

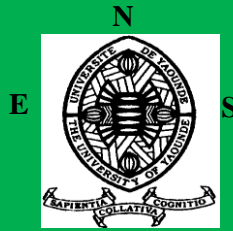
REPUBLIQUE DU CAMEROUN

Paix-Travail-Patrie

MINISTRE DE
L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR

UNIVERSITE DE YAOUNDE I

ECOLE NORMALE SUPERIEURE
DE YAOUNDE I



REPUBLIC OF CAMEROON

Peace-Work-Fatherland

MINISTRY OF HIGH
EDUCATION

UNIVERSITY OF YAOUNDE I

HIGHER TEACHER TRAINING
COLLEGE OF YAOUNDE I

DEPARTEMENT DE PHYSIQUE

DEPARTMENT OF PHYSICS

CIRCUIT ÉLECTRONIQUE DE L'ANALYSE DU COMPORTEMENT DYNAMIQUE DU MODÈLE 5D DU GÉNÉRATEUR SYNCHROME

Mémoire présenté en vue de l'obtention du diplôme de Professeur
de l'Enseignement Secondaire deuxième grade (DIPES II)

Par:

TATSA JERESSE AKANGE

Licencié en physique

Matricule: CM04-09SCI1863

Sous la direction de :

Pr ATANGANA Jacques

Maître de Conférences à l'Ecole Normale Supérieure de Yaoundé 1

ANNEE ACADÉMIQUE: 2015-2016

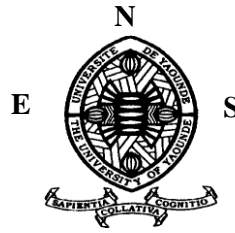
REPUBLICQUE DU CAMEROUN

Paix-Travail-Patrie

MINISTERE DE
L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR

UNIVERSITE DE YAOUNDE I

ECOLE NORMALE SUPERIEURE
DE YAOUNDE I



REPUBLIC OF CAMEROON

Peace-Work-Fatherland

MINISTRY OF HIGH
EDUCATION

UNIVERSITY OF YAOUNDE I

HIGHER TEACHER TRAINING
COLLEGE OF YAOUNDE I

DEPARTEMENT DE PHYSIQUE

DEPARTMENT OF PHYSICS

CIRCUIT ÉLECTRONIQUE DE L'ANALYSE DU COMPORTEMENT DYNAMIQUE DU MODÈLE 5D DU GÉNÉRATEUR SYNCHROME

Mémoire présenté en vue de l'obtention du diplôme de Professeur
de l'Enseignement Secondaire deuxième grade (DIPES II)

Par:

TATSA JERESSE AKANGE

Licencié en physique

Matricule: CM04-09SCI1863

Sous la direction de :

Pr ATANGANA Jacques

Maître de Conférences à l'École Normale Supérieure de Yaoundé 1

ANNEE ACADÉMIQUE: 2015-2016

DÉDICACE

Je dédie ce mémoire à ma famille

REMERCIEMENTS

Ce mémoire sanctionne le travail effectué durant ces deux dernières années que nous avons passées à l'Ecole normale supérieure de Yaoundé. Je voudrais ainsi remercier un certain nombre de personnes sans lesquelles ce travail ne saurait être fait. À cet effet je tiens à remercier :

- Tout d'abord le Dieu tout puissant pour m'avoir donné le courage, la force et la santé de mener ce travail à bout malgré les différents obstacles auxquels nous avons faits face.
- Le professeur **ATANGANA Jacques**, pour avoir accepté de diriger ce mémoire et ainsi qu'à sa disponibilité à aider les étudiants dans leurs recherches.
- Monsieur **DJITIA KIAFOU CHRISTIAN** pour tout le temps qu'il a accordé à la réalisation de ce travail, à ces multiples conseils qu'il nous a prodigués durant ce travail ;
- Tous les membres de jury ayant accepté d'examiner minutieusement ce travail.
- Tous les enseignants du Département de Physique ;
- Mon grand frère **TCHINDA Bernard** ; mon petit frère **TANDA Bienvenu**, ma grande sœur **MELIA Flore**, ma petite sœur **MBOGNING Solinsa** pour la solidarité qu'ils ont toujours maintenir entre nous.
- Ma très chère **DOUANLA NGOUFFO Flavie Ornelle** et à ses parents pour leurs encouragements.
- Tous mes camarades de promotion : **TAFFOU DJIAMO Arnold**, **SIEWE TIENCHEU Carmen**, **SIEWE Bertrand Titus**, **DEZOUMBE Bernard**, **NIMPA FOMEKONG Fabrice**, **KAMDEM WOUAFFO Franck**, **SAHA Etienne** pour ne citer que ceux-ci pour leur ouverture envers nous.
- Mon ami **WANDJI TABE Jores Visnel** et ses frères pour soutien dont j'ai bénéficié d'eux

Table des matières

DÉDICACE.....	i
REMERCIEMENTS.....	ii
TABLE DES FIGURES	vii
ABREVIATIONS	ix
Résumé.....	x
Abstract.....	xi
Introduction générale.....	1
CHAPITRE 1 : GÉNÉRALITÉS SUR LA MACHINE SYNCHRONE	3
INTRODUCTION.....	3
1.1 Définition et présentation de la machine synchrone	3
1.1.1 Définition	3
1.1.2 Présentation.....	3
1.2 Modes de fonctionnement.....	3
1.2.1 Fonctionnement en génératrice (alternateur)	6
1.2.2 Fonctionnement en moteur	6
1.3 Classement des machines synchrones.....	7
1.3.1 Machines à rotor bobiné.....	7
1.3.2 Machine à double excitation	8
1.3.3 Machine à aimant permanent	8
1.3.4 Machines à réluctance variable	9
1.4 Applications des machines synchrones.....	10
1.4.1 Applications des générateurs	10
1.4.2 Applications des moteurs synchrones	11

1.5 Avantages et inconvénients de la machine synchrone	11
1.5.1 Avantages.....	12
1.5.2 Inconvénients	12
1.6 Modélisation et mise en équation de la machine synchrone.....	12
1.6.2 Mise en équation de la machine synchrone	14
1.6.3 Transformation de Park.....	16
Conclusion	17
CHAPITRE 2 : METHODES D'ETUDE ET APPROCHE ELECTRONIQUE DES	
SYSTEMES DYNAMIQUES.....	18
Introduction.....	18
2.1 But et principe de la modélisation des systèmes de puissance	18
2.2 Description des systèmes dynamiques.....	19
2.2.1 Définition d'un système dynamique	19
2.2.2 Système dynamique différentiel	20
2.2.3 Systèmes dynamiques linéaires et non linéaires	20
2.2.4 Stabilité d'un système linéaire régulier libre	22
2.2.5 Stabilité d'un système non linéaire	22
2.3 Analogie électronique des systèmes dynamiques de puissance.....	25
2.3.1 Analogie électronique dans MATLAB Simulink.	26
2.3.2 Principe de conversion des systèmes dynamiques en système électronique	27
2.3.3 Principe de câblage	28
2.3.4 Exemple de câblage	28
2.4 Opérateur et symbole équivalent sur ORCAD PSPICE.	28
2.4.1 Cas des composants	29
2.4.2 Principe de câblage	33
2.4.3 Exemple de câblage	33
2.5 Principe de réalisation des systèmes des différents modèles du générateur synchrone. 34	

2.5.1	Equation de liaison du flux dans le système de référence du rotor.....	35
2.5.2	Puissance dans le système de référence (odq)	38
2.5.3	Equations de tension	38
2.5.4	Réactances du générateur.....	40
2.5.5	Fonctionnement dans l'état subtransitoire	42
2.5.6	Puissance, couple moteur et équation des oscillations.....	43
2.5.7	Les modèles du générateur synchrone	43
CHAPITRE 3 : CIRCUIT ELECTRONIQUE DE L'ANALYSE DU COMPORTEMENT		
DYNAMIQUE DU MODELE 5D D'UN GENERATEUR SYNCHRONE.....		
3.1	Modélisation	46
3.1.1	Les hypothèses simplificatrices du modèle.....	46
3.1.2	La description du modèle.....	47
3.2	Etude de la stabilité du système	49
3.2.1	Détermination des points fixes du système	49
3.2.2	Etude de la stabilité du système	51
3.3	Simulation numérique du modèle	51
3.4	Approche électronique du système	53
3.4.1	Approche Matlab Simulink.....	54
3.4.2	L'approche du système électronique par Pspice.....	57
3.4.3	Analyse du système électronique.....	60
Conclusion		62
4 IMPLICATION SUR LE SYSTEME EDUCATIF DU SUJET		63
4.1	Introduction.....	63
4.2	Fiche pédagogique.....	63
4.1	Intérêt didactique.....	65
CONCLUSION GÉNÉRALE		66
Perspectives.....		66

Bibliographie.....67

Table des figures

Figure 1.1 : symboles de la machine synchrone.....	5
Figure 1.2 Schéma illustrant le fonctionnement d'une machine synchrone en mode génératrice.	6
Figure 1.3 : schéma illustrant le fonctionnement d'une machine synchrone en mode moteur ..	7
Figure 1.4 : classement des machines synchrones	7
Figure 1.5 : Machine synchrone 100 mW	10
Figure 1.6 : disposition d'une centrale de basse chute (au fil de l'eau)	11
Figure 1.7 : Circuit équivalent machine synchrone	13
Figure 1.8 : Diagramme de Behn-Eschenbourg	13
Figure 1.9 Alternateur bipolaire à pôles saillant	14
Figure 1.10 Machine synchrone dans le repère de Park.....	16
Figure 2.1 : Symbole d'une constante dans Simulink.....	26
Figure 2.2 : Symbole du Gain dans Simulink	26
Figure 2.3 : Symbole du Produit.	26
Figure 2.4 : Symbole du Sommateur.....	27
Figure 2.5 : Symbole d'un intégrateur.	27
Figure 2.6 : Symbole d'un oscilloscope	27
Figure 2.7 Block Simulink de l'équation différentielle (*).....	28
Figure 2.8 : Symboles d'un résistor.	29
Figure 2.9 : Symbole d'un condensateur.....	29
Figure 2.10 : symbole d'une source de tension	29
Figure 2.11 : Symbole de l'amplificateur opérationnel.....	30
Figure 2.12 : Schéma du montage amplificateur.....	30
Figure 2.13 : Schéma du montage amplificateur inverseur.....	31
Figure 2.14: Schéma du Montage intégrateur.	32
Figure 2.15 : Montage sommateur a trois entrées	32
Figure 2.16 : Circuit électronique de l'équation (*) dans ORCAD PSPICE	34
Figure 2.17 : les enroulements dans un générateur synchrone et leurs axes	34
Figure 2.18 : les trois états perpendiculaires des enroulements fictifs représentant le générateur synchrone.....	38

Figure 2.19 : Loi de Kirchhoff sur la tension appliquée à deux types de circuits ; (a) circuit générateur ; (b) circuit moteur.....	38
Figure 2.20 : Circuits couplés d'axe d et q dans l'état sous-transitoire	41
Figure 2.21 Circuit équivalent du générateur avec résistance négligée : (a) : axe d ; (b) : axe q.	44
Figure 3.1 : Courbe évolution temporelle des variables du modèle dans MATLAB ((a) : de la vitesse angulaire du rotor ; (b) : de l'angle donnant la position du rotor ; (c) : de la f.é.m. transitoire suivant l'axe-q $E'q$; (d) : de la f.é.m. subtransitoire	52
Figure 3.2 : schéma bloc Simulink du système (3.2)	55
Figure 3.3 : évolution temporelle des variables du modèle dans MATLAB Simulink ((a) : de la vitesse angulaire du rotor ; (b) : de l'angle donnant la position du rotor ; (c) : de la f.é.m. transitoire suivant l'axe-q $E'q$; (d) : de la f.é.m. subtransitoire.....	56
Figure 3.4 comparaison des courbes obtenues par analyse numérique en rouge et celles obtenues par Simulink en jaune.	57
Figure 3.5 : circuit électronique du système dynamique du générateur synchrone (modèle d'ordre-5).	59
Figure 3.6 : Courbe d'évolution temporelle des variables du modèle dans ORCAD PSPICE ((a) : de la vitesse angulaire du rotor ; (b) : de l'angle donnant la position du rotor ; (c) : de la f.é.m. transitoire suivant l'axe-q $E'q$; (d) : de la f.é.m.	61
Figure 3.7 comparaison des courbes obtenues par analyse numérique en rouge et celles obtenues par ORCAD PSPICE en vert.	62

Abréviations

MAP : **M**achine à Aimant permanent

MAPS : Machine à aimant permanent surfacique

LEC : Laboratoire d'électromécanique de Compiègne

LESIR : Laboratoire d'électricité signaux et robotique

MAPI : Machine à aimant permanent interne

MRV : Machine à reluctance variable

RESUMÉ

L'objectif principal du travail élaboré dans ce mémoire porte sur la conception d'un circuit électronique pouvant décrire le comportement dynamique du modèle 5D d'un générateur synchrone. Pour parvenir au bout ce travail, il a été judicieux pour nous de commencer par faire une présentation de la machine synchrone et de donner quelques avantages et inconvénients dont elle regorge au niveau du chapitre un. Au chapitre deux, nous avons présenté les différents logiciels devant nous permettre d'atteindre cet objectif à savoir : Matlab, Matlab Simulink et PSpice. Dans cette présentation des logiciels, nous avons explicité les composants électroniques constituant chaque logiciel. Nous sommes sortis de ce chapitre avec un système de cinq équations décrivant le modèle 5D du générateur synchrone. Au chapitre trois, il a été question pour nous de d'appliquer ces différents logiciels à la résolution des équations de ce modèle et ensuite d'interpréter les différents résultats obtenus.

Mots clés : Circuit électronique ; modèle 5D ; générateur synchrone

ABSTRACT

The study aims at conceiving an electronic circuit which can describe the behavior of the 5D model of a synchronous generator. In order to attain this goal, it was judicious for us to present the synchronous machine. In the first chapter, we have given the advantages and disadvantages of the machine. The second chapter is based on the presentation of the softwares we have used to achieve our goal namely: MATLAB, MATLAB Simulink and PSPICE. In this chapter, we have made a thorough presentation and explanation of the electronic components of these softwares. We have obtained a system of 5 equations describing the 5D model of the synchronous generator. In the third chapter, we have used these softwares to resolve the model and we also give some interpretation of the different results.

Keys words : Electronic circuit ; 5D model ; synchronous generator

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Parmi les enjeux les plus importants du XXIème siècle, il y a l'accès à l'énergie notamment pour la mobilité et les besoins de tout ordre pour l'humanité. Les énergies fossiles sont par définition limitées, le transport routier, qui est un élément essentiel de la mobilité, est la cause de 20 % des émissions de CO₂ et de l'effet de serre associé (AMARA et al.). Les pouvoirs publics, au travers de normes de plus en plus contraignantes, conduisent les constructeurs automobiles et les équipementiers vers la recherche de solutions toujours moins polluantes et accessibles à des coûts raisonnables. Durant les années 1990, des efforts de recherche importants, au niveau des constructeurs et des équipementiers, ont porté sur les véhicules électriques purs, pour essayer d'apporter des éléments de solutions au problème. Les différents gouvernements à travers le monde multiplièrent les incitations au développement des véhicules électriques ou ZEV (Zero Emission Vehicles) : (AMARA et al.) , tant au travers d'incitations fiscales et de financements de recherches que d'impositions de nouvelles normes. Ceci a donc favorisé l'émergence de la machine synchrone.

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

Les machines synchrones regroupent en fait plusieurs classes qui vont de l'alternateur de plusieurs centaines de mégawatts au moteur de quelques watts, en passant par les moteurs pas à pas. Néanmoins, la structure de toutes ces machines est relativement proche. Le stator est généralement constitué de trois enroulements triphasés répartis, tel que les forces électromotrices générées par la rotation du champ rotorique soient sinusoïdales ou trapézoïdales.

Certains paramètres de la machine synchrone ont des évolutions particulières et cela nécessite une étude particulière. C'est donc dans ce sens que ce travail de conception numérique du modèle 5D du générateur synchrone a été entrepris. Dans la suite de ce travail nous présentons au chapitre un quelques généralités sur les machines synchrones ; le chapitre deux est consacré aux à la méthode d'étude où il est présenté l'approche électronique des systèmes

électroniques. Pour cette approche, nous utiliserons les logiciels MATLAB Simulink et ORCAD PSPICE. Au chapitre trois, nous exploiterons les éléments mathématiques déjà développés pour étudier la stabilité de notre système, ensuite, les outils électroniques présentés au chapitre deux nous permettront grâce au logiciel Matlab Simulink, d'implémenter un circuit électronique représentant notre générateur. Sa fiabilité sera étudiée par comparaison des courbes d'évolution de ses paramètres qu'il produira à celles du système dynamique obtenues dans Matlab, nous réalisons l'étude des paramètres du générateur synchrone : la vitesse angulaire du rotor, l'angle du rotor et les forces électromotrices transitoires et subtransitoires suivant les différents axes de la machine. Ensuite une présentation de l'implication sur le système éducatif sera faite. Nous terminerons par une conclusion générale et perspective et la présentation de la bibliographie.

CHAPITRE 1 : GÉNÉRALITE SUR LA MACHINE SYNCHRONE

Introduction

La machine synchrone est le générateur d'énergie électrique par excellence. Elle constitue la première catégorie importante des machines à courant alternatif. Ce chapitre introductif va nous permettre d'aborder les généralités sur les machines synchrones. Outre la constitution et le mode de fonctionnement des machines synchrones, nous établirons un classement exhaustif et illustré des machines synchrones. Les nombreuses applications et avantages de ces machines seront également mentionnés. Nous terminerons ce chapitre en rappelant les équations de base qui régissent le fonctionnement des machines synchrones.

1.1 Définition et présentation de la machine synchrone

1.1.1 Définition

Toute machine électrique dans laquelle la vitesse de rotation du rotor est égale à la vitesse de rotation du champ tournant est appelé machine synchrone. Pour l'obtention d'un tel fonctionnement, le champ magnétique rotorique doit être généré soit par des aimants, soit par un circuit d'excitation. Cela dit, qu'en mode permanent la position du champ magnétique rotorique est alors fixe par rapport au rotor, ceci impose une vitesse de rotation identique entre le rotor et le champ tournant statorique.

1.1.2. Présentation

1.1.2.1 Constitution

La machine synchrone se compose d'une partie tournante, le rotor et d'une partie fixe, le stator. Le rotor peut se composer d'aimants permanents ou être constitué d'un bobinage alimenté en courant continu et d'un circuit magnétique (électro-aimant).

❖ Rotor ou inducteur :

Il est constitué d'électroaimants alimentés en courant continu (ou d'aimants permanents) créant deux paires de pôles pôles inducteurs, successivement Nord et Sud. L'inducteur, mobile autour d'un axe, tourne à la vitesse de rotation n_s et crée un champ magnétique

tournant à la vitesse de synchronisme.

❖ **Stator ou l'induit :**

Les conducteurs de l'induit, placés dans des encoches autour de la carcasse de la machine, sont groupés en bobine. Les enroulements du stator sont le siège de courants alternatifs monophasés ou triphasés. Il possède donc le même nombre de paires p de pôles. Dans une machine synchrone triphasée bipolaire ($p=1$), le stator comporte 3 bobines identiques régulièrement décalées de 120°

Quelle que soit sa composition et son nombre de pôles, une machine synchrone est constituée de deux circuits indépendants :

➤ **Le bobinage d'excitation :**

Il est constitué d'un bobinage enroulé sur le rotor et traversé par le courant continu d'excitation I_e . C'est lui qui permet la création des pôles magnétiques dits rotoriques et l'instauration d'un flux donné dans le circuit magnétique. Ce bobinage est parfois remplacé par des aimants permanents surtout dans le domaine des petites et moyennes puissances.

➤ **Le circuit d'induit :**

Il est constitué des trois bobinages triphasés, de constitution symétrique, pratiqué sur le stator de façon répartie, et par lesquels transite la puissance électrique de la machine. Il est à noter que, si les enroulements statoriques sont fixes, celui de l'excitation est tournant.

❖ **Principe de fonctionnement de la machine synchrone**

Pour produire du courant, on utilise une force extérieure pour faire tourner le rotor : son champ magnétique, en tournant, induit un courant électrique alternatif dans les bobines du stator. La vitesse de ce champ tournant est appelée vitesse de synchronisme. Il n'est pas possible de faire démarrer correctement, sans aide extérieure, une machine synchrone en connectant ses enroulements statoriques directement sur un réseau alternatif. Si l'on n'entraîne pas le rotor par une force extérieure, il est possible de la faire tourner en alimentant ses enroulements statoriques par un courant alternatif dont la fréquence augmente progressivement de zéro à la fréquence de synchronisme et en faisant en sorte que la tension aux bornes des enroulements soit proportionnelle à la fréquence. Sa vitesse de synchronisme sera directement liée à la fréquence de l'alimentation électrique.

Un autre moyen est de réaliser l'autopilotage de la machine, c'est-à-dire de maintenir l'orthogonalité du flux magnétique rotorique par rapport au flux statorique par exemple, en disposant sur son axe un capteur qui délivre une information de la position du rotor. Cette information est traitée par un convertisseur électronique qui fournit le courant statorique à la machine, en phase avec sa force contre électromotrice. Notons que la machine synchrone a été inventée par Nikola Tesla. Son concept figure dans un dépôt de sept brevets du 1er mai 1888 où il en décrit plusieurs variantes ainsi que le principe du courant alternatif biphasé et triphasé et leur distribution. Tesla aurait développé cette idée de machine électrique quand il était étudiant à l'École polytechnique de Graz (1875-1876) : Wikipédia (2016)

❖ SYMBOLES

Voici les différents symboles utilisés pour représenter la machine synchrone, qu'elle fonctionne en moteur ou en génératrice (alternateur): (figure1.2)

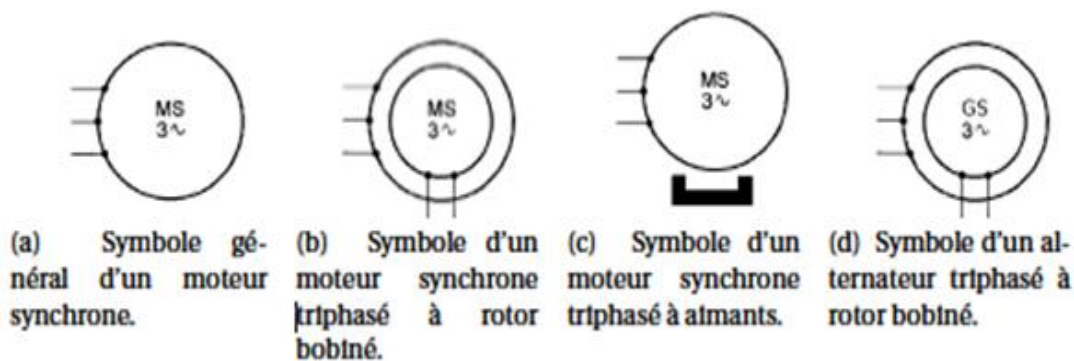


Figure 1.1 : symboles de la machine synchrone : Chevassu (2014)

1.2 Modes de fonctionnement

Les machines synchrones constituent la première catégorie importante des machines à courant alternatif. Comme toutes les autres machines, elles sont réversibles et peuvent fonctionner indifféremment en générateur ou en moteur : Divoux (1995).

1.2.1 Fonctionnement en génératrice (alternateur)

En mode génératrice (alternateur), elle produit un courant électrique dont la fréquence est déterminée par la vitesse de rotation du rotor. Le rotor et son champ sont entraînés par une turbine. Les bobines de l'induit sont alors le siège de f.é.m. alternative de pulsation

$$\omega = p\Omega_s$$

Où p est le nombre de paires de pôles ;

Ω_s est la vitesse de synchronisation du rotor en tours par seconde.

Rappelons que toute variation de champs magnétique à travers une bobine crée aux bornes cette bobine une f.é.m. induite.

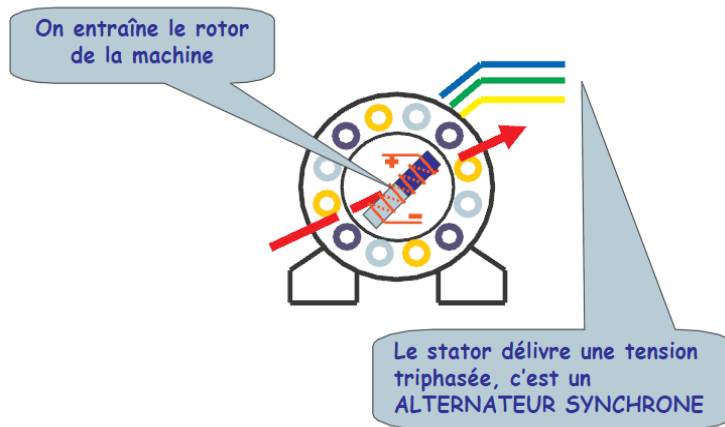


Figure 1.2 Schéma illustrant le fonctionnement d'une machine synchrone en mode génératrice : (Amara et al. 2001)

1.2.2 Fonctionnement en moteur

En mode moteur elle consomme un courant électrique pour faire tourner le rotor à une vitesse déterminé par la fréquence du courant. Le moteur synchrone converti la puissance électrique en puissance mécanique. En fonctionnement moteur, le champ tournant du stator « accroche » le champ lié au rotor à la vitesse

$$\Omega_s = \frac{\omega}{p} .$$

Figure 1.3 : schéma illustrant le fonctionnement d'une machine synchrone en mode moteur.[4]

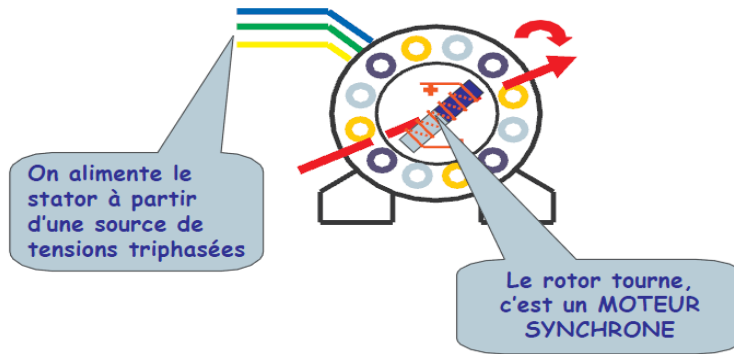


Figure 1.3 : schéma illustrant le fonctionnement d'une machine synchrone en mode moteur : (Amara et al. 2001)

1.3 Classement des machines synchrones

En reprenant le principe de la classification de Chalmers et de ces collègues : (Xu et al. 1995), on peut agencer l'ensemble des machines synchrones comme l'indique la figure 1.4. Les machines sont distinguées par la nature de leur excitation (bobinages, aimants permanents, etc.) et par leur rapport de saillance :

$\xi = \frac{L_q}{L_d}$ (figure 1.4)

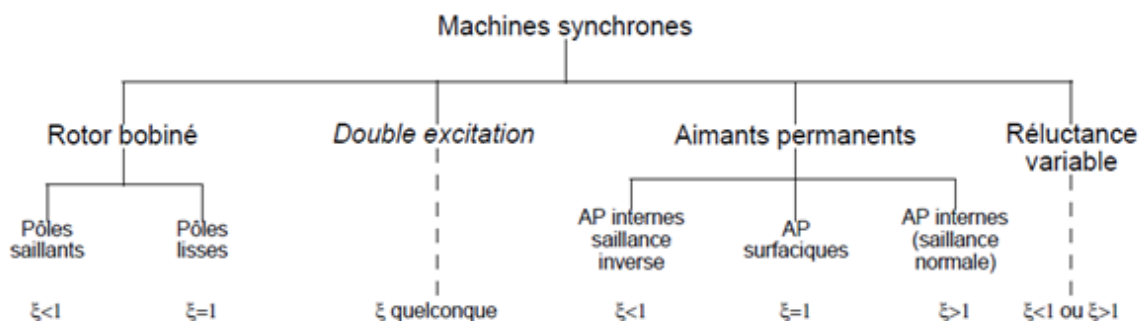


Figure 1.4 : classement des machines synchrones : (Amara et al. 2001).

1.3.1 Machines à rotor bobiné

Elles sont caractérisées par une excitation bobinée c'est-à-dire commandable et par un rapport de saillance égale à :

- l'unité pour les pôles lisses
- inférieur à l'unité pour les pôles saillants soit $L_q < L_d$ avec L_d et L_q sont les

inductances directes et quadratiques respectivement.

1.3.2 Machine à double excitation

Ces machines peuvent combiner les principes de tous les types de machines existantes. On peut ainsi trouver un très grand nombre de structures envisageables. Pour plus d'informations sur ces machines hybrides particulières, on peut se référer aux travaux du Laboratoire d'Electricité Signaux et Robotique (LESIR) de l'ENS de CACHAN et en particulier aux études Amara 01a et Amara 01b : (Amara et al. 2001) et (Xu et al. 1995)

1.3.3 Machine à aimant permanent

♣ Machines à aimants permanents internes à saillance inverse

Ces machines sont beaucoup plus récentes. On en trouve pour l'instant de trois sortes :

- Une machine atypique réalisée par Xu et ses collègues : (Chalmers et al. 1996).
- Les machines à barrières de flux quadrature : tirées des machines à aimants surfaciques ou internes à concentration de flux dont on réduit l'inductance quadrature en insérant des barrières de flux. Le rapport de saillance de ce type de machine descend difficilement en dessous de 0,4.
- Les machines à double rotor : elles combinent le plus souvent un rotor de MAPS et un rotor de MRV. Selon la longueur de chaque partie du rotor et l'angle entre les axes directs respectifs, presque toutes les configurations (saillance et flux d'aimants) peuvent être obtenues. L'étude de Chalmers : (Adnanes et Underland 1991) présente et étudie toutes les possibilités de ces machines en termes de défluxage. Ce type de machine peut tout aussi bien être calculé de manière à avoir une saillance normale ou inverse. Elle est plutôt placée dans la catégorie des machines à saillance inverse car les machines pouvant réaliser cette particularité sont plus rares.

♣ Machines à aimants permanents surfaciques

Leurs caractéristiques principales sont l'absence de saillance ($\xi = 1$) d'une part et de très faibles inductances d'autre part. Leurs principales applications concernent la robotique et les entraînements à dynamique très élevée. De nombreux auteurs s'en servent comme références par rapport aux machines à aimants internes et ont donc mené des études poussées :

(Friendrich & Kant 1998)

Le LEC et la société Valeo Systèmes Electriques ont réalisé un moteur de ce type pour véhicule électrique : (Jahns et al. 1986).

Typiquement, ces machines possèdent un flux normalisé compris entre 0,8 et 0,96

♣ Machines à aimants permanents internes

Sont incluses ici les machines à aimants permanents internes (MAPI) à saillance normale, c'est-à-dire pour $\xi < 1$. Les MAPI comprennent des structures très diverses. On trouve :

- Les machines à aimants insérés : basées au départ sur des structures à aimants surfaciques dont on aurait inséré les aimants dans le rotor.

-Les machines à aimants implantés radialement sont souvent appelées machines à concentration de flux.

- Les machines à aimantation radiale : ce sont les seules appelées Interior PermanentMagnet machine dans la littérature. Etant les plus anciennes et les plus classiques, de nombreux articles leur sont consacrées : Chédot (2001) pour les plus importants. Cette machine est beaucoup utilisée pour les applications liées à la traction électrique. La société Valeo Systèmes Electriques et le LEC ont développé une amélioration de ce type de machine pour une application alerno-démarreur : (Soong & Miller 1994)

1.3.4 Machines à réluctance variable

On peut trouver toutes sortes de machines à réluctance variable. D'ailleurs, Miller les considère comme des machines à aimants permanents internes dont le flux de l'aimant serait nul : (Miller et al 1989). Cela permet de mettre en commun toutes les structures de machines à aimants et toutes celles à réluctance variable. La plupart des auteurs traitant des machines à aimants internes sont des références pour les machines à réluctance variable. A l'instar de Miller et Lipo : (Boldea et al. 1992). Les dernières études, visant à augmenter le rapport de saillance, se sont tournées vers les machines à rotor laminé axialement. Néanmoins, les machines à double saillance (stator et rotor) classiques sont toujours d'actualité. En France, ce domaine fait partie des travaux de prédilection du LESIR qui a permis à la société Valeo Systèmes Electriques de réaliser un alerno-démarreur de ce type. Les machines à réluctance

variable se comportent d'autant mieux que leur rapport de saillance est élevé. Dans la littérature, BOLDEA a réussi à réaliser une machine dont le rapport de saillance atteint 20 (Boldea et al. 1992) mais la plupart des machines ont un rapport de saillance compris entre 5 et 14 ($5 < \xi < 14$).

1.4 Applications des machines synchrones

La machine synchrone comporte de nombreuses applications dans les domaines tels que les industries ; les usines ; l'automobile etc. Etant donné qu'elle possède deux modes de fonctionnement à savoir fonctionnement en moteur et fonctionnement en générateur ; nous allons donner les applications pour chaque mode de fonctionnement.

1.4.1 Applications des générateurs

On les trouve dans les barrages sur les fleuves ou les lacs. Au Cameroun par exemple, dans les barrages tels que : le barrage hydroélectrique de Lom Pangar, de Men mvele etc.

Comme autre exemple, la quasi-totalité de l'énergie produite au Canada est issue des alternateurs de type synchrone : Divoux (1995). Ces alternateurs de très forte puissance (jusqu'à 1500 MVA) diffèrent des machines synchrones classiques essentiellement par :

- La géométrie: l'augmentation de la puissance des alternateurs entraîne l'agrandissement de sa taille. Dépendamment de l'utilisation l'augmentation de la taille peut concerner soit la longueur ou la périphérie de la machine.
- Les systèmes de refroidissement ainsi que les systèmes d'excitation sont eux aussi impressionnants pour les gros alternateurs



Figure 1.5 : Machine synchrone 100 mW : Divoux (1995)

Les groupes turbine-alternateurs sont implantés dans le barrage qui barre complètement le cours du fleuve.

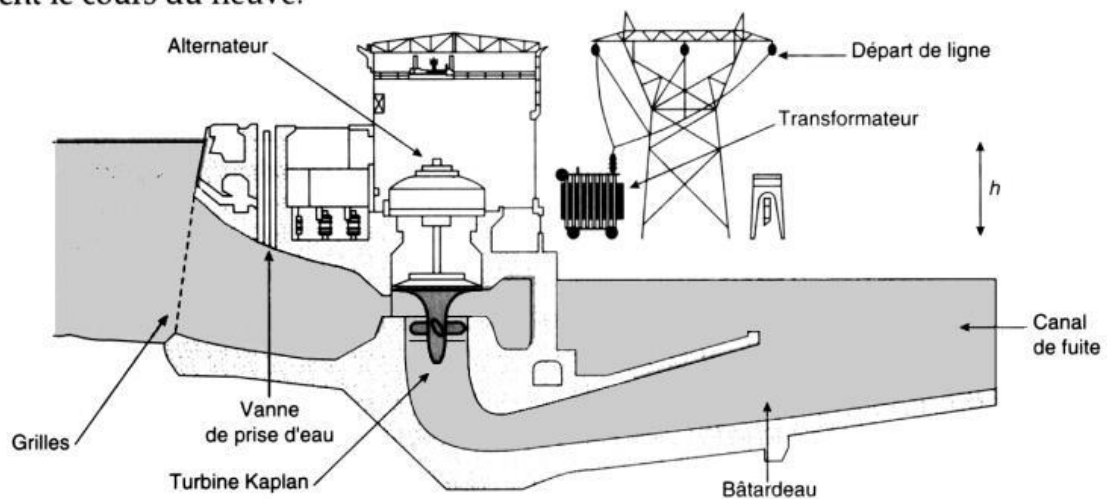


Figure 1.6 : disposition d'une centrale de basse chute (au fil de l'eau) : Divoux (1995)

1.4.2- applications des moteurs synchrones

- Ils sont utilisés en forte puissance 1 à 10 mégawatt MW : compresseur de pompe, concasseur) ; toutefois pour faire varier la vitesse, il faut faire varier la fréquence des courants statoriques. Il a donc fallu attendre le développement de l'électronique de puissance pour commander des moteurs auto-synchrones ou synchrones autopilotés (T.G.V. Atlantique - 1981).

- Dans le domaine des faibles puissances, les rotors sont à aimants permanents.

L'intérêt de ces moteurs réside dans la régularité de la vitesse de rotation (tourne-disque, appareil enregistreur, programmeur, servomoteur).

- Le moteur synchrone peut également être utilisé comme source de puissance réactive Q pour relever le facteur de puissance $\cos \varphi$ d'une installation électrique

1.5 Avantages et inconvénients de la machine synchrone

Bien que la machine possède de nombreuses applications, il est cependant à noter qu'elle comporte un certain nombre d'avantages et d'inconvénients par rapport à d'autres types de machines.

1.5.1 Avantages

- La machine synchrone est plus facile à réaliser et plus robuste que le moteur à courant continu. Son rendement est proche de 99%.
- On peut régler son facteur de puissance $\cos \varphi$ en modifiant le courant d'excitation I_e
- Puissance massique et volumique importante.
- Capacité à fonctionner à très haute vitesse

1.5.2 Inconvénients

- Un moteur auxiliaire de démarrage est souvent nécessaire. Il faut une excitation, c'est-à-dire une deuxième source d'énergie.
- Si le couple résistant dépasse une certaine limite, le moteur décroche et s'arrête.
- Risque de désaimantation

1.6 Modélisation et mise en équation de la machine synchrone

1.6.1 Modélisation de la machine synchrone

Pour pouvoir étudier le fonctionnement d'une machine synchrone en régime sinusoïdal, toutes les pertes, ainsi que les phénomènes de saturation seront négligés. Ce qui

donne pour une phase le schéma équivalent suivant : (figure1.7)

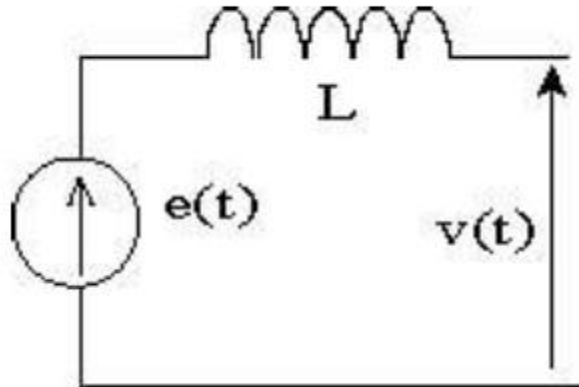


Figure 1.7 : Circuit équivalent machine synchrone

Où :

L est l'inductance cyclique de la machine ;

$e(t)$ est la f.é.m. créée par le champ magnétique rotorique dans une phase de la machine ;

$v(t)$ la tension d'excitation

Il est alors possible de tracer le diagramme de Fresnel correspondant à l'équation des tensions d'une phase de la machine. Un tel diagramme porte le nom de de Behn-Eschenbourg : (Figure 1.8)

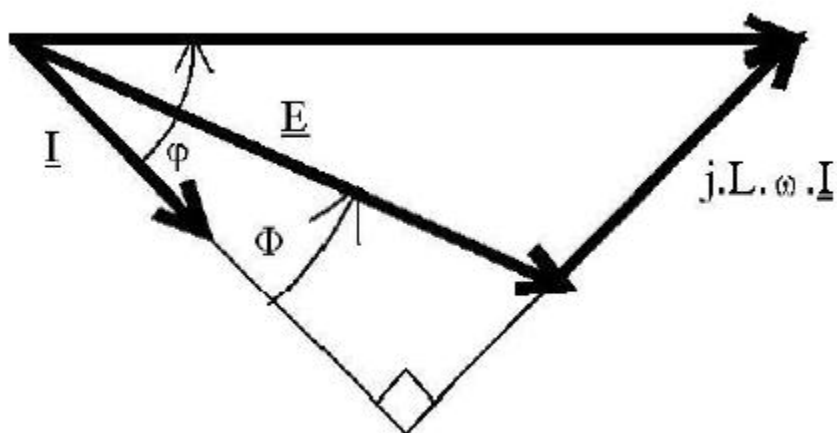


Figure 1.8 : Diagramme de Behn-Eschenbourg : (Oubidar & Bendaoud 2010)

A partir de ce diagramme de Beh-Eschenbourg, nous pouvons écrire :

$$V = E + jL\omega I \quad (1)$$

E : La valeur efficace de $e(t)$;

φ : Le déphasage entre V et I ;

Φ : Le déphasage entre E et I ;

ω_s : La vitesse du champ tournant ;

La machine synchrone triphasée comprend un stator et un rotor portant tous deux des enroulements. L'enroulement statorique comporte 3 axes de phases (a , b et c) identiques décalées entre elles dans l'espace d'un angle électrique égal à $\frac{2\pi}{3}$. La figure 1.19 ci-dessous illustre un alternateur à pôles saillants dans lequel les trois axes de phase (a , b et c) sont représentés.

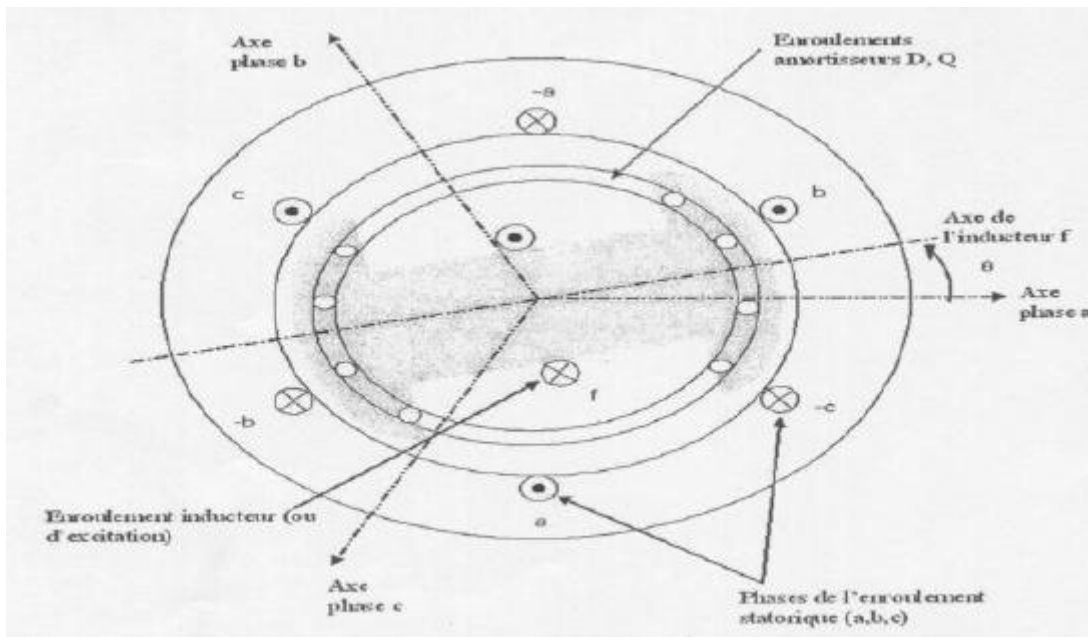


Figure 1.9 Alternateur bipolaire à pôles saillant : (Oubidar & Bendaoud 2010)

1.6.2 Mise en équation de la machine synchrone

a. Equations des tensions sous forme matricielle

➤ Pour les enroulements du stator, on a :

$$[V_s] = -[R_s][i_s] + \frac{d}{dt}[\Psi_s] \quad (2)$$

$$\text{Où } [R_s] = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix}$$

R_a , R_b et R_c sont les résistances des enroulements des axes de phase a, b et c respectivement.

Ψ_s est le flux des enroulements du stator

➤ Pour les enroulements du rotor, on a :

$$[V_R] = -[R_R][i_R] + \frac{d}{dt}[\Psi_R] \quad (3)$$

où :

$$[R_R] = \begin{bmatrix} R_f & 0 & 0 \\ 0 & R_D & 0 \\ 0 & 0 & R_Q \end{bmatrix}$$

R_f est la résistance de l'axe inducteur f ;

R_D et R_Q sont les résistances des enroulements amortisseurs.

b. Equations des flux magnétique sous forme matricielle

Les flux sont liés aux courants par les relations suivantes :

$$\begin{bmatrix} \Psi_A \\ \Psi_B \\ \Psi_C \\ \dots \\ \Psi_f \\ \Psi_D \\ \Psi_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{AA} & L_{AB} & L_{AC} & \vdots & L_{Af} & L_{AD} & L_{AQ} \\ L_{BA} & L_{BB} & L_{BC} & \vdots & L_{Bf} & L_{BD} & L_{BQ} \\ L_{CA} & L_{CB} & L_{CC} & \vdots & L_{Cf} & L_{CD} & L_{CQ} \\ \dots & \dots & \dots & . & \dots & \dots & \dots \\ L_{fA} & L_{fB} & L_{fC} & \vdots & L_{ff} & L_{fD} & L_{fQ} \\ L_{DA} & L_{DB} & L_{DC} & \vdots & L_{Df} & L_{DD} & L_{DQ} \\ L_{QA} & L_{QB} & L_{QC} & \vdots & L_{Qf} & L_{QD} & L_{QQ} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \\ \dots \\ i_f \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix} \quad (4)$$

Où L_{ij} ($i = A, B, C, f, D, Q; j = A, B, C, f, D, Q$) est une self inductance si $i = j$ ou une inductance mutuelle entre i et j autrement.

1.6.3 Transformation de Park

La transformation de Park proposée initialement en 1929 : (Eremia & Bulac 2013), consiste à remplacer les trois enroulements du stator a, b, c par trois enroulements rotorique fictives appelées d, q, 0 (système de coordonnée rotorique). (Voir figure 2.5) :

- Les enroulements disposés sur les axes-d et q rotent ensemble avec le rotor et dans ce cas aucun couple mutuel n'existe entre eux.
- L'axe-0 est indépendant de l'axe-d et de l'axe-q

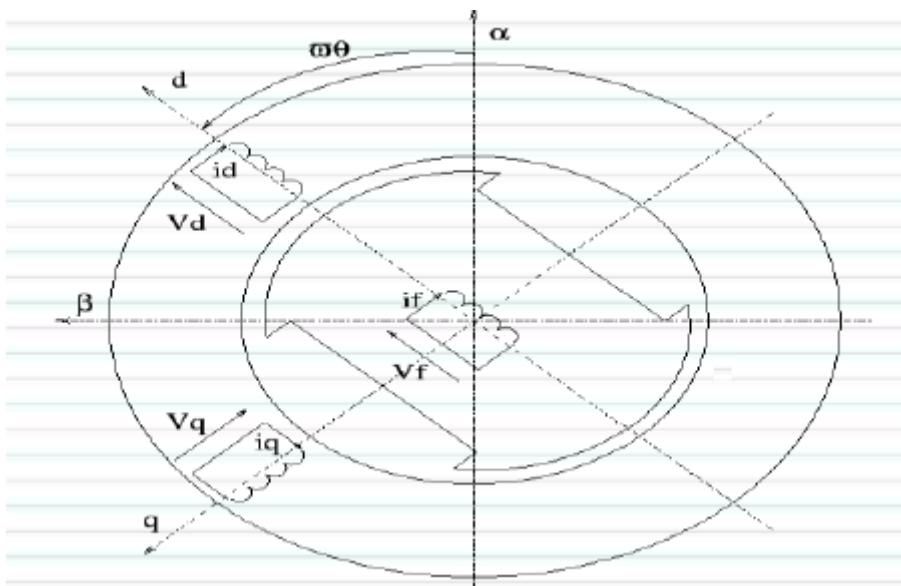


Figure 1.10 Machine synchrone dans le repère de Park : (Eremia & Bulac 2013),

❖ Les équations de Park pour le générateur synchrone

a- Equations des tensions du stator dans le modèle dq0

En appliquant la transformation de Park à l'équation matricielle des tensions du stator

précédente, on retrouve les équations des tensions du stator dans le modèle dq0 :

$$\begin{cases} V_d = -RI_d - \Psi_q \frac{d\theta}{dt} + \frac{d\Psi_d}{dt} \\ V_q = -RI_q - \Psi_d \frac{d\theta}{dt} + \frac{d\Psi_q}{dt} \\ V_o = -RI_o + \frac{d\Psi_o}{dt} \end{cases} \quad (5)$$

où :

V_d et V_q sont les tensions induit sur les axe-d et q respectivement ;

I_d et I_q sont les courants sur les axes-d et q respectivement ;

Ψ_d , Ψ_q et Ψ_o sont les flux des liaisons des enroulements sur les axes d, q et 0 ;

$\frac{d\theta}{dt} = \omega$ est la vitesse angulaire du rotor.

b- Equations de tensions du rotor dans le modèle dq0

Les équations de tensions du circuit rotorique demeure inchangées par la transformation de Park. Elles sont données par :

$$\begin{cases} V_f = R_f i_f + \frac{d\Psi_f}{dt} \\ 0 = R_D i_D + \frac{d\Psi_D}{dt} \\ 0 = R_Q i_Q + \frac{d\Psi_Q}{dt} \end{cases} \quad (6)$$

Conclusion

Il était question dans ce chapitre de faire une présentation sommaire de la machine synchrone. Au terme de celui-ci, nous avons ressorti les principaux constituants de la machine synchrone. Nous avons également montré qu'en dépit de ses différentes applications, elle présente un certain nombre d'avantages et des inconvénients. Dans la suite, nous allons présenter les notions liées aux systèmes dynamiques à fin de mieux étudier le fonctionnement de la machine synchrone.

CHAPITRE 2 : METHODES D'ETUDE ET APPROCHE ELECTRONIQUE DES SYSTEMES DYNAMIQUES

Introduction

Ce chapitre présente sommairement les notions liées aux systèmes dynamiques, notion de linéarité et de non linéarité, de stabilité et enfin les outils et méthodes d'approche électronique. Il sera également adopté un certain nombre d'approches mathématique pouvant être utilisé pour quantifier les variations dans les courants et le couple moteur mais faiblement plus détaché et restreinte de la physique. Pour produire ce modèle mathématique, le générateur devra être représenté par un nombre de circuits électriques ; chaque circuit avec son inductance, sa résistance et le couplage d'inductance mutuelle entre les circuits. En faisant une hypothèse judicieuse et avec un regard sur le changement du déterminant ayant lieu dans le générateur, ce modèle pourra être simplifié pour produire une série de modèles de générateurs pouvant être utilisé dans une situation particulière.

2.1 But et principe de la modélisation des systèmes de puissance

Dans notre contexte modéliser c'est convertir un problème concret, issu du monde réel, en un problème de nature mathématique, physique ou plus spécifiquement électronique. Un modèle mathématique est un ensemble d'équations mathématiques qui mettent en relation :

- * Un ensemble de **variables** qui sont les états du système étudié.
- * Un ensemble de **paramètres** qui sont des constantes spécifiques liées au système
- * En fin un ensemble de **contraintes** qui représente un domaine dans lequel les résultats sont supposés être trouvés. Face à ces grandeurs caractéristiques il devient donc possible, d'analyser l'évolution des paramètres du processus étudié. Le modèle ne remplacera pas le système réel mais, il sera vu comme un outil de substitution permettant de mieux appréhender une partie des phénomènes mis en jeu pendant la dynamique du système. Les systèmes intervenant dans notre étude seront à modèles déterministes. Son principe de modélisation commence par la description du problème à étudier, suivit de sa mise en équation

différentielle sous différentes hypothèses. Son étude est réalisée par des techniques mathématiques et des méthodes numériques de simulation à fin de parvenir à une interprétation du comportement du système par rapport aux paramètres identifiés et estimés

2.2 Description des systèmes dynamiques

Ces systèmes dynamiques sont en général représentés par des systèmes d'équations différentiels, discrets ou à dérivées partielles. Ces systèmes sont en général non linéaires. Leurs études imposent la maîtrise des outils mathématiques relevant de l'analyse des systèmes d'équations différentiels non linéaires. Parmi les résultats classiques déjà démontrés, les notions suivantes sont essentielles Strogatz (1994).

2.2.1 Définition d'un système dynamique

En mathématique, en physique théorique et en ingénierie un **système dynamique** est un système classique qui évolue au cours du temps de façon à la fois :

- **causale**, c'est-à-dire que son avenir ne dépend que de phénomènes du passé ou du présent ;
- **déterministe**, c'est-à-dire qu'à une condition initiale donnée à l'instant présent, va correspondre à chaque instant ultérieur un et un seul état futur possible.

On exclut donc ici conventionnellement les systèmes **bruités** intrinsèquement **stochastiques**, qui relèvent de la **théorie des probabilités**. L'évolution déterministe du système dynamique peut alors se modéliser de deux façons distinctes :

- une évolution **continue** dans le temps, représentée par une équation différentielle ordinaire. C'est a priori la plus naturelle physiquement, puisque le paramètre temps nous semble continu.
- une évolution **discontinue** dans le temps. Ce second cas est souvent le plus simple à décrire mathématiquement, même s'il peut sembler a priori moins réaliste physiquement. Cependant, l'étude théorique de ses modèles discrets est fondamentale, car elle permet de mettre en évidence des résultats importants, qui se généralisent souvent aux évolutions dynamiques continues : Strogatz (1994), Delignieres (2010).

2.2.2 Système dynamique différentiel

Depuis les travaux d'**Isaac Newton** (1687) l'idée que l'évolution temporelle d'un système physique quelconque est bien modélisée par une équation différentielle (ou ses généralisations à la théorie des champs, les équations aux dérivées partielles) est admise. Cette modélisation différentielle s'est depuis étendue avec succès à d'autres disciplines comme **la biologie, la chimie, l'économie...** Strogatz (1994).

On considère typiquement un système différentiel du premier ordre du type :

$$\begin{cases} \dot{X} = F(X, \alpha, t) \\ X(0) = \bar{X} \end{cases} \quad (2.1)$$

Où :

X est un vecteur de variables de dimension n ;

F est un vecteur de fonctions scalaires des **variables** X de dimension n aussi ;

α est un vecteur de paramètres de dimension p ;

t est la variable libre du problème ; t est souvent le temps, mais cela n'a rien d'obligatoire.

\bar{X} est le vecteur des conditions initiales (valeur de X à $t = 0$).

Suivre la dynamique du système correspond alors à observer l'évolution du vecteur X dans un espace vectoriel ε appelé espace des phases. L'application qui fait passer un vecteur de ε à un autre au cours du temps est appelé flot : Fotsin (2007).

2.2.3 Systèmes dynamiques linéaires et non linéaires

❖ *Systèmes dynamiques linéaires*

Un système est dit linéaire lorsque le flot dynamique qui le caractérise est une application linéaire. Les systèmes mécanique, électrique, thermiques... sont parfois dits réguliers car ils sont régis par des équations matricielles

$$a \frac{d^2 x(t)}{dt^2} + b \frac{dx(t)}{dt} + cx = 0 \quad (2.2)$$

$$a \frac{d^2 x(t)}{dt^2} + b \frac{dx(t)}{dt} + cx = f(t) \quad (2.3)$$

Avec : $x^T = (x_1, \dots, x_n)$; $f(t)^T = (f_1(t), \dots, f_n(t))$;

a, b, c : matrice (n, n) constantes.

❖ *Systèmes dynamiques non linéaires*

La non-linéarité renvoie d'une manière générale à une rupture de la proportionnalité des causes et des conséquences : Delignieres (2010) c'est dire qu'un système est non linéaire dès que les équations qui le gouvernent ne sont plus des fonctions linéaires de $x(t)$. Rappelons que les systèmes non linéaires sont en général représentés par une **EDO** de la forme

$$\left[a \left(\frac{d^2 x(t)}{dt^2} \right) \right]^l + \left[b \left(\frac{d^2 x(t)}{dt^2} \right) \right]^l + cx^n = f(t) \quad (2.4)$$

Où a , b , c , et d ne sont pas forcément des constantes et $f(t)$ est une excitation extérieure. En général, la résolution de cette équation est très difficile et parfois impossible ; l'on a donc recours à de techniques numériques, des méthodes de la perturbation, des méthodes variationnelles, des méthodes mathématiques comme celle de Lindstedt-Poincaré, de la moyenne, de la balance des harmoniques, des échelles de temps multiples : Nana (2010). Il revient souvent à faire une analyse qualitative des trajectoires dans l'espace de phases. Pour cela on détermine les points les points fixes et on procède à une linéarisation de l'équation différentielle autour de chacun d'eux (cas d'une non linéarité cubique) pour un problème général d'un système à deux degré de liberté mais seulement cette méthode ne nous permet pas de déterminer les dynamiques de parcours de ces trajectoires.

2.2.4 Stabilité d'un système linéaire régulier libre

D'une façon générale considérons un système dynamique dans \mathbb{R}^2 décrits par l'équation :

$$\frac{dx(t)}{dt} = Ax(t) \quad (2.5)$$

Où $x \in \mathbb{R}^2$ et A est une matrice à coefficients constants.

Nous supposons ici que la matrice A est **régulière** et que \mathbf{O} est le **seul point d'équilibre** [22]

- i) A possède deux valeurs propres λ_1 et λ_2 réelles : alors \mathbf{O} sera un **nœud stable (attractif)** si $\lambda_2 < \lambda_1 < 0$; ou un **nœud instable (répulsif)** si $\lambda_1 < \lambda_2 < 0$ ou alors un **col (point selle)** pour $\lambda_1 < 0 < \lambda_2$
- ii) A possède deux valeurs propres complexes dont la partie réelle commune aux deux valeurs propres est noté α ; alors \mathbf{O} sera un **centre** si $\alpha = 0$; ou un **foyer attractif (point focal stable)** si $\alpha < 0$; ou alors un **foyer répulsif (point focal instable)** pour $0 > \alpha$
- iii) A admet une valeur propre double β (forcement réelle) : alors \mathbf{O} sera un **puits (nœud stable)** si $\beta < 0$ et β non oscillatoire ; ou une **source** si $\beta > 0$ et β non oscillatoire ; ou \mathbf{O} est un **nœud impropre stable (attractif)** si $\beta < 0$ et β oscillatoire ; enfin \mathbf{O} est **nœud impropre instable (répulsif)** si $\beta > 0$ et β oscillatoire

2.2.5 Stabilité d'un système non linéaire

La stabilité d'un système dynamique d'équations différentielles non linéaires s'étudie autour des points fixes. Si un point fixe est stable, alors le système dynamique est stable autour de ce point.

❖ Recherche des points fixes

D'une façon générale si nous considérons un système dynamique autonome à temps continu d'écrit ainsi qu'il suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dx_1}{dt} = F_1(x_1, x_2, \dots, x_n, C_1) \\ \frac{dx_2}{dt} = F_2(x_1, x_2, \dots, x_n, C_2) \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \frac{dx_n}{dt} = F_n(x_1, x_2, \dots, x_n, C_n) \end{array} \right. \quad (2.6)$$

On appelle **points d'équilibre** ou encore **points fixes** : l'ensemble des points (x_1, x_2, \dots, x_n) pour lesquels le système n'évolue plus dans le temps.

En d'autres termes, les solutions sont stationnaires. Cet état est déterminé en supposant que toutes les dérivées temporelles sont nulles. C'est-à-dire $\frac{dx_1}{dt} = \frac{dx_2}{dt} = \dots = \frac{dx_n}{dt} = 0$: Noubissie

(2012)

❖ *Stabilité des points fixes et théorèmes associés*

Les systèmes non linéaires présentent des comportements périodiques ; pseudo périodiques où chaotique que l'on peut chercher à estimer. La méthode de linéarisation permet d'approximer une périodicité de l'évolution de la trajectoire. Le principe de cette méthode repose comme son nom l'indique sur la linéarisation du système non linéaire décrit autour du point d'équilibre. Pour cela, on décompose le système selon la formule de Taylor autour de chaque point d'équilibre.

Soit : $\vec{X}_e(x_{1e}, x_{2e}, \dots, x_{ne})$ le point d'équilibre obtenu après résolution du système

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{x}_1 = 0 \\ \dot{x}_2 = 0 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \dot{x}_n = 0 \end{array} \right.$$

Le point d'équilibre autour duquel la perturbation est considérée, prendra une nouvelle expression, s'écrivant sous la forme :

$$\vec{X}(t) = \vec{X}_e + \vec{u} \quad (2.7)$$

En substituant (2.7) dans le système (2.6) et en procédant au développement limité nous obtenons :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{u}_1 = F_1(\vec{X}_e) + \frac{\partial F_1}{\partial x_1} \Big|_{x_1=x_{1e}} u_1 + \frac{\partial F_1}{\partial x_2} \Big|_{x_2=x_{2e}} u_2 + \dots + u_n + \frac{\partial F_1}{\partial x_n} \Big|_{x_n=x_{ne}} \\ \dot{u}_2 = F_2(\vec{X}_e) + \frac{\partial F_2}{\partial x_1} \Big|_{x_1=x_{1e}} u_1 + \frac{\partial F_2}{\partial x_2} \Big|_{x_2=x_{2e}} u_2 + \dots + u_n + \frac{\partial F_2}{\partial x_n} \Big|_{x_n=x_{ne}} \\ \vdots \\ \dot{u}_n = F_n(\vec{X}_e) + \frac{\partial F_n}{\partial x_1} \Big|_{x_1=x_{1e}} u_1 + \frac{\partial F_n}{\partial x_2} \Big|_{x_2=x_{2e}} u_2 + \dots + u_n + \frac{\partial F_n}{\partial x_n} \Big|_{x_n=x_{ne}} \end{array} \right. \quad (2.8)$$

(2.6) s'écrit alors :

$$\dot{\vec{u}} = \vec{A}(\vec{X}_e) + A\vec{u} \quad (2.9)$$

Sachant que $\vec{F}(\vec{X}_e) = \vec{0}$, il vient que :

$$\dot{\vec{u}} = A\vec{u} \quad (2.10)$$

La forme matricielle de la matrice jacobienne A calculée au point d'équilibre $\vec{X} = \vec{X}_e$ s'écrit alors :

$$A = \left[\begin{array}{cccc} \frac{\partial F_1}{\partial x_1} & \frac{\partial F_1}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial F_1}{\partial x_n} \\ \frac{\partial F_2}{\partial x_1} & \frac{\partial F_2}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial F_2}{\partial x_n} \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ \frac{\partial F_n}{\partial x_1} & \frac{\partial F_n}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial F_n}{\partial x_n} \end{array} \right]_{\vec{X}=\vec{X}_e} \quad (2.11)$$

\vec{u} est la nouvelle variable locale qui va permettre de décrire la dynamique du système au voisinage du point d'équilibre. La stabilité du nouveau système linéaire obtenue est étudiée en recherchant les valeurs propres de la matrice A : Noubissie (2012). Les théorèmes mathématiques associés sont les suivantes :

Théorème 2.1. a) \vec{X}_e est un point d'équilibre stable si toutes les valeurs propres de la matrice A sont à partie réelle strictement négative.

b) \vec{X}_e est un point d'équilibre instable si au moins une des valeurs propre de la matrice A est à partie réelle strictement positive.

Théorème 2.2. (Routh-Hurwitz)[24]

Le polynôme caractéristique $P(\lambda)$ associé à la matrice A est défini par :

$$P(\lambda) = \det(A - \lambda I) \text{ avec } I \text{ est la matrice unitaire.}$$

L'équation caractéristique de la matrice A est donnée par :

$$a_n \lambda^n + a_{n-1} \lambda^{n-1} + a_{n-2} \lambda^{n-2} + a_2 \lambda^2 + a_1 \lambda^1 + a_0 = 0$$

Où les a_i sont les solutions de l'équation (2.12) représentant les valeurs propres de la matrice analytique.

Le théorème de stabilité de Routh-Hurwitz se base d'une part sur le signe de a_i , $i \in [1, n] \cap \mathbb{N}$ et, d'autre part, sur le signe d'un certain nombre de déterminants. Pour qu'un point d'équilibre décrivant l'équation (2.6) soit stable, il faut que les deux critères suivants soient vérifiés :

- Tous les a_i , $i \in [1, n] \cap \mathbb{N}$ doivent être de même signe et non nuls.
- Tous les a_i , $i \in [1, n] \cap \mathbb{N}$, sont positifs, il faut calculer les éléments du tableau de Routh-Hurwitz. La condition nécessaire et suffisante de stabilité selon Routh-Hurwitz est que tous les coefficients de la première colonne du tableau soient de même signe

2.3 Analogie électronique des systèmes dynamiques de puissance

L'intégration des systèmes d'équations différentielles peut être effectuée en utilisant des opérateurs électroniques simples tels que : l'additionneur, le soustracteur, le multiplieur, le formateur, l'intégrateur, le dérivateur,... Ces opérateurs sont représentés par des symboles

dans plusieurs logiciels parmi lesquels MATLAB Simulink dont nous allons nous en servir et dans d'autres logiciels électroniques ces opérateurs sont obtenus après assemblage des composants tel que les résistors, les condensateurs, les amplificateurs opérationnels,... parmi lesquels PSPICE dont nous allons également nous en servir dans la suite. Ces opérateurs sont assemblés en blocs pour constituer entièrement la dynamique d'un système sous forme de bloc électronique.

2.3.1 Analogie électronique dans MATLAB Simulink.

a) La Constante.

Elle sera utilisée pour représenter les constantes (lamda par exemple) dans une équation. Son symbole est le suivant :

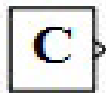


Figure 2.1 : Symbole d'une constante dans Simulink.

b) Le Gain.

Il sera utilisé pour représenter une constante (beta par exemple) multipliant un variable dans une équation. Son symbole est le suivant :



Figure 2.2 : Symbole du Gain dans Simulink

c) Le Produit.

Il sera utilisé pour multiplier deux variables. Son symbole est le suivant :

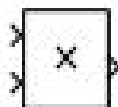


Figure 2.3 : Symbole du Produit.

d) Le Sommateur.

Il sera utilisé pour additionner plusieurs expressions. Son symbole est le suivant :

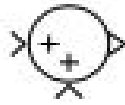


Figure 2.4 : Symbole du Sommateur.

e) L'intégrateur.

Il sera utilisé pour intégrer une variable. Son symbole est le suivant :

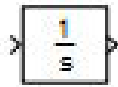


Figure 2.5 : Symbole d'un intégrateur.

f) L'oscilloscope

Il sera utilisé pour visualiser la courbe d'évolution temporelle d'une variable d'un système physique donné. Son symbole est le suivant :



Figure 2.6 : Symbole d'un oscilloscope

2.3.2 Principe de conversion des systèmes dynamiques en système électronique

Considérons l'équation suivante qui sera bien explicitée au chapitre trois :

$$\dot{X} = a - bU - cW. \quad (*)$$

Où : X, U et W sont des variables temporelles ;

a, b et c sont des constantes mais, dans Matlab Simulink, a est une constante tandis que b et c sont des gains. Cette équation peut être représentée via un circuit électronique grâce à un

câblage bien approprié.

2.3.3 Principe de câblage

Pour faire un câblage dans Simulink, nous devons d'abord avoir la forme de l'équation et une fois ceci faite, nous devons identifier les variables, les constantes et les gains. Pour notre équation (*) par exemple, les grandeurs X , U et W sont des variables temporelles ; les grandeurs a et b étant liées aux vecteurs d'état U et W représentent des gains ; la grandeur a qui n'est liée à aucun vecteur d'état représente une constante.

De ce fait, après sommation des différents termes de notre équation, on obtient le vecteur \dot{X} , et après intégration on obtient le vecteur X

2.3.4 Exemple de câblage

De par le principe de câblage décrit ci-dessus, nous nous proposons d'effectuer le câblage de l'équation (*) dans le logiciel Matlab Simulink. Il est illustré par la figure 2.7 suivante :

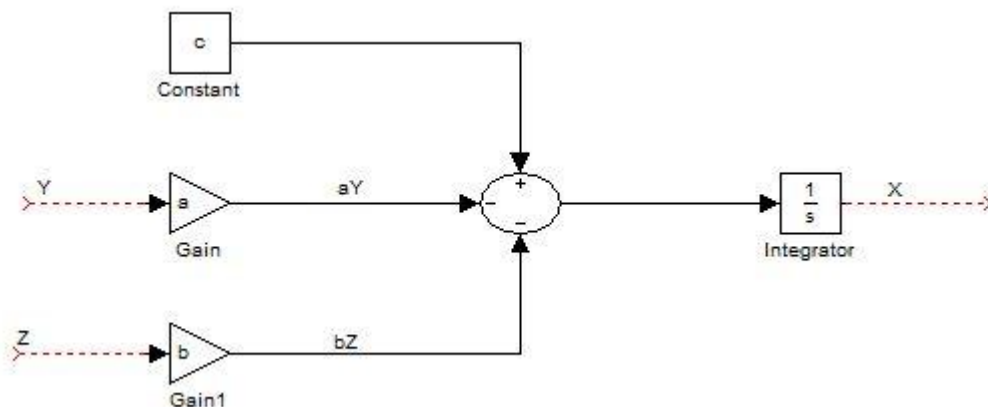


Figure 2.7 Block Simulink de l'équation différentielle (*)

2.4 Opérateur et symbole équivalent sur ORCAD PSPICE.

L'implémentation en électronique nécessite la connaissance d'un certains nombres de composants (les résistors, les condensateurs ...) et les amplificateurs opérationnels.

2.4.1 Cas des composants

- **Le résistor.**

Un résistor est un composant passif qui régule le passage d'une certaine quantité de charges électriques dans un système conducteur. On le représente par l'un ou l'autre des symboles suivants :



Figure 2.8 : Symboles d'un résistor.

- **Le condensateur**

Un condensateur est un composant de filtrage dans les systèmes électronique qui intervient pour donner au système un certaine réponse en fonction du temps. La grandeur caractéristique d'un condensateur est la capacité noté C exprimée en farad (F). Son symbole normalisé est :



Figure 2.9 : Symbole d'un condensateur.

- **La source de tension continue**

Elle est utilisée dans le logiciel PSpice pour remplacer les différentes constantes du système. Dans le dit logiciel, elle est représentée par le symbole suivant :

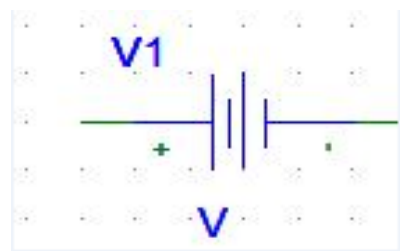


Figure 2.10 : symbole d'une source de tension

- **L'amplificateur opérationnel.**

Un amplificateur opérationnel (A.O), est un dispositif électronique permettant d'obtenir à partir des tensions d'entrées, une tension de sortie spécifique. Le symbole normalisé de l'amplificateur opérationnel qu'on utilise dans ce logiciel est illustré sur la figure suivante:

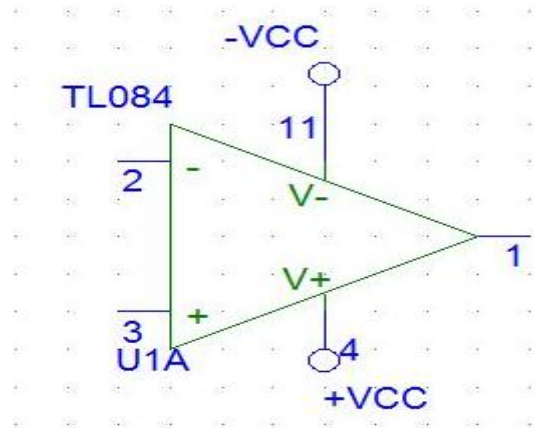


Figure 2.11 : Symbole de l'amplificateur opérationnel.

L'amplificateur opérationnel requiert une alimentation symétrique pour fonctionner ($-V_{cc}$; $+V_{cc}$)

Montage de quelques circuits électroniques avec l'amplificateur opérationnel

- **Circuit amplificateur**

C'est un système électronique délivrant une tension de sortie plus grande que celle de l'entrée

On le représente par la figure suivante :

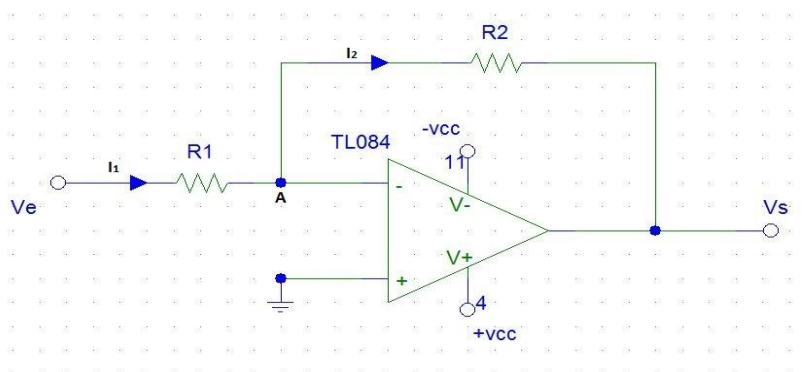


Figure 2.12 : Schéma du montage amplificateur

Le courant ne pouvant passer dans l'entrée inverseuse de l'amplificateur, on a d'après la loi

des nœuds au point A $i_1 = i_2$ et en utilisant la loi d'Ohm $i = \frac{V}{R}$, on a :

$$\frac{V_e}{R_1} = -\frac{V_s}{R_2} \Rightarrow V_s = -\frac{R_2}{R_1} V_e \quad (2.12)$$

Avec $R_1 \neq R_2$

- **Circuit amplificateur inverseur.**

C'est un système électronique qui offre une sortie se comportant comme l'inverse de l'entrée avec une amplitude proportionnelle.

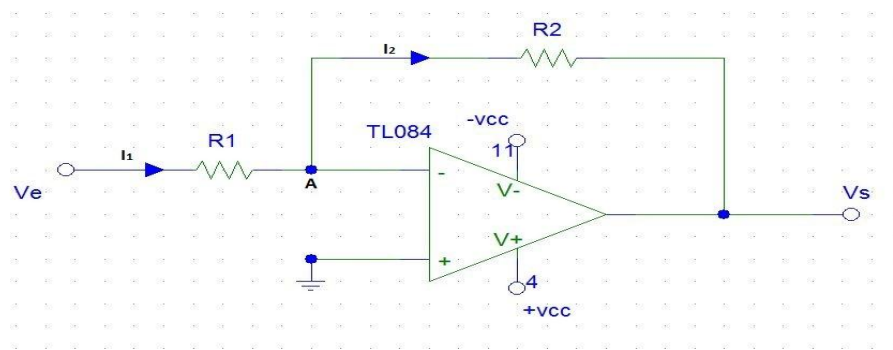


Figure 2.13 : Schéma du montage amplificateur inverseur

Le courant ne pouvant passer dans l'entrée inverseuse de l'amplificateur, on a d'après la loi des nœuds au point A $i_1 = i_2$ et en utilisant la loi d'Ohm $i = \frac{V}{R}$ on a :

$$\frac{V_e}{R_1} = -\frac{V_s}{R_2} \Rightarrow V_s = -\frac{R_2}{R_1} V_e .$$

Dans un montage inverseur, nous avons : $R_1=R_2$;

de ce fait, la relation précédente devient :

$$V_s = - V_e . \quad (2.13)$$

- **Circuit intégrateur.**

C'est un système électronique assimilable à l'équivalent d'un système dynamique linéaire à coefficient constant présenté au paragraphe (2.4). Sa représentation est donnée à la figure (2.6) :

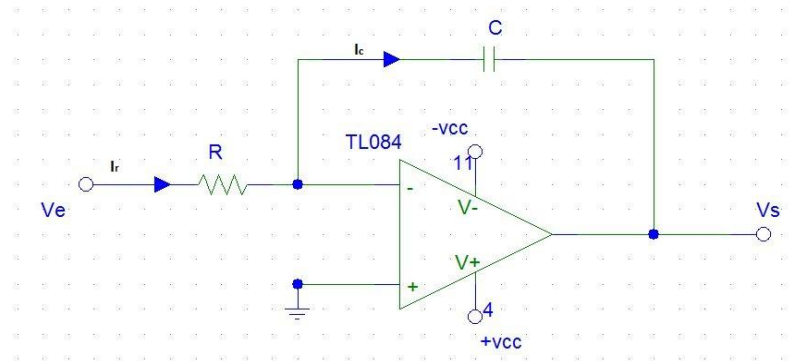


Figure 2.14: Schéma du Montage intégrateur.

En appliquant les lois de Kirchoff, on a :

$$\begin{aligned}
 i_r = i_c &\Rightarrow \frac{V_e}{R} = C \frac{dU_c}{dt} = -C \frac{dV_s}{dt} \\
 &\Rightarrow \frac{dV_s}{dt} = -\frac{V_e}{RC} \\
 &\Rightarrow V_s = -\frac{1}{RC} \int V_e dt
 \end{aligned}
 \tag{2.14}$$

- **Circuit sommateur**

C'est un système électronique à plusieurs tensions d'entrées, délivrant une tension de sortie fonction de la somme des intensités de courant provenant de chacune des branches des circuits d'entrées

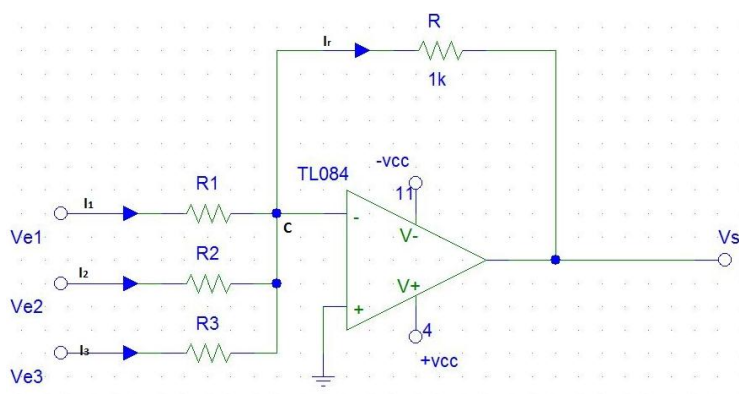


Figure 2.15 : Montage sommateur a trois entrées

D'après la loi des nœuds, au nœud C on a : $i_r = i_1 + i_2 + i_3$

En utilisant la loi d'ohm $i = \frac{V}{R}$, on a : $-\frac{V_s}{R} = \left(\frac{V_{e1}}{R_1} + \frac{V_{e2}}{R_2} + \frac{V_{e3}}{R_3} \right)$

$$\Rightarrow V_s = -R \left(\frac{V_{e1}}{R_1} + \frac{V_{e2}}{R_2} + \frac{V_{e3}}{R_3} \right)$$

Avec : $R = R_1 = R_2 = R_3$

La relation précédente devient :

$$V_s = - (V_{e1} + V_{e2} + V_{e3}) \quad (2.15)$$

2.4.2 Principe de câblage

Pour effectuer un câblage dans ORCAD PSPICE, nous devons d'abord observer l'évolution temporelle des grandeurs du système faite avec l'analyse numérique (par exemple avec Matlab) pour s'assurer qu'elles évoluent entre (-12 et 12) dans le cas où les AOP sont polarisés entre (-12V et +12V) ou alors entre (-15 et +15) dans le cas où les AOP sont polarisés entre (-15V et +15V).

Dans le cas où l'évolution de ces grandeurs n'est pas comprise dans l'une de ces plages, on procède à un adimensionnement de chaque grandeur pour avoir des nouvelles valeurs comprises entre les bornes de polarisation de l'AOP.

2.4.3 Exemple de câblage

Reprenons l'équation précédente décrivant la variation angulaire du rotor défini par :

$$\dot{X} = a - bU - cW \quad (*)$$

Dans ce cas, b et c sont des constantes tandis que a est une source de tension continu. Après avoir respecté le principe de câblage défini ci-dessus, le montage correspondant à cette équation dans ORCAD PSPICE est le suivant :

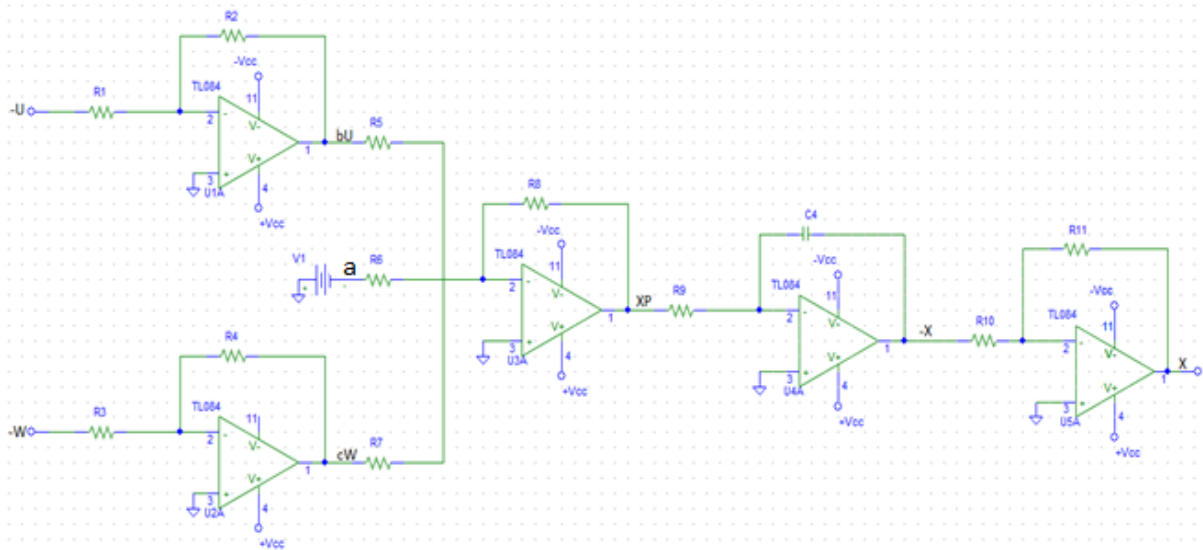


Figure 2.16 : Circuit électronique de l'équation (*) dans ORCAD PSPICE

Dans ce montage, les relations lient les différentes résistances des résistors sont les suivantes :

$$\frac{R_2}{R_1} = b \Rightarrow R_2 = bR_1$$

$$\frac{R_4}{R_3} = c \Rightarrow R_4 = cR_3$$

$$R_5 = R_6 = R_7 = R_8$$

$$R_{10} = R_{11}$$

2.5 Principe de réalisation des systèmes des différents modèles du générateur synchrone

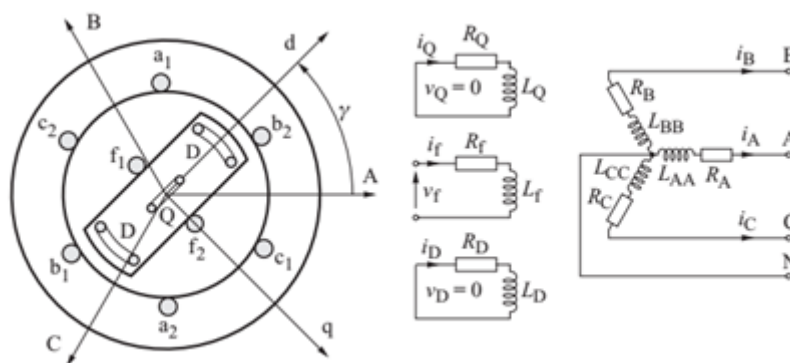


Figure 2.17 : les enroulements dans un générateur synchrone et leurs axes

Tous les enroulements du générateur sont magnétiquement couplés de telle sorte que le flux dans chaque enroulement dépende des courants dans les autres enroulements, comme le

montre l'équation suivante :

$$\begin{bmatrix} \Psi_A \\ \Psi_B \\ \Psi_C \\ \dots \\ \Psi_f \\ \Psi_D \\ \Psi_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{AA} & L_{AB} & L_{AC} & \vdots & L_{Af} & L_{AD} & L_{AQ} \\ L_{BA} & L_{BB} & L_{BC} & \vdots & L_{Bf} & L_{BD} & L_{BQ} \\ L_{CA} & L_{CB} & L_{CC} & \vdots & L_{Cf} & L_{CD} & L_{CQ} \\ \dots & \dots & \dots & . & \dots & \dots & \dots \\ L_{fA} & L_{fB} & L_{fC} & \vdots & L_{ff} & L_{fD} & L_{fQ} \\ L_{DA} & L_{DB} & L_{DC} & \vdots & L_{Df} & L_{DD} & L_{DQ} \\ L_{QA} & L_{QB} & L_{QC} & \vdots & L_{Qf} & L_{QD} & L_{QQ} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \\ \dots \\ i_f \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix}$$

Soit encore sous la forme réduite :

$$\begin{bmatrix} \Psi_{ABC} \\ \dots \\ \Psi_{fDQ} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_S & \vdots & L_{SR} \\ \dots & . & \dots \\ L_{SR}^T & \vdots & L_R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ABC} \\ \dots \\ i_{fDQ} \end{bmatrix} \quad (16)$$

Où :

L_S est la sous-matrice des inductances et inductances mutuelles du stator ;

L_R est la sous-matrice des inductances mutuelles du rotor ;

L_{SR} est la sous-matrice associée aux inductances mutuelles du rotor et du stator.

Les axes d et q des enroulements étant perpendiculaires, on a :

$$\begin{cases} L_{fQ} = L_{Qf} = 0 \\ L_{DQ} = L_{QD} = 0 \end{cases} \quad (17)$$

2.5.1 Equation de liaison du flux dans le système de référence du rotor

A tout instant, la position relative du rotor à l'axe de référence du stator est définie par l'angle γ de la figure 2.1. Chaque phase (tension, courant du flux de liaison) du système de référence du stator (A, B, C) peut être exprimée dans le système de référence (d, q). D'après la figure 2.1, les valeurs des courants sont donnés par :

$$\begin{cases} i_d = \beta_d \left[i_A \cos \gamma + i_B \cos\left(\gamma - \frac{2\Pi}{3}\right) + i_C \cos\left(\gamma + \frac{2\Pi}{3}\right) \right] \\ i_q = \beta_q \left[i_A \sin \gamma + i_B \sin\left(\gamma - \frac{2\Pi}{3}\right) + i_C \sin\left(\gamma + \frac{2\Pi}{3}\right) \right] \end{cases} \quad (18)$$

Ou β_d et β_q sont des coefficients arbitraires non nuls introduits dû au changement du système de référence. Il est à noter qu'ici la transformation inverse de (d, q) à (A, B, C) n'est pas unique dû au fait que (18) contient trois inconnues i_A , i_B et i_C . Pour avoir une transformation unique, nous allons poser d'après la méthode des composants symétriques :

$$i_o = (i_A + i_B + i_C) \quad (19)$$

Ou β_o est également un coefficient arbitraire introduit dû au changement de système de référence. Sous forme matricielle, les équations (18) et (19) s'écrivent :

$$\begin{bmatrix} i_o \\ i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \beta_o & \beta_o & \beta_o \\ \beta_d \cos \gamma & \beta_d \cos(\gamma - \frac{2\Pi}{3}) & \cos(\gamma + \frac{2\Pi}{3}) \\ \beta_q \sin \gamma & \beta_q \sin(\gamma - \frac{2\Pi}{3}) & \beta_q \sin(\gamma + \frac{2\Pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad \text{ou encore de la forme :}$$

$$i_{odq} = \mathbf{W}i_{ABC} \quad (20)$$

Où \mathbf{W} est une matrice non singulière. La transformation inverse est donnée par :

$$i_{ABC} = \mathbf{W}^{-1}i_{odq} \quad (21)$$

Une transformation similaire peut être définie par les phases de tension et le flux de liaison. En appliquant la transformation (20), tous les courants dans le rotor peuvent se mettre sous la forme :

$$\begin{bmatrix} i_{odq} \\ i_{fdQ} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{W} & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ABC} \\ i_{fdQ} \end{bmatrix} \quad (22)$$

La transformation inverse de (22) est :

$$\begin{bmatrix} i_{ABC} \\ i_{fdQ} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{W}^{-1} & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{odq} \\ i_{fdQ} \end{bmatrix} \quad (23)$$

Par analogie avec le flux de liaison, nous avons :

$$\begin{bmatrix} \Psi_{ABC} \\ \Psi_{fdQ} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{W}^{-1} & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_{odq} \\ \Psi_{fdQ} \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{bmatrix} \Psi_{odq} \\ \Psi_{fdQ} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{W} & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_{ABC} \\ \Psi_{fdQ} \end{bmatrix} .$$

En introduisant la relation (1) dans l'expression précédente et après multiplication des matrices, nous avons :

$$\begin{bmatrix} \Psi_{odq} \\ \Psi_{fdQ} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} WL_S W^{-1} & WL_{SR} \\ L_{SR}^T W^{-1} & L_W \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{odq} \\ i_{fdQ} \end{bmatrix} \quad (24)$$

En choisissant les coefficients $\beta_o, \beta_d, \beta_q$ comme étant : $\beta_o = \frac{1}{\sqrt{3}}$; $\beta_d = \beta_q = \sqrt{\frac{2}{3}}$, on a :

Les calculs nous permettent de constater que $W^{-1} = W^T \Rightarrow WW^T = 1$. Ce qui veut dire la matrice W est orthogonale.

Toujours par calcul, on trouve que :

De ce fait, la relation (23) devient :

$$\begin{bmatrix} \Psi_o \\ \Psi_d \\ \Psi_q \\ \Psi_f \\ \Psi_D \\ \Psi_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_o & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_q & KM_f & 0 & KM_D & 0 \\ 0 & 0 & L_q & 0 & 0 & KM_Q \\ 0 & KM_f & 0 & L_f & L_{fD} & 0 \\ 0 & KM_D & 0 & L_{fD} & L_D & 0 \\ 0 & 0 & L_{QC} & KM_Q & 0 & L_Q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_o \\ i_d \\ i_q \\ i_f \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix} \quad (25)$$

On peut scinder les expressions (25) comme suit :

$$\Psi_o = L_o i_o \quad (26)$$

$$\begin{bmatrix} \Psi_d \\ \Psi_f \\ \Psi_D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & KM_f & KM_D \\ KM_f & L_f & L_{fD} \\ KM_D & L_{fD} & L_D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_f \\ i_D \end{bmatrix} \quad (27)$$

$$\begin{bmatrix} \Psi_q \\ \Psi_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_q & KM_Q \\ KM_Q & L_Q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ i_Q \end{bmatrix} \quad (28)$$

Les équations (26), (27) et (28) décrivent les trois états des enroulements magnétiquement couplés indiqués par la figure (2.2) ci-dessous.

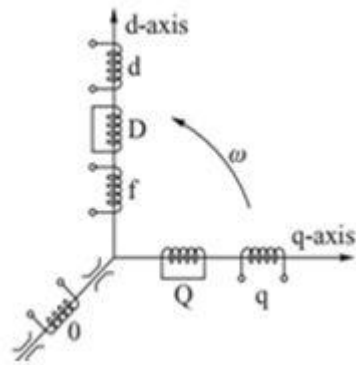


Figure 2.18 : les trois états perpendiculaires des enroulements fictifs représentant le générateur synchrone.

2.5.2 Puissance dans le système de référence (odq)

La puissance triphasée fournie par le générateur est égale au produit scalaire des tensions et courants du stator :

$$P_g = v_A i_A + v_B i_B + v_C i_C = v_{ABC}^T i_{ABC} \quad (29)$$

Dans le système de référence (odq), on a :

$$P_g = v_o i_o + v_d i_d + v_q i_q = v_{odq}^T i_{odq} \quad (30)$$

2.5.3 Equations de tension

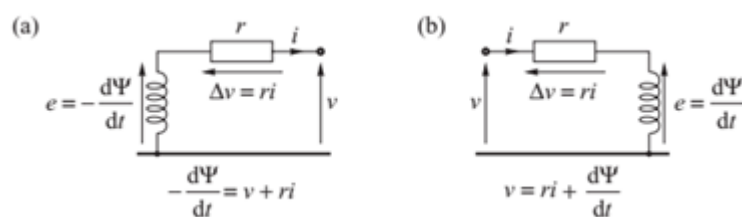


Figure 2.19 : Loi de Kirchhoff sur la tension appliquée à deux types de circuits ; (a) circuit générateur ; (b) circuit moteur.

Pour le circuit (a), nous avons :

$$-\frac{d\Psi}{dt} = v + ri$$

Pour le circuit (b), nous avons :

$$v = ri + \frac{d\Psi}{dt}$$

Dans le système de référence (ABC), les équations de tension pour le circuit (a) s'écrivent sous la forme :

$$\begin{bmatrix} v_{ABC} \\ v_{fDQ} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} R_{ABC} & 0 \\ 0 & R_{fDQ} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ABC} \\ i_{fDQ} \end{bmatrix} - \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_{ABC} \\ \Psi_{fDQ} \end{bmatrix} \quad (31)$$

Où :

R_{ABC} et R_{fDQ} sont des matrices diagonales.

En remplaçant les expressions de v_{ABC} et i_{ABC} d'après la transformation (22) et en multipliant du côté gauche par W et après des calculs bien faits, on trouve :

$$\Omega = W\dot{W}^{-1} = \omega \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (32)$$

Ω est la matrice de rotation et est dû au fait qu'elle contient le terme qui représente la vitesse de rotation. De la relation (31), nous avons:

$$\begin{bmatrix} v_{odq} \\ v_{fDQ} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} R_{ABC} & 0 \\ 0 & R_{fDQ} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{odq} \\ i_{fDQ} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \dot{\Psi}_{odq} \\ \dot{\Psi}_{fDQ} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Omega & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_{odq} \\ \Psi_{fDQ} \end{bmatrix} \quad (33)$$

Cette équation (33) en dehors du terme $\Omega\Psi_{odq}$ décrit la loi de Kirchhoff sur la tension pour le circuit générateur de la figure 2.2. Le terme rotationnel représente les f.é.m. induites dans le rotor dû à la rotation du champ magnétique. Ces f.é.m. de rotation sont représentées par :

$$\Omega\Psi_{odq} = \omega \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_o \\ \Psi_d \\ \Psi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ -\omega\Psi_q \\ \omega\Psi_d \end{bmatrix} \quad (34)$$

On peut scinder les équations (33) en deux systèmes à fin de ressortir les équations régissant le stator et le rotor.

Pour le rotor :

$$\begin{cases} v_o = -Ri_o - \dot{\Psi}_o \\ v_d = -Ri_d - \dot{\Psi}_d - \omega\Psi_q \\ v_q = -Ri_q - \dot{\Psi}_q + \omega\Psi_d \end{cases} \quad (35)$$

Pour le stator :

$$\begin{cases} v_f = R_f i_f + \dot{\Psi}_f \\ 0 = R_D i_D + \dot{\Psi}_D \\ 0 = R_Q i_Q + \dot{\Psi}_Q \end{cases} \quad (36)$$

Dans les opérations, on peut omettre la première équation de (35) et de façon générale, la vitesse du générateur est faible ($\omega = \omega_s$). L'équation (53) prend alors la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\Psi}_d \\ \dot{\Psi}_q \end{bmatrix} + \omega \begin{bmatrix} -\Psi_q \\ +\Psi_d \end{bmatrix} \quad (37)$$

De l'équation (29), nous avons :

$$\begin{bmatrix} \dot{\Psi}_f \\ \dot{\Psi}_D \\ \dot{\Psi}_Q \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} R_f & 0 & 0 \\ 0 & R_D & 0 \\ 0 & 0 & R_Q \end{bmatrix} \quad (38)$$

Les équations (37) et (38) associées aux équations (27) et (28) constituent le modèle complet du générateur synchrone dans lequel la f.é.m. du transformateur a été négligée.

2.5.4 Réactances du générateur

Les états subtransitoires sont représentés à travers la figure 2.5 ci-dessous.

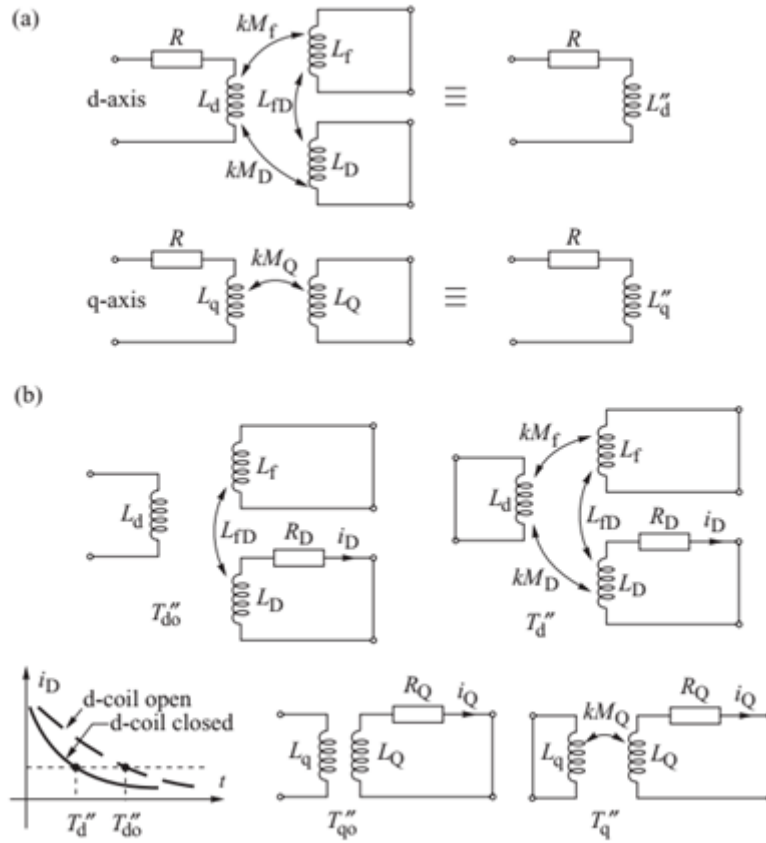


Figure 2.20 : Circuits couplés d'axe d et q dans l'état sous-transitoire

La matrice d'équation du circuit couplé dans ce cas est :

$$\begin{bmatrix} v_d \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + sL_d & sKM_f & sKM_D \\ sKM_f & sL_f & sL_{fD} \\ sKM_D & sL_{fD} & L_D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ \Delta i_f \\ i_D \end{bmatrix} \quad (39)$$

Avec:

$$v_d = (R + sL_d'')i_d \quad (40)$$

En éliminant les deux dernières lignes de la relation (39) et en comparant les résultats avec l'équation (40), on trouve :

$$L_d'' = L_d - \frac{K^2 M_f^2 L_D + K^2 M_D^2 L_f - 2KL_f KL_D L_{fD}}{L_D L_f - L_{fD}^2} \quad \text{et} \quad X_d'' = \omega L_d'' \quad (41)$$

Où :

L_d'' est l'inductance directe de l'état subtransitoire ;

L_d est l'inductance directe de l'état stable ;

X_d'' est la réactance directe de l'état subtransitoire

2.5.5 Fonctionnement dans l'état subtransitoire

Le flux de liaison Ψ_f est constant pendant cet état tandis que le flux de liaison des enroulements amortisseurs reste constant juste après que le générateur passe à l'état transitoire. Ici, le flux Ψ_d est exprimé comme suit :

$$\Psi_d = L_d'' i_d + (K_1 \Psi_f + K_2 \Psi_D) \quad (42)$$

Avec :

$$\begin{cases} K_1 = \frac{KM_f L_D - KM_D L_{fD}}{L_f L_D - L_{fD}^2} \\ K_2 = \frac{KM_D L_f - KM_f L_{fD}}{L_f L_D - L_{fD}^2} \end{cases} \quad (43)$$

En substituant (54) dans (31), on obtient :

$$v_q = -R i_q + X_d'' i_d + e_q'' \quad (44)$$

Avec :

$$e_q'' = \omega(K_1 \Psi_f + K_2 \Psi_D) \quad (44')$$

De façon analogue on a :

$$v_d = -R i_d + X_q'' i_q + e_d'' \quad (45)$$

En faisant une étude similaire à celle faite dans l'état transitoire, on trouve que pour l'état subtransitoire on a :

$$\begin{cases} \dot{e}_q'' = \frac{e_q' - e_q'' + i_d (X_d' - X_d'')}{T_{do}'} \\ \dot{e}_d'' = \frac{e_d' - e_d'' + i_q (X_q' - X_q'')}{T_{qo}'} \end{cases} \quad (46)$$

2.5.6 Puissance, couple moteur et équation des oscillations

En négligeant la f.é.m. du transformateur, la puissance du générateur est donnée par :

$$P_g = 3(V_d I_d + V_q I_q) \quad (\text{W}) \quad (47)$$

La puissance des enroulements est obtenue en ajoutant à celle précédente la puissance perdue par effet joule :

$$P_g = 3[V_d I_d + V_q I_q + (I_d^2 + I_q^2)R] \quad (\text{W}) \quad (48)$$

Avec:
$$\begin{cases} i_d = \sqrt{3}I_d \\ i_q = \sqrt{3}I_q \end{cases}$$

L'expression du moment du couple est obtenue d'après la relation $P = \tau\omega$ soit

$$\tau = \frac{P}{\omega} \Rightarrow$$

$$\tau = \frac{3}{\omega} [V_d I_d + V_q I_q + (I_d^2 + I_q^2)R] \quad (\text{Nm}) \quad (49)$$

L'équation finale nécessaire pour compléter l'équation d'état du générateur est d'après : (Machowski et al. 2008)

:

$$\frac{d\Delta\omega}{dt} = \frac{1}{M} (P_m - P_e - D\Delta\omega) \quad (49')$$

$$\Delta\omega = \omega - \omega_s = \frac{d\delta}{dt}$$

2.5.7 Les modèles du générateur synchrone

Dans cette partie, un nombre de modèles de générateurs sera développé où le générateur est modélisé par les f.é.m. transitoires ou sous-transitoires agissant devant des réactances appropriées. Les équations de tension sont les suivantes :

$$\begin{cases} T_{do}'' \dot{E}_q' = E_q' - E_q'' + I_d (X_d' - X_d'') \\ T_{qo}'' \dot{E}_d' = E_d' - E_d'' + I_q (X_q' - X_q'') \end{cases} \quad (50)$$

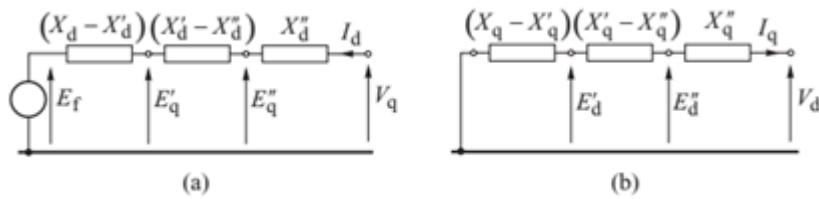


Figure 2.21 Circuit équivalent du générateur avec résistance négligée : (a) : axe d ; (b) : axe q.

Les équations du circuit s'écrivent :

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E_q \\ E_d \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R & X_q'' \\ -X_d'' & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} \quad (51)$$

Dans cette relation, le coefficient d'amortissement de la relation (49') est négligé $D \approx 0$. L'état complet des équations différentielles décrivant le générateur est donc :

$$\begin{cases} T_{do}' \dot{E}_q' = E_f - E_q' - I_d (X_d - X_d') \\ T_{qo}' \dot{E}_d' = -E_d' + I_q (X_q - X_q') \end{cases} \quad (52)$$

❖ **Modèle d'ordre 6 ($\delta, \omega, \dot{E}_d'', \dot{E}_q'', \dot{E}_d', \dot{E}_q'$)**

$$\left\{ \begin{array}{l} M \Delta \dot{\omega} = P_m - E_d'' I_d - E_q'' I_q - (X_d'' - X_q'') I_d I_q \\ \dot{\delta} = \Delta \omega \\ T_{qo}' \dot{E}_d' = -E_d' + I_q (X_q - X_q') \\ T_{do}' \dot{E}_q' = E_f - E_q' - I_d (X_d - X_d') \\ T_{do}'' \dot{E}_q'' = E_q' - E_q'' + I_d (X_d' - X_d'') \\ T_{qo}'' \dot{E}_d'' = -E_d'' + I_q (X_q' - X_q'') \end{array} \right. \quad (53)$$

Dans ce modèle, le générateur est représenté par les f.é.m. sous-transitoires E_d'' et E_q'' placées derrière les réactances sous-transitoires X_d'' et X_q'' . Les équations de tension sont d'après (56) et (57) :

La puissance des enroulements est :

$$P_e = E_d'' I_d + E_q'' I_q + (X_d'' - X_q'') I_d I_q \quad (54)$$

❖ **Modèle d'ordre cinq** ($\dot{\delta}, \dot{\omega}, \dot{E}_d'', \dot{E}_q'', \dot{E}_q'$)

Dans ce modèle, $X_q' = X_q'' = 0$; $E_d' = 0$. En omettant la troisième équation de la relation(52) on obtient les cinq équations différentielles du modèle d'ordre cinq à savoir :

$$\left\{ \begin{array}{l} M \Delta \dot{\omega} = P_m - E_d'' I_d - E_q'' I_q - (X_d'' - X_q'') I_d I_q \\ \dot{\delta} = \Delta \omega \\ T_{do}' \dot{E}_q' = E_f - E_q' - I_d (X_d' - X_d'') \\ T_{do}'' \dot{E}_q'' = E_q' - E_q'' + I_d (X_d' - X_d'') \\ T_{qo}'' \dot{E}_d'' = -E_d'' + I_q (X_q' - X_q'') \end{array} \right. \quad (55)$$

Conclusion

Dans ce chapitre, il a été question pour nous de faire une étude approfondie de la machine synchrone. Pour le faire, nous avons d'abord commencé par faire une étude de la stabilité de la machine synchrone ; nous avons également fait une présentation des différents logiciels avec lesquels nous allons travailler plus tard. Pour finir, nous avons ressorti les différentes équations différentielles permettant de décrire le modèle complet du générateur synchrone et suite à ceci, nous avons ressorti deux modèles du générateur synchrone à savoir : le modèle d'ordre-6 et le modèle d'ordre-5. Nous allons au chapitre suivant faire une simulation du modèle d'ordre –cinq en utilisant les différents logiciels cités ci-dessus.

CHAPITRE 3 : CIRCUIT ELECTRONIQUE DE L'ANALYSE DU COMPORTEMENT DYNAMIQUE DU MODELE 5D D'UN GENERATEUR SYNCHRONE

3.1 Modélisation

Nous développons nos investigations avec un modèle utilisé dans : (Machowski et al). Nous notons également que l'étude des machines synchrones à partir du modèle classique a déjà été longuement traitée dans plusieurs ouvrages et publications spécialisés se basant sur un certain nombre d'hypothèses.

3.1.1 Les hypothèses simplificatrices du modèle

Le modèle concerne trois types de circuit à savoir : les circuits subtransitoires, les circuits transitoires et les circuits stables. Comme hypothèses simplificatrices pour le modèle, nous avons :

- Les 3 enroulements de phase du stator sont symétriques
- La capacité des enroulements peut être négligée
- Chacune des distributions d'enroulement peut être représentée par un enroulement concentré.
- Les variations de l'inductance des enroulements du stator dû à la position du rotor est sinusoïdale et ne contient pas les harmoniques supérieures.
- Les pertes par hystérésis sont négligeables mais l'influence des courants de remous peut être incluses dans le modèle des enroulements
- A l'état transitoire et sous transitoire la vitesse du rotor est proche de la vitesse de synchronisation
- Le circuit magnétique est linéaire (non saturé) et l'inductance ne dépend pas du courant.

3.1.2 La description du modèle

Rappelons une fois de plus les équations de notre modèle à savoir :

$$\begin{cases} M\Delta\dot{\omega} = P_m - E_d''I_d - E_q''I_q - (X_d'' - X_q'')I_dI_q \\ \dot{\delta} = \omega_0\Delta\omega \\ T_{do}'\dot{E}_q' = E_f - E_q' - I_d(X_d - X_q) \\ T_{do}''\dot{E}_q'' = E_q' - E_q'' + I_d(X_d - X_q) \\ T_{qo}''\dot{E}_d'' = -E_d'' + I_q(X_d - X_q) \end{cases} \quad (3.1)$$

Où :

M : coefficient d'inertie

$\Delta\omega = \omega - \omega_s$ représente l'écart de vitesse du rotor, avec ω la vitesse angulaire du générateur et ω_s la vitesse angulaire synchrone.

δ : Position angulaire du rotor

E_q', E_q'' : Composante suivant l'axe q de la f.é.m. interne transitoire et subtransitoire respectivement.

E_d', E_d'' : Composante suivant l'axe d de la f.é.m. interne transitoire et subtransitoire respectivement.

E_f : F.é.m. d'excitation

P_m, P_e : puissance mécanique et électrique respectivement.

I_d, I_q : Composante du courant d'armature suivant l'axe d et l'axe q respectivement.

X_d, X_d', X_d'' : Réactance du générateur suivant l'axe d, dans l'état stable, transitoire et subtransitoire respectivement.

X_q, X_q', X_q'' : Réactance du générateur suivant l'axe q, dans l'état stable, transitoire et subtransitoire respectivement.

T_{qo}', T_{qo}'' : Constante de temps transitoire et subtransitoire en circuit ouvert suivant l'axe q.

T_{do}', T_{do}'' : Constante de temps transitoire et subtransitoire en circuit ouvert suivant l'axe d.

ω_0 : est une constante.

Dans ces équations, les grandeurs $\delta, \omega, E_d'', E_q''$ et E_q' sont des variables du temps ; les autres paramètres sont considérés comme des constantes. Pour rendre cette équation plus simple et moins encombrante, il sera judicieux de faire un petit changement de variables. Nous pouvons donc avoir le nouveau système suivant :

$$\begin{cases} \dot{X} = a - bU - cW \\ \dot{Y} = \omega_0 X \\ \dot{Z} = e - dZ \\ \dot{U} = -i - hU \\ \dot{W} = g + f(Z - W) \end{cases} \quad (3.2)$$

Avec pour nouvelles variables :

$$\begin{cases} X = \Delta\omega \\ Y = \delta \\ Z = E_q' \\ W = E_q'' \\ U = E_q'' \end{cases} \quad (3.3)$$

Et pour constantes :

$$a = \frac{1}{M} [P_m - (X_d'' - X_q'') I_d I_q] ; \quad b = \frac{I_q}{M} ; \quad c = \frac{I_d}{M} ; \quad d = \frac{1}{T_{do}'} ;$$

$$e = \frac{1}{T_{do}'} [I_d (X_d - X_d') + E_f] ; \quad i = \frac{I_q}{T_{qo}''} (X_q' - X_q'') ; \quad h = \frac{1}{T_{qo}''} ;$$

$$g = \frac{I_d}{T_{do}''} (X_d' - X_d'') ; \quad f = \frac{1}{T_{do}''}$$

Les données classiques des paramètres du générateur synchrone sont données par : (Machowski et al. 2008)

:

$$\begin{aligned} M &= 0,7 ; P_m = 2 ; X_d = 1,6 ; X_q = 1,6 ; I_q = 0,428 \\ I_d &= -0,922 ; E_f = 2,336 ; X_d' = 0,23 ; X_d'' = 0,17 ; X_q' = 0,83 \\ X_q'' &= 0,17 ; T_{qo}' = 1,768 ; T_{qo}'' = 0,051 ; T_{do}' = 5,773 ; T_{do}'' = 0,031 \end{aligned}$$

Toutes ces grandeurs sont exprimées dans le système pu

En remplaçant les paramètres $M, P_m, X_d, X_q, I_q, I_d, E_f, X_d', X_d'', X_q', X_q'', T_{qo}', T_{qo}'', T_{do}', T_{do}''$ par leurs valeurs données ci-dessus, nous avons ;

$$\left\{ \begin{array}{l} a = 2,857 \\ b = 0,611 \\ c = -1,317 \\ d = 0,173 \\ e = 0,167 \\ f = 32,258 \\ g = -1,784 \\ h = 19,607 \\ i = 1,762 \end{array} \right. \quad (3.4)$$

Ces paramètres représentent les paramètres de simulation et seront utilisés dans la suite de ce travail. Pour bien mener ce travail, il sera judicieux de déterminer les points fixes et de faire une étude de leurs stabilités.

3.2 Etude de la stabilité du système

3.2.1 Détermination des points fixes du système (3.2)

Les points d'équilibre du système (3.2) sont obtenus lorsque toutes les dérivées temporelles sont nulles c'est-à-dire en résolvant le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} a - bU - cW = 0 \\ \omega_0 X = 0 \\ e - dZ = 0 \\ -i - hU = 0 \\ g + f(Z - W) = 0 \end{cases} \quad (3.5)$$

La résolution de ce système par rapport aux variables U, W, X, Z nous donne comme solutions :

$$\begin{cases} X_0 = 0 \\ Z_0 = \frac{e}{d} \\ U_0 = -\frac{i}{h} \\ W_0 = \frac{e}{d} + \frac{g}{f} \end{cases} \quad (3.6)$$

Etant donné que la valeur de Y ou (δ) ne figure pas dans cette équation, il en ressort que le système (3.2) admet une **infinité de points d'équilibre** car pour chaque valeur de δ va correspondre un point d'équilibre.

En se référant au chapitre 2, la matrice Jacobéenne associée au système (3.2) est donnée par la relation :

$$A = \begin{bmatrix} \frac{\partial \dot{X}}{\partial X} & \frac{\partial \dot{X}}{\partial Y} & \frac{\partial \dot{X}}{\partial Z} & \frac{\partial \dot{X}}{\partial U} & \frac{\partial \dot{X}}{\partial W} \\ \frac{\partial \dot{Y}}{\partial X} & \frac{\partial \dot{Y}}{\partial Y} & \frac{\partial \dot{Y}}{\partial Z} & \frac{\partial \dot{Y}}{\partial U} & \frac{\partial \dot{Y}}{\partial W} \\ \frac{\partial \dot{Z}}{\partial X} & \frac{\partial \dot{Z}}{\partial Y} & \frac{\partial \dot{Z}}{\partial Z} & \frac{\partial \dot{Z}}{\partial U} & \frac{\partial \dot{Z}}{\partial W} \\ \frac{\partial \dot{U}}{\partial X} & \frac{\partial \dot{U}}{\partial Y} & \frac{\partial \dot{U}}{\partial Z} & \frac{\partial \dot{U}}{\partial U} & \frac{\partial \dot{U}}{\partial W} \\ \frac{\partial \dot{W}}{\partial X} & \frac{\partial \dot{W}}{\partial Y} & \frac{\partial \dot{W}}{\partial Z} & \frac{\partial \dot{W}}{\partial U} & \frac{\partial \dot{W}}{\partial W} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -b & -c \\ \omega_0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -d & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -h & 0 \\ 0 & 0 & f & 0 & -f \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

3.2.2 Etude de la stabilité du système

L'étude de la stabilité du système à travers la détermination des valeurs propres λ du polynôme caractéristique $P(\lambda)$ associé à la matrice jacobienne A . Ce polynôme est donné par la relation :

$$P(\lambda) = \det(A - \lambda I) \quad (3.8)$$

Où I représente la matrice unitaire d'ordre 5.

En appliquant la relation (3.8) dans laquelle on a remplacé A par son expression en (3.7), on trouve :

$$P(\lambda) = -\lambda^2(\lambda + d)(\lambda + f)(\lambda + h) \quad (3.9)$$

La détermination des valeurs propres consiste à chercher les valeurs de λ qui annule ce polynôme. Par calcul, on trouve :

$$\begin{cases} \lambda_1 = 0 \\ \lambda_2 = 0 \\ \lambda_3 = -d \\ \lambda_4 = -f \\ \lambda_5 = -h \end{cases} \quad (3.10)$$

En se référant au théorème 1 vu au chapitre 2 (Théorème mathématique associé aux valeurs propres d'une équation caractéristique) précédent, nous pouvons dire que le **système est stable**. Ceci se justifie par le fait que toutes les valeurs propres du polynôme caractéristique sont négatives.

3.3 Simulation numérique du modèle

Les courbes de la figure (3.1) ci-dessous ont été obtenues par simulation numérique en utilisant l'algorithme de Runge-Kutta d'ordre 4 dans Matlab avec un pas d'intégration $h = 0,05$ et pour conditions initiales suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} \delta_0 = 0,1 \\ E_{do}'' = -0,612 \\ E_{qo}'' = 1,018 \\ E_{qo}' = 1,073 \\ \Delta\omega_0 = 0 \end{array} \right. \quad (3.11)$$

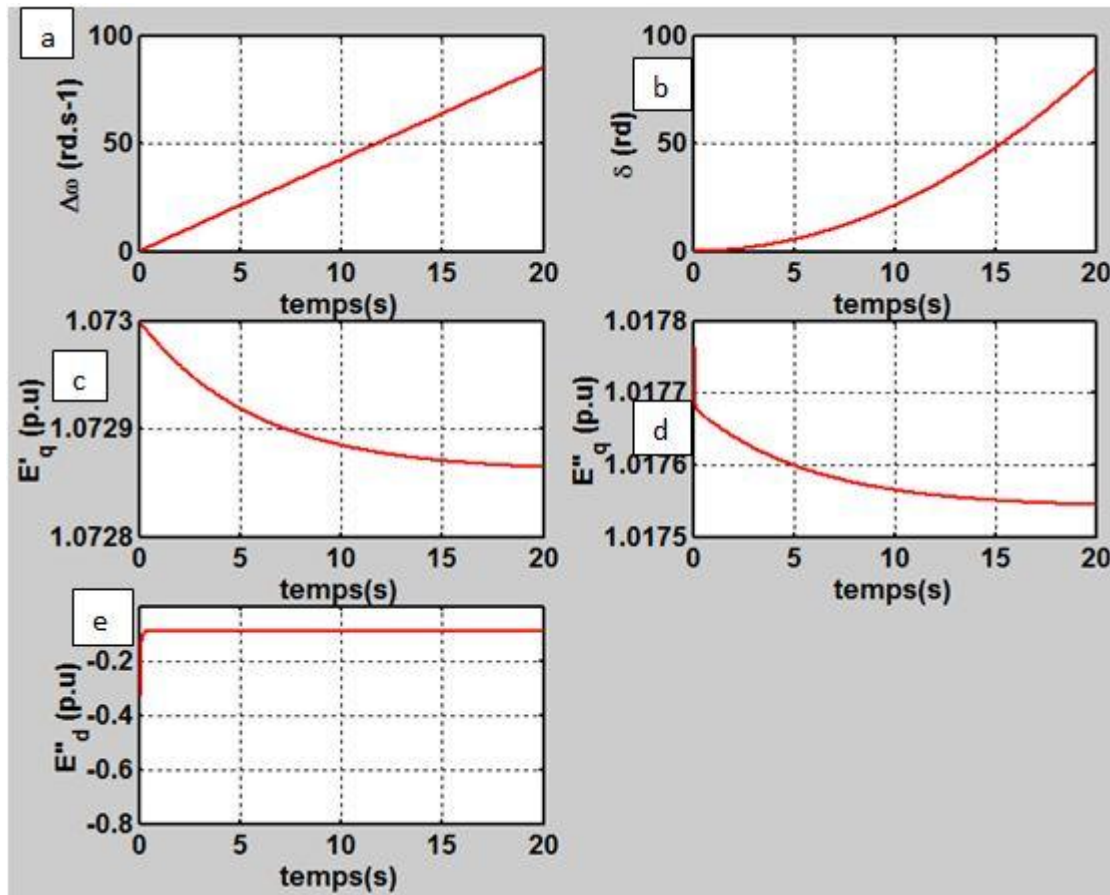


Figure 3.1 : Courbe évolution temporelle des variables du modèle dans MATLAB (a) : de la vitesse angulaire du rotor ; (b) : de l'angle donnant la position du rotor ; (c) : de la f.é.m. transitoire suivant l'axe-q $E'q$; (d) : de la f.é.m. subtransitoire suivant l'axe-q $E''q$; (e) : de la f.é.m. subtransitoire suivant l'axe-d $E''d$

Interprétation des résultats obtenus

Le modèle d'ordre –cinq du générateur synchrone est caractérisé comme nous l'avons vu par cinq variables du temps à savoir : δ ; ω ; E_d'' ; E_q'' ; E_q' qui ont déjà été explicités précédemment. En observant attentivement les courbes obtenues par la simulation numérique

dans **Matlab** au bout d'une durée de 20 secondes, nous pouvons ressortir les interprétations suivantes :

- En ce qui concerne la vitesse de rotation de rotor, celle-ci évolue de façon linéaire au cours du temps. La courbe d'évolution dans le temps est une droite qui passe par l'origine des axes du repère. Ceci veut tout simplement dire que c'est après l'excitation du générateur synchrone que naît le mouvement du rotor.
- En ce qui l'angle δ donnant la position du rotor par rapport à l'axe de phase directe d, nous constatons que cet angle augmente au cours du temps. Ceci s'explique par l'augmentation de la vitesse de rotation du rotor.
- Concernant la f.é.m. transitoire suivant l'axe quadratique q (E_q'), nous constatons que décroît sensiblement dans l'intervalle de temps allant de 0 à 15 seconde avant de se stabiliser à une valeur sensiblement égale à : $E_q' = 1,01765$ pu.
- En ce qui concerne la f.é.m. subtransitoire suivant l'axe quadratique q (E_q''), on observe pratiquement le même comportement que dans le cas de la f.é.m. transitoire à la seule différence qu'ici, cette f.é.m. chute brusquement de 1,0178 à 1,0177 pu avant de décroître dans l'intervalle de temps allant de 0 à 15 seconde.
- Concernant la f.é.m. subtransitoire suivant l'axe directe d (E_d''), on observe plutôt le contraire de ce qui passe dans les deux cas précédents ; ici, la f.é.m. brusquement et passe de $-0,3$ à $-0,1$ pu instantanément après la mise en marche du générateur et reste constant ($-0,1$) dans le reste du temps.

3.4 Approche électronique du système

Il est question ici d'une approche par simulation utilisant les composants électroniques capable de décrire la dynamique d'un système. Nous allons dans ce travail utiliser les logiciels MATLAB SIMULINK et PSPICE pour obtenir d'autres résultats à fin de les comparer aux résultats précédents

3.4.1 Approche Matlab Simulink.

En utilisant le principe de câblage décrit au chapitre précédent à chaque équation du système décrivant le modèle d'ordre -5 et en plaçant un oscilloscope à la sortie de chaque intégrateur, on visualise l'évolution temporelle des variables du modèle. Ainsi en revenant aux équations du modèle définis par le système (3.2) à savoir :

$$\begin{cases} \dot{X} = a - bU - cW \\ \dot{Y} = \omega_o X \\ \dot{Z} = e - dZ \\ \dot{U} = -i - hU \\ \dot{W} = g + f(Z - W) \end{cases}$$

Les grandeurs X , Y, Z, U et W sont les variables du modèle ; les grandeurs a, e, i et g sont des constantes ; les grandeurs b, c, d, h, f et ω_o étant liées aux variables représentent des gains. Ainsi, le schéma de montage du système d'équation représentant notre modèle est représenté par la figure (3.2) suivante.

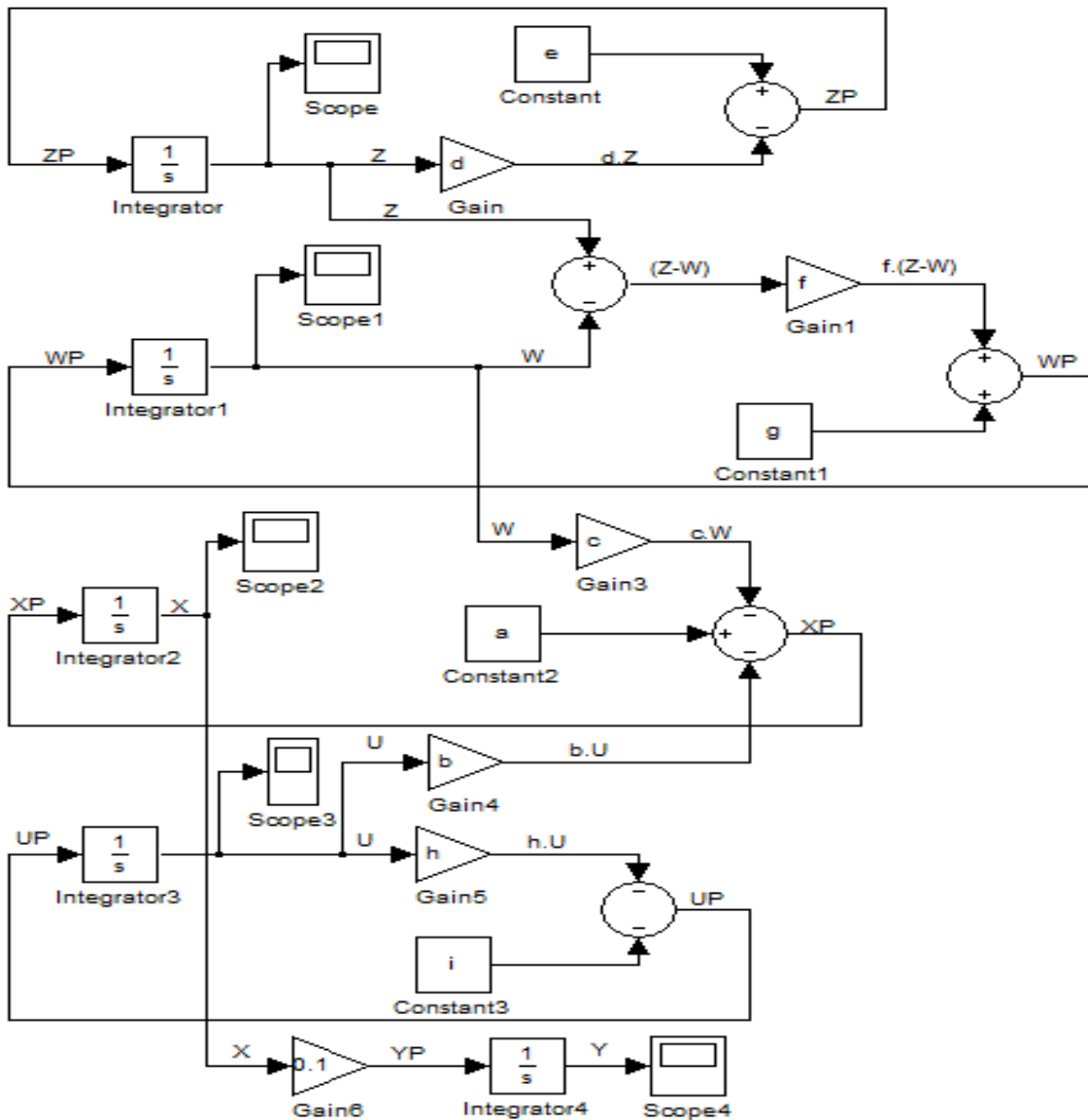


Figure 3.2 : schéma bloc Simulink du système (3.2)

Après avoir réalisé le montage ci-dessus, les différents oscilloscopes placés aux sorties (X,Y,Z,U,W) nous permettent de visualiser les courbes de la figure (2.3) ci-dessous. Ces courbes ont été obtenues au bout d'une durée de 20s et avec un pas d'intégration de 0,05.

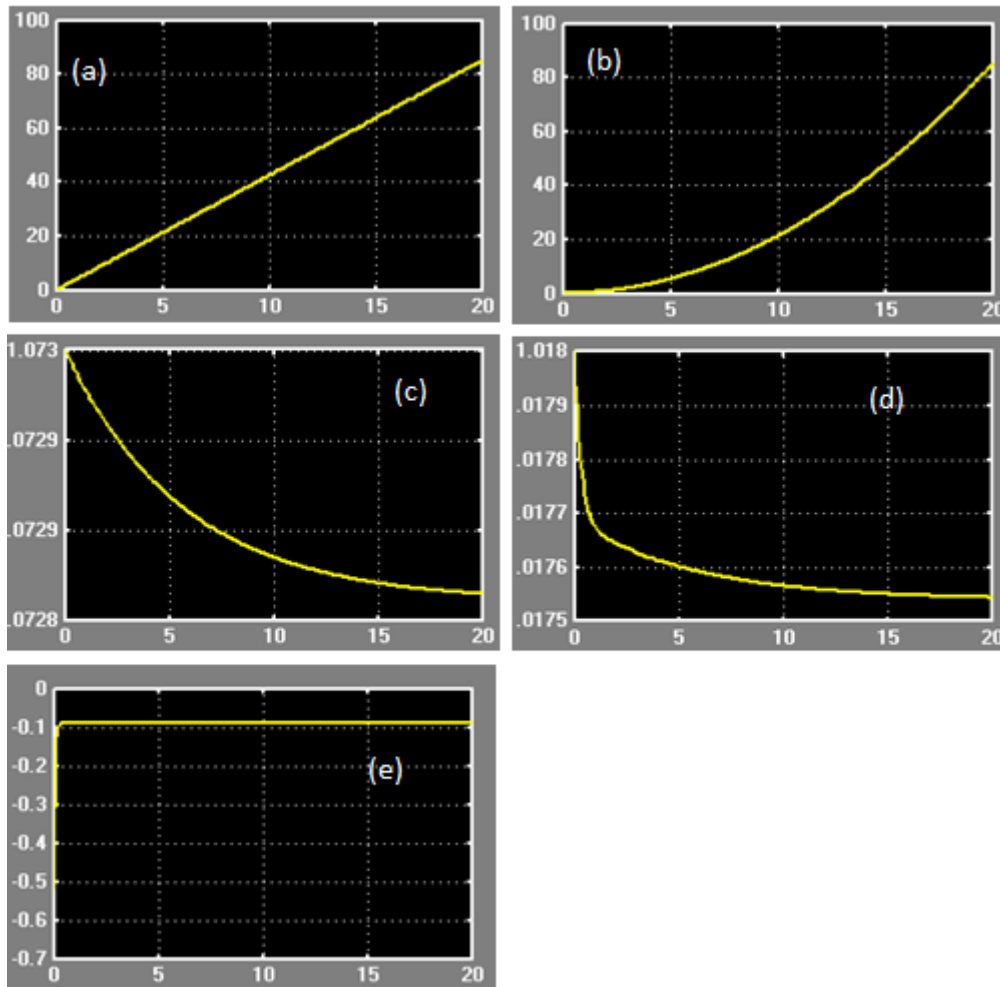


Figure 3.3 : évolution temporelle des variables du modèle dans MATLAB Simulink (a) : de la vitesse angulaire du rotor ; (b) : de l'angle donnant la position du rotor ; (c) : de la f.é.m. transitoire suivant l'axe-q $E'q$; (d) : de la f.é.m. subtransitoire suivant l'axe-q $E''q$; (e) : de la f.é.m. subtransitoire suivant l'axe-d $E''d$

- Comparaison des résultats de simulation dans MATLAB et dans MATLAB Simulink

Il est question ici de faire un rapprochement à partir des deux méthodes à fin d'apprécier les résultats obtenus.

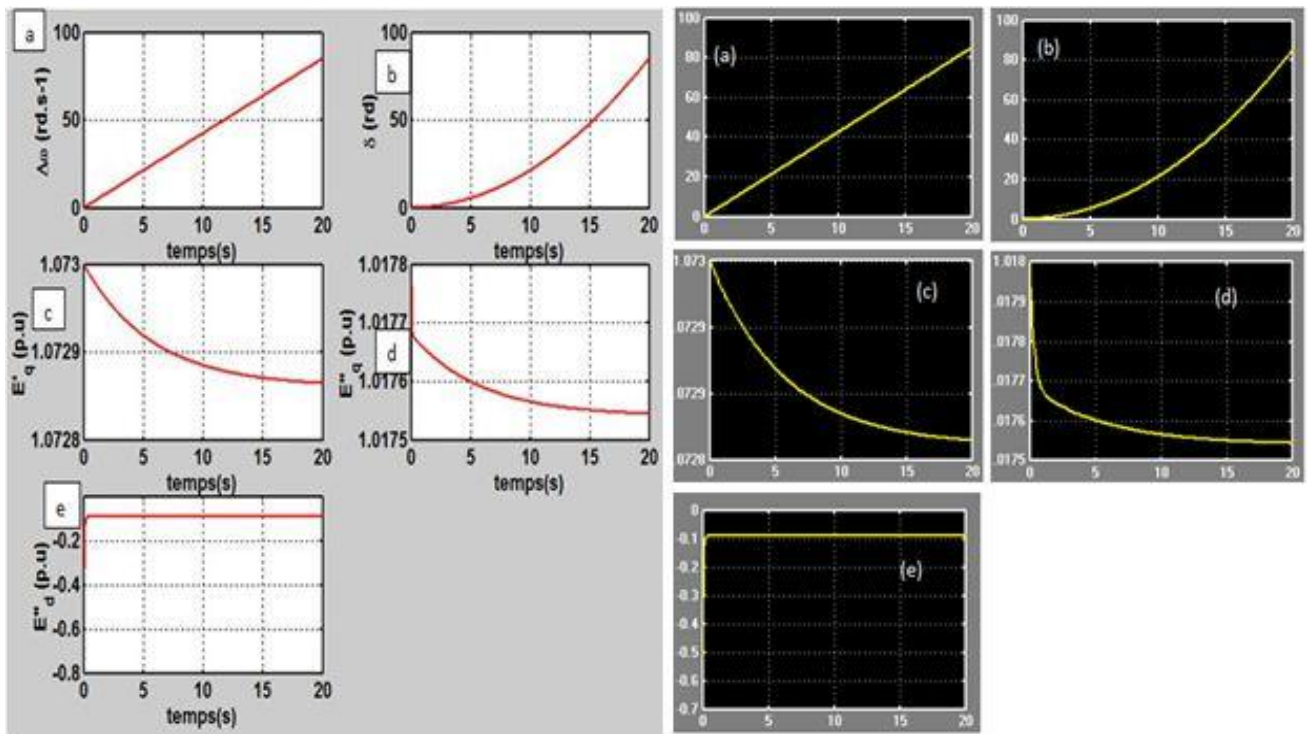


Figure 3.4 comparaison des courbes obtenues par analyse numérique en rouge et celles obtenues par Simulink en jaune.

En observant la figure (3.4), on constate que la figure (3.3) précédente décrit parfaitement le comportement des variables du système. Cette figure concorde parfaitement avec la figure (3.1) donnant l'évolution temporelle des variables de notre modèle. Ces constats prouvent qu'il existe un équivalent électronique du système décrivant la dynamique du générateur synchrone (cas du modèle 5D) décrite par le système (3.2).

Cependant les considérations électroniques du bloc Simulink ne fournissent pas des détails indispensables sur la nature et l'agencement des composants électroniques tel que les condensateurs, les résistances, les amplificateurs opérationnels,... jouant des rôles spécifiques dans la détermination des principales fonctions électronique du système.

Pour y parvenir, le système bloc Simulink doit être remplacé par le système bloc câblé dans **ORCAD PSPICE**.

3.4.2 L'approche du système électronique par Pspice

Cette approche qui permet de réaliser le câblage, est une étude expérimentale se présentant comme une alternative indispensable et idéale pour le traitement des systèmes

dynamiques non linéaires car non seulement elle nous permet de confirmer les résultats obtenus analytiquement et numériquement, elle résout aussi les limites de ces méthodes (choix du pas d'intégration, durée de la phase transitoire). En effet, lorsque le circuit électronique est conçu et mis sous tension les signaux visualisés à l'oscilloscope présentent les étapes permanentes du système étudié, la durée de la phase transitoire étant tellement brève qu'elle échappe à la vue. Bien plus, le circuit électronique ne présente aucun problème lié au pas d'intégration. Notons que cette étude nécessite beaucoup de tact de la part de l'expérimentateur, car dans de nombreux cas interviennent certains effets (capacité parasite, tolérance de composantes etc...) qui sont ignorés par les autres approches. Notre étude expérimentale doit se restreindre à la mise en évidence de l'évolution temporelle des variables d'états de notre système dynamique. Les amplificateurs opérationnels sont des TL084 alimentés à $\pm 15V$.

En suivant les étapes décrits précédemment et d'après les simulations numériques faites dans le Matlab, on observe l'amplitude des grandeurs X et Y (100) dépasse la valeur maximale de la tension de polarisation de l'amplificateur opérationnel. Pour ramener ces amplitudes dans l'intervalle de variation de la tension de polarisation de l'AOP (-15 et +15), il est nécessaire de faire à nouveau un changement de variable. Pour cela, posons :

$$\begin{cases} x = \frac{X}{10} \\ y = \frac{Y}{10} \end{cases} \quad (3.12)$$

Ceci nous conduit au nouveau système suivant :

$$\begin{cases} \dot{x} = A - BU - CW \\ \dot{y} = \omega_o X \\ \dot{Z} = e - dZ \\ \dot{U} = -i - hU \\ \dot{W} = g + f(Z - W) \end{cases} \quad (3.13)$$

$$\text{Où : } A = \frac{a}{10} ; B = \frac{b}{10} ; C = \frac{c}{10}$$

A noter également qu'ici, A est constante tandis que B et C sont des gains

Ainsi, le schéma de montage de l'équation (3.12) est le suivant :

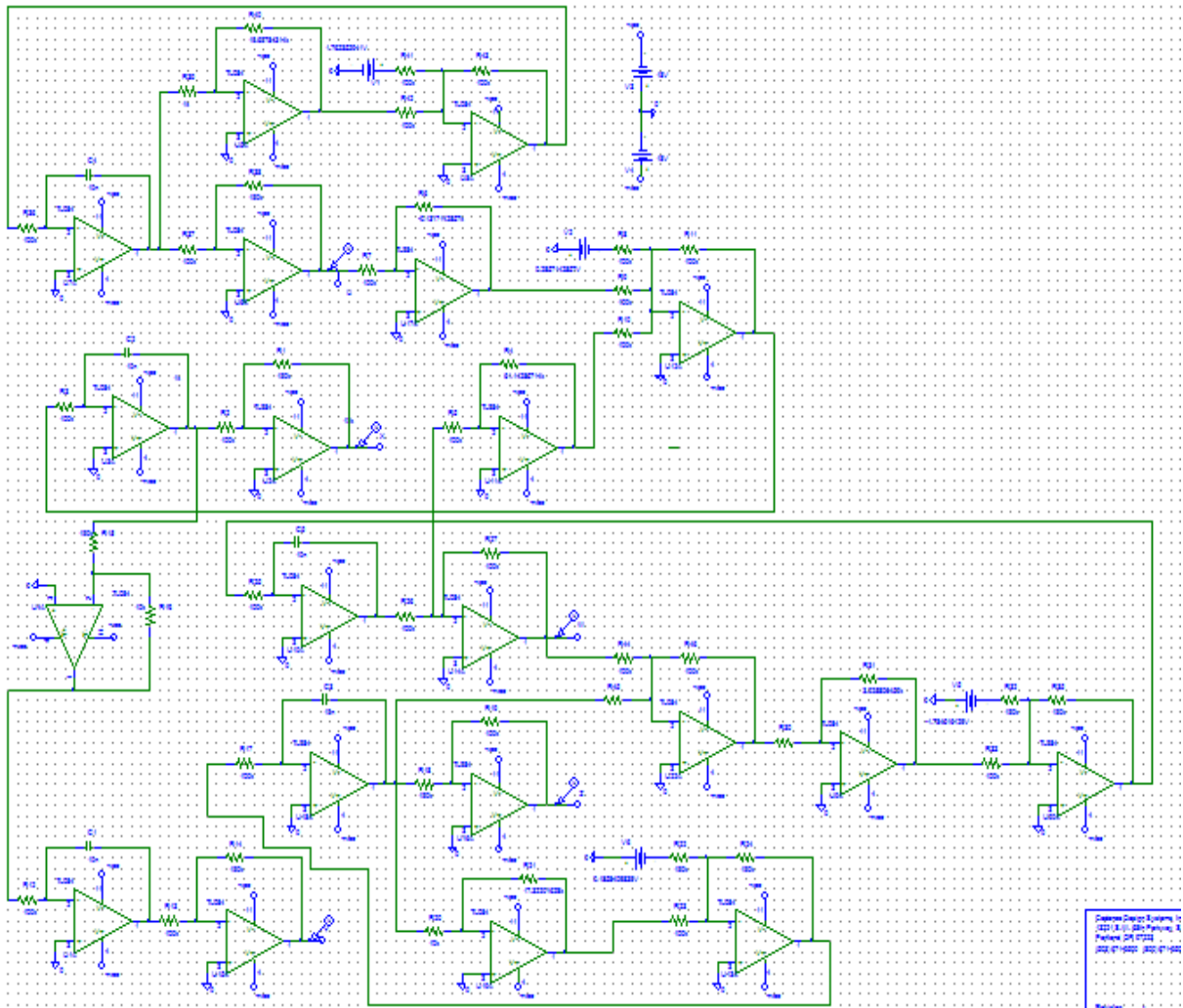


Figure 3.5 : circuit électronique du système dynamique du générateur synchrone (modèle d'ordre-5).

Les relations liant les résistances des résistors de ce montage sont les suivantes :

$$R_1 = R_{12} = R_{17} = R_{25} = R_{36} = 100K\Omega$$

$$R_2 = R_3 = R_{14} = R_{13} = R_{18} = R_{19} = R_{26} = R_{27} = R_{37} = R_{38} = 100K\Omega$$

$$R_8 = R_9 = R_{10} = R_{11} = R_{22} = R_{23} = R_{24} = R_{32} = R_{33} = R_{34} = 100K\Omega$$

$$\frac{R_5}{R_4} = B \Rightarrow R_5 = R_4 B = 6,11 K\Omega ; \frac{R_7}{R_6} = C \Rightarrow R_7 = R_6 C = 13,17 K\Omega ;$$

$$\frac{R_{16}}{R_{15}} = \omega_0 \Rightarrow R_{16} = R_{15} \omega_0 = 10 K\Omega ; \frac{R_{21}}{R_{20}} = d \Rightarrow R_{21} = R_{20} d = 17,3 K\Omega ;$$

$$\frac{R_{29}}{R_{28}} = f \Rightarrow R_{29} = R_{28} f = 32,25 K\Omega ; \frac{R_{40}}{R_{39}} = h \Rightarrow R_{40} = R_{39} h = 19,6 K\Omega ;$$

$$R_{39} = 1 K\Omega ; R_{28} = 1 K\Omega ; R_{20} = 10 K\Omega ; R_{15} = 100 K\Omega ; R_6 = 100 K\Omega ; R_4 = 10 K\Omega$$

Les capacités des condensateurs sont liées aux résistances par la relation suivante :

$$\frac{k}{R_1 C_1} = \frac{k}{R_{12} C_2} = \frac{k}{R_{17} C_3} = \frac{k}{R_{25} C_5} = \frac{k}{R_{36} C_1} = 1$$

Où k est le facteur d'additionnement permettant de passer du modèle mathématique au modèle électronique. Sa valeur est : $k = 10^{-3}$

$$C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = C_5 = 10 nF$$

Pour les sources de tension, nous avons :

$$V_3 = A = 0,2857 V ; V_4 = e = 0,167 V ; V_5 = i = 1,762 V ; V_6 = g = 19,6 V$$

3.4.3 Analyse du système électronique

Après avoir réalisé le montage ci-dessus dans le logiciel **ORCAD PSpice**, on place des sondes de tension à la sortie de chaque grandeur caractéristique du modèle et nous obtenons avec un pas d'intégration $h = 60$ ns et sur une durée de 20 ms les courbes d'évolution temporelle des grandeurs caractéristiques du modèle suivantes :

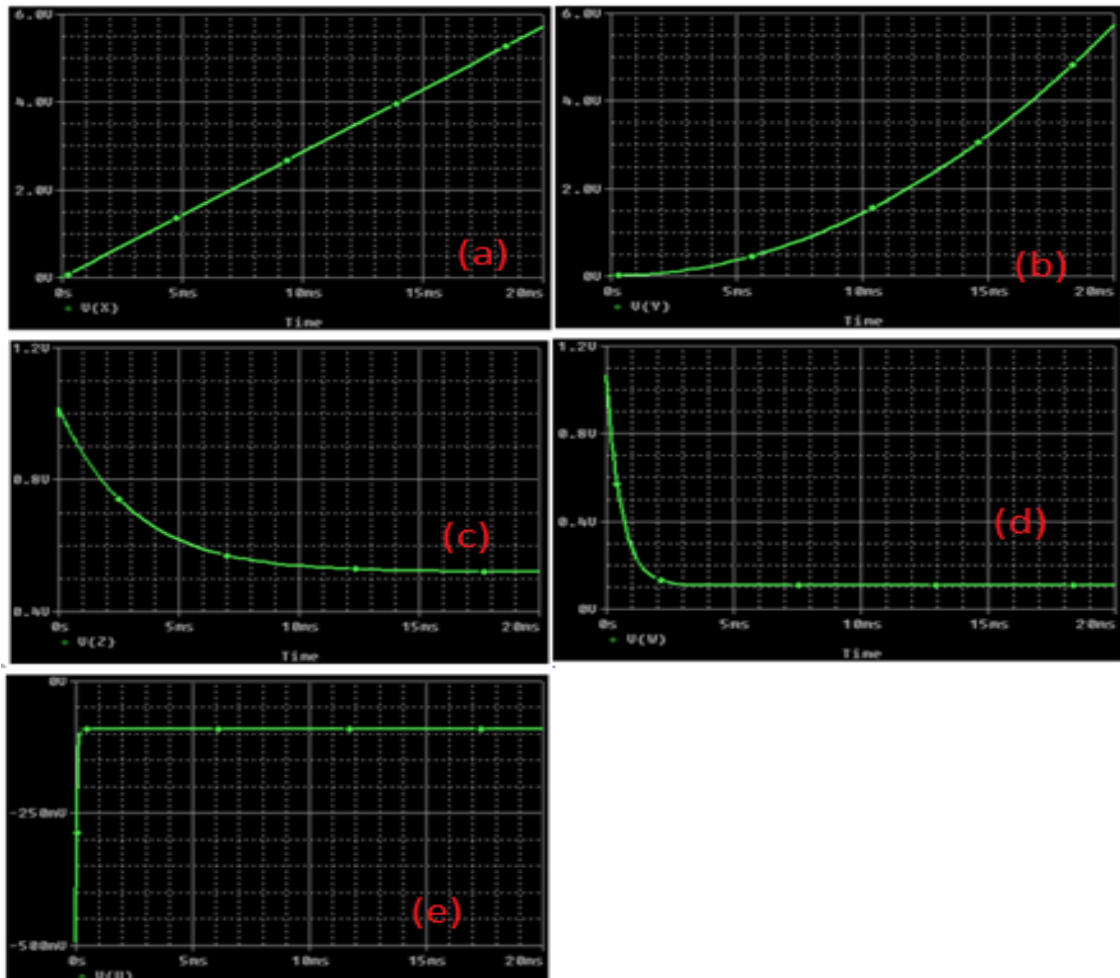


Figure 3.6 : Courbe d'évolution temporelle des variables du modèle dans ORCAD PSPICE (a) : de la vitesse angulaire du rotor ; (b) : de l'angle donnant la position du rotor ; (c) : de la f.é.m. transitoire suivant l'axe-q $E'q$; (d) : de la f.é.m. subtransitoire suivant l'axe-q $E''q$; (e) : de la f.é.m. subtransitoire suivant l'axe-d $E''d$

- Comparaison des résultats de simulation dans MATLAB et dans ORCAD PSPICE

De façon analogue comme fait dans le cas avec **MATLAB Simulink**, Il est également question de faire un rapprochement à partir des deux méthodes à fin d'apprécier les résultats obtenus. Ceci se fait en mettant les courbes des deux logiciels côte à côte à fin de faire une bonne comparaison

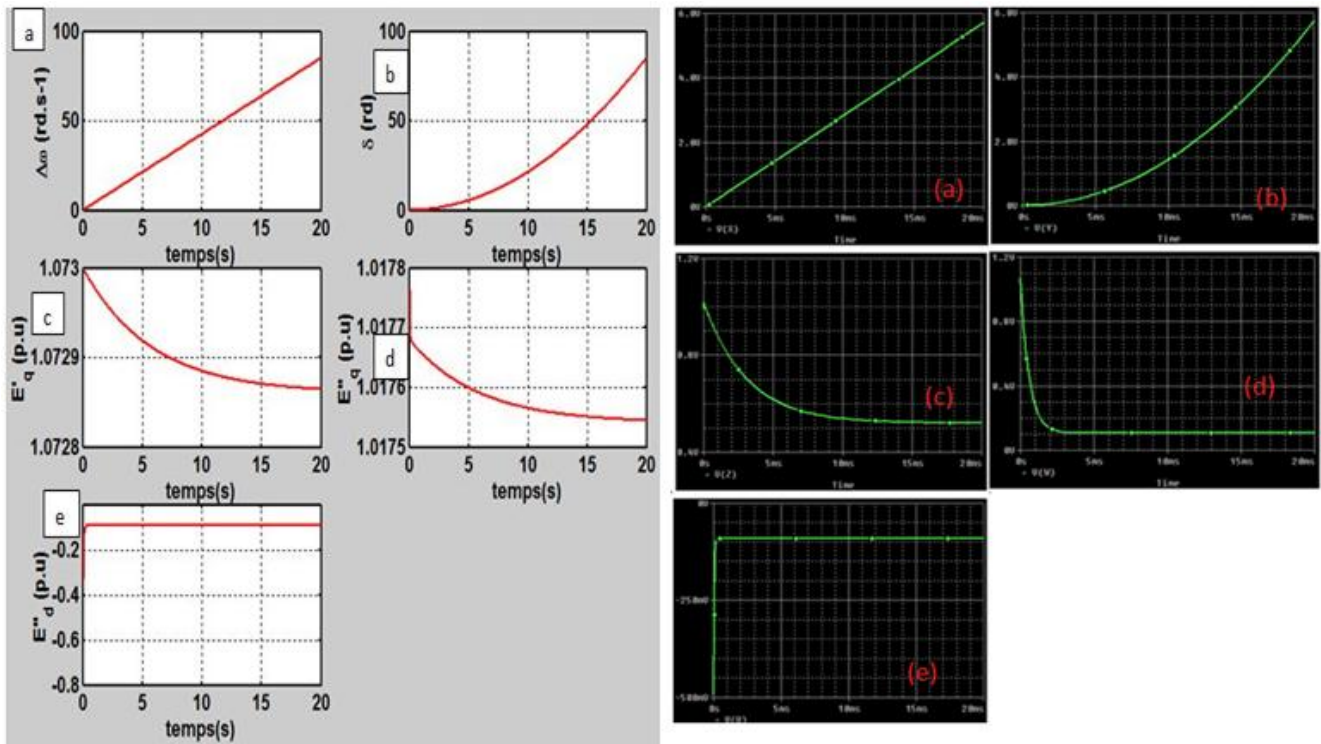


Figure 3.7 comparaison des courbes obtenues par analyse numérique en rouge et celles obtenues par ORCAD PSPICE en vert.

En observant attentivement la figure 3.7, on constate que les courbes obtenues par le circuit électronique câblé dans **Orcad Pspice** décrivent parfaitement le même comportement d'évolution des variables du système (3.2) obtenu à la figure (3.1).

Les résultats de simulation obtenus dans les logiciels **Matlab Simulink** et **Orcad Pspice** viennent confirmer ici ceux obtenus par la méthode numérique

Conclusion

D'après ce qui précède du chapitre 2, nous avons vu d'après l'étude de la stabilité dynamique des équations différentielles décrivant le modèle d'ordre –cinq du générateur synchrone que le système est stable. Cependant, à travers les résultats de simulation obtenus dans les différents logiciels, il ressort que seul trois variables du modèle permettent de d'observer de façon brève ce processus de stabilité du générateur synchrone à savoir : la f.é.m. transitoire suivant l'axe-q ($E'q$) ; la f.é.m. subtransitoire suivant l'axe-q ($E''q$) ; la f.é.m. subtransitoire suivant l'axe-d ($E''d$)

4 Implication sur le système éducatif du sujet

4.1 Introduction

La formation de l'élite enseignante au Cameroun est achevée par une soutenance de mémoire portant sur un sujet d'étude quelconque, propre à chaque filière de formation. Le sujet traité doit en outre refléter les aspects pédagogique et didactique en relations avec le cursus de formation. Dans ce chapitre nous allons présenter une fiche pédagogique qui fait le lien entre la recherche menée et le métier d'enseignant du secondaire pour lequel nous avons reçu une formation. Par la suite nous allons montrer l'intérêt didactique du sujet.

4.2 Fiche pédagogique

Nous avons conçu une fiche pédagogique comprenant un ensemble de questions portant sur l'énergie électrique et sur l'étude de quelques dipôles électriques. Cette fiche permettra à un élève des classes de 4^{ème}, 3^{ème} et de première scientifique de consolider leur connaissance sur la notion de production du courant alternatif.

Objectif général : connaître le rôle joué par un alternateur (générateur) dans une centrale hydroélectrique dans le processus de production du courant alternatif.

CONNAISSANCES ET SAVOIR-FAIRE	EXEMPLE D'ACTIVITES ENSEIGNEMENT- APPRENTISSAGE
1. Connaitre le rôle d'un générateur dans un circuit électrique	<p>Question n°1 : qu'est ce qu'un circuit électrique ? Réponse : le circuit électrique est une chaîne continue de conducteurs dans laquelle peut circuler un courant électrique.</p> <p>Question n°2 : citer quelques dipôles rencontrés dans un circuit électrique Réponse : les résistances, les inductances, les condensateurs, les diodes, les générateurs....</p> <p>Question n°3 : définir générateur Réponse : c'est un dipôle actif dissymétrique qui transforme une forme d'énergie quelconque en énergie électrique</p> <p>Question n°4 : ces différents dipôles jouent chacun un rôle spécifique dans un circuit électrique. Quel est le rôle du générateur dans un circuit électrique ? Réponse : c'est le générateur qui produit le courant électrique qui circule dans le circuit.</p>
2. description d'un alternateur et Connaissance du principe de production du courant alternatif	<p>Question n°5 : qu'est ce qu'un alternateur ? Réponse : c'est un dispositif permettant la production d'une tension alternative</p> <p>Question n°6 : donner le principe de fonctionnement d'un alternateur Réponse : son principe de fonctionnement est basé sur la rotation d'une bobine placée dans l'entrefer d'un aimant où règne un champ magnétique. Lorsque la bobine tourne, il apparaît à ses bornes une tension tantôt positive tantôt négative appelé tension alternative. L'aimant qui est supposé fixe est appelé stator et la bobine qui est en rotation est le rotor.</p> <p>Question n°7 : quelles sont les parties essentielles d'un alternateur ? Réponse : le stator et le rotor</p>

4.3 Intérêt didactique

Le thème de notre travail dégage des intérêts didactiques dans l'enseignement des sciences physiques. Notamment la notion de moteur à courant continu qui est abordée en classe de 3^{ème}. Ceci permettra donc d'appréhender cette notion avec un peu plus d'aisance avec les apprenants. Par ailleurs, notre travail a illustré le principe de fonctionnement d'un alternateur qui est lié à la notion d'électricité alternative abordée dans les classes de 1^{ere} scientifiques de l'enseignement général notamment au thème IV. Le travail développé donc ici, permettra à l'enseignant que nous sommes d'aborder plus aisément ces différentes notions.

Ce travail, qui est en fait une initiation à la recherche, nous a également permis d'acquérir des notions utiles pouvant nous aider à mieux orienter les apprenants dans leurs recherches au secondaire.

CONCLUSION GÉNÉRALE

Il a été question pour nous dans ce mémoire de faire une conception numérique d'un système électronique du modèle **5D** de la machine synchrone à fin de pouvoir dégager l'impact de la tension d'excitation sur les paramètres électriques de la machine synchrone. Pour y parvenir, nous avons d'abord commencé par faire une présentation de la machine synchrone au chapitre un. Au cours de cette présentation, nous avons donné les parties essentielles de la machine synchrone, nous avons fait un classement des machines et avons fini par donnés quels que avantages et inconvénients de la machine synchrone. Au chapitre deux, nous avons présenté une technique d'étude de la stabilité d'un système dynamique et ceci nous a permis de savoir notre système étudié était stable. Nous avons ensuite continué ce chapitre par un développement des méthodes d'approche numérique. Dans ce cadre nous avons utilisé deux logiciels de génération des composants en vue de représenter un système dynamique à savoir : **Matlab Simulink** et **ORCAD PSPICE**. Après avoir ainsi ressorti les méthodes d'usages adéquates pour la représentation des systèmes, nous avons montré les conditions de passage d'un système dynamique à un système électronique. Dans le chapitre trois nous avons appliqué les méthodes développées au chapitre deux pour réaliser les analyses numériques pour le système dynamique et comparé avec le système électronique équivalent.

Dans cette analyse, nous avons fait l'observation suivante :

Les analyses biologiques étaient en accord avec celles observées à partir du système électronique généré. Ce qui veut dire qu'un système dynamique peut être approché par un système électronique.

Perspectives

Dans un future proche, nous souhaiterons faire des simulations en variant les valeurs de la tension d'excitation afin d'étudier l'impact de l'excitation sur les paramètres électriques du générateur synchrone

Bibliographie

- ADNANES A.K. & T.M. UNDELAND. Optimum torque performance in PMSP drives above rated speed. In Annual meeting IEEE Ind. Appl. Soc., pages 169-175, Oct. 1991.
- AMARA Y. Contribution à la conception et à la commande des machines synchrones à double excitation. Application au véhicule hybride. PhD thesis, Université Paris XI, Ecole Normale Supérieure de Cachan - Laboratoire Electricité Signaux et Robotique, 2001.
- AMARA Y., J. LUCIDARNE, M. GABSI, M. LECRIVAIN, A.H. Ben AHMED & A.D. AKEMAKOU. A new topology of hybrid synchronous machine. IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 37, no. 5, pages 1273-1281, Sep./Oct. 2001
- BOLDEA I. MUNTEAN N. DEACONU S. NASAR S.A. & FU Z. Distributed anisotropy rotor synchronous drives (DARSYN) - Motor identification and performance. In Int. Conf. Electrical machines, pages 542-546, 1992.
- CHALMERS B.J., L. MUSABA & D.F. GOSDEN. Variable-frequency synchronous motor drives for electrical vehicles. IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 32, no. 4, pages 896-903, Jul./Aug. 1996.
- CHEDOT L., Etude paramétrique d'un alterno-démarrreur synchrone à aimants permanents internes - modèle magnétique. Rapport de DEA de Génie Electrique de Paris, Université de Technologie de Compiègne, Laboratoire d'Electromécanique de Compiègne, 2001.
- CHEVASSU C., Machines synchrones (cours et problèmes), 2014.
- DELIGNIERES D., Cours de Dynamique et morphogénèse [Cours de maitrise, Option recherche], UY1, 2010.
- DIVOUX C., Cours machine-synchrone (1), 1995.
- FOTSIN H.B., Cours d'automatique [Master I], Université de Dschang, 2007.
- FRIEDRICHG. & M. KANT. Choice of drives for electrical vehicles : a comparison between two permanent magnet AC machines. IEE Proc. -Elec. Power Appl., vol. 145, no. 3, pages 247-252, May 1998.
- [Http://www.wikipedia.com.gov/](http://www.wikipedia.com.gov/)(accessed : 05/03/2016).
- JAHNS T.M., G.B. KLIMAN & T.W. NEUMANN. Interior permanent magnet synchronous motors for adjustable-speed drives. IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 22, pages 803-813, July/Aug. 1986.

KOFANE T.C., Cours de système dynamique et chaos [Cours de Master II], UY1, 2011

Le BOURLOT J., cours d'introduction aux systèmes dynamiques dissipatifs [Master Astronomie et Astrophysique], Observatoire de paris, 2008-2009

MACHOWSKI Jan, JANUSZ, BIALEK and James R BUMBY, Power system Dynamics Stability and Control, Second Edition John Wiley & Sons Ltd 2008

MILLER T.J.E., Brushless permanent magnet and reluctance motor drive. Oxford university press, 1989. L. Xu, X. Xu, T.A. Lipo & D.W. Novotny. Vector control of a synchronous reluctance motor including saturation and iron loss. IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 27, pages 977-985, 1991.

MIRCEA Eremia & Constantin BULAC. Handbook of Electrical power-system modeling stability and control. Mircea Eremia and Mohammad shahidehpour. Illinois Institute of technology, 2013

MOUAD OUBIDAR & SEDIK BENDAOU, projet de fin d'étude en ingénierie dans le cadre du programme en génie électromécanique, hiver 2010

NANA N., Cours de Dynamique des structures mécaniques non linéaire continues [Master II], UY1, 2010.

NEY H. Extraits de Electrosystème - 1res STI - éd Nathan Technique 1996,

NOUBISSIE S., Cours des systèmes dynamiques et chaos [Master II physique], Université de Dschang, 2012.

SOONG W.L. & MILLER T.J.E., Field-weakening performance of brushless synchronous AC motor drives. IEE Proc. - Elec. Power Appl., vol. 141, no. 6, pages 331-340, 1994.

STROGATZ L.H., Non linear dynamique and chaos, [Livre] : Addison-Wesley, 1994

XU L. YE L. ZHEN L. & EL-ANTABLY A., A new design concept of permanent magnet machine for flux weakening operation. IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 31, no. 2, pages 373-378, 1995.