



وزارة البحث العلمي والتعليم العالي
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE
LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
جامعة عبد الحميد بن باديس مستغانم
Université Abdelhamid Ibn Badis Mostaganem
كلية العلوم و التكنولوجيا
Faculté des Sciences et de la Technologie
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE



N° d'ordre : M...../GE/2021

MEMOIRE

Présenté pour obtenir le diplôme de

MASTER EN GENIE ELECTRIQUE

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Electrotechnique Industrielle

par

Nom et Prénom : BAROUDI Fethi

Nom et Prénom : BOULABBAS Zineb

Modélisation et commande de vitesse d'un alternateur basé sur des régulateurs innovants

Soutenu le / / 2021 devant le jury composé de

Président : Mr BENTOUNES Hadj adda Pr université de Mostaganem

Examineur : Mme REZINI Saliha MCB université de Mostaganem

Rapporteur : Mme Boutlilis Fatima MCB université de Mostaganem

Année Universitaire 2020/2021

Remerciements

Je tiens à remercier ma directrice de thèse, Mme F. Bekouche, pour sa présence lors de la rédaction de cette lettre, et pour tous les conseils et instructions qu'elle n'a cessé de me donner.

Tous les membres du jury méritent mes sincères remerciements pour avoir accepté le jugement sur ce travail.

Je remercie également tout le monde, de près ou de loin, de participer à la réalisation de ce travail.

Dédicaces

Nous consacrons ce modeste travail a

Nos chers parents

Nos sœurs et nos frères

A toute la famille : Baroudi

A toute la famille : Boulabbas

Tous nos amis

A tous mes camarades de la promotion 2020/2021

Pour les bons moments passés ensemble.

A toute la promo d'électrotechnique industrielle

ملخص:

يقدم هذا العمل دراسة مفصلة عن التحكم في السرعة لمولد متزامن. لقد قدمنا شرحًا لمبدأ تشغيل المولد وجميع مكوناته الرئيسية مثل الجزء الدوار والجزء الثابت والإثارة والسرعة وتنظيم التيار.

الغرض من المحاكاة وتحليل المحاكاة لدينا هو قدرتنا على التحكم في استقرار أنظمة المولد المتزامن.

نقوم بتحليل نتائجنا لأنواع تثبيت السرعة (التنظيم التقليدي "PI"، تحسين سرب الجسيمات "PSO"، التحسين الضبابي لسرب الجسيمات "PSOF") لتحديد أفضل قيم منظم K_i و K_p . بين مختلف المنظمات .

أخيرًا ، استنتجنا أن التنظيم مع "PSO FLOUE" أكثر موثوقية وأسرع من خلال مقارنته بالمنظم PSO و PI. تم إجراء المحاكاة باستخدام برنامج Matlab-Simulink.

الكلمات المفتاحية : المحرك المتزامن، منظم، تحسين سرب الجسيمات .

Résumé :

Ce travail présente une étude détaillée sur la commande de vitesse d'un alternateur synchrone. Nous avons fourni Une explication du principe de fonctionnement d'alternateur et de tous ces organes principaux comme le rotor, le stator, l'excitation et la régulation de vitesse et courant.

Le but de notre simulation et d'analysé notre simulation est notre capacité à contrôler la stabilité des systèmes d'alternateurs synchrones

Nous analysons notre résultat pour les types de stabilisation de vitesse (régulation proportionnelle intégrale "PI", particule l'essaim optimisation "PSO", particule l'essaim optimisation floue "PSOF") pour déterminé le meilleur régulateur valeurs K_i et K_p .une comparaison entre les différents régulateurs est faite.

Enfin nous avons déduit que la régulation avec "PSO FLOUE" est plus fiable et plus rapide en la comparant avec les régulateur PSO et PI. La simulation a été réalisée sous le logiciel Matlab-Simulink.

Mots-clés : alternateur synchrone, régulateur, PSO optimisation.

Abstract:

This work presents a detailed study on the speed command of a synchronous alternator. We have provided an explanation of the principle of operation of alternator and all of its main components like rotor, stator, excitation, and speed and current regulation.

The goal of our simulation and analyzed our simulation is our ability to control the stability of synchronous alternator systems. We analyze our result for the types of speed stabilization (integral proportional regulation "PI", particle swarm optimization "PSO", particle swarm fuzzy optimization" PSOF ") to determine the best regulator K_i and K_p values. A comparison between the different regulators is made

Finally, we have deduced that the regulation with "PSO FLOUE" is more reliable and faster by comparing it with the regulator PSO and PI. The simulation was carried out using Matlab-Simulink software.

Keywords: synchronous alternator, regulator, PSO optimization

Sommaire

Sommaire

Remerciements	I
Dédicaces	II
résumer.....	III
Sommaire	VI
liste de tableau.....	X
Liste de figures :.....	XI
Symboles :.....	XIV
Notations :.....	XVII
Introduction générale.....	XX

Chapitre I : Généralité sur la machine synchrone alternateur

I.1. Introduction :.....	2
I.2. Le champ magnétique :.....	2
I.3. Induction magnétique :.....	3
a/Aimant électrique :.....	3
b/Aimant permanent :	3
I.4. L'alternateur :.....	3
I.4.1. Définition :	3
I.4.2. Les constitutions d'un alternateur :	4
A/Le stator (l'induit) :.....	4
B/Bagues collectrices et les balais :.....	4
C/Le rotor (l'inducteur) :.....	4
D/Ventilateur :	5
I.4.3. Types d'alternateur :.....	5
I.4.3.1. Alternateur à rotor à pôles saillants :.....	5
I.4.3.2. Alternateur à rotor à pôles lisses :.....	6
I.4.4. Principe de fonctionnement des machines Synchrones :	6
I.4.4.1. Création de forces électromotrices triphasées :	7
I.4.4.2. fonctionnement à vide :	8
I.4.4.3. Fonctionnement en charge :.....	9
I.4.5. Couplage des Alternateurs :	10

I.4.5.1. Conditions de couplage :	10
I.4.6. Modèles d'un alternateur :	12
I.4.6.1. Modèle de Behn Eschenburg :	12
I.4.6.2. Modèle de Potier :	14
I.4.6.3. modèle de Blondel :	16
I.4.6.4. modèles de Fresnel :	16
I.4.7. Bilan des puissances :	17
I.4.7.1. Puissance absorbée :	17
I.4.7.2. Puissance utile :	17
I.4.7.3. Bilan des pertes :	18
I.4.7.4. Rendement :	18
I.4.8. Avantages et Inconvénients :	18
a. Avantages :	18
b. Inconvénients :	18
I.5. Conclusion :	19

Chapitre II : modélisation l'alternateur synchrone

II.1. Introduction :	21
II.2. Structure générale de la machine synchrone :	21
II.3. Modélisation de la Machine Synchrone à rotor bobiné :	22
II.3.1. Modèle linéaire :	22
II.3.2. Modèle de Park :	23
II.3.3. Hypothèses simplificatrices :	24
II.3.4. Equations électriques et magnétiques :	25
II.3.5 Transformation de Park :	26
II.3.6 Equations de Park dans les axes d et q, liées au rotor :	27
II.3.7. Equations des flux et courants :	28
II.3.8. Schéma équivalent de la machine synchrone :	29
II.4 Stabilité des alternateurs de puissance :	29
II.4.1. Stabilité de l'angle du rotor (stabilité angulaire) :	30
II.4.1.1. Stabilité angulaire aux grandes perturbations-stabilité transitoire :	31
II.4.1.2. Stabilité angulaire aux petites perturbations-stabilité dynamique :	31
II.4.2. Stabilité de tension de l'alternateur :	31

II.4.3. La stabilité de fréquence	32
II.5. Description des régulations :	32
II.5.1. Les régulateurs de tension :	32
II.5.2. Les régulateurs de puissance :	34
II.6. La théorie de la logique floue :	35
II.6.1. Principe et définition :	35
II.6.2. Variable linguistique :	37
II.6.3. Opérateurs de la logique floue :	38
II.6.4. Le contrôleur floue :	39
II.6.4.1. Normalisation :	40
II.6.4.2. Fuzzification :	40
II.6.4.3. Inférence :	41
II.6.4.4. Défuzzification :	42
II.6.5. PSS basés sur la logique floue :	42
II.6.5.1. Sélection de variables d'entrée et de sortie :	43
II.6.5.2. Fonction d'appartenance :	43
II.6.5.3. La base de règles floues:	45
II.7. Optimisation par Essaim Particulaire(PSO) :	46
II.7.1. Principe général :	46
II.7.2. Formalisation :	47
II.7.3. Améliorations de PSO :	49
II.7.3.1. Confinement des particules :	49
II.7.3.2. Coefficient de constriction :	49
II.7.3.3. Topologie de voisinage :	49
II.7.3.4. Coefficient d'inertie :	50
II.7.3.5. Stratégie FIPS :	51
II.7.3.6. Algorithme TRIBES :	51
II.7.3.7. PSO et hybridation :	52
II.7.4. Avantages et inconvénients de PSO :	53
II.8. Conclusion :	54
Chapitre III : simulation et analyse des résultats	
III.1. Introduction :	56

III.2.Domaine d'applications :	56
III.2.1.Logique Floue :	56
III.2.2.Particule l'essaime Optimisation (pso) :	56
III.3. Méthode d'optimisation :	58
III.3.1. Principaux types de régulateur PI (correcteur) :	58
III.3.2. Développement de l'algorithme d'essaims particuliers :	58
III.4.Modèle globale de simulation :	59
III.4.1.modèle de simulation :	59
III.4.2.les paramètre de PMSM :	59
III.5. Les résultats de simulation :	60
III.5.1. La régulation avec P I :	60
III.5.1.1. interprétation de résultat:	61
III.5.2. La régulation avec PSO :	62
III.5.2.1. interprétation de résultat:	63
III.5.3. La régulation avec PSO Floue :	64
III.5.3.1. interprétation de résultat:	65
III.6.Comparaison des résultats :	66
III.6.1. interprétation de résultat:	66
III.7.Conclusion :	58
Conclusion Générale :	70
Références et bibliographiques	71

Liste de tableau :

Tableau II.1: Exemple d'inférence des règles	41
Tableau II.2: Variables floues pour la fonction d'appartenance.	44
Tableau II.3: Base de règles de contrôleur a logique floue	45
Tableau III.1 itération tout les point de pso	67
Tableau III.2 : les valeur kp et ki avec pi ,pso et pso floue	67

Liste de figures :

Chapitre I :

Fig.I.1 Phénomènes d'induction	2
Fig.I.2 induction avec un aimant électrique	3
Fig.I.3 induction avec un aimant permanent	3
Fig.I.4 structure d'un stator	4
Fig.I.5 structure du rotor d'alternateur	5
Fig.I.6 rotor d'une machine synchrone à pôles saillants	6
Fig.I.7 rotor d'une machine synchrone à pôles lisses	6
Fig.I.8 principe de la production de courant dans l'alternateur	7
Fig.I.9 schéma d'un alternateur synchrone	8
Fig I.10 : caractéristique d'un alternateur à vide	9
Fig I.11 caractéristique d'un alternateur en charge	10
Fig.I.12 schéma électrique équivalent d'une phase	12
Fig I-13 Détermination de la réactance synchrone	13
Fig I-14 constructions de diagramme de Behn-Eschenburg	13
Fig I-15 schéma équivalent électrique d'une phase	15
Fig I-16 diagramme de potier	15
Fig I.17 constructions de diagramme de Potier	16
Fig I.18 Construction de diagramme de blondel	16
Fig I.19 construction de diagramme de Fresnel	17

Chapitre II :

Fig.II.1 Représentation d'une machine synchrone bipolaire à aimants permanents	21
Fig. II.2 Représentation simplifiée d'une machine synchrone	22
Fig. II.3 Machine synchrone triphasé avec amortisseurs	24
Fig. II.4 Machine synchrone triphasé, amortisseurs assimilés à deux enroulements en court circuit, à 90° l'un de l'autre	25
Fig. II.5 Interprétation de la transformation de Park pour une machine synchrone	27
Fig. II.6 Circuits équivalents du modèle simplifié de la machine synchrone (a) axe direct, (b) axe quadrature	29
Fig II.7 : Classification des différents types de la stabilité de système de puissance	30
Fig II.8 : Variation d'angle de rotor	31
Fig II.9 : Description bref de la régulation d'alternateur	32
Fig II.10 : Modèle schématique d'un régulateur de tension AVR	33
Fig II.11 : Modèle schématique d'un PSS avance/retard	34
Fig II.12: Exemple d'ensembles considérés en logique booléenne	36
Fig II.13: Exemple d'ensembles considérés en logique floue	36
Fig II.14: Représentation d'un ensemble floue par sa fonction d'appartenance	37
Fig II.15: Cas de l'ensemble floue "moyenne" de la variable Température	37
Fig II.16: Représentation des variables linguistiques.	38
Fig II.17: Structure de base d'un contrôleur flou	40
Fig II.18: Exemple de fonction d'appartenance triangulaire.	41

<i>Fig II.19:</i> Fonctions d'appartenance pour l'accélération.	44
<i>Fig II.20:</i> Fonctions d'appartenance pour la variation de vitesse.	44
<i>Fig II.21:</i> Fonctions d'appartenance pour la tension.	45
<i>Fig II.22:</i> Déplacement d'une particule.	47
<i>Fig II.23.</i> Organigramme de l'algorithme PSO.	55

Chapitre III

<i>Fig(III.1)</i> Schéma globale de simulation la machine synchrone	61
<i>Fig(III.2)</i> vitesse réf de la machine synchrone avec régulateur PI	62
<i>Fig(III.3)</i> courant phase (a) de la machine synchrone avec régulateur PI	62
<i>Fig(III.4)</i> couple de la machine synchrone avec régulateur PI	63
<i>Fig (III.5)</i> comparaison la vitesse machine synchrone avec régulateur PSO et vitesse de réf	64
<i>Fig (III.6)</i> courant (Ia) de la machine synchrone avec régulateur PSO	64
<i>Fig(III.7)</i> couple de la machine synchrone avec régulateur PSO	65
<i>Fig (III.8)</i> comparaison la vitesse machine synchrone avec régulateur PSO floue et vitesse de réf	66
<i>Fig (III.9)</i> courant phase (a) de la machine synchrone avec régulateur PSO floue	66
<i>Fig (III.10)</i> couple de la machine synchrone avec régulateur PSO floue	67
<i>Fig (III.11)</i> comparaison la vitesse machine synchrone avec les régulateurs (PI ,PSO et PSO floue) et vitesse réf	68
<i>Fig (III.12)</i> l'itération de régulateur PSO	69

Liste de symboles et Notations :

Symboles :

F.e.m	Force électromotrice
K_b	Facteur de bobinage
N_c	Nombre des conducteurs par phase
f	Fréquence en Hz,
φ	Flux utile par pole
N_s	Vitesse de rotation du rotore (rad/s)
B_R	L'induction créée par l'inducteur tournant
B_S	L'induction engendrée par le stator
R	Résistance
X_s	Réactance
Z_s	Impédance
I_{cc}	Courant de court-circuit
Ω_s	Pulsation de rotation en rad .s ⁻¹
n_s	Vitesse en tr. s ⁻¹
C_u	Couple utile sur l'arbre en N.m
Pa	Puissance absorbé (wat)
Pu	Puissance utile (wat)
P _{je}	Pertes par effet Joule dans l'inducteur

P_j	Pertes par effet Joule dans l'induit
P_c	Pertes collectives
F.m.m	Forces magnétomotrices
R_a	Résistance d'une phase statorique
R_{fdk}	Respectivement, résistances de l'inducteur, de l'amortisseur d'axe d et d'axe Q
Φ_{abc}	Les flux totaux à travers les bobines statorique
V_{abc}	Les tensions des phases statoriques L_d : Inductance synchrone longitudinale
L_q	Inductance synchrone transversale
L_0	Inductance homopolaire
L_f	Inductance propre de l'inducteur
L_D	Inductance propre de l'amortisseur d'axe direct
L_Q	Inductance propre de l'amortisseur d'axe quadrature
M_{fD}	Inductance mutuelle entre l'inducteur et l'amortisseur d'axe direct
M_{af}	Inductance mutuelle entre l'inducteur et l'induit
M_{aD}	Inductance mutuelle entre l'amortisseur d'axe direct et l'induit
M_{aQ}	Inductance mutuelle entre l'amortisseur d'axe en quadrature et l'induit.
V_t	Tension mesurée à la sortie de la machine synchrone
V_s	Tension du nœud infini.
E_{fd}	Tension d'excitation de la machine synchrone
E_{fd_max}	Limite supérieure de la sortie de l'AVR

E_{fd_min}	Limite inférieure de la sortie de l'AVR
$V_{réf}$	Tension de référence.
T_a	Constante de temps de l'AVR
K_a	Gain de l'AVR
V_s	Signal de sortie du PSS
V_{s_min}	Limite inférieure de la sortie du PSS
V_{s_max}	Limite supérieure de la sortie du PSS
K_{pss}	Gain du PSS
T_w	Constante de temps du régulateur

Notations :

MS	Machine Synchrone
PSS	Système Puissance Stabilités
PSO	Optimisation par l'essaim de particules
AVR	Automatique Voltage Régulateur
FIPS	Fully Informed Particle Swarm
DEUS	DE Updating Strategy
RUS	Random Updating Strategy
PSOUS	PSO Updating Strategy
CPSO-H.	Hybrid CPSO
CPSO-Sk	Cooperative PSO
FDR-PSO	Fitness-to- Distance Ratio PSO
CONPSO	Concurrent PSO

Introduction générale

Introduction générale

La machine synchrone est inventée par Nikola Tesla. Son concept figure dans un dépôt de Sept brevets du 1^{er} mai 1888 où il en décrit plusieurs variantes ainsi que le principe du courant alternatif biphasé et triphasé et leur distribution. Tesla aurait développé cette idée de machine électrique quand il était étudiant à l'école polytechnique de Graz (1875-1876).

Dès que l'on commence à comprendre le fonctionnement des machines électriques, leur Evolution a été progressive à tel point que maintenant est difficile même imaginer toutes les Applications où nous les utilisons. Grâce à l'apparition des énergies renouvelables et certaines problématiques comme la montée du prix du pétrole, l'industrie électrique se repenche sur l'amélioration des machines électriques. Aujourd'hui, les machines électriques sont plus puissantes et demandent moins d'énergie.

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, 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.

Afin de mieux répondre à une demande d'énergie électrique croissante, suffisante et de bonne qualité, les producteurs tendent à renforcer la capacité de leurs sites de production, le plus souvent sur la base des sites existants. Comme les machines synchrones jouent un rôle important dans la stabilité des réseaux électriques, la connaissance précise de leurs paramètres électriques, magnétiques et mécaniques pour chaque point de fonctionnement est nécessaire. Un modèle valable pour celle-ci est primordial pour une analyse fiable de la stabilité de vitesse, couple et courant.

Près de trois quarts de siècle après les premières publications dans ce domaine, le sujet est encore un sujet de recherche stimulant et attrayant. Il existe de nombreuses techniques qui sont proposées pour la commande de la machine synchrone. Depuis des années, plusieurs d'entre elles se côtoient dans ce domaine ; Ces dernières se basent sur l'utilisation des algorithmes d'optimisation (réseaux de neurones, algorithmes génétiques, moindres carrés moyens et récursifs, algorithme du gradient, maximum de vraisemblance, filtres de Kalman traditionnelle, étendu et récursif,...). Le choix de l'algorithme d'optimisation est essentiel pour une bonne estimation des commandes. Nous sommes intéressé à étudier et à modéliser le turbo-alternateur à cause de son importance dans la génération d'énergie électrique consommée dans la vie quotidienne. Pour atteindre cet objectif notre mémoire est structurée en trois chapitres sont donnés ci-après :

- Le premier chapitre illustrera une étude générale de l'alternateur pour connaître leur constitution et de montrer son principe de fonctionnement, ses utilisations dans le domaine industriel et l'objectif de l'utilisation.
- deuxième chapitre, nous avons réalisé des modèles de moteurs électriques synchrones à travers des équations électriques et mécaniques et la transformée de Park. Après cela, nous avons expliqué les types de systèmes de stabilité (la logique floue, system puissance stabilités (pss) et L'optimisation par l'essai de particules (PSO).

Introduction Générale

- Le troisième chapitre est la partie spéciale de notre mémoire. En faisant l'exécution de différentes simulations, l'analyse des résultats et leurs interprétations seront présentés dans la troisième partie. Dans cette partie, nous allons faire fonctionner l'alternateur dans plusieurs états de marche en utilisant différents types de régulateurs. Si les régulateurs donnent une satisfaction dans la fonction de régulation, alors une comparaison entre les trois régulateurs sera faite pour déterminer lequel des trois sera le plus rapide et le plus performant.

Chapitre I : Généralité sur la machine synchrone alternateur

I.1. Introduction :

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, 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. Cette famille de machine regroupe en fait plusieurs sous familles, qui vont de l'alternateur de plusieurs centaines de mégawatts au moteur de quelques watts, en passant par les moteurs pas à pas. Néanmoins, la structure de toutes ces machines est relativement proche. Le stator est généralement constitué de trois enroulements triphasés répartis, tel que les forces électromotrices générées par la rotation du champ rotorique soient sinusoïdales où trapézoïdales. Les stators, notamment en forte puissance, sont identiques à ceux d'une machine asynchrone .

Il existe trois grandes familles de rotor, ayant pour rôle de générer le champ d'induction rotorique. Les rotors bobinés à pôles lisses, les rotors bobinés à pôles saillants ainsi que les rotors.

I.2. Le champ magnétique :

L'action d'un aimant qui se manifeste dans une région de l'espace est appelée champ magnétique

Le champ magnétique peut être matérialisé par des LIGNES DE FORCE qui indiquent en tout point la direction de son effet.

Le sens des lignes de force a été conventionnellement choisi, du pôle nord vers le pôle sud à l'extérieur de l'aimant.

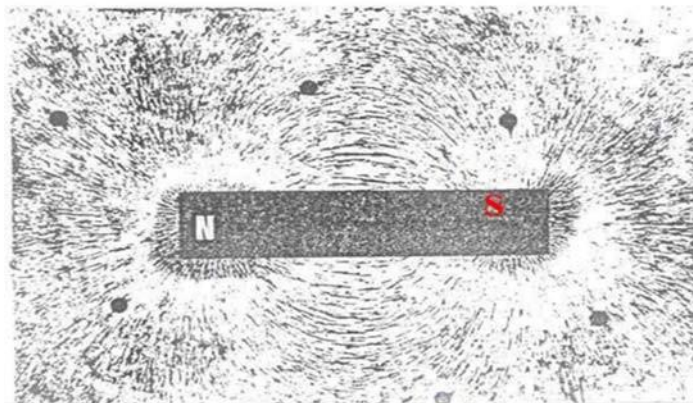


Fig.I.1 Phénomènes d'induction

I.3. Induction magnétique :

L'induction Magnétique B est une grandeur définissant la valeur L'induction du champ magnétique en un point donné. Elle s'exprime en TESLA (T).

C'est au centre de la bobine que cette induction est la plus importante.

a/Aimant électrique :

Générateur avec flux donné de courant continu injecté dans ces enroulements de champs.

Pendant le déplacement de l'aimant, un courant prend naissance dans la bobine Ce courant est appelé : COURANT INDUIT

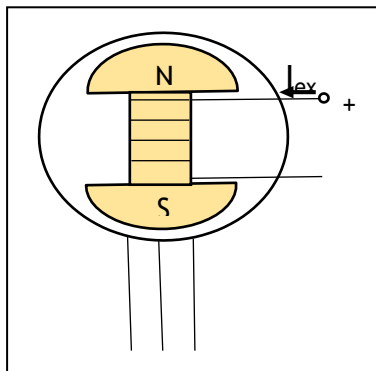


Fig.I.2 induction avec un aimant électrique

b/Aimant permanent :

Générateur avec flux donné d'aimant permanent tournant.

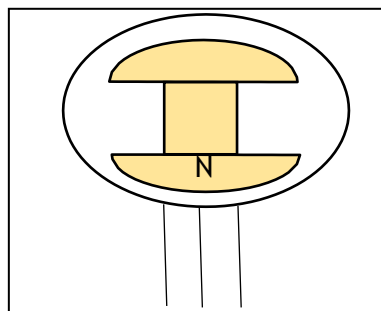


Fig.I.3 induction avec un aimant permanent

I.4. L'alternateur :

I.4.1. Définition :

Un alternateur est une machine synchrone qui convertit l'énergie mécanique Fournie au rotor en énergie électrique à courant alternatif. Cette machine est constituée D'un rotor (partie tournante) et d'un stator (partie fixe).

I.4.2. Les constitutions d'un alternateur :

A/Le stator (l'induit) :

Il est constitué d'enroulements qui vont être le siège d'un courant électrique alternatif induit par la variation du flux de champ magnétique due au mouvement relatif de l'inducteur par rapport à l'induit .

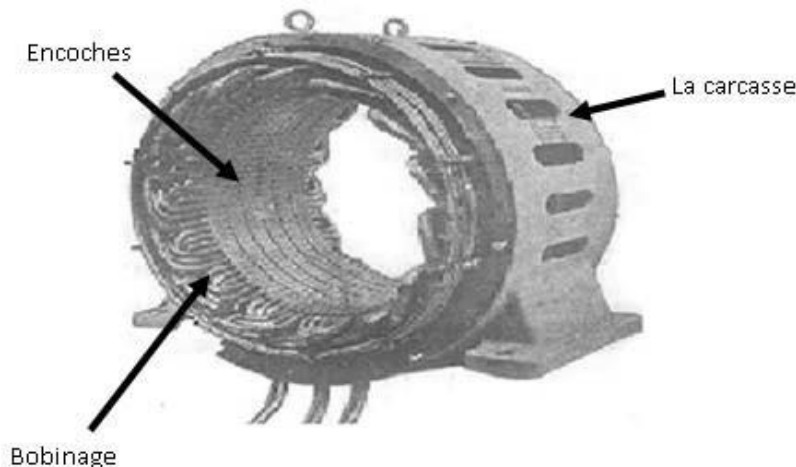


Fig.I.4 structure d'un stator

B/Bagues collectrices et les balais :

Les bagues collectrices sont montées sur l'arbre du rotor et branchées aux extrémités de l'enroulement inducteur.

Des balais en carbone sont maintenus en contact avec la surface des bagues à l'aide de ressorts. Ce mécanisme permet de brancher l'enroulement inducteur à une source d'énergie extérieure, responsable de son alimentation. Pour que l'ensemble bagues/balais fonctionne bien, il importe de maintenir une pression constante sur les balais.

Le ressort doit donc remplir efficacement cette fonction pendant toute la durée de vie des balais.

C/Le rotor (l'inducteur) :

Il peut être constitué d'un aimant permanent (générant donc un champ constant), dans ce cas la tension délivrée par la machine n'est pas réglable et sa valeur efficace et sa fréquence varie avec la vitesse de rotation.

Plus couramment un électro-aimant assure l'induction. Ce bobinage est alimenté en courant continu, soit à l'aide d'un collecteur à bague rotatif (une double bague avec balais)

amenant une source extérieure, soit par un excitateur à diodes tournantes et sons balais. Un système de régulation permet l'ajustement de la tension et de la phase du courant produit.

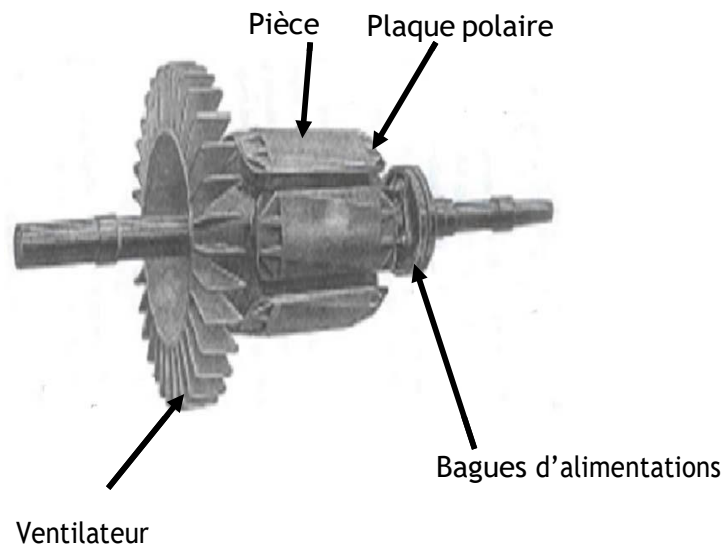


Fig.I.5 structure du rotor d'alternateur

On remarque sur la fig. I.5: la forme des pôles, des deux bagues amenant le courant continu d'excitation et le ventilateur de refroidissement calé sur l'arbre

D/Ventilateur :

Le générateur synchrone se caractérise par son système d'auto-ventilation. Un ventilateur centrifuge, monté entre la roue polaire et le palier avant, fait circuler l'air dans la machine. L'aspiration se fait à l'arrière de la machine et le refoulement coté bout d'arbre. Le ventilateur est composé soit d'un noyau monté sur l'arbre avec flasque en acier soudé, fixé sur le moyeu par des vis à têtes hexagonales, soit d'un ventilateur monobloc en alliage d'aluminium fretté sur l'arbre. L'air sort radialement par effet centrifuge.

I.4.3. Types d'alternateur :

I.4.3.1. Alternateur à rotor à pôles saillants :

La partie avant de l'arbre on a deux bagues de prise de courant. Ce rotor est employé dans les machines à vitesse réduite de l'ordre de 1000 à 1500 tr/mn comme les turbines hydrauliques (alternateurs hydrauliques).

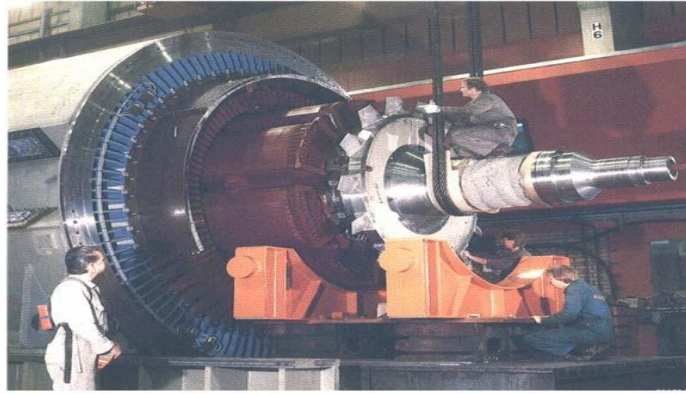


Fig.I.6 rotor d'une machine synchrone à pôles saillants.

I.4.3.2. Alternateur à rotor à pôles lisses :

Ce rotor est réalisé sous forme d'un cylindre sans pôles saillants. Il est employé dans les machines à grande vitesse de l'ordre de 1500 à 3000 tr/min comme les turbines à vapeur (les turbo-alternateurs).

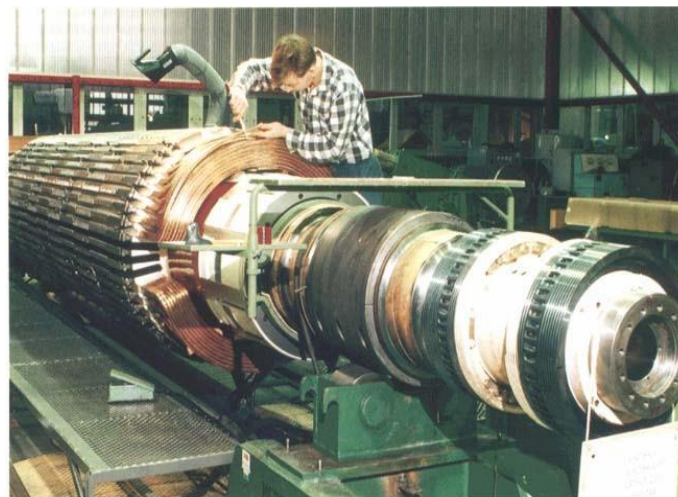


Fig.I.7 rotor d'une machine synchrone à pôles lisses.

I.4.4. Principe de fonctionnement des machines Synchrones :

Comme la vitesse des machines synchrones (MS) est liée à la fréquence ($f=p.n$), jusqu'aux années 1960, celles-ci étaient surtout utilisées comme générateurs afin de produire de l'électricité à fréquence constante. En fonctionnement moteur, cette propriété donne une vitesse quasi constante pour une fréquence d'alimentation donnée. Le moteur synchrone peut également produire de l'énergie réactive en mode surexcité. A partir des années soixante, grâce à l'essor de l'électronique, des techniques de contrôle et des matériaux

utilisés, les machines synchrones ont connu un fort développement avec de nouvelles applications en robotique, entraînement électrique, générateur éolien....etc.

Comme toute machine électrique conventionnelle, la machine synchrone se compose de deux parties cylindriques coaxiales, un stator et un rotor séparés par un entrefer où ont lieu les échanges d'énergie électromagnétique. Son fonctionnement est réversible : En mode moteur, l'enroulement triphasé équilibré du stator est alimenté par une tension triphasée alternée créant un champ magnétique tournant ; le champ du rotor généré par un bobinage parcouru par un courant continu (ou des aimants permanents) est couplé avec le champ du stator pour produire un couple électromagnétique. En mode générateur, la conversion de l'énergie mécanique (entraînement du rotor du générateur alimenté en DC par un moteur) en énergie électrique induira dans les enroulements statorique un système triphasé de FEM. Sous certaines hypothèses simplificatrices (circuits magnétiques non saturés, courants équilibrés, symétrie des enroulements statorique), il suffit d'étudier une seule phase d'où la notion de schéma monophasé équivalent.

Dans cette section, On décrira brièvement quelques bases théoriques pour les deux types de Machines synchrones: (1) à rotor à pôles lisses qui est une topologie typique des générateurs de turbines à vapeur des centrales électriques; (2) à rotor à pôles saillants dans le cas des applications nécessitant une faible vitesse et un grand nombre de pôles tels que la génération hydroélectrique

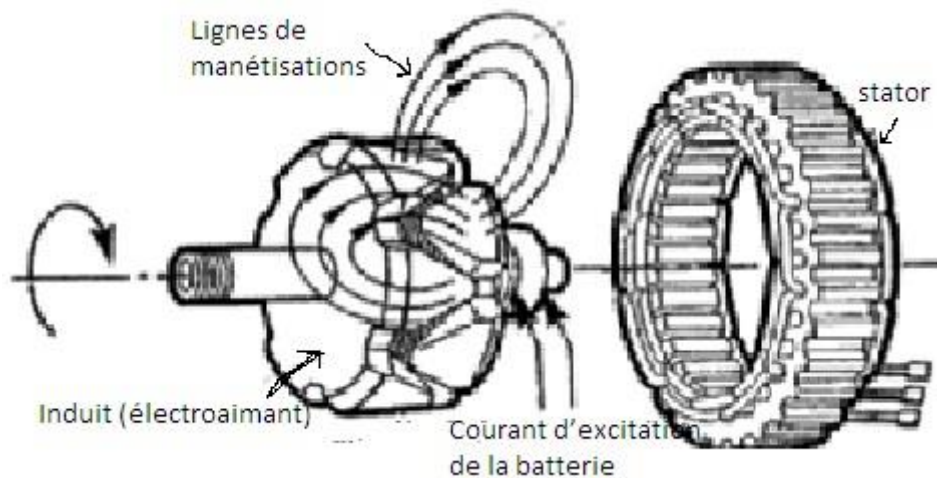


Fig.I.8 principe de la production de courant dans l'alternateur

I.4.4.1. Création de forces électromotrices triphasées :

La conversion électromécanique s'opère par interaction entre un champ magnétique inducteur et des conducteurs, aux bornes desquels apparaît une force électromotrice induite. En effet, si l'on place une bobine de N spires dans un flux variable, elle est le siège d'une force électromotrice $e(t) = -N \cdot d\phi(t)/dt$. Si le bobinage du stator est triphasé, on obtient trois forces électromotrices induites déphasées l'une par rapport à l'autre d'un

angle $2\pi/3$, si le flux magnétique est sinusoïdal, la force électromotrice l'est aussi. Elle a comme valeur efficace.

$$E = K_b \cdot N_c \cdot f \cdot \varphi \quad (1.1)$$

K_b : Facteur de bobinage,

N_c : Nombre des conducteurs par phase,

f : Fréquence en Hz,

φ : Flux utile par pole

I.4.4.2. fonctionnement à vide :

En marche à vide, le courant statorique d'un alternateur est nul. La fig.1.9 représente le schéma d'un alternateur triphasé. L'arbre de la machine représenté en traits interrompus est accouplé à un moteur qui l'entraîne en rotation avec une vitesse constante n_0 . L'intensité du courant d'excitation I_{exc} alimentant le circuit de rotor depuis une source extérieure à courant continu peut être réglée dans les limites de zéro à une certaine valeur maximale. Cela permet de faire varier le flux magnétique inducteur dans la large limite, c'est-à-dire d'obtenir les valeurs différentes de la

F.E.M du stator, parce que cette F.E.M est proportionnelle au flux magnétique du rotor, cherchons la variation de la F.E.M en fonction du courant d'excitation en marche à vide lorsque le circuit du stator est ouvert.

On donne aux épanouissements polaires du rotor une forme telle que la répartition du flux magnétique suit la circonférence du stator de la machine soit aussi voisine que possible d'une répartition sinusoïdale

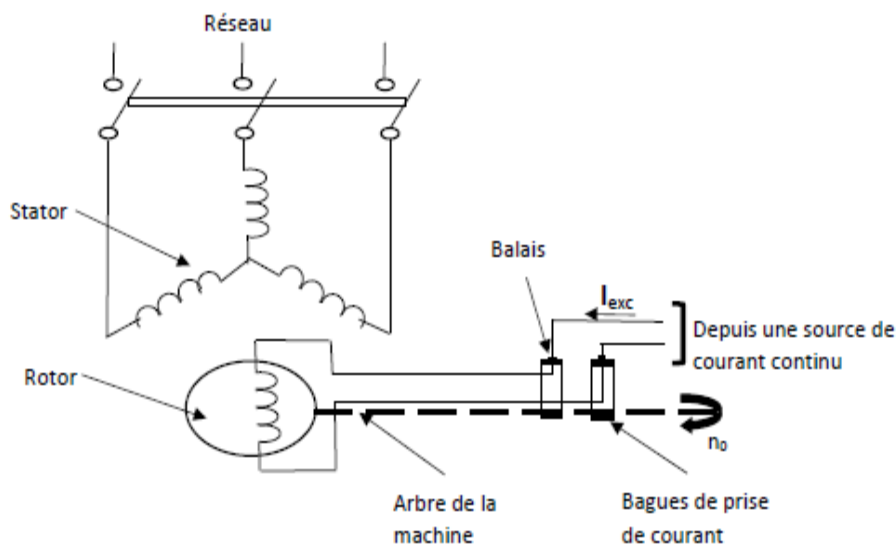


Fig.I.9 schéma d'un alternateur synchrone

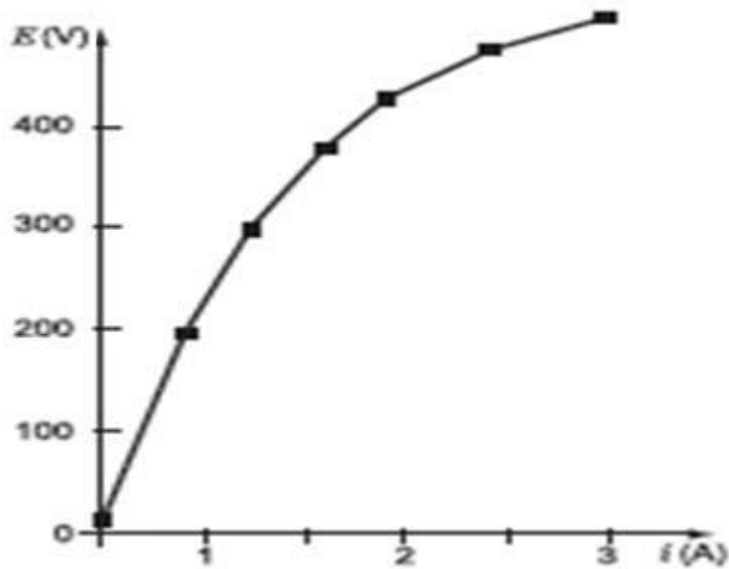


Fig I.10 : caractéristique d'un alternateur à vide

I.4.4.3. Fonctionnement en charge :

Lorsque des courants triphasés équilibrés parcourent l'induit, ils engendrent (théorème de Ferraris) une induction tournante à p paires de pôles, dont la vitesse N_s est égale à celle du rotor.

On aura donc simultanément dans une machine synchrone deux inductions Tournantes, à la vitesse N_s :

- L'induction B_R créée par l'inducteur tournant ;
- L'induction B_S engendrée par le stator. Le décalage angulaire entre ces deux inductions dépend du déphasage entre la F.é.m. induite E et le courant d'induit I dans une phase.

Si E et I sont déphasés de ψ , le décalage, en angle électrique, de B_R et B_S est $(2\pi + \psi)$.

En effet, nous avons vu que l'induction B_S était dans l'axe d'une bobine quand le courant y était maximum alors que la f.é.m. était maximale quand l'induction B_R était normale à l'axe.

Si la machine n'est pas saturée, on peut superposer les effets des deux inducteurs et l'étude est particulièrement simple.

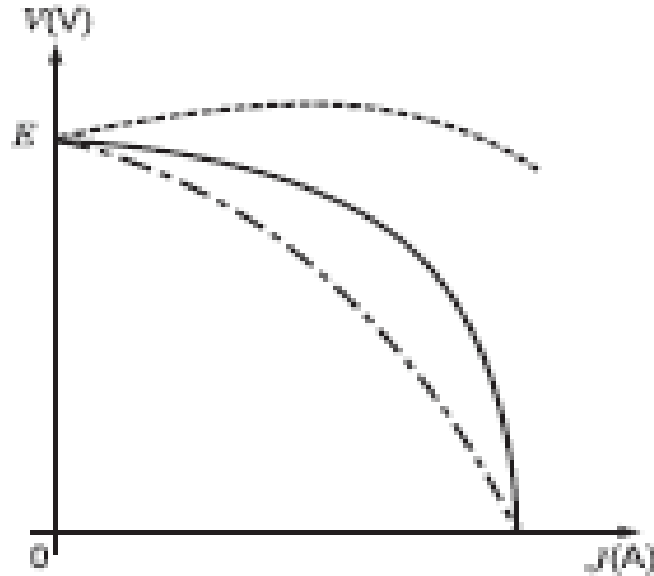


Fig I.11 caractéristique d'un alternateur en charge

I.4.5. Couplage des Alternateurs :

Nous réalisons bien une mise en parallèle. Il va de soi que nous devons respecter les grandeurs existantes du réseau comme la fréquence et la valeur de la tension. Il est illusoire de penser à modifier ces dernières. Pour ajuster la fréquence il nous suffira de jouer sur la vitesse du moteur d'entraînement et pour la tension il nous faudra jouer sur la valeur du courant d'excitation Coupler un alternateur sur un réseau signifie simplement que l'on couple deux alternateurs ou plus en parallèle. En effet, comme le réseau est lui-même alimenté par un alternateur, dans une centrale, et que nous, nous envisageons également d'alimenter le réseau.

I.4.5.1. Conditions de couplage :

Pour coupler un alternateur sur un réseau ou même avec un autre alternateur, il faut vérifier les points suivants :

a/La même fréquence :

Nous avons vu dans la théorie de l'alternateur synchrone que la fréquence de la tension fournie par un alternateur synchrone dépendait du nombre de variation de flux en fonction du temps. Cette dernière est fonction de la vitesse du rotor donc de la vitesse du moteur d'entraînement. Nous devons donc régler la vitesse de rotation

b/La même tension :

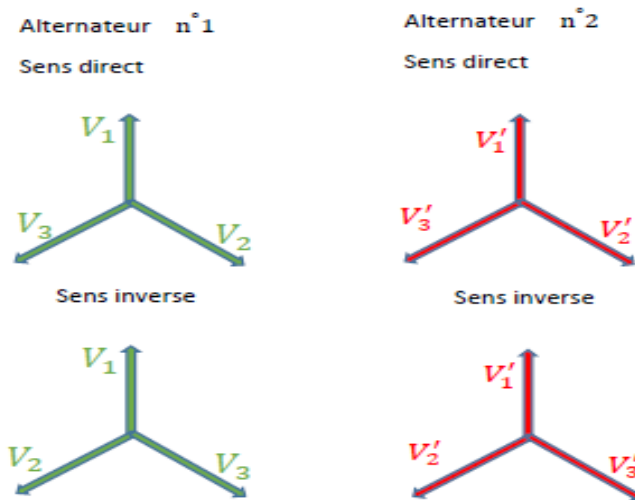
Nous savons que pour qu'un alternateur synchrone délivre une tension, nous devons impérativement vérifier deux choses, la présence d'un flux d'une part et une variation de ce flux d'autre part. Pour ce dernier point nous en avons parlé ci-dessus. Pour ce qui est de la valeur du flux, nous savons qu'il est fonction du courant d'excitation. Le flux lui va induire les bobinages statoriques qui seront le siège de la FEM. Comme la tension est aux chutes de

tension près égale à la FEM, je peux dire que la tension sera réglée par ce même courant d'excitation

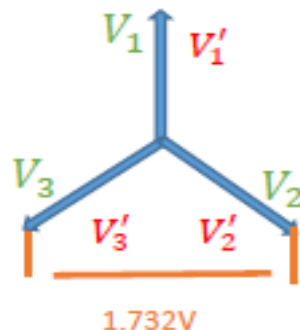
c/La même succession des phases :

Soit les deux alternateurs représentés ci-dessous

Il est simple de comprendre que si deux alternateurs possèdent la même fréquence et la même tension, que les vecteurs V_1 et V_1' sont identiques et qu'ils tournent à la même vitesse. Le potentiel entre V_1 et V_1' est donc nul. Par contre, en fonction de l'ordre de succession des phases nous pourrions avoir des potentiels différents sur les autres phases. Voyons l'exemple suivant :



Il est simple de comprendre que si deux alternateurs possèdent la même fréquence et la même tension, que les vecteurs V_1 et V_1' sont identiques et qu'ils tournent à la même vitesse. Le potentiel entre V_1 et V_1' est donc nul. Par contre, en fonction de l'ordre de succession des phases nous pourrions avoir des potentiels différents sur les autres phases. Voyons l'exemple suivant



Dans cette configuration, on remarque que le potentiel entre V_2 et V_2' est maximum ce qui montre bien que dans de telles conditions nous ne pourrions en aucun cas réaliser la mise en parallèle car nous aurons un flash au commutateur. Nous devons donc réaliser la succession

des phases de telle sorte qu'en tout moment, V1 soit sur V1', V2 soit sur V2' et V3 soit sur V3'. Cette mise en phase peut être réalisée

soit en inversant le sens de rotation du moteur d'entraînement d'un des alternateurs soit en inversant deux phases sur l'un des alternateurs

En pratique

En pratique, la fréquence est vérifiée à l'aide d'un fréquencemètre et la tension à l'aide d'un voltmètre. La succession des phases est vérifiée à l'aide de feux lumineux.

Précisons encore que dans la pratique nous considérerons que le réseau de vecteurs de l'alternateur principal sera fixe et que c'est le réseau de vecteurs de l'alternateur à accoupler qui tourne. Nous pourrions réagir et dire que si les fréquences sont identiques, les réseaux ne devraient pas se mettre en rotation l'un par rapport à l'autre. Il ne faut pas oublier qu'en pratique il nous sera impossible de garantir une fréquence identique, rien que par le fait que la fréquence du réseau peut avoir une légère oscillation et que de plus les appareils de mesure que nous allons utiliser ont eux aussi leur précision.

I.4.6. Modèles d'un alternateur :

I.4.6.1. Modèle de Behn Eschenburg :

Il est utilisé pour la machine à pôle lisse qui est à une seule réactance. La machine est supposée non saturée, l'équation de fonctionnement est alors :

$$E = [R + jL_s\omega]. I + V \tag{1.2}$$

I.4.6.1.1. Schéma équivalent d'une phase :

Le schéma électrique équivalent à un enroulement d'une génératrice synchrone à pôles lisses dans l'hypothèse de Behn-Eschenburg est le suivant :

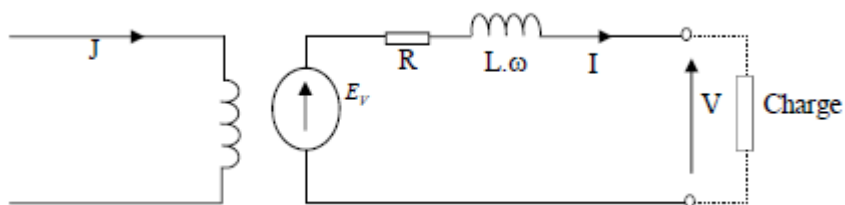


Fig. I-12 schéma électrique équivalent d'une phase

I.4.6.1.2. Construction du diagramme de Behn Eschenburg :

Connaissant l'impédance

$$Z = R + jL_s . \omega \tag{1.3}$$

R est facile à mesurer (méthode volt-ampérométrique).

$X_S = L_S \cdot \omega$ est une réactance constante par hypothèse (machine non saturée). On peut la déterminer en utilisant les caractéristiques à vide $E_V (J)$ et en court-circuit $I_{CC} (J)$.

J : est connu

$E_V (J)$: donne E_V

$I_{CC} (J)$: donne I_{CC}

En court-circuit ($V = 0$), avec la même valeur de J :

$$E_V = Z_S \cdot I_{CC} \quad (1.4)$$

$$Z_S = E_V / I_{CC} \quad (1.5)$$

$$Z_S^2 = R^2 + X_S^2 \quad (1.6)$$

$$X_S = \sqrt{Z_S^2 - R^2} \quad (1.7)$$

On peut déterminer Z_S à partir de la courbe $E_V (J)$ et la courbe $I_{CC} (J)$. Pour la même valeur de J dans la zone linéaire :

$$Z_S = \frac{AC}{AB}$$

Pour une autre valeur de J' dans la zone de saturation on trouve une autre valeur pour Z_S . On tient compte alors de la saturation :

$$Z_S = \frac{A'C'}{A'B'}$$

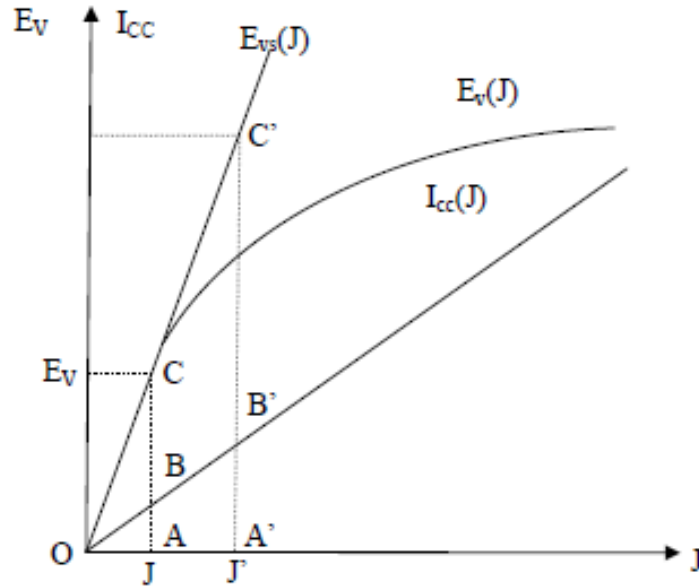


Fig I-13 Détermination de la réactance synchrone
Le diagramme se présente comme suit :

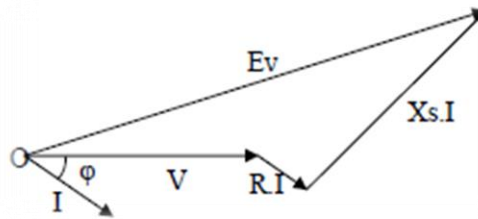


Fig I-14 constructions de diagramme de Behn-Eschenburg

1.4.6.2. Modèle de Potier :

Potier tient compte de la saturation. Il renonce à l'addition des flux. Potier considère que dans la machine en charge il existe un flux commun au stator et au rotor et que chaque armature possède un flux de fuite.

Il écrit pour le stator : $\varphi_{st} = \varphi_{ch} + \varphi_{fst}$ et pour le rotor : $\varphi_{st} = \varphi_{ch} + \varphi_{fst}$. Il considère que

φ_{ch} est dû uniquement à un courant fictif inducteur J_{ch} . De ce fait il considère que

$E_{ch} = f(J_{ch})$ est identique à la caractéristique à vide. Le courant J_{ch} résulte du courant réel J dans l'inducteur et d'une fraction α du courant d'induit. α est le coefficient d'équivalence des courants. De plus le flux de fuite circulant en grand partie n'est pas saturable il désigne une constante λ l'inductance de fuite de stator $\varphi_{st} = \lambda \cdot I$ on peut présenter une phase de la machine par le schéma équivalent suivant :

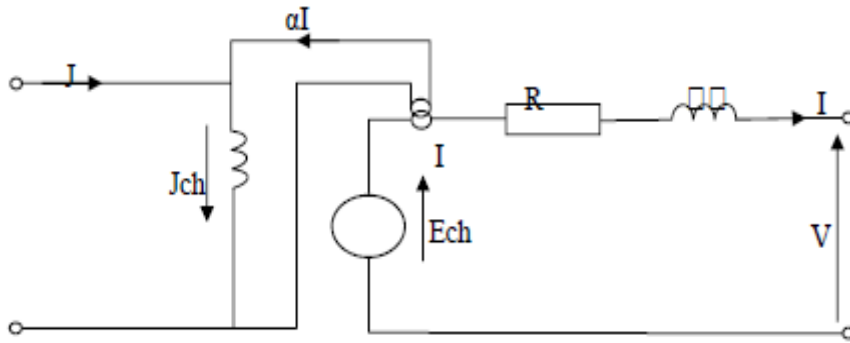


Fig I-15 schéma équivalent électrique d'une phase

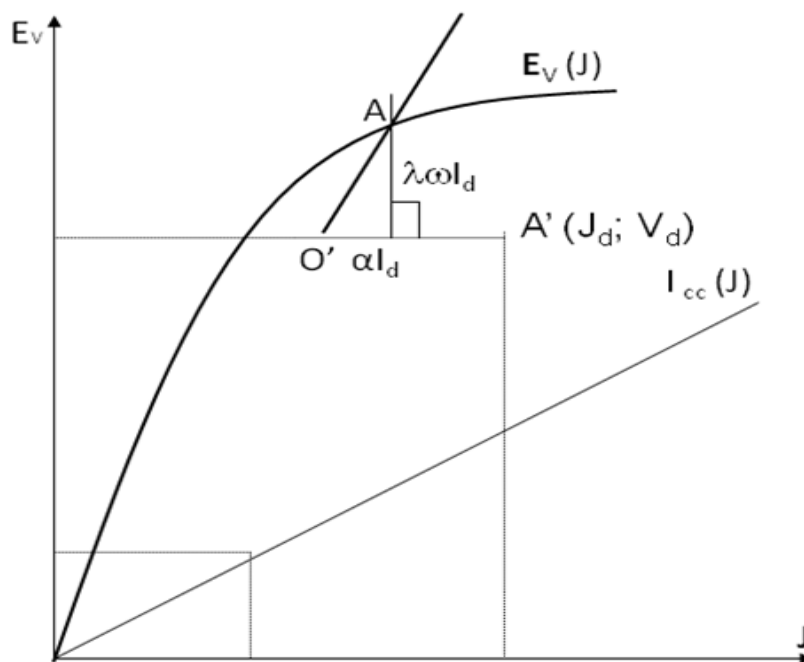


Fig I-16 diagramme de potier

En charge on aura :

$$\bar{J}_{ch} = \bar{J} + \alpha \cdot \bar{I} \quad (1.8)$$

$$\bar{E}_{ch} = \bar{V} + R \cdot \bar{I} + \bar{J} \cdot \lambda \cdot \omega \cdot \bar{I} \quad (1.9)$$

En supposant connu α , λ , et le déphasage du courant sur la tension on obtient le diagramme suivant :

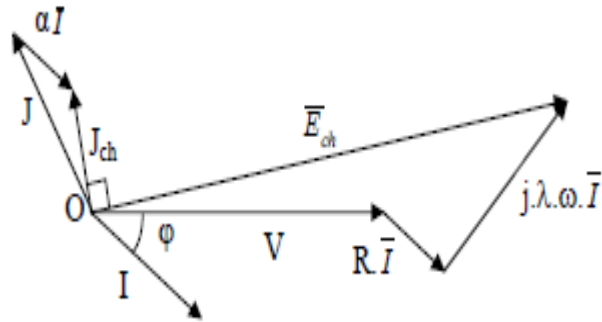


Fig I-17 constructions de diagramme de Potier

Le courant J_{ch} est en avance de $\frac{\pi}{2}$ sur \bar{E}_{ch} .

$\alpha \cdot I$ est parallèle à I (I connu)

I.4.6.3. modèle de Blondel :

Dans cette méthode la réaction d'induit est décomposée en une réaction directe ou longitudinale et une réaction transversale et l'on admet que le courant d'induit agit de façon différente par ses deux composantes active et $I \cos \phi$ et $I \sin \phi$ étant le déphasage réactive de I sur la f.é.m.

Pour le déterminer ces réactances on provoque un essai en faible glissement, les valeurs de la tension v et du courant I varient car la réactance passe successivement par les valeurs X_d et X_t .

X_d : est la valeur maximale du rapport V/I .

X_t : la valeur minimale du rapport V/I .

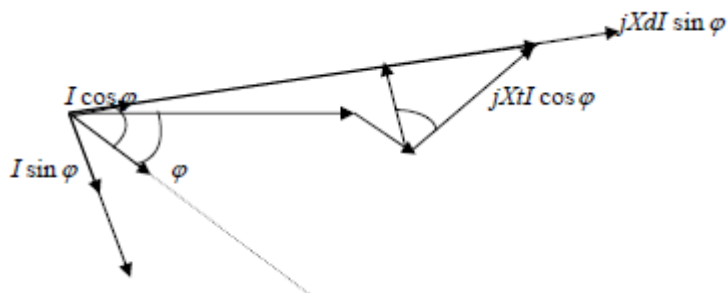


Fig : I-18 construction de diagramme de blondel

I.4.6.4. modèles de Fresnel :

- très souvent $r \cdot I$ est négligé.
- en traçant le diagramme à l'échelle, il est possible d'en déduire certaines

grandeurs.

- si la charge est résistive $\varphi = 0$.

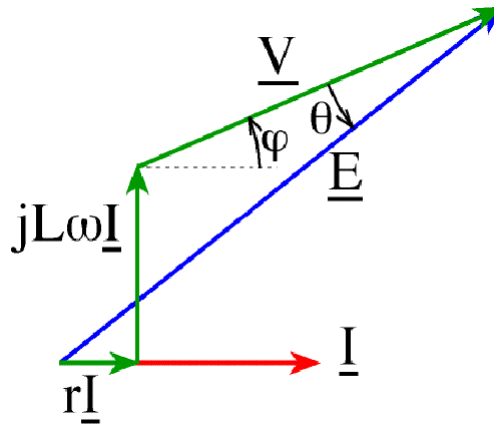
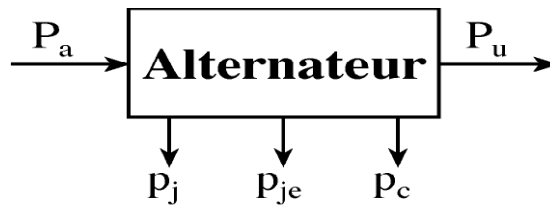


Fig I-19 construction de diagramme de Fresnel

I.4.7. Bilan des puissances :

I.4.7.1. Puissance absorbée :



La turbine, ou le moteur à essence pour un groupe électrogène, entraîne l'arbre de l'alternateur. La puissance absorbée est mécanique.

$$P_a = \Omega S \cdot C_u = 2\pi \cdot n \cdot S \cdot C_u \quad (1.10)$$

Ω : pulsation de rotation en $\text{rad} \cdot \text{s}^{-1}$

n_s : vitesse en $\text{tr} \cdot \text{s}^{-1}$

C_u : couple utile sur l'arbre en $\text{N} \cdot \text{m}$

Si l'alternateur n'est pas auto-excité il faut encore tenir compte de l'énergie électrique absorbée par l'excitation (rotor).

$$P_a = \Omega s \cdot C_u + U_e \cdot I_e = 2\pi n s C_u + U_e \cdot I_e \quad (1.11)$$

I.4.7.2. Puissance utile :

En triphasé avec une charge équilibrée de facteur de puissance $\cos \varphi$

$$P_u = \sqrt{3} \cdot U \cdot I \cdot \cos \varphi \quad (1.12)$$

I.4.7.3. Bilan des pertes :

-Pertes par effet Joule dans l'inducteur :

$$P_{je} = U_e \cdot I_e = r_e \cdot I_e^2 \quad (1.13)$$

-Pertes par effet Joule dans l'induit :

$$P_j = \frac{3}{2} R I^2 \quad (1.14)$$

-Pertes dites « collectives » pc.

-Pertes mécaniques et pertes fer qui ne dépendent pas de la charge.

I.4.7.4. Rendement :

$$\eta = \frac{P_u}{P_a} = \frac{\sqrt{3}UI \cos \varphi}{2\pi n_s C_u + U_e I_e} \quad \text{Ou : } \eta = \frac{P_u}{P_u + U_e I_e + \frac{3}{2} R I^2 + P_c} \quad (1.15)$$

I.4.8. Avantages et Inconvénients :

a. Avantages :

- Son rendement est excellent, il est supérieur à tous les autres types des machines.
- Sa vitesse est constante, même si la tension d'alimentation ou si la charge, qu'il entraîne, subissent des variations élevées.
- On peut l'alimenter directement à des tensions élevées.
- Elle peut soit fonctionner comme moteur avec un bon facteur de puissance, soit fournir (ou absorber) de l'énergie réactive au réseau sur lequel elle est branchée

b. Inconvénients :

- Elle peut décrocher dans le cas d'une surcharge brusque ou d'une chute de tension importante du réseau. Ceci nécessite une surveillance particulière avec l'utilisation de dispositifs de sécurité.
- Elle a besoin d'un générateur à courant continu pour assurer son excitation. Cet organe supplémentaire augmente le prix de revient.
- Elle ne peut démarrer qu'à très faible charge en exigeant soit un moteur auxiliaire de lancement, soit le démarrage en asynchrone avec réducteur de tension au démarrage.

I.5. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté la technologie et le principe de fonctionnement de l'alternateur. L'alternateur est l'élément principal dans l'opération de production de l'énergie électrique qu'on utilise quotidiennement dans notre vie.

Nous avons traité en détail la constitution de l'alternateur, son fonctionnement à vide et en charge, son excitation ainsi son couplage sur le réseau. Le chapitre suivant sera consacré à la modélisation de l'alternateur.

Chapitre II : modélisation l'alternateur synchrone

II.1. Introduction :

Le terme 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, 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.

la structure de toutes machines est relativement proche. Le stator est généralement constitué de trois enroulements triphasés répartis, tel que les forces électromotrices générées par la rotation du champ rotorique soient sinusoïdales où trapézoïdales. Il existe trois grandes familles de rotor, ayant pour rôle de générer le champ magnétique rotorique. Les rotors bobinés à pôles lisses, les rotors bobinés à pôles saillants ainsi que les rotors à aimants. Dans ce chapitre on va voir la modélisation mathématique d'une machine synchrone à inducteur bobiné à pole lisse , ensuite on vas voir les différents techniques telle que la régulation de vitesse pour améliorer la stabilité de l'alternateur, le modèle de cette étude va être simulé à l'aide de logiciel Matlab-Simulink pour obtenir le résultat final de la machine en démarrage et régime permanent

II.2. Structure générale de la machine synchrone :

La machine que nous allons étudier par la mise en équations correspond à la structure représentée par la figure II.1. C'est une machine synchrone triphasée, équilibrée dont le rotor est muni d'un système d'aimants permanents, assurant une répartition d'induction sinusoïdale dans l'entrefer. Ce rotor ne comporte ni amortisseurs, ni pièces polaires. L'absence de pièces polaires donne à la machine la structure d'une machine à pôles lisses. Le stator comporte trois axes a, b, c identiques et décalés entre eux d'un angle électrique de $2\pi/3$.

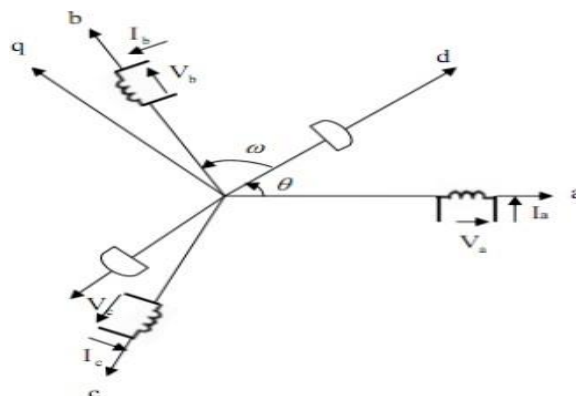


Fig.II.1 Représentation d'une machine synchrone bipolaire à aimants permanents

La modélisation des machines électriques en vue de leur commande exige la prise en compte de certaines hypothèses simplificatrices, et se base sur 3 types d'équations :

La f.é.m. de la machine synchrone est donnée par la relation suivante :

$$E = V_s + R_a \cdot I_s + jX_d \cdot I \quad (2.1)$$

E : F.é.m. de la machine synchrone.

Vs: Tension aux bornes de la machine.

Is: Courant de la machine.

Ra : Résistance statorique de la machine.

Xd: Réactance transitoire de la machine

La représentation de la machine synchrone utilisée pour la solution du réseau et le diagramme de phase sont schématisés dans la figure suivante :

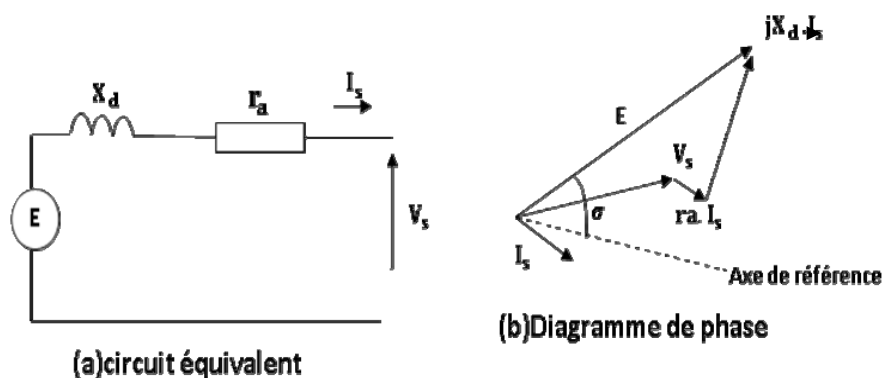


Fig. II.2 Représentation simplifié d'une machine synchrone

II.3. Modélisation de la Machine Synchrone à rotor bobiné :

II.3.1. Modèle linéaire :

Les équations différentielles, qui régissent le fonctionnement d'une machine synchrone triphasée, sont caractérisées par des coefficients qui dépendent du temps, d'où la difficulté de leurs résolutions. Pour la machine synchrone, la seule transformation qui peut éliminer le problème de dépendance du temps dans la matrice inductance, est celle représentée par le référentiel tournant avec le rotor. Le modèle traditionnel de décomposition vectorielle spatiale et temporelle tant des champs magnétiques que des courants dans les machines synchrones (machines électriques en général) est extrêmement utilisée. Ce modèle (connu sous le nom de modèle de Park) permet de simuler de façon simple le comportement en régime transitoire ou permanent de ces machines.

Les détails de l'élaboration du modèle de Park ont été traités dans de nombreux ouvrages d'électrotechnique. Aussi nous nous limiterons à en donner les approximations essentielles.

Le modèle de Park est de caractère linéaire, cependant, en pratique la saturation des machines peut affecter de manière importante leur comportement et il est nécessaire de composer avec cette réalité. Dans le modèle de Park la représentation des effets des amortisseurs est réalisée par un nombre réduit de circuits stationnaires à constantes localisées sur des court-circuit et placés dans les deux axes direct et quadrature du modèle. Cette représentation des effets des amortisseurs reste un problème délicat qui peut, dans certaines conditions, être responsable de différences notables entre les résultats expérimentaux et ceux obtenus par simulation.

II.3.2. Modèle de Park :

L'étude des machines électriques à partir de la transformée de Park a déjà été longuement traitée dans plusieurs ouvrages et publications spécialisées. Ce modèle permet, par un changement de référentiel, de passer du système statorique au système rotorique avec élimination au passage de certaines variables. Le changement de référentiel permet de passer à une machine bipolaire équivalente, dont l'étude est certainement plus facile. Ensuite par une transformation inverse on peut revenir au modèle triphasé afin d'obtenir les grandeurs caractéristiques « naturelles » de la machine. Le modèle de base consiste à considérer une machine synchrone à pôles saillants ayant une paire de pôles au rotor et un enroulement statorique triphasé. 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 (ou encore axe polaire). La présence de grille ou de cage d'amortisseurs au rotor, ou encore l'éventuel effet d'amortisseur du fer, sont modélisés par deux circuits amortisseurs équivalents ; l'un sur l'axe polaire et l'autre sur l'axe inter polaire. Le stator à induit triphasé fixe, séparé de l'entrefer par une surface cylindrique, est muni d'un enroulement triphasé a, b, c, qui correspond à un enroulement classique à champ tournant. La position de l'inducteur est donnée par l'angle que fait O_d avec chaque axe Oa , Ob et Oc (Fig. II.3), ce qui est exprimé par la relation suivante :

$$\theta_a = \theta, \theta_b = \theta - \frac{2\pi}{3}, \theta_c = \theta - \frac{4\pi}{3}, \omega_r = \frac{d\theta}{dt} \quad (2.2)$$

Où ω_r et la vitesse de rotation de l'inducteur

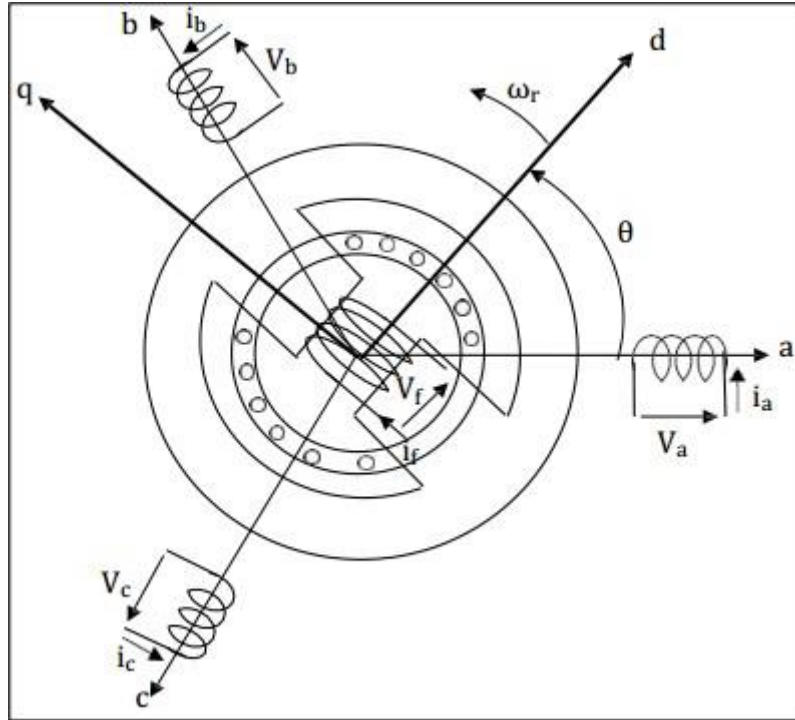


Fig. II.3 Machine synchrone triphasé avec amortisseurs

II.3.3. Hypothèses simplificatrices :

Le modèle retenu repose sur les hypothèses simplificatrices suivantes :

- La perméabilité de la machine est constante, ceci suppose que le circuit magnétique est parfaitement linéaire ; la saturation magnétique est négligée. Cette hypothèse permet d'assumer que les inductances sont constantes. Les flux sont donc des applications linéaires simples des courants.

La densité de courant dans les sections des conducteurs élémentaires est considérée comme uniforme, absence d'effet pelliculaire.

- La distribution de la force magnétomotrice est sinusoïdale, cette hypothèse peut s'exprimer de la façon suivante : on ne considère que le premier harmonique d'espace de la distribution des forces magnétomotrices (f.m.m) créée par chaque phase de l'induit.
- La température de fonctionnement est constante, on néglige la variation des résistances des enroulements on fonction de la température. On prendra les valeurs correspondantes au fonctionnement sous charge nominale, après stabilisation de la température des enroulements.
- Les amortisseurs sont représentés par deux enroulements, en court-circuit sur eux- mêmes.

II.3.4. Equations électriques et magnétiques :

Les six enroulements de la figure II.4 sont décrits par les équations suivantes (convention récepteur électrique)

$$\text{Induit (stator)} \left\{ \begin{array}{l} v_a = R_a \cdot I_a + \frac{d\phi_a}{dt} \\ v_b = R_a \cdot I_b + \frac{d\phi_b}{dt} \\ v_c = R_a \cdot I_c + \frac{d\phi_c}{dt} \end{array} \right. \quad (2.3)$$

$$\text{Inducteur (rotor)} \left\{ \begin{array}{l} v_f = R_f \cdot I_f + \frac{d\phi_f}{dt} \\ 0 = R_d \cdot I_d + \frac{d\phi_d}{dt} \\ 0 = R_\varphi \cdot I_\varphi + \frac{d\phi_\varphi}{dt} \end{array} \right. \quad (2.4)$$

Avec :

R_a : Résistance d'une phase statorique

R_{fdk} : Respectivement, résistances de l'inducteur, de l'amortisseur d'axe d et d'axe Q

Φ_{abc} : Les flux totaux à travers les bobines statorique

V_{abc} : Les tensions des phases statoriques.

Les tensions appliquées aux circuits D et Q sont nulles puisqu'ils sont en court-circuit

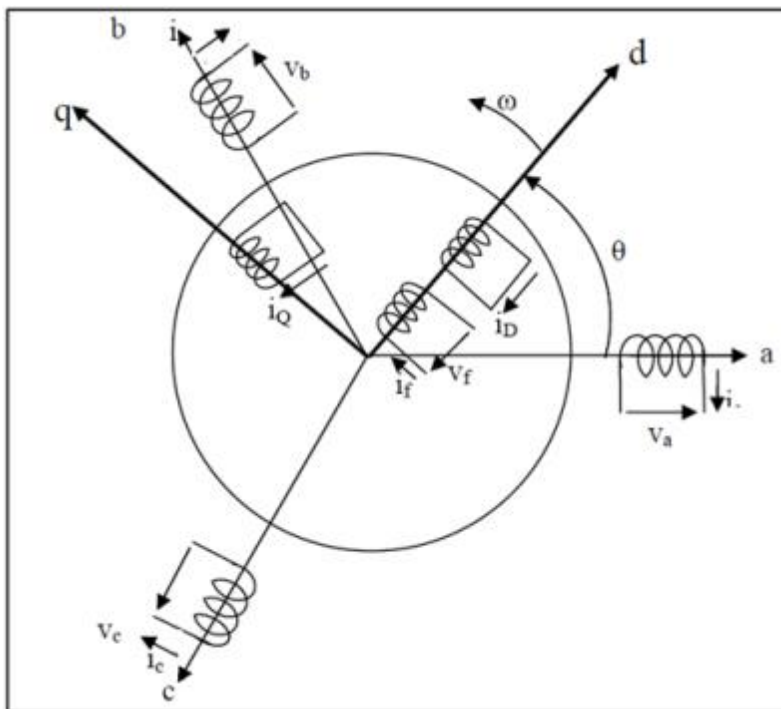


Fig. II.4 Machine synchrone triphasé, amortisseurs assimilés à deux enroulements en court circuit, à 90° l'un de l'autre

$$\begin{pmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \\ \Phi_f \\ \Phi_d \\ \Phi_\varphi \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} & M_{af} & M_{ad} & M_{a\varphi} \\ M_{ab} & L_b & M_{bc} & M_{bf} & M_{bd} & M_{b\varphi} \\ M_{ac} & M_{af} & L_c & M_{cf} & M_{cd} & M_{c\varphi} \\ M_{af} & M_{ad} & M_{a\varphi} & L_f & M_{fd} & M_{f\varphi} \\ M_{ad} & M_{bd} & M_{cd} & M_{fd} & L_d & M_{d\varphi} \\ M_{a\varphi} & M_{b\varphi} & M_{c\varphi} & M_{f\varphi} & M_{d\varphi} & M_{\varphi\varphi} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_f \\ i_d \\ i_\varphi \end{pmatrix} \quad (2.5)$$

Avec :

$L_a = L_b = L_c = \text{Constante}$, sont les inductances propres statorique.

$M_{ab} = \text{Constante}$, sont les mutuelles entre phases statorique.

En ce qui concerne le rotor, les inductances propres rotoriques sont constantes (L_d, L_f, l_φ).

L'inductance mutuelle relative aux enroulements rotoriques de l'axe direct

est $M_{fd} = \text{cte}$

Puisque les axes d et Q sont en quadrature, $M_{\varphi d} = M_{d\varphi} = M_{f\varphi} = 0$ Les inductances mutuelles entre enroulements statoriques et rotoriques sont fonction de l'angle électrique θ .

Dans la matrice (2.4), un certain nombre de coefficients sont fonction de l'angle θ , ce qui complique considérablement l'étude des régimes transitoires. Pour remédier à ce problème, on opère sur l'ensemble des grandeurs (tensions, courants, flux) un changement de base qui simplifie notablement les relations. Ce changement de variables, appelé « transformation de Park », est suggéré par les symétries du circuit magnétique par rapport aux axes d et q

II.3.5 Transformation de Park :

La transformation de Park implique la transformation des enroulements des phases a, b, c , de la machine originelle en des enroulements équivalents du point de vue électrique et magnétique disposés selon les axes d et q . Cette transformation a pour effet de rendre, les inductances mutuelles du modèle de la machine, indépendantes de la rotation. Dans la transformation de Park on définit une matrice unique de transformation pour les courants, les tensions et les flux, à savoir :

$$[T] = \frac{\sqrt{2}}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

$$\begin{aligned} [i_{dq0}] &= [T] \cdot [i_{abc}] \\ [v_{dq0}] &= [T] \cdot [v_{abc}] \\ [\Phi_{dq0}] &= [T] \cdot [\Phi_{abc}] \end{aligned}$$

Le coefficient $\frac{\sqrt{2}}{3}$ correspond à un changement naturel de bases dans des repères orthonormés. Changement qui, lorsqu'il est appliqué au vecteur courant et au vecteur tension, conserve la valeur de la puissance (le produit scalaire est indépendant de la base choisie)

Ce type de changement de base présente également l'avantage d'obtenir une matrice de transformation inverse qui est transposée de la matrice de transformation directe. Avec la transformation de Park, la représentation schématique de la figure II.5 devient :

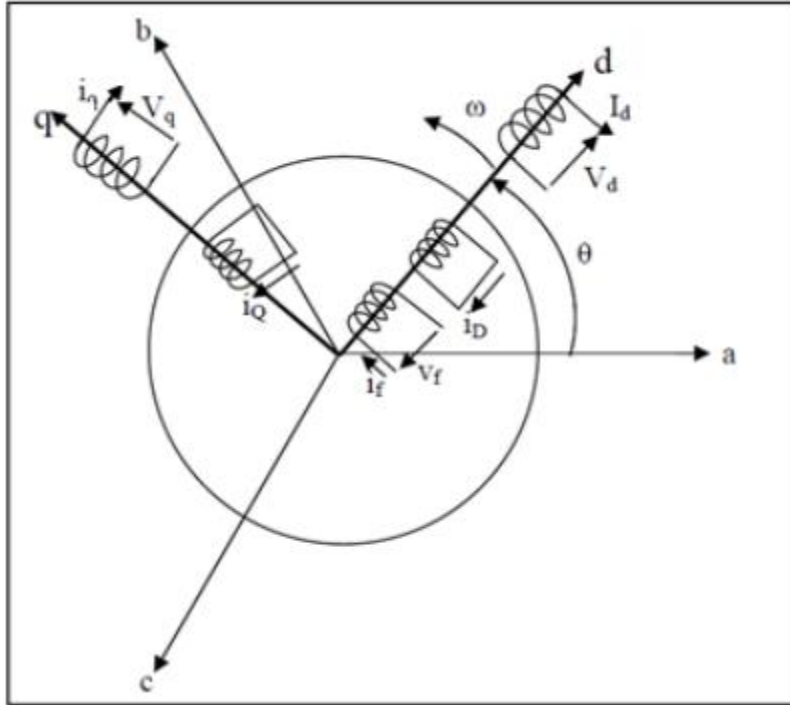


Fig. II.5 Interprétation de la transformation de Park pour une machine synchrone

II.3.6 Equations de Park dans les axes d et q, liées au rotor :

Nous appliquons les changements de variables définis par la matrice T (équation (2.6)) aux équations (2.7 et 2.8), alors :

$$v_{dq0} = [T]v_{abc} = [T][R_a]i_{abc} + [T] \frac{d\phi_{abc}}{dt} \quad (2.7)$$

En utilisant les transformations inverses on aura :

$$v_{dq0} = [T][R_a][T]^{-1}i_{dq0} + [T][T]^{-1} \frac{d\phi_{abc}}{dt} \quad (2.8)$$

$$[T][T]^{-1} = 1 \quad (2.9)$$

$$[T] \frac{d[T]^{-1}}{dt} = \frac{d\theta}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

En développant l'équation (2.10) on aura :

$$\text{Rotor} \begin{cases} v_f = R_f i_f + \frac{d\phi_f}{dt} \\ 0 = R_d i_d + \frac{d\phi_d}{dt} \\ 0 = R_\varphi i_\varphi + \frac{d\phi_\varphi}{dt} \end{cases} \quad (2.11)$$

Ces équations sont appelées les équations de Park : les équations de tensions pour d, q et 0 (la composante homopolaire), l'inducteur f, et les deux amortisseurs D et Q.

II.3.7. Equations des flux et courants :

En appliquant la transformation de Park aux équations (2.8), la matrice d'inductance est obtenue en reliant le vecteur des flux au vecteur des courants. Pour cela, les matrices $[T]$ et $[T]^{-1}$ sont complétées à l'ordre 6 par adjonction de trois lignes et colonnes correspondant à la transformation identique puisque les courants, flux et tensions d'indices f ,

D et Q ne sont pas affectés par la transformation de Park. Après calculs, on obtient :

$$\begin{pmatrix} \phi_d \\ \phi_q \\ \phi_o \\ \phi_f \\ \phi_D \\ \phi_Q \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 & 0 & M_{af} & M_{ad} & 0 \\ 0 & L_q & 0 & 0 & 0 & M_{aQ} \\ 0 & 0 & L_o & 0 & 0 & 0 \\ M_{af} & 0 & 0 & L_f & M_{fd} & 0 \\ M_{ad} & 0 & 0 & M_{fd} & L_d & 0 \\ 0 & M_{aQ} & 0 & 0 & 0 & L_Q \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \\ i_f \\ i_D \\ i_Q \end{pmatrix} \quad (2.12)$$

Avec :

L_d : Inductance synchrone longitudinale

L_q : Inductance synchrone transversale

L_o : Inductance homopolaire

L_f : Inductance propre de l'inducteur

L_D : Inductance propre de l'amortisseur d'axe direct

L_Q : Inductance propre de l'amortisseur d'axe quadrature

M_{fD} : Inductance mutuelle entre l'inducteur et l'amortisseur d'axe direct

M_{af} : Inductance mutuelle entre l'inducteur et l'induit

M_{ad} : Inductance mutuelle entre l'amortisseur d'axe direct et l'induit

M_{aQ} : Inductance mutuelle entre l'amortisseur d'axe en quadrature et l'induit L'inductance synchrone L_d est composée de l'inductance propre cyclique statorique

(L_{std}) et l'inductance de fuite globale(l_{st})

$$L_d = L_{std} + L_{st} \quad (2.13)$$

De la même façon, l'inductance synchrone transversale est composée de l'inductance propre cyclique rotorique (L_{stq})et l'inductance de fuite globale(L_{st})

$$L_q = L_{stq} + l_{st}$$

Si la machine est à entrefer constant, alors : $L_d = L_q$

II.3.8. Schéma équivalent de la machine synchrone :

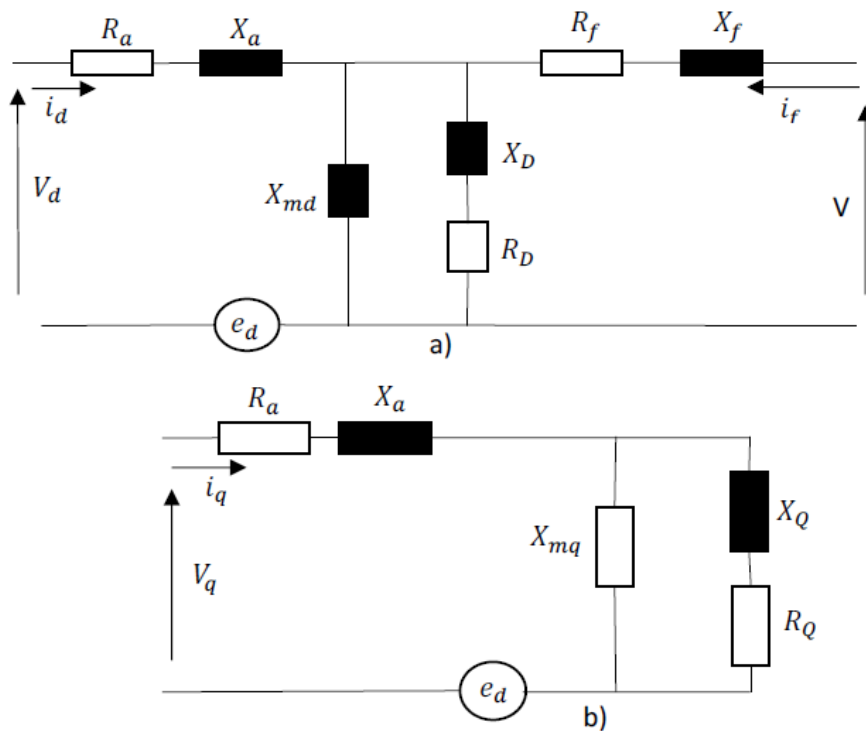


Fig. II.6 Circuits équivalents du modèle simplifié de la machine synchrone

(a) axe direct, (b) axe quadrature

II.4 Stabilité des alternateurs de puissance :

La stabilité d'un système de puissance est la capacité d'un système d'énergie électrique, pour une condition de fonctionnement initiale donnée, de retrouver le même état ou un autre état d'équilibre après avoir subi une perturbation, en gardant la plupart des variables de système dans leurs limites, de sorte que le système entier demeure en fonctionnement normal. Habituellement, la stabilité est divisée en trois groupes, à savoir : la stabilité de l'angle de rotor (stabilité angulaire), la stabilité de tension et la stabilité de fréquence

Le schéma en figure II.7 montre la classification utilisée pour mener une analyse en vue de résoudre les problèmes d'instabilité d'un système de puissance

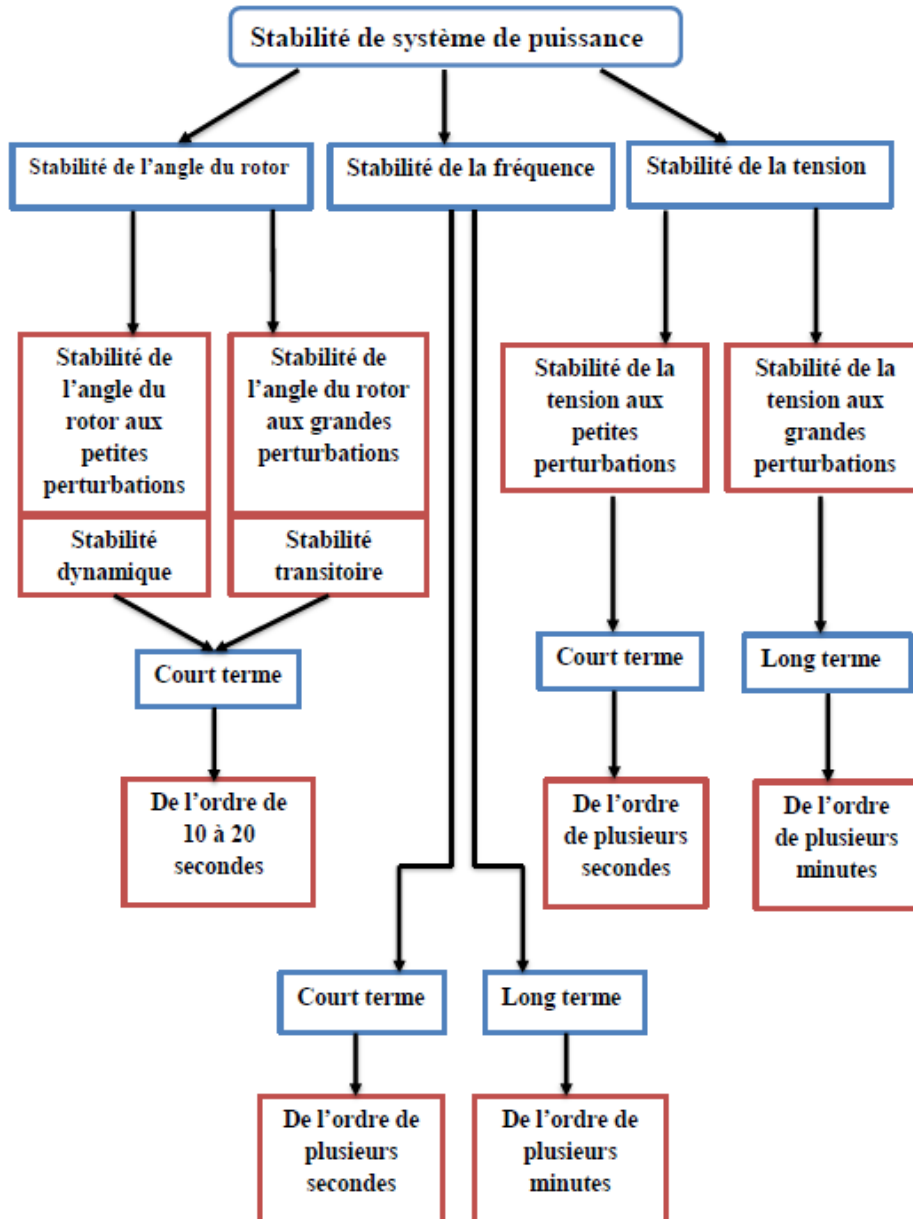


Figure II.7 :Classification des différents types de la stabilité de système de puissance

II.4.1.Stabilité de l'angle du rotor (stabilité angulaire) :

La stabilité de l'angle de rotor concerne la capacité des machines synchrones d'un système de puissance interconnecté à rester en synchronisme suite à une perturbation. Elle dépend de la capacité de maintenir ou restaurer l'équilibre entre les couples électromagnétique et mécanique agissant sur le rotor de chaque machine synchrone dans le système. L'instabilité qui peut résulter se produit sous forme d'augmentation des oscillations angulaires de certains générateurs pouvant conduire à une perte de synchronisme avec d'autres générateurs

II.4.1.1. Stabilité angulaire aux grandes perturbations-stabilité transitoire :

La stabilité transitoire dépend non seulement de l'amplitude des perturbations et du point de fonctionnement initial mais elle dépend également des caractéristiques dynamiques du système. Elle se manifeste à court terme sous forme d'un écart croissant de façon apériodique de certains angles de rotor. Si l'instabilité se manifeste directement suite à la perturbation (plus précisément dans la première seconde qui suit l'élimination du défaut), elle est appelée instabilité de première oscillation, (cas 1, figure (II.8)), et elle s'étend sur 3 à 5 secondes

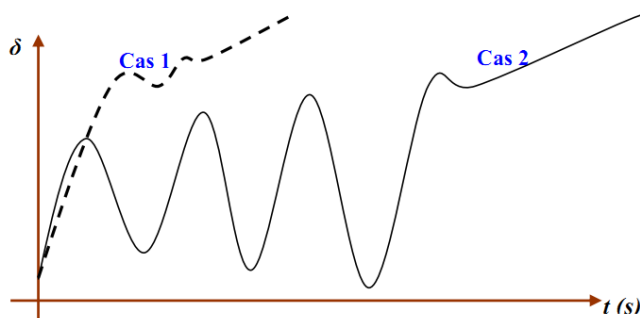


Figure II.8 : Variation d'angle de rotor

Cas 1 : instabilité de première oscillation Cas 2 : instabilité de multi-oscillations

II.4.1.2. Stabilité angulaire aux petites perturbations-stabilité dynamique :

Cette stabilité appelée stabilité dynamique est définie par la capacité du système de puissance à maintenir le synchronisme en présence de petites perturbations. L'instabilité qui en résulte est sous forme d'un écart croissant, oscillatoire ou non entre les angles de rotor. Elle dépend surtout du point de fonctionnement d'équilibre initial du système ainsi que des caractéristiques dynamiques du système et ne dépend pas du niveau de perturbations, car celles-ci sont en général en faibles amplitudes. Ces oscillations peuvent cependant aboutir à déstabiliser un alternateur, une partie du réseau ou tout le réseau. Dans ce cas, il peut à des modèles linéaires pour simuler le système de puissance.

II.4.2. Stabilité de tension de l'alternateur :

La stabilité de tension, par définition, se rapporte à la capacité d'un système de puissance, pour une condition de fonctionnement initiale donnée, de maintenir des valeurs de tensions acceptables à tous les nœuds du système après avoir subi une perturbation. La stabilité de tension dépend donc de la capacité de maintenir/restaurer l'équilibre entre la demande de la charge et la fourniture de la puissance à la charge. L'instabilité résultante se produit très souvent sous forme de décroissance progressive de tensions à quelques nœuds. Généralement, l'instabilité de tension se produit lorsqu'une perturbation entraîne une augmentation de puissance réactive demandée au-delà de la puissance réactive possible. Enfin, la stabilité de tension peut être classée en deux catégories ; la stabilité de tension aux grandes perturbations et aux petites perturbations.

II.4.3. La stabilité de fréquence

Le maintien de la fréquence à une valeur nominale dans un système de puissance est lié à l'équilibre global entre les puissances actives produites et consommées (y compris les pertes). Autrement dit, suite à certaines perturbations, l'équilibre global des puissances produites consommée peut être déséquilibré : ce déséquilibre entraîne alors une variation de fréquence. L'énergie cinétique stockée dans les pièces tournantes des machines synchrones et autres machines électriques tournantes peut éventuellement compenser ce déséquilibre. Si ce dernier n'est pas trop grand, les générateurs participant à la commande de fréquence régleront la puissance active fournie à travers leurs réglages secondaires fréquence-puissance et ramèneront ainsi l'écart de fréquence à des valeurs acceptables. Par ailleurs, si le déséquilibre est trop grand, l'écart de fréquence sera significatif avec des graves conséquences (effondrement complet du système).

II.5. Description des régulations :

Les paramètres principaux pour la sureté du système de puissance sont : La tension, La vitesse de la turbine, La fréquence et Le courant d'excitation. La régulation pendant des perturbations est faite selon ces paramètres.

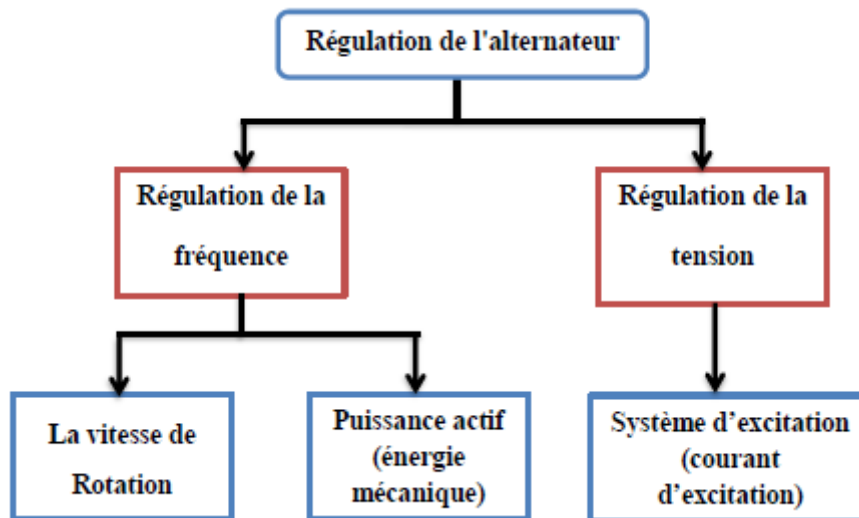


Figure II.9 : Description bref de la régulation d'alternateur

II.5.1. Les régulateurs de tension :

Le système d'excitation est un système auxiliaire qui alimente les enroulements d'excitation de la machine synchrone afin que cette dernière puisse fournir le niveau de puissance demandé. En régime permanent, ce système fournit une tension et un courant continu mais il doit être capable également de faire varier rapidement la tension d'excitation en cas de perturbation sur le réseau. Les systèmes d'excitation sont équipés de contrôleurs, appelés habituellement régulateurs de tension (AVR : Automatique Voltage Régulateur).

Ces derniers sont très importants pour l'équilibre de la puissance réactive qui sera fournie où absorbée selon les besoins des charges. En outre ces contrôleurs représentent un moyen très important pour assurer la stabilité transitoire du système de puissance.

Le régulateur de tension agit sur le courant d'excitation de l'alternateur pour régler le flux magnétique dans la machine et "ramener" la tension de sortie de la machine aux valeurs souhaitées. Une caractéristique très importante d'un régulateur de tension est sa capacité à faire varier rapidement la tension d'excitation.

La figure suivante montre le modèle du système d'excitation et de son régulateur de tension utilisé dans notre cas.

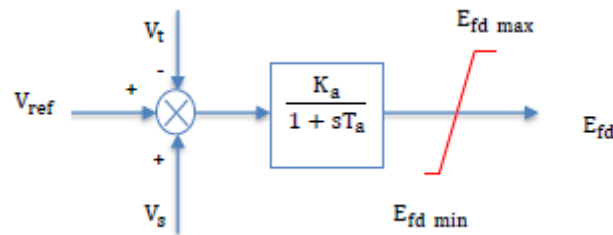


Figure II.10 : Modèle schématique d'un régulateur de tension AVR

Tel que :

V_t : Tension mesurée à la sortie de la machine synchrone

V_s : Tension du nœud infini.

E_{fd} : Tension d'excitation de la machine synchrone

E_{fd_max} : Limite supérieure de la sortie de l'AVR

E_{fd_min} : Limite inférieure de la sortie de l'AVR

$V_{réf}$: Tension de référence.

T_a : Constante de temps de l'AVR

K_a : Gain de l'AVR

La grandeur réf, est la consigne de tension déterminée pour satisfaire les conditions de l'état équilibrée. Le régulateur de tension compare le signal V_t à la tension de consigne $V_{réf}$. Un signal complémentaire V_s peut-être ajouté au nœud de sommation : il s'agit d'un signal issu de certains dispositifs spécifiques de commande comme les stabilisateurs de puissance. Ensuite, le signal d'erreur est amplifié pour donner la tension d'excitation demandée E_{fd} . La constante de temps et le gain de l'amplificateur sont respectivement T_a et K_a . Les valeurs extrémales de la tension d'excitation (E_{fd-max} , E_{fd-min}) sont fixées par un système de limitation. La relation suivante décrit le fonctionnement dynamique du modèle :

$$\dot{E}_{fd}(t) = \frac{1}{T_a} (K_a (V_{réf} - V_t(t) + V_s(t)) - E_{fd}(t)) \quad (2.14)$$

II.5.2. Les régulateurs de puissance :

Un PSS permet d'ajouter un signal de tension proportionnel à la variation de vitesse de rotor à l'entrée du régulateur de tension (AVR) du générateur. Un couple électrique en phase avec la variation de vitesse de rotor est ainsi produit dans le générateur. Par conséquent, avec un système d'excitation rapide et fort, l'avantage présenté par un couple synchronisant important est toujours assuré et le problème de la décroissance du couple d'amortissement est corrigé.

Le PSS va s'opposer à toutes les faibles oscillations en forçant le système d'excitation à varier au plus vite et au bon moment.

Le type de PSS plus utilisé est connu sous le nom de CPSS conventionnel (ou PSS avance/retard). Ce dernier a montré sa grande efficacité dans le maintien de la stabilité aux petites perturbations. Ce PSS utilise la variation de vitesse de rotor comme entrée. Il se compose généralement de quatre blocs.

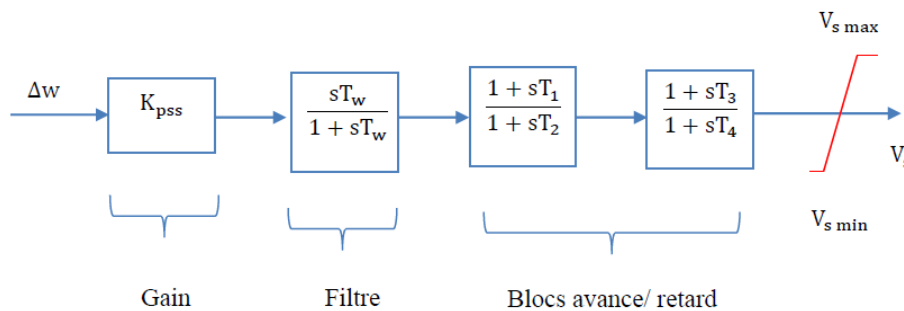


Figure II.11 : Modèle schématique d'un PSS avance/retard

Tel que :

V_s : Signal de sortie du PSS

T_1, T_2, T_3, T_4 : Constante de temps

V_{s_min} : Limite inférieure de la sortie du PSS

V_{s_max} : Limite supérieure de la sortie du PSS

K_{pss} : Gain du PSS

T_w : Constante de temps du régulateur

Le premier bloc est un bloc amplificateur de gain constant K_{pss} , Il détermine la valeur de l'amortissement introduit par le PSS.

Le deuxième est le filtre passe-haut "filtre washout", avec une constante de temps T_w qui permet au signal associé aux oscillations dans la vitesse de rotor pour passer sans

changement, et ne permet pas aux changements d'état d'équilibre de modifier les tensions terminales.

Le dernier bloc, la compensation de phase, fournit la caractéristique avance de phase désirée pour compenser le retard de phase entre l'entrée d'AVR et le couple électrique de générateur (air-gap). Dans la pratique, des blocs deux ou plus de premier ordre peuvent être employés pour réaliser la compensation désirée de phase en ajustant les constantes T_1 , ..., T_4 .

Le PSS doit être équipé d'un limiteur. Les valeurs minimales et maximales du limiteur s'étendent de ± 0.02 à 0.1 Pu. La fonction de transfert de système de stabilisation de puissance est donnée comme suit:

$$V_{pss} = \frac{K_{pss}(s)(1+sT_1)(1+sT_3)}{(1+sT_w)(1+sT_2)(1+sT_4)} \Delta w_r \quad p. u \quad (2.15)$$

$$(2.16)V_{pss} = \begin{cases} V_{pss_max} & \text{si } V_t \geq V_{pss_max} \\ V_t & \text{si } V_{pss_max} > V_t > V_{pss_min} \\ V_{pss_min} & \text{si } V_t \leq V_{pss_min} \end{cases}$$

II.6.La théorie de la logique floue :

II.6.1. Principe et définition :

La logique floue repose sur la théorie des ensembles flous développée par Zadeh . A côté d'un formalisme mathématique fort développé, nous préférons aborder la présentation de manière intuitive. Les notions de température moyenne ou de courant faible sont relativement difficiles à spécifier de manière précise. On peut fixer des seuils et considérer que l'on attribue tel ou tel qualificatif en fonction de la valeur de la variable par rapport à ces seuils.

Ceci ne peut exprimer qu'un avis très tranché du qualificatif "température moyenne" par exemple. L'aspect "vague" de ce qualificatif n'est pas représenté figure (II.12).On peut définir le degré d'appartenance de la variable température à l'ensemble "faible" comme le "degré de vérité" de la proposition "la température est faible".

En logique booléenne, le degré d'appartenance (μ) ne peut prendre que deux valeurs (0 ou 1). La température peut être :

- Faible : $\mu_{faible}(T) = 1, \mu_{moyenne}(T) = 0, \mu_{élevée}(T) = 0$
- Moyenne : $\mu_{faible}(T) = 0, \mu_{moyenne}(T) = 1, \mu_{élevée}(T) = 0$
- Élevée : $\mu_{faible}(T) = 0, \mu_{moyenne}(T) = 0, \mu_{élevée}(T) = 1$

- Elle ne peut pas prendre deux qualificatifs à la fois.

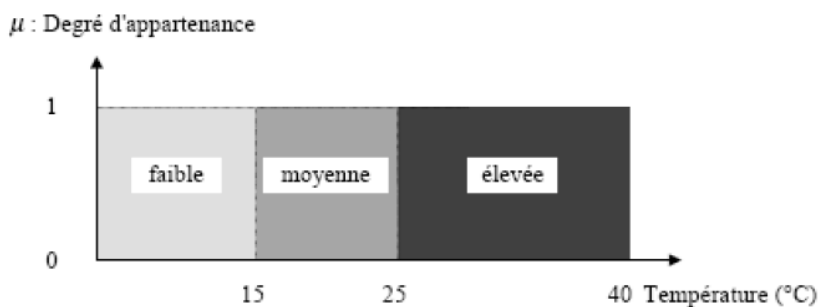


Figure II.12: Exemple d'ensembles considérés en logique booléenne

En logique floue, le degré d'appartenance devient une fonction qui peut prendre une valeur réelle comprise entre 0 et 1 inclus. $\mu_{moyenne}(T)$, par exemple, permet de quantifier le fait que la température puisse être considérée comme moyenne. Dans ce cas, la température peut être considérée, à la fois, comme faible avec un degré d'appartenance de 0,2 et comme moyenne avec un degré d'appartenance de 0,8 figure (II.13).

$$\mu_{faible}(T) = 0,2, \mu_{moyenne}(T) = 0,8, \mu_{élevée}(T) = 0$$

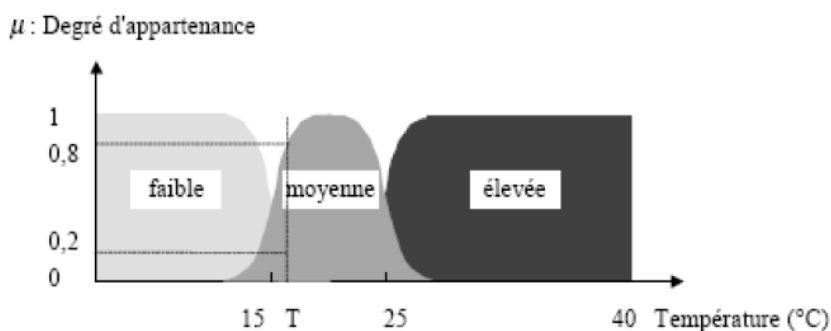


Figure II.13: Exemple d'ensembles considérés en logique floue

Pour la variable floue x , on définit un ensemble flou A sur un univers de discours X par une fonction degré d'appartenance :

$$x \rightarrow \mu_A(x)$$

L'univers de discours est l'ensemble des valeurs réelles que peut prendre la variable floue x et $\mu_A(x)$ est le degré d'appartenance de l'élément x à l'ensemble flou A figure (III.3). Plus généralement, le domaine de définition de $\mu_A(x)$ peut être réduit à un sous-ensemble de X . On peut ainsi avoir plusieurs fonctions d'appartenance, chacune caractérisant un sous-ensemble flou. C'est par l'association de tous les sous-ensembles flous de l'univers de discours, que l'on obtient l'ensemble flou de la variable floue x . Par abus de langage, les sous-ensembles flous sont fort souvent confondus avec l'ensemble flou.

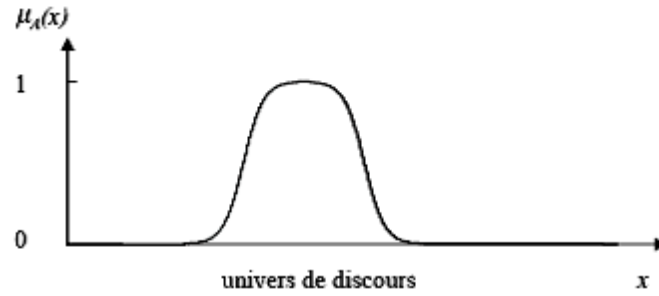


Figure II.14: Représentation d'un ensemble flou par sa fonction d'appartenance

Dans notre exemple, la variable floue est la température, l'univers de discours est l'ensemble des réels de l'intervalle $[0, 40]$. On attribue à ces variables trois sous-ensembles flous: faible, moyenne et élevée. Chacun est caractérisé par sa fonction degré d'appartenance :

$$\mu_{\text{faible}}(T), \mu_{\text{moyenne}}(T), \mu_{\text{élevée}}(T).$$

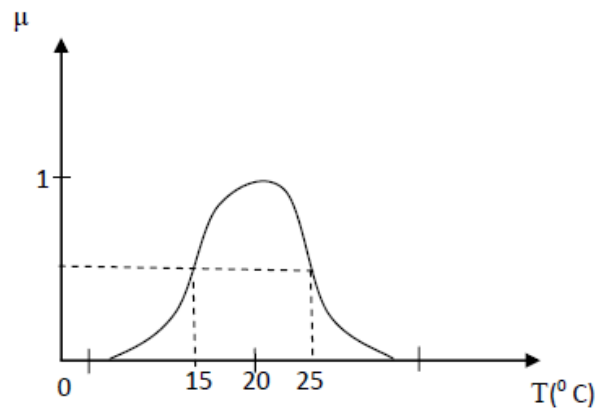


Figure II.15: Cas de l'ensemble flou "moyenne" de la variable Température

On peut définir la fonction degré d'appartenance μ_{moyenne} sur tout l'univers de discours :

$$\mu_{\text{moy}} = \begin{cases} \frac{1}{1+\exp(15-x)}; x \in [0,20] \\ 1 - \frac{1}{1+\exp(25-x)}; x \in [0,40] \end{cases} \quad (2.17)$$

II.6.2. Variable linguistique :

Une variable linguistique représente un état dans le système flou, sa valeur est définie dans des termes linguistiques qui peuvent être des mots ou des phrases d'un langage naturel ou artificiel.

Chaque variable linguistique est caractérisée par un ensemble tel que : $(x, T(x), u)$

Ou: x : le nom de variable

$T(x)$: ensemble de termes de variable, c'est l'ensemble des noms des valeurs linguistiques de x dont chaque valeur est un sous-ensemble flou défini dans U .

U : l'univers de discours.

Comme exemple de variable linguistique, on prend la vitesse de rotation du moteur. Son ensemble de termes T (vitesse) peut être: T (vitesse) = {lente, moyenne, rapide,...}.

Ou chaque termes dans T (vitesse) est caractérisé par un ensemble flou dans un univers de discours $U= [0,200]$ par exemple.

Pour les vitesses inférieures ou égales à 80 intervient la variable linguistique (lent), et pour les vitesses supérieures ou égales à 150 intervient la variable linguistique (rapide). Ces deux termes peuvent être caractérisés comme des ensembles flous dont les fonctions d'appartenances sont montrées sur la figure (II.16)

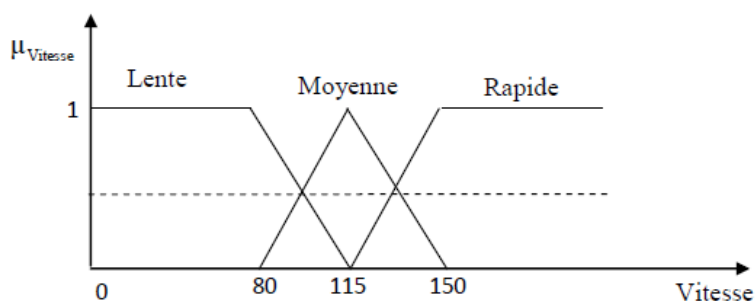


Figure II.16: Représentation des variables linguistiques.

II.6.3. Opérateurs de la logique floue :

Les variables linguistiques sont liées entre elles au niveau des règles d'inférence par des opérateurs ET ou OU . Il s'agit d'opérateurs de la logique floue qui interviennent sur les fonctions d'appartenance représentant les variables linguistiques. De plus, il existe l'opérateur NON qui s'appelle (complément, négation, inverse).

- **Opérateur OU (l'union)**

La fonction d'appartenance $\mu_{A \cup B}$ pour l'ensemble flou $A \cup B$ est définie comme suit:

$$\mu_{A \cup B}(u) = \max\{\mu_A(u), \mu_B(u)\} \quad (2.18)$$

- **Opérateur ET (l'intersection)**

La fonction d'appartenance $\mu_{A \cap B}$ pour l'ensemble flou $A \cap B$ est définie comme suit:

$$\mu_{A \cap B}(u) = \min\{\mu_A(u), \mu_B(u)\} \quad (2.19)$$

- **Opérateurs NON (complément)**

On définit la fonction d'appartenance $\mu_{\bar{A}}$ pour l'ensemble flou \bar{A} par:

$$\mu_{\bar{A}}(u) = 1 - \mu_A(u) \quad (2.20)$$

▪ **Produit cartésien :**

Soit $A_1 \dots A_n$ des ensembles flous, dans les univers de discours $u_1 \dots u_n$ respectivement. Le produit cartésien de $A_1 \dots A_n$ est un ensemble flou dans l'univers de discours $u_1 \dots u_n$ dont sa fonction d'appartenance est exprimée par :

$$\mu_{A_1, \dots, A_n}(\mu_1, \dots, \mu_n) = \min\{\mu_{A_1}(\mu_1), \dots, \mu_{A_n}(\mu_n)\} \quad (2.21)$$

ou :

$$\mu_{A_1, \dots, A_n}(\mu_1, \dots, \mu_n) = \mu_{A_1}(\mu_1), \dots, \mu_{A_n}(\mu_n) \quad (2.22)$$

▪ **Relation floue :**

Une relation floue est un ensemble flou dans les univers de discours U_1, \dots, U_n . Elle est exprimée comme suit :

$$R_{U_1, \dots, U_n} = \left\{ \frac{(U_1, \dots, U_n)(R_{(U_1, \dots, U_n)})}{U_1 - U_n} \in U_1, \dots, U_n \right\} \quad (2.23)$$

▪ **La composition sup-star :**

Soit R et S deux relations floues dans les univers de discours U_{xv} et V_{xw} respectivement, la composition de R et S est une relation floue notée ROS telle que :

$$ROS = \{[(u, w), \sup (\mu_{R(u,v)} * \mu_{S(v,w)})] u \in U, v \in V; w \in W\} \quad (2.24)$$

Avec $*$ est un opérateur appartient à la norme triangulaire T-norme

II.6.4. Le contrôleur floue :

Un contrôleur flou est un système à base de connaissance particulier utilisant un raisonnement en profondeur limitée, dans une procédure de chaînage avant des règles (activation des règles par les prémisses) ; Un schéma représentatif peut être le suivant :

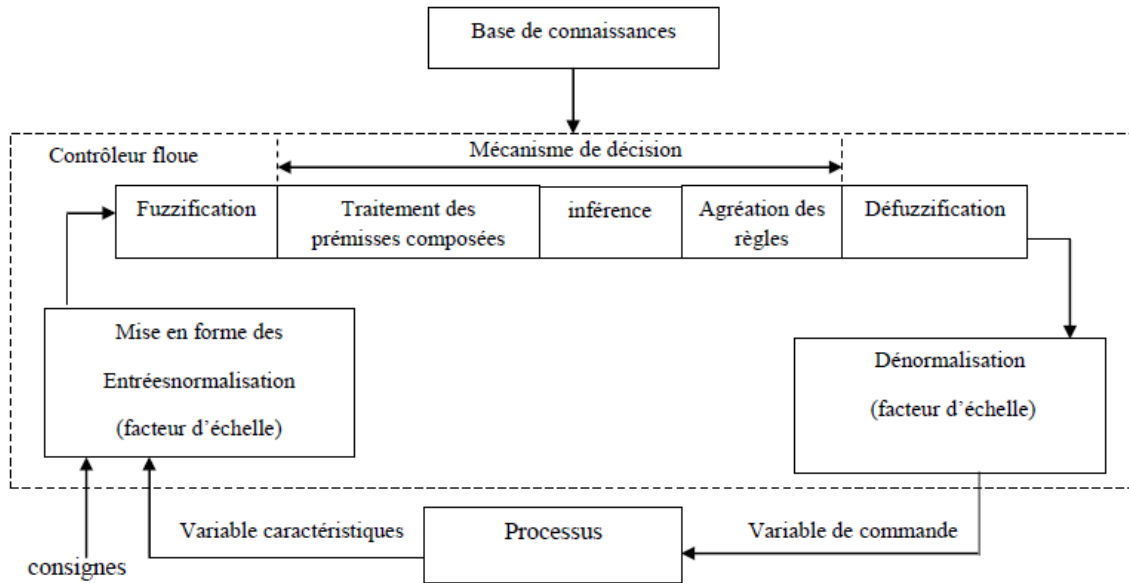


Fig II.17: Structure de base d'un contrôleur flou

II.6.4.1. Normalisation :

Cette première étape permet le traitement des variables d'entrée du contrôleur flou. Par exemple, calcul d'erreurs (Différence entre grandeurs mesurée et consignes) et variation d'erreurs.

L'utilisation de domaine normalisée (Univers de discours compris entre $[-1, 1]$) nécessite une transformation d'échelle, celle-ci est réalisée par l'intermédiaire de facteurs d'échelle de transformation des grandeurs physiques des entrées en des valeurs normalisées appartenant à l'intervalle $[-1, 1]$.

II.6.4.2. Fuzzification :

C'est l'opération de projection des variables physiques réelles sur des ensembles flous caractérisés par les valeurs linguistiques prises par ces variables. Deux cas peuvent se présenter selon que la mesure d'une variable physique réelle est précise (valeur numérique) ou pas.

Le choix de la forme de fonction d'appartenance (triangulaires, trapézoïdales,...) est arbitraire. Quant au nombre de fonction d'appartenance, il est généralement impaire car elles se répartissent autour de zéro (3, 5 et 7 sont des valeurs courant). Un exemple de fonctions d'appartenance triangulaires est donné dans la figure suivante :

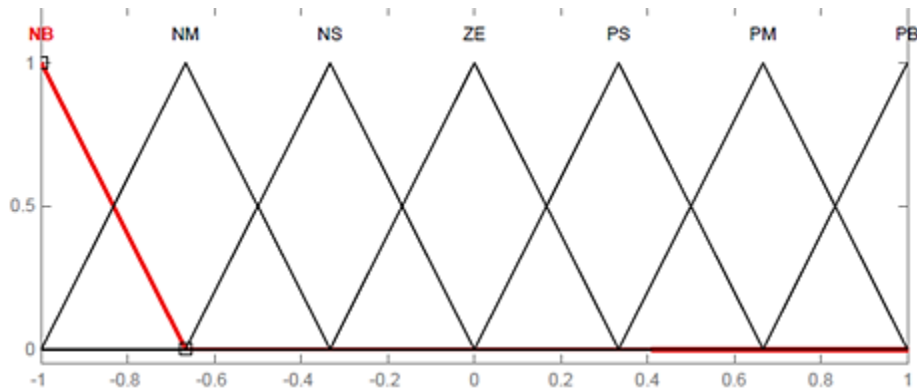


Fig II.18: Exemple de fonction d'appartenance triangulaire.

NB, NM,..., PB sont des valeurs linguistique, avec :

- NB : Negative big (negative grand)
- NM : Négative middle (négative moyen)
- NS : Négative Small (négative petit)
- ZE : Zéro
- PS : Positive Small (positive petit)
- PM : Positive middle (positive moyen)
- PB : Positive big (positive grand)

II.6.4.3. Inférence :

En logique classique, la règle de raisonnement :

- X est A
- Si x est A alors y est B, de conclure que Y est B.

En logique floue, la règle Selon les règles de calcul pour les opérateurs :

- X est A'
- Si x est A alors y est B, de conclure que Y est B'.

L'inférence est l'opération d'agrégation des règles.

U		T		
		F	M	E
V	F	Z	P	GP
	E	Z	Z	P

Tableau II.1: Exemple d'inférence des règles

Les règles que décrit ce tableau sont (sous forme symbolique) : Dans l'exemple ci-dessus on a représenté les règles qui se sont activées à un instant donné par des cases sombres : **SI** (**T** est **METV** est **F**) **ALORS U** est **P**

Où

SI (**T** est **EETV** est **F**) **ALORSU** est **GP** Il arrive que toutes les cases du tableau ne soient pas remplies, on parle alors de règles d'inférences incomplètes. Cela ne signifie pas que la sortie n'existe pas, mais plutôt que le degré d'appartenance n'est nul pour la règle en question. Il s'agit maintenant de définir les degrés d'appartenance de la variable de sortie à ses sous-ensembles flous. Il existe plusieurs méthodes d'inférence comme «Max-Min», «Max-Produit», «Max-Somme» qui permet d'y arriver. Ces méthodes se différencient essentiellement par la manière dont vont être réalisés les opérateurs («ET» et «OU») utilisés dans les règles d'inférence.

II.6.4.4. Défuzzification :

Consiste à transformer l'ensemble flou résultant en une grandeur de commande précise. Là aussi existe plusieurs méthodes. Parmi lesquelles :

- La méthode de la hauteur
- La première maxima
- La dernière maxima
- La moyenne maxima
- Le centre de gravité
- Le centre des aires
- Le centre de maxima
- Le centre de la plus grand surface

Les méthodes de défuzzification les plus utilisées en commande floue sont : le centre de gravité, le centre des aires et le centre de maxima.

➤ La méthode du centre de gravité :

Cette méthode est la plus souvent utilisée et donne généralement les meilleurs résultats. Elle consiste à prendre comme solution l'abscisse du centre de gravité des solutions.

C'est aussi la méthode la plus couteuse en temps de calcul. La formule qui permet d'obtenir le centre de gravité à partir de l'ensemble flou de sortie est la suivante :

$$x_0 = \frac{\int x \cdot \mu(x) dx}{\int \mu(x) dx} \quad (2.25)$$

II.6.5. PSS basés sur la logique floue :

Le stabilisateur de système de puissance est utilisé pour améliorer le rendement du générateur synchrone. Cependant, il en résulte dans la mauvaise performance dans diverses

conditions de chargement qui a mis en oeuvre avec *PSS* classiques. A cet effet, le besoin de logique floue *PSS* se pose. Le contrôleur flou utilisé dans stabilisateur système électro-énergétique est normalement une deux entrées et une composante de sortie unique. Les deux entrées sont changement de vitesse angulaire et le taux de variation de la vitesse angulaire tandis que la sortie du contrôleur logique floue est un signal de tension. Une modification de la tension de la rétroaction au système d'excitation en fonction de la puissance accélération sur une unité est utilisée pour améliorer la stabilité du système. Les signaux de stabilisation sont calculés en utilisant les fonctions d'appartenance floue standard en fonction de ces variables.

II.6.5.1. Sélection de variables d'entrée et de sortie :

On fait définir les variables d'entrée et de contrôle, c'est-à-dire, déterminer quels états du processus doivent être observées et doivent être considérées comme des mesures de contrôle. Pour les modèles *FLPSS*, l'accélération et la déviation de vitesse du générateur peuvent être observés et ont été choisis comme le signal d'entrée du *PSS* floue. Les performances dynamiques du système pourraient être évaluées par l'examen de la courbe de réponse de ces deux variables. La tension est à la sortie du contrôleur logique floue.

Pratiquement, la vitesse d'axe seulement est facilement disponible. Le signal d'accélération peut être dérivé des signaux de vitesses mesurées à deux instants successifs d'échantillonnage à l'aide d'équation au-dessous :

$$\Delta w(k) = \frac{(\Delta w(k) - \Delta w(k-1))}{\Delta T} \quad (2.26)$$

II.6.5.2. Fonction d'appartenance :

Les variables choisies pour ce contrôleur sont la déviation de vitesse, d'accélération et de tension, en cela, la déviation de la vitesse et l'accélération sont les variables d'entrée et la tension est variable de sortie. Le nombre de variables linguistiques décrivant les sous-ensembles flous d'une variable varie en fonction de la demande (l'application). Généralement, un nombre impair est utilisé. Un nombre raisonnable est sept. Toutefois, la multiplication des sous-ensembles flous entraîne une augmentation correspondante du nombre de règles. Chaque variable linguistique a sa fonction d'appartenance floue. La fonction d'appartenance mappe les valeurs nettes dans des variables de floues. Les fonctions d'appartenance triangulaires sont utilisées pour définir le degré d'appartenance. Il est important de ne pas que le degré d'adhésion joue son rôle important dans la conception.

Un contrôleur flou. Chacune des variables d'entrée et de sortie de flous est affecté sept sous-ensembles flous linguistiques variant de grand négatif (NB) à grand positif (PB). Chaque sous-ensemble est associé à la fonction de d'appartenance triangulaire à partir d'un ensemble de sept fonctions d'appartenance pour chaque variable floue.

<i>NB</i>	NEGATIVE BIG
<i>NM</i>	NEGATIVE MEDIUM
<i>NS</i>	NEGATIVE SMALL
<i>ZE</i>	ZERO
<i>PS</i>	POSITIVE SMALL
<i>PM</i>	POSITIVE MEDIUM
<i>PB</i>	POSITIVE BIG

Tableau II.2: Variables floues pour la fonction d'appartenance.

Les variables sont normalisées en multipliant avec des gains respectifs de K_1, K_2, K_3 , afin que leur valeur comprise entre -1 et 1 . Les fonctions d'appartenance des variables d'entrée et de sortie ont 50% de chevauchement entre les sous-ensembles flous adjacents. La fonction d'appartenance pour l'accélération, la vitesse et la tension sont indiquées à la figure suivant :

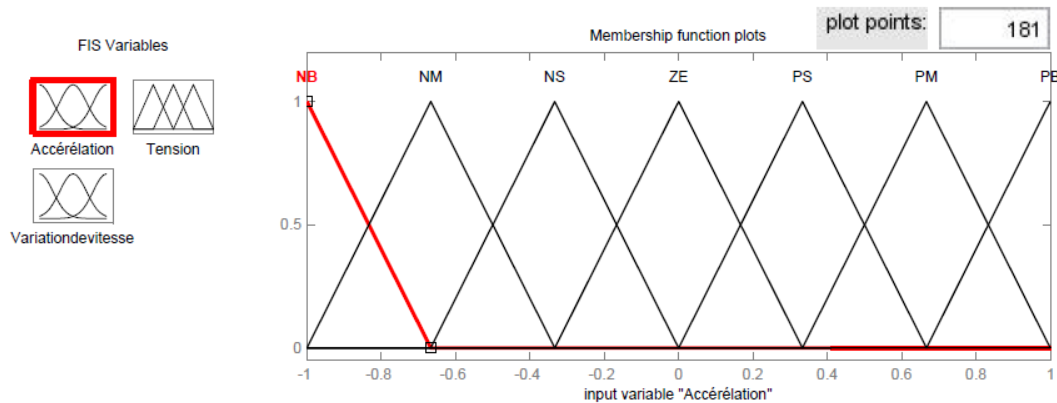


Fig II.19: Fonctions d'appartenance pour l'accélération.

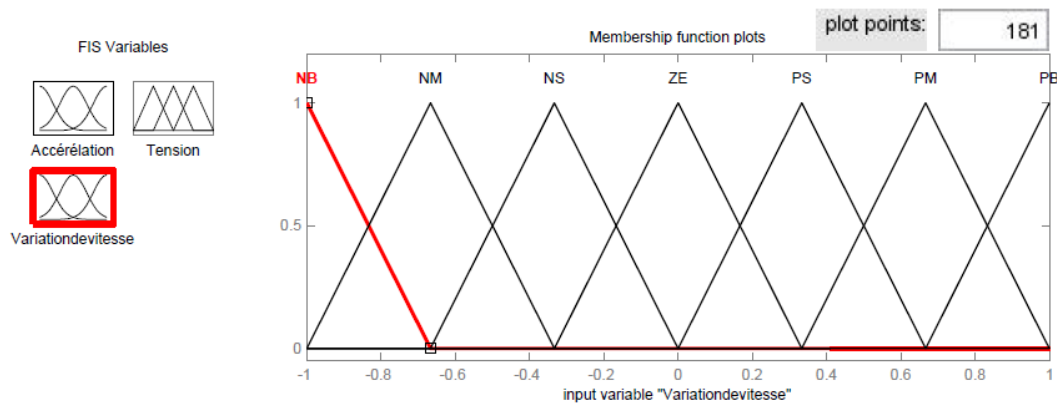


Fig II.20: Fonctions d'appartenance pour la variation de vitesse.

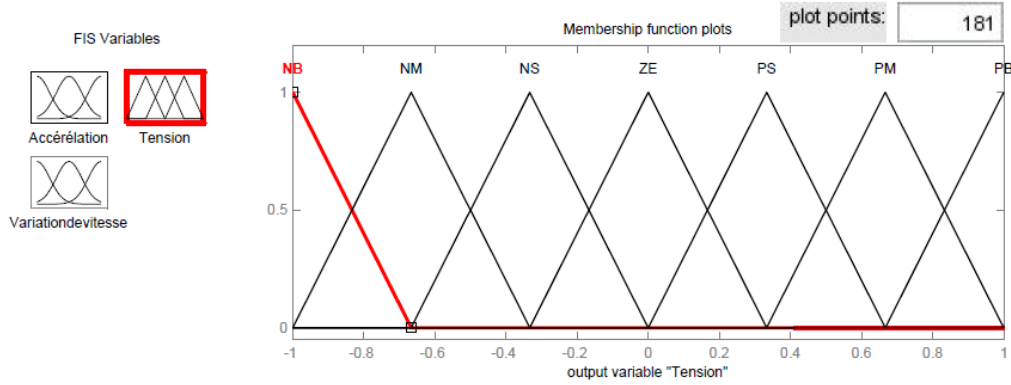


Fig II.21: Fonctions d'appartenance pour la tension.

II.6.5.3. La base de règles floues:

Un ensemble de règles qui définissent la relation entre l'entrée et la sortie de du contrôleur à logique floue peut être trouvé utilisant la connaissance disponible dans le domaine de concevoir PSS. Ces règles sont définies en utilisant les variables linguistiques. Les deux entrées, la vitesse et l'accélération, se traduisent règles pour chaque machine. Les règles typiques ont la structure suivante :

- **Règle(1):** si la variation de vitesse est *NB* (NEGATIVE BIG), ET l'accélération est *NBALORS* la tension (la sortie de PSS floue) est *NB*.
- **Règle(2):** si la variation de vitesse est *ZE* (ZERO), ET l'accélération est *NS* (NEGATIVE SMALL) ALORS la tension (la sortie de PSS floue) est *NS*.
- **Règle(3):** si la variation de vitesse est *PB* (POSITIVE BIG), ET l'accélération est *NM* (NEGATIVE MEDIUM) ALORS la tension (la sortie de PSS floue) est *PM* (POSITIVE MEDIUM). Et ainsi de suite...

Toutes les 49 règles régissant le mécanisme sont expliquées dans le tableau (II.3), où tous les symboles sont définis dans la terminologie de base de logique floue.

Variation de vitesse	Accélération						
	<i>NB</i>	<i>NM</i>	<i>NS</i>	<i>ZE</i>	<i>PS</i>	<i>PM</i>	<i>PB</i>
<i>NB</i>	<i>NB</i>	<i>NB</i>	<i>NB</i>	<i>NB</i>	<i>NM</i>	<i>NM</i>	<i>NS</i>
<i>NM</i>	<i>NB</i>	<i>NM</i>	<i>NM</i>	<i>NM</i>	<i>NS</i>	<i>NS</i>	<i>ZE</i>
<i>NS</i>	<i>NM</i>	<i>NM</i>	<i>NS</i>	<i>NS</i>	<i>ZE</i>	<i>ZE</i>	<i>PS</i>
<i>ZE</i>	<i>NM</i>	<i>NM</i>	<i>NS</i>	<i>ZE</i>	<i>PS</i>	<i>PS</i>	<i>PM</i>
<i>PS</i>	<i>NS</i>	<i>ZE</i>	<i>ZE</i>	<i>PS</i>	<i>PS</i>	<i>PM</i>	<i>PM</i>
<i>PM</i>	<i>ZE</i>	<i>PS</i>	<i>PS</i>	<i>PM</i>	<i>PM</i>	<i>PM</i>	<i>PB</i>
<i>PB</i>	<i>PS</i>	<i>PM</i>	<i>PM</i>	<i>PB</i>	<i>PB</i>	<i>PB</i>	<i>PB</i>

Tableau II.3: Base de règles de contrôleur a logique floue.

La sortie de stabilisateur est obtenue en appliquant une règle particulière exprimée sous forme de fonctions d'appartenance. Finalement l'appartenance de sortie de la règle est

calculée. Cette procédure est suivie pour toutes les règles et avec chaque règle un résultat est obtenu. Nous utilisons le mécanisme d'inférence le plus couramment utilisé est celui dit « de Mamdani ». Précédemment, on peut connaître les étapes (Fuzzification, dégrée d'activation, implication et agrégation)

II.7. Optimisation par Essaim Particulaire(PSO) :

II.7.1. Principe général :

L'optimisation par essaim particulaire (OEP), ou Particle Swarm Optimization (PSO) en anglais, est un algorithme évolutionnaire qui utilise une population de solutions candidates pour développer une solution optimale au problème. Cet algorithme a été proposé par Russel Eberhart (ingénieur en électricité) et James Kennedy (socio-psychologue) en 1995 . Il s'inspire à l'origine du monde du vivant, plus précisément du comportement social des animaux évoluant en essaim, tels que les bancs de poissons et les vols groupés d'oiseaux. En effet, on peut observer chez ces animaux des dynamiques de déplacement relativement complexes, alors qu'individuellement chaque individu a une « intelligence » limitée, et ne dispose que d'une connaissance locale de sa situation dans l'essaim. L'information locale et la mémoire de chaque individu sont utilisées pour décider de son déplacement. Des règles simples, telles que « rester proche des autres individus », « aller dans une même direction » ou « aller à la même vitesse », suffisent pour maintenir la cohésion de l'essaim, et permettent la mise en oeuvre de comportements collectifs complexes et adaptatifs.

L'essaim de particules correspond à une population d'agents simples, appelés particules. Chaque particule est considérée comme une solution du problème, où elle possède une position (le vecteur solution) et une vitesse. De plus, chaque particule possède une mémoire lui permettant de se souvenir de sa meilleure performance (en position et en valeur) et de la meilleure performance atteinte par les particules « voisines » (informatrices) : chaque particule dispose en effet d'un groupe d'informatrices, historiquement appelé son voisinage.

Un essaim de particules, qui sont des solutions potentielles au problème d'optimisation, « survole » l'espace de recherche, à la recherche de l'optimum global. Le déplacement d'une particule est influencé par les trois composantes suivantes :

1. Une composante d'inertie : la particule tend à suivre sa direction courante de déplacement ;
2. Une composante cognitive : la particule tend à se diriger vers le meilleur site par lequel elle est déjà passée ;
3. Une composante sociale : la particule tend à se fier à l'expérience de ses congénères et, ainsi, à se diriger vers le meilleur site déjà atteint par ses voisins.

La stratégie de déplacement d'une particule est illustrée dans la figure (2.22).

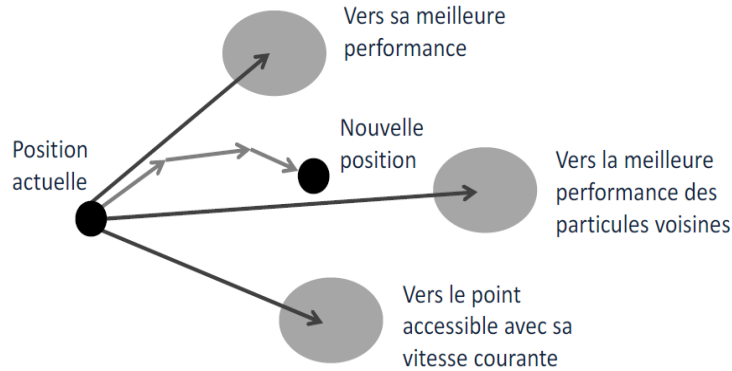


Fig II.22: Déplacement d'une particule.

II.7.2. Formalisation :

Dans un espace de recherche de dimension D , la particule i de l'essaim est modélisée par son vecteur position $\vec{x}_i = (x_{i1}, x_{i2}, \dots, x_{iD})$ et par son vecteur vitesse $\vec{v}_i = (v_{i1}, v_{i2}, \dots, v_{iD})$. La qualité de sa position est déterminée par la valeur de la fonction objectif en ce point. Cette particule garde en mémoire la meilleure position par laquelle elle est déjà passée, que l'on note $\vec{Pbest}_i = (Pbest_{i1}, Pbest_{i2}, \dots, Pbest_{iD})$. La meilleure position atteinte par les particules de l'essaim est notée $\vec{Gbest}_i = (Gbest_{i1}, Gbest_{i2}, \dots, Gbest_{iD})$. Nous nous référons à la version globale de PSO, où toutes les particules de l'essaim sont considérées comme voisines de la particule i , d'où la notation \vec{Gbest} (*global best*)

Remarque : le terme de « vitesse » est ici abusif, car les vecteurs v_i ne sont pas homogènes à une vitesse. Il serait plus approprié de parler de « direction de déplacement ». Cependant, pour respecter l'analogie avec le monde animal, les auteurs ont préféré utiliser le terme de « vitesse ».

Au départ de l'algorithme, les particules de l'essaim sont initialisées de manière aléatoire/régulière dans l'espace de recherche du problème. Ensuite, à chaque itération, chaque particule se déplace, en combinant linéairement les trois composantes citées ci-dessus. En effet, à l'itération $t + 1$, le vecteur vitesse et le vecteur position sont calculés à partir de l'équation (2.27) et de l'équation (2.28), respectivement.

$$v_{i,j}^{t+1} = wv_{i,j}^t + c_1r_{1,i,j}^t [pbest_{i,j}^t - x_{i,j}^t] + c_2r_{2,i,j}^t [gbest_j^t - x_{i,j}^t], j \in \{1,2, \dots, D\} \quad (2.27)$$

$$x_{i,j}^{t+1} = x_{i,j}^t + v_{i,j}^{t+1}, j \in \{1,2, \dots, D\} \quad (2.28)$$

où w est une constante, appelée coefficient d'inertie ; c_1 et c_2 sont deux constantes, appelées coefficients d'accélération ; r_1 et r_2 sont deux nombres aléatoires tirés uniformément dans $[0, 1]$, à chaque itération t et pour chaque dimension j .

Les trois composantes mentionnées ci-dessus (i.e. d'inertie, cognitive et sociale) sont représentées dans l'équation (2.27) par les termes suivants :

1. $wv_{i,j}^t$ correspond à la composante d'inertie du déplacement, où le paramètre w contrôle l'influence de la direction de déplacement sur le déplacement futur ;

2. $c_1 r_{1,i,j}^t [pbest_{i,j}^t - x_{i,j}^t]$ correspond à la composante cognitive du déplacement, où le paramètre c_1 contrôle le comportement cognitif de la particule ;

3. $c_2 r_{2,i,j}^t [gbest_j^t - x_{i,j}^t]$ correspond à la composante sociale du déplacement, où le paramètre c_2 contrôle l'aptitude sociale de la particule.

Une fois le déplacement des particules effectué, les nouvelles positions sont évaluées et les deux vecteurs $\vec{P}best_i$ et $\vec{G}best$ sont mis à jour, à l'itération $t + 1$, suivant les deux équations (2.29) (dans le cas d'une minimisation) et (2.30) (dans une version globale de PSO), respectivement.

Cette procédure est présentée dans l'Algorithme (1), où N est le nombre de particules de l'essaim.

$$\vec{P}best_i(t + 1) = \begin{cases} \vec{P}best_i(t), & \text{si } f(\vec{x}_i(t + 1)) \geq \vec{P}best_i(t) \\ \vec{x}_i(t + 1), & \text{sinon} \end{cases} \quad (2.29)$$

$$\vec{G}best(t + 1) = \arg \min_{\vec{P}best_i} f(\vec{P}best_i(t + 1)), 1 \leq i \leq N \quad (2.30)$$

OEP

1 **Initialiser** aléatoirement N particules : position et vitesse.

2 **Evaluer** les positions des particules

3 **Pour** chaque particule i , $\vec{P}best_i = x_i$

4 **Calculer** $\vec{G}best$ selon (2.30)

5 **tant que** le critère d'arrêt n'est pas satisfait faire

 6 **Déplacer** les particules selon (2.27) et (2.28)

 7 **Evaluer** les positions des particules

 8 **Mettre à jour** $\vec{P}best_i$ et $\vec{G}best$ selon (2.29) et (2.30)

9 **fin**

Algorithme 1 : Algorithme d'optimisation par essaim particulaire.

II.7.3. Améliorations de PSO :

II.7.3.1. Confinement des particules :

Pour éviter que le système n'« explose » en cas d'amplification trop grande d'oscillations (il est possible que le déplacement d'une particule soit trop rapide et la conduise à sortir de l'espace de recherche), nous pouvons introduire un nouveau paramètre V_{max} , qui permet de limiter la vitesse sur chaque dimension et ainsi de contrôler l'explosion du système. Notons que cela ne restreint pas les valeurs de x_i à l'intervalle $[V_{imin}, V_{imax}]$, mais limite seulement la distance maximale qu'une particule va parcourir au cours d'une itération. Cette méthode permet de contrôler la divergence de l'algorithme et de réaliser ainsi un

II.7.3.2. Coefficient de constriction :

Des améliorations ont été apportées à l'algorithme de base, notamment du point de vue du contrôle de la divergence : en particulier, l'introduction du paramètre V_{max} que nous avons vu dans le paragraphe précédent, et qui permet de limiter la divergence des particules. En outre, beaucoup d'autres études ont été menées sur la dynamique des particules et qui s'attachent à analyser sous quelles conditions une convergence de l'essaim est assurée.

La combinaison des paramètres w , c_1 et c_2 permet de régler l'équilibre entre les phases de diversification et d'intensification du processus de recherche. Dans Clerc et Kennedy ont démontré qu'une bonne convergence peut être obtenue en rendant dépendants ces paramètres. L'utilisation d'un coefficient de constriction χ (ou facteur de constriction) permet de mieux contrôler la divergence de l'essaim et de s'affranchir de la définition de V_{max} . Cette variante de PSO, qui a été largement utilisée dans la littérature, est connue sous le nom de canonical PSO. En utilisant le coefficient de constriction, l'équation (2.27) devient :

$$v_{ij}(t + 1) = x(v_{i,j}(t) + \phi_1 r_1 (pbest_{i,j}(t) - x_{i,j}(t)) + \phi_2 r_2 (gbest_j(t) - x_{i,j}(t))) \quad (2.31)$$

Avec :
$$\chi = \frac{2}{\phi - 2 + \sqrt{\phi^2 - 4\phi}} \quad (2.32)$$

Ou :
$$\phi = \phi_1 + \phi_2, \phi > 4.$$

Les valeurs optimales de ϕ_1 et ϕ_2 ont été déterminées dans en effectuant de nombreux tests. En général, on utilise $\phi = 4.1$ et $\phi_1 = \phi_2$, ce qui donne un coefficient

$$\chi = 0,7298844 .$$

Pour remédier à ce problème, il pourrait être intéressant de fixer $V_{max} = (x_{max} - x_{min})/2$

II.7.3.3. Topologie de voisinage :

Comme nous l'avons vu dans les deux sous-sections(2.27) et (2.28), PSO est une méthode d'optimisation stochastique inspirée d'un comportement social. Ce comportement a été modélisé par les deux équations (2.27) et (2.28) pour guider les particules durant le

processus de déplacement. Le choix d'une topologie (le réseau de communication entre les particules) a donc une influence importante sur les performances de PSO.

A l'origine, dans la version de PSO résumée dans l'Algorithme, les auteurs ont défini une topologie entièrement connectée (i.e. chaque particule est reliée à toutes les autres). Cette version de PSO est appelée version globale (Gbest), car la particule est informée par la totalité des autres, et l'information effectivement utilisée est incarnée par le terme $\vec{G}best$ de la troisième composante de l'équation (2.27). Cette version a l'inconvénient majeur de ne pas donner lieu à une exploration suffisante, ce qui peut conduire à une stagnation dans un optimum local et donc à une convergence prématurée. De nombreuses variantes de la version originale, dites versions locales (Lbest), ont été proposées dans la littérature de PSO, afin d'améliorer sa convergence. Parmi ces variantes, nous pouvons citer celle proposée utilise un graphe d'information statique sous forme d'anneau (cette version est connue comme étant la version locale classique). Dans les versions locales, le terme $\vec{G}best$ est remplacé par les termes $\vec{L}best_i$, où, pour chaque particule i , on définit un ensemble de voisinage (i.e. l'information qui doit être partagée est la meilleure solution trouvée dans le voisinage de chaque particule ($\vec{L}best_i$)). Cette partie sera traitée et détaillée dans le chapitre 3, où nous présenterons aussi une nouvelle topologie dynamique, nommée Dcluster.

II.7.3.4.Coefficient d'inertie :

Le coefficient d'inertie w introduit, contrôle l'influence de la direction de la particule sur le déplacement futur. Le but de l'introduction de ce paramètre est de réaliser un équilibre entre la recherche locale (exploitation) et la recherche globale (exploration). L'intensité de l'exploration de l'espace de recherche dépend de la valeur du poids d'inertie, une grande valeur de w facilitant une exploration globale, alors qu'une petite valeur facilite l'exploration locale. Du fait de son influence sur les performances de l'algorithme PSO, le poids d'inertie a suscité un grand intérêt de la part de la communauté des chercheurs. Les auteurs ont proposé un coefficient d'inertie dynamique qui varie au cours du temps. Il commence par une valeur proche de 0,9 et descend linéairement pour arriver à 0,4. Cette stratégie a beaucoup amélioré les performances de PSO pour plusieurs problèmes d'optimisation. Le coefficient d'inertie w varie linéairement avec le temps selon la formule suivante :

$$w = w_{min} + (w_{max} - w_{min}) \cdot \left(\frac{iter}{max_{iter}} \right)$$

Où $iter$ est l'itération courante et max_{iter} est le nombre maximal d'itérations w_{max} et w_{min} désignent respectivement les valeurs maximum et minimum du coefficient w (généralement, $w_{min}, w_{max} \in [0,1]$).

II.7.3.5. Stratégie FIPS :

(Kennedy et Mende) ont proposé une nouvelle manière d'utiliser la topologie Gbest, appelée FIPS (Fully Informed Particle Swarm). FIPS utilise une partie des informations de chaque voisin, au lieu de se baser seulement sur les informations de la meilleure voisine et la meilleure expérience propre à la particule. Par conséquent, l'utilisation d'une topologie entièrement connectée ne signifie pas que l'information utilisée soit seulement la meilleure solution trouvée par l'essaim. En effet, dans FIPS, elle est toujours utilisée, mais elle n'est pas la seule. Pour les algorithmes basés sur le principe de la topologie FIPS, l'information utilisée pour déplacer les particules est issue de toutes les autres particules.

Ainsi, toutes les voisines contribuent à l'ajustement de la vitesse d'une particule :

$$v_i^{t+1} = \chi \left(v_i^t + \sum_{n=1}^{N_i} \frac{U(0, \phi)(p_{nbr(n)}^t - x_i^t)}{N_i} \right)$$

Où N_i est le nombre de voisins de la particule i , $nbr(n)$ est la n ème particule voisine de la particule i et ϕ est la constante d'accélération, qui permet de contrôler la convergence des particules. Cette dernière est fixée à 4,1 .

II.7.3.6. Algorithme TRIBES :

TRIBES est un algorithme d'optimisation par essaim particulaire sans paramètres de contrôle, qui a été proposé par Clerc]. Cet algorithme présente la particularité d'être totalement adaptatif, c'est-à-dire que tous les paramètres de contrôle sont calculés de manière autonome par l'algorithme. En effet, TRIBES est défini comme une boîte noire, pour laquelle l'utilisateur n'a plus aucun paramètre à régler. Il doit seulement définir le problème à résoudre (i.e. la fonction objectif, l'espace de recherche, les contraintes), ainsi que son critère d'arrêt. Cependant, il est à signaler que TRIBES ne peut pas résoudre tous les problèmes. De plus, ses résultats sont probabilistes à cause de son caractère stochastique.

Le but de TRIBES, d'après son auteur, est d'être efficace dans la plupart des cas et de permettre à ses utilisateurs de gagner du temps, en évitant l'étape de réglage de la métaheuristique.

- La première idée consiste à utiliser un nouveau mode d'initialisation (initialisation régulière) pour assurer une couverture plus uniforme de l'espace de recherche par les particules. En pratique, les particules sont initialisées de manière à être les plus éloignées possible les unes des autres et les plus éloignées possible des frontières de l'espace de recherche.
- La deuxième idée consiste à utiliser une nouvelle stratégie de déplacement, basée sur une hybridation avec un algorithme à estimation de distribution, pour maintenir la diversité au sein de l'essaim, tout au long du traitement.

Les résultats obtenus montrent une réelle amélioration apportée à l'algorithme initial.

II.7.3.7. PSO et hybridation :

Ces dernières années, l'hybridation des algorithmes a attiré l'attention de nombreux chercheurs afin d'améliorer leurs performances. L'objectif de l'hybridation est de combiner les caractéristiques de plusieurs algorithmes pour tirer profit de leurs avantages. Mais l'algorithme résultant risque d'hériter également de leurs faiblesses. De plus, un algorithme résultant de l'hybridation de plusieurs algorithmes peut avoir une complexité importante. Comme pour tous les méta heuristiques, l'hybridation a aussi touché le domaine de PSO dans le but d'améliorer ses performances. Dans ce qui suit, nous présentons quelques exemples d'hybridations entre PSO et d'autres algorithmes.

Angeline a proposé la première hybridation d'un algorithme PSO. Il introduit un processus de sélection et un processus de mutation inspirés des algorithmes évolutionnaires. Le processus de sélection est utilisé pour choisir des « bonnes » particules qui vont subir une mutation, et des « mauvaises » particules qui sont éliminées.

une approche originale d'hybridation, qui est une combinaison de PSO et DE (DE-PSO), est proposée. Cette approche consiste à définir une stratégie de déplacement aléatoire pour accroître la capacité d'exploration et en même temps accélérer la convergence de l'algorithme, en utilisant des opérateurs de l'algorithme DE. Dans cette approche, trois stratégies de mise à jour de la particule ont été utilisées : DE Updating Strategy (DEUS), Random Updating Strategy (RUS) et PSO Updating Strategy (PSOUS). une hybridation entre PSO et les stratégies évolutionnaires est proposée. Les paramètres ϕ_1 et ϕ_2 , ainsi que \vec{g} , sont perturbés selon une distribution gaussienne. La variance de cette distribution est déterminée à l'aide d'un processus de sélection. une hybridation entre PSO et les algorithmes génétiques est développée. Il est démontré dans cet article que PSO est favorable dans la phase de diversification, alors que les algorithmes génétiques sont plus efficaces dans la phase d'intensification. un algorithme de PSO est hybridé avec un algorithme de colonies de fourmis. L'idée sous-jacente consiste à utiliser PSO comme méthode de recherche globale, alors que l'algorithme de colonies de fourmis est censé améliorer le processus d'intensification, en étant utilisé comme une recherche locale. un algorithme de PSO utilisant des principes des algorithmes à estimation de distribution est présenté. Les meilleures particules sont ici utilisées pour attirer les autres particules de l'essaim à l'aide de l'estimation d'une distribution de probabilité. Enfin, il existe aussi plusieurs méthodes hybridant PSO avec une recherche locale. Parmi ces méthodes, nous citons NM-PSO, qui est une combinaison de la technique de Nelder-Mead (NM) et de PSO. Dans NM-PSO, le processus hybride réalise l'exploration par l'algorithme PSO et l'exploitation par l'algorithme NM .

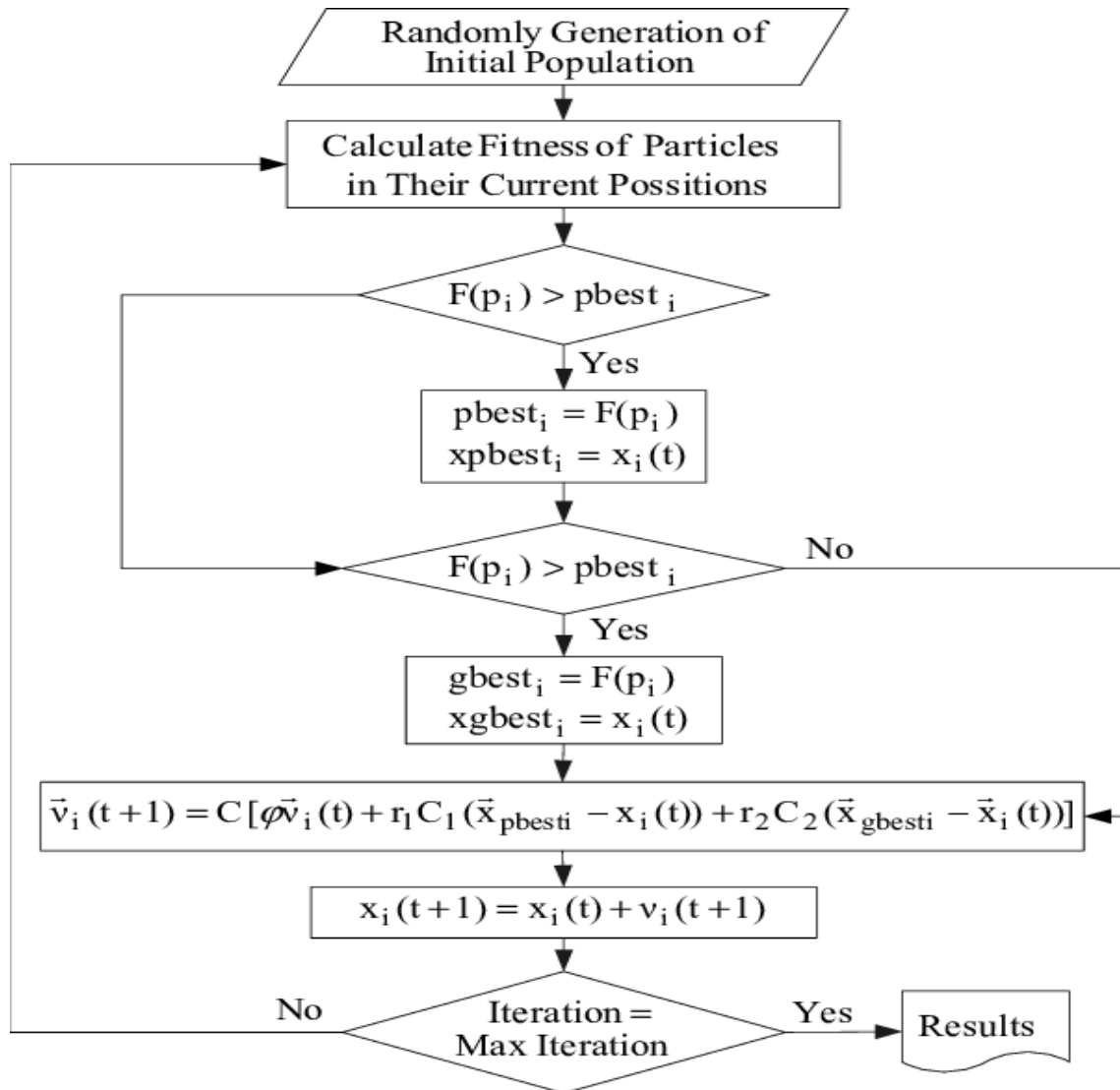


Fig II.22. Organigramme de l'algorithme PSO.

II.7.4. Avantages et inconvénients de PSO :

L'algorithme du PSO présente un **avantage** certain sur les méthodes classiques dans le sens où il permet une exploration aléatoire de l'espace de solution. De plus de sa simplicité à mettre en œuvre et son exécution conduit à l'obtention de très bon résultat, rapidement et facilement avec peu de paramètre à ajuster.

Bien que le PSO trouve de bonnes solutions dans un temps beaucoup plus court que d'autres algorithmes évolutionnaires, l'amélioration de la qualité des solutions ne peut être garantie en augmentant le nombre d'itération.

L'algorithme de PSO a deux **inconvénients** principaux :

- Le premier inconvénient est que l'essaim peut prématurément converger.
- Le deuxième inconvénient est que les approches stochastiques ont un problème de dépendance tout changement d'un de leurs paramètres peut avoir un effet sur le

fonctionnement de l'algorithme tout comme sur la solution obtenue.

II.8. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons développé un modèle simplifié de la machine synchrone par modélisation mathématique, à l'aide de transformé de Park, d'une machine synchrone triphasée avec un rotor installé par rapport au stator. Ensuite, nous expliquons le fonctionnement de la logique floue et la théorie de l'Optimisation par Essaim Particulaire(PSO) du pss (puissance système stabilisateur)Le chapitre suivant sera consacré aux simulations utilisant des algorithmes et sera donc validé par des simulations dans l'environnement Matlab / Simulnk, à l'aide d'un fichier. Un modèle linéaire du générateur a été obtenu par identification et citation dans plusieurs sources bibliographiques.

Chapitre III : simulation et analyse des résultats

III.1.Introduction :

Ce chapitre présente une approche récente du contrôle de vitesse PMSM en utilisant un algorithme d'optimisation de l'essaimage de particules (PSO) pour améliorer les paramètres du contrôle PI de la vitesse . Le système général simulé a été préparé dans différentes conditions de fonctionnement et configuration expérimentale. Utilisation de PSO comme algorithme d'optimisation, avec une réponse dynamique plus rapide, une plus grande précision et insensible aux changements de charge. La comparaison entre les différents contrôleurs se fait à l'aide du contrôleur PI et PSO et PSO FLOUE. Le système est testé dans diverses conditions de fonctionnement. Les résultats de la simulation montrent une bonne réponse dynamique avec un temps de récupération rapide.

III.2.Domaine d'applications :

III.2.1.Logique Floue :

Les applications des systèmes flous se sont multipliées, parmi lesquelles, les contrôleurs flous et les modèles flous ont été développés pour de nombreux procédés technologiques. Malgré les différences dues aux particularités de chaque application, ces systèmes ont la même structure interne et ils utilisent tous un mécanisme d'inférence. Les contrôleurs basés sur la logique floue ont fait leurs preuves dans divers domaines d'application, dont la régulation, des systèmes de puissance par le biais de régulateurs PSS.

Les modèles flous suscitent beaucoup d'intérêt, et la littérature relative à ce sujet est abondante et ces derniers ont eu un succès remarquable dans la description des systèmes complexes qui sont difficiles à modéliser par les approches conventionnelles

Les applications pratiques déjà connues sont innombrables, nous en citons quelques-unes :

la recherche opérationnelle ;la gestion financière ;le contrôle de production ;le contrôle des machines ;la robotique ;la sismologie ;la météorologie ;la didactique ;la sélection du personnel ;l'informatique ;la médecine ;l'intelligence artificielle ;la neuromimétique ;la linguistique ;le traitement des données ;la communication homme-machine ;la reconnaissance des formes ;la fiabilité ;la chimie industrielle ;les transports ;la sociologie ...

III.2.2.Particule l'essaim Optimisation (ps0) :

Contrairement aux algorithmes génétiques et à d'autres algorithmes heuristiques, la **PSO** possède une grande flexibilité de contrôle qui permet de balancer entre l'exploration globale et locale de l'espace de recherche.

- la **PSO** utilise des règles de transition probabilistiques, et non pas déterministes. Cela permet d'obtenir une recherche dans des domaines considérés compliqués et incertains. Cet avantage confère à la PSO une grande robustesse et une flexibilité qui dépasse celles des méthodes conventionnelles d'optimisation.

La modélisation floue et sa combinaison avec la commande synergétique optimisée par la **PSO** appliquée à un système de puissance fait l'objet principal de ce travail.

Vous trouverez ci-dessous une analyse spécifique du rôle dans l'industrie :

1- Reconnaissance de formes et traitement d'images. L'algorithme PSO joue un rôle dans la segmentation d'images, l'enregistrement d'images, la fusion d'images, la reconnaissance d'images, la compression d'images et la synthèse d'images.

2- formation de réseau neuronal. L'algorithme PSO peut effectuer l'entraînement du poids de connexion, la conception de la structure, la modification des règles d'apprentissage, la sélection des fonctionnalités, l'initialisation du poids de connexion et l'extraction des règles dans le réseau de neurones artificiels. Cependant, la vitesse n'est pas aussi bonne que l'optimisation des rapports de gradient, et cela nécessite plus de ressources de calcul. Ne bouge généralement pas.

3- Conception du système d'alimentation. Par exemple, des chercheurs de Fuji Electric Power Compagnie au Japon ont simplifié le problème RPVC (Réactive Power and Voltage Control) dans les compagnies d'électricité à la valeur de fonction minimale et ont utilisé un algorithme PSO amélioré pour améliorer la solution.

4- Synthèse d'un dispositif semi-conducteur : un dispositif semi-conducteur est fabriqué pour obtenir les paramètres de conception correspondants en fonction des caractéristiques du dispositif attendues dans un espace de recherche donné.

5- Il existe d'autres industries connexes. Y compris la détection automatique de cibles, la reconnaissance de signaux biologiques, la planification des décisions, la reconnaissance du

III.3. Méthode d'optimisation :

III.3.1. Principaux types de régulateur PI (correcteur) :

Le choix approprié du type de régulateur a une grande importance. Dans notre travail, on s'intéresse aux régulateurs analogiques. Un système asservi doit être suffisamment précis et une rapidité suffisante. Le problème qui se pose est qu'on doit trouver un bon arrangement pour assurer les trois critères de performance car un système précis doit avoir un gain élevé alors que le gain trop élevé influence la stabilité et rend le système en question instable. L'objectif est de trouver un compromis entre les trois critères pour que le régulateur optimise au mieux la réponse du système.

- L'action Proportionnelle P corrige de manière instantanée, donc rapide, tout écart de la grandeur à régler. Elle permet de vaincre les grandes inerties du système. Afin de diminuer l'écart de réglage et rendre le système plus rapide, on augmente le gain (on diminue la bande passante) mais on est limité par la stabilité du système. Le régulateur P est utilisé lorsqu'on désire régler un paramètre dont la précision n'est pas importante, exemple : régler le niveau dans un bac de stockage.

Les formes les plus courantes qui s'ajoutent à l'action proportionnelle sont :

- L'action intégrale I complète l'action proportionnelle. Elle permet d'éliminer l'erreur résiduelle en régime permanent. Afin de rendre le système plus dynamique (diminuer le temps de réponse). On diminue l'action intégrale mais, ceci provoque l'augmentation du déphasage ce qui provoque l'instabilité en boucle fermée. En compensant les inerties dues au temps mort, l'action intégrale accélère la réponse du système et améliore la stabilité de la boucle, en permettant notamment un amortissement rapide des oscillations dues à l'apparition d'une perturbation ou d'une variation subite de la consigne.
- L'action dérivée D est appliquée aux variations de la grandeur à régler seule et non de l'écart mesure-consigne afin d'éviter les oscillations dues à une variation subite de la consigne. L'action D est utilisée dans l'industrie pour le réglage des variables lentes telles que la température, elle n'est pas recommandée pour le réglage d'une variable bruitée ou trop dynamique (la pression). En dérivant un bruit, son amplitude risque de devenir plus importante que celle du signal utile.

Ces actions s'effectuent généralement sur le signal d'erreur. Un régulateur PI regroupe les deux actions proportionnelle et intégrale, un régulateur PD regroupe l'action proportionnelle et dérivative alors que le PID regroupe les trois actions en même temps.

III.3.2. Développement de l'algorithme d'essais particuliers :

Les algorithmes d'essais particuliers peuvent être formulés comme suit :

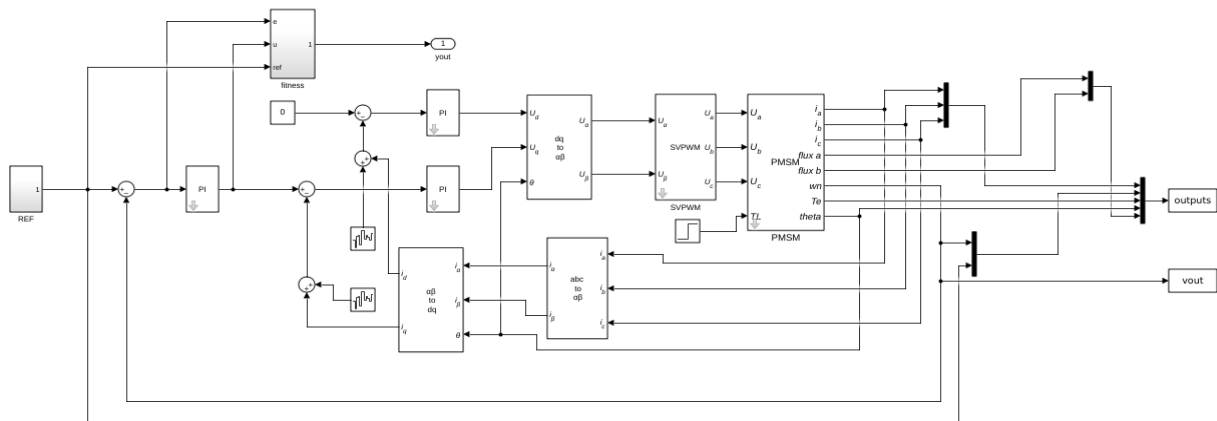
Un essaim de particules est caractérisé par :

- Le nombre de particules N
- La vitesse maximale d'une particule
- L'inertie d'une particule C1
- Les coefficients C2 et C3 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

III.4.Modèle globale de simulation :



Fig(III.1) Schéma globale de simulation la machine synchrone

III.4.1.modèle de simulation :

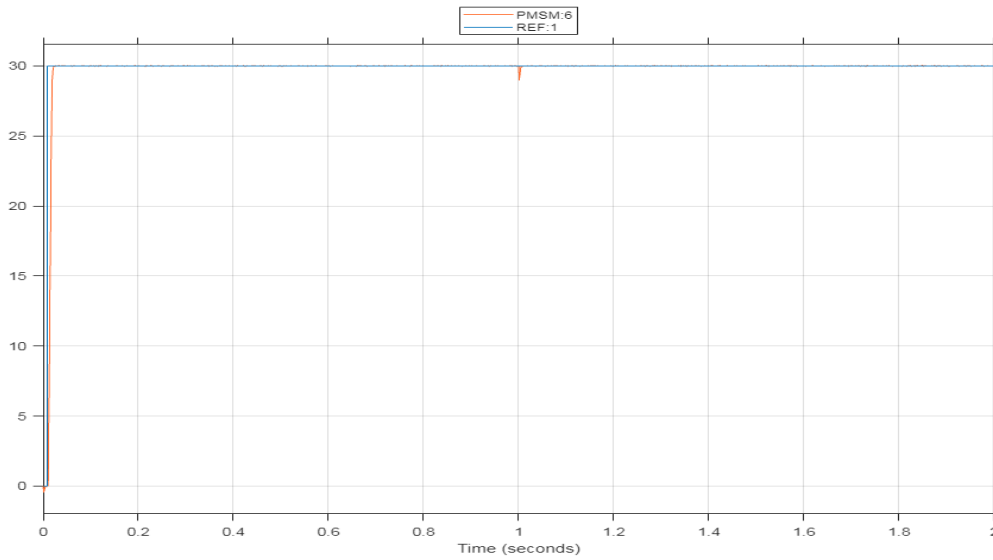
Le schéma de notre modèle globale de simulation a été inspiré de matlab-simulink. Quoiqu'il existe plusieurs schémas de simulations sur ce logiciel le choix d'un prototype dépend des compétences d'opérateur. Cependant pour notre cas, nous avons combiné entre plusieurs schémas en intégrant le type de régulateur. Le schéma final est constitué machine synchrone a aimant permanent (Alternateur), régulateur PI dont les coefficient sont optimisés par pso et pso floue.

III.4.2. les paramètre de la machine synchrone :

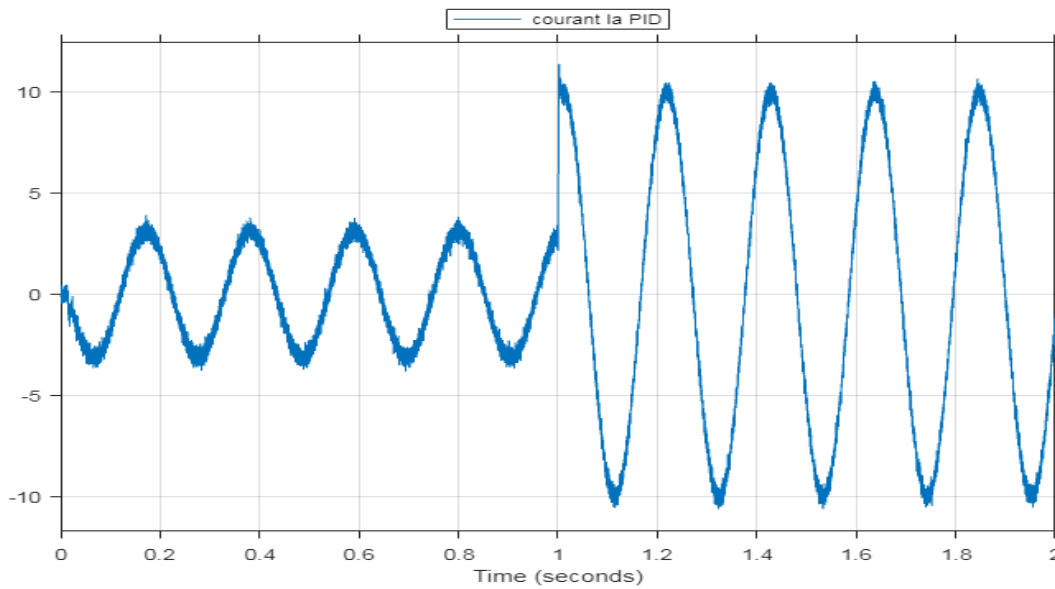
- Résistance de phase $r=1.1 \Omega$
- Inductance d'axe d $L_d=15.57 \text{ mH}$
- Inductance de l'axe q $L_q=15.57 \text{ mH}$
- Moment d'inertie $j= 0.0051 \text{ kg} \cdot \text{m}^3$
- Vitesse nominal $N_n= 30 \text{ rd/s}$
- Flux d'aimant permanent $\phi = 0.26 \text{ wb}$
- Paire de pôles $N_p= 4$

III.5. Les résultats de simulation :

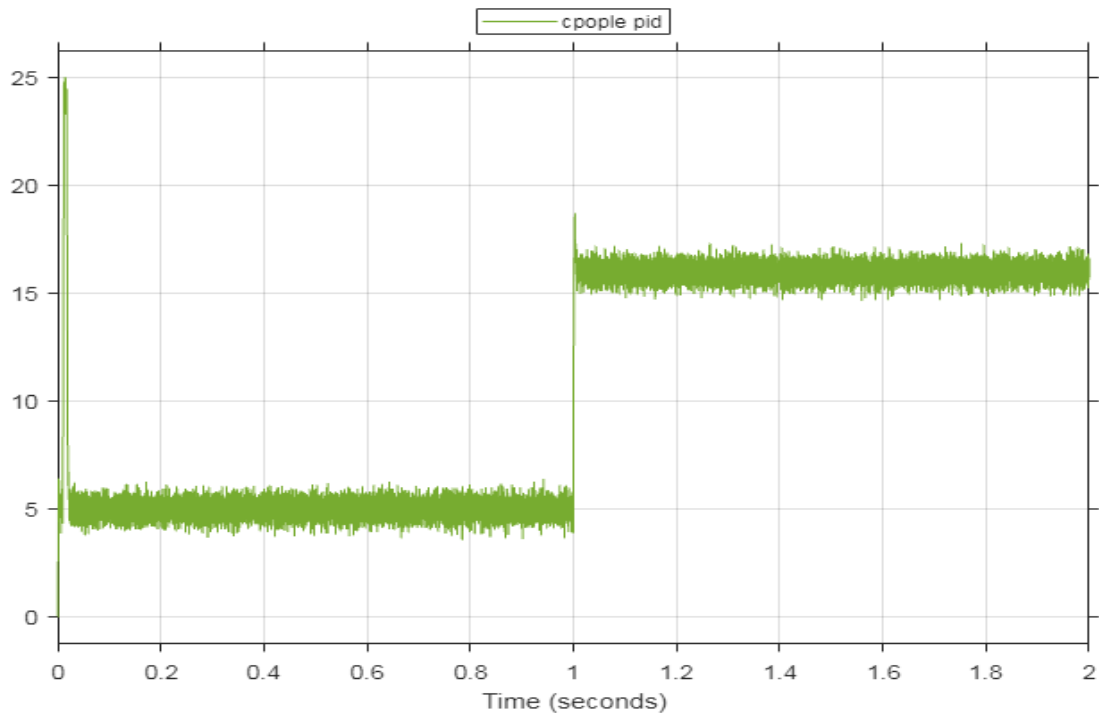
III.5.1. La régulation avec P I :



Fig(III.2) vitesse réf de la machine synchrone avec régulateur PI



Fig(III.3) courant phase (a) de la machine synchrone avec régulateur PI



Fig(III.4) couple de la machine synchrone avec régulateur PI

III.5.1.1. interprétation de résultat:

La **Figure(III.2)** montre les changements de valeur de vitesse pmsm et référence en fonction de temps.

La **Figure (III.3)** montre les changements de valeur de courants phase a en fonction de temps.

la **figure(III.4)** montre le changement de valeur de couple en fonction de temps.

- Dans la fig (III.2) on remarque sur la courbe de vitesse que la réponse du régulateur PI était bonne à l'instant $t=0.025$ s où sa valeur s'est stabilisée, et à l'instant $t = 1$ s diminution momentanée de la vitesse $N=28.98$ rd/s due a la variation du couple puis elle s'est stabilisée à la vitesse précédente $N = 30$ rd/s .
- Et ensuite dans la fig (III.3) On remarque l'amplitude du courant est petit à l'instant $t=[0;1]$ s a cause de la petite charge , et après $t=1$ s on voit une augmentation de l'amplitude du courant $I_a=11.39$ A a cause de l'augmentation de la charge.
- Dans la fig (III.4), A l'instant $t=[0;0.024]$ s on aperçoit une forte oscillation des couple à cause de manque de régulation ,et $t=[0.024;1]$ s on a faible l'amplitude de couple a cause de faible charge at après $t=1$ s on obtient une bonne et stable oscillation à valeur de couple $T_e=18.72$ N.m

III.5.2. La régulation avec PSO :

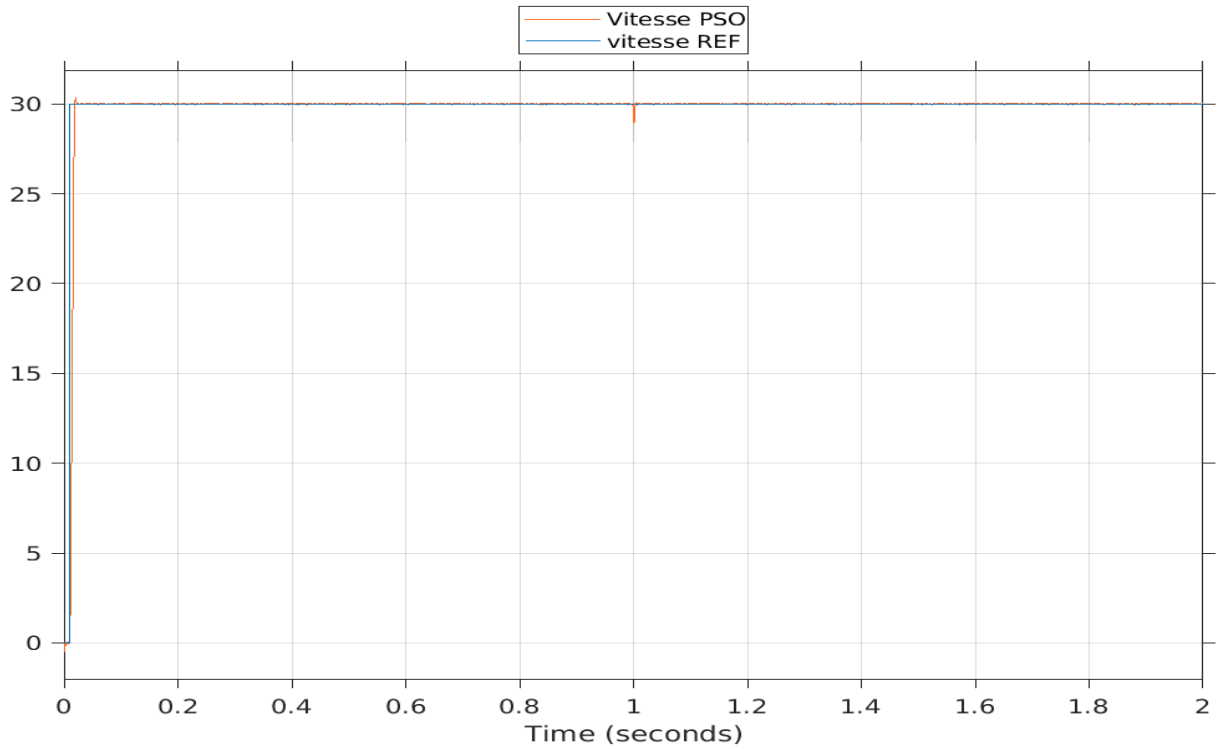


Fig (III.5) comparaison la vitesse machine synchrone avec régulateur PSO et vitesse de réf

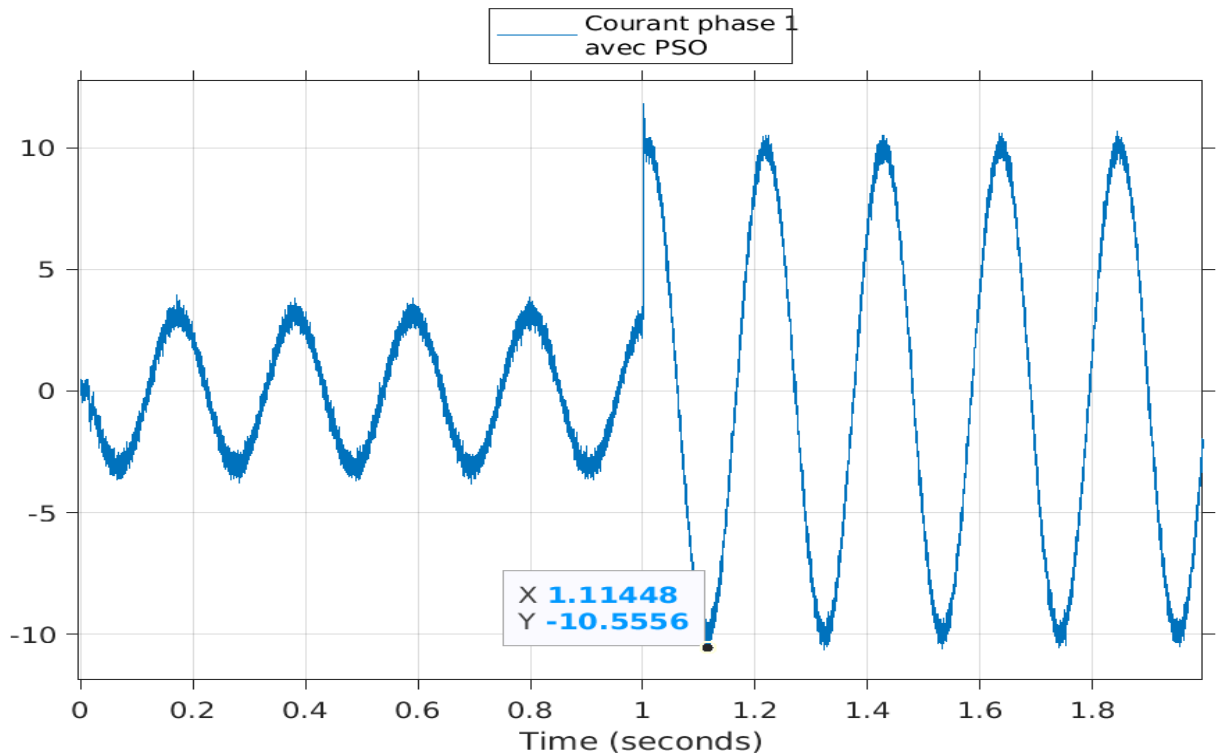
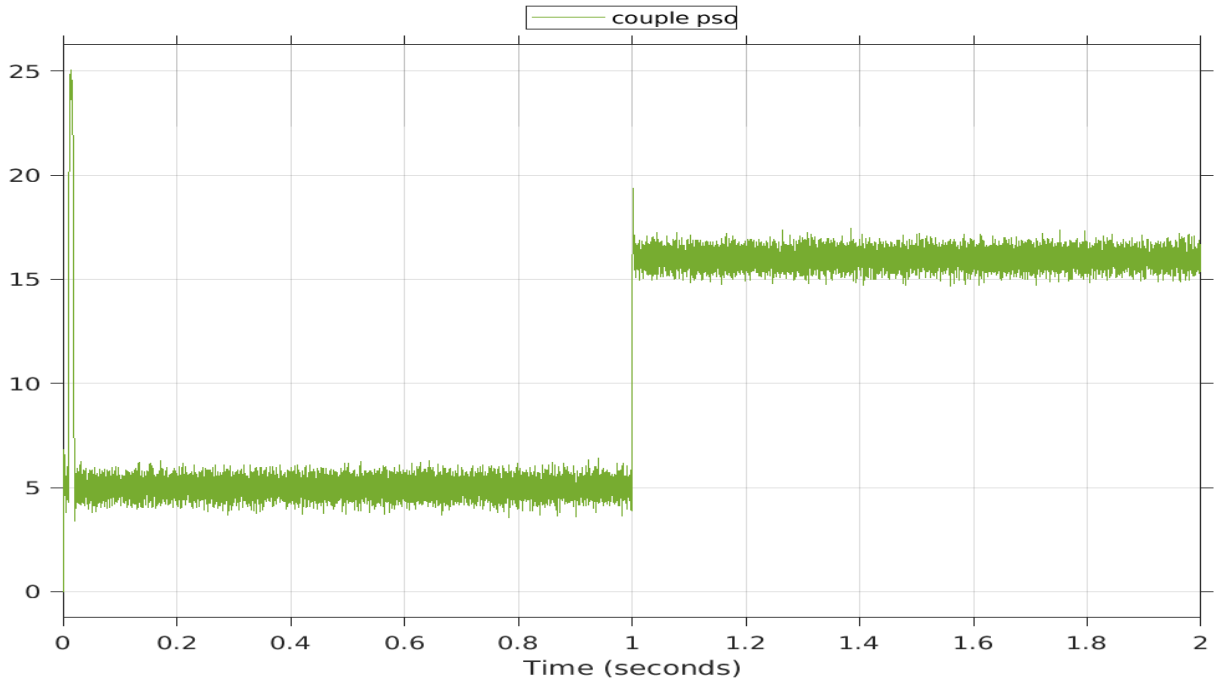


Fig (III.6) courant (I_a) de la machine synchrone avec régulateur PSO



Fig(III.7) couple de la machine synchrone avec régulateur PSO

III.5.2.1. interprétation de résultat:

La **Figure(III.5)** montre les changements de valeur de vitesse pmsm et référence en fonction de temps.

La **Figure (III.6)** montre les changements de valeur de courants phase1 en fonction de temps.

La **figure(III.7)** montre le changement de valeur de couple en fonction de temps.

- Sur la fig (III.5) on remarque sur la courbe de vitesse que la réponse du régulateur pso était bonne à l'instant $t=0.02$ s où sa valeur s'est stabilisée, et à l'instant $t = 1$ s diminution momentanée de la vitesse $N=28.95$ rd/s due à l'intervention de la régulateur puis elle s'est stabilisée à la vitesse précédente $N = 30$ rd/s .
- Et ensuit dans la fig (III.6) On remarque valeur du courant est faible à l'instant $t=[0;1]$ s a cause de petit la charge , et après $t=1$ s on voit une augmentation de l'amplitude du courant $I_a=11.76$ A a cause de la grand vitesse de rotation de l'arbre de rotor.
- Dans la fig (III.7), A l'instant $t=[0;0.019]$ s on aperçoit une fort l'oscillation des couple à cause de manque de régulation ,et $t=[0.019;1]$ s on a faible l'amplitude de couple a cause de faible charge at après $t=1$ s on obtient une bonne et stable oscillation à valeur de couple $T_e=19.35$ N.m

III.5.3. La régulation avec PSO Floue :

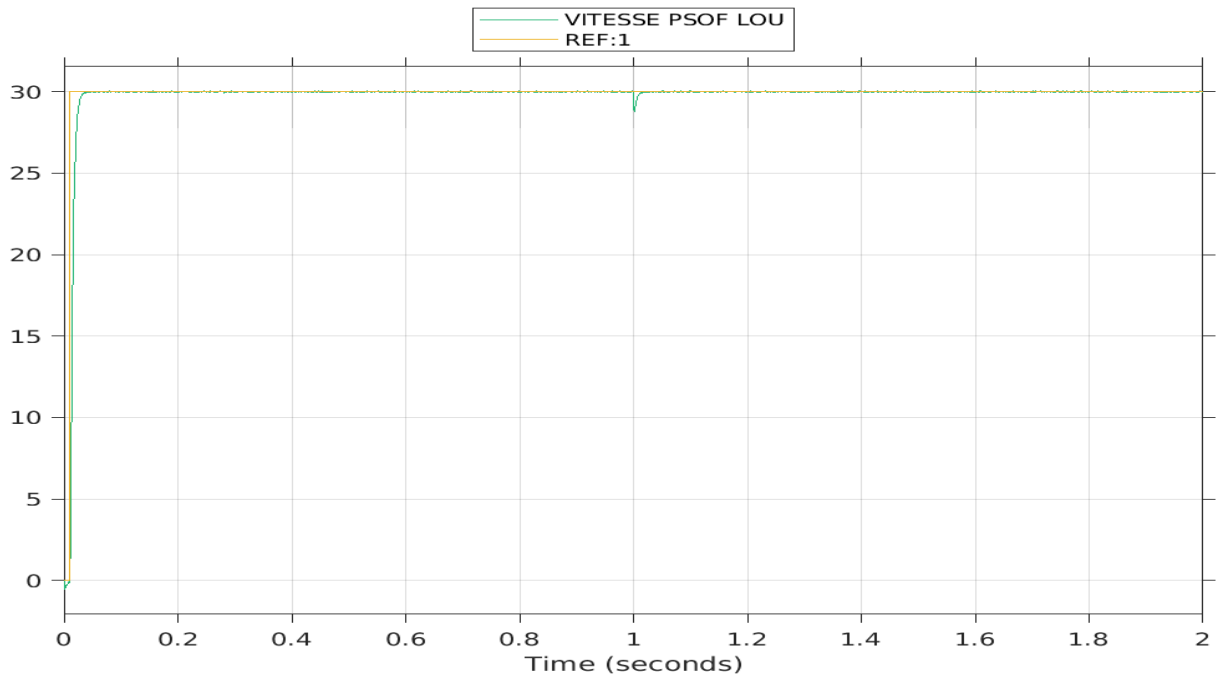


Fig (III.8) comparaison la vitesse machine synchrone avec régulateur PSO floue et vitesse de réf

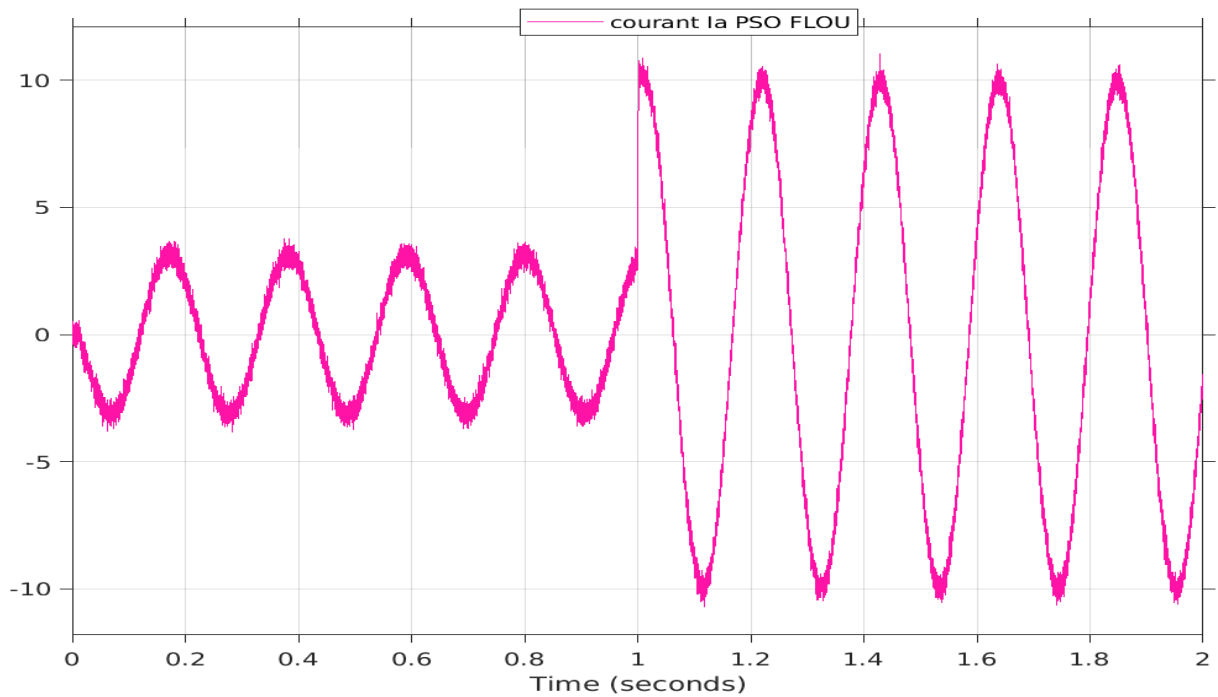


Fig (III.9) courant phase (a) de la machine synchrone avec régulateur PSO floue

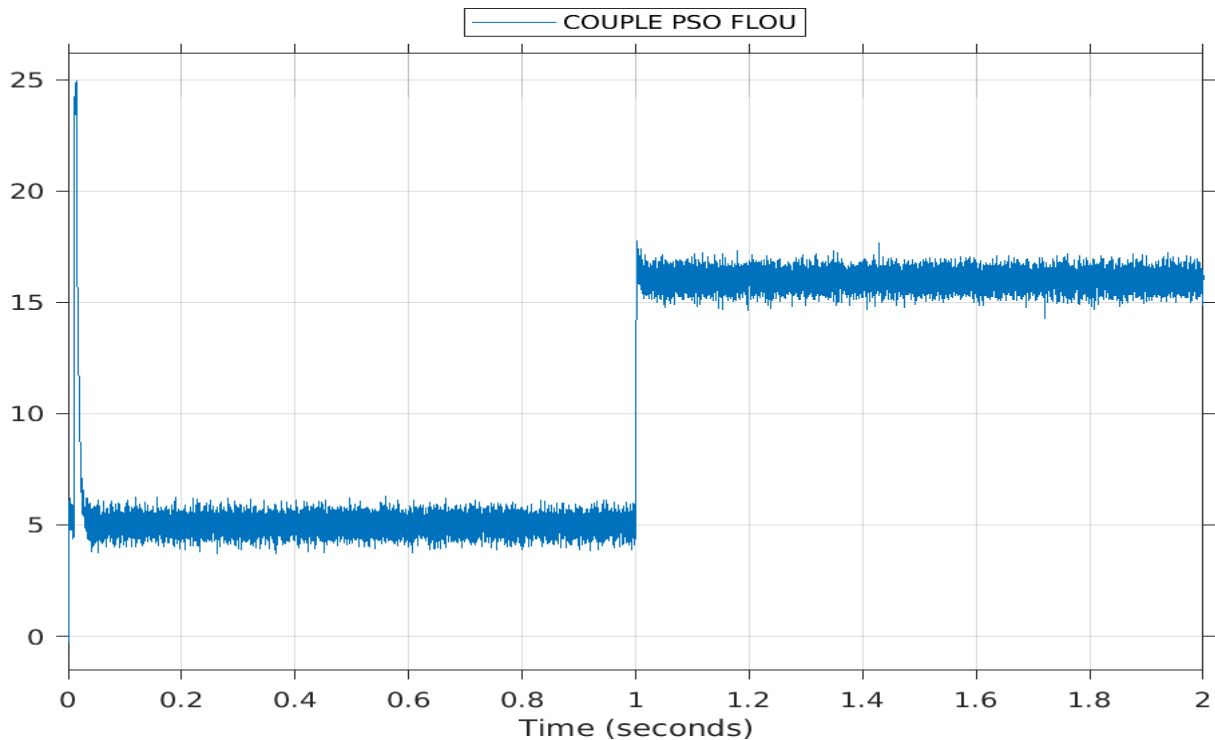


Fig (III.10) couple de la machine synchrone avec régulateur PSO floue

III.5.3.1. interprétation de résultat:

La **Figure(III.8)** montre les changements de valeur de vitesse pmsm et référence en fonction de temps.

La **Figure (III.9)** montre les changements de valeur de courants phase1 en fonction de temps.

La **figure(III.10)** montre le changement de valeur de couple en fonction de temps.

- Sur la fig (III.8) on remarque sur la courbe de vitesse que la réponse du régulateur pso floue était bonne à l'instant $t=0.05$ s où sa valeur s'est stabilisée, et à l'instant $t = [1 ; 1.02]$ s on voit que diminution de la vitesse $N=28.79$ rd/s due à l'intervention de la régulateur puis elle s'est stabilisée à la vitesse précédente $N = 30$ rd/s et que le dépassement de la vitesse n'existe pas pendant le démarrage .
- Et ensuite dans la fig (III.9) On remarque valeur du courant est faible à l'instant $t=[0 ; 1]$ s a cause de petit la charge , et après $t=1$ s on voit une augmentation de l'amplitude du courant $I_a=10.86$ A a cause de l'augmentation de la charge.
- Dans la fig (III.10), A l'instant $t=[0 ; 0.023]$ s on aperçoit une forte l'oscillation des couple à cause de manque de régulation ,et $t=[0.05 ; 1]$ s on a faible l'amplitude de couple a cause de faible charge et après $t=1$ s on obtient une bonne et stable oscillation à valeur de couple $T_e=17.72$ N.m

III.6.Comparaison des résultats de vitesse :

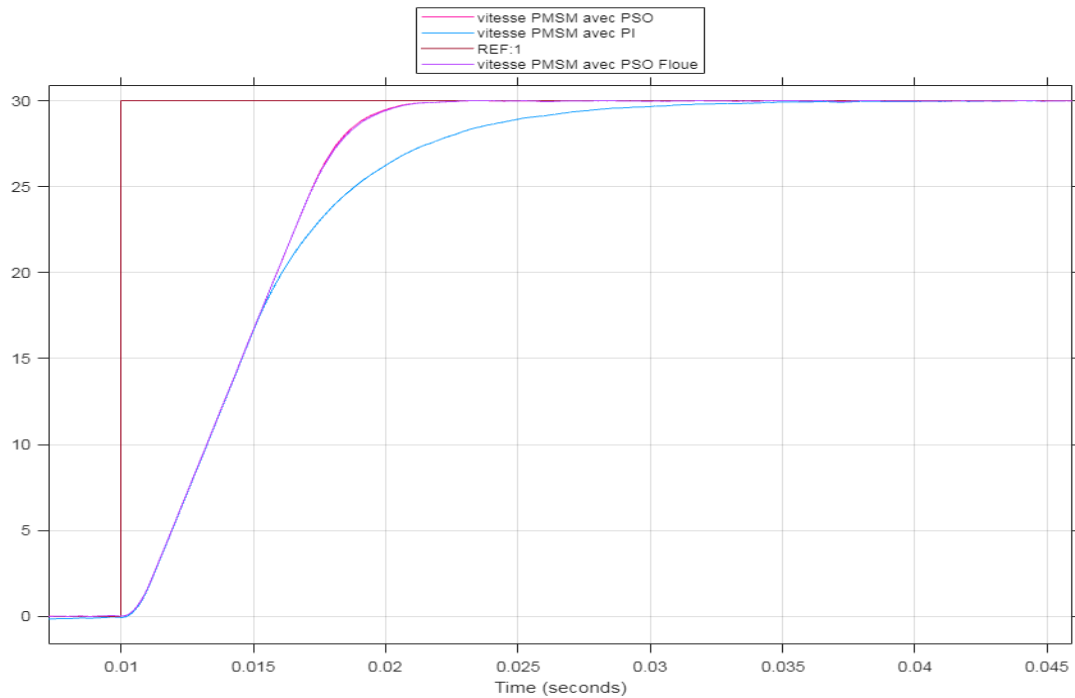


Fig (III.11) comparaison la vitesse machine synchrone avec les régulateurs (PI ,PSO et PSO floue) et vitesse réf

III.6.1. interprétation de résultat:

- On remarque bien la différence entre les 4 courbes dans la phase de démarrage en termes de rapidité et stabilité dans les figures (III.12). Contrairement à la vitesse qui utilise la PSO floue qui augment exponentiellement et rapidement vers sa valeur nominale, la vitesse avec une régulation PI subit beaucoup de perturbations du temps. Ensuite la vitesse commence à se stabiliser pendant une période de $t= 0.043$ seconds pour arriver à sa valeur nominale. En déduit que la régulation avec la PSO floue $t=0.0228s$ est à peu près la même de la régulation PSO $t=0.023$ s mais on conclut que par ces résultats : la PSO Floue est beaucoup plus rapide que la régulation PSO et PI.

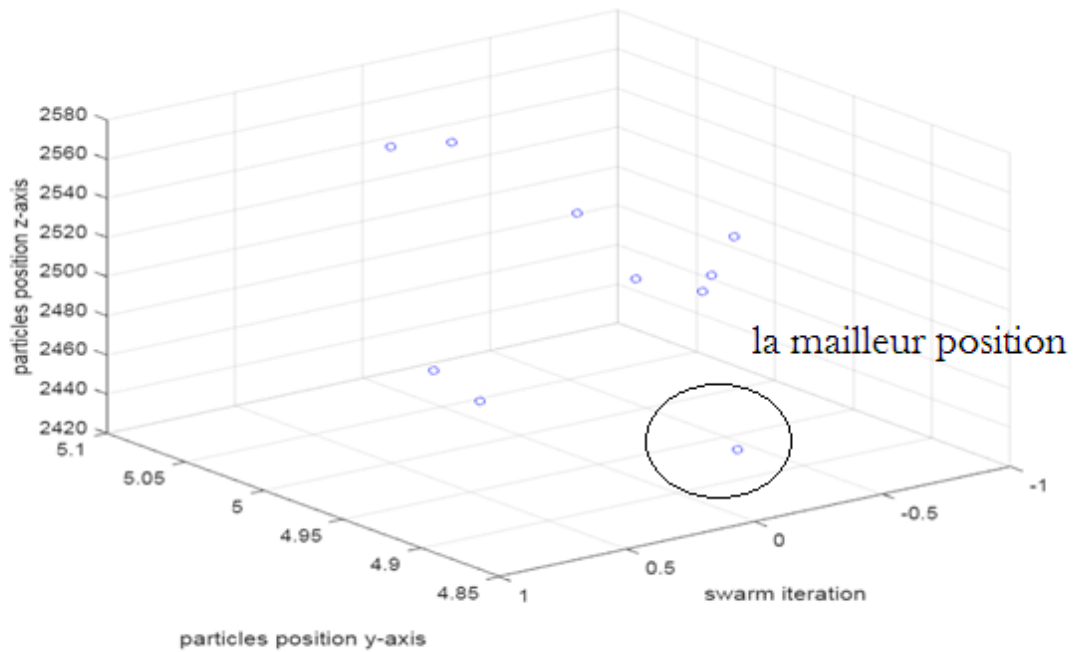


Fig (III.12) l'itération de régulateur PSO

kp	ki
4.97	2442.53
4.85	2472.15
5.11	2426.97
4.98	2482.75
5.05	2489.68
5.07	2498.2
5.10	2496.16
4.93	2571.33

Tableau (III.1) itération tout les point de pso

Comparaison **ki** et **kp** avec les trois régulateurs :

	kp	ki
pi	5	5000
pso	4.49	4000
Pso floue	4.42	3000

Tableau (III.2) les valeur kp et ki avec pi ,pso et pso floue

A partir le tableau (III.2) on remarque la valeur de **kp** et **ki** de **PSO floue** est la meilleurs et la plus optimale par a pour les autres régulateurs

III.7.Conclusion :

Ce dernier chapitre on a présenté l'ensemble des résultats de notre étude de simulation avec leurs interprétations. D'abord nous avons élaboré les schémas des circuits de simulation en inspirant de matlab-simulink. Après la mise en fonctionnement, nous avons simulé le fonctionnement de la régulation par trois contrôleurs (PI et PSO et PSO Floue) les resultat de simulation obtenues ont été analysés et interprétés. Ces derniers ont présentés des bons indices. Donc nous avons décidé de comparer le régulateur PI avec le régulateur PSO et PSO floue en fonctionnement normal de l'alternateur.

Après simulation, les résultats montrent que le régulateur PSO flou donne de meilleures réponses par rapport au régulateur PI et PSO à savoir un temps de montée plus court, une bonne précision, absence de dépassements. Malgré les avantages du régulateur PSO flou liés à sa mise en oeuvre en comparaison avec le PI mais ce dernier reste encore le plus utilisé dans l'industrie

Conclusion générale

Conclusion Générale :

D'après ce mémoire, nous avons conclu que :

La production de l'électricité est basée sur l'utilisation d'un système électromécanique qui s'appelle alternateur, ce qui montre son importance dans le domaine industriel.

Dans le premier chapitre, nous avons fait une étude complète concernant l'alternateur, ce dernier est entraîné par une turbine qui fournit l'énergie mécanique à l'entrée de l'alternateur, celui-ci transforme cette énergie en énergie électrique, c'est-à-dire la génération d'électricité.

Dans le deuxième chapitre, nous avons présenté la modélisation de l'alternateur synchrone par la représentation des différentes grandeurs énergétiques. Nous avons démontré les équations électriques et mécaniques qui sont essentielles pour la simulation d'une machine synchrone, ensuite nous avons expliqué la transformation de Park des tensions statoriques qui joue un rôle très important dans la simplification des calculs. Aussi nous avons vu les différents types de régulation de l'alternateur et leurs principes de fonctionnement comme nous avons présenté la théorie de la logique floue et la théorie d'optimisation par les Particules (PSO).

Dans le troisième chapitre, nous avons exécuté notre simulation avec le logiciel de simulation Matlab-Simulink en vue de faire une analyse complète sur la régulation de vitesse de rotation, courant et couple mécanique. Nous avons obtenu des résultats acceptables des grandeurs de l'alternateur dans le cas de fonctionnement normal et le cas d'un fonctionnement perturbé, nous avons déduit que le régulateur permet de stabiliser la vitesse de rotation pendant le démarrage ainsi que dans le cas d'un défaut temporaire et le cas du manque de régulateur.

En fin, après simulation, les résultats montrent que le régulateur PSO flou donne de meilleures réponses par rapport au régulateur PSO et PI à savoir un temps de montée plus court, une bonne précision, absence de dépassements. Malgré les avantages du régulateur PSO flou liés à sa mise en œuvre en comparaison avec le PSO et PI mais ce dernier reste encore le plus utilisé dans l'industrie.

Références et bibliographiques

[1] Bapio BAYALA, *la machine électrique*, Formation Continue – Techniciens Supérieurs – Ingénieurs Electrotechniciens La dernière modification de cette page a été faite le 11 avril 2018 à 09:58

[2] Leroy-Somer, Alternateurs – Alternateurs, LSA ; LSA M ; LSA C ; LSA K ; LSA T 50 / 51 AREP Installation et / and maintenance, 3281 en- 2017.12/O

[3] A. BLAJKINE, *Electrotechnique générale*, traduction français, Edition Mir 1977

[4] https://www.emse.fr/~dutertre/documents/Cours_ET_1A_imp.pdf

[5] Belkhira Sabrina Hadjer, *Etude et application des régulateurs automatiques AVR-PSS appliquée aux turbo alternateurs sous le régime des FACTS*, Mémoire de Fin d'Etudes, Université Dr. Tahar Moulay de Saïda, 2017

[6] Claude CHEVASSU, *Machines Electriques. Cours et Problèmes*, O1MM 2e année, version n°2,71-05/02/2014

[7] D. Jolevski, *Excitation System of Synchronous Generator*, University of Split, Faculty of Electric[al Engineering, Mechanical Engineering and Naval Architecture, plit, 2009.

[8] Theodor Wildi, *Électrotechnique*, imprimé au Canada, sixième impression-juillet,1988

[9] :J.L.DALMASSO, *Machines tournantes à courant alternatif*, Edition BELIN avril 1985.

[10] Bapio BAYALA, *la machine électrique*, Formation Continue – Techniciens Supérieurs – Ingénieurs Electrotechniciens La dernière modification de cette page a été faite le 11 avril 2018 à 09:58

[11] Amari Mansour, *Cours d'électrotechnique*, Institut Supérieur des Etudes Technologiques de Nabeul, Janvier 2014

[12] E. MATAGNE, *Machines synchrones*, Université Catholique de Louvain-ELEC2753-2012.

[13] Lamya Abdeljalil, MODELISATION DYNAMIQUE ET COMMANDEDES ALTERNATEURS COUPLÉS DANS UN RÉSEAU ÉLECTRIQUE EMBARQUE, Thèse de Doctorat de à l'Ecole Polytechnique de l'Université de Nantes – Saint Nazaire, 29 Novembre 2006

[14] BOUYAHIAOUI Oussama et KOUROUGHLI Mohamed Amin, *Etude et simulation du démarreur statique LS2100e de l'alternateur de grande puissance de la centrale de BOUFARIK*, Mémoire de fin d'études, Université M'Hamed Bougara, Boumerdes, 2015/2016.

[15] Charef Youcef, Chelouti Bilal « Optimisation de la stabilité dynamique d'un alternateur de puissance liée à un réseau infini », Mémoire fin d'étude UMBB 2016.

[16] Ziyad Bouchama « Stabilisateurs Synergétiques des Systèmes de Puissance » UFAS, Thèse de Doctorat, 2013.

- [17] S.Daiboun, « Renforcement de la stabilité transitoire par l'utilisation des FACTS, Mémoire de Magistère, Département d'électrotechnique Université de Skikda 2005.
- [18] Kamel Saoudi « Stabilisateurs intelligents des systèmes électro-énergétiques » UFAS, Thèse de Doctorat, 2014.
- [19] Andersson G., Modeling and analysis of Electric Power Systems, Lectures 227-526,EEH Power Systems Laboratory, ETH, Zurich, March 2006.
- [20] (Neeraj gupta, 2008)«fuzzy logic based power system stabilizer» Thesis submitted in partial fulfillment of the drives university patiala-14704.
- [21] (Touati Hamed Youcef ,Ben Douiem Salem.....,2008)
« Etude de système photovoltaïque par régulateur Logique floue et Algorithme Génétique» Mémoire d'ingénieur Centre Universitaire D' EL-OUED
- [22] (L.Baghli, 2003) « contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de logique floue, réseaux de neurones et les algorithmes génétiques» Thèse Doctorat NANCY ,2003.
- [23] (F.Chevrie et F.Guely,) «cahier technique n° 191: la logique floue», groupe Schneider, 1998.
- [24]M. Rue1 Introduction à la logique floue «Logique à valeurs multiples», Lévis, Québec 1991.
- [25] (Oualid Haga, Lazhari Chekima, 2012) L'effet de l'intelligence artificielle sur le système de puissance par rapport au conventionnel» Mémoire de Master Université El'oued.
- [26] J. Kennedy and R. C. Eberhart, Particle swarm optimization, Proceedings of the IEEE conference on Neural Networks, 4 (1995), 1942-1948.
- [27] M. Clerc and J. Kennedy, The particle swarm: explosion stability and convergence in a multidimensional complex space, IEEE Trans, on Evolutionary Computation 6(1) (2002)58 - 73.
- [28] J. Kennedy and R.C. Eberhart, Swarm Intelligence, San Francisco, Morgan Kaufmann Publishers, (2001) .
- [29] Y.L. Kwang and M.A. El-Sharkawi, Modern heuristic optimization techniques: theory and applications to power systems, IEEE Press Series on Power Engineering, Wiley (2008) 403- 469.
- [30] M. A. M. Hassan, O. P. Malik and G. S. Hope, A fuzzy logic based stabilizer for a synchronous machine, IEEE Trans, on Energy Conversion, 6(3)(1991) 407-413.
- [31] Z. Jiang, Design of a nonlinear power system stabilizer using synergetic control theory, Electr. Power Syst. Res. 79 (6) (2009) 855–862.

- [32] J. A. Mornoh and M. E. El-Hawary, *Electric Systems, Dynamics, and Stability with Artificial Intelligence Applications*, MARCEDLE KKEIRN, NEWYORK BASEL, 2000.
- [33] Y. Bésanger, "Vers l'Amélioration de la Sécurité des Réseaux Electriques de Puissance," 4, Habilitation à Diriger des Recherches de L'institut National Polytechnique de Grenoble, 2006.
- [34] K. Saoudi, "Stabilisateurs Intelligents des Systèmes Electro-énergétiques," Thèse de Doctorat, Université de Batna, Algerie, 2014.
- [35] M. Mekhanet, L. Mokrani, and A. Choucha, "Adaptive Neuro-Genetic Based Power System Stabilizer Design," *Journal of Electrical and Control Engineering*, vol. 2, pp. 7-12, 2012.
- [36] A. Andreoiu, "On Power System Stabilizers: Genetic Algorithm Based Tuning and Economic Worth as Ancillary Services," PhD Thesis, Chalmers University of Technology Chalmers University of Technology, G.teborg, Sweden, 2004.
- [37] P. Kundur, J. Paserba, V. Ajjarapu, G. Andersson, A. Bose, C. Canizares, N. Hatziargyriou, D. Hill, A. Stankovic, and C. Taylor, "Definition and Classification of Power System Stability IEEE/CIGRE Joint Task Force on Stability Terms and Definitions," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 19, pp. 1387-1401, 2004.
- [38] H. Alkhatib, "Etude de la Stabilité aux Petites Perturbations dans les Grands Réseaux Electriques: Optimisation de la Régulation par une Méthode Métaheuristique," Thèse de Doctorat, Université Paul Cézanne-Aix-Marseille III, France, 2008.