

II.1 Introduction

Les machines synchrones triphasées sont des convertisseurs électromécaniques qui transforment l'énergie mécanique, fournie par un moteur ou une turbine, en énergie électrique triphasée, dont on sait que le transport et l'utilisation sont plus rationnels et plus rentables. D'autre part sont des machines à courant alternatif dans laquelle la fréquence de la tension induite engendrée et la vitesse sont dans un rapport constant.

Pour obtenir le modèle d'une machine, trois tâches doivent être accomplies : choisir le modèle, déterminer ses paramètres et en fin vérifier sa validité.

Dans ce chapitre, nous étudions la modélisation de la machine synchrone à excitation, en utilisant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices, afin d'obtenir un modèle simple pour la simulation numérique.

II.2 Généralité sur la machine synchrone

II.2.1 Description

La génératrice est composée des ensembles suivants :

- a. un stator : comprend un circuit magnétique constitué par empilage de tôle de forme couronne isolé les une des autres. Dans sa partie inférieure, le circuit magnétique comporte des encoches uniformes réparties dans lesquelles vient se loger l'enroulement triphasé du stator.
- b. Un rotor : tourne à l'intérieur du stator immobile. Le rotor porte dans des encoches disposées à sa périphérie un enroulement parcouru par un courant continu.

II.2.3 Types des machines synchrones

Le rotor de la machine synchrone se présente sous deux formes distinctes définissant deux familles des machines synchrones à savoir :

II.2.3.1 Les machines à rotor cylindrique (pôles lisses)

Ce mode d'exécution concerne des machines rapides à deux ou quatre pôles accouplées à des turbines à vapeur ou à gaz.

II.2.3.2 Les machines à pôle saillant

Cette forme d'exécution est réalisable pour toute vitesse de rotation synchrone

$n_s = \frac{f}{p}$ et toute puissance. Le nombre de pôle minimal est toutefois fixé à quatre.

Ce type de machine est utilisé dans la centrale hydro-électrique [12].

II.2.4 Synchronisme

On dit qu'une machine fonctionne en synchronisme si la fréquence de cette machine est égale à la fréquence du réseau [14].

II.3 Machine synchrone –nœud infini

Un bus infini (ou nœud infini) est un bus idéal présentant une tension et une fréquence invariable. Le système de puissance d'une grande capacité comparé à la machine synchrone considérée est approximativement un bus infini. Une perturbation sur la machine n'affecte donc pas le réseau [11].

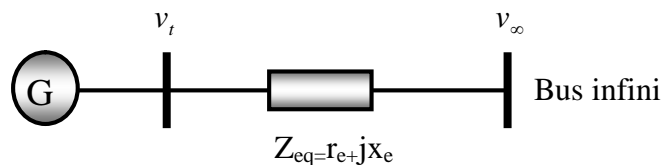


Figure (II.1) Machine synchrone à nœud infini

II.4 Modélisation de la machine synchrone à excitation

II.4.1 Description

L'enroulement statorique comporte trois phases identiques décalées entre elle dans l'espace d'un angle électrique égale à $\frac{2\pi}{3}$. Ces trois phases seront indicées respectivement a, b etc. Outre l'enroulement d'excitation (indice f) monophasé, distribué suivant les axes polaires successifs, le rotor est équipé au voisinage de l'entrefer d'un enroulement en court-circuit dit enroulement amortisseur [12], voire la figure (II-1).

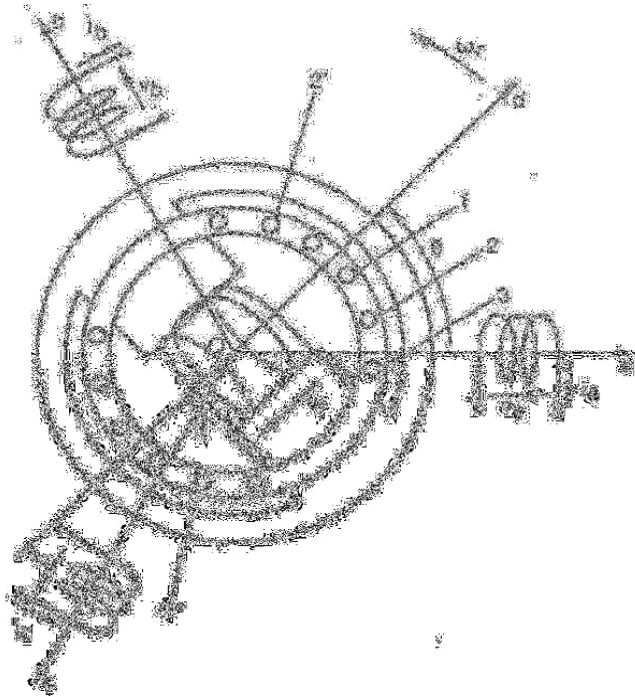


Figure (II.2) Machine synchrone triphasée avec amortisseurs.

a ,b,c : Phases de l'enroulement statorique.

f : Enroulement inducteur(ou d'excitation).

D,Q : Enroulements amortisseurs.

II.4.2 Hypothèses simplificatrices

Afin de simplifier le modèle, on considère les hypothèses simplificatrices suivantes :

- 1 - Machine à pôle saillant.
- 2 - Machine non saturée.
- 3 - La machine est destinée à fonctionner en courant alternatif (hypothèse sinusoïdale).
- 4 - Les pertes ferromagnétiques négligeables.
- 5 - L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en compte.

II.4.3 Mise en équations de la machine

On distingue trois types d'équations qui définissent internement le comportement de la machine à savoir [13]:

- 1 - Les équations électriques.
- 2 - Les équations magnétiques.
- 3 - Les équations mécaniques.

II.4.3.1 Equations électriques

Le stator :

$$\begin{cases} v_a = -R_a i_a - \frac{d\phi_a}{dt} \\ v_b = -R_a i_b - \frac{d\phi_b}{dt} \\ v_c = -R_a i_c - \frac{d\phi_c}{dt} \end{cases} \quad (\text{II} - 1)$$

Le rotor :

$$\begin{cases} v_f = R_f i_f + \frac{d\phi_f}{dt} \\ 0 = R_D i_D + \frac{d\phi_D}{dt} \\ 0 = R_Q i_Q + \frac{d\phi_Q}{dt} \end{cases} \quad (\text{II} - 2)$$

Avec :

R_a : Résistance d'une phase de l'induit.

R_f, R_D, R_Q : Résistances de l'inducteur, de l'amortisseur d'axes d et q.

ϕ_k : ($k = a, b, c, f, D, Q$) Flux d'enroulement traversant l'enroulement K.

Ces équations peuvent être exprimées sous forme matricielle comme suit :

Le stator :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_a & 0 & 0 \\ 0 & -R_a & 0 \\ 0 & 0 & -R_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{bmatrix} \quad (\text{II} - 3)$$

Le rotor :

$$\begin{bmatrix} v_f \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_D & 0 & 0 \\ 0 & R_f & 0 \\ 0 & 0 & R_Q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_D \\ i_f \\ i_Q \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{bmatrix} \quad (\text{II} - 4)$$

II.4.3.2 Equations magnétiques [12]

Les équations du flux en fonction du courant s'écrivent à partir de la matrice de l'inductance. Celle-ci comporte 36 coefficients non nuls dont la moitié dépend du temps par l'intermédiaire de flux cette dernière est constituée de quatre sous matrices :

$$[\phi_{abc}] = [L_s][i_{abc}] + [L_{st}][i_{DfQ}] \quad (\text{II} - 5)$$

$$[\phi_{DfQ}] = [L_{sr}][i_{abc}] + [L_r][i_{DfQ}] \quad (\text{II} - 6)$$

Avec :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \quad [L_{sr}]_t = \begin{bmatrix} L_{Da} & L_{Db} & L_{Dc} \\ L_{fa} & L_{fb} & L_{fc} \\ L_{Qa} & L_{Qb} & L_{Qc} \end{bmatrix}$$

$$[L_{sr}] = \begin{bmatrix} L_{aD} & L_{af} & L_{aQ} \\ L_{bD} & L_{bf} & L_{bQ} \\ L_{cD} & L_{cf} & L_{cQ} \end{bmatrix} \quad [L_r] = \begin{bmatrix} L_D & L_{Df} & L_{DQ} \\ L_{fD} & L_f & L_{fQ} \\ L_{QD} & L_{Qf} & L_Q \end{bmatrix}$$

Avec :

$[L_s]$: Matrice d'inductance propre statorique.

$[L_{sr}]$: Matrice de la mutuelle statorique.

$[L_r]$: Matrice d'inductance propre rotorique.

$[L_{sr}]_t$: Matrice de la mutuelle rotorique.

Ces inductances en fonction de θ .

II.4.3.3 Equations mécaniques

L'équation mécanique de la machine est donnée par :

$$C_m - C_e = J \frac{d\omega_r}{dt} \quad (\text{II} - 7)$$

$$\omega_r = \frac{d\theta}{dt} \quad (\text{II} - 8)$$

Avec :

J : Moment d'inertie totale sur l'arbre du moteur.

ω_r : Vitesse de rotation de la machine.

$[i_a, i_b, i_c]$: Courants statoriques.

$[i_D, i_f, i_Q]$: Courants rotoriques.

C_e : Couple électromagnétique (résistant).

C_m : Couple moteur.

II.4.4 Transformation de Park

Pour supprimer le non – linéarité, on transforme les enroulements statoriques en enroulements orthogonaux, l'un sur l'axe directe d et l'autre sur l'axe quadrature q. Cette transformation dite "transformation de Park", dans laquelle on définit une matrice unique de transformation pour les tensions, les flux et les courants [13].

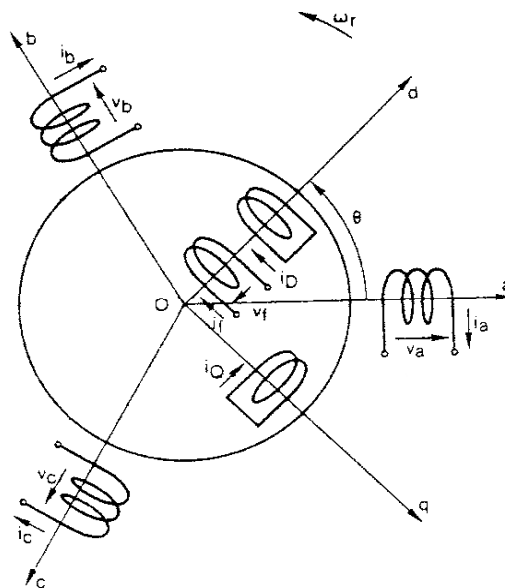


Figure (II.3) Modélisation des différents enroulements d'une machine synchrone

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \sin \theta & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (\text{II} - 9)$$

$$\begin{bmatrix} \phi_d \\ \phi_q \\ \phi_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \sin \theta & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{bmatrix} \quad (\text{II} - 10)$$

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \sin \theta & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (\text{II} - 11)$$

Avec : A la matrice des transformations ou la matrice Park tel que :

$$A = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \sin \theta & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}$$

La matrice inverse est :

$$A^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix}$$

D'où les transformations inverses sont :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} \quad (\text{II} - 12)$$

$$\begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_d \\ \phi_q \\ \phi_0 \end{bmatrix} \quad (\text{II} - 13)$$

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (\text{II} - 14)$$

Avec :

θ : La position du rotor entre l'axe d et l'axe a.

II.4.4.1 Equation des tensions dans le système biphasé (d, q)

On a :

$$\begin{aligned} v_{dq0} &= A.v_{abc} \\ v_{dq0} &= -A \frac{d}{dt} \phi_{abc} - R_a A.i_{abc} \\ v_{dq0} &= -A.A^{-1} \frac{d}{dt} \phi_{dq0} - A \left(\frac{d}{dt} A^{-1} \right) \phi_{dq0} - R_a A.A^{-1} .i_{dq0} \end{aligned} \quad (\text{II} - 15)$$

Où :

$$A.A^{-1} = I$$

$$A \frac{d}{dt} A^{-1} = \frac{d\theta}{dt} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

I : Matrice unitaire.

Ce qui donne le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} v_d = -R_a i_d - \frac{d}{dt} \phi_d - \phi_q \omega_r \\ v_q = -R_a i_q - \frac{d}{dt} \phi_q + \omega_r \phi_d \\ v_o = -R_a i_o - \frac{d}{dt} \phi_o \end{cases} \quad (\text{II} - 16)$$

II.4.4.2 Equation des flux au système biphasé (d, q) [12]

En appliquant la transformation de Park à la matrice des flux statoriques il vient :

$$\begin{bmatrix} \phi_d \\ \phi_q \\ \phi_o \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{bmatrix} \quad (\text{II} - 17)$$

$$\begin{bmatrix} \phi_d \\ \phi_q \\ \phi_o \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + A \begin{bmatrix} L_{aD} & L_{af} & L_{aQ} \\ L_{bD} & L_{bf} & L_{bQ} \\ L_{cD} & L_{cf} & L_{cQ} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_D \\ i_f \\ i_Q \end{bmatrix} \quad (\text{II} - 18)$$

Après développement :

$$\begin{bmatrix} \phi_d \\ \phi_q \\ \phi_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 & 0 \\ 0 & L_q & 0 \\ 0 & 0 & L_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{Da} & L_{fa} & 0 \\ 0 & 0 & L_{Qa} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_D \\ i_f \\ i_Q \end{bmatrix} \quad (\text{II} - 19)$$

$$\begin{bmatrix} \phi_D \\ \phi_f \\ \phi_Q \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} L_{Da} & 0 & 0 \\ L_{fa} & 0 & 0 \\ 0 & L_{Qa} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_D & L_{Df} & 0 \\ L_D & L_f & 0 \\ 0 & 0 & L_Q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_D \\ i_f \\ i_Q \end{bmatrix} \quad (\text{II} - 20)$$

Les équations du flux d'axe directe (d) et en quadratique (q) s'écrivent comme suit :

$$\begin{cases} \phi_d = L_d i_d + L_{Da} i_D + L_{fa} i_f \\ \phi_q = L_q i_q + L_{Qa} i_Q \\ \phi_0 = L_0 i_0 \end{cases} \quad (\text{II} - 21)$$

$$\begin{cases} \phi_D = \frac{3}{2} L_{Da} i_d + L_D i_D + L_{Df} i_f \\ \phi_f = \frac{3}{2} L_{fa} i_d + L_{Df} i_D + L_f i_f \\ \phi_Q = \frac{3}{2} L_{Qa} i_q + L_Q i_Q \end{cases} \quad (\text{II} - 22)$$

II.4.4.3 Equations mécaniques [13]

La puissance électrique instantanée aux bornes de la machine synchrone est :

$$P_e = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c \quad (\text{II} - 23)$$

En utilisant la transformation de Park il vient :

$$P_e = \frac{3}{2} (v_d i_d + v_q i_q + 2v_0 i_0) \quad (\text{II} - 24)$$

$$P_e = -\frac{3}{2} \left(i_d \frac{d\phi_d}{dt} + i_q \frac{d\phi_q}{dt} + 2i_0 \frac{d\phi_0}{dt} \right) + \frac{3}{2} (\phi_d i_q - \phi_q i_d) \omega_r - \frac{3}{2} R_a (i_d^2 + i_q^2 + 2i_0^2)$$

- ✓ La première parenthèse représente l'énergie magnétique emmagasinée.
- ✓ La deuxième parenthèse représente la puissance mécanique transformée en puissance électrique.
- ✓ La troisième parenthèse représente les pertes Joule dans l'induit.

Alors on a :

$$C_e = \frac{3}{2} (\phi_d i_q - \phi_q i_d). \quad (\text{II} - 25)$$

II.5 Les valeurs réduites

Les équations des tensions développées selon les axes d et q ne sont pas dans une forme convenable pour utilisation pratique par les ingénieurs, bien que les tensions dans le stator sont de l'ordre du kilovolts, les tensions de champ sont d'un ordre beaucoup plus bas [14].

Pour remédier à cet inconvénient on utilise des grandeurs normalisées (réduites ou relatives).

$$x = \frac{X}{X_b} [pu]. \quad (\text{II} - 26)$$

x : Valeur réduite.

X : Valeur réelle de la grandeur.

X_b : Valeur de base, [par unité].

II.6 Formulation du problème

Le système considéré est un générateur synchrone relié à un jeu de barre infini par une ligne de transmission, comme montré dans la figure (II-1) pour déterminer si le générateur est dynamiquement stable, les équations non- linéaires de générateur sont linéarisées autour d'un point particulier de fonctionnement pour obtenir le modèle linéaire désiré, la figure (II-4) montre le modèle linéarisé par Heffron-Philippe Demellon – Concordia le plus généralement utilisé avec le régulateur et d'excitateur de tension inclus [11].

II.7 Description du modèle étudié

Le système considéré est un générateur synchrone connecté à un jeu de barre infini (nœud infini) à travers une ligne de transmission figure (II-1).

Le choix d'un modèle mathématique adéquat qui décrit le comportement de la machine synchrone est nécessaire. Cependant, ce choix ne peut pas être dissocié du problème lui-même. Il n'existe pas un modèle universel pour tous les problèmes de stabilité des systèmes de puissance.

Dans l'étude de la stabilité dynamique le modèle linéaire qui reflète fidèlement le comportement de la machine synchrone et celui de Hefferon-Phillips-Demello-Condordia.

La figure (II.4) symbolise le modèle linéaire dd la machine synchrone avec système d'excitation et stabilisateur [14].

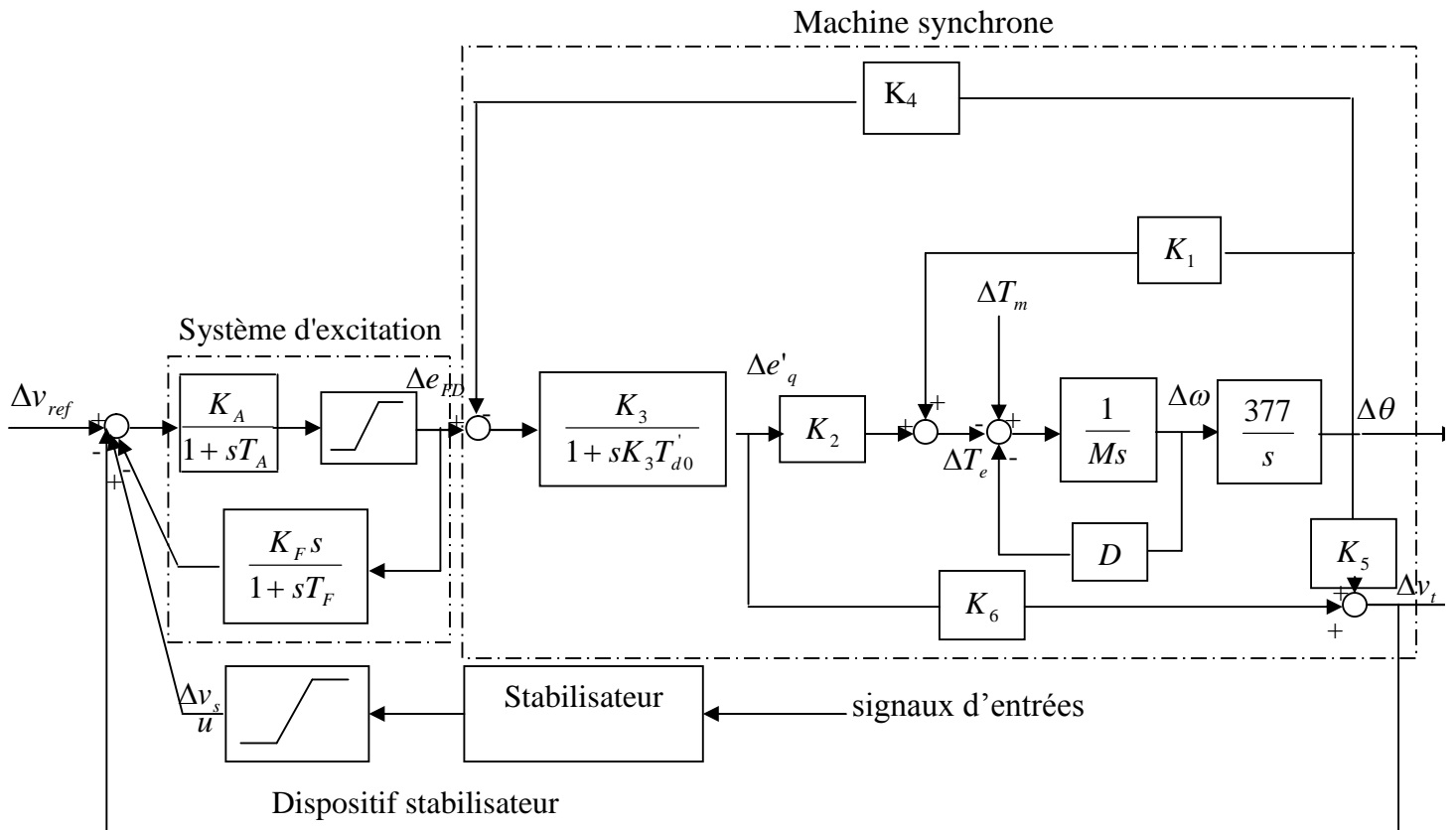


Figure (II.4) Modèle linéaire de la machine synchrone avec système d'excitation et stabilisateur

II.8 Système d'excitation

Un système d'excitation est une source de courant d'excitation de la machine synchrone. Il contient le circuit d'excitation, des régulateurs de tension et de fréquence ainsi que les dispositifs de réglage manuel [14].

II.8.1 Les types de système d'excitation

II.8.1.1 Système d'excitation à thyristor

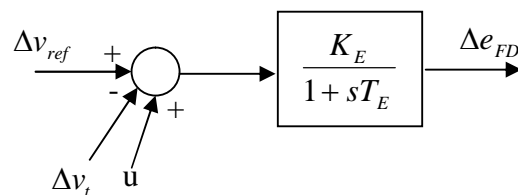


Figure (III.3) Système d'excitation à thyristors

L'expression de $G_e(s)$ est donnée par :

$$G_e(s) = \frac{\Delta e_{FD}}{\Delta v_{ref} - \Delta v_t + u} = \frac{K_E}{1 + sT_E} \quad (\text{II} - 27)$$

II.8.1.2 Système d'excitation IEEE type 1

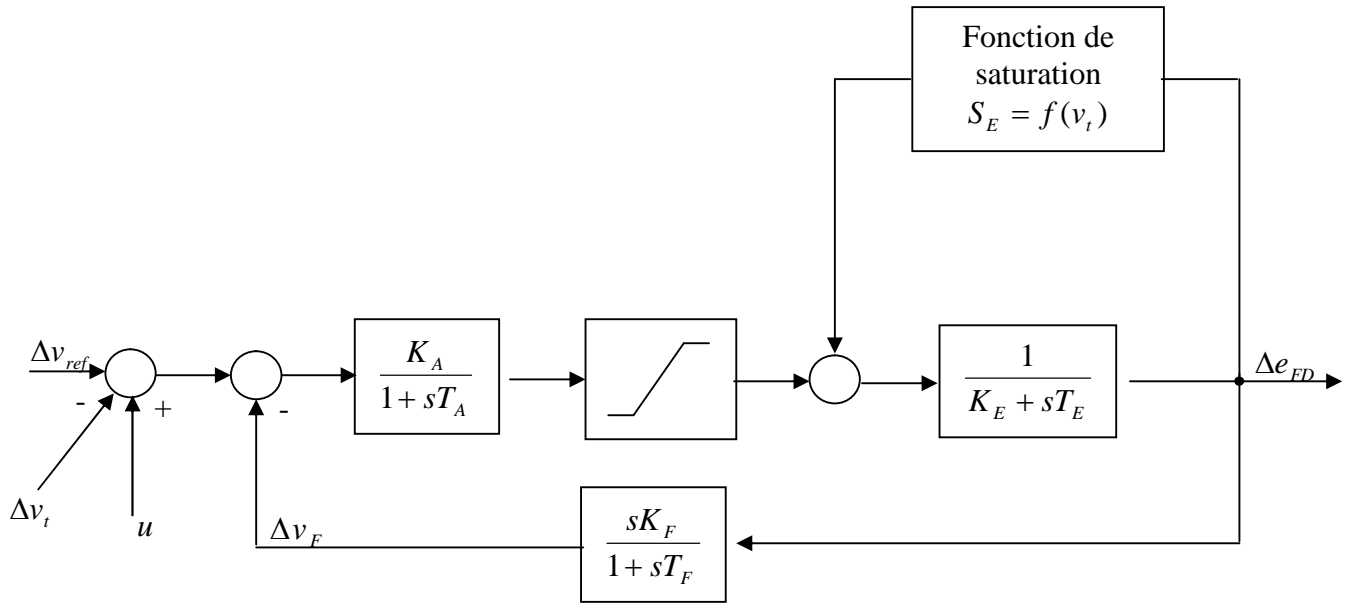


Figure (II.6) Système d'excitation IEEE type 1.

L'expression de $G_e(s)$ est donnée par :

$$G_e(s) = \frac{-K_A(1 + sT_F)}{(1 + sT_A)(1 + sT_F)(S_E + K_E + sT_E + sK_A K_F)} \quad (\text{II} - 28)$$

II.9 Dispositif stabilisateur PSS (Power Système Stabiliser)

Les résultats obtenus précédemment montrent les limitations des systèmes d'excitation sur la stabilité dynamique. En effet, Les recherches ont été orientées vers l'aspect commande des systèmes de puissance. L'objectif est d'améliorer l'amortissement, beaucoup plus affecté par les perturbations, pour élargir le domaine de stabilité. L'idée est d'utiliser un dispositif stabilisateur (PSS) qui permet d'ajouter des signaux au niveau du système d'excitation pour amener l'amortissement à des valeurs positives. Des efforts considérables ont été effectués dans le domaine d'application des (PSS) afin d'affiner les techniques permettant le dimensionnement de ces dispositifs [14].

II.9.1 Stabilisateur correcteur avance-retard de phase

La plupart des techniques permettant le dimensionnement de ces dispositifs sont basés sur le travail Demello et Concordia .Ces techniques utilisent l'approche de la Compensation de phase dans le domaine fréquentiel et la commande optimal dans l'opération de détermination de ces lois de commandes additionnelles.

La fonction de transfert du dispositif de stabilisateur schématisé par la figure (II-7) est défini par :

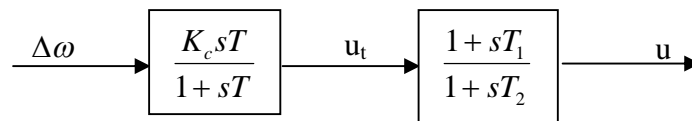


Figure (II.7) Schéma bloc du stabilisateur compensateur de phase

$$G(s) = \frac{K_c sT}{1 + sT} \left(\frac{1 + sT_1}{1 + sT_2} \right)^k, k = 1, 2, 3 \quad (\text{II} - 29)$$

Le concept de base de ce type de stabilisateur est de compenser le retard de phase résultant du système d'excitation de la machine synchrone en générant un couple amortisseur en phase avec la vitesse du rotor.

L'inconvénient majeur de ces méthodes réside dans la difficulté croissante engendrée, dans le dimensionnement des stabilisateurs représentés par des modèles d'ordre élevé.

II.9.2 Stabilisateur proportionnel intégrateur PI

Suite aux difficultés rencontrées dans l'implémentation de la structure citée précédemment, de nombreux chercheurs ont proposé d'utiliser des régulateurs PI employés dans la commande des processus industriels.

Un stabilisateur PI pour la fonction de transfert:

$$H(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (\text{II} - 30)$$

La figure (II-8) représente le schéma bloc

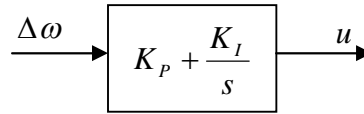


Figure (II.8) Schéma bloc du stabilisateur PI

Un stabilisateur PI présente les avantages suivants:

- 1- Implémentation pratique simple.
- 2- Performances dynamiques meilleures avec un temps de réponse plus court et un effet d'amortissement plus grand.
- 3- Procédures systématiques pour la conception d'un stabilisateur PI.

II.10 Description du modèle dans l'espace d'état

Dans ce qui suit nous abordons la représentation complète du système de puissance. Le système étudié est un générateur synchrone connecté à un nœud infini à travers une ligne de transmission figure (II.1).

Le générateur synchrone est équipé d'un système d'excitation IEEE type1. Ce choix est dicté par le désir d'illustrer l'amélioration des performances de la structure du stabilisateur proposé en dépit des effets néfastes qu'il présente sur la stabilité dynamique figure (II.6) et d'un stabilisateur type PI figure(II.8) par rapport à l'autre système d'excitation.

Le modèle linéaire de la machine synchrone est décrit par les paramètres $K_1 - K_6$. Les différents blocs des fonctions de transfert sont connectés entre eux pour représenter le système étudié, voir la figure (II.4).

Dans cette section le critère des valeurs propres, beaucoup plus convenable, est utilisé pour l'analyse de la stabilité dynamique [14].

Les équations d'état du système sous des conditions de fonctionnement particulières sont données par :

$$(II - 31)$$

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \quad (II - 32)$$

$$y = Cx(t)$$

Où :

$$x(t) = [\Delta\theta(t) \quad \Delta\omega(t) \quad \Delta e'_q(t) \quad \Delta e_{FD}(t) \quad \Delta v_F(t)]^T \quad (\text{II} - 33)$$

Les matrices constantes du système A, B et C sont données par :

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 377 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{-K_1}{M} & \frac{-D}{M} & \frac{-K_2}{M} & 0 & 0 \\ \frac{-K_4}{T'_{do}} & 0 & \frac{-1}{K_3 T'_{do}} & \frac{1}{T'_{do}} & 0 \\ \frac{-K_A K_5}{T_A} & 0 & \frac{-K_A K_6}{T_A} & \frac{-1}{T_A} & \frac{-K_A}{T_A} \\ \frac{-K_F K_A K_5}{T_F T_A} & 0 & \frac{-K_F K_A K_6}{T_F T_A} & \frac{-K_F}{T_F T_A} & \frac{-1}{T_F} - \frac{-K_F K_A}{T_F T_A} \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{K_A}{T_A} & \frac{K_F K_A}{T_F T_A} \end{bmatrix}^T$$

$$C = [0 \quad 1 \quad 0 \quad 0 \quad 0]$$

La transformation de Laplace donne :

$$sX(s) = AX(s) + BU(s) \quad (\text{II} - 34)$$

$$Y(s) = CX(s) \quad (\text{II} - 35)$$

On propose d'étudier le cas de la présence du signal de commande u.

$u \neq 0$, le signal de commande u issu du stabilisateur PI est exprimé dans le domaine fréquentiel par :

$$U(s) = \left(K_p + \frac{K_I}{s} \right) Y(s) \quad (\text{II} - 36)$$

On combinons les équations nous obtenons :

$$|sI - A - BH(s)C| = 0 \quad (\text{II} - 37)$$

Les solutions de cette dernière équation représentent les valeurs propres du système en boucle fermée.

Notez que les constantes $K_1 - K_6$ sont en fonctions de la puissance active P et de la puissance réactive Q (ou du facteur de puissance FP) du générateur. Ainsi, la matrice A de système change avec le point de fonctionnement de générateur décrit par P et FP. En conséquence que les valeurs propres changent en fonction du points de fonctionnement du génirateur, (décrit par P et FP) et des paramètres de PSS (K_p et K_I) si les paramètres du système d'excitation (K_A T_A K_F et T_F) sont jugés constants [11].

II.11 Conclusion

Dans ce chapitre, on a commencé par une notion générale sur la machine synchrone et sa modélisation, cette dernière donne des équations non linéaires qui sont difficiles à étudier. Ces équations sont linéarisées autour d'un point particulier de fonctionnement pour obtenir un modèle linéaire qui est constitué d'un excitateur et d'un stabilisateur dans le but de faciliter la détermination de la stabilité dynamique de cette machine par le critère des valeurs propres.