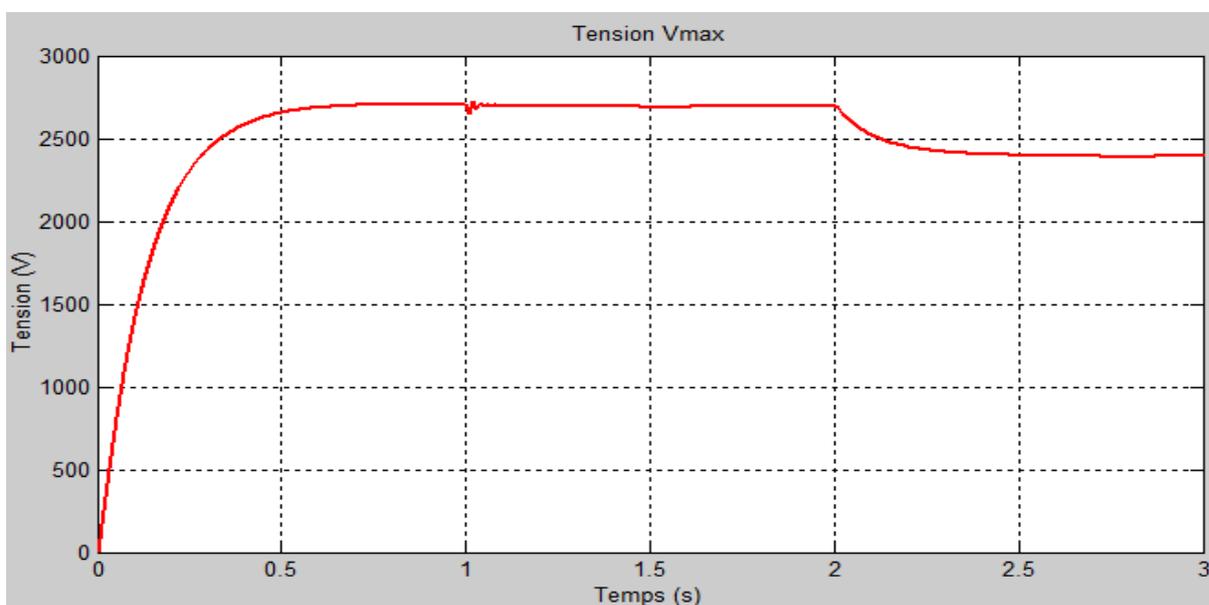


Figure 3.26. Tension maximale de sortie V_{max} pour l'essai de variation charge.

Chapitre 3 Optimisation de l'AVR par PSO et Simulation

b. Courant i_{as}

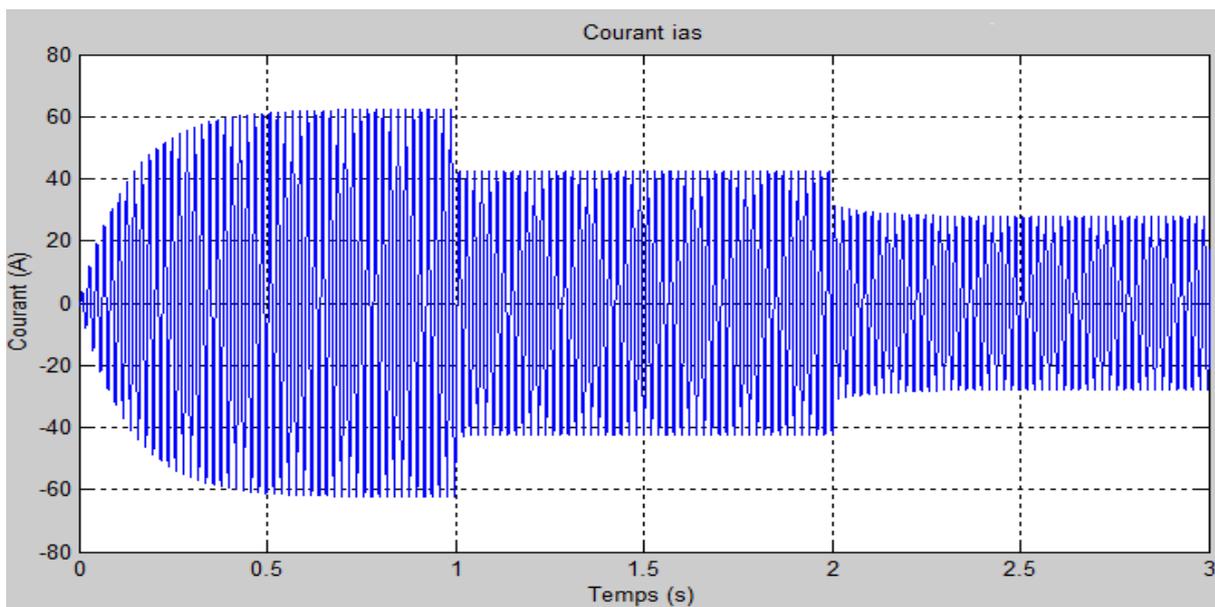


Figure 3.27. Courant i_{as} pour l'essai de variation charge.

c. Courants de Park i_d et i_q

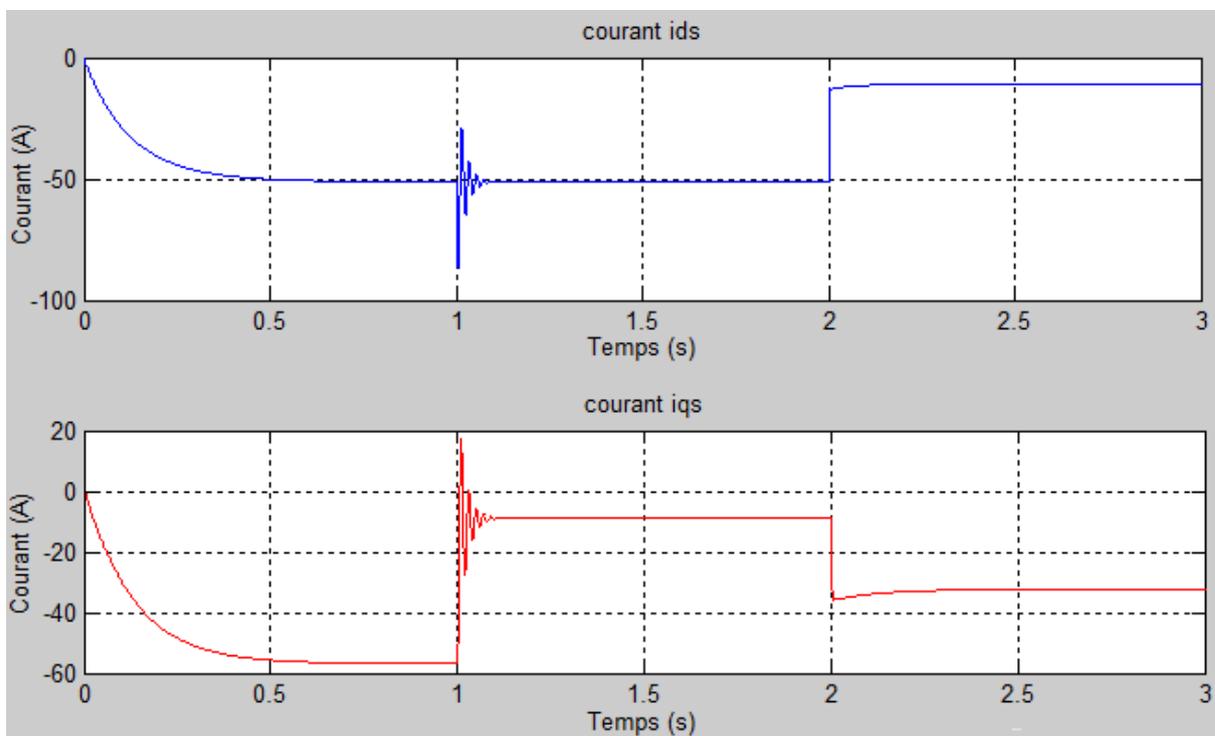


Figure 3.28. Courants de Park i_d et i_q pour l'essai de variation charge.

Chapitre 3 Optimisation de l'AVR par PSO et Simulation

d. Courants i_f , i_D , i_Q

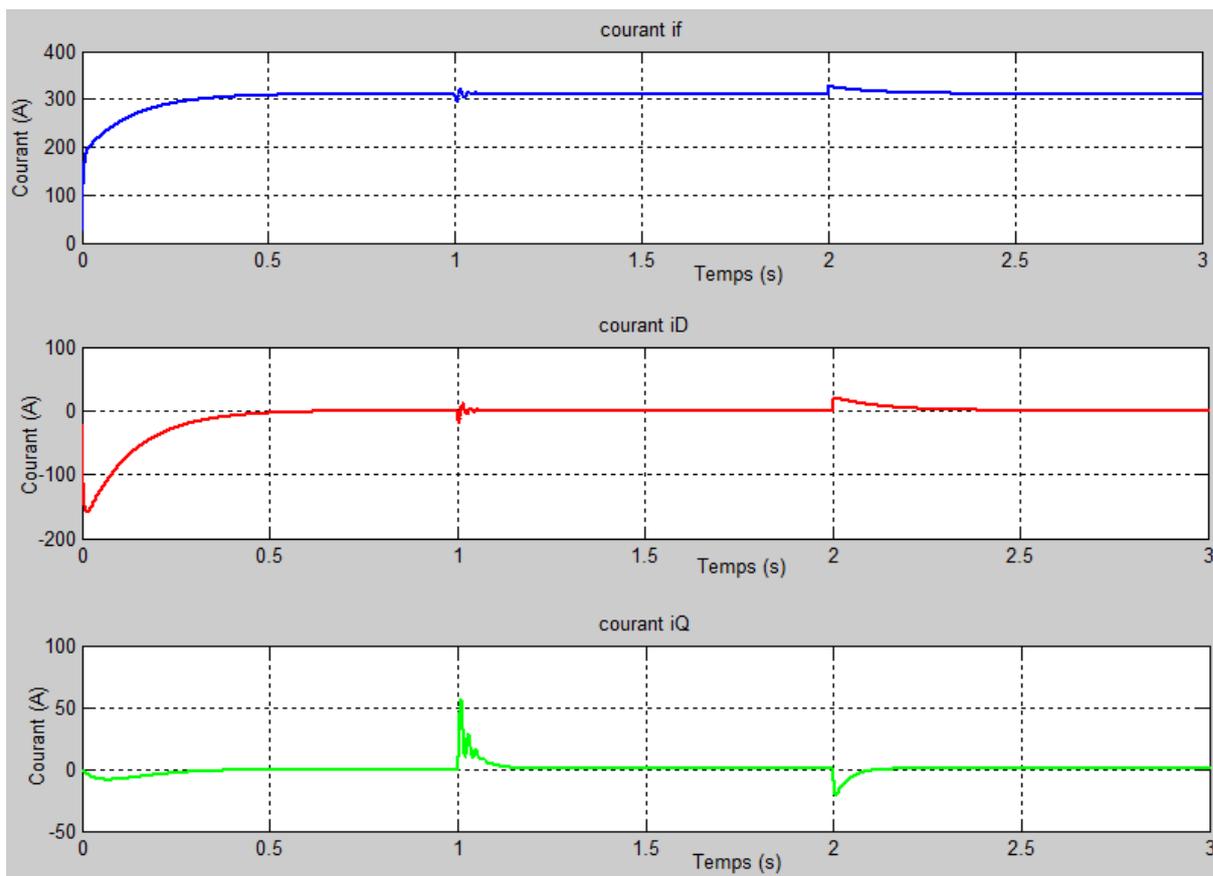


Figure 3.29. Courants i_f , i_D , i_Q pour l'essai de variation charge.

Les essais nous ont permis de confirmer l'efficacité du programme développé, et ils sont cohérents avec la pratique. Nous avons aussi constaté la lenteur du système n'atteignant le régime permanent qu'au bout de 0.5 s, ainsi la chute de tension et les perturbation causé par la variation de la charge.

3.5.4 Essai avec régulation :

Le programme d'optimisation à base de PSO a permis de donner des valeurs optimales pour les paramètres du régulateur PID ($K_p= 0.0079$, $K_i= 0.7427$, $K_d= 0.0339$), la figure 3.30 montre l'évolution des paramètres du régulateur en fonction du nombre d'itérations, où ils convergent au bout de 50 itérations.

Chapitre 3 Optimisation de l'AVR par PSO et Simulation

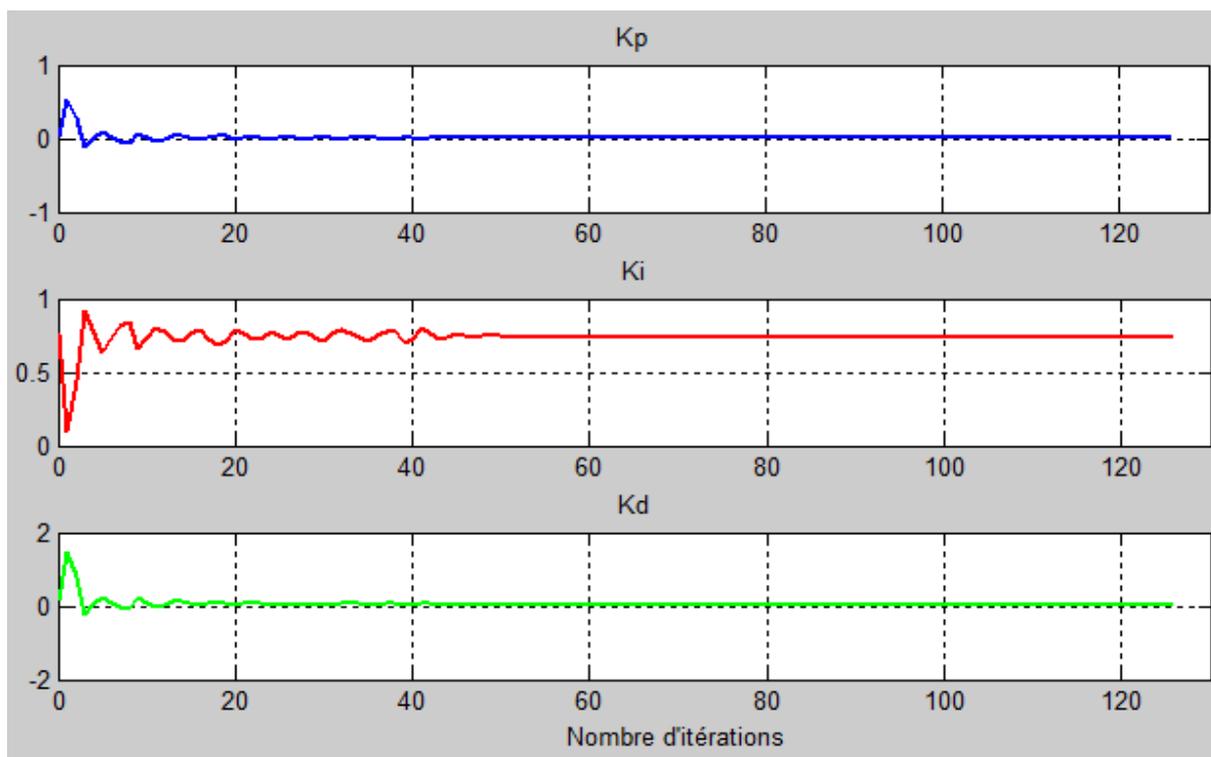


Figure 3.30. Evolution des paramètres K_i , K_p et K_d optimisés par PSO.

Après avoir obtenu les valeurs optimales des paramètres du régulateur PID, nous les avons injectés pour simuler la boucle fermée du système dont la charge prend les valeur $R_c=30\Omega$, $L_c=0.1H$ du a à $t = 1s$, puis nous appliquons une charge valant $R_c=10\Omega$, $L_c=0.2H$ jusqu'à $t = 2s$ et enfin une charge de RL de $R_c=80\Omega$, $L_c=0.1H$ pour $t > 2s$. les résultats obtenus sont illustrés ci-après.

a. Tension de phase V_{as} et V_{max}

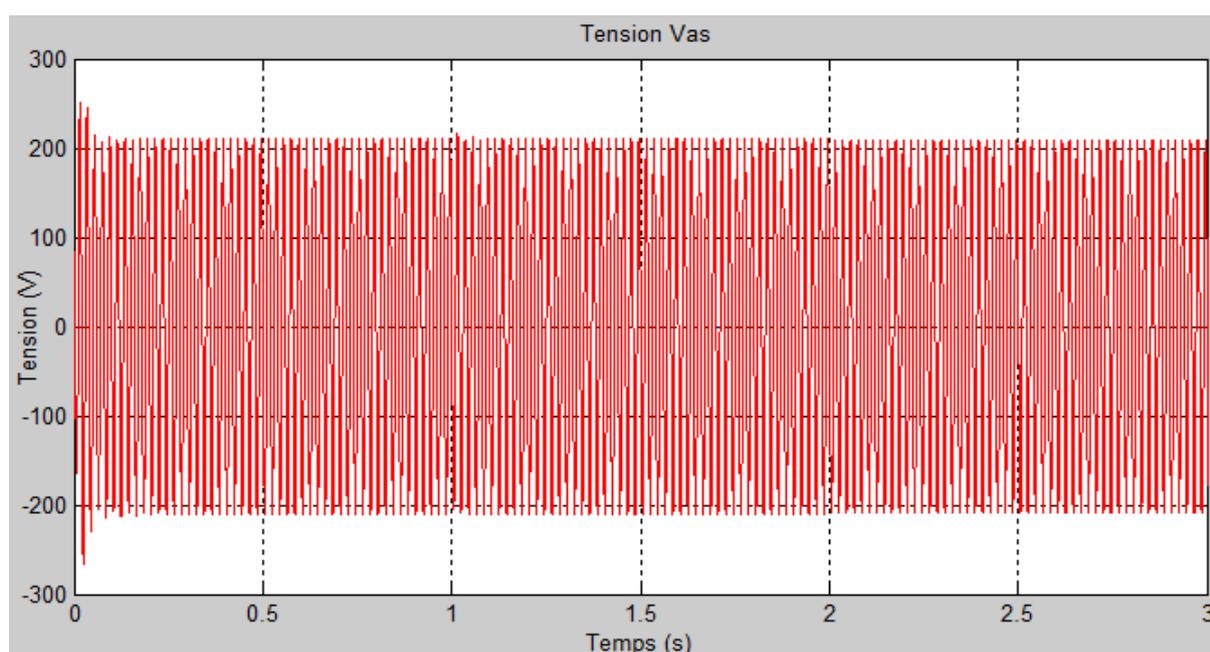


Figure 3.31. Tension de sortie V_{as} pour l'essai AVR.

Chapitre 3 Optimisation de l'AVR par PSO et Simulation

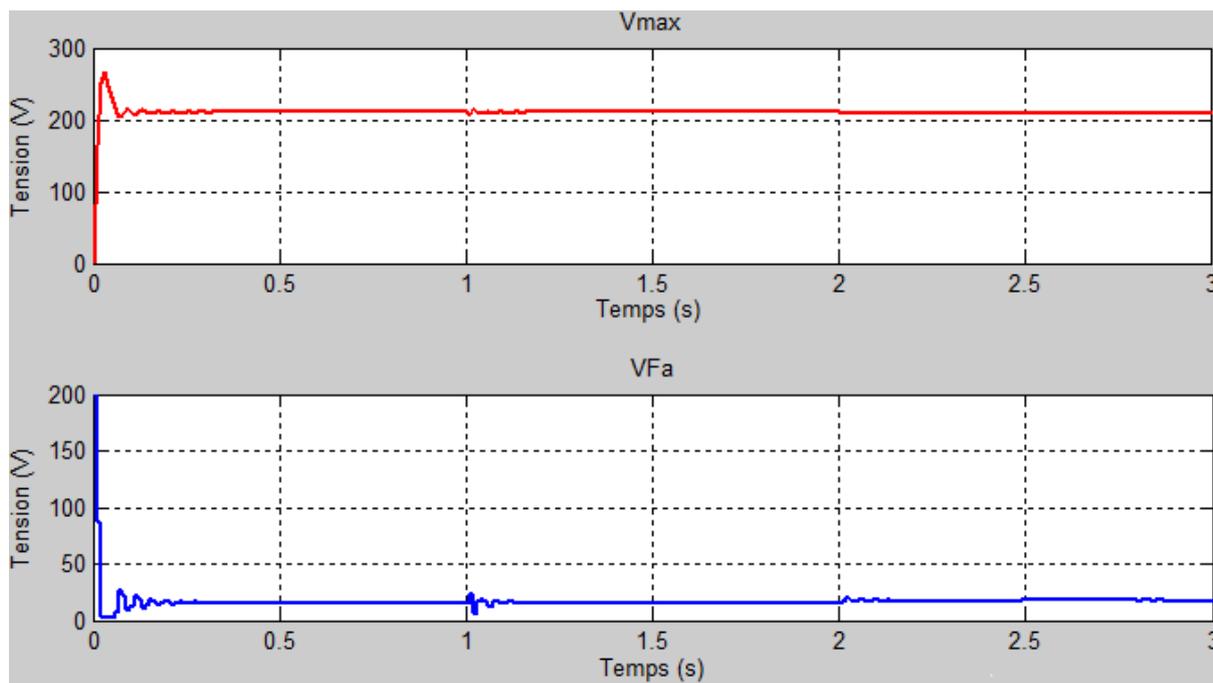


Figure 3.32. Tension de sortie maximale V_{\max} et tension d'excitation V_{Fa} pour l'essai AVR.

b. Courant i_{as}

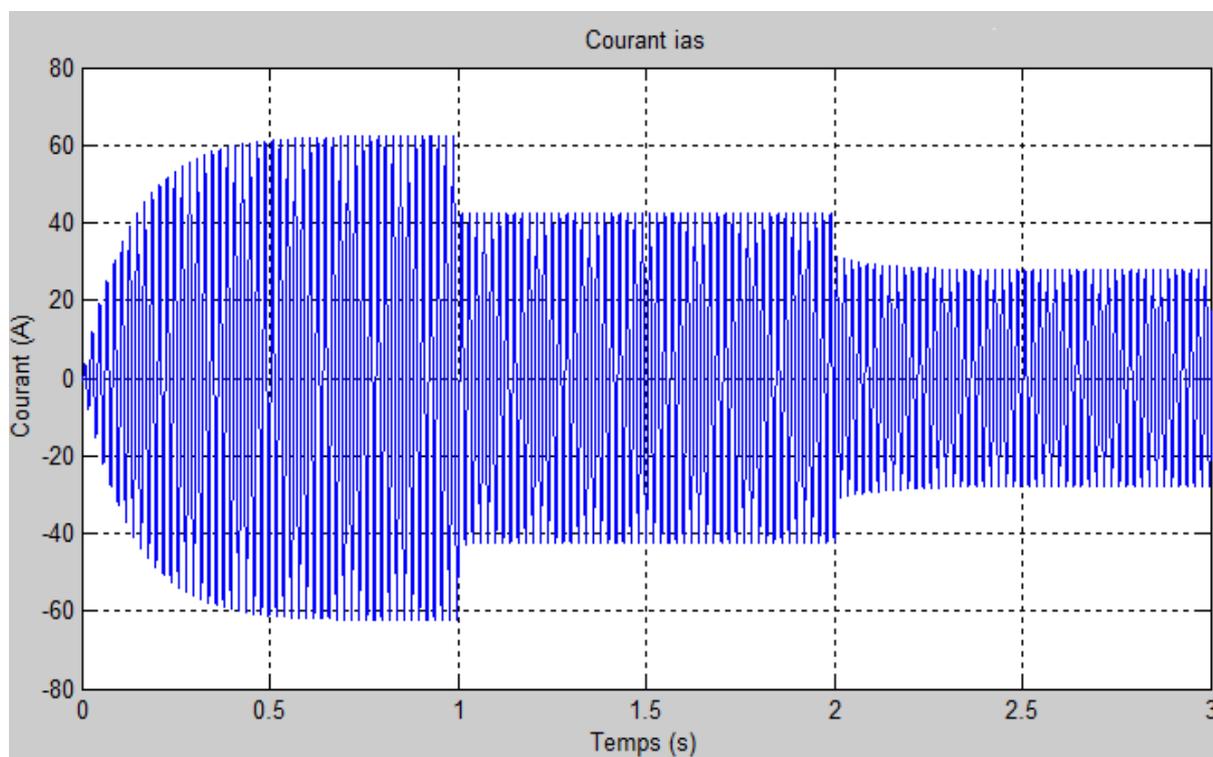


Figure 3.33. Courant i_{as} pour l'essai AVR.

Chapitre 3 Optimisation de l'AVR par PSO et Simulation

c. Courants de Park i_d et i_q

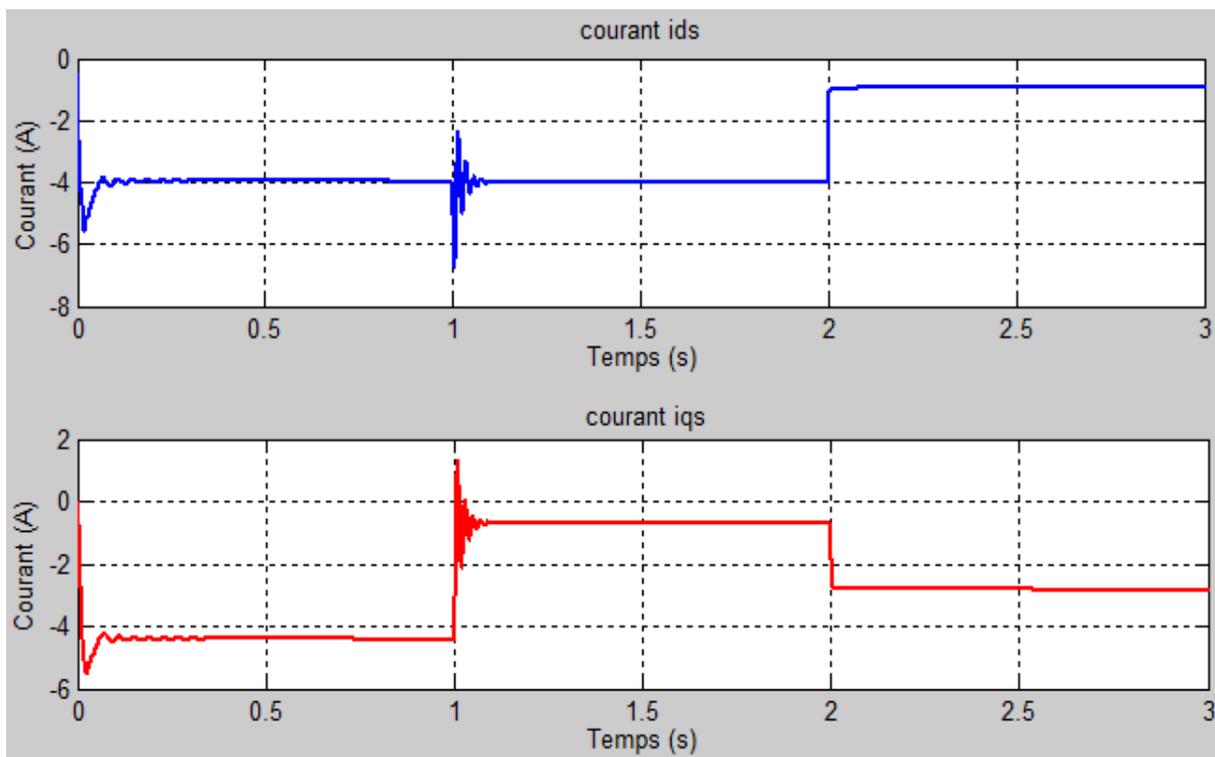


Figure 3.34. Courants de Park i_d et i_q pour l'essai AVR.

d. Courants i_f , i_D , i_Q

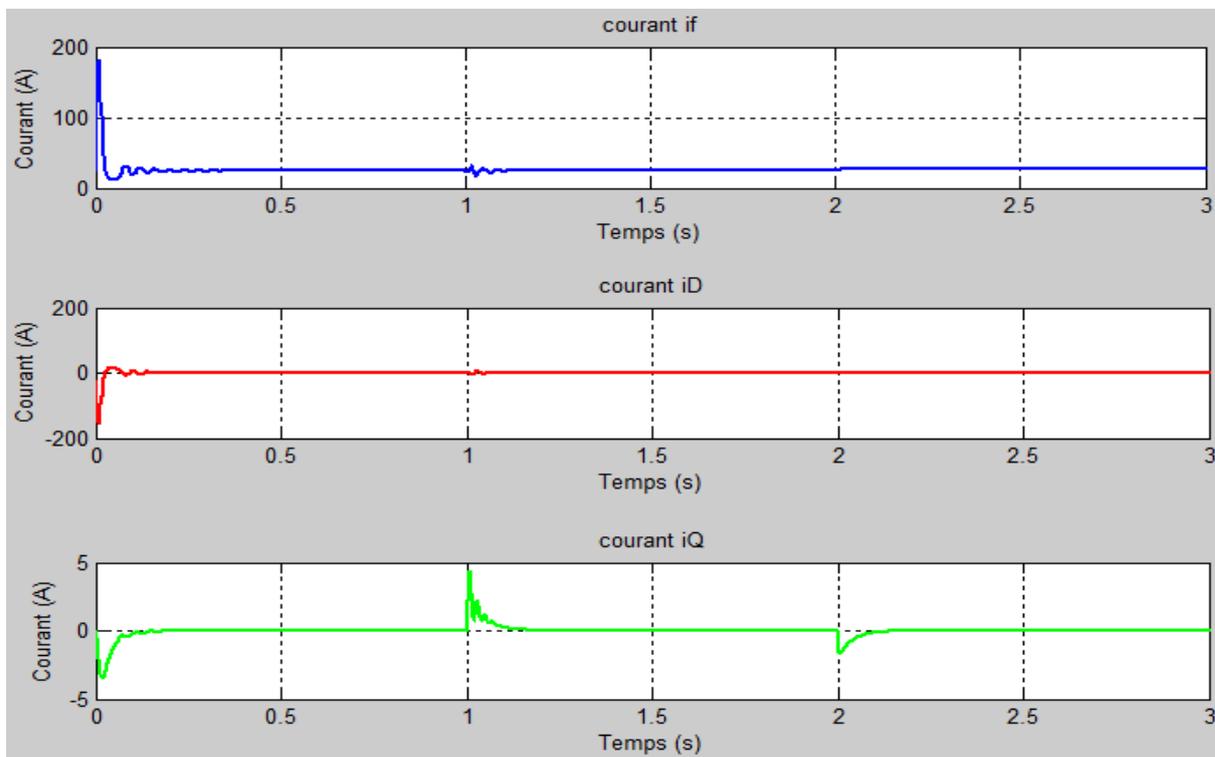


Figure 3.35. Courants i_f , i_D , i_Q pour l'essai AVR.

Chapitre 3 Optimisation de l'AVR par PSO et Simulation

Les résultats obtenus montrent que la réponse le système de régulation à base d'un régulateur PID optimisé par PSO, est devenu plus rapide où le temps de réponse est de 0.06 s et la chute de tension a été éliminée, mais le dépassement résultant est important (30%), la figure 3.33 fait ressortir l'amélioration de la réponse du système.

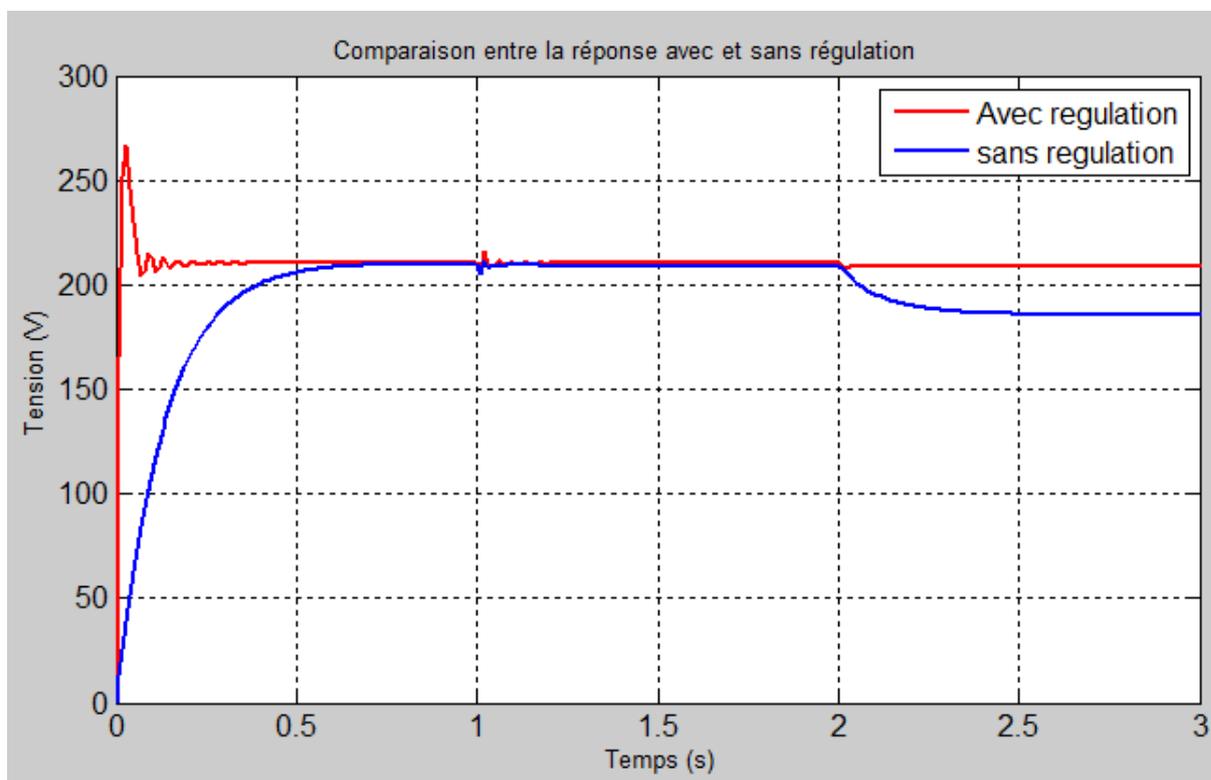


Figure 3.36. Comparaison entre la réponse en tension du système en boucle ouverte et en boucle fermée.

3.6. Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons testé le programme développé, en essai à vide et en charge puis nous avons optimisé les paramètres du régulateur PID utilisé dans l'AVR par le biais l'algorithme d'optimisation par PSO pour ensuite tester le système en boucle fermée.

Les résultats sont à la hauteur des espérances, du moment que le temps de réponse a été réduit et la chute de tension a été éliminée.

Conclusion Générale

Ce projet d'étude vise particulièrement un élément primordial dans le bon fonctionnement d'une génératrice et son utilisation. Le système d'excitation opère un rôle très important dans une génératrice, entre assurance de la protection des éléments du groupe électrogène et amélioration des performances dynamiques de l'ensemble. Notre travail a visé cet important élément, traitant alors sa modélisation, et l'optimisation des paramètres qui interviennent à ce niveau.

En premier lieu, au chapitre 1, nous avons abordé les motivations de ce travail d'un point de vue éducatif tout en justifiant les objectifs et l'importance d'une étude portée sur le système d'excitation de la génératrice, l'état de l'art des génératrices et des systèmes d'excitations des machines synchrones sont présentés, introduisant alors les différents éléments constitutifs d'un système d'excitation, ainsi que les différents types d'excitatrices pouvant intervenir dans une génératrice synchrone, puis nous avons établi la partie modélisation de la génératrice synchrone à rotor bobiné munie d'amortisseurs. Dans le chapitre 02 nous avons introduit les régulateurs conventionnels qui interviennent au niveau de l'excitatrice, le fonctionnement de chaque partie de la régulation est alors explicité. En vue d'améliorer, ajuster et de perfectionner les performances dynamiques du système, une méthode d'optimisation des paramètres de l'AVR est choisie et présentée dans le chapitre 3, cette méthode est basée sur les algorithmes d'essaims de particules (PSO) appartenant à la famille des méthodes stochastiques qui sont de plus en plus utilisés de nos jours dans divers domaines d'étude. L'adoption des PSO à notre travail dans le but d'optimiser les paramètres de l'AVR nous a permis de valider et d'atteindre les objectifs de notre travail.

Dans ce travail, plusieurs défis et objectifs ont été relevés, qui sont énumérés comme suit:

- ✓ Établissement d'un modèle d'état d'une génératrice synchrone à rotor bobiné et à pôles saillants muni d'amortisseurs.
- ✓ Développement du modèle d'état de la génératrice avec régulation de la tension AVR
- ✓ Mise en point d'un modèle numérique global qui assemble par un programme MATLAB jumelé avec des blocs SIMULINK.
- ✓ Optimisation des différents paramètres de l'AVR en utilisant la méthode d'optimisation par algorithmes d'essaims de particules (PSO).

Les résultats obtenus sont satisfaisants et répondent aux exigences tracés initialement, néanmoins, le projet d'optimisation des paramètres de l'AVR initié dans ce travail nécessite de pousser les recherches sur des fonctions objectif et des critères d'arrêt plus adaptés au domaine de régulation notamment pour l'éliminations des dépassement pouvant endommager la machine ou la charge d'utilisation.

Le travail sur les systèmes d'excitations en général, implique encore plus de recherche, vu son immense importance dans le domaine de la production d'électricité.

Bibliographie

- [1] Anis OTMANE-CHERIF « Observation de la Machine Synchrone à Rotor Bobiné Sans Capteurs (Sensorless) », Mémoire de master, Université Mouloud Mammeri De Tizi-Ouzou ,2016.
- [2] Annane Adel « Analyse du comportement du moteur synchrone dans les entraînements électriques à vitesse variable » thème magister en électrotechnique, Université BADJI MOKHTAR- ANNABA, Faculté des sciences de l'ingénieur Département d'électromécanique 2010.
- [3] CLAUDE CHEVASSU « MACHINES SYNCHRONES » Cours Ecole Nationale Supérieur Maritime.
- [4] Kaidi Ismahane, « Contribution à la mise en place d'un contrôle sante intégré sur un turboalternateur », Mémoire de magister, Université de Annaba, Algérie, 2009.
- [5] Benchouia mohamed Toufik, « commande de la machine à courants alternatif par différents techniques de contrôle avancées » thèse de doctorat, Université de Biskra, Algérie.
- [6] Moustafa Al ait, « Modélisation des machines synchrones à pôles saillants pour les études de la stabilité électromécanique », Mémoire d'ingénieur, Université Libanaise, Liban, 2013.
- [7] Messaadi Mouna « commande backstepping appliquée à la machine synchrone à aimant permanent » pour l'obtention du diplôme de magister en électrotechnique. Université Hadj Lakhdar-Batna, 2012.
- [8] Jérôme Legranger, Contribution à l'étude des machines brushless à haut rendement dans les applications de moteurs-générateurs embarqués. Thèse de doctorat, l'Université de Technologie de Compiègne, Mai 2009.
- [9] Bill Sesanga N'tshuika -Optimisation de Gammes : Application à la Conception des Machines Synchrones à Concentration de Flux, INP de Grenoble, Février 2011.
- [10] L. Chédot , Contribution à l'étude des machines synchrones à aimants permanents internes à large espace de fonctionnement. Application à l'alternateur, Thèse de doctorat, Université de Technologie de Compiègne, novembre 2004.
- [11] Anthony GIRARDIN, Contribution à l'optimisation des performances des alternateurs automobiles, Thèse de doctorat, INP de Grenoble, Octobre 2008.

- [12] B. Adkins, R.G. Harley, 'The theory of alternating current machines: Application to practical problems,' Chapman and Hall, London, 1975.
- [13] P.M. Anderson, A.A. Fouad, "Power system control and stability", Press AMES,IOWA, USA, 1977.
- [14] P. Kundur. "Power System Stability and Control" , New York: McGraw-Hill Inc, 1994.
- [15] J.C.Maun. " Machines Electriques : Compléments et Dynamique ». Bruxelles : ULB,2000-2001.
- [16] G. Sturtzer, E. Smigiel, "Modélisation et Commande des Moteurs Triphasés", Edition Ellipses, Mars 2000.
- [17] Sakli MOUADH, Régulation Industrielle de Processus, projet fin d'études, projet automatisme- 2007.
- [18] Kadri Ahmed Yacine, Régulation Automatique, cours, UNIVERSITE KASDI MERBAH-OUARGLA ,2013/2014.
- [19] Ismayil C, Sreerama Kumar R, and Sindhu T. K. "Automatic Generation Control of Single Area Thermal Power System with Fractional Order PID ($PI\lambda D^{\mu}$) Controllers", Third International Conference on Advances in Control and Optimization of Dynamical Systems, Kanpur, India, March 13-15, 2014.
- [20] C. Jacobina, R. Miranda, M. D. R. Correa and A. Lima, « Disturbance-free operation of six-phase AC motordrive system » in power electronics specialists conference.
- [21] J.G. Ziegler, N.B. Nichols: "Optimum settings for automatic controllers". Trans. ASME, 64, pp. 759-768. 1942.
- [22] Chafa Aliane ,Aziz Zeroul, Etude d'un groupe électrogène par simulation numérique, Mémoire de Fin d'Etudes, Université Mouloud Mammeri De Tizi-Ouzou,2016.
- [23] Anant Oonsivilai and Padej Pao-La-Or. "Application of Adaptive Tabu Search for Optimum PID Controller tuning AVR System". Institute of Engineering, Suranaree University of Technology, vol. 3, june 2008.
- [24] Cao Yuan, Ma Jin, "Research on PID Parameters Optimization of Synchronous Generator Excitation Control System", Critical infrastructure (CRIS), 2010 5th International Conference. 20-22 Sept. 2010.
- [25] Wei, and Zheng Xu, Member, IEEE, "Excitation System Parameters Setting for Power System Planning". Power Engineering Society Summer Meeting IEEE 2002.
- [26] D.G. Luenberger, 'Linear and non linear programming', Addison Wesley,1989.

- [27] M.S. Bazaraa, H.D. Sherali et C.M. Shetty, 'Non linear programming theory and algorithms' John Wiley&Sons inc, 1993.
- [28] M. Minoux, 'Programmation Mathématique', Théorie et algorithmes. Edition Dunod, Paris 1983.
- [29] K.A. De Jong ' Are genetic algorithms function optimizers?' in Parallel Problem Solving from Nature2. Amsterdam, The Netherland : Elsevier, pp 3-13, 1992.
- [30] J. Kennedy, R.C. Eberhart 'particle swarm optimization', IEEE International conference on neural networks, perth, Australia, 1995.