

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



Université d'EL OUED
INSTITUT DES SCIENCES ET TECHNOLOGIE

N° Ordre :

Série :

MEMOIRE

Présenté pour obtenir le diplôme de

Master en Electrotechnique

Option : Réseaux Electriques

Par

Oualid Haga et Lazhari Chekima

Thème

***L'effet de l'intelligence artificielle sur le
système de puissance par rapport au
conventionnel***

Soutenu le 01/07/2012

Devant le jury composé de :

Mr.		MC	Président
Dr.	Djilani BEN ATTOUSS	MC	Rapporteur
Mr.		MA	Examineur

Juillet 2012

Introduction Générale

La qualité de la puissance électrique est devenue actuellement un grand souci pour les consommateurs et les fournisseurs. Ceci a nécessité la Création des nouvelles méthodes et les nouvelles technologies permettant d'améliorer la stabilité des systèmes font par conséquent l'objet de travaux de recherche extrêmement important.

Un système de puissance est un système hautement non-linéaire qui fonctionne dans un environnement en évolution continue : charges, puissance de génération, topologie du réseau,... . Le système peut aussi être soumis à des perturbations ; la perturbation peut être faible ou importante. De petites perturbations, sous forme de variations de charge, se produisent continuellement.

Après à une perturbation transitoire, si le système est stable, il atteindra un nouvel état d'équilibre. Si le système est instable, cela se traduira, par exemple, par une augmentation progressive de l'écart entre les angles de rotor des générateurs ou par une diminution progressive des tensions des nœuds du réseau. Un état instable du système pourra conduire à des pannes en cascade et une déconnexion d'une grande partie du réseau électrique.

Le Régulateur Automatique de Tension (*AVR*) et le Régulateur de Vitesse ou Gouverneur sont les deux compensateurs conventionnels des réseaux électriques. Ces deux régulateurs sont conçus séparément pour différentes plages de fréquences. Ils fonctionnent donc de façon non coordonnée. La sortie du régulateur de tension dépend uniquement de la tension terminale et agit sur l'excitation du générateur. Tandis que celle du Gouverneur est fonction uniquement de la vitesse du rotor et actionne indirectement l'ouverture du vannage de la turbine. Il est désormais indéniable que cette structure est incapable d'assurer de façon efficace la stabilité du réseau. Elle ne peut notamment pas amortir les oscillations inter zones. Ces dernières sont caractérisées par un échange faiblement amorti de puissance électrique entre deux ou plusieurs zones du réseau. Le *AVR* et le Gouverneur ne peut donc pas garantir à eux seuls le bon fonctionnement des réseaux électriques sans l'aide d'un stabilisateur *PSS*. On ajoute un amortissement supplémentaire à travers l'excitation du générateur à partir de l'erreur de vitesse ou de la variation de la puissance électrique. Il ajoute donc une boucle indépendante

supplémentaire. Cette nouvelle structure a une meilleure performance et amortit relativement bien les oscillations locales et inter zones [38].

Conventionnellement, pour régler les paramètres du *PSS*, les équations du modèle non linéaire du système sont linéarisées autour du point de fonctionnement et les techniques de contrôle linéaire sont ensuite appliquées. Les paramètres du *PSS* sont alors fixés à certaines valeurs correspondant à des conditions de fonctionnement données. Il est important de se rappeler que les paramètres du générateur varient avec la charge : le comportement dynamique de la machine variant suivant les points de fonctionnement. Les *PSSs* doivent donc être réglés et coordonnés de sorte que la stabilité globale du système soit garantie pour une grande variété de points de fonctionnement.

L'objectif de notre travail est d'assurer un amortissement maximum. Pour atteindre cet objectif, nous proposons autre type des *PSSs* avec la meilleure localisation possible et le nombre le plus faible de *PSSs*. Ceci permet d'assurer un amortissement satisfaisant des oscillations rotoriques et de garantir la stabilité globale du système pour différents points de fonctionnement. Nous avons donc présenté un structure d'un *PSS* basé sur la logique floue.

Le travaille développé dans ce mémoire est la comparaison entre deux structures de *PSS* (Power System Stabilizer) l'un est conventionnel l'autre basé sur logique floue. Ceci est due à la possibilité d'introduire des connaissances exprimées sous forme de règles d'inférences (pour déterminer les fonctions d'appartenances, on ce basent sur l'expérience humaines sur le domaine). En particulier, l'application de la théorie des ensembles flous dans les commandes processus. Par simulation, nous allons visualiser et comparer le temps d'atténuation des oscillations liée au système électrique (machine synchrone reliée à un réseau infini), quand ils sont soumis à une perturbation, donc voir l'effet de l'intelligence artificielle sur le système par rapport au conventionnel, c'est-à-dire l'amélioration d'avantage de la stabilité dynamique du système de puissance.

Pour évaluer les résultats obtenus, nous appliquons une méthode d'analyse dans le domaine complexe, à savoir la méthode des valeurs propres, pour déterminer les différents modes du système. Cette analyse donne des informations importantes sur la stabilité du système en indiquant la présence des modes mal ou non-amortis. En outre, l'origine de ces modes peut également être déterminée. L'analyse de la stabilité a été complétée par simulation du modèle non-linéaire originel dans le domaine temporel.

Le plan de notre mémoire sera structure comme suit :

- Dans le premier chapitre, nous allons faire une généralité sur la stabilité et les caractéristiques des différents types de stabilité d'un système de puissance. Nous avons également étudié introduction au stabilisateur de puissance (*PSSs*). Suit, nous exposons des critères de bonne régulation.
- Le deuxième chapitre de notre mémoire concerne la modélisation d'un notre système de puissance (générateur connecté au réseau infini) adapté à l'étude de la stabilité angulaire.
- Le troisième chapitre concerne une présentation théorique des *PSS* conventionnel (classique ou avance/retard), qui est le régulateur utilisé dans ce travail. Son objectif est d'améliorer l'amortissement des oscillations électromécaniques. Le travail développé dans ce chapitre est les comparaisons entre les deux cas du système l'un est avec *PSS* conventionnel l'autre est sans *PSS*.
- Enfin, le quatrième chapitre se propose d'améliorer la performance du système, après d'introduire le contrôleur flou au ce dernier. Le travail développé dans ce chapitre est les comparaisons entre les deux structures de *PSS*(Power Système Stabilizer) l'un est conventionnel l'autre basé sur la logique floue.

I.1) Introduction :

Le problème de la stabilité des systèmes dynamique a été et reste le sujet de préoccupation majeur du travail des mathématiciens, des physiciens et des ingénieurs.

Un rappel de la stabilité des réseaux électriques est abordé au premier chapitre. Il présente aussi les différents types de stabilité (angulaire, tension, fréquence).

Cette classification est nécessaire pour mieux comprendre les mécanismes :

- des phénomènes de l'instabilité du système.
- des dispositifs nécessaires pour assurer la stabilité du système.

Dans ce chapitre, nous voulons traiter les titres suivants :

- La définition de stabilité des réseaux électriques
- Les différents types de stabilité.
- Introduction aux contrôleurs PSS, et leurs nouveaux types.
- Analyse de la performance et critères de bonne régulation.

I.2) La définition de stabilité des systèmes d'énergie électrique :

Pendant des années, des recherches diverses et complexes étaient effectuées pour comprendre les problèmes de stabilité des systèmes de puissance. Ainsi de nombreuses définitions de la stabilité de systèmes de puissance étaient proposées en insistant sur les divers aspects qui reflètent la manifestation de l'état stable de système. La définition la plus récente, que nous adopterons, est le résultat d'un groupe de travail conjoint IEEE/CIGRE [20].

« 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 physique, en gardant la plupart des variables de système dans leurs limites, de sorte que le système entier reste pratiquement intact ».

Ainsi un système de puissance possédant un état d'équilibre est considéré comme stable, si suite à une perturbation, le système peut encore retrouver une position d'équilibre. Le système est également considéré comme stable s'il tend vers une autre position d'équilibre située dans la proximité du point d'équilibre initial [37].

I.3) Les différents types de stabilité :

Pour analyser et résoudre les problèmes d'instabilité dans les systèmes de puissance, il est indispensable de regrouper les différents groupes de stabilité. Cette classification de la stabilité est basée sur les considérations suivantes [22] :

- la nature physique de l'instabilité résultante.
- l'amplitude de la perturbation.
- la plage de temps nécessaire pour assurer la stabilité.
- les dispositifs et les processus nécessaires pour assurer la stabilité.

Habituellement, la stabilité est divisée en trois groupes, à savoir [37] :

- ◇ la stabilité de l'angle de rotor.
- ◇ la stabilité de tension.
- ◇ la stabilité de fréquence.

La figure (I.1) présente ces principales catégories de stabilité d'un système de puissance et leurs sous-catégories.

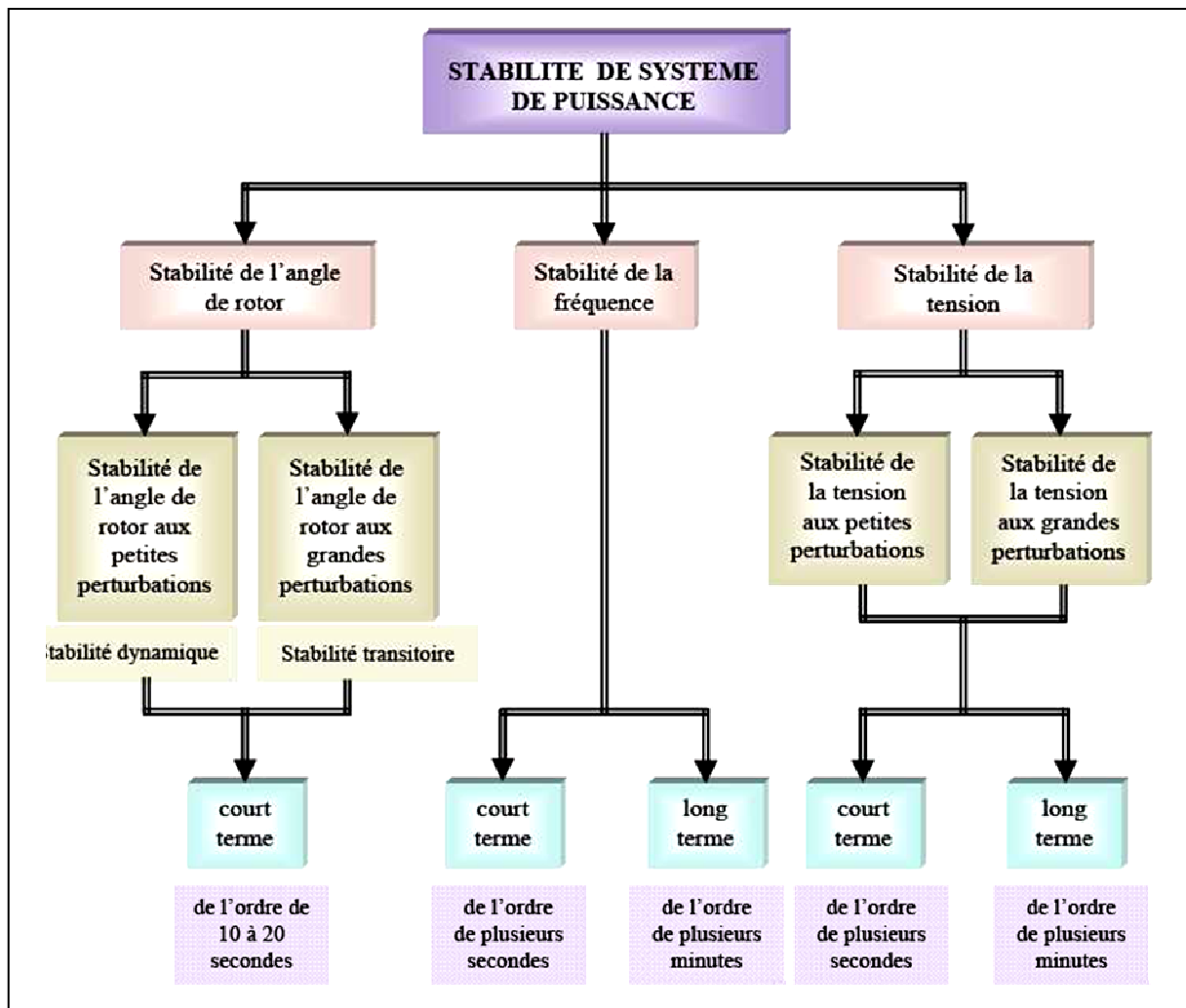


Figure I.1. Classification des différents types de la stabilité de système de puissance

I.3.1) La stabilité de l'angle de rotor :

Étant donné que la génération de puissance électrique dépend principalement des machines synchrones, un aspect important est le fonctionnement de ces générateurs au synchronisme [10]. Au synchronisme, les rotors de chaque machine synchrone du système tournent à la même vitesse électrique et les angles entre les champs magnétiques, rotoriques et statoriques, restent constants.

En fonctionnement nominal équilibré, la puissance électrique fournie par le générateur aux charges est égale, en négligeant les pertes, à la puissance mécanique fournie par la turbine.

Quand le système est perturbé, la puissance électrique de la machine varie rapidement, mais la variation de puissance mécanique fournie à la machine est relativement lente. En raison de cette différence de vitesse de réponse, un écart temporaire d'équilibre de puissance a lieu. Par conséquent, ce déséquilibre de puissance entraîne une variation des couples agissant sur le rotor. Ceci entraîne une accélération ou décélération du rotor selon le sens du déséquilibre, voire un glissement du champ de synchronisme en entraînant une perte de synchronisme du générateur avec le reste du système [6]. Si l'équilibre de puissance n'est pas rétabli, la machine est mise hors service par une protection de survitesse ou de perte de synchronisme, et la stabilité du système est mise en danger.

Suite à une perturbation au système, le facteur principal qui détermine l'évolution de l'état du système est l'écart entre les angles de rotor. (Les angles sont mesurés par rapport à une référence tournante au synchronisme). Nous pouvons dire que les angles de rotor d'un système de puissance peuvent évaluer selon deux scénarios [3] :

- Soit, les angles de rotor s'accroissent ensemble et oscillent à l'unisson. Ils peuvent éventuellement atteindre de nouvelles valeurs stables. Tant que les écarts entre les angles de rotor restent constants, le système reste stable et il demeure au synchronisme.
- Soit, un ou plusieurs angles de rotor s'accroissent plus rapidement que les autres. Alors, les écarts entre les angles de rotor divergent dans le temps. Le système devient par conséquent instable et il perd le synchronisme.

Suivant l'amplitude de la perturbation, nous pouvons caractériser la stabilité de l'angle de rotor en deux sous-catégories :

I.3.1.1) Stabilité angulaire aux grandes perturbations (stabilité transitoire) :

Elle concerne la capacité du système de puissance de maintenir le synchronisme après avoir subi une perturbation sévère transitoire tel un court-circuit sur une ligne de transmission ou une perte d'une partie importante de la charge ou de la génération. La réponse du système implique de grandes variations des angles de rotor. Elle dépend de la relation non-linéaire couples-angles.

Le concept de stabilité transitoire peut être expliqué par une approche graphique simple, à savoir le critère d'égalité des aires (Equal Area Criterion). Cette approche regroupe l'équation du mouvement et la courbe $(P - \delta)$ traditionnelle représentant la relation entre la puissance produite par le générateur et l'angle de rotor [6].

Pour expliquer cette approche, nous prenons un système de puissance simple constitué d'un générateur synchrone connecté à un jeu de barre infini via une ligne de transmission, figure (I.2) [37]. Le générateur est modélisé par une source de tension idéale E_g en série avec une réactance X_g (modèle classique). La ligne et le transformateur sont représentés par la réactance X_E .

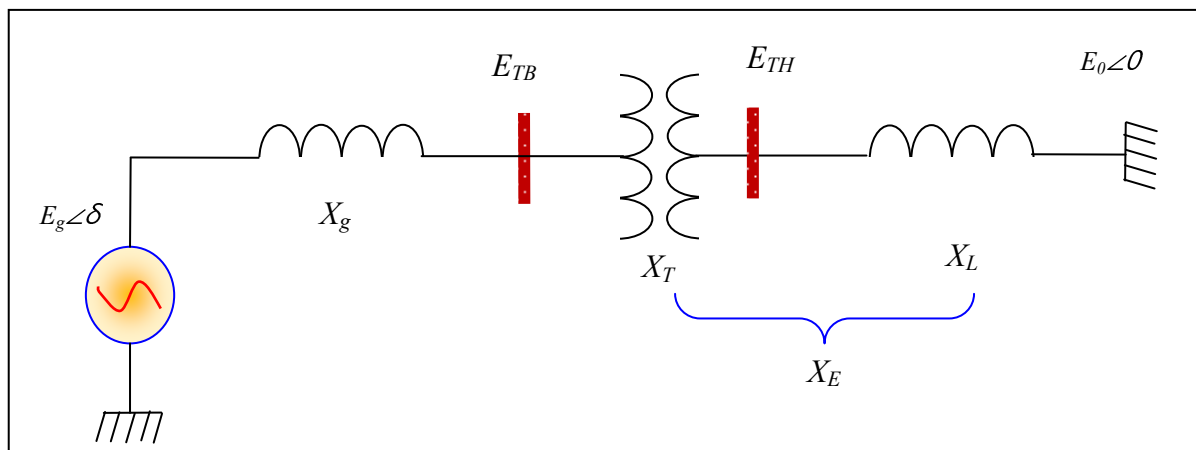


Figure I.2. Schéma d'un système de puissance simple

1. Relation puissance-angle de rotor :

Dans l'état équilibré, la puissance produite par le générateur P_e est donnée par l'équation suivante :

$$P_e = \frac{E_g E_0}{X_g + X_L} \sin \delta \quad (I.1)$$

Où, δ l'angle de rotor (dit ici, l'angle de puissance), est le déphasage entre la tension interne du générateur (E_g) et la tension du jeu de barre infini (E_0). L'équation (I.1) est représentée graphiquement à la figure (I.3).

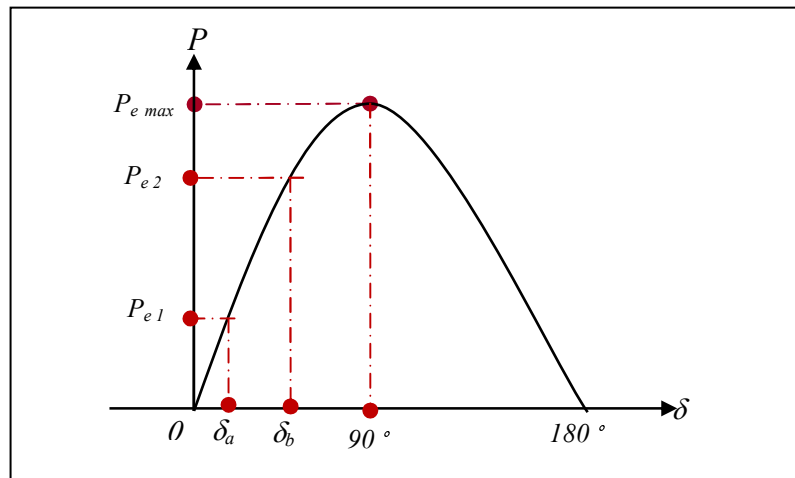


Figure I.3. Relation puissance- angle de rotor.

Lors de l'équilibre, la puissance électrique P_{e1} est égale à la puissance mécanique appliquée pour l'angle correspondant δ_a .

Un brusque changement sur la charge du générateur entraîne une variation de la puissance mécanique, et par conséquent de la puissance électrique, par exemple de P_{e1} à P_{e2} , figure (I.3). Le rotor va donc accélérer de sorte que l'angle de puissance augmente, de δ_a à δ_b , pour pouvoir fournir une puissance supplémentaire à la charge. Cependant, l'accélération du rotor ne peut pas s'arrêter instantanément. Ainsi, bien que la puissance développée pour l'angle δ_b soit suffisante pour la charge, le rotor va dépasser l'angle δ_b jusqu'à ce qu'un couple opposé suffisant soit développé pour arrêter cette accélération. L'énergie supplémentaire va entraîner le ralentissement du rotor et la diminution de l'angle de puissance. Suivant l'inertie et l'amortissement du système, les oscillations de l'angle de rotor résultant vont ou s'amortir, et la machine restera stable (cas 1, figure (I.4)), ou diverger, et la machine deviendra instable en perdant le synchronisme avec le système (cas 2, figure (I.4)) [37].

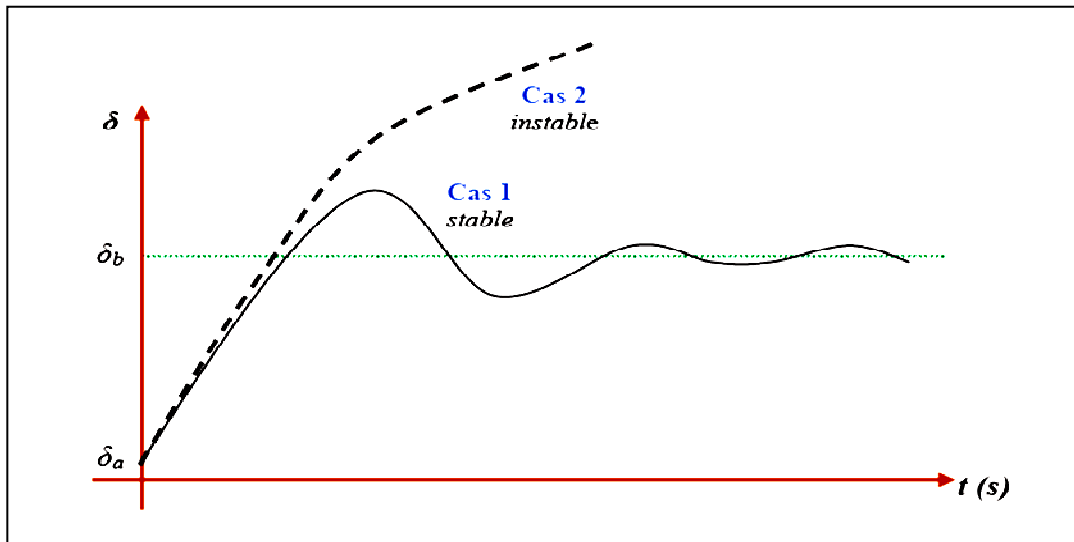


Figure I.4. Variation d'angle de rotor.

2- Critère d'égalité des aires

Considérons un défaut, tel un défaut sur la ligne de transmission, appliqué au système précédent disparaissant après quelques périodes du système. Ceci va modifier l'écoulement de puissance et, par conséquent, l'angle de rotor δ . Retraçant la courbe $(P - \delta)$ en tenant compte de ce défaut, figure (I.5). En dessous de cette courbe, nous pouvons considérer deux zones, [15] :

- La première zone (zone A_1 , zone d'accélération) se situe au-dessous de la droite horizontale correspondante au point de fonctionnement initial (la droite de charge). Elle est limitée par les deux angles de rotor (δ_0 et δ_1) correspondants à l'apparition et à la disparition de défaut. Cette zone est caractérisée par l'énergie cinétique stockée par le rotor du fait de son accélération : $P_m > P_e$
- La deuxième zone (zone A_2 , zone de décélération), qui commence après l'élimination du défaut, se situe en dessus de la droite de charge : elle est caractérisée par la décélération du rotor : $P_m < P_e$.

Si le rotor peut rendre dans la zone A_2 toute l'énergie cinétique acquise durant la première phase, le générateur va retrouver sa stabilité. Mais si la zone A_2 ne permet pas de restituer toute l'énergie cinétique, la décélération du rotor va continuer jusqu'à la perte de synchronisme.

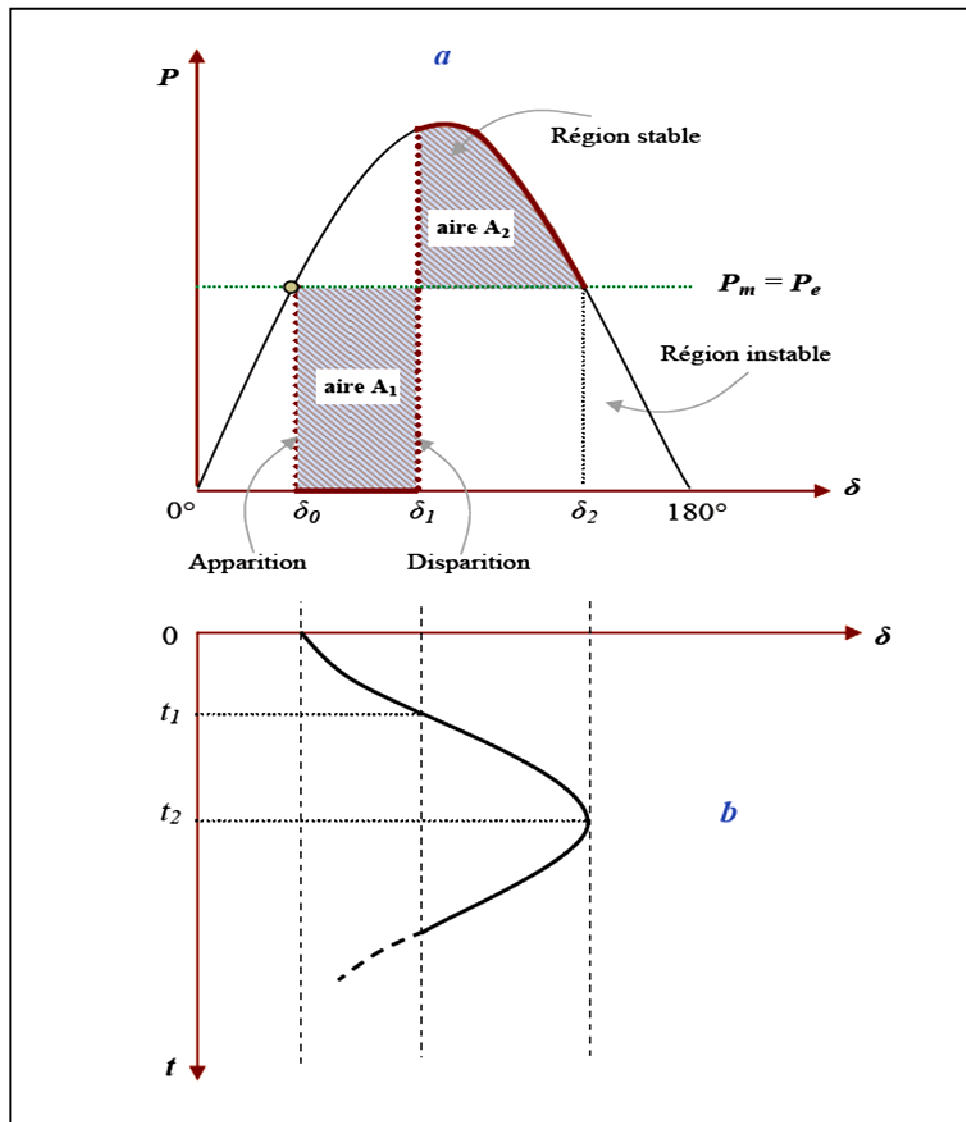


Figure I.5. Courbes (*a* : puissance-angle) et (*b* : variation d'angle de rotor) du générateur suite à un défaut de transmission.

La relation entre les aires des zones (A_1 et A_2) et la stabilité transitoire peut être mathématiquement expliquée comme suit :

Rappelons tout d'abord que l'équation du mouvement de générateur est donnée par la relation suivante :

$$\frac{d^2 \delta}{dt^2} = \frac{\omega_0}{2H} (P_m - P_e) \quad (I.2)$$

H : la constante d'inertie.

ω_0 : La vitesse vde synchronisme.

P_m : La puissance mécanique fournie au générateur.

P_e : La puissance électrique du générateur.

En multipliant cette équation par $2 \frac{d\delta}{dt}$, en intégrant par rapport au temps et en faisant un changement de variables, nous obtenons :

$$\left(\frac{d\delta}{dt}\right)^2 + cte = \int_{\delta_0}^{\delta_2} \frac{\omega_0}{H} (P_m - P_e) d\delta \quad (I.3)$$

δ_0 : L'angle de rotor, initial, à l'instant de l'application de défaut.

δ_2 : L'angle de rotor à l'instant de la période transitoire.

Ainsi, lorsque :

$$t = 0 \quad \Rightarrow \quad \delta = \delta_0 \quad , \quad \frac{d\delta}{dt} = 0 \quad \Rightarrow \quad cte = 0$$

Après l'élimination du défaut, l'angle δ va s'arrêter de varier et le générateur va retrouver sa vitesse de synchronisme, lorsque $\frac{d\delta}{dt} = 0$.

Par conséquent, l'équation (I.3) s'écrit comme suit :

$$\int_{\delta_0}^{\delta_2} (P_m - P_e) d\delta = 0 \quad (I.4)$$

$$\Rightarrow \int_{\delta_0}^{\delta_1} (P_m - P_e) d\delta + \int_{\delta_1}^{\delta_2} (P_m - P_e) d\delta = 0 \quad (I.5)$$

Où : δ_1 est l'angle de rotor à l'instant de l'élimination de défaut.

$$\Rightarrow A_1 + A_2 = 0 \quad (I.6)$$

Ainsi, la limite de la restauration de la stabilité transitoire se traduit mathématiquement par l'égalité des aires de la zone A_1 et de la zone A_2 : cette condition est appelée critère d'égalité des aires (Equal Area Criterion).

Par conséquent, les contrôleurs de la stabilité transitoire peuvent améliorer la stabilité soit en diminuant la zone d'accélération (zone A_1), soit en augmentant la zone de décélération (zone A_2). Cela peut être réalisé soit en augmentant la puissance électrique, soit en diminuant la puissance mécanique.

En outre, un système statique d'excitation avec une tension maximale élevée et d'un régulateur de tension possédant une action "puissante" et rapide représente un moyen très efficace et économique pour assurer la stabilité transitoire [8]. Enfin, une amélioration significative de la stabilité transitoire est obtenue avec des systèmes très rapides de détection des défauts et de disjoncteurs.

I.3.1.2) Stabilité angulaire aux petites perturbations (stabilité dynamique) :

Elle se définit par la capacité du système de puissance de maintenir le synchronisme en présence des petites perturbations. L'instabilité résultante se manifeste sous forme d'un écart croissant, oscillatoire ou non-oscillatoire, entre les angles de rotor.

La stabilité aux petites perturbations dépend du point de fonctionnement d'équilibre initial du système ainsi que des caractéristiques dynamiques du système. Contrairement à la stabilité transitoire, elle ne dépend pas de niveaux de perturbations, car celles-ci sont arbitraires et infiniment petites [10].

La relation puissance-angle (I.1) est une relation non-linéaire en sinus. Mais pour des petites perturbations, la variation de puissance reste approximativement proportionnelle à la variation de l'angle δ . Des exemples typiques des petites perturbations peuvent être donnés par des variations de niveau de 10 % de la puissance mécanique appliquée à une machine du système ou sur sa charge,... [3].

La stabilité transitoire, comme nous l'avons vu, est associée à la présence d'un couple synchronisant suffisant, immédiatement après la perturbation. Si le système est transitoirement stable, la stabilité aux petites perturbations sera associée à la présence d'un couple d'amortissement à la suite de la première oscillation. Si ce couple est suffisant, les oscillations s'amortiront (amortissement positif). Par ailleurs, si l'amortissement n'est pas suffisant, les oscillations vont continuer, ou même elles vont augmenter (amortissement négatif c.-à-d. manque de couple d'amortissement).

La perte de synchronisme peut avoir lieu entre une machine et le reste du système (provoquant une instabilité locale), ou bien entre des groupes des machines, dans lesquels chaque groupe peut garder son synchronisme (désignant une instabilité globale).

L'instabilité aux petites perturbations se manifeste à court terme, la gamme de temps associée étant de l'ordre de 10 à 20 secondes.

I.3.2) La stabilité de tension :

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.

Plusieurs changements dans le système de puissance peuvent contribuer à l'instabilité de tension, ce sont par exemple :

- une augmentation de charge.
- des générateurs, des condensateurs synchrones, ou des *SVCs* (Static Var Compensator systems) qui atteignent les limites de puissance réactive.
- une tentative d'un régulateur automatique en charge ayant échoué de restaurer la tension de charge à son niveau initial avant la perturbation.
- une panne de générateur, une perte d'une charge importante ou un déclenchement de ligne.
- une perte d'une source de puissance réactive (condensateurs, machines synchrones,...).

La plupart de ces changements ont des effets significatifs sur la production, la consommation et la transmission de puissance réactive, ainsi sur la stabilité de tension. Par conséquent, des mesures peuvent être utilisées pour améliorer la stabilité de tension, tels [42] :

- un contrôle automatique des condensateurs shunts.
- un blocage des régulateurs en charge automatique.
- une nouvelle répartition de la génération.
- une re planification du fonctionnement des générateurs et des nœuds de commande.
- une régulation de tension secondaire.
- un plan de délestage.

La gamme de temps de l'instabilité de tension s'étend de quelques secondes à plusieurs minutes. Ainsi, l'instabilité de tension peut être considérée comme un phénomène à court terme (de l'ordre de plusieurs secondes) ou, dans l'autre cas limite, comme un phénomène à long terme (de l'ordre de plusieurs minutes).

Pour l'instabilité de tension à court terme l'effondrement de tension se produit immédiatement après la perturbation. Dans ce type d'instabilité, les charges et les dispositifs, qui ont des caractéristiques spéciales de puissance réactive tels les moteurs asynchrones sont souvent impliqués. Les moteurs asynchrones consomment, juste après la perturbation, beaucoup de puissance réactive pour assurer leur stabilité vis-à-vis leurs charge. D'autres éléments peuvent aussi participer à cette instabilité : les charges commandées électroniquement, les convertisseurs HVDC,

L'instabilité de tension à long terme se développe lors d'un manque graduel de puissance réactive d'un nœud ou une partie du système. Elle implique, quant à elle, des équipements ayant une action plus lente tels les régulateurs en charge automatique, les charges commandées thermostatiquement,

Il est aussi important de noter que l'instabilité de tension ne se produit pas toujours toute seule. Souvent, l'instabilité de tension et l'instabilité de l'angle de rotor se produisent ensemble, l'une pouvant entraîner l'autre.

Enfin, la stabilité de tension peut être classée en deux catégories ; la stabilité de tension aux grandes perturbations et aux petites perturbations :

- ◇ Stabilité de tension aux grandes perturbations. Le souci dans ce cas est de maintenir des tensions normales aux nœuds de réseau électrique après une grande perturbation. La stabilité est déterminée ici par les caractéristiques du système et de charge, et par les interactions entre les différents dispositifs de commande de tension dans le système [29].
- ◇ Stabilité de tension aux petites perturbations. Dans ce cas, les caractéristiques de la charge et des dispositifs de commande déterminent la capacité du système à maintenir les tensions équilibrées.

I.3.3) La stabilité de fréquence :

La stabilité de la fréquence d'un système de puissance se définit par la capacité du système de maintenir sa fréquence proche de la valeur nominale suite à une perturbation sévère menant par conséquent à un important déséquilibre, entre les puissances produite et consommée.

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 produite-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), [4].

Lorsque la fréquence varie, les caractéristiques de temps des processus et des différents dispositifs activés vont varier de quelques secondes à quelques minutes. La stabilité de fréquence peut donc être classifiée en phénomènes à court terme et à long terme.

Dans un grand système de puissance et suite à un incident sévère et, par la suite, à l'action de protections (par exemple, un déclenchement de plusieurs lignes de transmission), l'instabilité de la fréquence est généralement associée à l'îlotage où un scénario typique peut avoir lieu.

Un ou plusieurs sous-réseaux se retrouvent isolés du reste du système. Les générateurs de chaque sous-réseau résultant essayent de garder le synchronisme entre eux, mais la réserve tournante est nettement insuffisante pour faire face à la charge connectée au sous-réseau. La fréquence décroît ainsi rapidement et l'instabilité produite est donc à court terme.

L'instabilité de fréquence peut également se manifester à long terme, lorsqu'elle provient d'une mauvaise réponse en puissance des centrales ou d'une mauvaise coordination entre des régulations et protections [10].

I.4) Introduction aux contrôleurs PSS :

Le contrôle supplémentaire auxiliaire du système d'excitation AVR, vaguement connu sous le nom du Stabilisateur type PSS (Power System Stabiliser) est devenu le moyen le plus répandu pour l'amélioration de l'amortissement des oscillations basse fréquence dans les réseaux électriques (i.e. l'amélioration de stabilité dynamique et statique).

La puissance de sortie d'un générateur est déterminée par le couple mécanique. Cependant cette dernière peut varier par l'action du champ d'excitation de l'alternateur. Le PSS étant ajouté, il détecte la variation de la puissance de sortie électrique et contrôle l'excitation de manière à amortir rapidement les oscillations de puissance [40].

I.4.1) Nouveaux types de PSS :

Avec le développement de la technologie des semi conducteurs, de nouveaux algorithmes sont maintenant implantés, et ceci pour remplacer les PSSs analogiques (classique or conventionnel) par des dispositifs à commande intelligente, à titre d'exemple [40] :

- ◇ Remplacement du PSS par un réseau de neurones artificiel (ANN)
- ◇ Remplacement du PSS par un contrôleur flou
- ◇ PSS optimisé par l'algorithme génétique.
- ◇ PSS optimisé par essaims de particules (swarm intelligence based PSS)
- ◇ PSS hybrides

I.5) Analyse de la performance et critères de bonne régulation :

I.5.1) Critères d'analyse du modèle linéaire :

Rappelons que le facteur d'amortissement ξ d'un mode représenté par sa valeur propre complexe λ est donné par :

$$\xi = \frac{-\sigma}{\sqrt{\sigma^2 + \omega^2}} \quad (I.7)$$

Avec : $\lambda = \sigma \pm j\omega$

- Un facteur d'amortissement ξ important aboutit à une réponse dynamique bien amortie. Pour cela, toutes les valeurs propres doivent se trouver dans la zone gauche

du plan complexe limité par deux demi-droites issues de l'origine. Pour une valeur critique du facteur d'amortissement ξ_{cr} : on impose alors une marge de stabilité relative [2].

- La partie réelle de la valeur propre σ détermine la rapidité de décroissance/croissance des exponentielles composant la réponse dynamique du système. Ainsi, σ très négatif aboutit à une réponse dynamique rapide. Pour cela, toutes les valeurs propres doivent se trouver dans la zone gauche du plan complexe limité par une verticale passant par une valeur critique de la partie réelle $\langle \sigma_{cr} \rangle$: on définit ainsi la marge de stabilité absolue.

Lors du réglage des paramètres des PSSs, il est souhaitable que ces deux critères soient pris en compte pour permettre une bonne régulation. La combinaison entre ces deux critères aboutit à une zone appelée zone de stabilité D [43], figure (I.6). Le déplacement des valeurs propres dans cette zone garantit une performance robuste pour un grand nombre de points de fonctionnement [34].

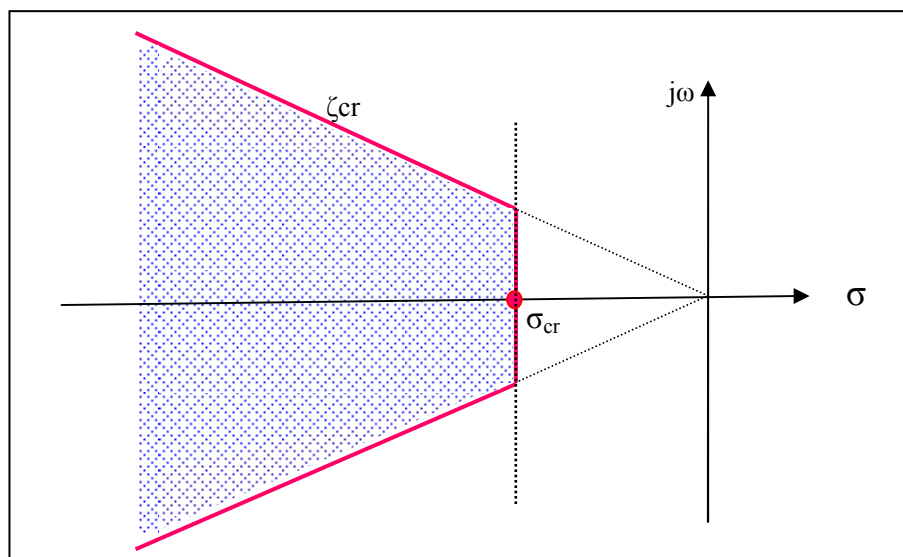


Figure I.6. Zone de la stabilité D .

Considérons par exemple un mode d'une fréquence naturelle de 1Hz, les oscillations associées à ce mode s'amortissent en 13 secondes pour $\xi = 0.05$ et en 6.5 et 3 secondes pour $\xi = 0.1$ et $\xi = 0.2$ respectivement. Quelle est alors la valeur minimale adéquate d'amortissement pour un bon fonctionnement du système de puissance ?

La littérature ne présente pas de valeurs critiques rigoureuses admises par tous. Généralement, un facteur d'amortissement de 0.05 n'assure qu'une petite marge de sécurité tandis que $\xi = 0.03$ doit être accepté avec réserve. Les valeurs d'amortissement entre 0.05 et 0.15 sont

globalement les plus utilisées dans la littérature. Nous avons choisi $\xi_{cr} = 0.1$ comme facteur d'amortissement critique. Ainsi, nous considérons que l'amortissement des oscillations est suffisant si tous les modes du système présentent des facteurs d'amortissement plus grands que ξ_{cr} .

D'une façon similaire, la littérature donne une gamme de variation de la valeur critique de la partie réelle des valeurs propres, comprise entre de -0.5 et -1 . Nous avons choisi $\sigma_{cr} = -1$ comme partie réelle critique à respecter par tous les modes.

Enfin, d'autres spécifications peuvent être utilisées telles les spécifications de la réponse du système dans le domaine temporel (le dépassement maximum, le temps d'établissement, l'erreur statique, ...), [43].

I.5.2) Critères de simulation.

La performance d'un contrôleur nécessite des critères pour évaluer le "bon" comportement du système. Elle peut être spécifiée dans le domaine temporel et/ou fréquentiel [28]

Les caractéristiques dynamiques peuvent être décrites en examinant la réponse à une entrée typique (tel un échelon unité, ...). Ainsi, les spécifications de la réponse transitoire (tels le dépassement maximum, le temps de réponse, le temps de pic, ...) tout comme les critères intégraux (tels *IAE*, *ISE*, *ITAE*, ...) peuvent être utilisés comme indicateurs de performance des boucles de régulation [5].

I.5.2.1) Critères temporels instantanés :

La réponse indicielle (réponse à un échelon unité) d'un système oscillant du deuxième ordre est donnée à la figure (I.7), [2].

Nous définissons les paramètres critiques apparaissant sur cette figure :

1) Dépassement maximum (D_p)

Il est la mesure de la valeur maximale atteinte par la réponse indicielle lors de son premier dépassement. Cette valeur est souvent pondérée par la valeur finale : on parle alors de dépassement maximum en pour cent, noté $\langle D_p \% \rangle$ et calculé par la relation suivante.

$$D_p \% = \frac{y_{max} - y_f}{y_f} * 100 \quad (I.8)$$

Le dépassement maximum s'exprime en fonction du facteur d'amortissement comme suit :

$$D_p = \frac{\pi \xi}{e^{\sqrt{1-\xi^2}}} \quad (I.9)$$

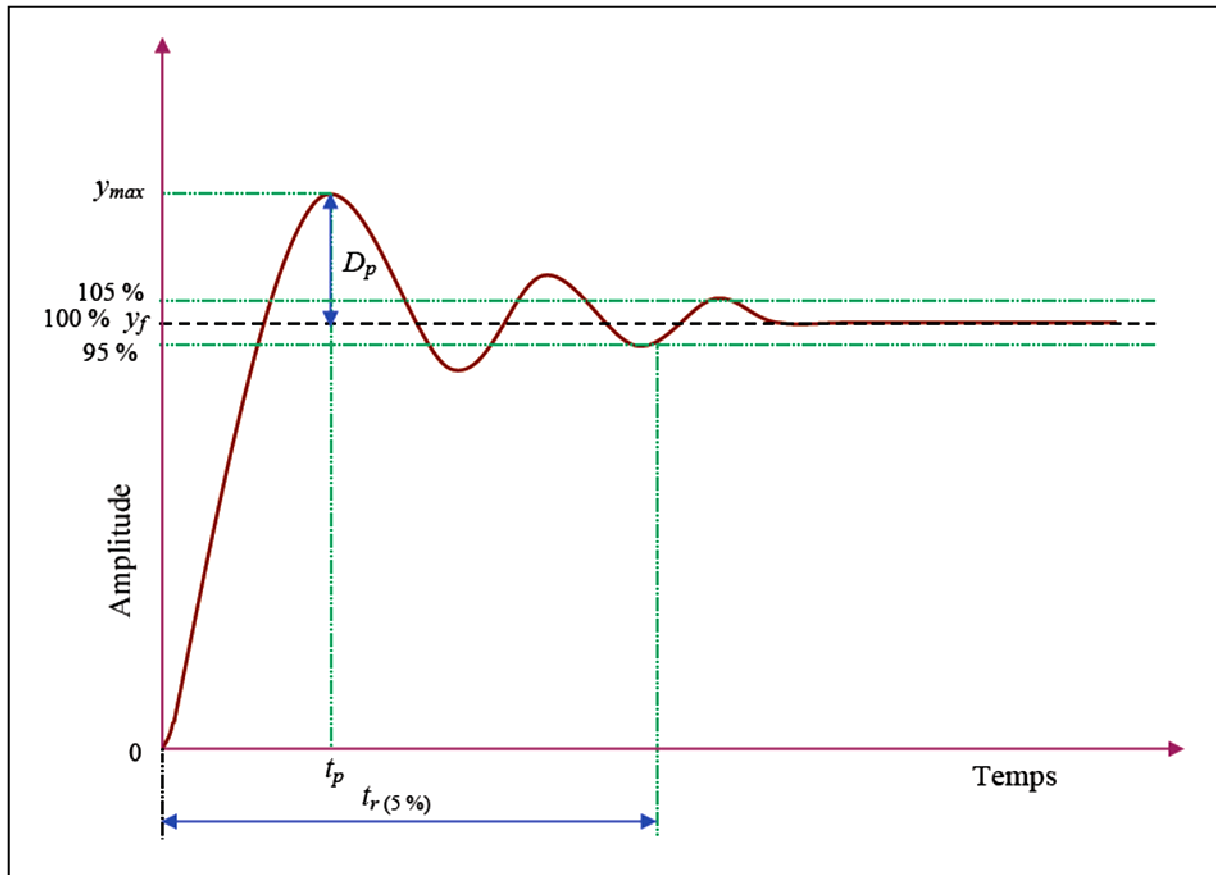


Figure I.7. Caractéristiques de la réponse indicielle d'un système

2) Temps de pic (t_p) :

Ce paramètre correspond à l'abscisse du dépassement maximum. Ce paramètre de temps peut être déterminé analytiquement en fonction du facteur d'amortissement et de la pulsation naturelle d'oscillation, comme suit :

$$t_p = \frac{\pi}{\omega_n \sqrt{1 - \xi^2}} \quad (I.10)$$

3) Temps de réponse (temps d'établissement) ($t_r(5\%)$) :

Il correspond au temps nécessaire à la réponse indicielle pour atteindre sa valeur finale avec une tolérance de $\pm n\%$ près. La tolérance (5%) est la plus communément utilisée. Ce paramètre caractérise la rapidité relative de la réponse du système. La relation approximative entre le temps de réponse, le facteur d'amortissement et la pulsation naturelle d'oscillation est donnée comme suit :

$$t_r(5\%) \approx \frac{3}{\omega_n \xi}, \quad \text{avec } 0 < \xi < 1 \quad (I.11)$$

La valeur critique du temps de réponse de la stabilité dynamique (dite aussi stabilité dynamique) varie d'un opérateur de système de puissance à l'autre. Généralement, elle s'étend de 10 à 20 secondes [28].

Finalement, nous pouvons remarquer qu'une augmentation du facteur d'amortissement aboutit à une diminution du dépassement maximum et du temps de réponse.

I.5.2.2) Critères temporels intégraux :

Soit $\varepsilon(t)$ l'erreur dynamique associée à la réponse indicielle du système. Différents critères typiques peuvent être utilisés pour caractériser la performance du système régulé. Nous les définissons ci-dessous

1) Critère IAE, Intégrale de l'Erreur Absolue (Integral of Absolute Error) :

Le critère de performance est le suivant

$$IAE = \int_0^t |\varepsilon(t)| dt \quad (I.12)$$

Étant donné que ce critère prend en compte tous les éléments de la réponse harmonique, il est donc important lorsque la réponse du système est oscillatoire ; les faibles amortissements ne sont pas ainsi conseillés.

2) Critère ISE, Intégrale du Carré de l'Erreur (Integral of Square Error) :

Le critère de performance est alors le suivant :

$$ISE = \int_0^t \varepsilon^2(t) dt \quad (I.13)$$

En général, le fait de travailler avec le carré de l'erreur amplifie l'importance des valeurs de sortie qui s'écartent le plus de la valeur finale.

3) Critère ITAE, Intégrale de l'Erreur Absolue pondérée par le Temps (Integral Time multiplied by Absolute Error) :

Le critère de performance est le suivant :

$$ITAE = \int_0^t t|\varepsilon(t)| dt \quad (I.14)$$

Puisque la valeur du critère *ITAE* est pondérée par le temps, l'erreur statique est fortement pénalisée : les systèmes à réponse très oscillatoire sont ainsi pénalisés.

En règle générale, le système sera d'autant mieux réglé que le critère intégral choisi sera minimal.

I.6) Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté les définitions et les caractéristiques des différents types de stabilité d'un système de puissance.

Le concept général de la stabilité peut se synthétiser en trois groupes :

- stabilité de l'angle de rotor,
- stabilité de la tension
- stabilité de la fréquence.

L'amélioration de la stabilité angulaire par les régulateurs, en particulier *PSS*, est donc devenue un objectif prioritaire : elle sera développée dans les suivants chapitres.

II.1) Introduction :

L'importance étape, lorsqu'on veut analyser et commander un système électrique d'énergie, consiste à trouver un bon modèle mathématique. Généralement, un modèle, dans l'analyse des systèmes, est un ensemble d'équations ou de relations, qui décrit convenablement les interactions entre les différentes variables étudiées, dans la gamme de temps considérée et avec la précision désirée, pour un élément ou un même système physique, peut donner lieu à des modèles différents.

Généralement, pour établir un modèle de réseau électrique pour les études dynamiques, on tient compte uniquement des équipements en activité pendant la plage temporelle du phénomène dynamique considéré. Le résultat est donc le modèle de connaissance complet du système : il se compose d'équations différentielles ordinaires non-linéaires et d'équations algébriques [34].

Les modèles présentés dans ce chapitre concernent les éléments suivants :

- Modèle de la machine synchrone :
- Régulation du générateur
 - ◇ Régulateur de fréquence et modèle de la turbine :
 - ◇ Régulateur de tension et modèle du système d'excitation :
- Modèle de PSS (Power System Stabilizer)

II.2) Modèle de la machine synchrone :

L'énergie électrique est généralement produite par les machines synchrones. Ces dernières sont caractérisées par une vitesse de rotation de l'arbre de sortie de chaque machine égale à la vitesse de rotation du champ tournant. Pour obtenir un tel fonctionnement, un couple mécanique issu d'une énergie primaire source, comme l'énergie hydraulique, l'énergie nucléaire ou l'énergie chimique, est appliqué à l'axe de la machine synchrone via un lien mécanique intermédiaire, à savoir la turbine. Le champ magnétique rotorique est généré habituellement par un circuit d'excitation alimenté par courant continu. La position du champ magnétique rotorique est alors fixe par rapport au rotor : ceci impose en fonctionnement normal une vitesse de rotation identique entre le rotor et le champ tournant statorique. Ainsi, les enroulements du stator sont soumis à des champs magnétiques qui varient périodiquement. Une *fem* de courant alternatif est donc induite dans le stator [37].

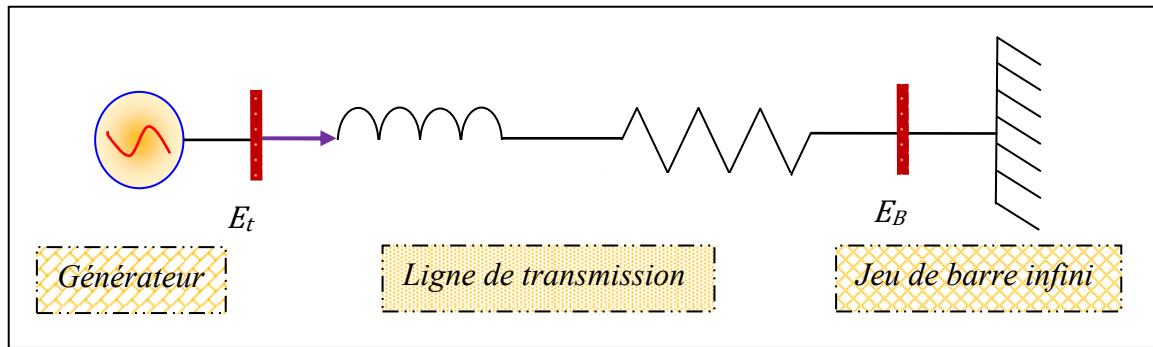


Figure II.1. Circuit équivalent de la machine synchronisée connectée à un jeu de barre infini

Le modèle du générateur et de ses contrôles se limite habituellement aux équations différentielles ordinaires couplées entre elles. Il existe plusieurs modèles, allant du plus simple, le modèle classique représentant seulement les caractéristiques électromécaniques du générateur [3].

Les grandeurs de machine (générateur) sont représentées sur la figure (II.1)

$\langle E' \rangle$: fem du générateur induite.

$\langle E_B \rangle$: La tension du jeu de barre infini

$\langle X \rangle$: Réactance synchrone et réactance transitoire.

$\langle \delta \rangle$: La variation d'oscillation de rotor en rad

Ce modèle néglige l'amortissement produit par les courants de Foucault dans le corps de rotor (on suppose que la fem $\langle E' \rangle$ est constant)

II.2.1) Équations électriques :

Nous allons déterminer les équations algébriques du stator de cette machine.

Le courant de la ligne est exprimé par l'expression suivant :

$$I = \frac{E' \angle 0^\circ - E_B \angle -\delta^\circ}{jX} = \frac{E' - (E_B \cos \delta - jE_B \sin \delta)}{jX} \quad (II.1)$$

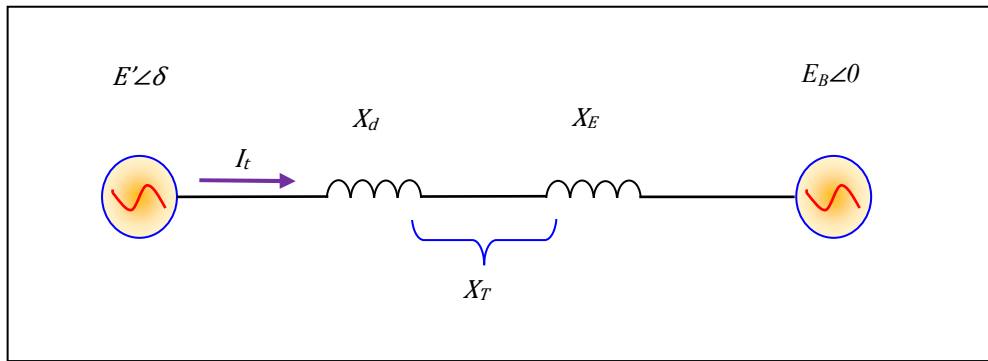


Figure II.2. Modèle classique de générateur

Les puissances électrique (apparente $\langle S \rangle$, active $\langle P \rangle$, réactive $\langle Q \rangle$) de la machine est donnée :

$$S = P_e + jQ_e = \frac{E' E_B \sin \delta}{X} + j \frac{E' (E' - E_B \cos \delta)}{X} \quad (\text{II.2})$$

Étant donné que les phénomènes transitoires dans le stator sont négligés, le couple électrique est donc égale à la puissance électrique active en per-unit. Ainsi $T_e = P_e$.

$$T_e = P_e = \frac{E' E_B}{X} \sin \delta \quad (\text{II.3})$$

Un déséquilibre entre les couples mécanique et électromagnétique agissant sur le rotor, provoque une variation du mouvement du rotor, par rapport à une référence synchrone tournante. Ainsi le couple électromagnétique joue un rôle important dans la stabilité angulaire. Ce couple est généralement produit par les interactions entre les trois circuits du stator de générateur, le circuit d'excitation et d'autres circuits tels les enroulements amortisseurs [3].

Suit à une perturbation, les variations du couple électromagnétique peuvent s'exprimer en fonction des variations d'angle de rotor $\Delta\delta$ et de vitesse $\Delta\omega$, suivant l'équation (II.4), [11] :

$$\Delta T_e = T_s + T_A = K_s \Delta\delta + K_A \Delta\omega \quad (\text{II.4})$$

K_s : Coefficient de couple synchronisant.

K_A : Coefficient de couple d'amortissent.

Le couple synchronisant T_s est donnée par la composante $T_s = K_s \Delta\delta$, il représente la variation de couple électromagnétique en phase avec la variation d'angle de rotor $\Delta\delta$.

Le couple synchronisant est produit par les interactions les enroulements du stator et la composante fondamentale du flux de l'entrefer. Ce couple tend à accélérer le rotor pour le ramener à sa position initiale. Il agit comme un couple de rappel d'un ressort d'un système mécanique, masse-ressort [19].

Pour des petites déviations du point de fonctionnement, le coefficient de couple synchronisant (K_s) est représenté par la pente de la courbe de la relation (puissance-angle), comme le montre la figure (II.3).

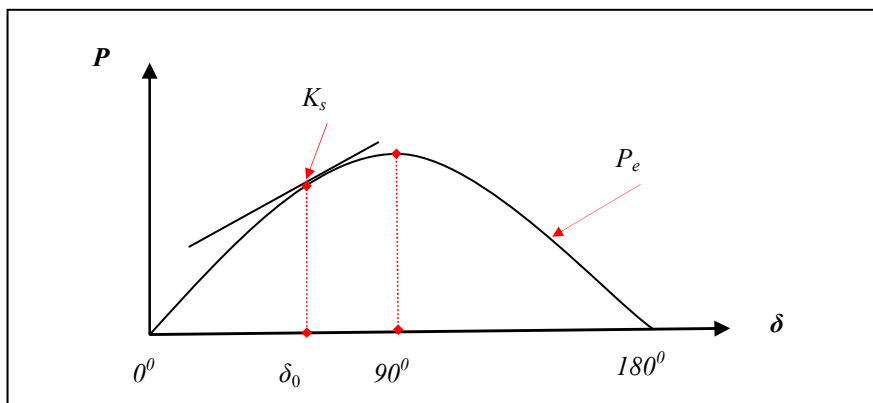


Figure II.3. La relation (puissance-angle) du générateur et le coefficient de couple synchronisant

Si δ_0 est l'angle de puissance à l'état équilibré, entre la tension interne du générateur (E') et la tension du jeu de barre infini (E_B) la pente de courbe à δ_0 est simplement la dérivée de la fonction puissance-angle :

$$K_s = \left. \frac{\partial P_e}{\partial \delta} \right|_{\delta_0} = \frac{E' E_B}{X} \cos \delta_0 \quad (II.5)$$

Le couple synchronisant détermine alors la capacité du système de supporter une grande perturbation sans perdre le synchronisme : il est un facteur important pour la stabilité transitoire. En cas des petites perturbations, le couple synchronisant détermine la fréquence des oscillations.

Le couple d'amortissement T_A est donné par la composante, $T_A = K_A \Delta \omega$, il représente la variation de couple électromagnétique en phase avec la variation de vitesse de rotor $\Delta \omega$.

II.2.2) Équations mécaniques :

Les propriétés mécaniques des machines synchrones se modélisent généralement à l'aide de l'équation, du mouvement basée sur le théorème du moment cinétique [4]. Cette équation

présente une importance fondamentale dans l'étude des oscillations électromécaniques, car ces oscillations représentent un phénomène important dans la plupart des systèmes de puissance, en particulier ceux qui contiennent de lignes de transmission longues [4]. Dans le fonctionnement à l'état d'équilibre, toutes les machines synchrones du système tournant à la même vitesse angulaire électrique. Le couple mécanique T_m est de même sens que le sens de l'axe du générateur. Le couple électrique T_e est de sens opposé à la rotation et ce couple mécanique [6], figure (II.4). Lors d'une perturbation, un ou plusieurs générateurs peuvent être accélérés ou ralentis et il y a donc risque de perdre le synchronisme. Ceci peut avoir impact important sur la stabilité du système et les générateurs perdant le synchronisme doivent être débranchés, sinon ils pourraient être sévèrement endommagés.

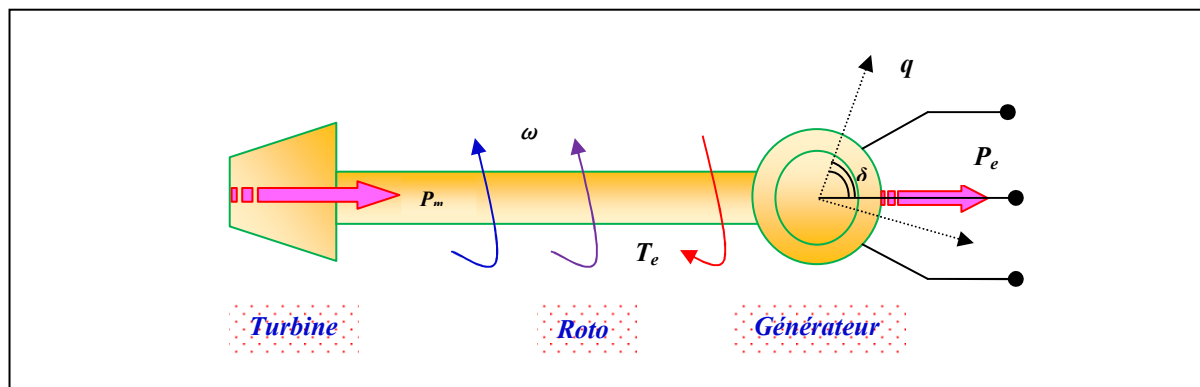


Figure II.4. Couple mécanique et électrique agissant sur l'axe d'un générateur.

S'il y a un déséquilibre des couples agissant sur le rotor de la machine, cette dernière va accélérer ou ralentir selon l'équation du mouvement suivant :

$$\Delta\dot{\omega}_r = \frac{1}{2H} (T_m - T_e) \quad (II.6)$$

Avec $\langle H \rangle$ constant d'inertie (en secondes) représentant l'inertie totale de toutes les masses tournantes connectées à l'arbre du générateur.

Pour des oscillations à faibles fréquences, le courant induit dans les enroulements amortisseurs est négligeable. Par conséquent les enroulements amortisseurs peuvent être complètement négligés dans la modélisation du système. Si les enroulements amortisseurs sont ignorés, le couple d'amortissement produit par ces enroulements amortisseurs est donc également négligeable. Pour tenir compte de la composante du couple négligée, on introduit dans l'équation du mouvement un terme de compensation K_D (nommé aussi coefficient d'amortissement) en p.u., [33]. Ce coefficient représente l'amortissement naturel du système :

il empêche l'accroissement des oscillations, à moins qu'une source d'amortissement négatif soit introduite (tel le régulateur de tension du système d'excitation).

L'équation du mouvement peut être donc réécrite comme suit :

$$\Delta \dot{\omega}_r = \frac{1}{2H} (T_m - T_e - K_D \Delta \omega_r) \quad (II.7)$$

L'équation de l'angle de rotor est donnée par :

$$\Delta \dot{\delta} = \omega_0 \Delta \omega_r \quad (II.8)$$

Avec :

$\langle \Delta \omega_r \rangle$: Déviation de la vitesse angulaire du rotor, en $p.u$

$\langle \omega_0 \rangle$: vitesse de synchronisme (vitesse de base), en rad/s . ($\omega_0 = 2\pi f$, f : Fréquence nominale, en Hz).

$\langle T_m \rangle$: Couple mécanique fourni par la turbine, en $p.u$

$\langle T_e \rangle$: Couple électromagnétique associée à la puissance électrique P_e produite du générateur, $\left(T_e = \frac{P_e}{\omega_r} \right)$, en $p.u$.

$\langle K_D \rangle$: Coefficient d'amortissement du générateur, en $p.u$.

$\langle \delta \rangle$: Angle de rotor, en rad

D'après transformation de LAPLACE des équations (II.7) et (II.8), après on remplace ΔT_e on trouve :

$$\begin{cases} S \Delta \omega_r = \frac{1}{2H} (\Delta T_m - K_s \Delta \delta - K_D \Delta \omega_r) \\ S \Delta \delta = \omega_0 \Delta \omega_r \end{cases} \quad (II.9)$$

On va réécrire l'équation précédente sous forme matricielle :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Delta \omega_r \\ \Delta \delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -K_D & -K_s \\ \omega_0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \omega_r \\ \Delta \delta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \Delta T_m \quad (II.10)$$

L'équation (II.10) à la forme $\langle \dot{x} = Ax + Bu \rangle$, les éléments de matrice dépendant des paramètres de système K_D, H, X_T et la condition initial est présentée par la valeur de E' et δ_0 .

Cet équation (II.10) décrire le signal de performance est représenté dans le schéma de bloc ci-dessous.

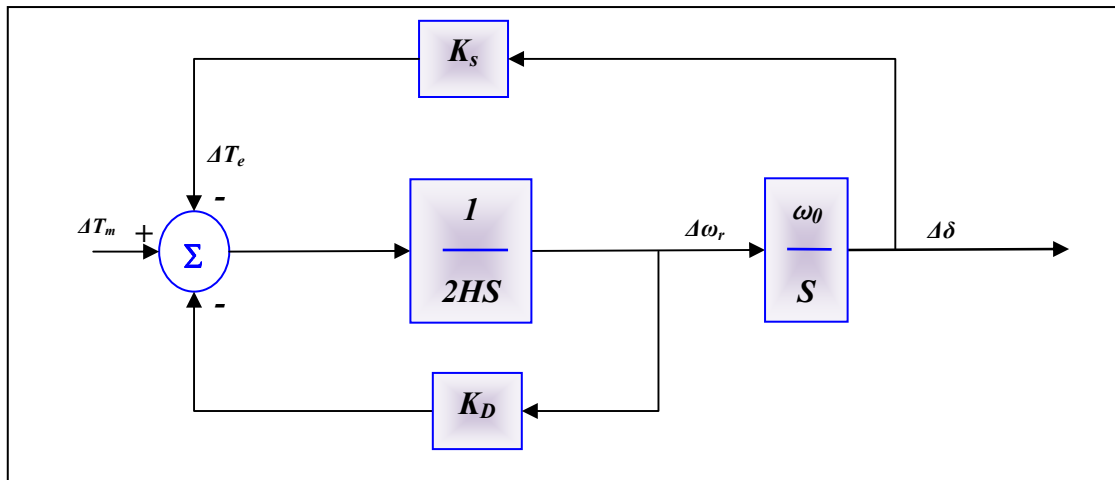


Figure II.5. Schéma bloc du système (mono machine-jeu de barre infini) avec le modèle classique

D'après le schéma bloc précédent, on est formé notre système sous forme équation différentiel à deuxième ordre.

$$\Delta\delta = \frac{\omega_0}{S} \left(\frac{1}{2HS} (-K_S\Delta\delta - K_D\Delta\omega_r + \Delta T_m) \right) = \frac{\omega_0}{S} \left(\frac{1}{2HS} \left(-K_S\Delta\delta - K_D \left[\frac{S\Delta\delta}{\omega_0} \right] + \Delta T_m \right) \right)$$

On faire simplifier d'équation afin d'obtenir le résultat suivant :

$$S^2 = \frac{K_D}{2H} S + \frac{K_S\omega_0}{2H} = 0 \quad (II.11)$$

A laide d'équation (II.11), On peut déterminer pulsation naturel ω_n et aussi le facteur d'amortissement ξ .

$$\left[\begin{array}{l} \omega_n \sqrt{\frac{K_S\omega_0}{2H}} \\ \xi = \frac{1}{2} \frac{K_D}{\sqrt{2HK_S\omega_0}} \end{array} \right] \quad (II.12)$$

II.2.3) l'effet dynamique du circuit de champ [39] :

L'équation de flux de circuit de générateur synchrone est donne :

$$S\psi_{fd} = \omega_0(e_{fd} - R_{fd}i_{fd}) = \omega_0 \frac{R_{fd}}{L_{adu}} E_{fd} - \omega_0 R_{fd} i_{fd} \quad (II.13)$$

Où : E_{fd} est la tension de sortie d'excitation.

Les circuits équivalents reliant le flux de la machine et leurs courants sont montrés dans la figure suivant :

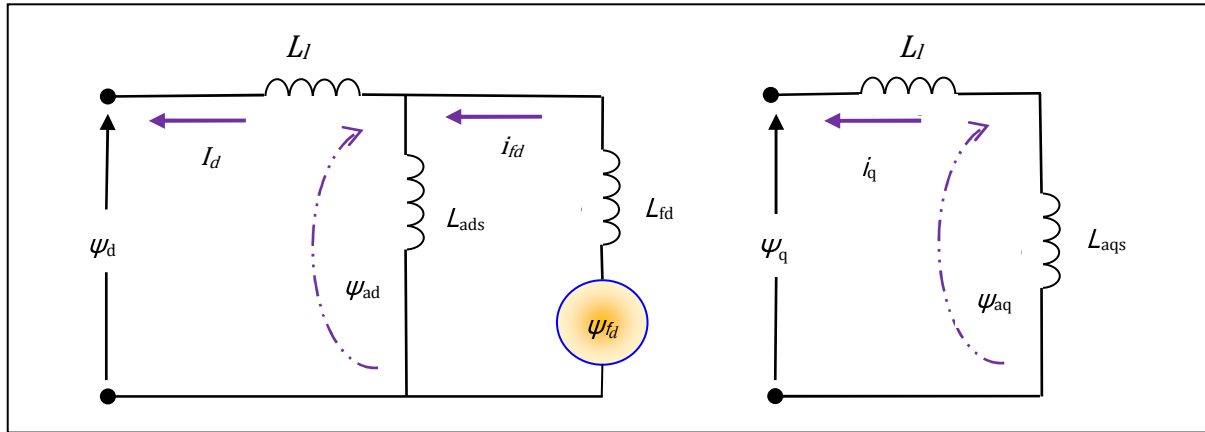


Figure II.6. Circuits équivalents relatifs de l'enchaînement du flux de la machine et courant

Le flux de stator et de rotor sont données par :

$$\begin{cases} \psi_d = -L_l i_d + L_{ads}(-i_q + i_{fd}) = -L_l i_d + \psi_{ad} \\ \psi_q = -L_l i_q + L_{aqs}(-i_q) = -L_l i_q + \psi_{aq} \\ \psi_{fd} = L_{ads}(-i_d + i_{fd}) + L_{fd} i_{fd} = L_{fd} i_{fd} + \psi_{ad} \end{cases} \quad (II.14)$$

On peut trouver i_{fd} a partir l'équation (II.14) :

$$i_{fd} = \frac{\psi_{fd} - \psi_{ad}}{L_{fd}} \quad (II.15)$$

Le flux mutuel dans l'axe d peut être écrite en termes de ψ_{fd} e i_d .

$$\psi_{ad} = -L_{ads} i_d + L_{ads} i_{fd} = L_{ads} i_d + \frac{L_{ads}}{L_{fd}} (\psi_{fd} - \psi_{ad}) = L'_{ads} \left(-i_d + \frac{\psi_{fd}}{L_{fd}} \right) \quad (II.16)$$

$$\text{Où : } L'_{ads} = 1 / \frac{1}{L_{ads}} + \frac{1}{L_{fd}}$$

Puisque il n'y a pas de circuits rotorique pris en compte dans l'axe q , la liaison de flux mutuelle est donnée par :

$$\psi_{aq} = -L_{aqs} i_q \quad (II.17)$$

Le couple d'entrefer (le couple électromagnétique) est :

$$T_e = \psi_d i_q - \psi_q i_d = \psi_{ad} i_q - \psi_{aq} i_d \quad (II.18)$$

L'équation suivant est montré de la tension de stator avec on néglige le terme $S\psi_{fd}$ et la variation de vitesse :

$$\begin{cases} e_d = -R_a i_d - \psi_q = -R_a i_d + (L_l i_q - \psi_{aq}) \\ e_q = -R_a i_q + \psi_d = -R_a i_q - (L_l i_d - \psi_{ad}) \end{cases} \quad (II.19)$$

La tension aux bornes de la machine et du jeu de barre infini exprimé en termes d'axe d et d'axe q composants est donnée comme suit :

$$\begin{cases} \bar{E}_t = e_d + j e_q \\ \bar{E}_B = E_{Bd} + j E_{Bq} \end{cases} \quad (II.20)$$

L'équation de contraintes de réseau pour le système représenté sur le figure (II.1).

$$\begin{cases} \bar{E}_t = \bar{E}_B + (R_E + j X_E) \bar{I}_t \\ (e_d + j e_q) = (E_{Bd} + j E_{Bq}) + (R_E + j X_E)(i_d + j i_q) \end{cases} \quad (II.21)$$

Résolution en composants de d et de q donnés :

$$\begin{cases} e_d = R_E i_d - X_E i_q + E_{Bd} \\ e_q = R_E i_q - X_E i_d + E_{Bq} \end{cases} \quad (II.22)$$

$$\text{Où : } \begin{cases} E_{Bd} = E_B \sin \delta \\ E_{Bq} = E_B \cos \delta \end{cases}$$

On détermine l'expression des $\langle i_d \rangle$ et $\langle i_q \rangle$, a partir des équations (II.22) et (II.19)

$$\begin{cases} i_d = X_{Tq} \frac{\left[\psi_{fd} \left(\frac{L_{ads}}{L_{ads} + L_{fd}} \right) - E_B \cos \delta \right] - R_T E_B \sin \delta}{D} \\ i_q = R_T \frac{\left[\psi_{fd} \left(\frac{L_{ads}}{L_{ads} + L_{fd}} \right) - E_B \cos \delta \right] - X_{Td} E_B \sin \delta}{D} \end{cases} \quad (II.23)$$

$$\text{Tel que : } \begin{cases} R_T = R_a + R_E \\ X_{Tq} = X_E + (L_{aqs} + L_1) = X_E + X_{qs} \\ X_{Td} = X_E + (L'_{ads} + L_1) = X_E + X_{ds} \\ D = R_T^2 + X_{Td} X_{Tq} \end{cases} \quad (II.24)$$

On veut poser l'équation (II.23) sous forme linéaire

$$\begin{cases} \Delta i_d = m_1 \Delta \delta + m_2 \Delta \psi_{fd} \\ \Delta i_q = n_1 \Delta \delta + n_2 \Delta \psi_{fd} \end{cases} \quad (II.25)$$

Avec :

$$\begin{cases} m_1 = \frac{E_B (X_{Tq} \sin \delta_0 - R_T \cos \delta_0)}{D} \\ n_1 = \frac{E_B (R_T \sin \delta_0 - X_{Td} \cos \delta_0)}{D} \\ m_2 = \frac{X_{Tq}}{D} \frac{L_{ads}}{L_{ads} + L_{fd}} \\ n_2 = \frac{R_T}{D} \frac{L_{ads}}{L_{ads} + L_{fd}} \end{cases} \quad (II.26)$$

Par linéarisation de l'équation (II.16) et (II.17) on a

$$\begin{cases} \Delta \psi_{ad} = L'_{ads} \left(-\Delta i_d + \frac{\Delta \psi_{fd}}{L_{fd}} \right) = \left(\frac{1}{L_{fd}} - m_2 \right) L'_{ads} \Delta \psi_{fd} - m_2 L'_{ads} \Delta \delta \\ \Delta \psi_{aq} = -L_{aqs} \Delta i_q = n_2 L_{aqs} \Delta \psi_{fd} - n_1 L_{aqs} \Delta \delta \end{cases} \quad (II.27)$$

Par linéarisation de l'équation (II.15) et substituant $\Delta \psi_{fd}$ de l'équation (II.27) donnée

$$\Delta \psi_{ad} = \frac{\psi_{fd} - \psi_{ad}}{L_{ad}} = \frac{1}{L_{fd}} \left(1 - \frac{L'_{fd}}{L_{fd}} + m_2 L'_{ads} \right) \Delta \psi_{fd} + \frac{1}{L_{fd}} m_1 L'_{ads} \Delta \delta \quad (II.28)$$

La forme linéaire d'équation est

$$\Delta T_e = \Delta \psi_{ad0} \Delta i_q + i_{q0} \Delta \psi_{ad} - \Delta \psi_{aq0} \Delta i_d - i_{d0} \Delta \psi_{aq} \quad (II.29)$$

En remplace $\Delta i_d, \Delta i_q, \Delta \psi_{ad}$ et $\Delta \psi_{aq}$ dans les équations (II.25), (II.27) et (II.28) nous obtenons

$$\Delta T_e = K_1 \Delta \delta + K_2 \Delta \psi_{fd} \quad (II.30)$$

$$\text{Tel que : } \begin{cases} K_1 = \frac{\Delta T_e}{\Delta \delta} \Big|_{\Delta \psi_{fd}=cte} = n_1 (\psi_{ad0} + L_{aqs} i_{d0}) - m_1 (\psi_{aq0} + L'_{aqs} i_{q0}) \\ K_2 = \frac{\Delta T_e}{\Delta \delta} \Big|_{\Delta \delta=cte} = n_2 (\psi_{ad0} + L_{aqs} i_{d0}) - m_2 (\psi_{aq0} + L'_{aqs} i_{q0}) + \frac{L'_{aqs}}{L_{fd}} i_{q0} \end{cases} \quad (II.31)$$

Et remplace l'équation (II.30) dans l'équation (II.19), qu'il devient :

$$\begin{cases} S\Delta\omega_r = \frac{1}{2H}(\Delta T_m - K_1\Delta\delta - K_2\Delta\psi_{fd} - K_D\Delta\omega_r) \\ S\Delta\delta = \omega_0\Delta\omega_r \end{cases} \quad (II.32)$$

Par équation (II.15) et substituant l'expression à Δi_{fd} de l'équation (II.28) et en utilisant l'équation (II.32) les équations de système final désirée obtenons sont :

$$\begin{bmatrix} \Delta\dot{\omega} \\ \Delta\dot{\delta} \\ \Delta\dot{\psi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ a_{21} & 0 & 0 \\ 0 & a_{32} & a_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta\omega \\ \Delta\delta \\ \Delta\psi \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_{11} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & b_{32} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta T_m \\ \Delta E_{fd} \end{bmatrix} \quad (II.33)$$

Avec :

$$\begin{pmatrix} a_{11} = -\frac{K_D}{2H} \\ a_{12} = -\frac{K_1}{2H} \\ a_{13} = -\frac{K_2}{2H} \\ a_{21} = \omega_0 = 2\pi f_0 \\ a_{32} = -\frac{\omega_0 R_{fd}}{L_{fd}} m_1 L'_{ads} \\ a_{33} = -\frac{\omega_0 R_{fd}}{L_{fd}} \left(1 - \frac{L'_{ads}}{L_{fd}} + m_2 L'_{ads} \right) \\ b_{11} = \frac{1}{2H} \\ b_{32} = \frac{\omega_0 R_{fd}}{L_{adu}} \end{pmatrix} \quad (II.34)$$

Avec ΔT_m et ΔE_{fd} dépend des commandes de moteur et d'excitation. L'inductance mutuelle $\langle L_{ads}, L_{ads} \rangle$, dans les équations ci-dessus sont saturés valeur.

La figure (II.17) montre la représentation de schéma fonctionnel de la petite exécution de signal du système.

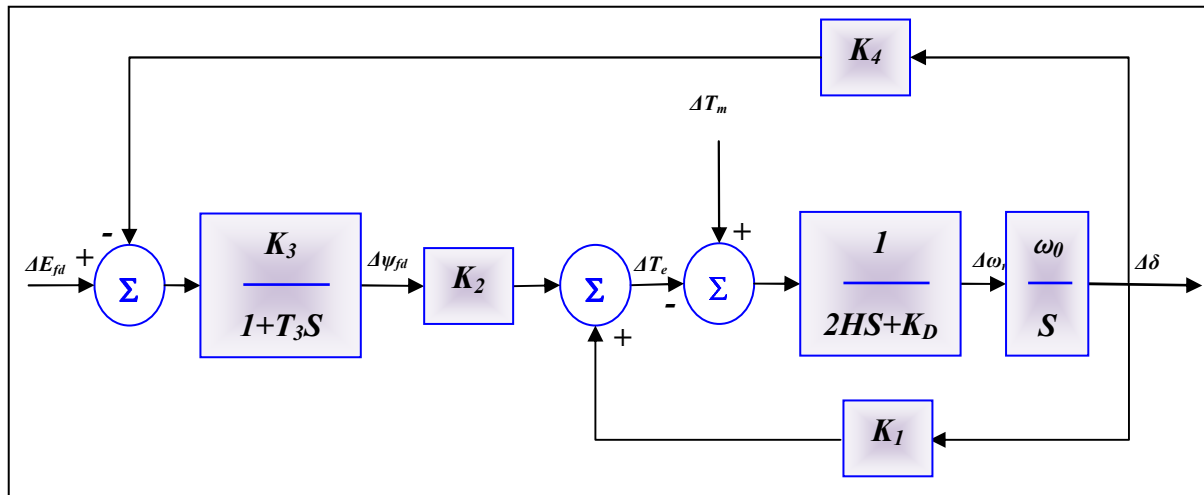


Figure II.7. Représentation de schéma fonctionnel avec la constante E_{fd}

La variation $\Delta\psi_{fd}$ est déterminée par équation dynamique de circuit de champ :

$$S\Delta\psi_{fd} = a_{32}\Delta\delta + a_{33}\Delta\psi_{fd} + b_{32}E_{fd} \quad (II.35)$$

Par des limites groupant $K_2\Delta\psi_{fd}$ et réarrangeant

$$\Delta\psi_{fd} = \frac{K_3}{1+T_3S} (\Delta E_{fd} - K_4\Delta\delta) \quad (II.36)$$

Tel que :

$$\left(\begin{array}{l} K_3 = -\frac{b_{32}}{a_{33}} \\ K_4 = -\frac{a_{32}}{b_{32}} \\ T_3 = -\frac{1}{a_{33}} = K_3 T'_{d0} \frac{L_{adu}}{L_{fd}} \end{array} \right. \quad (II.37)$$

II.3) Régulation du générateur :

Si l'équilibre des puissances actives n'est plus assuré, la fréquence de synchronisme dans le système sera changée, alors qu'un déséquilibre des puissances réactives entraînera une variation des tensions du système par rapport à leurs valeurs de référence.

Pour assurer une génération satisfaisante d'énergie électrique, pour un grand nombre de points de fonctionnement, le couple mécanique ΔT_m appliqué au rotor et la tension d'excitation E_{fd} doivent être réglés systématiquement pour s'accommoder de toute variation du système.

Le système responsable de la génération du couple mécanique et ainsi de l'entraînement du rotor du générateur est appelé "système de force motrice". Le contrôle de la fréquence (ou contrôle de la puissance active) associé à ce système maintient la vitesse nominale des générateurs en assurant de ce fait une fréquence constante. Par ailleurs, le système d'excitation est responsable de la tension d'excitation fournie au générateur. Les valeurs du système d'excitation pour enfin obtenir les tensions désirées aux bornes du générateur [3].

II.3.1) Régulateur de fréquence et modèle de la turbine :

Un système de force motrice, figure (II.8), se compose de la source d'énergie primaire, de la turbine (équipé d'un servomoteur) et du régulateur de fréquence (gouverneur) [12].

La turbine transforme l'énergie potentielle de la source en énergie de rotation de l'arbre (rotor) sur lequel est placé l'alternateur. L'alternateur convertit la puissance mécanique fournie par la turbine en puissance électrique de sortie. La vitesse de l'arbre de la turbine est mesurée précisément et comparée à la vitesse de référence. Le régulateur de fréquence (vitesse) agit ensuite sur le servomoteur pour ouvrir et fermer les vannes de contrôle et modifier par conséquent la vitesse de générateur. Ainsi le rôle de la turbine est d'entraîner le rotor du générateur à la vitesse synchrone correspondant à la fréquence du système de puissance.

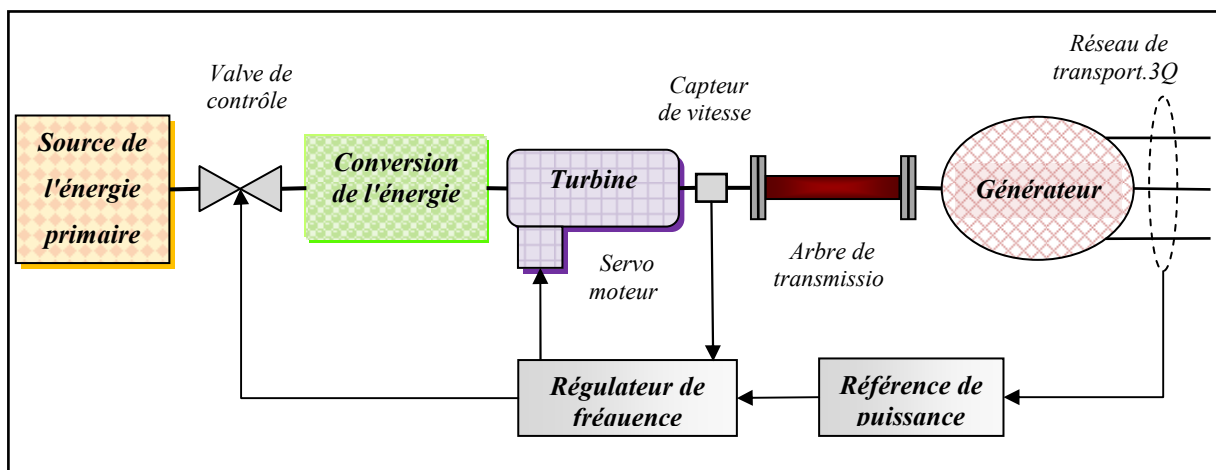


Figure II.8. Structure générale d'un système de force motrice-générateur.

Les turbines à vapeur utilisées dans les centrales thermiques (charbon, gaz, pétrole, nucléaire) sont constituées d'un certain nombre de roues, successivement fixes et mobiles, portant des ailettes le long desquelles la vapeur se déplace. Au fur et à mesure que la vapeur progresse axialement dans la turbine, sa pression diminue et la taille des ailettes augmente. Ces différentes roues sont généralement groupées en plusieurs étages, particulièrement dans les

centrales de grande puissance. La division de la turbine en étages permet de réchauffer la vapeur entre les étages en assurant, par conséquent, un meilleur rendement au cycle thermique [9].

Le gouverneur forme une boucle de retour qui surveille la vitesse du rotor à chaque instant. Considérons par exemple une perturbation de l'équilibre des puissances actives. Dans les toutes premières secondes, l'énergie correspondante va être prélevée sur l'énergie cinétique des masses tournantes des unités de production. Ceci va entraîner une perturbation de la vitesse de rotation de ces unités. Cet écart de vitesse doit être détecté et corrigé automatiquement par les gouverneurs. Ces gouverneurs doivent changer l'admission de fluide (vapeur, gaz ou eau) dans les turbines de manière à ramener les vitesses et donc la fréquence du réseau, autour de leurs valeurs nominales.

Dans l'analyse de la stabilité transitoire ou dynamique, la réponse temporelle du système de la force motrice à une perturbation est considérée comme plus lente que la plage de l'étude de la force motrice peut être extrêmement simplifiée. Pour une analyse de stabilité transitoire d'une durée de quelques secondes, le modèle du système de la force motrice peut être supprimé en considérant que le couple mécanique de la turbine reste constant [12].

II.3.2) Régulateur de tension et modèle du système d'excitation :

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 [9].

Actuellement, des systèmes d'excitation variés sont employés. Trois principaux types peuvent être identifiés [17].

a) Les systèmes d'excitation à courant continu (CC) :

Ils utilisent une génératrice à courant continu avec collecteur comme source de puissance du système d'excitation.

b) Les systèmes d'excitation à courant alternatif (CA) :

Ils utilisent un alternateur et des redresseurs statiques ou tournants pour produire le courant continu nécessaire dans l'enroulement d'excitation de la machine synchrone.

c) Les systèmes d'excitation statiques (*systèmes ST*) :

Dans ce cas, le courant d'excitation est fourni par un redresseur commandé. Sa puissance est fournie soit directement par le générateur à travers un transformateur donnant le niveau approprié de tension, soit par des enroulements auxiliaires montés dans le générateur.

Le système d'excitation sont équipés de contrôleurs, appelés habituellement régulateurs de tension (Automatic Voltage Regulator : *AVR*), figure (II.9). Ces derniers sont très importants pour l'équilibre de la puissance réactive qui sera fournie ou 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.

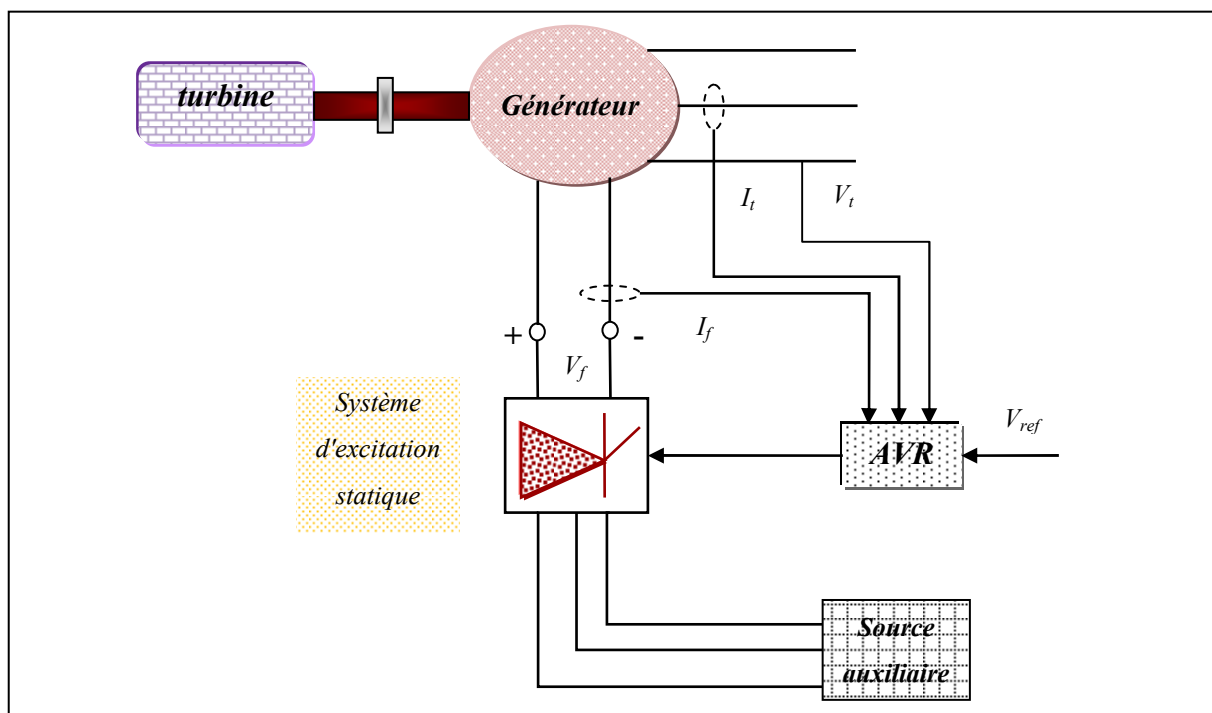


Figure II.9. Structure d'un système d'excitation statique avec son AVR

Le groupe *IEEE* task forces présente périodiquement des recommandations pour la modélisation des éléments d'un système de puissance dont les systèmes d'excitation. Plusieurs modèles sont suggérés pour chaque type de système d'excitation [17]. Les systèmes d'excitation statiques étant les plus installés actuellement, nous avons donc choisi dans notre

étude d'utiliser le modèle du système *IEEE – STIA*, modèle le plus utilisé dans la littérature. Ce type de système d'excitation se caractérise par sa rapidité et sa sensibilité [19] :

La tension aux bornes de générateur E_t peut être exprimée en forme complexe

$$\begin{cases} \bar{E}_t = e_d + je_q \\ E_t^2 = e_d^2 + e_q^2 \end{cases} \quad (II.38)$$

D'appliquer une petite perturbation, on peut écrire :

$$(E_{t0} + \Delta E_t)^2 = (e_{d0} + \Delta e_d)^2 + (e_{q0} + \Delta e_q)^2 \quad (II.39)$$

En négligeant plus haut limites d'ordre d'expression l'équation ci-dessus réduite à

$$E_{t0}\Delta E_t = e_{d0}\Delta e_d + e_{q0}\Delta e_q \quad (II.40)$$

Donc :

$$\Delta E_t = \frac{e_{d0}}{E_{t0}} \Delta e_d + \frac{e_{q0}}{E_{t0}} \Delta e_q \quad (II.41)$$

En termes de valeur perturbée, équation(II.19) peut être écrit :

$$\begin{cases} \Delta e_d = -R_a \Delta i_d - (L_1 \Delta i_q - \Delta \psi_{aq}) \\ \Delta e_q = -R_a \Delta i_q - (L_1 \Delta i_d - \Delta \psi_{ad}) \end{cases} \quad (II.42)$$

En utilisant les équations (II.25) et (II.27), nous obtenons

$$\Delta E_t = K_5 \Delta \delta + K_6 \Delta \psi_{fd} \quad (II.43)$$

Où :

$$\begin{cases} K_5 = \frac{e_{d0}}{E_{t0}} (-R_a m_1 + L_1 n_1 + L_{aqs} n_1) + \frac{e_{q0}}{E_{t0}} (-R_a n_1 + L_1 m_1 + L'_{ads} m_1) \\ K_6 = \frac{e_{d0}}{E_{t0}} (-R_a m_2 + L_1 n_2 + L_{aqs} n_2) + \frac{e_{q0}}{E_{t0}} \left(-R_a n_2 + L_1 m_2 + L'_{ads} \left(\frac{1}{L_{fd}} - m_1 \right) \right) \end{cases} \quad (II.44)$$

Pour l'analyse à échelle réduite, le système d'excitation de thyristor comme montré dans la figure (II.10) est considéré la non linéarité associée avec le plafond sur l'excitateur produire la tension représenté près E_{FMAX} et E_{FMAX} ce qui est ignoré pour des études de petit perturbation [39].

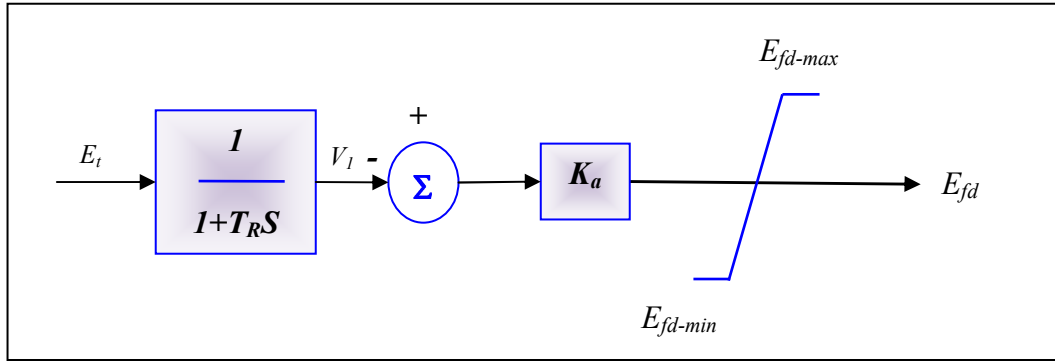


Figure II.10. système d'excitation statique (thyristor) avec AVR

À partir du bloc de la figure (II.10), en utilisant perturbé valeurs, nous avons

$$\Delta v_1 = \frac{1}{1 + T_R S} E_t$$

D'où :

$$\Delta v_1 = \frac{1}{T_R} (\Delta E_t - \Delta v_1)$$

On remplace ΔE_t dans l'équation (II.43), nous obtenons :

$$S \Delta v_1 = \frac{1}{T_R} (K_5 \Delta \delta + K_6 \Delta \psi_{fd} - \Delta v_1) \quad (II.45)$$

D'après le bloc 2 de la figure (II.10), nous obtenons

$$E_{fd} = K_A (v_{ref} - V_1) \quad (II.46)$$

En termes de valeurs perturbées, nous avons

$$E_{fd} = K_A (-\Delta V_1) \quad (II.47)$$

L'équation dynamique du circuit de champ montrée dans l'équation (II.35), devient :

$$S \psi_{fd} = a_{31} \Delta \omega_r + a_{32} \Delta \delta + a_{33} \Delta \psi_{fd} + a_{34} \Delta v_1 \quad (II.48)$$

Où :

$$a_{34} = -b_{32} K_A = -\frac{\omega_0 R_{fd}}{L_{adu}} K_A \quad (II.49)$$

L'expression de a_{31} , a_{32} et a_{33} rester sans changement, nous avons premier ordre commande le modèle pour l'excitateur, l'ordre du système global est augmenté près 1 ; la nouvelle variable d'état supplémentaire est Δv_1 .

$$\Delta v_1 = a_{41}\Delta\omega_r + a_{42}\Delta\delta + a_{43}\Delta\psi_{fd} + a_{44}\Delta v_1 \quad (II.50)$$

Avec :

$$\begin{cases} a_{41} = 0 \\ a_{42} = \frac{K_5}{T_R} \\ a_{43} = \frac{K_6}{T_R} \\ a_{44} = -\frac{1}{T_R} \end{cases} \quad (II.51)$$

L'espace d'état complet de modèle pour le système d'alimentation, incluant le système d'excitation de la figure (II.17) à la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} \Delta\dot{\omega} \\ \Delta\dot{\delta} \\ \Delta\dot{\psi}_{fd} \\ \Delta\dot{v}_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} & 0 \\ a_{21} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & a_{32} & a_{33} & a_{34} \\ 0 & a_{42} & a_{43} & a_{44} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta\omega \\ \Delta\delta \\ \Delta\psi_{fd} \\ \Delta v_1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} [\Delta T_m] \quad (II.52)$$

La figure (II.11) montre le schéma fonctionnel obtenu en bloc de la figure (II.7) pour inclure le capteur de tension et le régulateur automatique de tension avec excitateur. La représentation est applicable à n'importe quel type d'excitateur, avec $G_{ex}(s)$ représentation de la fonction de transfert de AVR et excitateur. Pour un thyristor-excitateur $\langle G_{ex}(s) = K_A \rangle$.

Le signal terminal d'erreur de tension, qui forme le bloc de capteur de tension d'entrée est donné par : $\Delta E_t = K_5\Delta\delta + K_6\Delta\psi_{fd}$

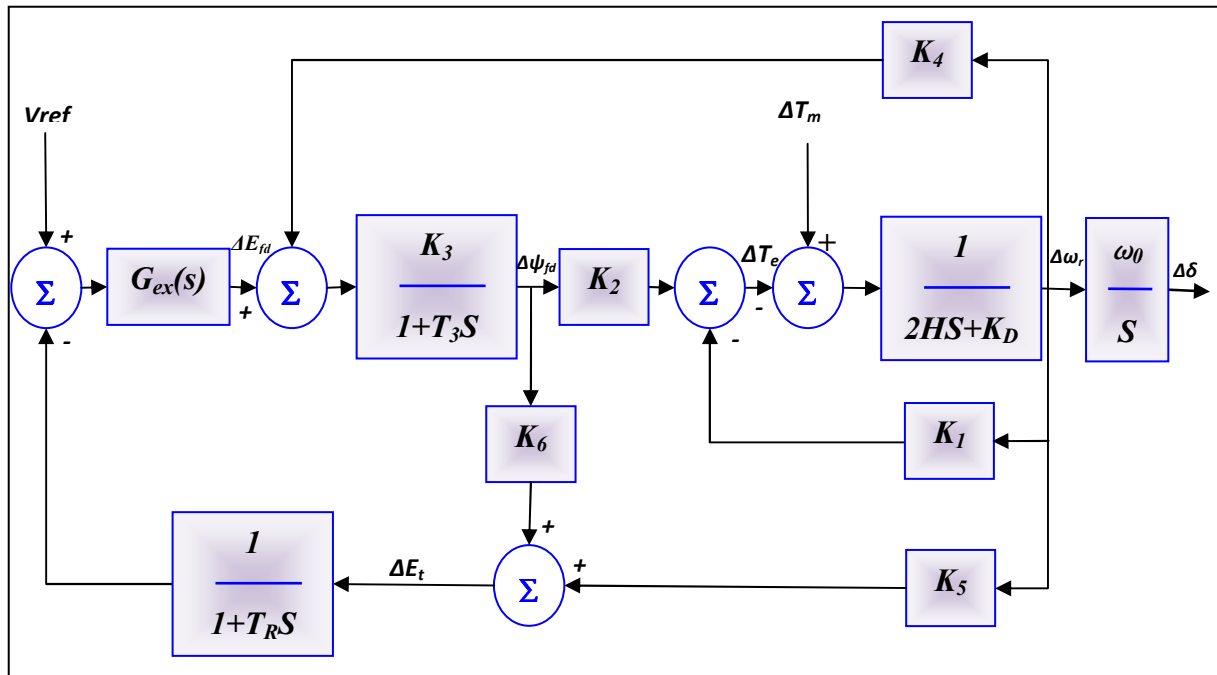


Figure II.11. Représentation du schéma bloc avec l'excitateur et AVR

Le coefficient K_6 est toujours positif tandis que K_5 peut être dépendre positif ou négatif de la condition. Et impédance externe de réseau $R_E + j X_E$. La valeur de K_5 a un significatif portant sur l'influence de AVR sur l'amortissement de l'oscillation de système [39].

II.4) modèle de power system stabiliser (PSS) [39] :

La fonction de base du stabilisateur de système de puissance est d'ajouter l'atténuation à l'oscillation de rotor de générateur en commandant son excitation, utilisant les signaux stabilisants auxiliaires. A fourniture atténuant, le stabilisateur doit produire un composant de

La base théorique de PSS est illustrée par du schéma fonctionnel, comme le montre la figure ci-dessous.

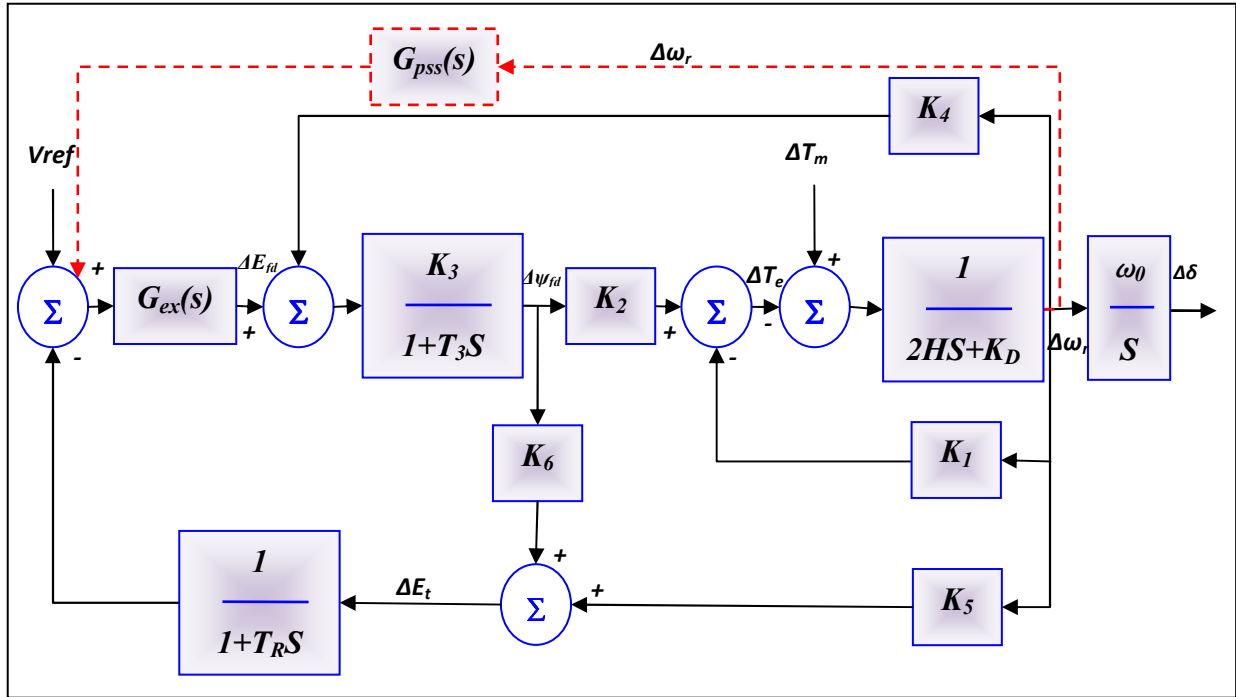


Figure II.12. Représentation du schéma bloc avec AVR et PSS

II.4.1) Modèle du système d'excitation avec PSS [39] :

Puisque le but de PSS est d'introduire un composant de couple d'amortissement. Un signal logique pour employer pour l'excitation de contrôle de générateur est la déviation de vitesse ($\Delta\omega_r$). La fonction de transfert de PSS ($G_{pss}(S)$), devrait avoir les circuits appropriés de compensation de phase pour compenser le retard de phase entre l'entrée d'excitateur et le couple électrique. Ce qui suit est une brève description de la base de la configuration PSS et de considération dans la sélection des paramètres

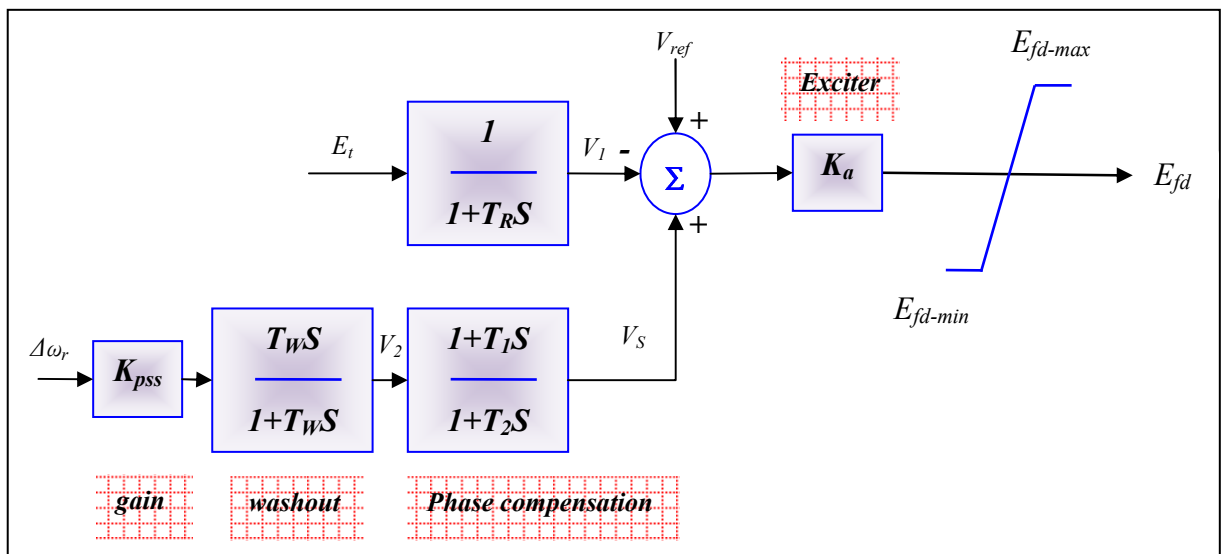


Figure II.13. Système d'excitation statique avec AVR et PSS

Du bloc 4 de la figure (II.13), d'emploi des valeurs perturbées, nous avons

$$\Delta v_2 = \frac{ST_W}{1 + ST_W} (K_{PSS} \Delta \omega_r) \Rightarrow S \Delta v_2 = K_{PSS} S \Delta \omega_r - \frac{1}{T_W} \Delta v_2 \quad (II.53)$$

Remplacer $S \Delta \omega_r$ donné par l'équation (II.33), nous obtenons l'expression suivant pour $S \Delta v_2$ en termes de variables d'état.

$$S v_2 = a_{51} \Delta \omega_r + a_{52} \Delta \delta + a_{53} \Delta \psi_{fd} + a_{54} v_2 + \frac{K_{PSS}}{2H} \Delta T_m \quad (II.54)$$

Avec :

$$\left(\begin{array}{l} a_{51} = K_{PSS} a_{11} \\ a_{52} = K_{PSS} a_{12} \\ a_{53} = K_{PSS} a_{13} \\ a_{54} = \frac{1}{T_W} \end{array} \right. \quad (II.55)$$

Du bloc (5) :

$$\Delta v_s = \Delta v_2 \left(\frac{1 + ST_1}{1 + ST_2} \right) \Rightarrow S \Delta v_s = \frac{T_1}{T_2} S \Delta v_2 + \frac{1}{T_2} \Delta v_2 - \frac{1}{T_2} \Delta v_s$$

L'équation (II.56) est résulte par substitution $\langle S \Delta v_2 \rangle$ donné par l'équation (II.54).

$$S v_5 = a_{61} \Delta \omega_r + a_{62} \Delta \delta + a_{63} \Delta \psi_{fd} + a_{64} v_1 + a_{65} v_2 + a_{66} v_2 + \frac{T_1 K_{PSS}}{T_2 2H} \Delta T_m \quad (II.56)$$

Avec :

$$\left(\begin{array}{l} a_{61} = \frac{T_1}{T_2} a_{51} \\ a_{62} = \frac{T_1}{T_2} a_{52} \\ a_{63} = \frac{T_1}{T_2} a_{53} \\ a_{65} = \frac{T_1}{T_2} a_{55} + \frac{1}{T_1} \\ a_{66} = -\frac{1}{T_2} \end{array} \right. \quad (II.57)$$

Du bloc 2, nous obtenons $\Delta E_{fd} = K_A (\Delta v_s - \Delta v_1)$.

L'équation de circuit de champ, avec *PSS* inclus, devient :

$$S\Delta\psi_{fd} = a_{32}\Delta\delta + a_{33}\Delta\psi_{fd} + a_{34}v_2 + a_{36}v_s, \text{ avec : } \langle a_{36} \rangle = \frac{\omega_0 R_{fd}}{L_{adu}} K_A \quad (II.58)$$

L'équation (II.59) récapitule le modèle complet du l'état-espace, où on inclure le *PSS*, avec ($\Delta T_m = 0$).

$$\begin{bmatrix} \Delta\dot{\omega} \\ \Delta\dot{\delta} \\ \Delta\dot{\psi} \\ \Delta\dot{v}_1 \\ \Delta\dot{v}_2 \\ \Delta\dot{v}_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} & 0 & 0 & 0 \\ a_{21} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & a_{32} & a_{33} & a_{34} & 0 & a_{36} \\ 0 & a_{42} & a_{43} & a_{44} & 0 & 0 \\ a_{51} & a_{52} & a_{53} & 0 & a_{55} & 0 \\ a_{61} & a_{62} & a_{63} & 0 & a_{65} & a_{66} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta\omega \\ \Delta\delta \\ \Delta\psi \\ \Delta v_1 \\ \Delta v_2 \\ \Delta v_s \end{bmatrix} \quad (II.59)$$

II.5) Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté la modélisation du système de puissance pour les études de la stabilité angulaire.

Nous avons abordé ici, les points ci-dessous :

- Le modèle choisi pour machine synchrone du système est du troisième ordre. Les équations différentielles de la machine sont décrites par les trois variables : δ , ω et E' . Ce modèle convient bien pour les études de stabilité angulaire.
- le modèle du système de la force motrice (la turbine et leurs régulateurs ...) peut être supprimé en considérant que le couple mécanique de la turbine reste constant.
- Le système d'excitation et leurs régulateurs sont aussi modélisés.
- le modèle complet du l'état-espace, incluant le *PSS*, avec ($\Delta T_m = 0$).

Après présenté les modèles du système, nous présentons dans le chapitre suivant, le fonctionnement et modèle d'un contrôleur côté générateur (*PSS*).

III.1) Introduction :

La stabilité peut être considérablement améliorée en utilisant des systèmes en boucle fermée avec des systèmes de contrôle adaptés. Au fil des années, un effort de recherche important était affecté pour une meilleure conception de tels contrôleurs. Il y a principalement deux moyens rapides permettant d'améliorer la stabilité :

- L'utilisation d'un contrôleur côté générateur (PSS) : signal de contrôle supplémentaire dans le système d'excitation du générateur.
- L'utilisation d'un contrôleur coté de lignes de transmission : signal de contrôle supplémentaire dans le système FACTS (Flexible AC Transmission System).

Ces systèmes restent très chers pour être installés uniquement pour une raison d'amortissement des oscillations.

Les contrôleurs PSSs qui sont des systèmes simples et faciles à installer, pratiques, efficaces et moins chers, sont les systèmes les plus utilisés pour améliorer la stabilité aux petites perturbations. Nous allons donc les utiliser dans notre étude.

III.2) Fonctionnement et modèle de PSS:

Un PSS permet d'ajouter un signal de tension proportionnel à la variation de vitesse de rotor dans l'entrée du régulateur de tension (AVR) du générateur, figure (III.1). 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 [31 ; 19]. Le PSS va s'opposer à toutes les faibles oscillations en forçant le système d'excitation à varier au plus juste et au bon moment.

Par conséquent, l'ensemble du système de contrôle d'excitation (AVR et PSS) doit assurer les points suivants [23]

- supporter les premières oscillations faisant suite à une grande perturbation ; c.-à-d. assurer la stabilité transitoire du système.
- maximiser l'amortissement des oscillations électromécaniques associées aux modes locaux ainsi qu'aux modes interrégionaux sans effets négatifs sur les autres modes.
- minimiser la probabilité d'effets défavorables, à savoir :
 - ◇ les interactions avec les phénomènes de hautes fréquences dans le système de puissance telle la résonance dans le réseau de transport.

- ◇ les instabilités locales dans la bande de l'action désirée du système de contrôle.
- être suffisamment robuste pour permettre au système de contrôle d'assurer ses objectifs pour divers points de fonctionnement probables du système de puissance. Le choix du signal d'entrée de *PSS* représente une étape critique dans la conception du *PSS*. Plusieurs considérations interviennent dans ce choix, telles :
 - la sensibilité du signal d'entrée aux oscillations électromécaniques (autrement dit, les modes oscillatoires doivent être "observables" dans le signal choisi).
 - l'insensibilité du signal d'entrée du *PSS* à son propre signal de sortie. D'une façon similaire, la sensibilité doit être très la plus faible possible pour les signaux de sortie d'autres *PSS*.

Un bon résultat peut être obtenu si l'entrée du *PSS* est la variation de la vitesse de rotor ($\Delta\omega$), la variation de puissance produite du générateur (ΔP_e) ou la fréquence du jeu de barre (Δf). Etant donné que le *PSS* est utilisé pour produire un couple électrique proportionnel à la variation de vitesse, il apparaît donc plus convenable d'utiliser la variation de vitesse ($\Delta\omega$) comme entrée du *PSS*. Cependant, quel que soit le signal d'entrée, la fonction de transfert du *PSS* doit compenser les caractéristiques de phase du système d'excitation, des parties électriques du générateur et des autres parties électriques du système. L'ensemble de ces dernières déterminent la fonction de transfert entre l'entrée du système d'excitation (ΔV_{er}) et le couple électrique du générateur (ΔT_e), [24]. Cette fonction de transfert est dénotée $GEP(s)$, figure (III.1).

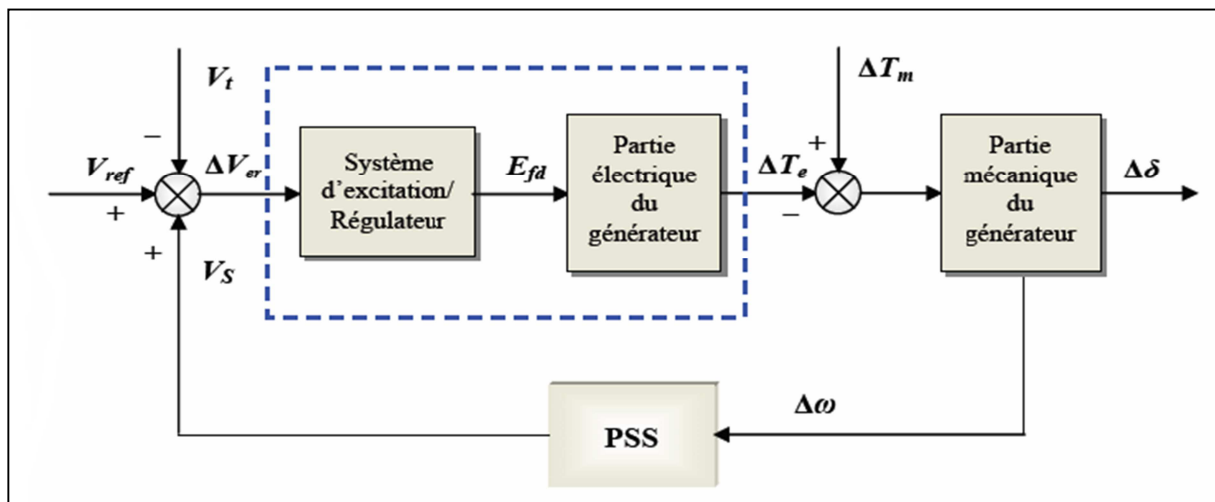


Figure III.1. Modèle simplifié de liaison entre un PSS et le système

Le type de *PSS* le plus utilisé est connu sous le nom de *PSS* conventionnel (ou *PSS* avance/retard). Ce type 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.2) :

- un bloc d'amplificateur.
- un bloc de filtre passe-haut "filtre washout".
- un bloc de compensation de phase.
- un limiteur.

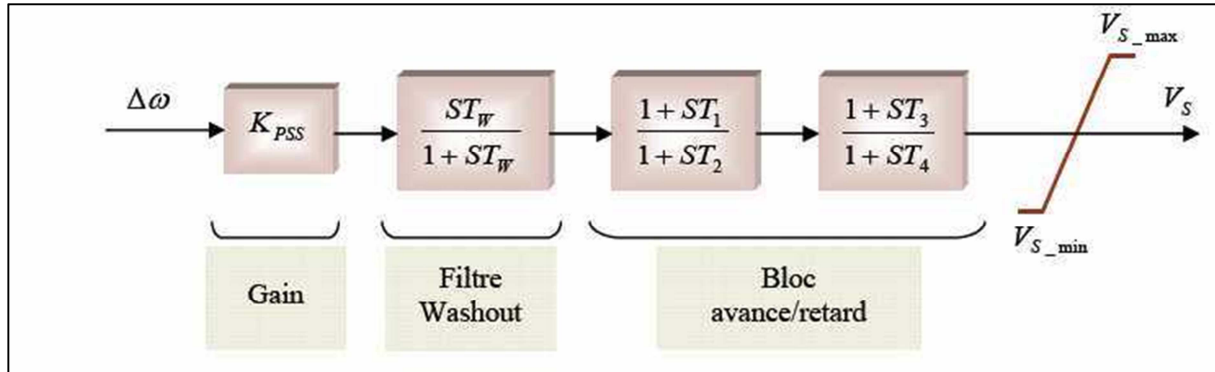


Figure III.2. Modèle d'un PSS avance/retard.

a) L'amplificateur :

Il détermine la valeur de l'amortissement introduit par le PSS. Théoriquement, sa valeur $\langle K_{PSS} \rangle$ doit correspondre à l'amortissement maximal. Toutefois, la valeur du gain doit satisfaire l'amortissement des modes dominants du système sans risquer de dégrader la stabilité des autres modes ou la stabilité transitoire [23]. Généralement, K_{PSS} varie généralement de 0.01 à 50 [18].

b) Le filtre passe-haut "filtre washout":

Il élimine les oscillations à très basse fréquence (inférieure à 0.2 Hz) présentées dans le signal d'entrée. Il supprime également la composante continue de la vitesse (la composante "DC" correspondant au régime statique) : le PSS ne réagit donc que lorsqu'il y a des variations de vitesse. La constante de temps de ce filtre $\langle T_W \rangle$ doit être suffisamment grande pour permettre aux signaux, dont la fréquence est située dans la bande utile, d'être transmis sans atténuation. Mais, elle ne doit pas être trop grande pour éviter de mener à des variations indésirables de tension de générateur pendant les conditions d'ilotage. Généralement, T_W varie de 1 à 20 secondes [6 ; 19] Une amélioration remarquable sur la stabilité de la première oscillation est obtenue avec une valeur T_W fixée à 10 secondes [28].

c) Le filtre compensation de phase :

L'origine de l'amortissement négatif est, comme nous l'avons vu, associée au retard de phase introduit entre le couple électrique du générateur $\langle \Delta T_e \rangle$ et l'entrée du système d'excitation

$\langle \Delta V_{er} \rangle$). Par conséquent, le *PSS* fournit l'avance de phase nécessaire pour compenser le retard de phase de la fonction de transfert $GEP(s)$. Pratiquement, un bloc de phase d'avance pure ne suffit pas pour réaliser la compensation de phase nécessaire ; ainsi, un bloc d'avance/retard de phase est souvent utilisé. Pour mieux garantir la stabilité du système, deux étages (au moins) de compensations de phase sont nécessaires. La fonction de transfert de chaque étage est une simple combinaison de pole-zéro, les constantes de temps d'avance ($T1, T3$) et de retard ($T2, T4$) étant réglables. La gamme de chaque constante de temps s'étend généralement de 0.01 à 6 secondes [6]. Mais pour des considérations de réalisation physique, les constantes de temps de retard ($T2, T4$) sont considérées fixes et généralement autour de la valeur de 0.05 secondes [14].

d) Le limiteur :

Le *PSS* est conçu pour améliorer l'amortissement du système en cas de petites variations autour d'un point d'équilibre. Son objectif n'est pas de restaurer la stabilité du système aux perturbations sévères (la stabilité transitoire). Le *PSS* a parfois tendance à perturber le bon fonctionnement du régulateur de tension en le saturant lorsque ce dernier essaye de maintenir la tension lors des conditions transitoires. Ainsi, le *PSS* doit être équipé d'un limiteur afin de réduire son influence indésirable durant les phases transitoires [24]. Les valeurs minimales et maximales du limiteur s'étendent de ± 0.02 à 0.1 per-unit [36].

III.3) Réglage des paramètres de *PSS*:

Le problème de la conception d'un *PSS* est de déterminer les valeurs de ses paramètres pour :

- augmenter l'amortissement des modes du système.
- assurer une stabilisation robuste.

La minimisation des risques probables des interactions défavorables et des effets négatifs sur les autres modes oscillatoires du système représente aussi un point critique important qui influence le réglage de *PSSs*. En outre, les valeurs des paramètres du *PSS* doivent être réglées sans entraîner d'effet négatif dans la restauration de la stabilité transitoire. De nombreuses méthodes sont proposées dans la littérature pour le réglage des paramètres de *PSS*. Généralement, la plupart de ces méthodes sont basées sur l'analyse des valeurs propres du système.

III.3.1) Méthode de compensation de phase :

Pour expliquer le réglage des paramètres de *PSS* par la méthode de compensation de phase, nous prenons un système simple consistant en un générateur connecté à un jeu de barre infini, figure (III.3). Le modèle linéaire de ce système peut être graphiquement illustré par la

Avec :

$$\beta = \frac{1}{2} \left(-\text{Phi}_{GEP} - \tan^{-1} \left(\frac{\omega}{\sigma} \right) + \tan^{-1} \left(\frac{\omega T_\omega}{1 + \sigma T_\omega} \right) + 2 \tan^{-1} \left(\frac{\omega T_2}{1 + \sigma T_2} \right) \right) \quad (III.5)$$

Le gain du PSS, quant à lui, est donné par la relation suivante [36] :

$$K_{PSS} = \frac{4\omega_n \xi H}{K_2 |GEP(s)| |G_f(s)|} \Big|_{s=\lambda=\sigma=j\omega} \quad (III.6)$$

Avec :

$$\omega_n = \sqrt{\frac{\omega_0 k_1}{2H}} \quad (III.7)$$

ω_0 : La vitesse de synchronisme du système, en rad/s.

ω_n : La pulsation naturelle d'oscillation en rad/s.

La valeur ω_n représente la solution de l'équation caractéristique de la boucle mécanique figure (II.1). Elle est définie par l'équation suivante (coefficient d'amortissement K_D négligée).

$$2Hs^2 + \omega_0 = 0, \text{ avec, } s = \pm j\omega_n \quad (III.8)$$

III.3.2) Méthode du résidu :

Nous avons vu que le filtre avance/retard du PSS est utilisé pour compenser le retard de phase de la fonction de transfert $GEP(s)$. En déterminant la valeur du retard de phase, nous pouvons ainsi calculer les constantes de temps (avance/retard) nécessaires pour assurer la compensation demandée. Pour ce faire, l'angle de phase de résidu peut être utilisé [1 ; 7]. Considérons la forme suivante de la fonction de transfert du PSS pour un système à une entrée/une sortie :

$$H(s) = K_{PSS} \cdot \frac{sT_\omega}{1 + sT_\omega} \cdot \left[\frac{1 + sT_1}{1 + sT_2} \right]^m \quad (III.9)$$

Où : m est le nombre d'étages de compensation (généralement $m = 2$).

La figure (II.4) montre l'effet du résidu sur le déplacement de valeur propre dans la partie gauche du plan complexe.

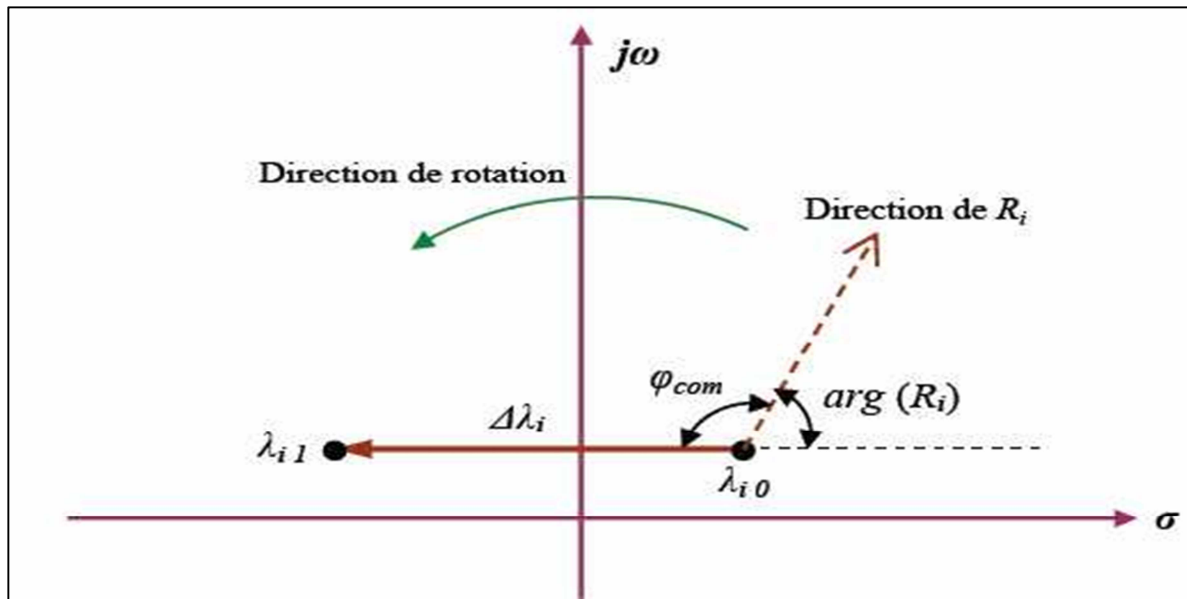


Figure III.4. Déplacement de valeur propre par la rotation du résidu associé.

L'angle de phase φ_{com} , nécessaire pour diriger la direction du résidu R_i de sorte que la valeur propre associée λ_i se déplace parallèlement à l'axe réelle, peut être calculé par l'équation suivante :

$$\varphi_{com} = 180^\circ - \arg(R_i) \quad (III. 10)$$

Où : $\arg(R_i)$ est l'angle de phase du résidu R_i .

Par conséquent, les constantes de temps T_1 et T_2 , du bloc avance/retard nécessaires pour obtenir l'angle φ_{com} , peuvent être calculées comme suit [1] :

$$T_1 = \alpha T_2, \quad T_2 = \frac{1}{\omega_i \sqrt{\alpha}} \quad (III. 11)$$

Avec :

$$\alpha = \frac{1 - \sin\left(\frac{\varphi_{com}}{m}\right)}{1 + \sin\left(\frac{\varphi_{com}}{m}\right)} \quad (III. 12)$$

Où : ω_i est la fréquence du mode λ_i en rad/sec.

Pour calculer le gain K_{PSS} , nous pouvons réécrire la fonction transfert du PSS comme suit :

$$H(s) = K_{PSS} \cdot H_f(s) \quad (III. 13)$$

Le déplacement des valeurs propres est donné ci-dessous :

$$\Delta\lambda_i = |\lambda_{i1} - \lambda_{i0}| = R_i H(\lambda_i) \quad (III. 14)$$

En remplaçant l'équation (III.13) dans la dernière équation, nous obtenons pour gain K_{PSS} la valeur littérale suivante [27] :

$$K_{PSS} = \left| \frac{\lambda_{i1} - \lambda_{i0}}{R_i \cdot H_f(\lambda_i)} \right| \quad (II. 15)$$

Une autre méthode peut être utilisée pour régler le gain K_{PSS} : la méthode traditionnelle de Ziegler et Nichols basée sur l'étude du régime critique de la réponse harmonique du système en boucle fermée. On cherche ainsi le gain produisant l'instabilité. Le test consiste à augmenter lentement le gain de stabilisateur jusqu'à l'observation de l'instabilité. Pour un signal d'entrée de type variations de vitesse, ce test doit être effectué avec une charge maximale et des conditions de transport d'énergie satisfaisantes. Le savoir-faire montre, en général, que le gain désiré représente le tiers du gain à l'instabilité : $K_{st} = K_{inst}/3$ [25].

III.3.3) Méthode de placement des pôles :

Cette méthode consiste à déterminer les valeurs des paramètres d'un PSS de sorte que tous les pôles du système en boucle fermée se trouvent placés en des positions spécifiées préalablement dans le plan complexe. Cette méthode peut être mathématiquement décrite en considérant la représentation suivante du système [14 ; 5] figure (III.5).

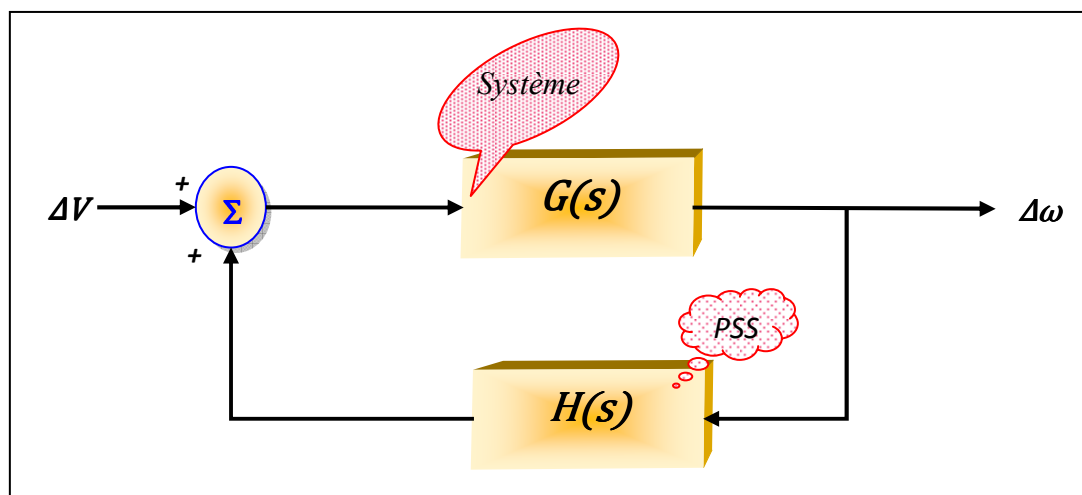


Figure III.5. L'ensemble (système-PSS) en boucle fermée.

Où : $G(s)$ est la fonction de transfert du système entre le signal de référence ΔV du régulateur de tension de générateur, où le PSS doit être installé, et la variation de vitesse de rotor $\Delta\omega$.

$H(s)$ est la fonction de transfert de PSS.

Les pôles de $G(s)$ sont justement les valeurs propres du système linéarisé en boucle ouverte. La fonction de transfert du système entier en boucle fermée $F(s)$ devient :

$$1 - G(s)H(s) = 0 \quad (II.16)$$

$$\Rightarrow H(s) = \frac{1}{G(s)} \quad (II.17)$$

Si $\lambda_i, = 1,2, \dots, n$ sont les valeurs propres spécifiées préalablement, l'équation (II.17) peut ainsi se réécrire comme suit :

$$H(\lambda_i) = \frac{1}{G(\lambda_i)} \quad (II.18)$$

$$\frac{1}{G(\lambda_i)} = K_{PSS} \cdot \frac{\lambda_i T_W}{1 + \lambda_i T_W} \cdot \frac{1 + \lambda_i T_1}{1 + \lambda_i T_2} \cdot \frac{1 + \lambda_i T_3}{1 + \lambda_i T_4} \quad (II.19)$$

Par conséquent, nous obtenons un ensemble d'équations algébriques linéaires. En résolvant ces équations, nous pouvons déterminer les valeurs des paramètres désirés du PSS qui assurent le placement précis des valeurs propres

III.4) Emplacement optimal des PSSs:

Tous les générateurs du système ne participent pas aux modes dominants : tous les générateurs n'ont donc pas besoin d'être équipés de PSSs. En outre, il faut tenir compte des interactions négatives entre les PSSs qui augmentent avec le nombre de ces derniers. Enfin, il faut tenir compte des critères économiques.

Ainsi, la première étape de la mise en œuvre des PSSs, est de trouver les emplacements optimaux des PSSs nécessaires et de déterminer leur nombre. Ce problème a fait l'objet, depuis une dizaine d'années, d'un grand nombre de recherche [30 ; 16 ; 35 ; 26 ; 27 ; 21 ; 13]. Les approches les plus efficaces proposées sont basées sur l'analyse modale du système linéarisé :

- Le mode Shape.
- Les facteurs de participations.
- Les résidus.

Comme nous l'avons vu, les amplitudes des résidus associés aux modes dominants de la fonction de transfert du système en boucle ouverte peuvent être utilisées pour déterminer les

placements les plus efficaces pour installer les PSSs. Les amplitudes des facteurs de participation ou du mode Shape permettent de déterminer l'influence de chaque variable d'état dans les modes oscillatoires associés. Ces méthodes peuvent donc nous fournir des indications importantes sur l'emplacement optimal des PSSs dans le système pour réaliser un meilleur amortissement par rapport à des critères donnés.

Sachant que des emplacements différents des PSSs entraînent des oscillations totalement différentes, des PSSs "mal placés" peuvent donc ne pas répondre aux objectifs. Pour cela, il faut bien choisir la méthode qu'il faut appliquer pour déterminer les bons emplacements des PSSs. Les méthodes mentionnées ci-dessus donnent généralement de bons résultats, mais la recherche de méthodes plus efficace reste toujours actuelle.

III.5) Résultat et discussion :

III.5.1) Exécution du système étudié avec PSS :

D'après le chapitre (II) précédent, on peut utiliser MATLAB/simulink pour l'application du modèle de la figure (II.12).

Les résultats de simulation pour chacun d'angle de charge, de la vitesse angulaire, du couple électrique et de la tension terminale montré au dessous.

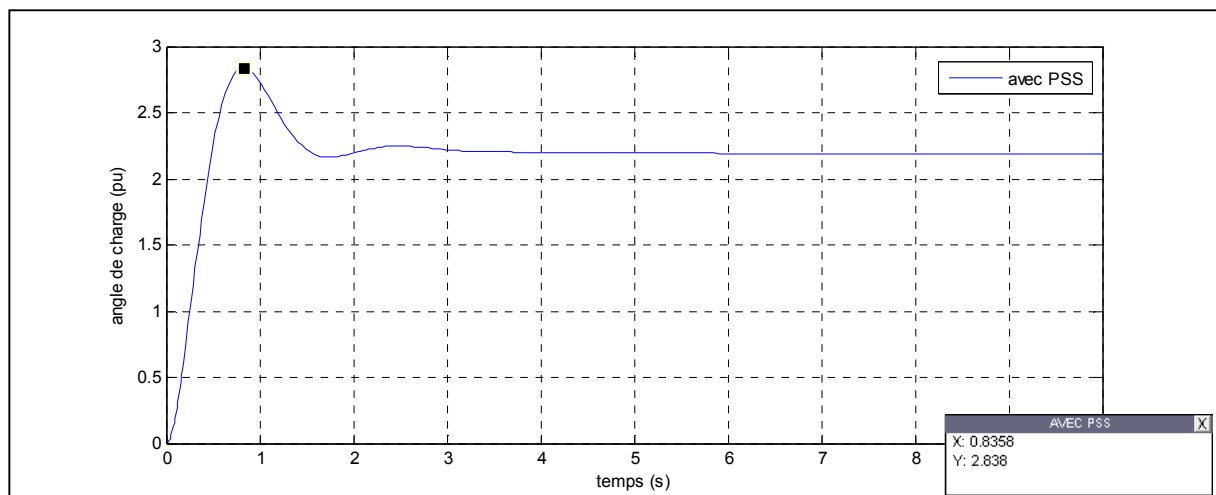


Figure III.6. Présente la variation du position angulaire

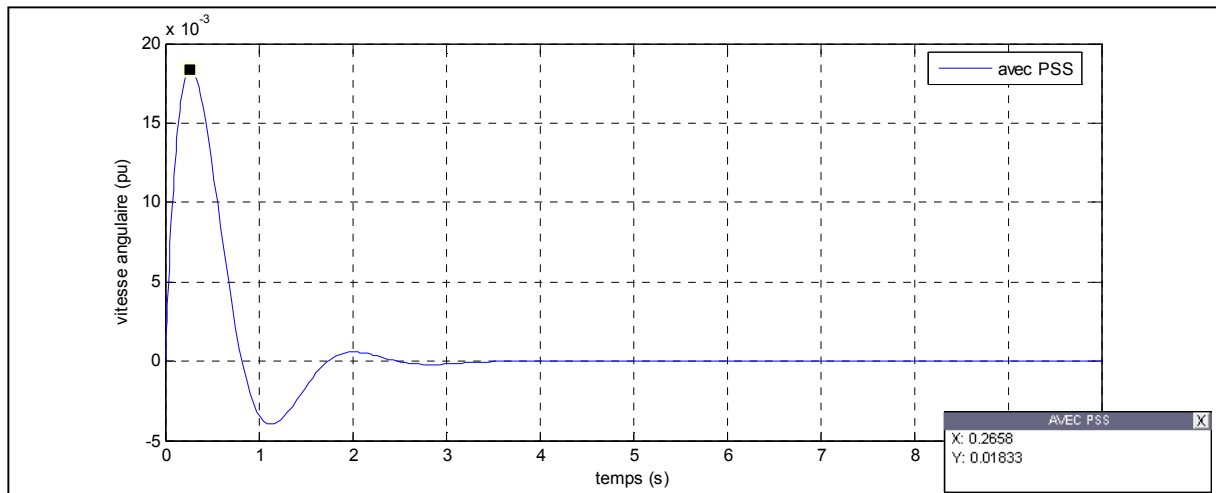


Figure III.7. Présente la variation de la vitesse angulaire

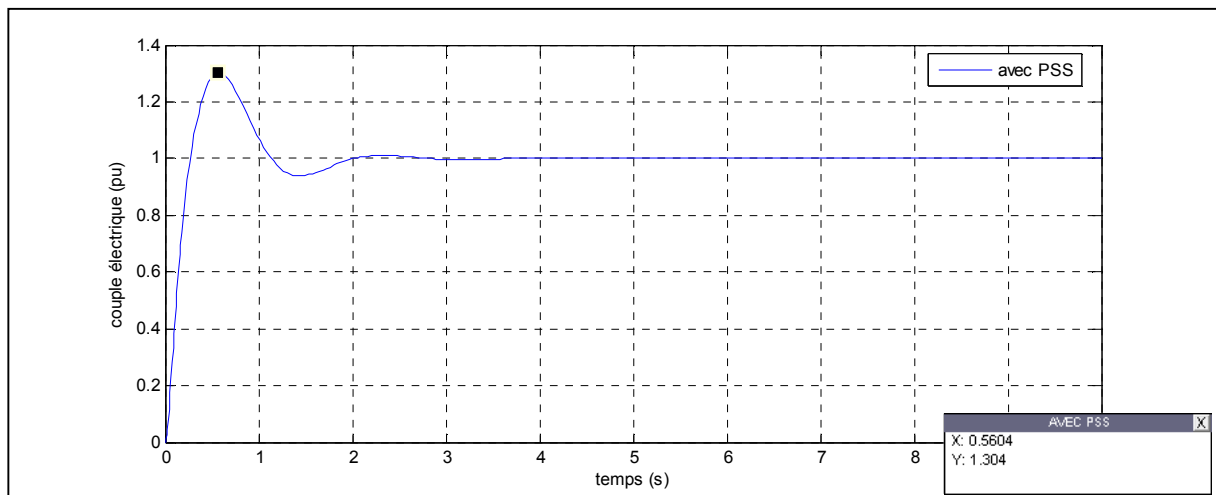


Figure III.8. Présente la variation du couple électrique

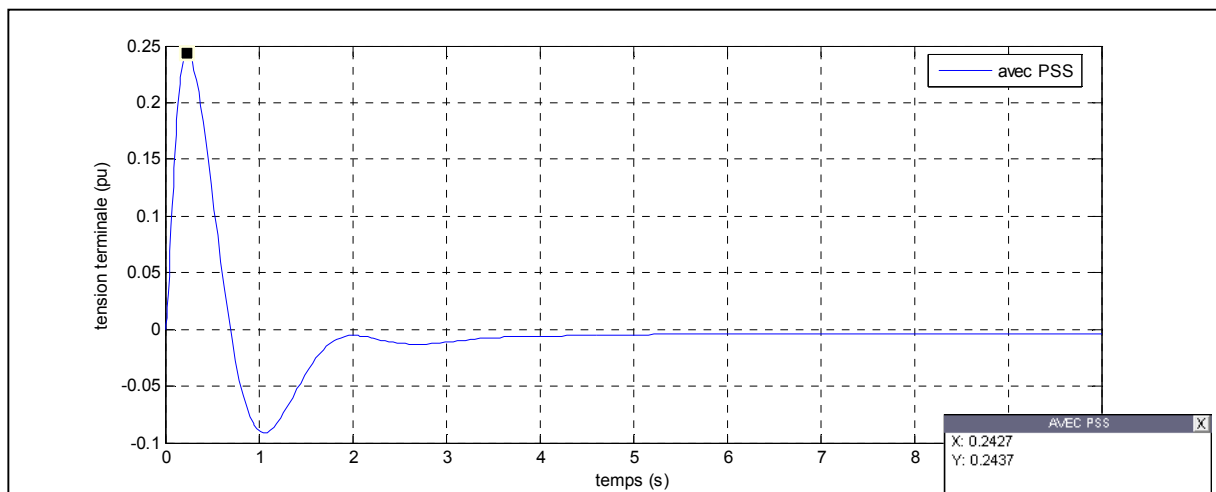


Figure III.9. Présente la variation de la tension terminale

III.5.2) Étude comparative entre la mise en œuvre du système étudié avec, et sans PSS :

Nous avons comparé entre les deux cas suivants, où notre système est connecté avec le régulateur PSS conventionnelle et l'autre sans régulateur, puis choisissez le choix le plus

efficace et le meilleur selon le critère de performance qui permettent à la bonne exploitation du système.

D'après le chapitre (II) précédent, on peut utiliser MATLAB/simulink pour l'application les deux schémas blocs dans la figure (II.12), et la figure (II.11).

Les résultats de simulation dans les figures (III.10), (III.11), (III.12), (III.13), et (III.14) est montré au dessous, pour chacun d'angle de charge, de la vitesse angulaire, du couple électrique et de la tension terminale.

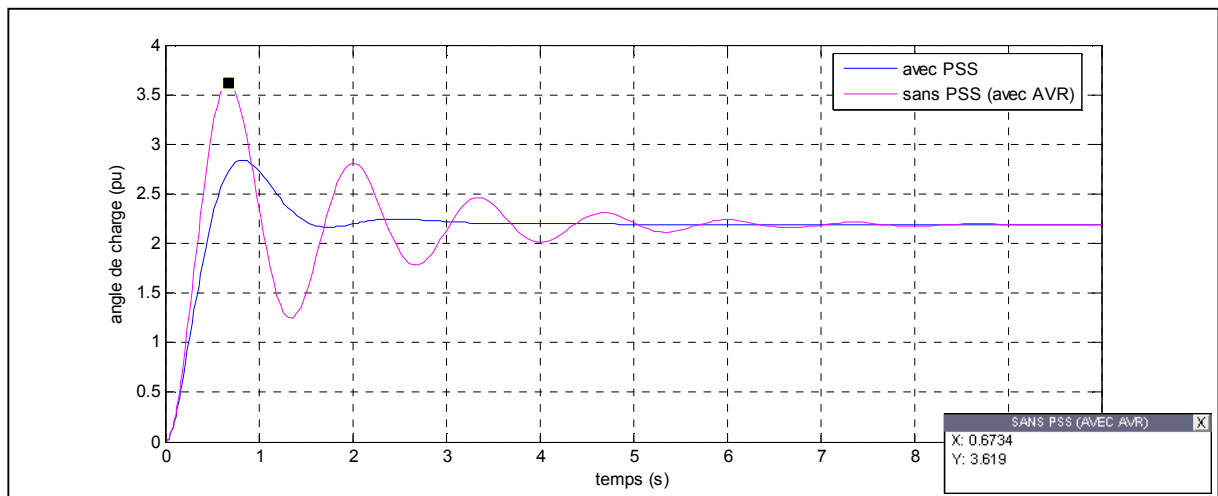


Figure III.10. Présente la variation du position angulaire

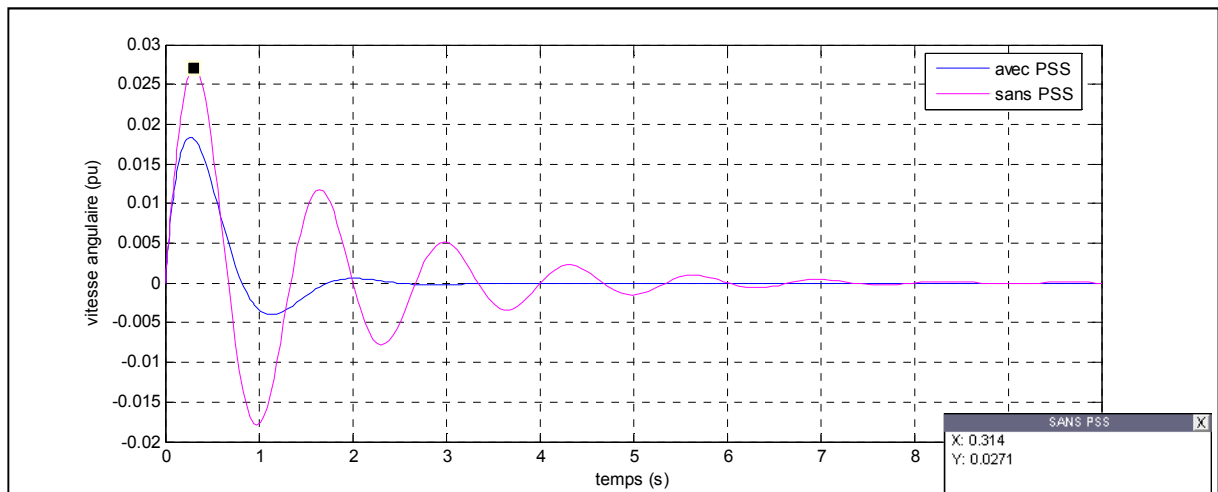


Figure III.11. Présente la variation de la vitesse angulaire

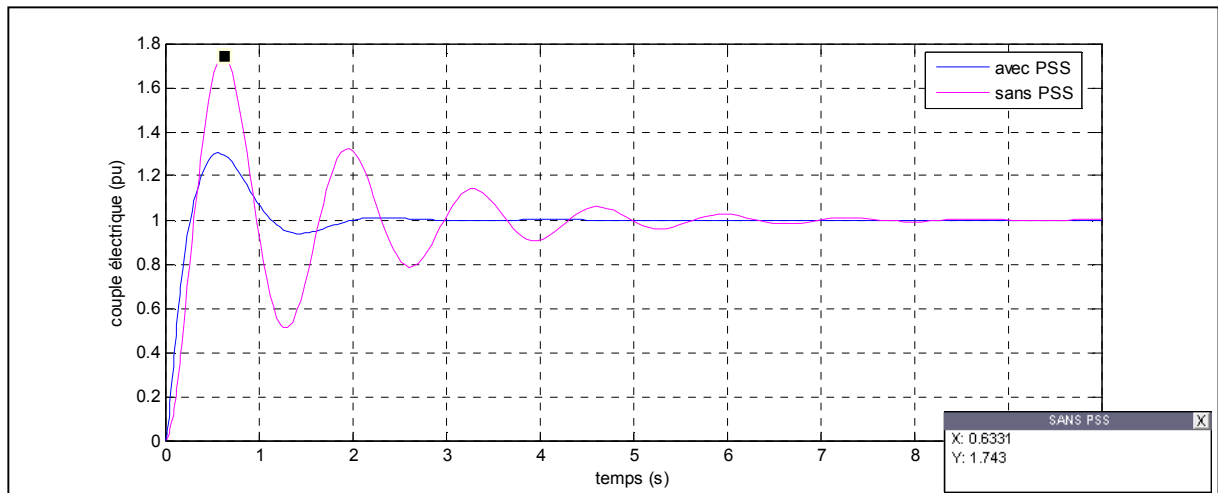


Figure III.12. Présente la variation du couple électrique

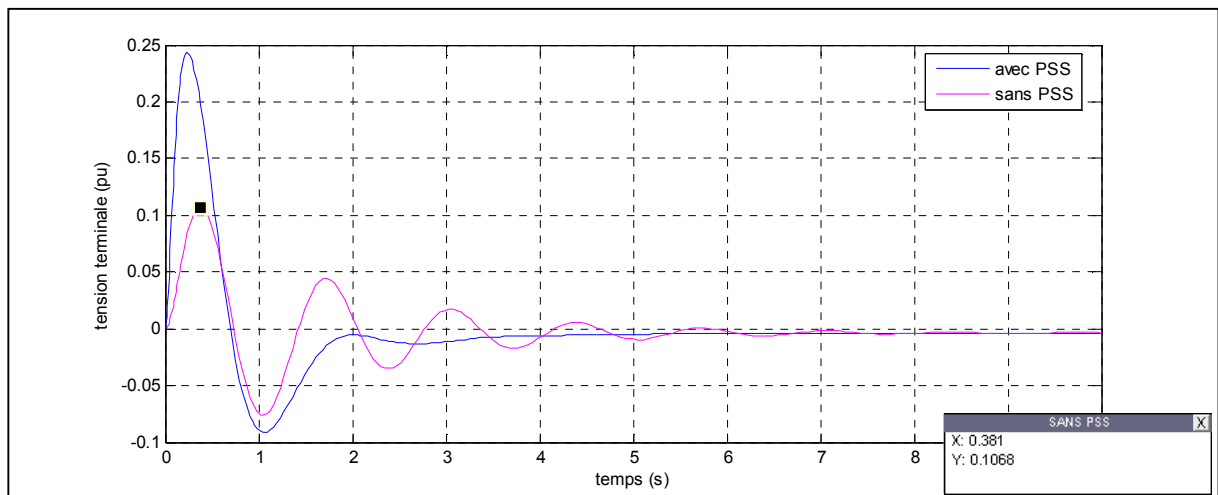


Figure III.13. Présente la variation de la tension terminale

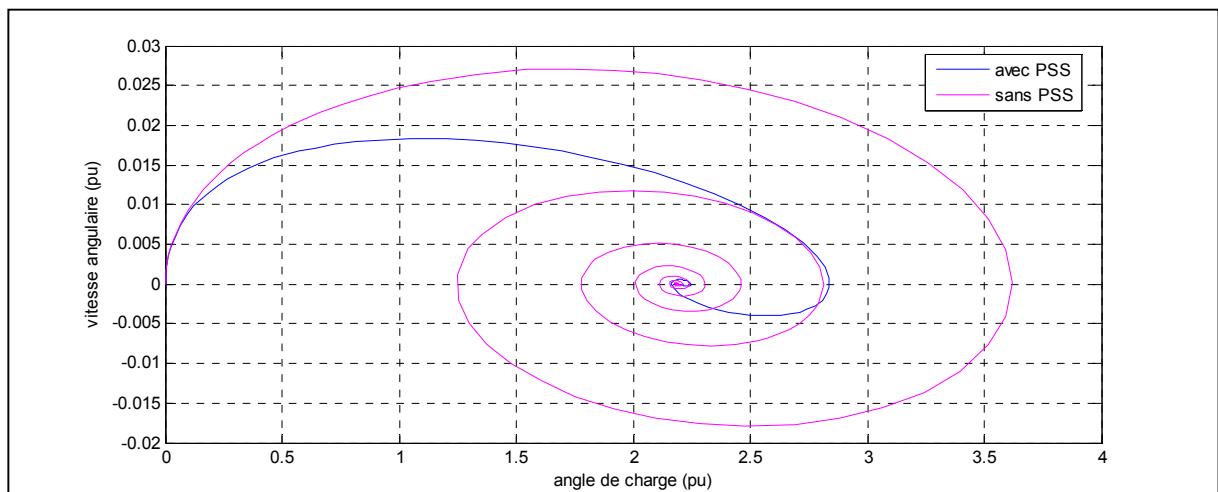


Figure III.14. Présente la variation de la vitesse angulaire par rapport la variation d'angle

Afin de connaître l'effet de la stabilisateur PSS, on peut appliquer des quelques critères dans les deux cas, où le système était avec PSS conventionnelle et sans PSS.

Premièrement, Nous définissons les paramètres “des critères temporels instantanés“ sur le tableau (III.1), pour chacun courbe d'angle de charge, de la vitesse angulaire et du couple électrique :

Les cas	Sans PSS			Avec CONV PSS		
La courbe	δ	ω	T_e	δ	ω	T_e
D_p	1.419	0.0271	0.743	0.638	0.01833	0.304
t_p	0.6734	0.314	0.6331	0.8358	0.2658	0.5604
$t_r(5\%)$	4.752		4.753	1.385		1.606

Tableau III.1. Comparaison des critères temporels instantanés du système avec et sans PSS.

Lors nous faisons déplacer le PSS au système, ce dernier va à la stabilité tôt (1.385s pour l'angle de charge, et 1.606s pour le couple électrique). Par contre, dans le cas sans PSS le système devient stable à 4.752s, et à 4.753s pour l'angle et le couple électrique, respectivement.

Deuxièmement, les différents critères typiques peuvent être utilisés pour caractériser la performance du système régulé “les paramètres des critères temporels intégraux“ ($\langle IAE \rangle$ Integral of Absolute Error, $\langle ISE \rangle$ Integral of Square Error, et aussi $\langle ITAE \rangle$ Integral Time multiplied by Absolute Error), on peut montrer sur le tableau (III.2).

Les cas	Sans PSS	Avec CONV PSS
IAE	0.1495	0.1169
ISE	0.007102	0.007336
$ITAE$	0.3273	0.2232

Tableau III.2. Comparaison des critères temporels intégraux du système avec et sans PSS

Nous avons connait d'après les chapitres précédents, le système sera d'autant mieux réglé lors le critère intégral choisi sera minimal.

Du tableau au dessus on peut vérifier que le système avec PSS conventionnelle mieux réglé, parce que l'intégrale de l'erreur absolue est minimale par rapport le cas sans PSS ($IAE_{minimal} = IAE_{avec\ CONV\ PSS} = 0.1169$), aussi l'intégrale de l'erreur absolue pondérée par le temps est minimale ($ITAE_{minimal} = ITAE_{avec\ CONV\ PSS} = 0.2232$).

III.6) Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté d'une façon générale le modèle et la fonctionnement du stabilisateur *PSS*. En outre, Le réglage de paramètres des *PSSs* et leurs emplacements sont des facteurs critiques pour pouvoir assurer convenablement le bon fonctionnement des *PSSs*.

En termes de la simulation, nous exécutons du système étudié sans *PSS* et dans autre cas on ajoute le *PSS* conventionnelle. Ainsi qu'on peut étudier comparative entre la mise en œuvre du système avec, et sans *PSS*.

Enfin, les stabilisateurs de puissance (*PSSs*) conventionnelle, par leur efficacité et leur coût réduit, sont les moyens habituels non seulement pour éliminer les effets négatifs des régulateurs de tension, mais aussi pour amortir les oscillations électromécaniques du système, dans le chapitre suivant nous présentons quelque aspects théoriques de la logique floue , ainsi que les bases de son application pour la commande de processus.

IV.1) Introduction :

Au départ théorie, la logique floue s'affirme comme une technique opérationnelle. Utilisée à côté d'autres techniques de contrôle avancé, elle fait une entrée discrète mais appréciée dans les automatismes de contrôle industriel. En outre, la logique floue ne remplace pas nécessairement les systèmes de régulation conventionnels. Elle est complémentaire [41].

L'utilisation de la commande floue est particulièrement intéressante lorsqu' on ne dispose pas de modèle mathématique précis du processus à commander ou lorsque ce dernier présente de trop fortes non linéarités ou imprécision.

Dans ce chapitre, nous présenterons quelque aspect théorique de la logique floue, ainsi que les bases de son application pour la commande de processus.

IV.2) Apparition de la logique floue :

Le terme d'ensemble flou apparaît pour la première fois en 1965 lorsque le professeur Lotfi A. Zadeh, de l'université de Berkeley aux USA, publie un article intitulé « Ensembles flous » (Fuzzy sets). Il a réalisé depuis de nombreuses avancées théoriques majeures dans le domaine et a été rapidement accompagné par de nombreux chercheurs développant des travaux théoriques. Parallèlement, certains chercheurs se sont penchés sur la résolution par logique floue de problèmes réputés difficiles. Ainsi en 1975, le professeur Mamdani à Londres développe une stratégie pour le contrôle des procédés et présente les résultats très encourageants qu'il a obtenus sur la conduite d'un moteur à vapeur. En 1978, la société danoise F.L.Smidth réalise le contrôle d'un four à ciment. C'est là la première véritable application industrielle de la logique floue [41].

IV.3) utilisation de la logique floue pour le contrôle :

La logique floue est bien connue des automaticiens pour ses applications dans le contrôle-commande de procédés, appelé alors couramment « contrôle flou ». Tout comme un contrôleur (ou correcteur) classique, le contrôleur flou s'insère dans la boucle de régulation et calcule la commande à appliquer au procédé suivant une ou plusieurs consignes et une ou plusieurs mesures effectuées sur celui-ci [41].

Les bases de règles floues sont intéressantes en commande car elles permettent :

- ◇ de prendre en compte une expertise existante de nature qualitative,
- ◇ de prendre en compte des variables que l'on sait difficilement intégrer dans la boucle,
- ◇ d'améliorer le fonctionnement de contrôleurs classiques, par :
 - autoréglage hors ligne ou en ligne des gains de ces contrôleurs,
 - modification de leur sortie en fonction d'événements qui ne peuvent pas être pris en compte par une technique classique

IV.4) La théorie des ensemble flou :

IV.4.1) Notion d'appartenance partielle :

Dans la théorie des ensembles, un élément appartient ou n'appartient pas à un ensemble. La notion d'ensemble est à l'origine de nombreuses théories mathématiques. Cette notion essentielle ne permet cependant pas de rendre compte de situations pourtant simples et rencontrées fréquemment. Parmi des fruits, il est facile de définir l'ensemble des pommes. Par contre, il sera plus difficile de définir l'ensemble des pommes mûres. On conçoit bien que la pomme mûrit progressivement... la notion de pomme mûre est donc graduelle. C'est pour prendre en compte de telles situations qu'a été créée la notion d'ensemble flou. La théorie des ensembles flous repose sur la notion d'appartenance partielle : chaque élément appartient partiellement ou graduellement aux ensembles flous qui ont été définis. Les contours de chaque ensemble flou Figure (IV.1) ne sont pas « nets », mais « flous » ou « graduels » [41].

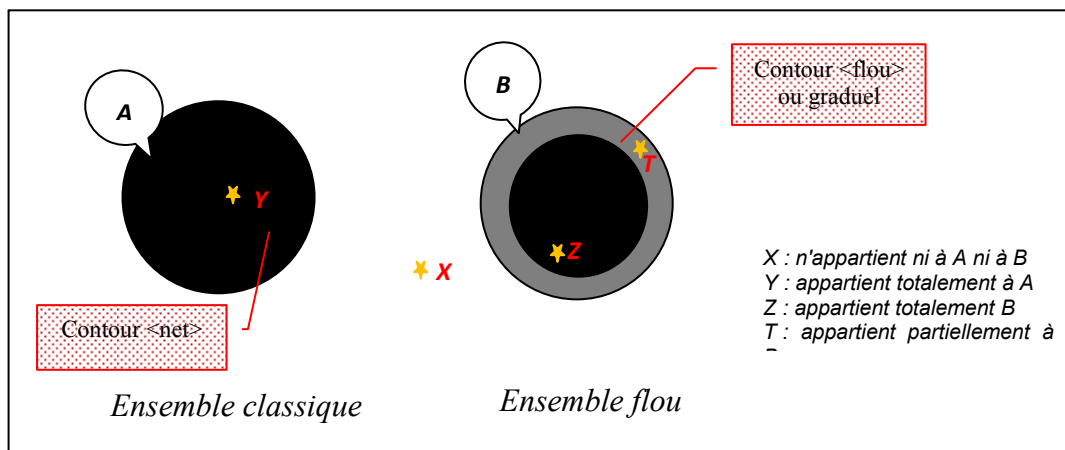


Figure IV.1. Comparaison d'un ensemble classique et d'un ensemble flou.

IV.4.2) Fonction d'appartenance (FA) :

Un ensemble flou est défini par sa « fonction d'appartenance », qui correspond à la notion de « fonction caractéristique » en logique classique. Supposons que nous voulions définir l'ensemble des personnes de « taille moyenne ». En logique classique, nous conviendrons par exemple que les personnes de taille moyenne sont celles dont la taille est comprise entre 1.60 m et 1.80 m. La fonction caractéristique de l'ensemble Figure (IV.2).

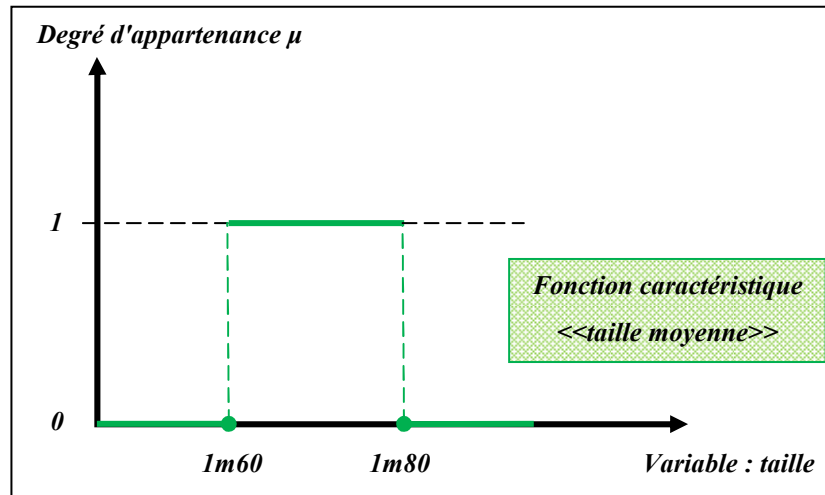


Figure IV.2. Fonction caractéristique

Donne « 0 » pour les tailles hors de l'intervalle [1.60 m ; 1.80 m] et « 1 » dans cet intervalle. L'ensemble flou des personnes de « taille moyenne » sera défini par une « fonction d'appartenance » qui diffère d'une fonction caractéristique par le fait qu'elle peut prendre n'importe quelle valeur dans l'intervalle [0,1]. A chaque taille possible correspondra un « degré d'appartenance » à l'ensemble flou des « tailles moyennes » Figure (IV.3), compris entre 0 et 1.

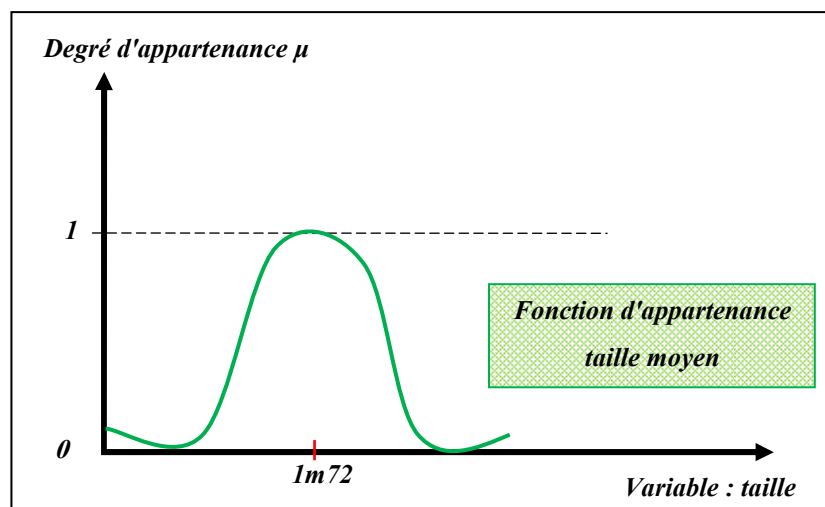


Figure IV.3. Fonction d'appartenance

Plusieurs ensembles flous peuvent être définis sur la même variable, par exemple les ensembles « taille petite », « taille moyenne » et « taille grande », notions explicitées chacune par une fonction d'appartenance Figure (IV.4).

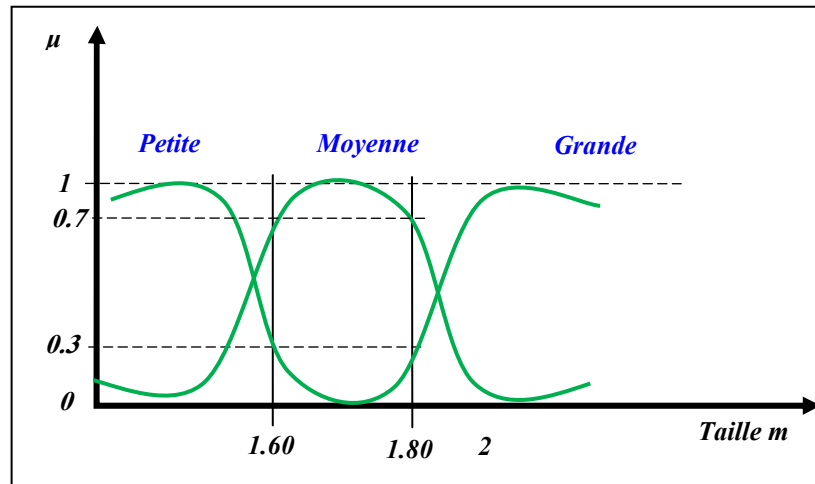


Figure IV.4. Fonction d'appartenance, variable et terme linguistique.

Cet exemple montre la gradualité que permet d'introduire la logique floue. Une personne de 1,80 m appartient à l'ensemble « taille grande » avec un degré 0.3 et à l'ensemble « taille moyenne » avec un degré de 0.7. En logique classique, le passage de moyen à grand serait brusque. Une personne de 1.80 m serait par exemple de taille moyenne alors qu'une personne de 1.81 m serait grande, ce qui choque l'intuition. La variable (par exemple : taille) ainsi que les termes (par exemple : moyenne, grande) définis par les fonctions d'appartenance portent respectivement les noms de variable linguistique et de termes linguistiques. Comme cela sera vu plus loin, variables et termes linguistiques peuvent être utilisés directement dans des règles [41].

Les fonctions d'appartenance peuvent théoriquement prendre n'importe quelle forme (*FA* triangulaire, *FA* trapézoïdale, *FA* gaussienne...etc.) Toutefois, elles sont souvent définies par des segments de droites, et dites « linéaires par morceaux » Figure (IV.5).

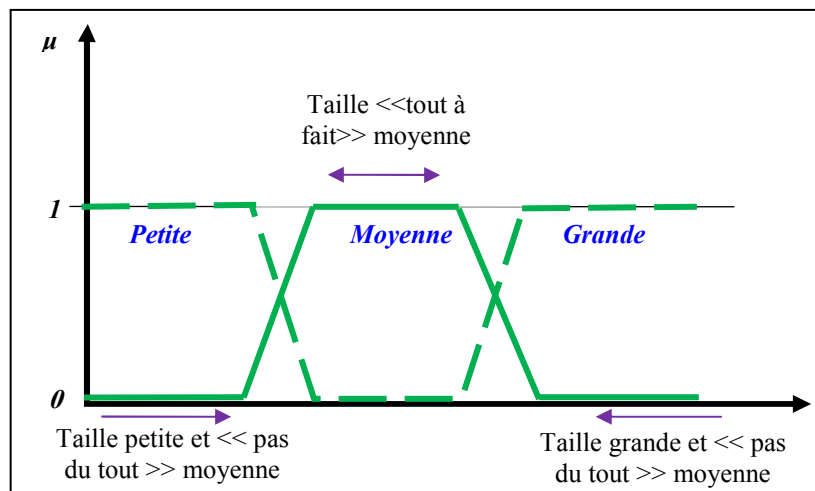


Figure IV.5. Fonctions d'appartenance linéaires par morceaux

Les fonctions d'appartenance « linéaires par morceaux » sont très utilisées car :

- elles sont simples,
- elles comportent des points permettant de définir les zones où la notion est vraie, les zones où elle est fausse, ce qui simplifie le recueil d'expertise.

Dans certains cas, les fonctions d'appartenance peuvent être égales à 1 pour une seule valeur de la variable et égales à 0 ailleurs, et prennent alors le nom de « fonctions d'appartenance singletons ». Un singleton flou Figure (IV.6) défini sur une variable réelle (taille) est la traduction dans le domaine flou d'une valeur particulière (taille de Paul) de cette variable

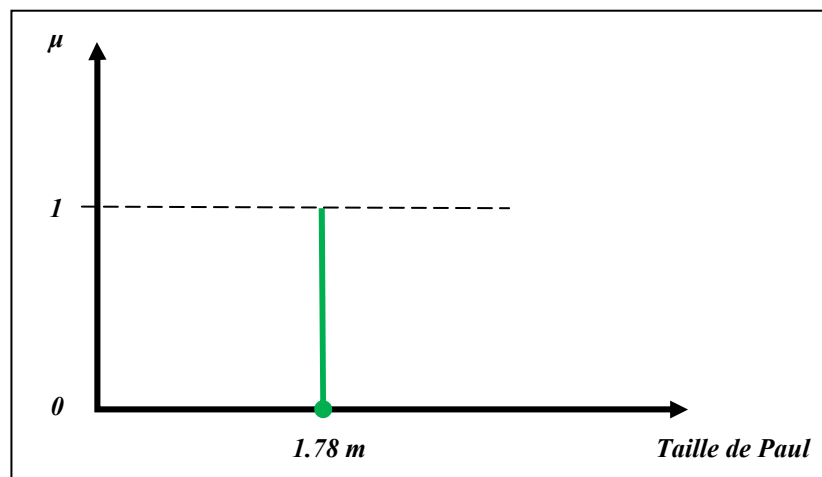


Figure IV.6. Fonction d'appartenance singleton

IV.4.2.1) Fuzzification "Degré d'appartenance" :

L'opération de fuzzification permet de passer du domaine réel au domaine du flou. Elle consiste à déterminer le degré d'appartenance d'une valeur (mesurée par exemple) à un ensemble flou. Par exemple Figure (IV.7), si la valeur courante de la variable « entrée » est de 2, le degré d'appartenance à la fonction d'appartenance « entrée faible » est égal à 0.4 qui est le résultat de la fuzzification [41].

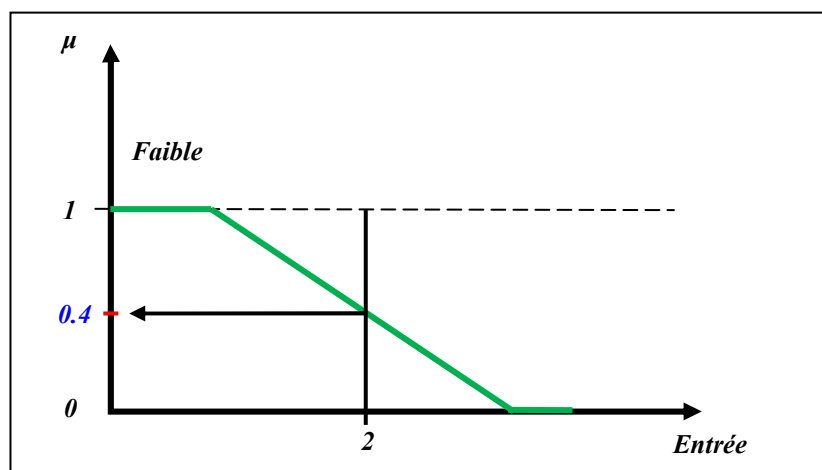


Figure IV.7. Fuzzification

On peut aussi dire que la proposition « entrée faible » est vraie à 0,4. On parle alors de degré de vérité de la proposition. Degré d'appartenance et degré de vérité sont donc des notions similaires.

IV.4.3) Opérateurs logiques flous :

Ces opérateurs permettent d'écrire des combinaisons logiques entre notions floues, c'est-à-dire de faire des calculs sur des degrés de vérité. Comme pour la logique classique, on peut définir des opérateurs $\langle ET \rangle$, $\langle OU \rangle$, $\langle \text{négation} \rangle$ [41].

Exemple : Appartement Intéressant = Loyer Raisonnable ET Surface Suffisante.

IV.4.3.1) Choix des opérateurs :

Il existe de nombreuses variantes dans ces opérateurs (cf. annexe). Cependant, les plus répandus sont ceux dits «de Zadeh» décrits ci-dessous. Leur utilisation sera reprise dans l'exemple didactique d'utilisation d'une base de règles floues [41]. Dans ce qui suit, le degré de vérité d'une proposition A sera noté $\mu(A)$.

a) Intersection :

L'opérateur logique correspondant à l'intersection d'ensembles est le ET . Le degré de vérité de la proposition « $A ET B$ » est le minimum des degrés de vérité de A et de B :

$$\mu(A ET B) = \text{MIN}(\mu(A), \mu(B))$$

Exemple :

$$\left[\begin{array}{l} \text{« Température Basse » est vraie à 0.7} \\ \langle ET \rangle \\ \text{« Pression Faible » est vraie à 0.5} \\ \downarrow \\ \text{est donc vraie à 0.5} = \text{MIN}(0.7; 0.5) \end{array} \right]$$

Remarque : l'opérateur ET de la logique classique est bien respecté : $0 ET 1$ donne bien 0

b) Union :

L'opérateur logique correspondant à l'union d'ensembles est le OU . Le degré de vérité de la proposition « $A OU B$ » est le maximum des degrés de vérité de A et de B :

$$\mu(A OU B) = \text{MAX}(\mu(A), \mu(B))$$

Exemple :

$$\left[\begin{array}{l} \text{« Température Basse » est vraie à 0.7} \\ \langle OU \rangle \\ \text{« Pression Faible » est vraie à 0.5} \\ \downarrow \\ \text{est donc vraie à 0.7} = \text{MAX}(0.7; 0.5) \end{array} \right]$$

Remarque : l'opérateur OU de la logique classique est bien respecté : $0 OU 1$ donne bien 1 .

c) Complément :

L'opérateur logique correspondant au complément d'un ensemble est la négation.

$$\mu(NON A) = 1 - \mu(A)$$

Exemple :

$$\left| \begin{array}{c} \langle NON \rangle \\ \langle \text{« Température Basse » est vraie à 0.7} \rangle \\ \downarrow \\ \text{est donc vraie à } 0.3 = (1 - 0.7) \end{array} \right|$$

Remarque : l'opérateur négation de la logique classique est bien respecté : $NON(0)$ donne bien 1 et $NON(1)$ donne bien 0.

IV.4.4) Règles floues :

IV.4.4.1) La logique floue et l'intelligence artificielle :

La logique floue a pour objectif de formaliser et de mettre en œuvre la façon de raisonner d'un être humain. En cela, elle peut être classée dans le domaine de l'intelligence artificielle. L'outil le plus utilisé dans les applications de logique floue est la base de règles floues. Une base de règles floues est composée de règles qui sont généralement utilisées en parallèle, mais peuvent également être enchaînées dans certaines applications [41].

Une règle est du type :

SI « prédicat » ALORS « conclusion »

Par exemple : « SI température élevée et pression forte ALORS ventilation forte et soupape grande ouverte ».

Les bases de règles floues, tout comme les systèmes experts classiques, fonctionnent en s'appuyant sur une base de connaissance issue de l'expertise humaine. Il y a néanmoins de grandes différences dans les caractéristiques et le traitement de cette connaissance Tableau (IV.1). Une règle floue comporte trois étapes fonctionnelles résumées dans la Figure (IV.8).

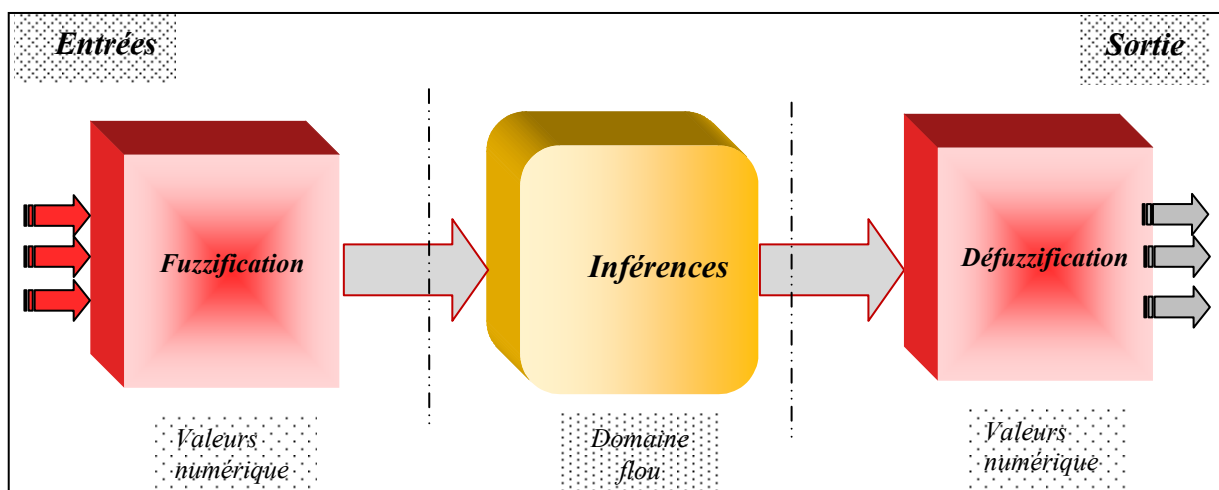


Figure IV.8. Traitement flou

Base de règles floues	Base de règles classiques (système expert)
Peu de règles	Beaucoup de règles
Traitement graduel	Traitement booléen
Enchaînement possible mais peu utilisé	Règles enchaînées $A \text{ OU } B \Rightarrow C$, $C \Rightarrow D$, $D \text{ ET } A \Rightarrow E$
Règles traitées en parallèle	Règles utilisées une par une, séquentiellement
Interpolation entre règles pouvant se contredire	Pas d'interpolation, pas de contradiction

Tableau IV.1. Base de règles floues et base de règles classiques

IV.4.4.1.1) Prédicat :

Un prédicat (encore appelé prémisses ou conditions) est une combinaison de propositions par des opérateurs *ET*, *OU*, *NON*. Les propositions « température élevée » et « pression forte » de l'exemple précédent sont combinées par l'opérateur *ET* pour former le prédicat de la règle [41].

IV.4.4.1.2) Inférence :

Le mécanisme d'inférence le plus couramment utilisé est celui dit « de Mamdani ». Il représente une simplification du mécanisme plus général basé sur « l'implication floue » et le « modus ponens généralisé ». Seules les bases de règles « de Mamdani » sont utilisées dans ce qui suit [41].

IV.4.4.1.3) Conclusion :

La conclusion d'une règle floue est une combinaison de propositions liées par des opérateurs (*ET*).

Dans l'exemple précédent, « ventilation forte » et « soupape grande ouverte » sont la conclusion de la règle.

On n'utilise pas de clauses «*OU*» dans les conclusions, car elles introduiraient une incertitude dans la connaissance (l'expertise ne permettrait pas de déterminer quelle décision prendre). Cette incertitude n'est pas prise en compte par le mécanisme d'inférence de Mamdani, qui ne permet de gérer que des imprécisions. Les règles floues « de Mamdani » ne sont donc a priori pas adaptées à du diagnostic de type « diagnostic médical » pour lequel les conclusions sont incertaines. La théorie des possibilités, inventée par Lotfi Zadeh, apporte dans ces cas une méthodologie adéquate.

De même, la négation est a priori interdite dans les conclusions pour des règles de Mamdani. En effet, si une règle avait par exemple la conclusion « Alors ventilation non moyenne », il serait impossible de dire si cela signifie « ventilation faible » ou « ventilation forte ». Ce serait encore un cas d'incertitude [41].

IV.4.4.2) Mécanisme d'inférence de Mamdani :

Une base de règles floues de Mamdani comprend donc des règles linguistiques faisant appel à des fonctions d'appartenance pour décrire les concepts utilisés Figure (IV.9).

Le mécanisme d'inférence comprend les étapes suivantes [41] :

- Fuzzification

La fuzzification consiste à évaluer les fonctions d'appartenance utilisées dans les prédicats des règles, comme illustré par la Figure (IV.10) :

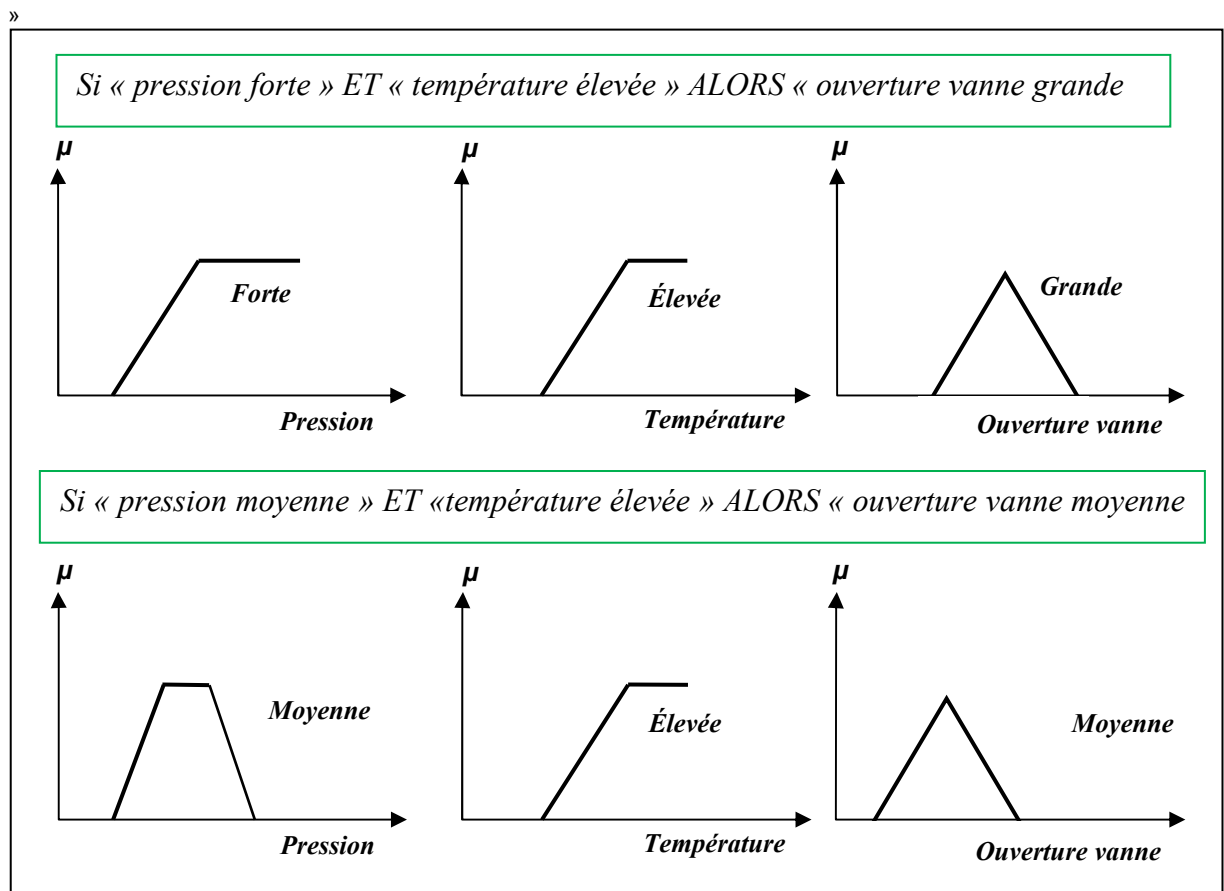
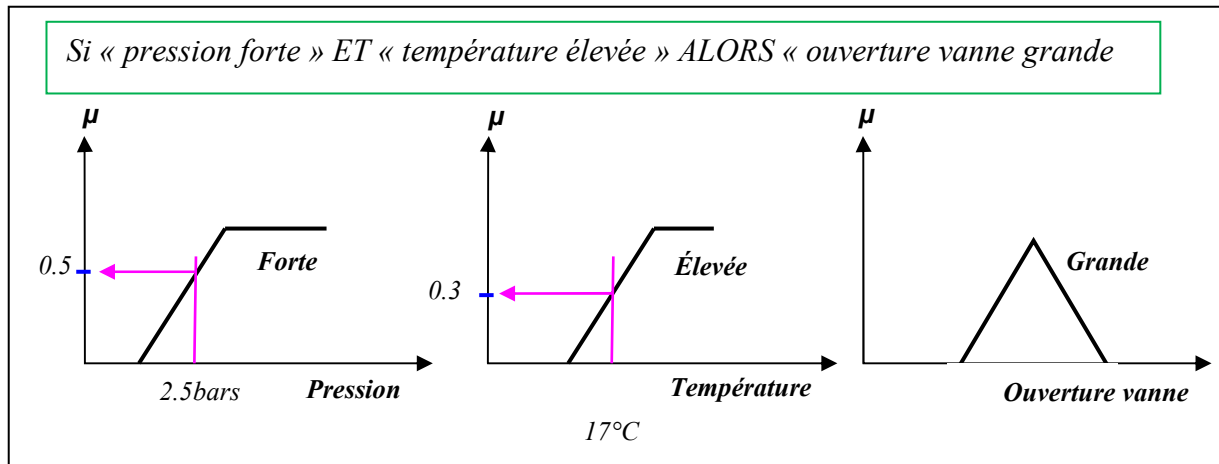
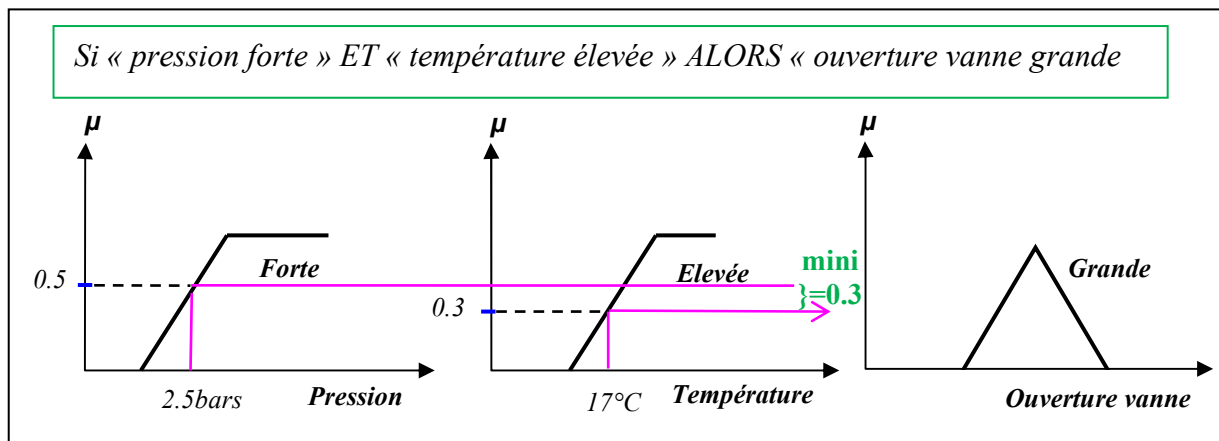


Figure IV.9. Implication



– Degré d'activation :

Le degré d'activation d'une règle est l'évaluation du prédicat de chaque règle par combinaison logique des propositions du prédicat, comme illustré figure (IV.11). Le « ET » est réalisé en effectuant le minimum entre les degrés de vérité des propositions.



– Implication :

Le degré d'activation de la règle permet de déterminer la conclusion de la règle, c'est l'implication. Il existe plusieurs opérateurs d'implication, mais le plus utilisé est le « minimum ». L'ensemble flou de conclusion est construit en réalisant le minimum entre le degré d'activation et la fonction d'appartenance, sorte d'«écrêtage» de la fonction d'appartenance de conclusion Figure (IV.12).

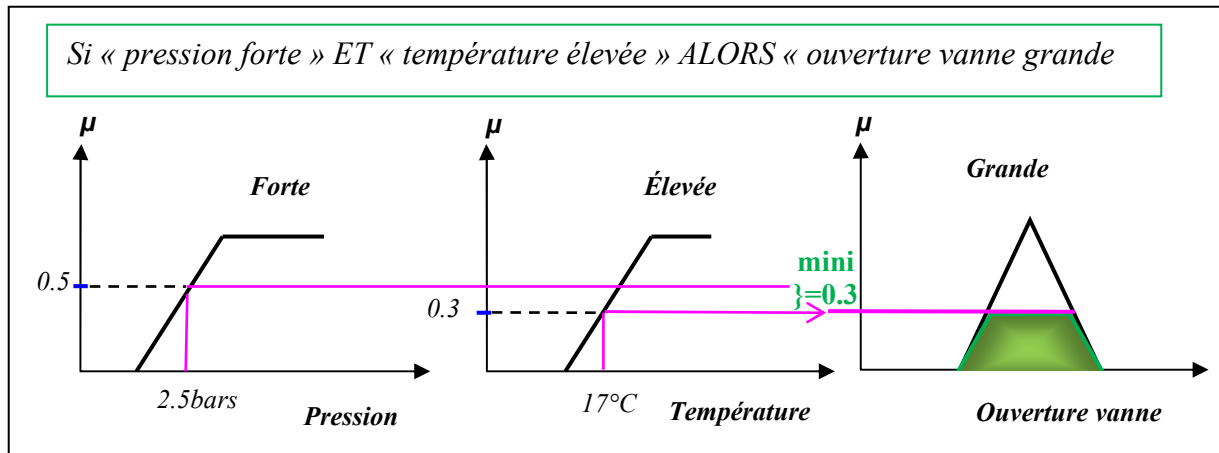


Figure IV.12. Implication.

– Agrégation :

L'ensemble flou global de sortie est construit par agrégation des ensembles flous obtenus par chacune des règles concernant cette sortie.

L'exemple suivant présente le cas où deux règles agissent sur une sortie. On considère que les règles sont liées par un « OU » logique, et on calcule donc le maximum entre les fonctions d'appartenance résultantes pour chaque règle Figure (IV.13).

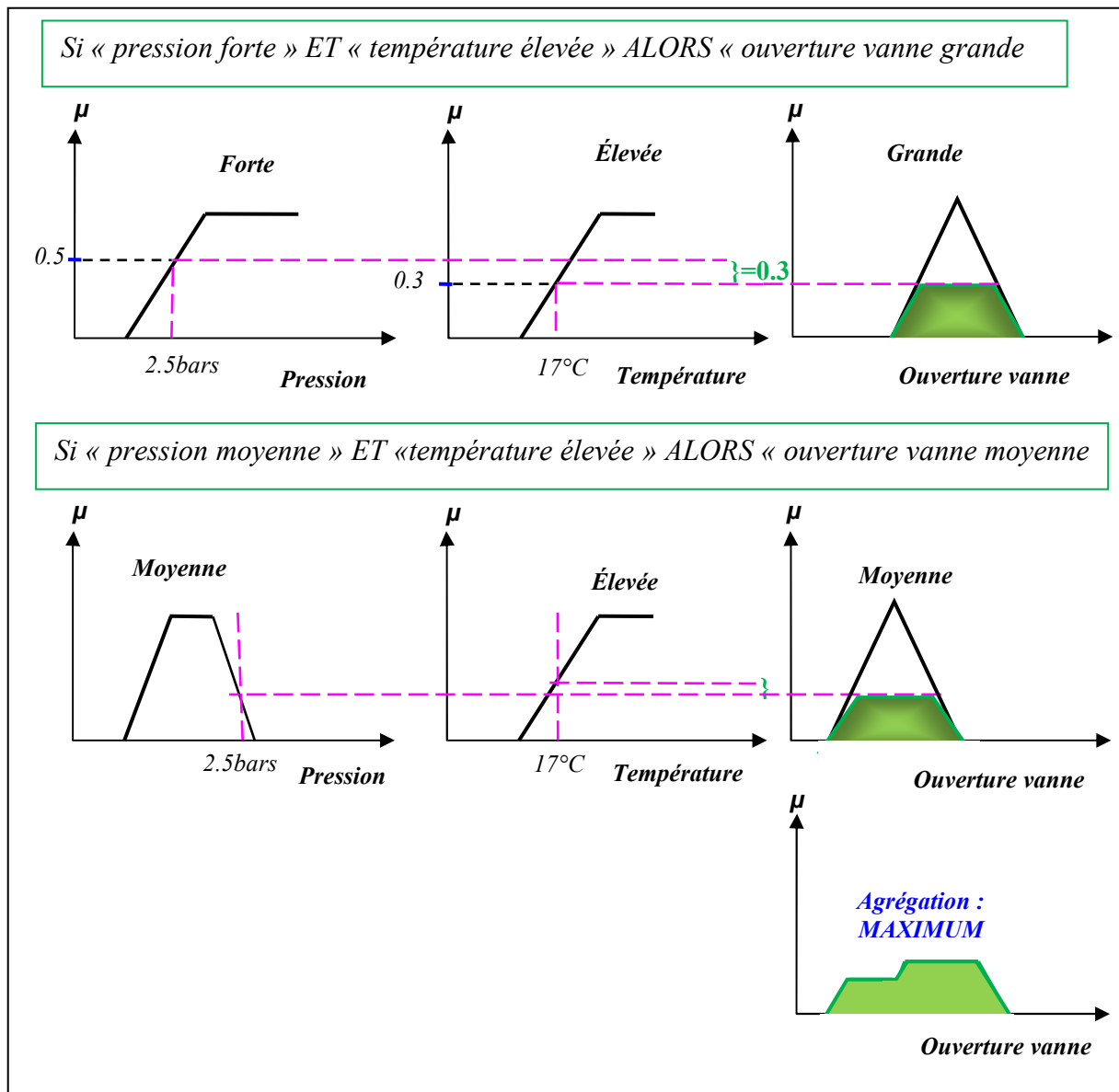


Figure IV.13. Agrégation des règles.

IV.4.4.3) Défuzzification :

A la fin de l'inférence, l'ensemble flou de sortie est déterminé mais il n'est pas directement utilisable pour donner une information précise à l'opérateur ou commander un actionneur. Il est nécessaire de passer du « monde flou » au « monde réel », c'est la défuzzification. Il existe plusieurs méthodes, la plus souvent rencontrée étant le calcul du « centre de gravité » de l'ensemble flou Figure (IV.14) [41].

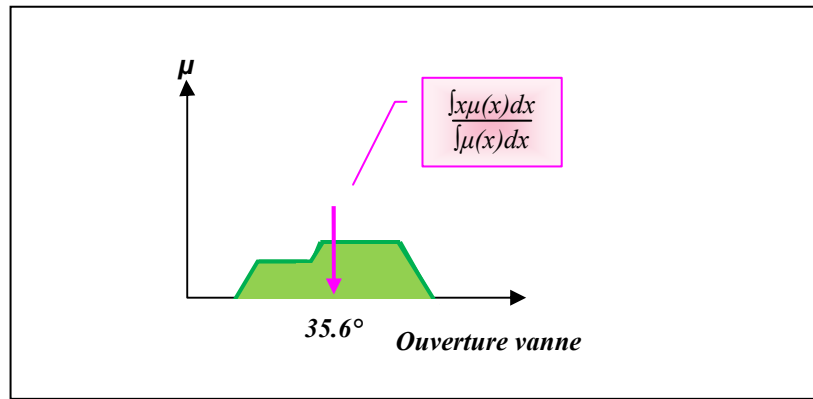


Figure IV.14. Défuzzification par centre de gravité

IV.4.4.4) Règles « libres » et « en tableau » [41] :

Les bases de règles floues, dans leur cas général, sont donc définies par des fonctions d'appartenance sur les variables du système, et par des règles qui peuvent être écrites textuellement. Chaque règle fait appel à des entrées et des sorties qui peuvent être différentes, comme le montre l'exemple qui suit :

R1 : SI « température élevée » ALORS « sortie élevée »

R2 : SI « température moyenne » ET « pression basse » ALORS « sortie moyenne »

R3 : SI « température moyenne » ET « pression élevée » ALORS « sortie basse »

R4 : SI « température basse » ET « pression élevée » ALORS « sortie très basse »

Schématiquement, on peut représenter les « zones d'action » des règles et leur recouvrement dans le tableau du tableau (IV.2).

Pression/Température	Basse	Moyenne	Élevée
Élevée	Sortie très basse	Sortie basse	Sortie élevée
Basse		Sortie moyenne	Sortie élevée

Tableau IV.2. Implication représentée en tableau.

On constate que :

- § tout l'espace n'est pas forcément couvert ; la combinaison « température basse et pression basse » n'est pas ici prise en compte ; l'explication est par exemple que cette combinaison n'est physiquement pas possible pour cette machine, ou qu'elle ne nous intéresse pas ; il est préférable de le vérifier car il peut s'agir d'un oubli ;
- § la première règle ne prend en compte que la température ; cette situation est tout à fait normale dans la mesure où elle reflète correctement l'expertise existante. Beaucoup d'applications définissent cependant des « tableaux » de règles. Dans cette optique,

l'espace est « quadrillé », et à chaque « case » correspond une règle. Cette approche a l'avantage d'être systématique, mais :

- § elle ne permet pas toujours de traduire simplement (en un minimum de règles) l'expertise existante,
- § elle n'est applicable que pour deux voire trois entrées, alors que des bases de règles « libres » peuvent être bâties avec un nombre important de variables.

Remarques

- § Une base de règles floues a un comportement statique non linéaire par rapport à ses entrées.
- § Les bases de règles floues ne sont pas dynamiques en elles-mêmes, bien qu'elles utilisent souvent comme entrées des variables traduisant la dynamique du système (dérivées, intégrales, ...) ou le temps.

IV.5) Contrôleur flou :

La figure ci dessous illustre le structure schématique du contrôleur de logique floue qui se compose d'une interface de fuzzification, une base de connaissances, la prise de décision logique, et interface défuzzification [38 ; 39].

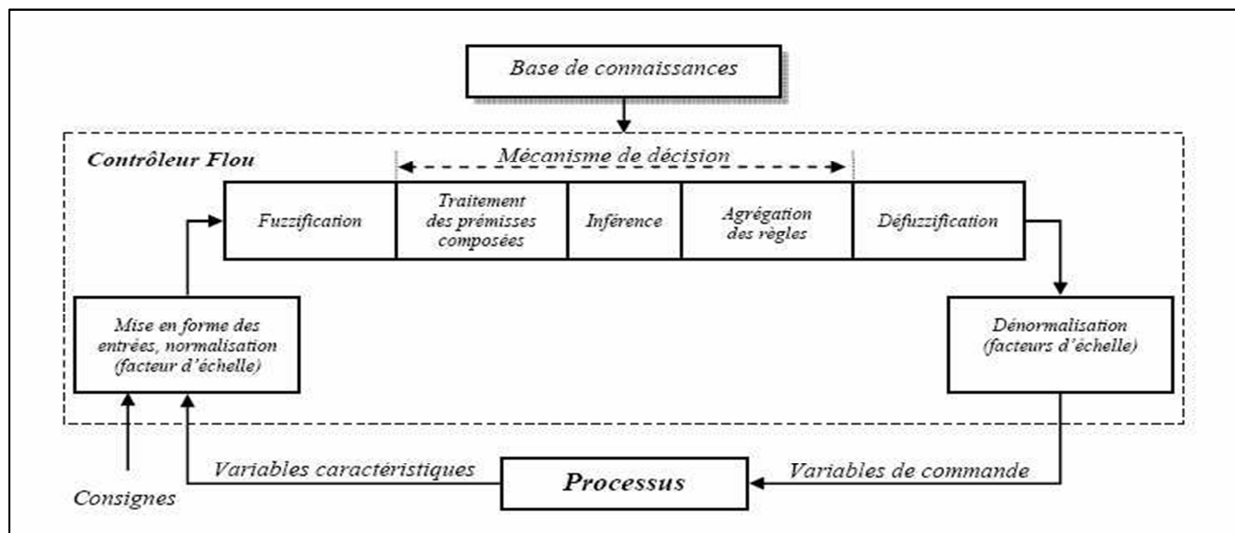


Figure IV.15. Structure de base d'un contrôleur flou

IV.5.1) Les différentes étapes de la commande floue :

On distingue classiquement les étapes ci-dessous dans la structure d'un contrôleur flou [39] :

- l'identification des variables pour d'entrée et de sortie
- la construction de règles de contrôle
- établir l'approche pour décrire l'état du système en termes de sous-ensembles flous, soit établir méthode de fuzzification et fonctions d'appartenance floues

- sélection de la règle compositionnel d'inférence.
- méthode La défuzzification est l'étape qui permet de transformer l'ensemble flou, obtenu par le calcul précédent, en une grandeur de commande à appliquer au processus.

Dans la section suivant, on peut explique les étapes précédentes avec *PSS* basés sur la logique floue.

IV 6) 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 œuvre avec *PSS* classiques. À cet effet, le besoin de logique floue *PSS* se pose. Le contrôleur flou utilisé dans stabilisateur système de puissance est normalement une deux entrées et une composante de sortie unique. C'est généralement un système *MISO*. 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 [39].

IV.6.1) 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 a la sortie du contrôleur logique floue [39].

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 :

$$\Delta\omega(k) = \frac{(\Delta\omega(k) - \Delta\omega(k - 1))}{\Delta T} \quad (IV. 1)$$

IV.6.2) 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 sont rôle important dans la conception [39].

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

Tableau IV.3. 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 [39]. La fonction d'appartenance pour l'accélération, la vitesse et la tension sont indiquées à la figure suivant :

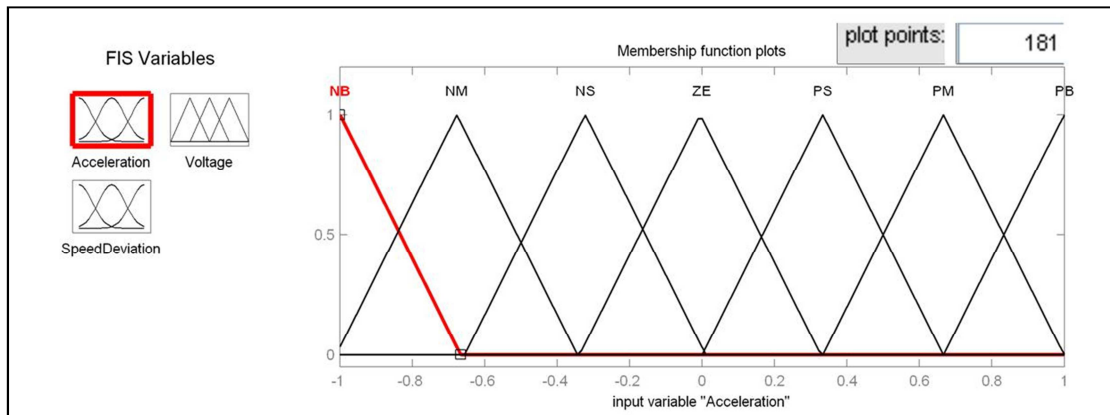


Figure VI.16. Fonctions d'appartenance pour l'accélération

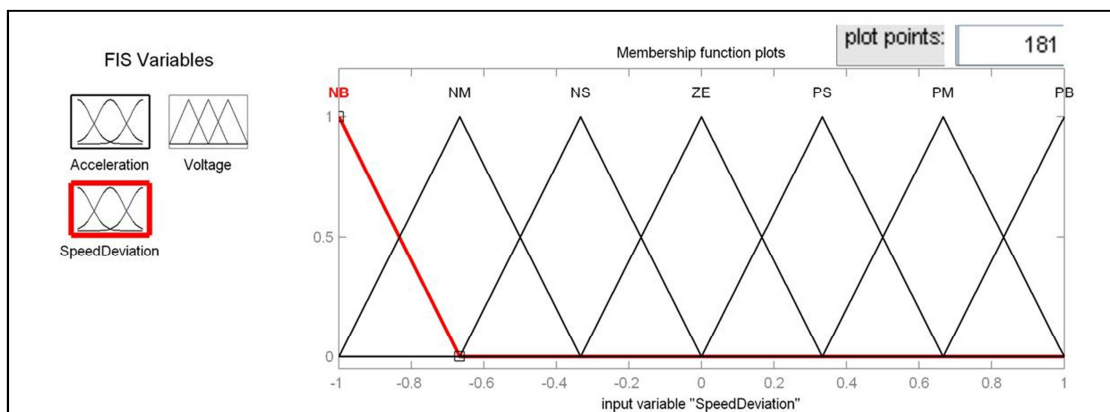


Figure VI.17. Fonctions d'appartenance pour la variation de vitesse

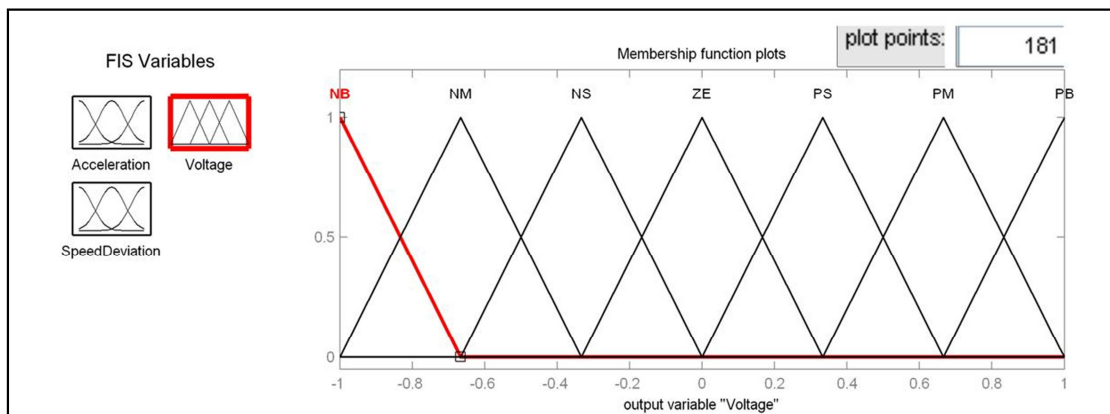


Figure VI.18. Fonctions d'appartenance pour la tension

IV.6.3) 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 [39] . Ces règles sont définies en utilisant les variables linguistiques. Les deux entrées, la vitesse et l'accélération, se traduisent (49) 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 *NB* *ALORS* 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 (IV.4), 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 IV.4. Base de règles de contrôleur à 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, degré d'activation, implication et agrégation).

IV.6.4) Défuzzification :

Généralement, la solution d'un problème utilisant les ensembles flous, est un résultat exprimé en termes de valeurs floues (fonctions d'appartenance). D'autre part, pour exploiter ou appliquer physiquement ces résultats, on doit utiliser des valeurs ordinaires. Cette opération qui consiste à convertir les valeurs floues en valeurs ordinaires, s'appelle la défuzzification.

IV.7) Résultat et discision :

On prend dans cette partie le système (générateur a connecté au réseau infini), pour faire la simulation. Les paramètres du système et des régulateurs existent dans l'annexe.

IV.7.1) Exécution du système avec les différents fonctions d'appartenances :

A laide de programme MATLAB/sumulink, nous exécutons le modèle de la figure (IV.19) pour les différents fonctions d'appartenance.

Les fonctions d'appartenances qui ont été choisis sont les suivants :

- triangulaire (*trimf*) ;
- trapézoïdale (*trapmf*) ;
- gaussienne (*gaussm*) ;
- gaussienne (*gauss2mf*) ;
- sigmoïdes (*psigmf*).

Les résultats de simulation pour chacun d'angle de charge, de la vitesse angulaire, du couple électrique et de la tension terminale montré au dessous.

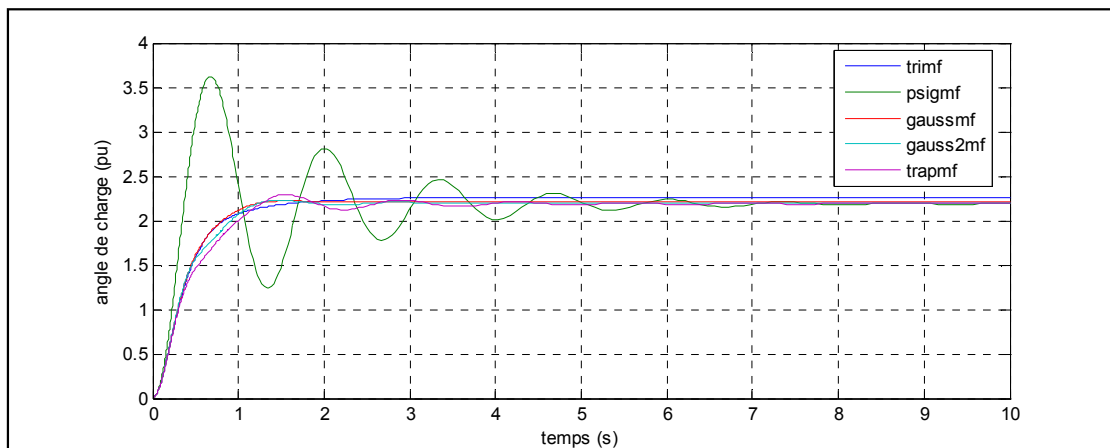


Figure IV.20. Présente la variation de la position angulaire

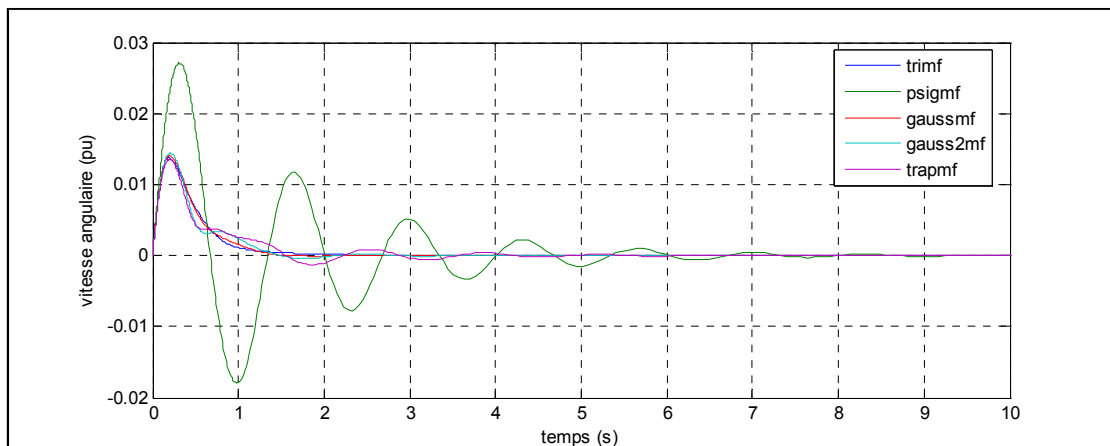


Figure IV.21. Présente la variation de la vitesse angulaire

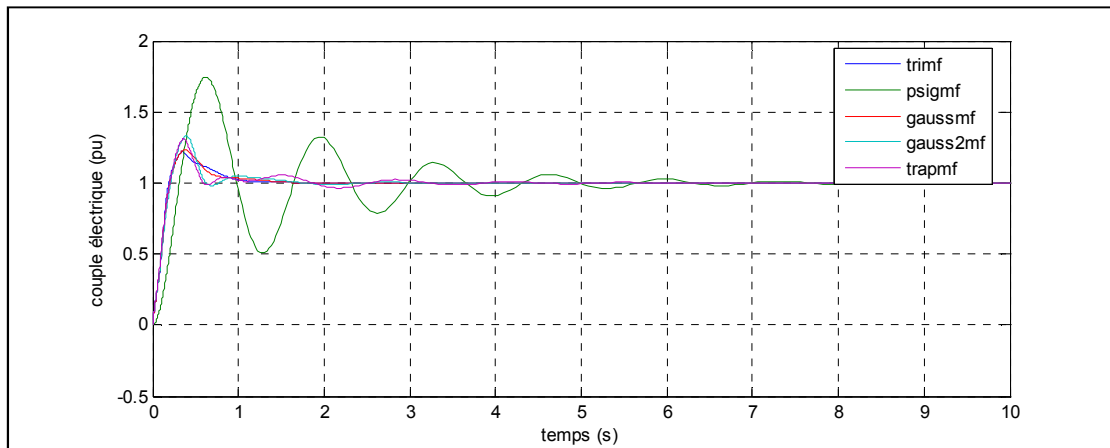


Figure IV.22. Présente la variation du couple électrique

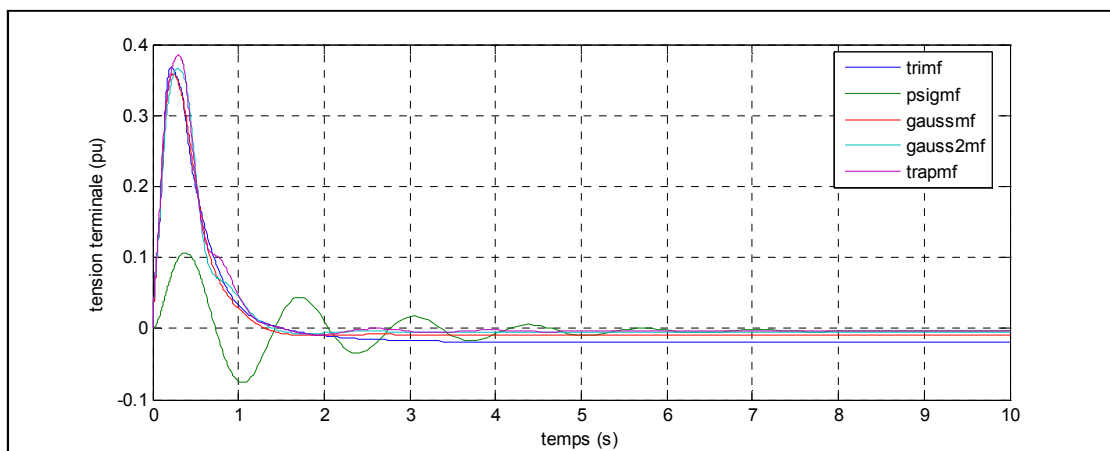


Figure IV.23. Présente la variation de la tension terminale

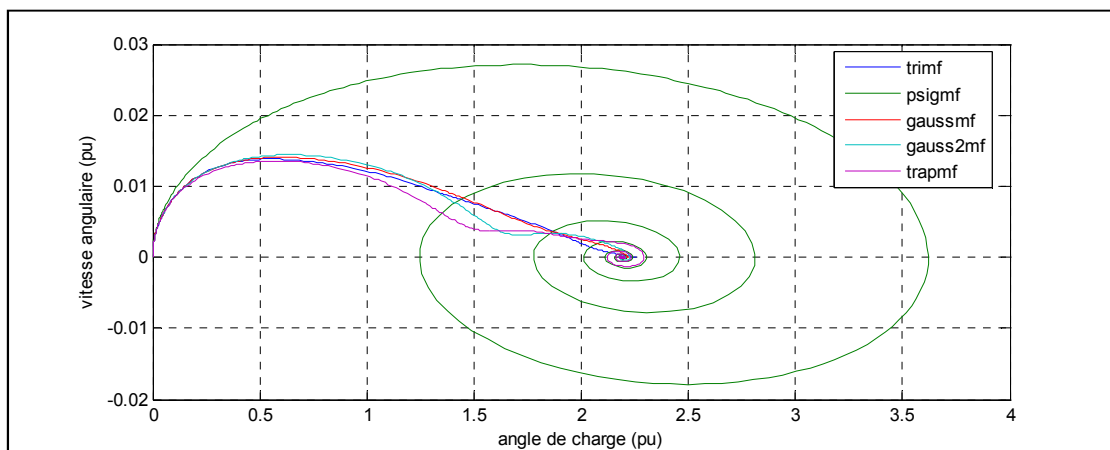


Figure IV.24. Présente la variation de la vitesse angulaire par rapport l'angle

La fonction d'appartenance meilleure est déterminée par l'application des critères temporels intégraux.

D'après le tableau (IV.5), on peut dire que le fonction d'appartenance triangulaire (*trimf*) est meilleur des autres, puisque le système est d'autant mieux réglé et le critère intégral est minimal.

Types de FA	<i>trimf</i>	<i>psigmf</i>	<i>gaussmf</i>	<i>gauss2mf</i>	<i>trapmf</i>
<i>IAE</i>	0.09975	0.1495	0.103	0.101	0.1066
<i>ISE</i>	0.008198	0.007102	0.007607	0.007546	0.008411
<i>ITAE</i>	0.1715	0.3273	0.1924	0.1986	0.2054

Tableau IV.5. Comparaison des critères temporels intégraux

Au dessous, nous représentons les résultats de simulation pour la fonction d'appartenance triangulaire seulement.

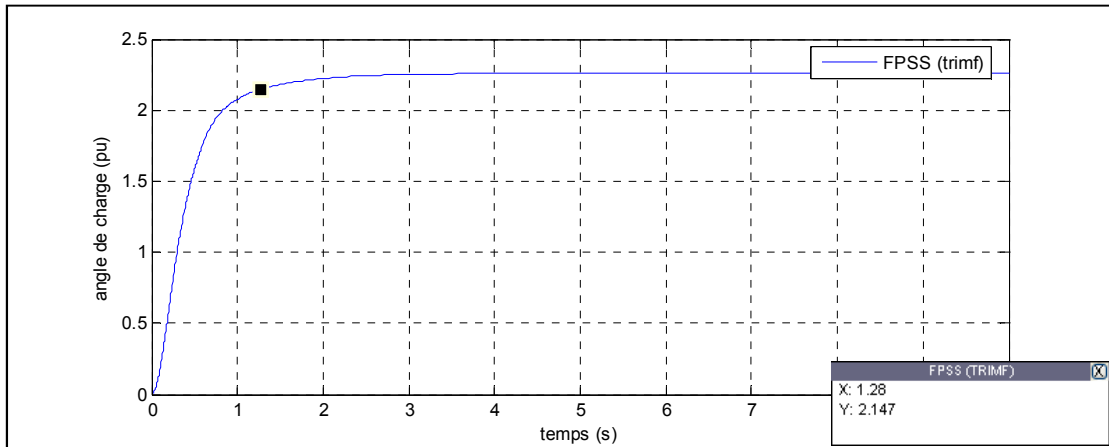


Figure IV.25. Présente la variation de la position angulaire

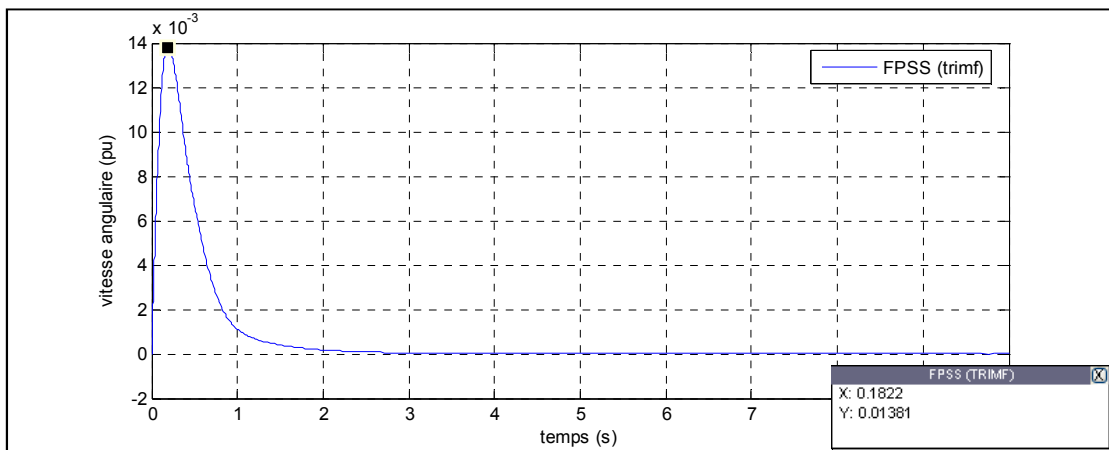


Figure IV.26. Présente la variation de la vitesse angulaire

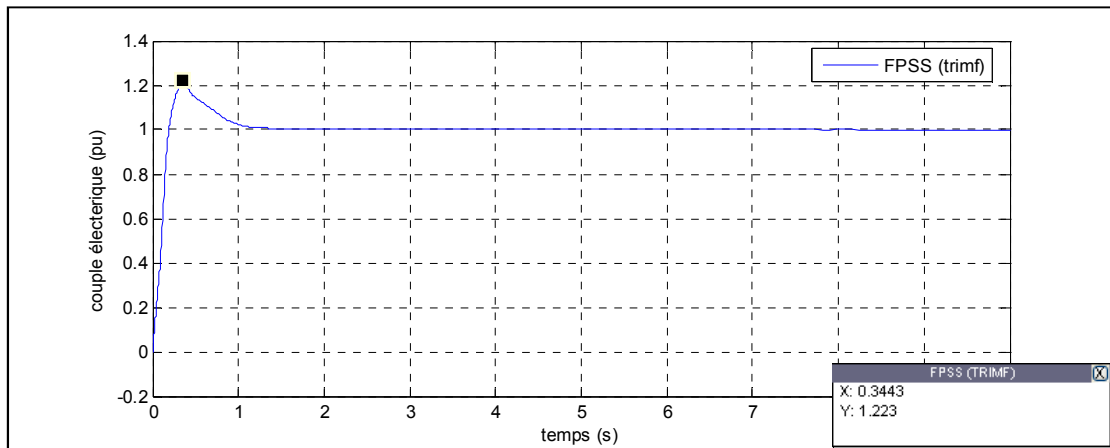


Figure IV.27. Présente la variation du couple électrique

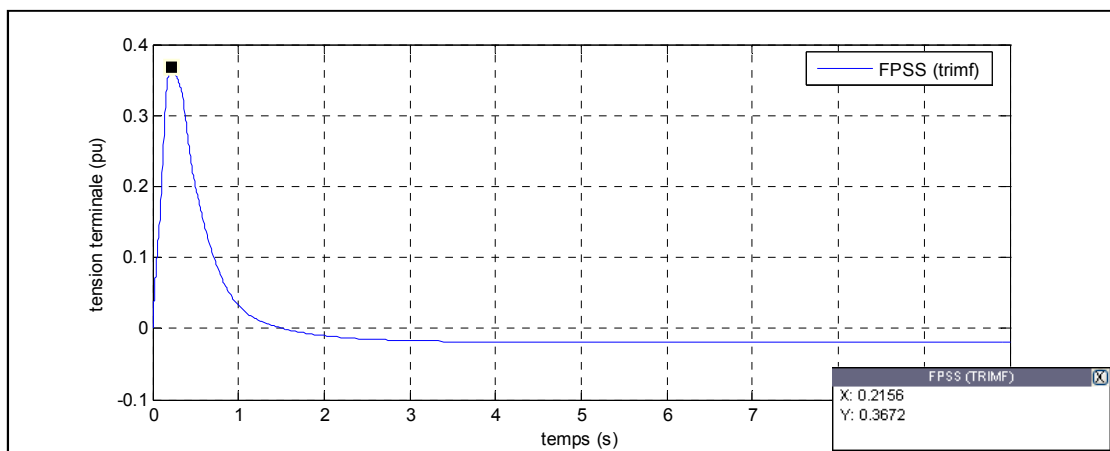


Figure IV.28. Présente la variation de la tension terminale

IV.7.2) Étude comparative entre la mise en œuvre du système aux différentes cas :

Nous avons comparé entre les trois cas : où notre système est :

- sans régulateur *PSS*,
- connecté avec régulateur *PSS* conventionnelle
- connecté avec régulateur *FLPSS* (*PSS* flou).

Simultanément, nous exécutons les schémas blocs des figures (II.12), (II.11) et de la figure (IV.19), pour les mêmes paramètres.

À partir des critères de performance, nous obtenons le bon choix qui permette à la bonne exploitation du système.

Les résultats de simulation dans les figures (IV.29), (IV.30), (IV.31), (IV.32) et (IV.33) montré au dessous, pour chacun d'angle de charge, de la vitesse angulaire, du couple électrique et de la tension terminale.

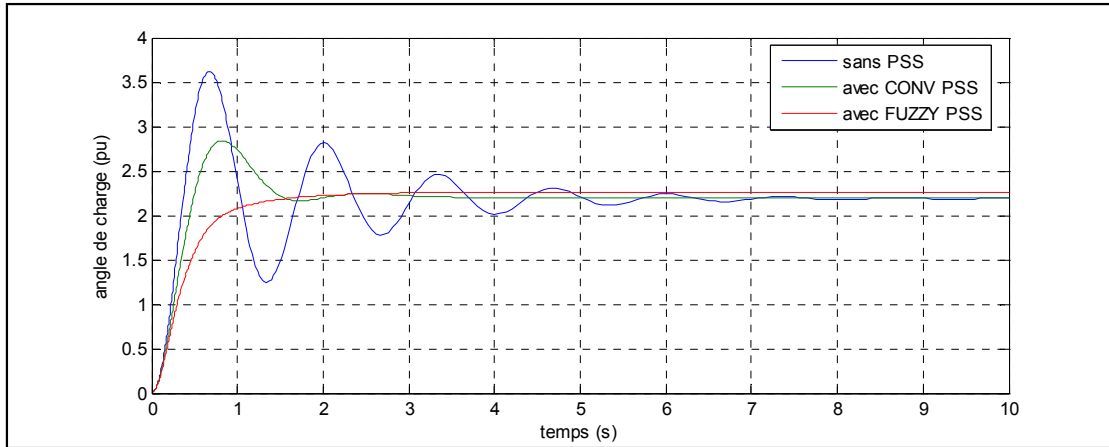


Figure IV.29. Présente la variation de la position angulaire

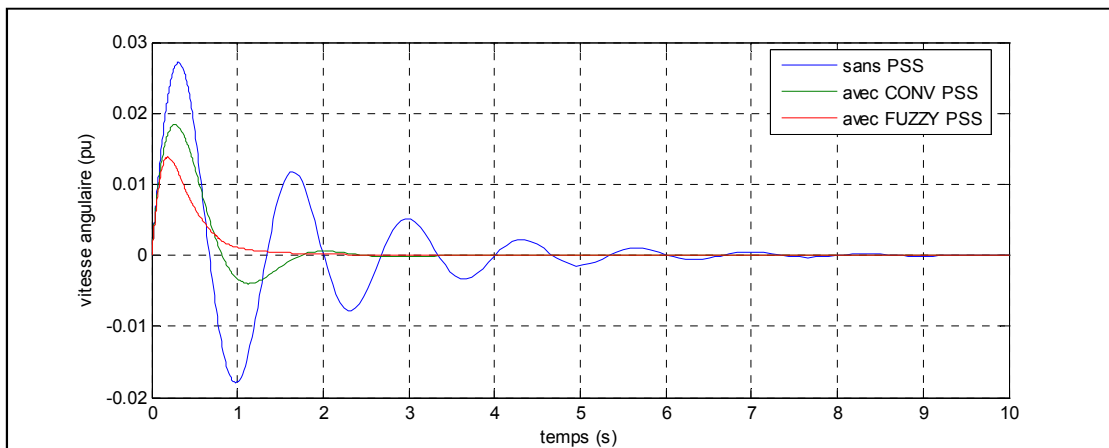


Figure IV.30. Présente la variation de la vitesse angulaire

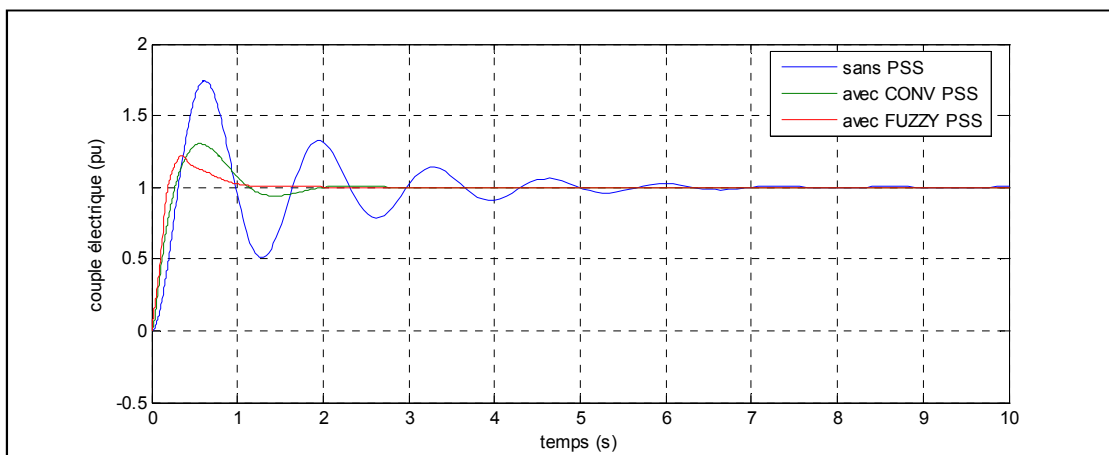


Figure IV.31. Présente la variation du couple électrique

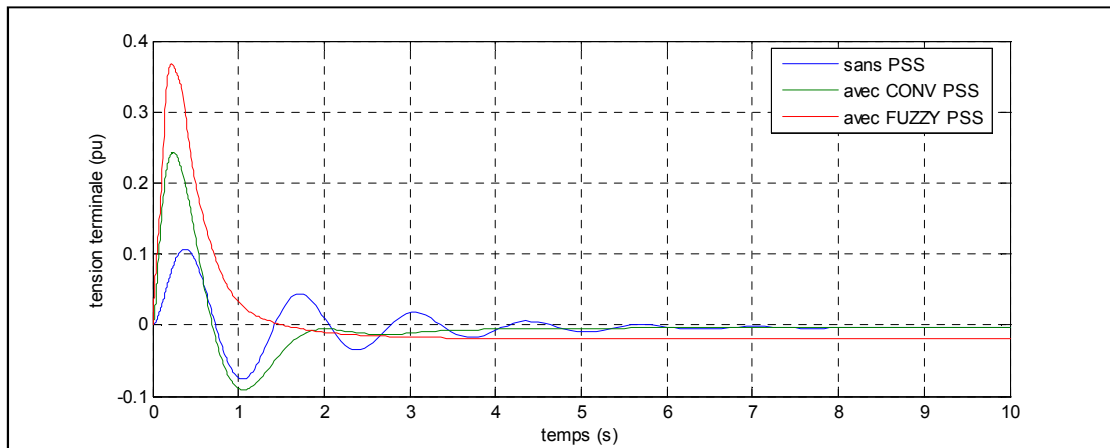


Figure IV.32. Présente la variation de la tension terminale

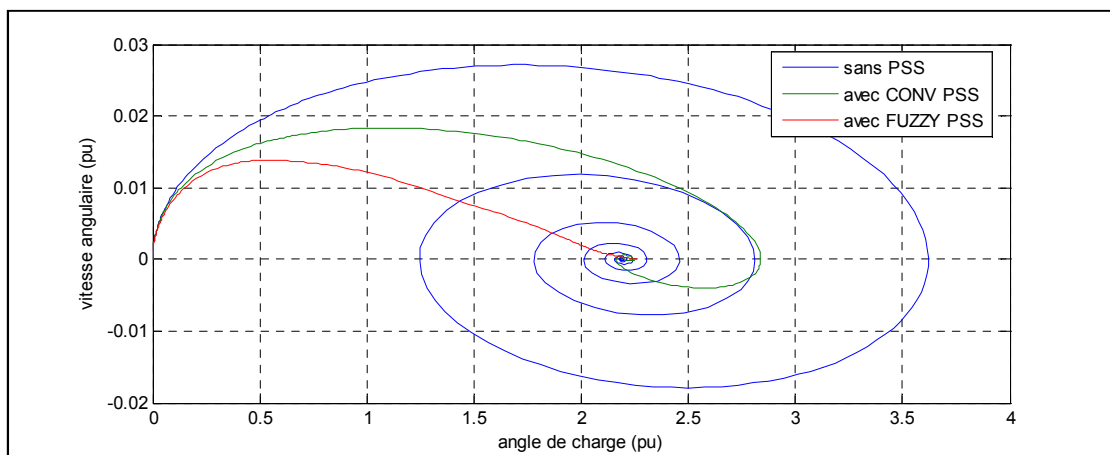


Figure IV.33. Présente la variation de la vitesse angulaire par rapport l'angle

Les deux tableaux ci-dessous montrent les paramètres des critères, l'un des critères temporels instantanés et l'autre des critères temporels intégraux.

Les cas	Sans PSS			Avec CONV PSS			Avec FUZZY PSS		
	δ	ω	T_e	δ	ω	T_e	δ	ω	T_e
D_p	1.419	0.0271	0.743	0.638	0.01833	0.304	0	0.01381	0.223
t_p	0.6734	0.314	0.6331	0.8358	0.2658	0.5604	/	0.1822	0.3443
$t_r(5\%)$	4.752	/	4.753	1.385	/	1.606	1.28	/	0.8491

Tableau IV.6. Comparaison des critères temporels instantanés

Les cas	Sans PSS	Avec CONV PSS	Avec FUZZY PSS
IAE	0.1495	0.1169	0.09975
ISE	0.007102	0.007336	0.008198
ITAE	0.3273	0.2232	0.1715

Tableau IV.7. Comparaison des critères temporels intégraux

Lors nous déplaçons le *FLPSS* au système, ce dernier va à la stabilité tôt (1.28s pour l'angle de charge). Par contre, les courbe d'angle pour les cas sans *PSS* et avec *PSS* conventionnel sont stable au (4.752s et 385s) respectivement.

Du tableau (IV.7) on peut vérifier que le système avec *FLPSS* mieux réglé, parce que l'intégrale de l'erreur absolue est minimale par rapport les autres cas ($IAE_{minimal} = IAE_{avec\ FLPSS} = 0.09975$), aussi l'intégrale de l'erreur absolue pondérée par le temps est minimale ($ITAE_{minimal} = ITAE_{avec\ CONV\ PSS} = 0.1715$).

Le régulateur floue est utilisé pour pouvoir ajuster le système rapidement (temps de réponse très court) par rapport au régulateur classique et de maintenir la tension V_t proche de sa référence V_{ref} avec un minimum de dépassement.

IV 8) Conclusion :

Parmi les techniques de l'intelligence artificielle, la logique floue permet de modéliser puis de remplacer l'expertise de conduite de processus, expertise en provenance du concepteur ou de l'utilisateur.

Dans ce chapitre, nous présentons le théorie des ensembles floue et nous également expliquons le principe du contrôleur floue.

En termes de la simulation, nous exécutons du système avec différents fonctions d'appartenances.

- triangulaire (*trimf*) ;
- trapézoïdale (*trapmf*) ;
- gaussienne (*gaussm*) ;
- gaussienne (*gauss2mf*) ;
- sigmoïdes (*psigmf*).

Ainsi nous avons comparés entre la mise en œuvre du système,

- ◇ sans régulation *PSS*
- ◇ avec régulation *PSS* conventionnel.
- ◇ avec régulation *PSS* basé de la logique floue.

Il peut être conclu que la performance de la *FPSS* proposé est beaucoup mieux et les oscillations sont amorties beaucoup plus rapide

Conclusion Générale

Le travail développé dans ce mémoire concerne l'étude de régulateur *PSS*. Les contrôleurs *PSSs* qui sont des systèmes simples et faciles à installés, pratiques, efficaces et moins chers, sont les systèmes les plus utilisés pour améliorer la stabilité dynamique. Egalement nous avons proposé une méthode de commande non linéaire dans le but d'améliorer de plus la stabilité d'une machine raccordée à un bus infini.

Notre travail est traitée des points au dessous, dans quatre chapitré :

- la modélisation d'un système de puissance (générateur a connecté au réseau infini), modélisation adaptée pour l'étude de stabilité angulaire.
- L'utilisation d'un *PSS* classique pour l'amélioration de la stabilité dynamique d'une machine raccordée à un bus infini.
- les méthodes classiques de réglage et d'emplacement des stabilisateurs *PSSs*.
- les méthodes d'analyse de la performance et critères de bonne régulation.
- L'améliorer de la stabilité d'une machine raccordée à un bus infini par *PSS* basé sur la logique floue.

Le *PSS* conventionnel a pour objectif de fournir un amortissement supplémentaire afin d'amélioration la stabilité de la machine synchrone raccordée à un réseau infini. L'action d'un *PSS* est de prolonger les limites de stabilité d'un système en fournissant l'atténuation supplémentaire à l'oscillation des rotors par l'excitation du générateur.

Il existe une variété de nouveau de types *PSS*. Notre intérêt se portera sur *PSS* basé sur la logique floue (*PSS* floue) .la conception d'un contrôleur de type *PSS* basé sur la théorie de la logique floue est explorée dans le but d'atténuer davantage des oscillations liées aux systèmes d'alimentation et l'amélioration de la stabilité des systèmes de puissances, pour avoir un temps de stabilisation très brève.

Par comparaison, il peut être conclu que la performance de la *FPSS* proposé est beaucoup mieux et les oscillations sont amorties beaucoup plus rapide

Bibliographie

[1] (*Aboul-Ela et al., 1996*).

Aboul-Ela M.E., Salam A.A., McCalley J.D. and Fouad A.A., « Damping Controller Design for Power System Oscillations Using Global Signals », *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 11, n°. 2, pp. 767-773, May 1996.

[2] (*Allenbach, 2005, I*).

Allenbach J.M., Systèmes Asservis, Volume 1, Asservissements linéaires classiques, Ecole d'Ingénieurs de Genève, 2005.

[3] (*Anderson et al., 2003*).

Anderson P.M. and Fouad A.A., *Power System Control and Stability*, IEEE Press, 2003.

[4] (*Andersson, 2006*).

Andersson G., Modeling and analysis of Electric Power Systems, Lectures 227-526, EEH Power Systems Laboratory, ETH, Zurich, March 2006.

[5] (*Aström et al., 1995*).

Aström K. and Häggglund T., *PID Controllers: Theory, Design, and Tuning*, Instrument Society of America, 1995.

[6] (*Basler et al., 2005*).

Basler M.J. and Schaefer, R.C., « Understanding power system stability », *Proceedings of the 58th Annual Conference for Protective Relay Engineers*, pp. 46-67, April 2005.

[7] (*Cai, 2004*).

Cai L.J., Robust Coordinated Control of FACTS Devices in Large Power Systems, Ph.D. Thesis, University of Duisburg-Essen, February 2004.

[8] (*CIGRE, 1999*).

CIGRE Task Force 38.02.17, 1999, Advanced Angle Stability Controls, A Technical Brochure for International Conference on Large High Voltage Electric Systems (CIGRE), December 1999.

[9] (*Custem, 2002, I*).

Custem T.V., Systèmes électriques de Puissance I. Cours ELEC 029, Département d'Electricité, Electronique et Informatique : Institut Montefiore, Université de Liège, 2002.

[10] (*Custem, 2002, II*).

Custem T.V., Systèmes électriques de Puissance II. Cours ELEC 047, Département d'Electricité, Electronique et Informatique : Institut Montefiore, Université de Liège, 2002.

[11] (*DeMello et al., 1969*).

DeMello F.P. and Concordia C., « Concepts of synchronous machine stability as affected by excitation control », *IEEE Trans. on PAS*, vol. PAS-88, pp. 316–329, 1969.

[12] (*Farmer, 2006*).

Farmer R.G., Power System Dynamics and Stability, The Electric Power Engineering Handbook, 2nd edition, CRC Press, Talyor & Francis Group, LLC, 2006.

[13] (*Feliachi, 1990*).

Feliachi A., « Optimal Siting of Power System Stabilizers », *IEE Proceedings, Pt. C*, vol. 137, n°.2, pp. 101-106, March 1990.

[14] (*Fleming et al., 1981*).

Fleming R.J., Mohan M.A. and Parvatisam K., « Selection of parameters of stabilizers in multi-machine power systems », *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-100, pp. 2329-2333, 1981.

[15] (*Gholipour Shahraki, 2003*).

Gholipour Shahraki E., Apport de l'UPFC à l'amélioration de la stabilité transitoire des réseaux électriques, Thèse de doctorat, Faculté des Sciences & Techniques, Université Henri Poincaré, Nancy-I, 2003.

[16] (*Hsu et al., 1987*).

Hsu Y.Y. and Chen C.L., « Identification of Optimum Location for Stabilizer Applications Using Participation Factors », *IEE Proc., Pt. C*, vol. 134, n°. 3, pp. 238-244, May 1987.

[17] (*IEEE, 2005*).

IEEE, IEEE recommended practice for excitation system models for power system stability studies, Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc. USA, Std.421.5, 2005.

[18] (*IEEE, 1990*).

IEEE Standard 421.2-1990, IEEE Guide for Identification, Testing, and Evaluation of the Dynamic Performance of Excitation Control Systems, 1990.

[19] (*IEEE, 2003*).

IEEE Task Force on Power System Stabilizers, « Overview of Power System Stability Concepts », *IEEE Trans. On Power Systems*, pp. 1762-1768, 2003.

[20] (*IEEE/CIGRE, 2004*).

IEEE/CIGRE Joint Task Force on Stability Terms and Definitions, « Definition and Classification of Power System Stability », *IEEE Trans. On Power Systems*, vol. 19, n°. 2, pp. 1387-1401, May 2004.

[21] (*Jin Lu et al., 1990*).

Jin Lu, Hsiao-Dong Chiang and James S. Thorp, « Identification of optimum site for power system stabilizer applications », *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 5, n°. 4, pp. 1302-1308, November 1990.

[22] (*Kundur, 1994*).

Kundur P., *Power System Stability and Control*. The EPRI Power System Engineering Series, McGraw-Hill. Inc.1994.

[23] (*Kundur et al., 1989*).

Kundur P., Klein M., Rogers G.J. and Zywno M.S., « Application of Power System Stabilizers for Enhancement of Overall System Stability », *IEEE Transaction on Power System*, vol. 4, n°. 2, pp. 614-626. May, 1989.

[24] (*Larsen et al., 1981, I*).

Larsen E.V. and Swann D.A., « Applying power system stabilizers part-I: General concepts », *IEEE Trans. Power App. Sys.*, vol.100, n°. 6, pp. 3017-3024, Jun. 1981.

[25] (*Larsen et al., 1981, III*).

Larsen E.V. and Swann D.A., « Applying power system stabilizers part-III: Practical considerations », *IEEE Trans. Power App. Sys.*, vol.100, n°. 6, pp. 3034-3046, Jun. 1981.

[26] (*Ostojic, 1988*).

Ostojic D.R., « Identification of optimum site for power system stabiliser applications ». *IEE Proc. Pt. C*, vol. 135, n°. 5, pp. 416–419, September 1988.

[27] (*Pagola et al., 1989*).

Pagola F.L., Pérez-Arriaga I.J. and Verghese G.C., « On sensitivities, residues and participations: Applications to oscillatory stability and control », *IEEE Trans. Power Sys.*, vol. 4, n°. 1, pp. 278–285, Feb. 1989.

[28] (*Pal et al., 2005*).

Pal B. and Chaudhuri B., *Robust Control in Power Systems*, Springer Science + Business Media, Inc, 2005.

[29] (*Passelergue, 1998*).

Passelergue J.C., Interactions des dispositifs FACTS dans les grands réseaux électriques, Thèse de doctorat, Institut Nationale Polytechnique de Grenoble, 1998.

[30] (Pérez-Arriaga et al., 1982).

Pérez-Arriaga I.J., Verghese G.C. and Schweppe F.C., « Selective Modal Analysis with Applications to Electric Power Systems, Part I: Heuristic Introduction », *IEEE Trans. Power Apparatus and Systems*, vol. 101, pp. 3117-3125, Sept. 1982.

[31] (Rogers, 2000).

Rogers G., *Power System Oscillations*. Kluwer Academic Publishers, Norwell, Massachusetts 2000.

[32] (Sadicovic et al., 2006).

Sadicovic R., Andersson G. and Korba P., « Method for Location of FACTS for Multiple Control Objectives », *X SEPOPE Conference*, Brazil, May. 2006.

[33] (Sauer et al., 1998).

Sauer P. and Pai M., *Power System Dynamics and Stability*, Upper. Saddle River, NJ: Prentice-Hall, 1998.

[34] (Singh, 2004).

Singh R., A Novel Approach for Tuning of Power System Stabilizer Using Genetic Algorithm, Ph.D. Thesis, Faculty of Engineering, Indian Institute of Science, Bangalore, July 2004.

[35] (Tse et al., 1988).

Tse C.T. and Tso S.K., « Design optimization of power system stabilizers based on model and eigenvalue-sensitivity analysis », *IEE Proc. C. Gen. Trans. & Distrib.*, 135, (5), pp. 406-415, 1988.

[36] (Yu, 1983).

Yu Yao-Nan, *Electric Power System Dynamics*, Academic Press 1983.

[37] (Hasan ALKHATIB, 2008)

«Etude de la stabilité aux petites perturbation dans la grands réseaux électriques» Doctorat de l'université paul-Cézanne D'aix Marseille

[38] (Slimane Touil, 2010)

«Apport de PSS à la Amélioration de la Stabilité Transitoire d'un Système Electro Energétique par Différentes Techniques Avancées» Magister de center université ELOUED

[39] (Neeraj gupta, 2008)

«fuzzy logic based power system stabilizer» Thesis submitted in partial fulfillment of the drives university patiala-14704

[40] (M. Karim Sebaa, 2008).

«Commande intelligente pour l'amélioration de la stabilité dynamique des réseaux d'énergie électrique». Doctorat de Université des Sciences & des Technologies Houari Boumediene(USTH) ALGER

[41] (F.Ghevri, et F.Guély, 1998).

Cahier technique Schneider n° 191.«La logique floue»

[42] (IEEE/PES, 2002).

IEEE/PES Power systems stability subcommittee special publication, Voltage Stability Assessment: Concepts, Practices and Tools, technical report, sp101pss, Aug. 2002.

[43] (Yee et al., 2004).

Yee S.K. and Milanović J.V., « Comparison of the optimisation and linear sequential method for tuning of multiple PSSs ». *IEEE Power Engineering Society, General Meeting Denver*, CO, June. 2004.

Annexe 1 : paramètres du système de puissance (générateur-réseau infini)

Les données de machine est prise a partir [22 ; 39] :

P	0.9
Q	0.3
E_t	1.0
F	50
X_d	1.81
X_q	1.76
X_{d1}	0.3
X_L	0
X_e	0.65
R_a	0.003
T_{do1}	8.0
H	3.5
Ω_0	314
K_D	0
T_R	0.02
E_{tmag}	1.0
L_{adu}	1.65
L'_{adu}	1.60
R_{fd}	0.0006
L_{fd}	0.153
K_{sd}	0.8491
K_{sq}	0.8491
K_{sdl}	0.434
K_{sql}	0.434
A_{SAT}	0.031
B_{SAT}	6.93
ψ_1	0.8
Fréquence d'oscillation	10

Tableau A1.1. Les paramètres de machine en (pu)

Le modèle utilisé dans Simulink pour étudier la réponse du système avec une tension constante de champ (figure (II.7)). Dans cette représentation des caractéristiques dynamiques du système sont exprimés en termes de constantes K . les valeurs des constantes K sont calculées à l'aide des paramètres ci-dessus :

K_1	0.7636
K_2	0.8644
K_3	0.3231
K_4	1.4189

Tableau A1.2. Les constantes K

Le type de modèle de système d'excitation (ST1A) a été pris en considération pour l'étude et intégrées avec le système (seul machine-jeu de barre infinie) (figure (II.11)), les paramètres du système d'excitation sont considérés comme [22 ; 39] :

K_5	0.1463
K_6	0.4167
K_A	200
T_R	0.02

Tableau A1.3. Les paramètres du système d'excitation

Le modèle Simulink du système de stabilisation PSS est indiqué dans la figure (II.12) et la figure (II.13). les paramètres de PSS sont :

K_{PSS}	9.5
T_1	0.154
T_2	0.033
T_W	1.4

Tableau A1.4. Les paramètres du PSS conventionnel

Le modèle Simulink du système de stabilisation PSS floue est indiqué dans la figure (II.12) et la figure (II.13). les paramètres de PSS floue sont :

K_{in1}	1.6
K_{in2}	29.56
K_{out}	1.06

Tableau A1.5. Les paramètres du PSS floue

Annexe 2 : configuration de la logique floue par MATLAB

Le bloc de logique floue est préparé en utilisant le fichier de la FIS dans MATLAB 7.0.1 et la structure de base de ce fichier comme le montre la figure (A2.1). Ceci est implémenté en utilisant la FIS suivants (système d'inférence floue).

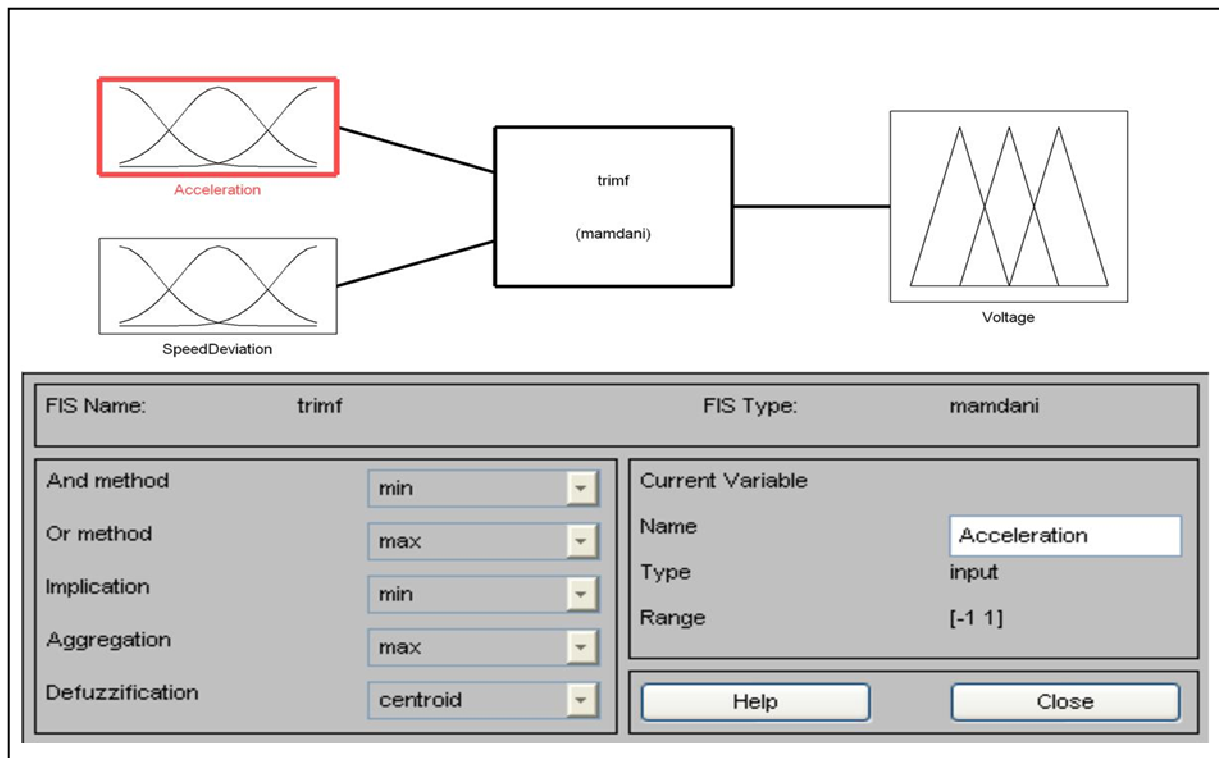


Figure A2.1. Système d'inférence floue

La figure (A2.2) montre la vue de la surface du système à l'étude.

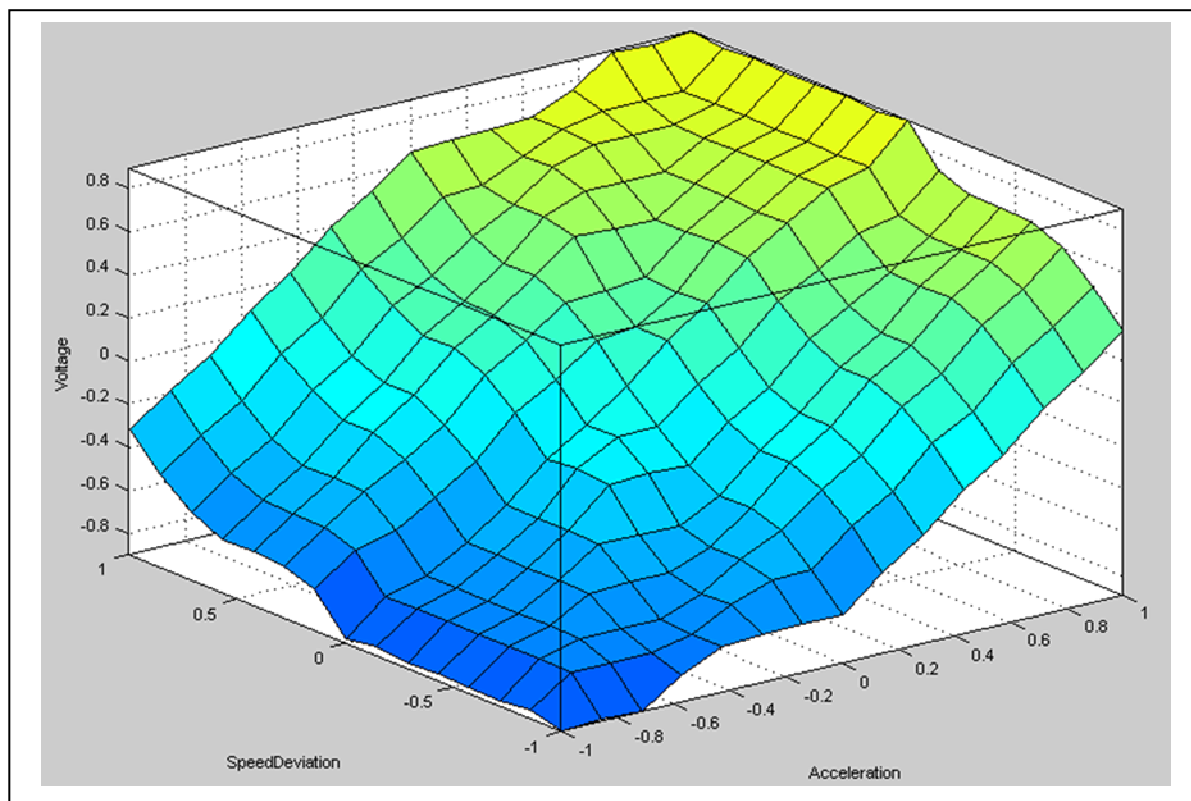


Figure A2.2. Vue surface de contrôleur de logique floue

Compte tenu de la FIS est ayant sept fonction appartenance d'entrée pour les deux variables d'entrée menant à $(7 * 7)$ soit 49 règles. la figure (A2.3) montre ces règles en utilisant la règle spectateur.

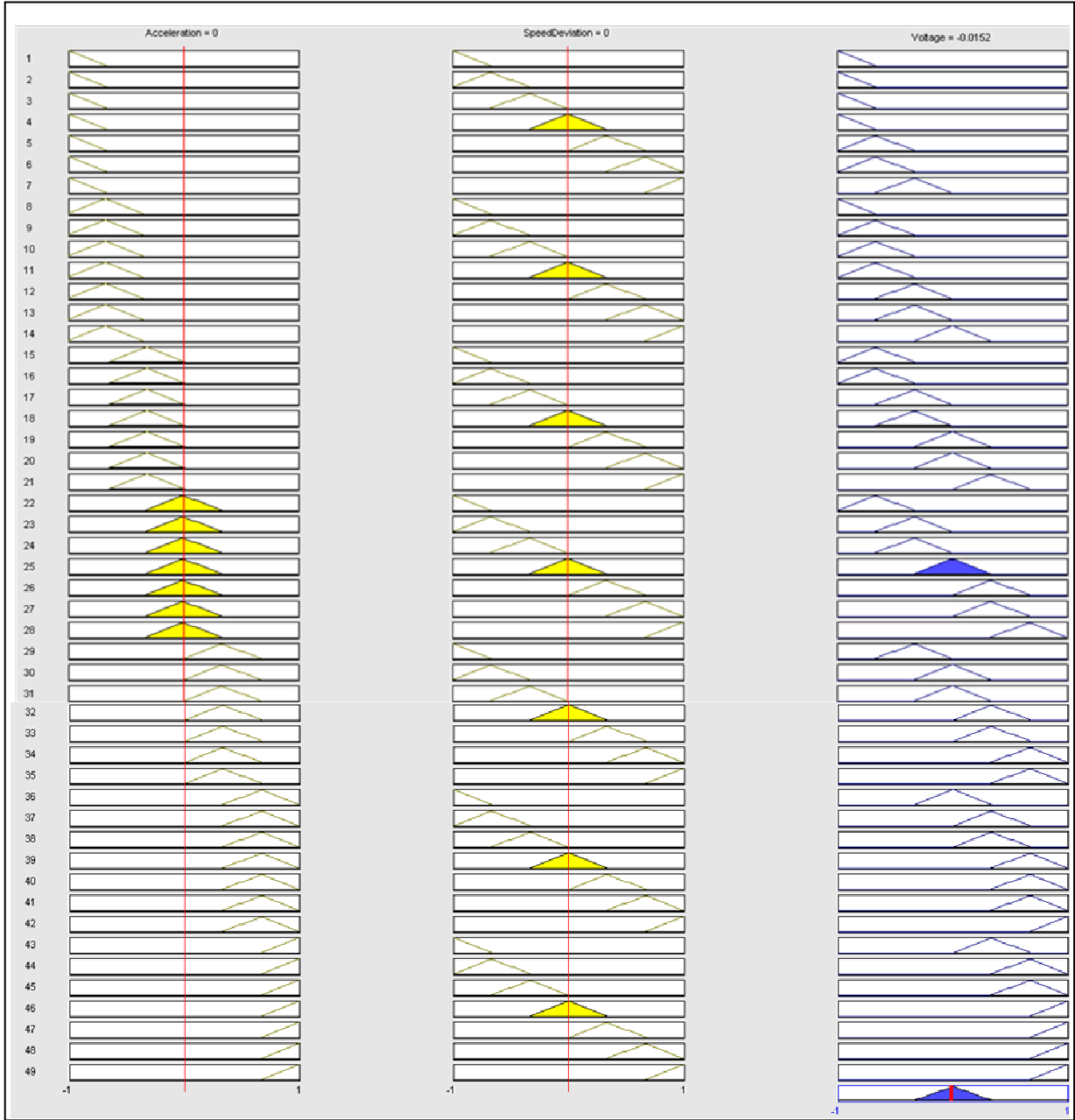


Figure A2.3. Afficheur de règle de contrôleur logique floue

RESUME

L'objectif du travail réalisé est l'amortissement des oscillations liées au système de puissance en introduisant un contrôleur PSS sur une machine connectée au réseau infini. En outre que le travail développé dans ce mémoire est la comparaison entre deux structures de (Power System Stabilizer), l'un est conventionnel et l'autre basé sur la logique floue. Ceci est dû à la possibilité d'introduire des connaissances exprimées sous forme de règles d'inférences (pour déterminer les fonctions d'appartenances, on se base sur l'expérience humaine sur le domaine). En particulier, l'application de la théorie des ensembles flous dans les commandes processus. Par simulation, nous allons visualiser et comparer le temps d'atténuation des oscillations liées au système électrique (machine synchrone reliée à un réseau infini), quand ils sont soumis à une perturbation, donc voir l'effet de l'intelligence artificielle sur le système par rapport au conventionnel, c'est-à-dire l'amélioration d'avantage de la stabilité dynamique du système de puissance.

ABSTRACT

The target of developed work is the damping of oscillations related to power system using a controller PSS on a single machine to infinite base system. Moreover, the work developed in this thesis is the comparison between two structures of *PSS* (Power System Stabilizer), one is conventional and the other based on fuzzy logic. This is due to the possibility of introducing knowledge expressed as rules of inference (to determine the membership functions, this one based on human experience on the field). In particular, the application of fuzzy set theory in the orders process. By simulation, we will view and compare the attenuation time of the oscillations related electrical system (synchronous machine connected to an infinite lattice), when subjected to a disturbance, then see the effect of artificial intelligence on the system relative to conventional, that is to say, the advantage of improving the dynamic stability of the power system.