Table des matières

Dedicaces 1 **i**

Dedicaces 2 **ii**

Remerciements **iii**

Nomenclature **xi**

Glossaire **xiv**

Introduction générale **1**

I Généralités sur les machines synchrones **4**
- I.1 Introduction . . . 5
- I.2 Histoire de la machine synchrone . . . 5
- I.3 Domaines d'application des machines synchrones . . . 7
- I.4 Différentes structures de la machine synchrone . . . 7
  - I.4.1 Machine synchrone à aimants permanents (MSAP) . . . 10
  - I.4.2 Machines synchrones à rotor bobiné (MSRB) . . . 11
    - I.4.2-a Machines synchrones à pôles lisses (MSRBPL) . . . 11
    - I.4.2-b Machines synchrones à pôles saillants (MSRBPS) . . . 12
- I.5 Rôle des amortisseurs . . . 12
- I.6 Systèmes d'excitation . . . 13
- I.7 Fonctionnement à vide des alternateurs à rotor bobiné . . . 14
  - I.7.1 Caractéristique interne . . . 15
  - I.7.2 Interprétation de la caractéristique à vide . . . 16
- I.8 Fonctionnement en charge des alternateurs à rotor bobiné . . . 16
  - I.8.1 Machines à pôles lisses (MSRBPL) . . . 17
    - I.8.1-a Charge purement résistive . . . 17
    - I.8.1-b Charge purement inductive . . . 18
    - I.8.1-c Charge purement capacitive . . . 18
    - I.8.1-d Charge quelconque . . . 19
    - I.8.1-e Construction du diagramme vectoriel et schéma équivalent 20
  - I.8.2 Cas de la machine à pôles lisses non saturée . . . 22
  - I.8.3 Cas de la machine à pôles lisses saturée . . . 25
  - I.8.4 Machines à pôles saillants . . . 30
    - I.8.4-a Diagramme de Blondel . . . 30

I.8.4-b Equation de de Blondel 31
I.8.4-c Construction du diagramme vectoriel de Blondel 32
I.8.4-d Cas de la machine à pôles saillants non saturée 32
I.8.4-e Cas de la machine à pôles saillants saturée 33
I.8.5 Caractéristiques en charge des alternateurs 33
I.8.6 Rendement du générateur synchrone 35
I.9 Conclusion 36

II Modélisation des machines synchrones **37**
II.1 Introduction 38
II.2 Différents types de modélisation 38
II.2.1 Modélisation de Park 38
II.2.2 Modélisation par réseaux de perméance 38
II.2.3 Modélisation par éléments finis 39
II.3 Modélisation de la machine synchrone à rotor bobiné à pôles saillants avec amortisseurs (MSRBPS) 39
II.3.1 Description technologique de la MSRB 39
II.3.1-a Machine synchrone à pôles saillants 40
II.3.1-b Enroulement d'amortissement 40
II.3.2 Hypothèses simplificatrices pour la modélisation 41
II.3.3 Modèle de la génératrice synchrone dans le repère triphasé abc 41
II.3.3-a Modèle abc de la MSRBPS avec un amortisseur sur chacun des axes 41
II.3.3-b Expressions des inductances propres et mutuelles 42
II.3.3-c Equations des tensions et des flux magnétiques 43
II.3.4 Modèle de la génératrice synchrone dans le repère diphasé *dq* 45
II.3.4-a Transformation de Park 45
II.3.4-b Equations électromagnétiques 46
II.3.4-c Equations des tensions 48
II.3.4-d Equation du couple électromagnétique 49
II.3.5 Représentation d'état de la génératrice synchrone à pôles saillants 49
II.3.6 Circuits équivalents généralisés de la (MSRBPS) 51
II.4 Modélisation de la machine synchrone à rotor bobiné à pôles saillants sans amortisseurs 51
II.4.1 Modèle de la génératrice synchrone dans le repère triphasé *abc* 51
II.4.1-a Schéma descriptif dans le repère abc sans amortisseur . . . 51
II.4.1-b Equations des tensions 52
II.4.2 Modèle de la génératrice synchrone dans le repère diphasé dq 52
II.4.2-a Equations électromagnétiques 53
II.4.2-b Equations des tensions 53
II.4.2-c Equation du couple électromagnétique 54
II.5 Modélisation de la machine synchrone à rotor bobiné à pôles lisses (MSRBPL) 54
II.5.1 Description de la machine synchrone à pôles lisses 54
II.5.2 Modèle de la génératrice synchrone à pôles lisses dans le repère triphasé *abc* 55

II.5.2-a Expressions des inductances propres et mutuelles rotoriques 56
II.5.2-b Equations des tensions et des flux magnétiques 57
II.5.3 Modèle de la génératrice synchrone a pôles lisses dans le repère diphasé dq 58
II.5.3-a Equations des tensions 59
II.5.3-b Equations électromagnétiques 59
II.5.3-c Equations du couple électromagnétique 60
II.5.4 Représentation d'état de la génératrice synchrone à pôles lisses 60
II.6 Conclusion 60

III Caractéristiques statiques du générateur synchrone **61**
III.1 Introduction 62
III.2 Présentation du banc d'essai 62
III.2.1 Caractéristiques nominales des machines utilisées 63
III.3 Détermination les caractéristiques statiques du générateur synchrone 63
III.3.1 Mesures des résistances du stator et du rotor 63
III.3.1-a Mesure de la résistance des enroulements du stator 64
III.3.1-b Mesure de la résistance de l'enroulement du rotor 64
III.3.2 Essais à vide et caractéristique interne 65
III.3.2-a Essai à vide à vitesse constante 65
III.3.2-b Essai à vide à flux constant 68
III.3.3 Essai en court-circuit permanent 70
III.3.4 Détermination de la réactance synchrone de Behn-Eschenburg 72
III.3.5 Essais en charge et caractéristiques externes 74
III.3.5-a Essai avec charge résistive ($\cos\varphi = 1$) 75
III.3.5-b Essai avec charge inductive ($\cos\varphi = 0.80$ / AR) 76
III.3.5-c Essai avec charge capacitive ($\cos\varphi = 0,80$ / AV) 77
III.4 Conclusion 78

IV Techniques d'identification et validation de la modélisation des générateurs synchrones **80**
IV.1 Introduction 81
IV.2 Généralités sur les techniques d'identification 81
IV.2.1 Définition 81
IV.2.2 Classification des méthodes d'identification 81
IV.3 Techniques d'identification paramétrique 82
IV.3.1 Identification basée sur l'erreur de sortie 82
IV.3.2 Identification basée sur l'erreur d'entrée 83
IV.3.3 Démarche générale d'identification 84
IV.3.4 Modèle de connaissance du système à identifier 85
IV.3.5 Critère d'optimisation 86
IV.3.6 Optimiseur (Algorithme d'identification) 86
IV.3.6-a Méthode de l'estimateur aux « Moindres carrées » [50] . . . 86
IV.3.6-b Méthode de l'estimateur aux « Moindres carrées pondérés » [11] 88

IV.3.6-c Méthode de l'estimateur aux « Moindres carrées récursifs » [6] . . . 88
IV.3.7 Signaux d'excitation . . . 91
IV.4 Identification paramétrique de la machine synchrone . . . 91
IV.4.1 Méthode des essais classiques . . . 92
IV.4.1-a Essai du glissement . . . 92
IV.4.1-b Essai en alternateur a vide . . . 94
IV.4.1-c Détermination des résistances . . . 94
IV.4.1-d Détermination de l'inductance de l'inducteur . . . 94
IV.4.1-e Essai en court-circuit triphasé permanent . . . 95
IV.4.1-f Essai avec inversement de l'excitation . . . 95
IV.4.2 Méthode des essais indiciels . . . 95
IV.4.2-a Essai avec attaque de l'inducteur [5] . . . 95
IV.4.2-b Essai avec attaque de l'induit avec inducteur ouvert [5] . . . 96
IV.4.2-c Essai avec attaque de l'induit avec inducteur en court-circuit [5] . . . 97
IV.4.3 Détermination des paramètres mécaniques . . . 97
IV.4.3-a Identification du couple statique et du coefficient de frottement . . . 98
IV.4.3-b Identification du moment d'inertie des masses tournantes . . . 98
IV.4.4 Méthode des essais transitoires . . . 100
IV.4.4-a Description des essais de court-circuit . . . 100
IV.4.4-b Description des essais de délestage . . . 103
IV.4.5 Méthodes des réponses en fréquences . . . 104
IV.5 Simulation et validation des modèles des machines synchrones . . . 104
IV.5.1 Modélisation et simulation des génératrices synchrone à rotor bobiné à pôles saillants sans amortisseurs . . . 104
IV.5.1-a Essai à vide . . . 106
IV.5.1-b Essai en court-circuit brusque triphasé . . . 107
IV.5.1-c Essai en charge . . . 110
IV.5.2 Modélisation et simulation des génératrices synchrones à rotor bobiné à pôles saillants avec amortisseurs . . . 113
IV.5.2-a Essai à vide . . . 114
IV.5.2-b Essai en court-circuit triphasé . . . 116
IV.5.2-c Essai en charge . . . 117
IV.6 Conclusion . . . 120

Conclusion générale **121**

Bibliographie **127**

Annexe : Détails des modèles Simulink **1**

Table des figures

I.1 Dispositif expérimental de la roue de Barlow . . . 6
I.2 Dispositif expérimental de la machine de Gramme . . . 6
I.3 Symboles d'une machine synchrone à rotor bobiné . . . 7
I.4 Vue générale d'une machine synchrone de faible puissance . . . 8
I.5 Stator d'une machine synchrone . . . 8
I.6 Rotor à pôles saillants . . . 9
I.7 Rotor à pôles lisses . . . 10
I.8 Rotor à aimants permanents . . . 10
I.9 Machine synchrone à rotor à pôles lisses . . . 12
I.10 Machine à pôles saillants et enroulements amortisseurs . . . 12
I.11 Rotor d'une MS avec enroulements amortisseurs . . . 13
I.12 Alternateur à inducteur tournant avec système d'excitation équipé d'une excitatrice en bout d'arbre . . . 14
I.13 Alternateur à inducteur tournant avec système d'excitation équipé d'un alternateur-excitateur et diodes tournantes . . . 14
I.14 Branchement d'un alternateur à vide . . . 15
I.15 Caractéristique de fonctionnement à vide d'un alternateur . . . 15
I.16 Branchement d'un alternateur en charge . . . 16
I.17 Charge purement résistive . . . 17
I.18 Cas d'une charge purement inductive . . . 18
I.19 Cas d'une charge purement capacitive . . . 18
I.20 Diagramme vectoriel pour une charge quelconque . . . 19
I.21 Diagramme vectoriel pour le cas d'une charge quelconque . . . 19
I.22 Composantes active et réactive du courant statorique . . . 20
I.23 Schéma équivalent avec la résistance et le flux de fuites statorique négligées 21
I.24 Circuit équivalent de l'alternateur . . . 22
I.25 Diagramme vectoriel . . . 22
I.26 Schéma équivalent de Behn-Eschenburg . . . 23
I.27 Diagramme vectoriel de Behn-Eschenburg . . . 23
I.28 Relevé de la caractéristique court-circuit $I_{cc} = f(J)$ . . . 24
I.29 Caractéristiques à vide et en court-circuit . . . 24
I.30 Modèle équivalent de Poitier pour une phase . . . 26
I.31 Diagramme vectoriel des f.m.m. du modèle de Poitier . . . 26
I.32 Diagramme vectoriel des courants du modèle de Poitier . . . 27
I.33 Diagramme de Poitier . . . 27
I.34 Essai sur charge déwatté et caractéristique $U = f(J)$ . . . 28
I.35 Digramme vectoriel correspondant à l'essai déwatté . . . 28

I.36 Détermination pratique des coefficients de Poitier 29
I.37 Machines à pôles saillants 30
I.38 Diagramme de Blondel 31
I.39 Diagramme vectoriel de la machine à pôles saillants non saturée 32
I.40 Caractéristiques externes d'un alternateur 34
I.41 Caractéristiques de réglage d'un alternateur triphasé 34

II.1 Représentation de la MSRBPS avec enroulement amortisseur 40
II.2 Présentation de l'enroulement amortisseur d'une MSRBPS 41
II.3 Schéma modèle abc de la MSRBPS avec un amortisseur sur chacun des axes 42
II.4 Modèle du GSPS avec un amortisseur sur chaque axe 45
II.5 Schémas équivalents du générateur synchrone avec un amortisseur par axe . 51
II.6 Représentation spatiale des différents enroulements de la MSPS 52
II.7 Représentation spatiale des différents enroulements de la MSPL 53
II.8 Circuit équivalent par phase de la MSRB à pôles lisses 55
II.9 Diagramme vectoriel de la MSRB à pôles lisses 55
II.10 Schéma équivalent de la MSRB à pôles lisses 56
II.11 Position spatiale des enroulements du générateur synchrone à pôles lisses . . 58

III.1 Vue globale du banc d'essai 62
III.2 Montage aval pour la mesure de la résistance apparente statorique 64
III.3 Montage amont pour la mesure de la résistance rotorique 65
III.4 Schéma de montage pour l'essai à vide 66
III.5 Caractéristique à vide (Croissante et décroissante) 67
III.6 Caractéristique à vide moyenne 67
III.7 Caractéristique à vide de f.e.m à flux constant 69
III.8 Caractéristique à vide de fréquence à flux constant 70
III.9 Schéma de montage pour l'essai en court-circuit permanent 71
III.10 Caractéristique de court-circuit 72
III.11 Modèle équivalent du stator en mode court-circuit 73
III.12 Caractéristique à vide et de court-circuit 73
III.13 Schéma de branchement pour les essais en charge 74
III.14 Caractéristiques externes avec charge résistive 76
III.15 Caractéristiques externes avec charge inductive 77
III.16 Caractéristiques externes avec charge capacitive 78
III.17 Caractéristiques externes pour les charges résistive, inductive et capacitive . 78

IV.1 Principe de l'identification paramétrique 82
IV.2 Identification basée sur l'erreur de sortie 82
IV.3 Identification basée sur l'erreur d'entrée 83
IV.4 Organigramme d'un système d'identification paramétrique 84
IV.5 Méthodes d'identification paramétrique hors ligne de la MSPS 92
IV.6 Essai du glissement 92
IV.7 Evolution du courant statorique lors de l'essai du glissement 93
IV.8 Caractéristique de magnétisation à vide 94
IV.9 Essai d'inversement de l'excitation 95

IV.10Caractéristique mécanique $T_{em} = f(\Omega_m)$ 98
IV.11Caractéristique mécanique $T_{em} = f(\Omega_m)$ 99
IV.12Evolutions des courants de phase à l'application d'un court-circuit à partir d'un fonctionnement à vide 101
IV.13Schéma bloc de la génératrice synchrone à pôles saillants sans amortisseurs . 105
IV.14Schéma bloc de la génératrice synchrone à vide 106
IV.15Résultats de simulation de la génératrice synchrone à pôles saillants à vide . 107
IV.16Schéma bloc de la génératrice synchrone en court-circuit 108
IV.17Résultats de simulation de la génératrice synchrone à pôles saillants en court-circuit 109
IV.18Schéma bloc de la génératrice synchrone avec charge RL 111
IV.19Résultats de simulation de la génératrice synchrone à pôles saillants avec charge RL 112
IV.20Schéma bloc de la génératrice synchrone à pôles saillants avec amortisseurs 114
IV.21Schéma bloc de la génératrice synchrone à vide 115
IV.22Résultats de simulation de la génératrice synchrone à pôles saillants avec amortisseurs à vide 115
IV.23Schéma bloc de la génératrice synchrone à pôles saillants en court-circuit . . 116
IV.24Résultats de simulation de la génératrice synchrone à pôles saillants en court-circuit. 117
IV.25Schéma bloc de la génératrice synchrone à pôles saillants avec une charge charge RL 119
IV.26Résultats de simulation de la génératrice synchrone à pôles saillants en charge RL 119
27 Modéle de Park 2
28 Modéle de Park inverse 2

clicours.com

Nomenclature

Les principales notations et abréviations utilisées dans ce mémoire sont explicitées ci-dessous, sous leur forme la plus couramment employée dans le domaine du génie électrique.

Indices et exposants

Symbole	**Signification**
A, B, C, D	Matrice d'etat, entrée, sortie et perterbution
abc	Repère triphasé
d	Axe direct
dq	Repère diphasé
Ex (ex)	Excitation
GS 3	Générateur synchrone
f_e	L'enroulement inducteur
i_a, i_b, i_c	Courants des phase (a,b,c)
i_d, i_q, i_f	Courants direct,en quadrature,d'excitation
$i_k d, i_k q$	Courants d'amortisseurs direct et quadrature
p	Nombre de paires de poles
L_d, L_q, L_f	Inductances d'axe direct,quadrature et inducteur
$L_k d, L_k q$	Inductances d'amortisseurs d'axe direct et en quadrature
$\mathcal{L}_s, \mathcal{L}_r$	Matrice inductance statorique et rotorique
MS 3	Moteur synchrone
q	Axe quadrature
$[R], [L], [I], [V]$	Matrice de (resistance, inductance, courant et tension)
V_a, V_b, V_c	Tensions des phase (a,b,c)
V_d, V_q	Tensions d'axe direct,en quadrature
V_s, V_r	Tensions d'induit,et inducteur
X_i	Réactance d'induit
X_{iT}	Réactance transversale d'induit
X_{iL}	Réactance longitudinale d'induit
X_d, X_q	Réactances d'axe direct,en quadrature.
X_{md}, X_{mq}	Réactances magnétisations direct,en quadrature

Grandeurs électriques et mécaniques

Nom	Symbole	Unité
Angle (position)	θ	$^\circ$, rad
Angle mécanique	θ'	rad
Angle de charge	δ	$^\circ$, rad
Courant	I	A
Courant d'excitation	J, i_f, i_{ex}	A
Courant de court-circuit	I_{cc}	A
Couple électromagnétique	T_e	mN
Couple mécanique	T_m	mN
Champ induit	$\vec{B}_i$	T
Champ de l'inducteur (rotorique)	$\vec{B}_j$	T
Critère quadratique	J_q	/
Déphasage du courant	Ψ	$^\circ$
Flux magnétique, flux utile, et flux de l'inducteur	Φ, Φ_u, Φ_J	Wb
Flux de l'induit	Φ_i	Wb
Facteur de puissance	$\cos\varphi$	/
Fréquence	f	Hz
F.e.m à vide	E_0.	V
Force magnétomotrice (l'inducteur,induit)	$F_{J;i}$	A
Induction magnétique	B	T
Nombre de spires/phase	N	/
Nombre de spires inductrices pour pôle	m	/
Puissance	P	W
Puissance utile	P_u	W
Puissance absorbée	P_a	W
Pulsation électrique	ω	rad/s
Pulsation électrique rotorique	ω_r	rad/s
Pulsation mécanique de rotation	Ω	rad/s
Pertes mécaniques, fer, effet Joule	p_m, p_f, p_j	W
Pertes fer	p_f	W
Pertes effet Joule	p_j	W
Rendement	η	/
Temps	t	t
Tension composée	U	V
Tension simple	V	V
Vitesse angulaire mécanique	Ω_m	rad/s
Vitesse de synchronisme	n_s	tr/min

Clicours.COM

Paramètres

Nom	**Symbole**	**Unité**
Coefficient de frottement	f_v	$N.s/rad$
Impédance	Z	Ω
Inductance	L	H
Inductance mutuelle	M	H
Moment d'inertie	J_T	$kg.m^2$
Réactance	X	Ω
Réactance direct	X_d	Ω
Réactance quadrature	X_q	Ω
Réactance de fuites	x	Ω
Résistance d'une phase statorique	R_{sa}	Ω
Résistance statorique	R_s	Ω
Résistance statorique (chaude)	R_{sch}	Ω
Résistance de la charge	R_{ch}	Ω
Résistance rotorique	r	Ω
Résistance damortisseurs	r_{kd}, r_{kq}	Ω

Glossaire

Acronyme	**Signification**
AC	Courant alternatif
CAO	Conception assistées par ordinateur
DC	Courant continu
f.é.m	Force électromotrice
F.M.M	Force magnétomotrice ou magnétomotricité
GSPS	Génératrice synchrone à pôles saillants
IEC	Norme Commission électrotechnique internationale
IEEE	Norme Institute of Electrical and Electronics Engineers
MCC	Moteur à courant continu
MS	Machine synchrone
MSAP	Machine synchrone à aimant permanent
MSRB	Machine synchrone à rotor bobiné
MSRBPL	Machine synchrone à rotor bobiné à pôles lisses
MSPL	Machine synchrone à pôles lisses
MSRBPS	Machine synchrone à rotor bobiné à pôles saillants
MSPS	Machine synchrone à pôles saillants
RMI	Réaction magnétique d'induit
TGV	Train à grande vitesse

Introduction générale

La recherche de systèmes de conversion des énergies renouvelables est un thème d'actualité ces dernières années. En effet, face à la perspective d'épuisement des énergies fossiles, le défi est de taille, car la demande énergétique mondiale est en constante croissance. Ainsi, deux grandes tendances s'opposent aujourd'hui. La première propose d'orienter la recherche vers le tout renouvelable (énergie par essence inépuisable). La seconde prône l'utilisation optimale des systèmes existants et maitrise de la production d'énergie, en visant entre autre, l'amélioration de l'efficacité énergétique et la décentralisation de la production d'électricité.

En vue de répondre à une demande d'énergie électrique sans cesse croissante, les producteurs essayent d'augmenter la capacité de leurs sites de production, moyennant le recours à des générateurs synchrones. Les machines synchrones tiennent une place importante dans les équipements industriels. Elles représentent une part importante du marché des convertisseurs électromécaniques d'énergie et couvrent une gamme de puissance très large.

La majeure partie de l'énergie disponible sur les réseaux électriques provient de centrales thermiques et hydroélectriques. Elles utilisent des alternateurs synchrones pour convertir l'énergie mécanique provenant d'une turbine en énergie électrique. Les centrales thermiques utilisent des turbo-alternateurs entraînés par des turbines à vapeur, alors que les hydrogénérateurs des centrales hydrauliques sont entraînés par la force de l'eau.

La modélisation des générateurs synchrones fait l'objet, depuis plusieurs décennies, de plusieurs travaux de recherche. Avec le développement de l'informatique, les travaux sur leur modélisation se sont accentués en vue de leur simulation en fonctionnement dynamique. Ceci nécessite une connaissance précise, pour chaque point de fonctionnement, des paramètres électriques, magnétiques et mécaniques.

Avec l'apparition en masse de centrales basées sur les énergies renouvelables (fermes solaires photovoltaïques, thermiques et éoliennes, les organismes chargés d'assurer la fiabilité et la sécurité des réseaux électriques vont devoir imposer que les producteurs, souhaitant se raccorder au réseau, fournissent aux transporteurs d'électricité, les paramètres électriques dynamiques des modèles de tous les générateurs mis en service. Les paramètres fournis devront obligatoirement être validés par des mesures expérimentales.

En effet, la validité des modèles des générateurs est essentielle aux analyses de stabilité et de performances dynamiques. Ces modèles permettent, entre autres, l'élaboration de stratégies de contrôle et le dimensionnement des équipements de protection en cas de défauts. La performance des stratégies de contrôles est limitée par la précision de l'identification des paramètres dynamiques de l'alternateur et les réglages optimaux des systèmes sont déterminant en ce qui concerne les performances et la stabilité des réseaux électriques.

Dans le cadre de ce mémoire de Master, nous nous intéressons à la modélisation mathématique et aux techniques d'identification hors ligne des paramètres des machines synchrones à rotor bobiné avec et sans amortisseurs. Etant donné les différentes structures de ce type de machines, l'étude est focalisée sur la modélisation dans le référentiel biphasé de Park.

Ce travail s'intégrera dans un projet plus global, consistant en la conception d'un banc d'essai (Emulateur éolien) pour l'étude d'un système aérogénérateur basée sur la machine synchrone à rotor bobiné avec pôles saillants et amortisseurs, disponible au niveau du Laboratoire d'Automatique de Tlemcen (LAT).

C'est ainsi que nous avons subdivisé le manuscrit du présent mémoire en quatre chapitres, dont les contenus se présentent comme suit.

Le premier chapitre est consacré à une recherche bibliographique basée principalement sur les différentes configurations des machines synchrones, en se focalisant sur les machines à rotor bobiné. Puis, l'analyse des fonctionnements en régime permanent des générateurs synchrones à rotor bobiné est présentée en mettant l'accent sur le phénomène de réaction magnétique d'induit.

Dans le deuxième chapitre, nous présentons la modélisation des différentes synchrones à rotor bobinés dans le référentiel biphasé dq de Park. En effet, ce choix permet plus facilement la conception de stratégie de commande et de contrôle des machines électriques. Dans la première section, nous nous intéresserons à la modélisation mathématique de la machine synchrone à rotor bobiné à pôles saillants avec et sans amortisseurs. Puis, la modélisation de la machine synchrone à rotor bobiné à pôles lisses est présentée. Par la suite, ces résultats permettront la validation des modèles obtenus et la simulation du comportement électromécanique des machines synchrones à rotor bobiné.

Le troisième chapitre est consacré à la détermination des performances statiques du générateur synchrone triphasé à pôles saillants. Une série d'essais expérimentaux en régime permanent et leurs protocoles respectifs sont présentés, les résultats obtenus sont commentés. Ces essais consistent en la mesure des résistances de la machine, les essais à vide et en court-circuit, enfin les essais en charge en présence de récepteur de différentes natures (résistif, inductif et capacitif).

Le quatrième et dernier chapitre traite des principales techniques d'identification paramétriques de manière générale, puis plus particulièrement celles employées pour la déter-

mination des paramètres de la machine synchrone à rotor bobiné avec et sans amortisseurs. Nous présentons également les méthodes des moindres carrées (ordinaires, pondérés et récursifs) qui consistent à déterminer le vecteur des paramètres d'un modèle au sens d'un certain critère. Puis, nous donnons un inventaire non exhaustif des techniques d'identification usuelles de la machine synchrone à rotor bobiné, basé surbasé à un ensemble dessais expé- rimentaux classiques et transitoires (indiciels, en court-circuit brusque, délestage). un ensemble d'essais expérimentaux classiques et transitoires (indiciels, en court-circuit brusque, délestage). Enfin, un ensemble de test de simulation est réalisé et commenté dans le but de valider les modélisations mathématiques présentées précédemment.

Le mémoire est clôturé par une conclusion générale, présentant une synthèse des principaux résultats obtenus et quelques perspectives sont suggérés pour de futurs travaux qui pourraient faire suite à ce mémoire. Une annexe contenant un rappel sur la transformation de Park et les paramètres des génératrices synchrones à pôles saillants, avec et sans amortisseurs, employés pour la validation des modèles mathématique.

Remarque

Il est à noter qu'un objectif important de ce projet consistait en la réalisation d'essais expérimentaux visant à l'identification des paramètres de la machine synchrone existant au Laboratoire d'Automatique de Tlemcen. En effet, nous avions projeté avec nos encadrants d'effectuer une série de test d'identification basée sur les stratégies et techniques présentées dans le quatrième chapitre (Essais classiques, indiciels et transitoires), afin de relever les données expérimentales nécessaires à la l'estimation des paramètres à l'aide de ces méthode et plus particulièrement ls méthodes des moindres carrés. Une comparaison des différentes techniques d'identification était également envisagée.

Malheureusement, bien que nous ayons eu le temps pour réaliser les essais concernant les performances en régime permanent (présentés dans le chapitre II), nous n'avons pas eu accès au laboratoire de notre université depuis la mi-mars, ceux-ci ayant été fermé pour cause de l'épidémie du "Corona-Virus" dans notre pays, les mesures de confinement et les précautions sanitaires qui s'en sont suivies. Nous sommes conscient que cette situation laisse notre travail inachevé, et nous espérons que celui-ci sera amélioré et mené à terme par nos collègues de la prochaine promotion de Master Electrotechnique.

Chapitre I

Généralités sur les machines synchrones

Sommaire

I.1 Introduction 5
I.2 Histoire de la machine synchrone 5
I.3 Domaines d'application des machines synchrones 7
I.4 Différentes structures de la machine synchrone 7
I.4.1 Machine synchrone à aimants permanents (MSAP) 10
I.4.2 Machines synchrones à rotor bobiné (MSRB) 11
I.5 Rôle des amortisseurs 12
I.6 Systèmes d'excitation 13
I.7 Fonctionnement à vide des alternateurs à rotor bobiné 14
I.7.1 Caractéristique interne 15
I.7.2 Interprétation de la caractéristique à vide 16
I.8 Fonctionnement en charge des alternateurs à rotor bobiné . . 16
I.8.1 Machines à pôles lisses (MSRBPL) 17
I.8.2 Cas de la machine à pôles lisses non saturée 22
I.8.3 Cas de la machine à pôles lisses saturée 25
I.8.4 Machines à pôles saillants 30
I.8.5 Caractéristiques en charge des alternateurs 33
I.8.6 Rendement du générateur synchrone 35
I.9 Conclusion 36

I.1 Introduction

Les machines synchrones convertissent l'énergie mécanique en énergie électrique (alternateurs) ou vice versa (moteurs synchrones), elles nécessitent pour produire le champ magnétique inducteur une alimentation en courant continu (inducteur bobiné) ou des aimants permanents. L'existence d'un inducteur bobiné permet, suivant le cas, de régler la tension ou la puissance réactive de la machine synchrone [20].

La machine synchrone est très fiable et efficace pour la conversion d'énergie, son fonctionnement est, comme tous les dispositifs électromécaniques de conversion d'énergie est basés sur la loi de Faraday de l'induction électromagnétique [4]. Les performances obtenues doivent être en accord avec les conditions d'exploitation, en particulier les protections de la machine synchrone elle-même et, éventuellement, celles du réseau électrique auquel elle est reliée. La machine synchrone est surtout utilisée en générateur dans les centrales de production de l'énergie électrique de type thermique et hydraulique, où elle est presque sans concurrent, mais elle est également utilisée en moteur dans un certain nombre de domaines.

Le terme de machine synchrone regroupe toutes les machines dont la vitesse de rotation du rotor est égale à la vitesse de rotation du champ tournant du stator. 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 le synchronisme entre le champ tournant statorique et le rotor, d'où le nom de machine synchrone.

Dans ce chapitre, les différentes structures des machines synchrones sont exposées, puis l'analyse des fonctionnements à vide et en charge des générateurs synchrones à rotor bobiné est présentée.

I.2 Histoire de la machine synchrone

Les premières machines électriques ont été imaginé durant le dix-neuvième siècle, leurs principes pour leur majorité exploitant l'expérience d'Oersted (1820), basée sur l'interaction mécanique entre une aiguille aimantée et un conducteur parcouru par un courant électrique. Le courant continu étant la seule forme d'énergie électrique disponible (piles et batterie électrochimiques, ...) et les structures les plus performantes étant à courant alternatif, il a fallu imaginer dès le départ des commutateurs mécaniques (collecteurs). La seule machine électrique réellement à courant continu était la roue de Barlow (Figure I.1), mais elle est restée marginale et n'a donné lieu qu'à de très rares applications industrielles.

Les génératrices électriques allaient ainsi pouvoir convertir les ressources hydrauliques relativement abondantes, en effet la tradition des moulins à eau était bien ancrée, et les machines à vapeur à bois, puis au charbon. Vers 1870, la machine de Gramme (Figure I.2) était la machine à courant continu par excellence [39], surtout après la découverte de sa réversibilité, elle pouvait ainsi fonctionner en moteur ou en générateur en passant d'un mode à l'autre de façon absolument continue [36].

FIGURE I.1 – Dispositif expérimental de la roue de Barlow

Enfin vers 1890, le courant alternatif commença à s'imposer grâce à l'invention du transformateur électromagnétique qui permettait d'adapter la tension aisément, et aux générateurs électriques à courant alternatif (machines synchrones ou alternateurs). Le moteur asynchrone, qui venait d'être également inventé, permettait de satisfaire les applications de force motrice si demandé, et ceci dans des conditions de fiabilité inégalées par rapport aux moteurs à collecteur. Au début du vingtième siècle, la théorie des machines électriques commençait à être bien établie et ce siècle fut celui d'améliorations continues et de quelques découvertes de nouvelles structures, mais sans révolutions majeures, si ce n'est peut-être l'arrivée d'aimants permanents performants à partir des années 1960 [20].

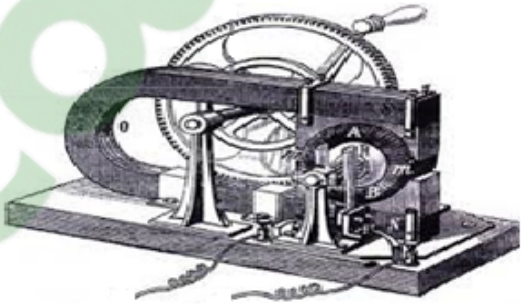


FIGURE I.2 – Dispositif expérimental de la machine de Gramme

Dans le domaine de la production d'électricité, en dehors du cas très particulier de la génération photovoltaïque, ce sont des génératrices électriques qui convertissent de l'énergie mécanique, souvent issue d'une turbine. Les machines synchrones règnent en maître avec des puissances dépassant le GW, mais en dessous de la dizaine de MW, les machines asynchrones peuvent trouver leur place. Notons qu'il n'y a plus depuis bien longtemps, de machines à courant continu dans ce domaine [30].

Grâce aux travaux de Nikola Tesla, le courant alternatif avait gagné la bataille du transport de l'électricité à distance et son utilisation va se trouver profondément bouleversée. C'est ainsi que la première expérience de transport d'électricité s'est faite en Allemagne dans les années 1890, sur une distance de 175 km, avec un rendement de 75%. Nikola Tesla préconisa d'abord l'utilisation des courants polyphasés et réussit à créer un champ magnétique tournant qui permit d'entraîner en rotation une armature mobile [39].

cliCours.com

I.3 Domaines d'application des machines synchrones

La machine synchrone est réversible, ainsi elle peut fonctionner en génératrice (alternateur) ou en moteur [20].

- **Fonctionnement en alternateur** : L'inducteur, sur le rotor, entraîné par une turbine tournant à la vitesse n_s, crée dans l'entrefer de la machine un champ tournant à la vitesse n_s. Ce champ tournant induit aux bornes de l'induit (stator) une f.e.m. sinusoïdale de fréquence f.
- **Fonctionnement en moteur** : Les courants alternatifs de fréquence f parcourant l'induit (stator) créent dans l'entrefer de la machine, un champ magnétique tournant à la vitesse n_s. Le rotor, siège d'un champ magnétique constant, suit le champ tournant à la même vitesse.

La quasi-totalité des générateurs de courant alternatif sont des alternateurs. Leur puissance apparente peut dépassée les 1600 MVA. L'alternateur transforme l'énergie mécanique, fournie par la machine l'entraînant, en énergie électrique. Il est conçu pour produire des tensions et des courants sinusoïdaux monophasés ou polyphasés, mais plus particulièrement triphasés. Il constitue le générateur le plus employé dans la production d'énergie électrique.

Le moteur synchrone effectue la conversion énergétique inverse, il transforme l'énergie électrique en énergie mécanique. Il est utilisé pour l'entraînement des systèmes électromécaniques de grandes puissances comme les navires et les trains à grandes vitesses (TGV de la deuxième génération). Il équipe également certains dispositifs dont la vitesse de rotation doit être rigoureusement constante (horloges synchrones, ...) [23].

La machine peut être représentée par son symbole normalisé (Figure I.3), qui précise si elle fonctionne en générateur (a) ou en moteur (b).

a) Symbole d'un alternateur triphasé à rotor bobiné

b) Symbole d'un moteur synchrone triphasé à rotor bobiné

FIGURE I.3 – Symboles d'une machine synchrone à rotor bobiné

I.4 Différentes structures de la machine synchrone

La machine synchrone se compose essentiellement d'une partie tournante : le rotor et d'une partie fixe : le stator, séparées par un entrefer et d'un axe de rotation appelé arbre. Il y a différents types de structures de machines synchrones selon la forme du rotor. On peut les classer en deux groupes : les machines à pôles lisses et les machines à pôles saillants.

FIGURE I.4 – Vue générale d'une machine synchrone de faible puissance

Le stator : C'est la partie fixe de la machine, identique à celui d'une machine asynchrone triphasée (Figure I.5), il supporte les enroulements statoriques, appelés enroulements induit dans le cas du fonctionnement en générateur, car ils sont siège de courants alternatifs. Les conducteurs sont placés dans des encoches autour de la carcasse de la machine et sont groupés en bobine. Dans une machine triphasée, le stator comporte trois enroulements monophasés identiques décalés d'un angle de 120° et il possédant p paires de pôles magnétique par phase. Il peut être bipolaire $p = 1$ ou multipolaire $p > 1$ [19].

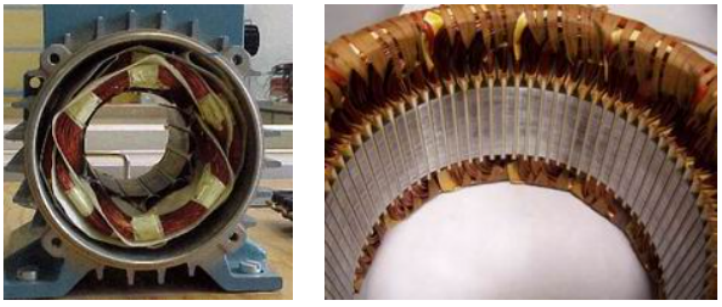


FIGURE I.5 – Stator d'une machine synchrone

Le rotor : Le rotor est entraîné par un système mécanique et porte l'enroulement inducteur de la machine, il est alors alimenté en courant continu via un dispositif constitué par des bagues et des balais. Il produit le même nombre de paires de pôles p que le stator. Si le rotor est bobiné, son alimentation est effectuée en courant continu par une source d'énergie auxiliaire. Il est parfois constitué d'aimants permanents et donc ne nécessite ni bagues ni balais (Machine Brushless) [10].

Les tensions triphasées d'une génératrice synchrone triphasée dépendent de la vitesse de rotation de son rotor et de l'intensité du champ magnétique. La fréquence dépend, quant à elle, de la vitesse de rotation et du nombre de pôles de l'inducteur. Le nombre de paires de pôles d'un alternateur est imposé par la vitesse du rotor et la fréquence des tensions à produire.

En notant θ l'angle que fait un pôle nord du rotor avec le stator et sous l'hypothèse de la répartition sinusoïdale, le champ produit dans l'entrefer par l'enroulement rotorique s'écrit [17] :

Clicours.COM

$$B_r(t) = \frac{3}{2}.B_r^{max}.\cos(p.\theta - p.\theta) \tag{I.1}$$

Il s'agit d'un champ tournant, sa vitesse de rotation est $\Omega = d\theta/dt$. Il peut être produit par des aimants permanents, alors l'amplitude du champ est constante. Il peut également être produit par un bobinage alimenté en courant continu J et dans ce cas l'amplitude du champ est réglable à travers J. Dans le cas linéaire on pourra écrire $B_r^{max} = K^r.J$.

Ainsi, en considérant les conducteurs de l'induit, devant lequel se déplacent les pôles Nord et les pôles Sud du rotor, chaque fois qu'une paire de pôle se déplace devant un conducteur la tension évolue de manière alternative et sinusoïdale.

La fréquence des courants est donc liée à la vitesse de rotation par la relation [15] :

$$f = p.n_s \tag{I.2}$$

f (Hz) étant la fréquence des tensions induites, p le nombre de paire de pôle du système inducteur et n_s (tr/s) la vitesse du champ tournant, encore appelée vitesse de synchronisme.

De même, lorsque les conducteurs du stator sont parcourus par des courants triphasés :

$$\begin{cases} i_a(t) = I.\sqrt{2}.\cos(\omega.t + \alpha) \\ i_b(t) = I.\sqrt{2}.\cos(\omega.t + \alpha - 2.\pi/3) \\ i_c(t) = I.\sqrt{2}.\cos(\omega.t + \alpha - 4.\pi/3) \end{cases} \tag{I.3}$$

Ils produisent, selon le théorème de Ferraris, un champ magnétique tournant de même nature que celui produit par l'enroulement rotorique. Sa vitesse de rotation (ω/p) est également liée à la pulsation des courants [17] [19] :

$$B_s(t) = \frac{3}{2}.\lambda.I.\sqrt{2}.\cos(p.\theta\xi - \omega.t + \alpha) \tag{I.4}$$

En fonctionnement normal, les champs du stator et du rotor tournent à la même vitesse :

$$\Omega = \frac{\omega}{p} \tag{I.5}$$

On dit qu'ils sont synchrones, d'où le nom de la machine.

Rotor à pôles saillants : Conçu pour les machines à faible vitesse périphérique, cette structure correspond à un nombre de paires de pôles élevés, mais pouvant aussi existé pour $p = 2$ (Figure I.6).

FIGURE I.6 – Rotor à pôles saillants

Rotor à pôles lisses : Conçu pour les machines à grande vitesse périphérique, cette structure correspond aux machines bipolaire $(p = 1)$ ou quadripolaire $(p = 2)$ (Figure I.7).

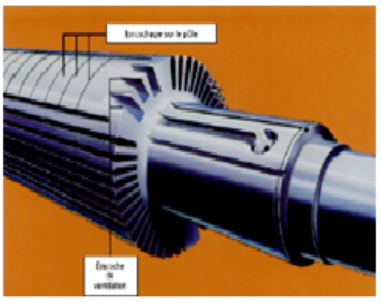


FIGURE I.7 – Rotor à pôles lisses

Rotor à aimants permanents : Conçu pour les petites puissances inférieure à 10 kW, n'ayant ni collecteur ni balais, cette machine est appelée MSAP (Machine Synchrone à Aimants Permanents) ou Brushless (sans balais) (Figure I.8). Il existe une grande variété de structures de machines synchrones à aimants permanents. Elles varient principalement selon les dispositions des aimants et des pièces polaires au rotor [23].

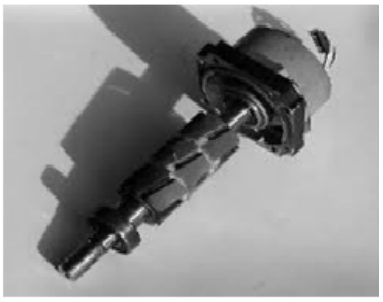


FIGURE I.8 – Rotor à aimants permanents

L'entrefer : Espace séparant le rotor du stator, il est supposé constant dans une machine à pôles lisses et variant dans une machine à pôles saillants, il permet de canaliser les lignes de champ magnétique.

L'arbre : Organe de transmission du mouvement de rotation, des paliers soutiennent le rotor et assurent sa libre rotation.

Par la suite, nous désignerons les différentes machines synchrones respectivement par les acronymes suivants : machine synchrone à aimants permanents (MSAP), machine synchrone à rotor bobiné (MSRB), machine synchrone à rotor bobiné à pôles lisses (MSRBPL) et machine synchrone à rotor bobiné à pôles saillants (MSRBPS).

I.4.1 Machine synchrone à aimants permanents (MSAP)

L'aimant permanent est un matériau ferromagnétique qui a la propriété de conserver une très grande aimantation rémanente, et qui se désaimante difficilement lorsqu'il a été aimanté. L'utilisation des aimants permanents dans la machine synchrone présente un avantage considérable. L'excitation fournie par l'aimant permanent évite l'utilisation de collecteur avec bagues et balais. Les pertes par effet Joule dans les enroulements rotoriques

sont éliminées. De plus, ces machines fonctionnent avec moins de bruit et pressentent une très faible inertie, d'où des régimes transitoires court. L'inconvénient de ces machines provient de l'absence de possibilité de réglage du flux d'excitation [22] [17].

On distingue deux grandes familles selon la forme géométrique des aimants (radiale ou tangentielle) et la distribution des bobinages au stator (sinusoïdale ou trapézoïdale).

I.4.2 Machines synchrones à rotor bobiné (MSRB)

Ce genre de machines est constitué d'un rotor qui comporte des bobines. On alimente ces bobines par des courants continus par l'intermédiaire des contacts glissants balais-bagues pour générer le flux magnétique inducteur dans l'entrefer [17].

On distingue deux types de machines synchrones à rotor bobiné :

- les machines à pôles lisses,
- les machines à pôles saillants.

La machine à pôles lisses a une inductance constante quelle que soit la position du rotor. Par contre, la machine à pôles saillants a un entrefer variable suivant la position des pôles, ce qui entraîne une variation de l'inductance [37].

I.4.2-a Machines synchrones à pôles lisses (MSRBPL)

Ce mode de construction qui assure une grande robustesse mécanique est systématiquement adopté pour les alternateurs de fortes puissances, dont la vitesse de rotation est élevée (3000 et 1500 tr/min). On les trouve dans les productions d'énergie dans les centrales thermiques et nucléaires, pour cette raison on les désignent couramment de turbo-alternateur.

Il s'agit d'une pièce massive d'acier forgée et solidaire de l'arbre avec des encoches fraisées qui reçoivent les enroulements inducteurs en cuivre. La vitesse de rotation élevée, exige un diamètre limité de l'ordre du mètre (Figure I.9) pour réduire les effets des forces centrifuges à la périphérie du rotor. Le diamètre étant réduit il est nécessaire d'augmenter la longueur axiale de la machine pour obtenir des forces électromotrices notables. Cette longueur peut atteindre 15 et 20 mètres pour les machines de très grande puissance. Malgré le diamètre relativement réduit du rotor, les conducteurs de l'inducteur sont soumis à des accélérations radiales considérables, ils sont donc maintenus par des cales [15].

Ces rotors ne disposent pas en général d'une disposition spéciale d'amortisseurs puisque la pièce de forge en acier crée des circuits à la surface pour les courants de Foucault dont l'effet est équivalent à celui des courants amortisseurs. C'est donc la partie massive du rotor qui joue le rôle d'un amortisseur [10].

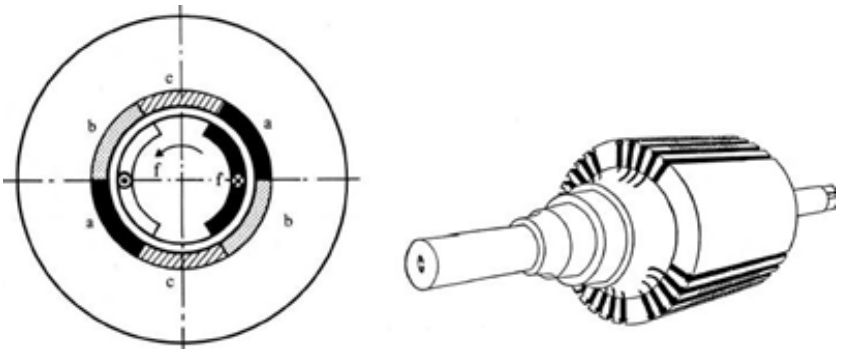


FIGURE I.9 – Machine synchrone à rotor à pôles lisses

I.4.2-b Machines synchrones à pôles saillants (MSRBPS)

Ces machines possèdent un enroulement inducteur constitué de bobines enroulées autour de pôles ferromagnétiques et mises en série de façon à assurer l'alternance des pôles (Figure I.10). La forme de l'épanouissement polaire est réalisée pour obtenir une répartition de l'induction dans l'entrefer proche d'une sinusoïdale. Cette structure est ainsi caractérisée par sa simplicité de réalisation, par contre, pour des raisons mécaniques, elle ne prête généralement qu'à des applications où la vitesse ne dépasse pas 1000 tr/min [52].

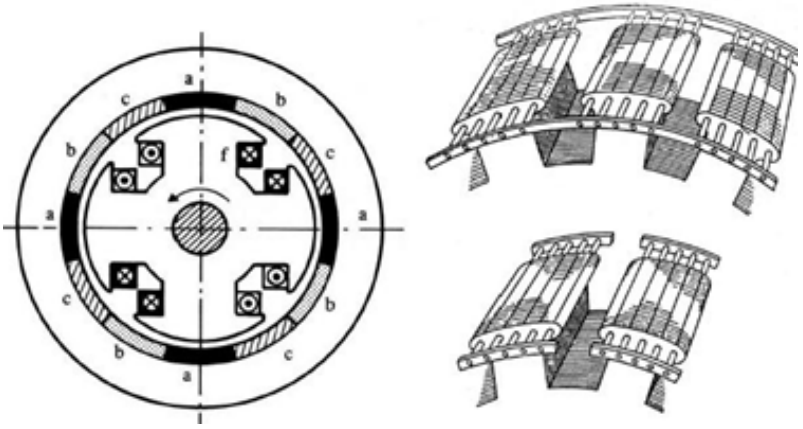


FIGURE I.10 – Machine à pôles saillants et enroulements amortisseurs

La principale difficulté pour l'étude de ces machines est liée à l'anisotropie géométrique (entrefer variable), et donc magnétique du rotor, qui entraîne une dépendance à la position de la plupart des inductances et des différentes inductances mutuelles du rotor par rapport au stator. La réaction d'induit varie alors en fonction de l'état de charge de la machine [37].

I.5 Rôle des amortisseurs

Dans les machines à pôles saillants, les amortisseurs sont constitués de barres logées dans les pôles et reliées à leurs extrémités par des anneaux ou par des segments qui ne sont

pas reliés de pôle à pôle (amortisseur à grille) (Figure I.11). Ces anneaux sont continus ou peuvent ne pas être reliés de pôle à pôle [10].

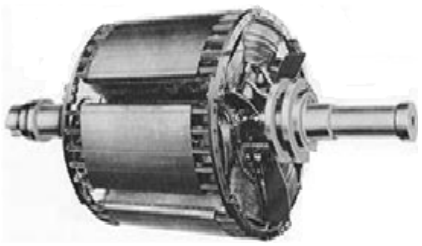


FIGURE I.11 – Rotor d'une MS avec enroulements amortisseurs

L'amortisseur est un organe qui n'a pas d'utilité en régime normal d'une machine synchrone. Ils n'intervient qu'au cours de certains fonctionnements normaux, tels que les changements de charge (ceux-ci provoquant des oscillations autour du synchronisme) et anormaux, tels que la marche asynchrone temporaire après rupture de synchronisme, le fonctionnement permanent sur charge non équilibrée sur les trois phases, les courts-circuits biphasés ou le ré-enclenchement monophasé après défaut. Pendant ces fonctionnements, l'amortisseur permet la circulation des courants induits au rotor par les champs magnétiques non synchrones, permettant ainsi de mieux supporter ces régimes anormaux [46] [4].

I.6 Systèmes d'excitation

Le courant d'excitation des machines synchrones, nécessaire à la production du champ magnétique inducteur, est obtenu à partir d'un dispositif appelé système d'excitation. Deux types de systèmes sont utilisés : la technique mettant en œuvre une génératrice à courant continu, appelée "excitatrice" ou l'utilisation d'une technique dite "sans bagues ni balais" avec un pont de diodes tournantes [51] [19].

Dans la première technique, une génératrice à courant continu, appelée excitatrice, habituellement montée sur le même arbre que l'alternateur, fournit le courant d'excitation aux électro-aimants de l'inducteur de la machine synchrones (Figure I.12). L'usure des balais constitue l'inconvénient de ce système [51].

De nos jours, on utilise des systèmes d'excitation sans bagues (ni balais) dans lesquels un alternateur-excitateur et un groupe de redresseurs (diodes tournantes) fournissent le courant continu à l'alternateur principal. Ici, l'excitatrice est remplacée par l'alternateur-excitateur qui est en fait un alternateur inversé (Figure I.13). Son circuit d'excitation est sur le stator, son rotor comporte un système d'enroulement triphasé dont les courants sont redressés afin d'alimenter l'inducteur de l'alternateur [47].

L'alternateur-excitateur et les redresseurs sont montés en bout d'arbre et tournent ensemble avec l'alternateur principal. L'alternateur excitateur triphasé possède un nombre de pôles tel que sa fréquence soit deux ou trois fois celle du réseau [51].

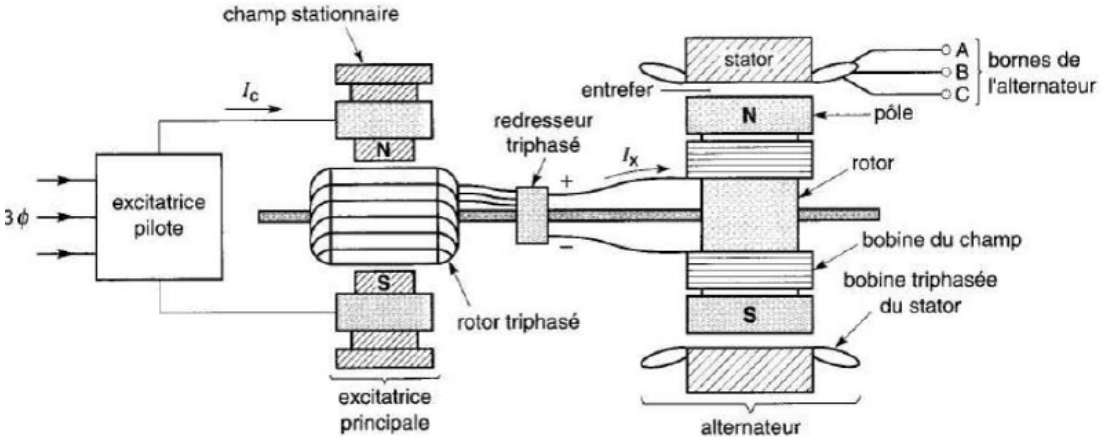


FIGURE I.12 – Alternateur à inducteur tournant avec système d'excitation équipé d'une excitatrice en bout d'arbre

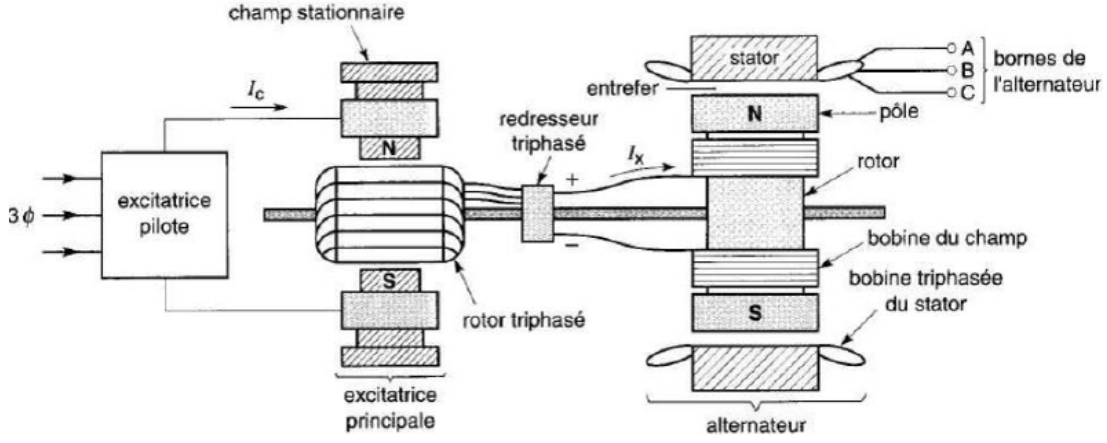


FIGURE I.13 – Alternateur à inducteur tournant avec système d'excitation équipé d'un alternateur-excitateur et diodes tournantes

I.7 Fonctionnement à vide des alternateurs à rotor bobiné

On entend par marche à vide d'un alternateur, le fonctionnement dans lequel le stator ne débite aucun courant ($I = 0$). La f.e.m à vide E_v, mesurée entre les bornes du stator (phase et le neutre) est alors donnée par la relation suivante [22] [46] :

$$E_v = K.f.N\Phi_u \tag{I.6}$$

où N représente le nombre de spires/phase, Φ_u, le flux utile par pôle causé par la f.m.m. de l'inducteur seul, K le coefficient de Kapp et f la fréquence des tensions statoriques induites.

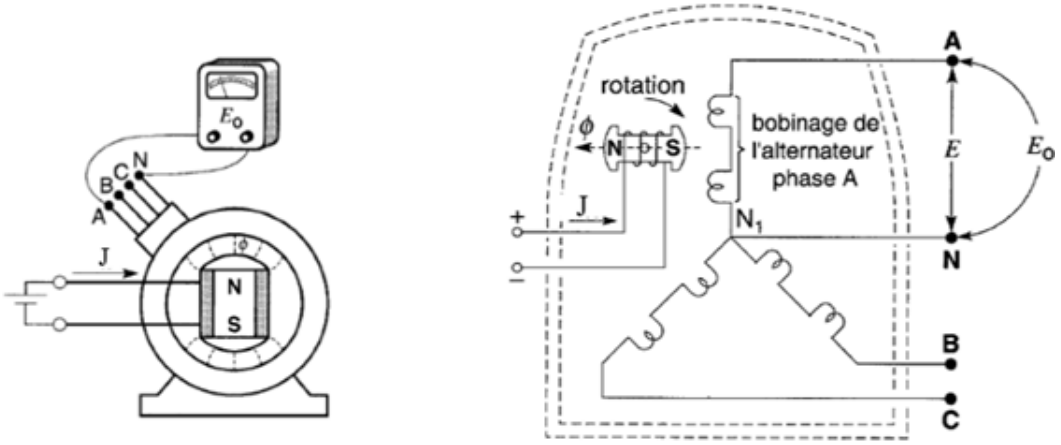


FIGURE I.14 – Branchement d'un alternateur à vide

I.7.1 Caractéristique interne

C'est la caractéristique de fonctionnement à vide $E_v = f(J)$ relevée avec la vitesse de rotation maintenue constante à la valeur de synchronisme $n = n_s$; E_v et J étant respectivement la f.e.m. mesurée à vide et le courant d'excitation.

Le relevé de cette courbe s'effectue comme suit. On entraîne alternateur à vide à la vitesse de synchronisme, et on relève les tensions E_v, entre les bornes du stator (induit), correspondantes aux différents courant d'excitation J. La variation du courant d'excitation est assurée par un rhéostat d'excitation [46].

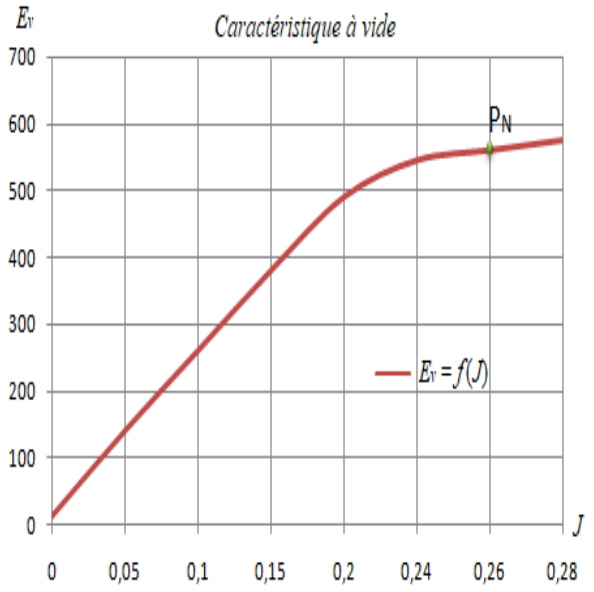


FIGURE I.15 – Caractéristique de fonctionnement à vide d'un alternateur

I.7.2 Interprétation de la caractéristique à vide

On peut écrire à partir de la relation (I.1) :

$$E_v = K.f.N.B.S \tag{I.7}$$

puis en appliquant le théorème d'Ampère sur le parcours d'une ligne de champ :

$$H_s.l_s + H_r.l_s + 2.H_0.e = N.J \tag{I.8}$$

Puisque $H_s = H_r = H_0$ (en considérant pour la perméabilité du fer $\mu_r \to \infty$), on déduit : $H = \frac{N.J}{2.e}$, avec e représentant l'épaisseur de l'entrefer.

Lorsque la machine n'est pas saturée : $B = \mu_r.\mu_0.H$, et donc :

$$E_v = K.f.N.S\frac{N.\mu_0.J}{2.e} = K^{'}.J \tag{I.9}$$

C'est l'équation d'une droite qui passe par l'origine, avec comme pente $K^{'}$, cette zone où le courant d'excitation reste faible est dite linéaire.

Si le courant d'excitation continue à augmenter, E_v augmente moins vite et l'équation $E_v = K^{'}.J$ ne décrit plus à une droite car le coefficient $K^{'}$ varie et n'est plus constant. C'est le phénomène de saturation du circuit magnétique, la caractéristique correspond à une courbe d'aimantation, en effet $B \neq \mu_r.\mu_0.H$ [32].

I.8 Fonctionnement en charge des alternateurs à rotor bobiné

L'alternateur est entraîné à sa vitesse de synchronisme n_s excitée par le courant d'excitation J, il fournit alors une f.e.m E_v aux bornes du stator. Si ce dernier est branché sur une charge triphasée équilibrée, il délivre des courants induits tels que $I = I_a = I_b = I_c$.

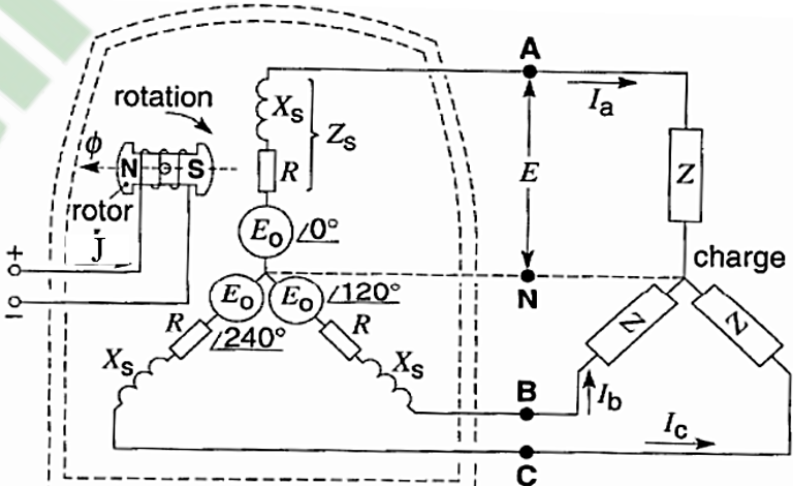


FIGURE I.16 – Branchement d'un alternateur en charge

La charge peut être un rhéostat triphasé, une inductance triphasé, une batterie de condensateurs triphasée ou encore une charge quelconque.

Réaction d'induit : Lorsque la machine synchrone est en charge, les enroulements de l'induit sont traversés par des courants triphasés et créent un champ magnétique tournant à la fréquence de synchronisme. Ce champ s'ajoute à chaque instant à celui de l'inducteur, qui tourne à la même vitesse. Le flux utile n'est plus engendré uniquement par la f.m.m. de l'inducteur seul, à l'action de celle-ci vient se superposer la f.m.m. due à l'enroulement induit pour donner un nouveau flux utile résultant dû à l'action simultanée de ces deux f.m.m. Le champ résultant et le flux résultant étant modifiés, cela entraîne une modification de la f.é.m induite. Ce phénomène, dit *réaction magnétique d'induit*, est difficile à étudier car la position de l'axe du flux de réaction magnétique par rapport à celui du flux inducteur est variable selon la charge [19].

I.8.1 Machines à pôles lisses (MSRBPL)

Supposons que l'enroulement statorique est sans résistances et sans fuites magnétiques. On désigne par Ψ le déphasage du courant I dans une phase statorique par rapport à la f.e.m E_v induite par le flux Φ_j de l'inducteur seul.

Ce déphasage dépend de la nature du récepteur branché aux bornes de l'alternateur. Aussi, on peut distinguer les charges suivantes : la charge purement résistive, la charge purement inductive, la charge purement capacitive et enfin le cas général d'une charge quelconque.

I.8.1-a Charge purement résistive

Dans ce cas, le champ induit maximal, donc la f.e.m induite, sont maximal, ce qui entraîne un courant induit maximal. On voit sur la figure I.17 que le champ produit par le rotor est perpendiculaire au champ produit par le stator $(\overrightarrow{B_1}, \overrightarrow{B_j}) = 90°$, pour cette raison la réaction d'induit est dite transversale [25] [27].

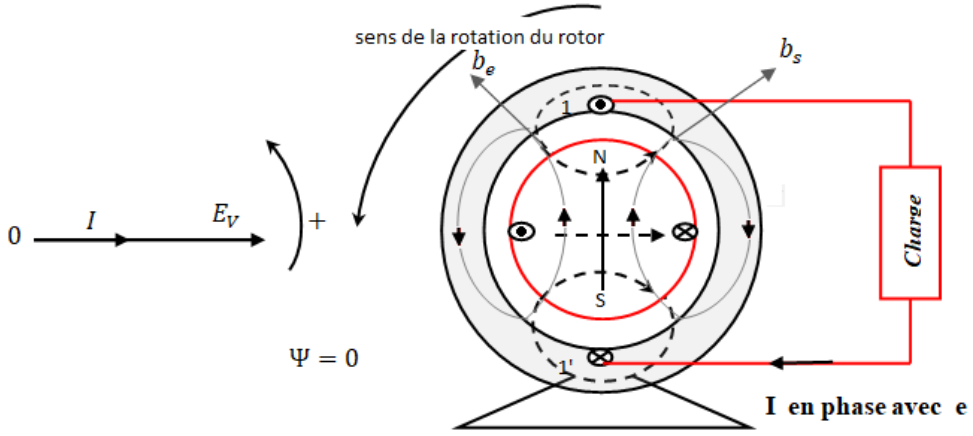


FIGURE I.17 – Charge purement résistive

D'après les lignes de champ de la figure I.17, on remarque qu'il y a une dissymétrie du champ résultant dans l'entrefer ; on dit qu'il y a distorsion du champ par conséquent : la réaction transversale provoque une distorsion du champ dans l'entrefer.

I.8.1-b Charge purement inductive

Si le rotor occupe la position de la figure I.18, la f.e.m est maximale mais le courant est en retard de 90°, donc il faut que le rotor tourne de 90° pour que ce courant atteigne sa valeur maximale. Dans cette position, le champ tournant statorique et le champ tournant rotorique sont opposés $(\overrightarrow{B_i}, \overrightarrow{B_j}) = 180°$. Pour cette raison, la réaction d'induit est dite longitudinale ou directe [25] [27]. Pour un courant d'excitation J donné, le flux a diminué

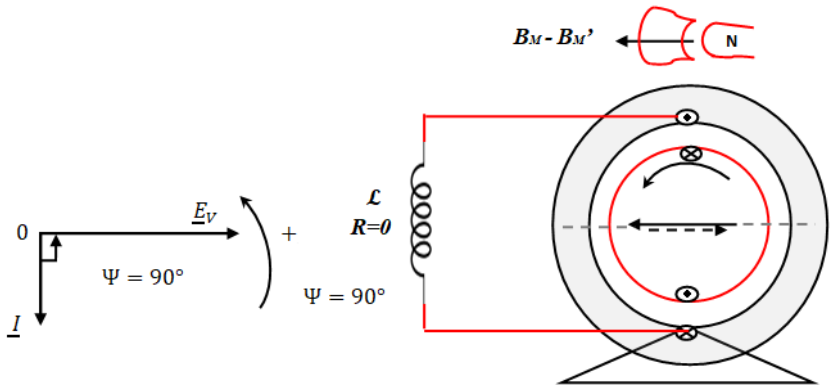


FIGURE I.18 – Cas d'une charge purement inductive

à cause du flux causé par l'induit, pour l'augmenter à sa valeur initiale il faut augmenter le courant d'excitation J. On dit alors que cette réaction d'induit est démagnétisante.

I.8.1-c Charge purement capacitive

Si le rotor occupe la position de la figure I.17, la f.e.m est maximale mais le courant est en avance de 90°. Donc, il faut que le rotor toume 270° pour que ce courant atteigne sa valeur maximale. Dans cette position (Figure I.19), le champ tournant statorique et le champ tournant rotorique sont en phase $(\overrightarrow{B_i}, \overrightarrow{B_j}) = 0°$. Pour cette raison la réaction d'induit est dite aussi *longitudinale* ou *directe*.

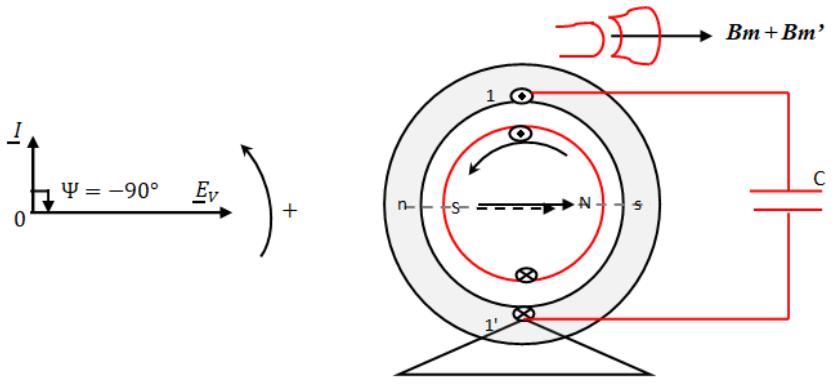


FIGURE I.19 – Cas d'une charge purement capacitive

Clicours.COM

Pour un courant d'excitation J donné, le flux a augmenté à cause du flux dût à l'induit ; pour le diminuer à sa valeur initiale, il faut diminuer le courant J. On dit alors que cette réaction d' induit est magnétisante [25] [27].

I.8.1-d Charge quelconque

Soit Ψ : le retard du courant sur la fe.m à vide. Si le rotor occupe la position de la figure I.20, la fe.m. est maximale mais le courant est en retard de Ψ, donc il faut que le rotor tourne un angle de Ψ pour que ce courant atteigne sa valeur maximale [25] [27].

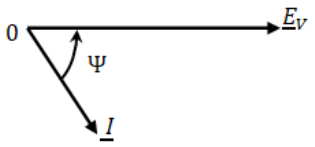


FIGURE I.20 – Diagramme vectoriel pour une charge quelconque

Trois cas ont été étudié :

- Cas résistif : $(\overrightarrow{B_i}, \overrightarrow{B_j}) = 0° + 90°$ pour $\Psi = 0°$;
- Cas inductif : $(\overrightarrow{B_i}, \overrightarrow{B_j}) = 90° + 90°$ pour $\Psi = 90°$;
- Cas capacitif : $(\overrightarrow{B_i}, \overrightarrow{B_j}) = 270° + 90°$ pour $\Psi = -90° = 270°$.

D'après ces cas, on peut généraliser pour Ψ quelconque en écrivant :

$$(\overrightarrow{B_i}, \overrightarrow{B_j}) = \Psi + 90° \tag{I.10}$$

Le champ induit B_i est déphasé de $(\Psi + 90°)$ en arrière par rapport au champ B_J.
Le champ B_r et le flux Ψ_r résultants s'écrivent respectivement :

$$\overrightarrow{B_r} = \overrightarrow{B_j} + \overrightarrow{B}_i \tag{I.11}$$

$$\overrightarrow{\Phi_r} = \overrightarrow{\Phi_j} + \overrightarrow{\Phi}_i \tag{I.12}$$

La figure I.21 illustre la construction du champ résultant B_r.

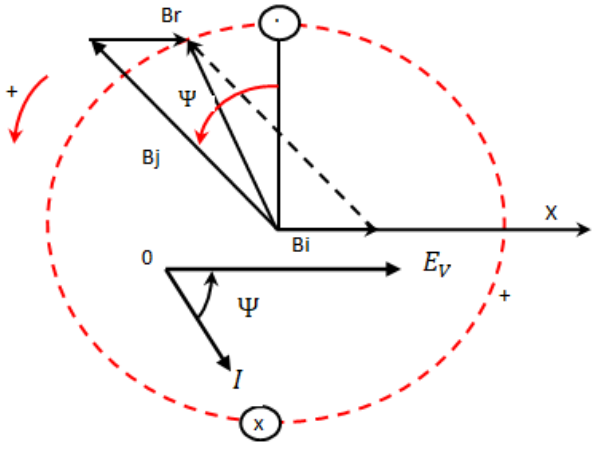


FIGURE I.21 – Diagramme vectoriel pour le cas d'une charge quelconque

Remarque

On peut décomposer le courant I en une composante en phase avec la f.e.m E_v : $I_a = I.\cos\psi$, ce qui provoque une réaction d'induit transversale et une composante déphasée de 90° par rapport à E_v : $I_a = I.\sin\psi$, ce qui provoque une réaction d'induit longitudinale.

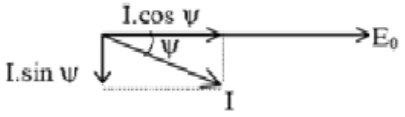


FIGURE I.22 – Composantes active et réactive du courant statorique

I.8.1-e Construction du diagramme vectoriel et schéma équivalent

Diagramme vectoriel de Fresnel

On choisit le courant induit I comme origine des phases, le flux Φ_i produit par le champ statorique B_i est en phase. Le champ rotorique B_j produit le flux Φ_j qui est en avance de $(\Psi + 90°)$ par rapport à Φ_i.

Si on suppose que le flux est sinusoïdal $\Phi = \Phi_0.\cos\omega.t$, alors :

$$e = -N.\frac{d\Phi}{dt} = N.\omega.\Phi_0.\sin\omega.t = N.\omega.\Phi_0.\cos\left(\omega.t - \frac{\pi}{2}\right) \tag{I.13}$$

Sous forme de complexe, on peut écrire :

$$\underline{E} = -j.N.\omega.\underline{\Phi} \tag{I.14}$$

Donc la f.e.m est toujours en retard de $\pi/2$ par rapport au flux qui la produit.

Pour le tracé du diagramme de Fresnel, on détermine :

1. La f.e.m à vide E_0 en arrière de 90° par rapport au flux Φ_j produit par l'inducteur.
2. La f.e.m induite E_i produite par le flux Φ_i induit seul , en arrière de 90° par rapport au flux Φ_i.
   Pour la détermination de la f.e.m due à la réaction d'induit, on suppose le flux sinusoïdal : $\Phi_i = \Phi_0.\cos\omega.t$, ce qui donne un courant sinusoïdal dans l'induit : $I = I_0.\cos\omega.t$.
   A cause de ce flux ou de ce courant, une f.e.m est induite au stator :
   $$E_i = -N.\frac{d\Phi_i}{dt} = -L_i.\frac{dI}{dt} = L_i.\omega.I_0.\sin\omega.t = L_i.\omega.I_0.\cos\left(\omega.t - \frac{\pi}{2}\right) \tag{I.15}$$
   En posant $X_i = L_i.\omega$, pour la réactance d'induit, on peut écrire sous forme complexe $\underline{E_i} = -j.X_i.\underline{I}$.
3. La f.e.m résultante E_c, que l'on appelle f.e.m en charge, est produite par le flux résultant $\underline{\Phi}_r = \Phi_j + \Phi_i$, positionné 90° par rapport au flux $\underline{\Phi}_r$:
   $$\underline{E}_c = \underline{E}_0 - \underline{E}_i \qquad \text{donc} \qquad \underline{E}_0 = \underline{E}_c + \underline{E}_i \tag{I.16}$$

Comme $\underline{E}_i = -j.X_i.\underline{I}$, on peut écrire : $\underline{E}_v = \underline{E}_c + j.X_i.\underline{I}$.
Si on néglige la résistance et le flux de fuites statorique : $\underline{E}_c \approx \underline{V}$.

Le résultat précédent est illustré par le circuit équivalent de la figure I.23.

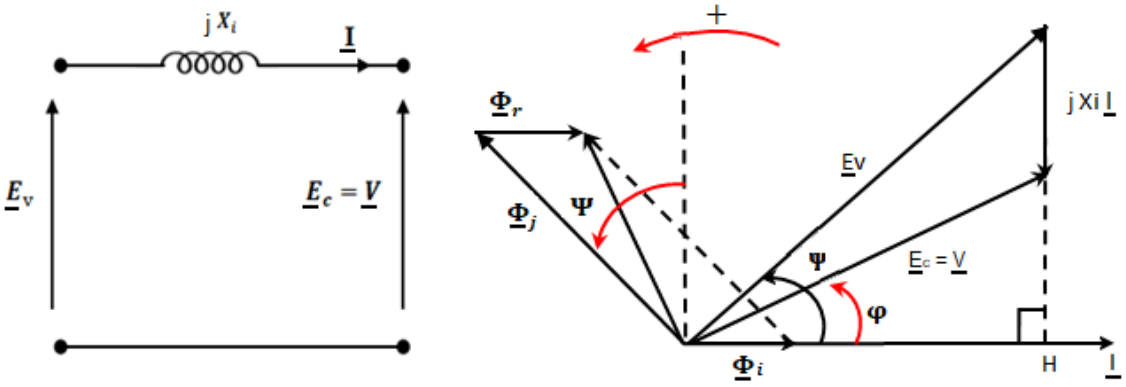


FIGURE I.23 – Schéma équivalent avec la résistance et le flux de fuites statorique négligées

Etude du flux de fuites statorique et résistance statorique

Dans l'étude de la réaction d'induit, il a été supposé l'enroulement statorique sans résistances et sans fuites magnétiques, mais il est nécessaire de tenir compte de ces deux grandeurs.

A savoir :

- la résistance R_s d'une phase statorique génère une chute de tension $R_s.\underline{I}$,
- l'existence de fuites magnétiques donne la réactance de fuites x d'une phase statorique, qui produit la chute de tension $j.x.\underline{I}$.

Soit Φ_f, le flux de fuites magnétiques, une f.e.m. e sera induite à cause de ce flux, en effet en considérant le courant sinusoïdal : $I = I_0.\cos\omega.t$:

$$E = -N.\frac{d\Phi_f}{dt} = -\ell.\frac{dI}{dt} = \ell.\omega.I_0.\sin\omega.t = \ell.\omega.I_0.\cos\left(\omega.t - \frac{\pi}{2}\right) \tag{I.17}$$

En posant $x = \ell\omega$, qui représente la réactance de fuites, on obtient sous la forme complexe $\underline{e} = -j.x.\underline{I}$, et en tenant compte de la résistance et la réactance du stator E_c ne sera plus égale à V ($E_c \neq V$).

En respectant la convention générateur :

$$\underline{E_c} + \underline{e} = \underline{V} + R_s.\underline{I} \tag{I.18}$$

on aboutit à :

$$E_c = \underline{V} + R_s.\underline{I} + \underline{e} + j.x.\underline{I} \tag{I.19}$$

et puisque : $E_0 + \underline{E_c} + j.X_i.\underline{I}$, on peut écrire :

$$E_0 = \underline{V} + R_s.\underline{I} + j.x.\underline{I} + j.X.\underline{I} \tag{I.20}$$

Cette dernière relation permet de tracer le circuit équivalent de l'alternateur représenté par la figure I.24 [37].

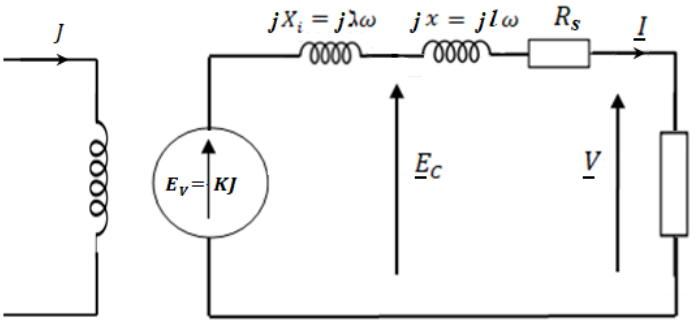


FIGURE I.24 – Circuit équivalent de l'alternateur

Diagramme vectoriel

Le diagramme vectoriel de la figure I.25 peut être tracé en considérant la relation (I.20).

Le courant d'induit I est pris à l'origine des phases, puis on trace la tension $\overline{OA} = \overline{V}$ déphasé de l'angle φ par rapport au courant, (l'angle φ dépendant de la charge employée). On trace ensuite $\overline{AB} = R_s.\overline{I}$ en phase avec le courant, puis $\overline{BC} = j.\mathrm{x}.\overline{I}$ en avance de 90° par rapport I, puis $\overline{CD} = j.\mathrm{X}_i.\overline{I}$, pour trouver enfin la résultante $\overline{OD} = \overline{E}_0$.

$\overline{OC} = \overline{E}_c$, représentant la f.e.m en charge.

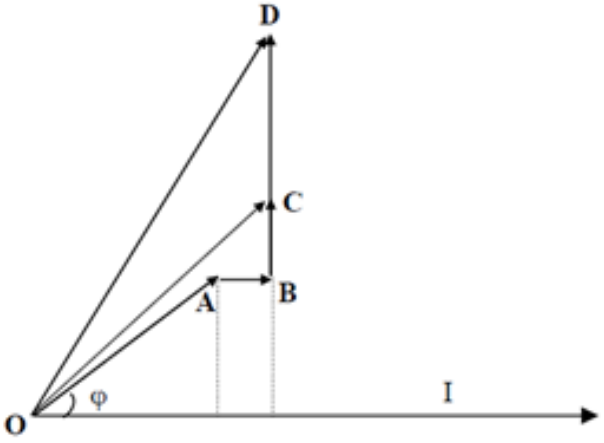


FIGURE I.25 – Diagramme vectoriel

I.8.2 Cas de la machine à pôles lisses non saturée

a - Diagramme vectoriel de Behn-Eschenburg

Si on suppose que le circuit magnétique de l'alternateur n'est pas saturé, alors :

- la réactance d'induit X_i est constante,
- la réactance de fuites x est toujours constante.

On peut définir une nouvelle réactance X_s, que l'on désigne de réactance synchrone de l'alternateur, en posant :

$$X_s = X_i + x \tag{I.21}$$

Cette réactance est toujours constante si l'on considère l'alternateur non saturé.

L'expression de la f.e.m. à vide est devient :

$$E_0 = \underline{V} + R_s.\underline{I} + j.X_s.\underline{I} \tag{I.22}$$

ce qui donne le schéma équivalent de Behn-Eschenburg illustré par la figure I.26.

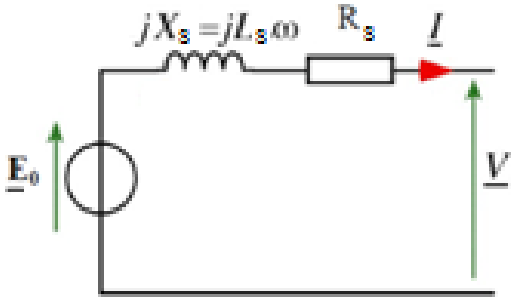


FIGURE I.26 – Schéma équivalent de Behn-Eschenburg

On définit de même l'impédance synchrone de l'alternateur comme : $Z_s = R_s + j.X_s$, d'où la nouvelle expression de la f.e.m. à vide :

$$\underline{E_0} = \underline{V} + j.\underline{Z_s}.\underline{I} \tag{I.23}$$

Le diagramme vectoriel sous l'hypothèse de Behn-Eschenburg est donné par la figure I.27.

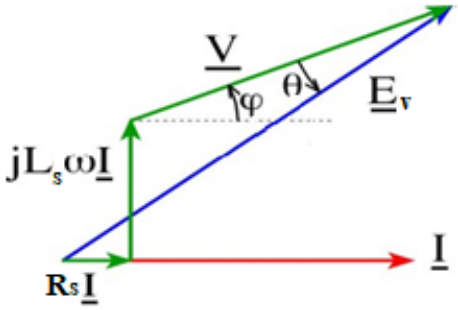


FIGURE I.27 – Diagramme vectoriel de Behn-Eschenburg

b - Détermination de la réactance synchrone [46][9]

La réactance $X = L\omega$ s'obtient à l'aide de deux essais à vitesse constante $n = n_s$:

- l'essai à vide qui donne la caractéristique à vide $E_v = f(J)$,
- l'essai en court circuit qui donne la caractéristique de court-circuit $I_{cc} = f(J)$.

L'essai en court circuit est effectué comme suit [52] :

Le stator de l'alternateur est mis en court-circuit sur un ampèremètre qui mesure le courant I_{cc}. L'alternateur est excité faiblement pour que le courant I_{cc} soit de l'ordre du courant nominal. Enfin, à la vitesse nominale $n = n_s$ on relève les intensités du courant d'excitation J et du courant débité par le stator.
La caractéristique de court-circuit est une droite passant par l'origine comme le montre la figure I.28.

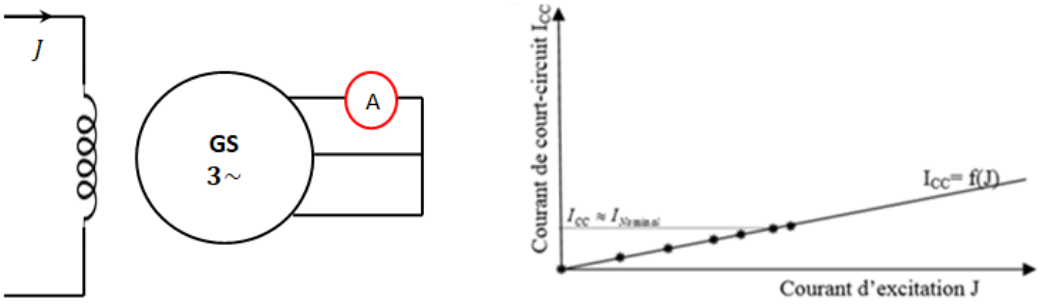


FIGURE I.28 – Relevé de la caractéristique court-circuit $I_{cc} = f(J)$

Après avoir effectué les deux essais, les caractéristiques sont représentées sur un même graphe.

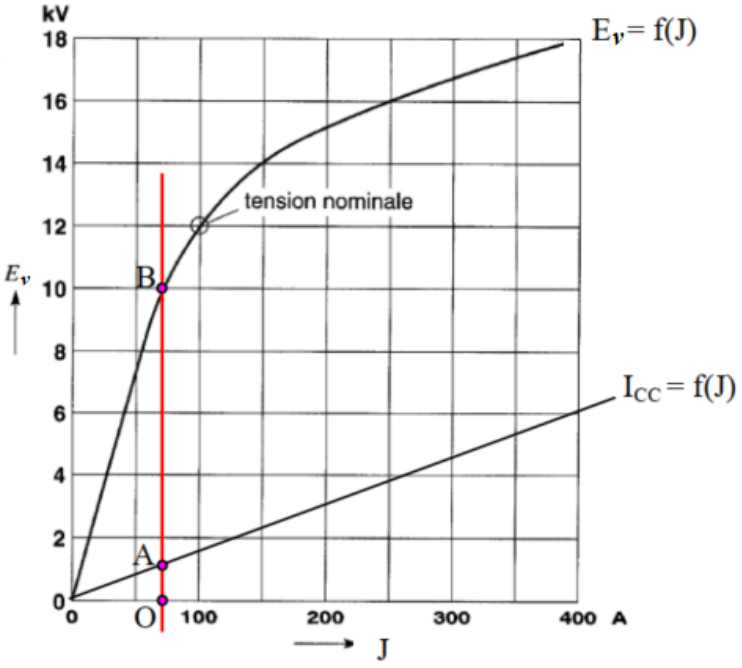


FIGURE I.29 – Caractéristiques à vide et en court-circuit

Pour un courant d'excitation J donné, lorsque la machine est non saturée, les caractéristiques à vide $E_v = f(I)$ et de court circuit $I_{cc} = f(I)$, permettent d'écrire $E_v = K_v.J$ et $I_{cc} = K_{cc}.I_{cc}$.

.

La f.e.m. à vide de l'alternateur étant $\underline{E}_0 = \underline{V} + j.\underline{Z}_s.\underline{I}$, en court-circuit $(V = 0)$,ce qui donne l'expression de l'impédance synchrone :

$$Z_s = \frac{E_v}{I_{cc}} = \frac{OB}{OA} \tag{I.24}$$

et donc la réactance synchrone peut être déterminé par la relation suivante, pour un même courant d'excitation :

$$X_s = \sqrt{Z_s^2 - R_s^2} \tag{I.25}$$

c - Critique du modèle de Behn-Eschenburg

Le modèle Behn-Eschenburg suppose que le flux magnétique d'induit est proportionnel au courant d'induit, donc que le matériau magnétique est linéaire. Le coefficient de proportionnalité définit alors une inductance, dite synchrone, qui s'insère dans le schéma électrique équivalent par phase de l'alternateur. Ce modèle permet de modéliser les machines synchrones à pôles lisses en régime non saturé, la vitesse et la fréquence sont considérées comme constantes. Donc la force électromotrice dépend uniquement du courant d'excitation [19].

Le modèle Behn-Eschenburg, bien très simplifié, donne des résultats exacts pour les machines synchrones non saturés. Pour les machines synchrones saturées, on obtient des chutes de tensions trop grandes et éloignées de la réalité pratique [32].

Dans le cas de l'alternateur à pôles saillants, ce modèle ne peut prétendre avoir une précision satisfaisante pour deux raisons [19].

- La première raison provient du fait que dans une large plage de fonctionnement, le circuit magnétique de l'alternateur est saturé et donc l'hypothèse de linéarité du modèle de Behn-Eschenburg n'est plus respectée.
- La deuxième raison vient de la géométrie du rotor, la présence de saillances implique une variation de l'entrefer et donc de la réaction d'induit suivant la position angulaire. La définition d'une inductance synchrone constante devient alors impossible.

I.8.3 Cas de la machine à pôles lisses saturée

a - Diagramme de Poitier

Quand l'alternateur débite un courant I, il faut pour maintenir constante la tension U entre ses bornes, lui fournir par l'excitation, un supplément de f.m.m. car trois phénomènes rentrent en jeux [52] :

1. la chute de tension dans l'enroulement d'induit $R.I$;
2. la réaction d'induit (généralement soustractive) : qui a pour effet de diminuer le flux utile donc de diminuer la f.é.m. ;
3. les fuites magnétiques.

Le diagramme vectoriel de réaction d'induit de Potier est plus complet que celui de Behn-Eschenburg, et permet de prendre en compte la saturation du matériau magnétique. La saturation magnétique rend la relation entre B et H non linéaire, il devient alors impossible de superposer le flux créé par l'excitation et le flux de réaction d'induit [12].

La méthode du diagramme de Potier, combine les forces magnétomotrices (ou les courants), plutôt que les flux (ou les tensions). Dans cette approche, les flux de fuites de l'induit sont supposés être indépendants de la saturation magnétique. De ce fait, une inductance λ est définie pour ces flux de fuites. Donc le modèle de Poitier ne rassemble pas en une seule réactance X_s, celle de la réaction d'induit X_i et celle des fuites magnétiques x [31].

La figure I.30 décrit le schéma équivalent de Poitier pour une phase.

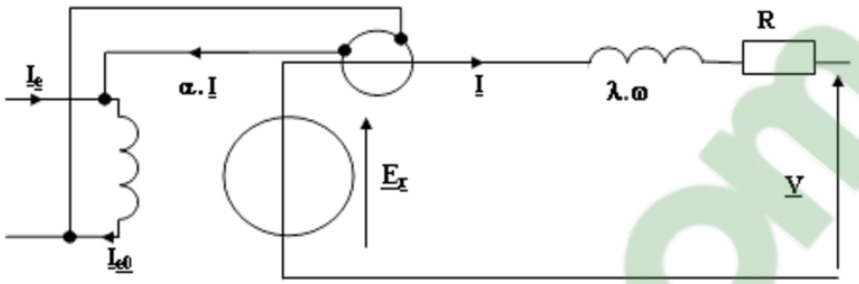


FIGURE I.30 – Modèle équivalent de Poitier pour une phase

Le modèle de Poitier suppose que [46] :

- la machine n'est jamais saturée à cause du flux de fuites (perméabilité du vide très faible).
- la réactance due à la réaction d'induit diminue avec des proportions importantes en fonction de la saturation (la réactance est fonction de l'inductance).

Poitier considère que la f.m.m. $\underline{F}_j$ longitudinale de la réaction d'induit s'ajoute à la f.m.m. $\underline{F}_i$ due à l'enroulement inducteur pour donner une f.m.m. résultante [31].

$$\underline{F}_r = \underline{F}_j + \underline{F}_i \tag{I.26}$$

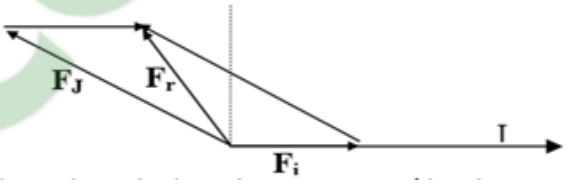


FIGURE I.31 – Diagramme vectoriel des f.m.m. du modèle de Poitier

- Soit m, le nombre de spires inductrices par pôle, la f.m.m. due à l'enroulement inducteur est : $\underline{F}_J = m.\underline{J}$.
- La f.m.m. d'induit est proportionnelle au courant d'induit I. soit $\alpha.I$, le courant, qui , passant dans les m spires de l'inducteur produirait la même f.m.m. que pourrait produire le courant I dans l'induit, et la f.m.m. d'induit donnée par :$\underline{F}_i = m.\alpha.\underline{I}$.
- Soit $\underline{F}_r$ la f.m.m. résultante due à un courant résultat d'excitation $\underline{J}_r$ circulant dans les mêmes spires, cette f.m.m. est donnée par :$\underline{F}_r = m.\underline{J}_r$.

Comme $\underline{F}_r = \underline{F}_j + \underline{F}_i$, on déduit :

$$\underline{J}_r = \underline{J} + \alpha.\underline{I} \tag{I.27}$$

α est appelé coefficient d'équivalence entre les courants J et I.

cliCours.com

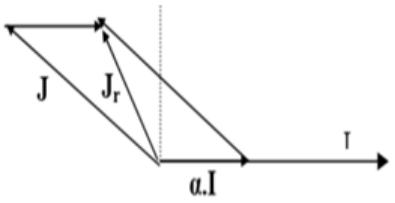


FIGURE I.32 – Diagramme vectoriel des courants du modèle de Poitier

b - Equations et représentation du diagramme de Poitier

Ce diagramme permet de résoudre le problème de la chute de tension [31].

- Considérons comme données la tension V, le courant statorique I et l'angle de déphasage φ imposé la charge. Il faut trouver indirectement le courant d'excitation J correspondant nécessaire pour maintenir la tension aux bornes du stator constante à la valeur V donnée.
- Supposons déjà déterminées les valeurs du coefficient d'équivalence α et la réactances de fuites x.
- Prenons le courant d'induit $\underline{I}$ comme origine des phases, puis traçons la tension $\overline{\mathrm{OA}} = \underline{V}$ déphasé de l'angle φ par rapport au courant.
- Traçons ensuite $\overline{\mathrm{AB}} = R.\underline{I}$ en phase avec $\underline{I}$, puis $\overline{\mathrm{BC}} = j.x.\underline{I}$ en avant de 90° par rapport au courant, ce qui donne $\overline{\mathrm{OC}} = \underline{E_c} = \underline{V} + R.\underline{I} + j.x.\underline{I}$, qui représente la f.e.m. en charge.

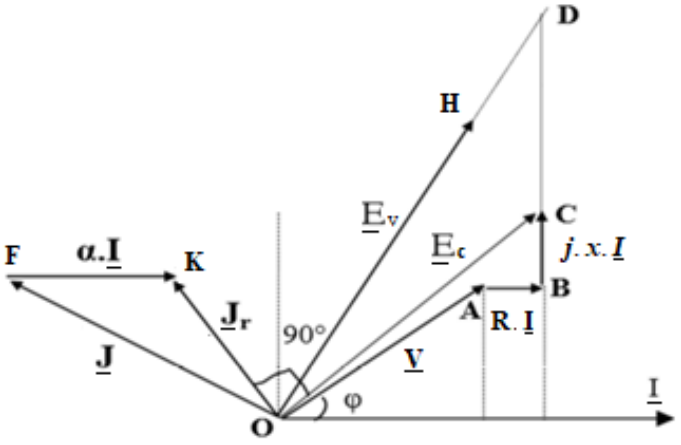


FIGURE I.33 – Diagramme de Poitier

On ne peut pas tracer $j.X_i.\underline{I}$ car X_i n'est pas constante puisque la machine est saturée, ce qui ne nous permet pas de déterminer E_v. La f.m.m. résultante $\underline{F_r} = m.\underline{J_r}$ est en phase avec le flux qui produit la f.e.m. interne E_c, le courant J_r est représenté par $\overline{OD}_{\perp}\overline{OC}$, en avant de $\pi/2$.

Par l'extrémité de K, traçons $\overline{FK} = \alpha.\underline{I}$ en phase avec le courant $\underline{I}$. Comme $\underline{J_r} = \underline{J} + \alpha.\underline{I}$, $\overline{OF}$ représente le courant inducteur J qui est nécessaire pour obtenir les conditions imposées V, I et φ. Enfin, connaissant le courant J et à l'aide de la caractéristique $E_v = f(J)$, on en déduit E_v (Figure I.33).

Remarque

Si la machine n'était pas saturé la f.e.m. à vide E_v serait représentée par $\overline{OH}$, ce qui correspond au diagramme de Behn-Eschenburg.

c - Détermination des coefficients de Poitier (α et $\lambda\omega$)

Essai dévatté

L'objectif de cet essai est le tracé de la caractéristique $V = f(J)$ pour un courant statorique constant, débité sur une charge purement inductive ($\cos\varphi = 0$) (Figure I.34). L'alternateur débite sur un récepteur purement inductif à une vitesse nominale, on agit sur le récepteur Z de façon à obtenir pour différentes intensités du courant d'excitation J, les valeurs des tensions V correspondantes à un courant d'induit I = constant.

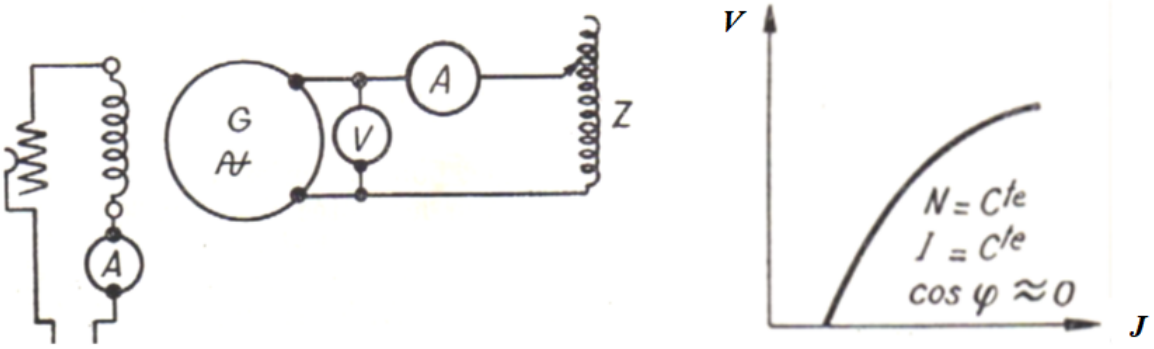


FIGURE I.34 – Essai sur charge dévatté et caractéristique $U = f(J)$

Digramme vectoriel

En négligeant la chute $R_s.I$, on obtient : $\overline{E} = \underline{V} + j.\lambda.\omega.\underline{I}$, ce qui conduit au diagramme de la figure I.35, qui a l'avantage de conduire à des relations arithmétiques :

$$E = V + \lambda.\omega.I \qquad \text{donc :} \qquad J = J_r + \alpha I \tag{I.28}$$

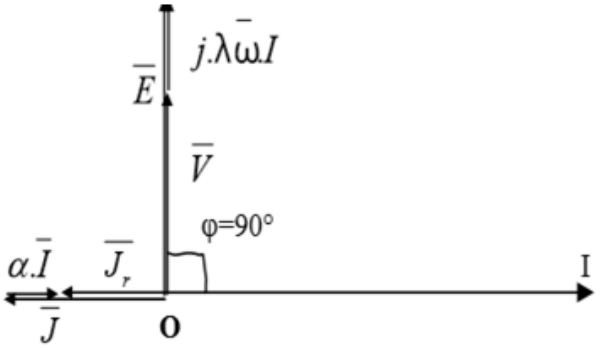


FIGURE I.35 – Digramme vectoriel correspondant à l'essai dévatté

Clicours.COM

Pour la détermination des coefficients α et $\lambda.\omega$, on représente sur le même graphe les deux caractéristiques $E_0 = f(J)$ à vide et $V = f(J)$ en déwatté (Figure I.36).

- Pour le courant d'excitation J_r, on a le point A sur $E_c = f(J)$ d'où l'on tire E.
- Pour le courant d'excitation J_i, on le point A' sur $V = f(J)$ d'où l'on tire V.

Donc :

$$E = V + \overline{\text{AH}} \tag{I.29}$$

et :

$$J = J_r + \overline{\text{A'H}} \tag{I.30}$$

ce qui donne :

$$\lambda.\omega = \frac{\overline{\text{AH}}}{I} \qquad \text{et} \qquad \alpha = \frac{\overline{\text{A'H}}}{I} \tag{I.31}$$

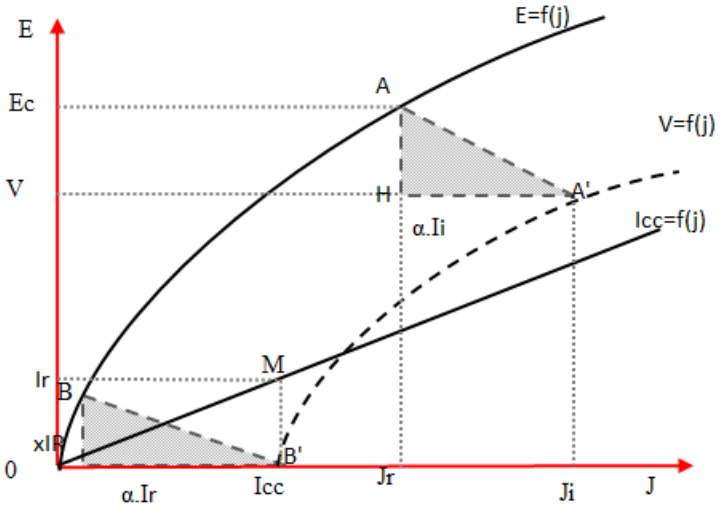


FIGURE I.36 – Détermination pratique des coefficients de Poitier

Enfin, la détermination pratique des coefficients de Poitier suit les étapes suivantes [19] [31] :

1. On relève la caractéristique à vide $E_v = f(J)$.
2. On détermine un point A' de la caractéristique en déwatté pour un courant donné I_1 et pour une valeur quelconque de J.
3. On représente la caractéristique $I_{cc} = f(J)$, grâce à I_1 on détermine le courant d'excitation correspondant (point B' de la caractéristique).
4. On trace par A', la parallèle à OB', puis on détermine O' tel que $\overline{\text{O'A'}} = \overline{\text{OB'}}$.
5. On mène depuis O' la parallèle à OB (pente de la caractéristique à vide), qui coupe la caractéristique à vide en A.
6. On trace AH, perpendiculaire à 'OA', puis on mesure : $\overline{\text{AH}}$ et $\overline{\text{A'H}}$.
7. Enfin, on calcule les coefficients à l'aide des relations : $\lambda.\omega = \frac{\overline{\text{AH}}}{I}$ et $\alpha = \frac{\overline{\text{A'H}}}{I}$.

I.8.4 Machines à pôles saillants

Dans les alternateurs synchrones à pôles saillants, le phénomène de réaction magnétique d'induit n'est pas uniforme en tout point de l'entrefer. En effet l'épaisseur de l'entrefer varie suivant la position angulaire. Dans le cas classique, l'entrefer est beaucoup plus grand sur l'axe inter-polaire que sous un pôle. En conséquence, dans ce type de machine dans l'entrefer, l'induction magnétique engendrée par les courants d'induits est déformée par rapport à une machine à entrefer lisse.

Une manière de prendre en compte ce phénomène est de décomposer la réaction d'induit dans un repère tournant synchrone avec le rotor (Repère de Park). L'axe d (direct ou longitudinal) est aligné avec l'axe polaire, alors que l'axe q (quadrature ou transversal) est décalé d'un angle de $\pi/2$ électrique, donc confondu avec l'axe inter-polaire. Le diagramme de Blondel repose sur deux hypothèses.

- La première est la même que celle du diagramme de Potier, c'est-à-dire que les fuites magnétiques d'induit sont indépendantes de la saturation.
- Une seconde hypothèse est faite, pour simplifier les calculs : on suppose que le flux magnétique d'induit dans l'axe q est proportionnel au courant d'induit dans l'axe q, d'où la définition d'une inductance L_q.

Cette dernière hypothèse est justifiée par le fait que le circuit magnétique présente une réluctance élevée au passage du flux dans l'axe q.

I.8.4-a Diagramme de Blondel

Le diagramme de Blondel est utilisé pour les machines à pôles saillants. Dans la méthode de Potier, les fuites magnétiques de l'induit (termes $X_i.I$) ne dépendent pas du déphasage Ψ entre $\underline{I}$ et la f.e.m. de l'alternateur. Cela est vrai pour les alternateurs à pôles lisses, mais cea ne l'est pas pour les machines à pôles saillants [25].

Considérons les deux cas présentés par la figure I.37 :

Dans la figure (I.37.a), les lignes d'induction de fuites de l'induit traverse beaucoup d'air, donc la réactance d'induit est constante et ne dépend pas de la saturation.

Dans la figure (I.37.b), les lignes d'induction de fuites de l'induit parcourt beaucoup de fer, donc la réactance dépend de l'état de saturation de la machine.

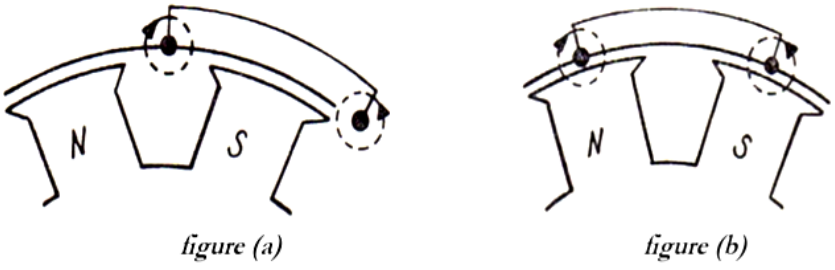


FIGURE I.37 – Machines à pôles saillants

Dans le cas où la machine est saturable, on peut décomposer la f.m.m. résultante $\overrightarrow{F_r}$ en deux autres composantes, soit [27] :

$$\underline{F}_r = \underline{F}_j + \underline{F}_i = \underline{F}_q + \underline{F}_d \tag{I.32}$$

Une composante longitudinale, notée $\underline{F}_d$, due à l'action conjuguée de la f.m.m. causée par l'inducteur et par la composante réactive du courant d'induit $I_r = I.\sin\Psi$. Les lignes d'inductions produites par cette f.m.m. ont des trajets identiques à ceux d'une machine à pôles lisses. Sa réactance interneX_{id}, dite réactance longitudinale d'induit, est donc saturable et se calcule par la méthode de Potier.

Une composante transversale $\underline{F}_q$, due uniquement à la composante active du courant d'induit $I_r = I.\cos\Psi$.

Les lignes d'induction produites par cette f.m.m. ont des trajets dans l'air importants, c'est pourquoi sa réactance interne X_{iq}, dite réactance transversale d'induit n'est jamais saturable.

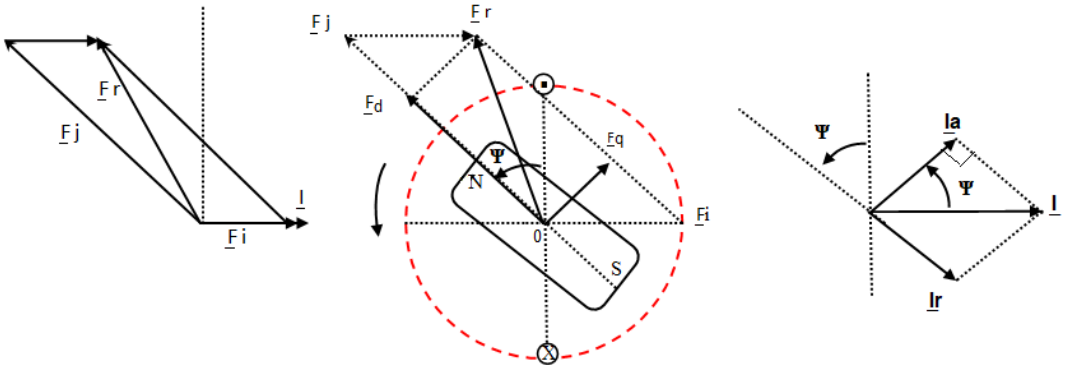


FIGURE I.38 – Diagramme de Blondel

I.8.4-b Equation de de Blondel

Pour tenir compte de l'influence du déphasage sur les fuites magnétiques, Blondel considère que la composante active du courant d'induit $I_a = I.\cos\Psi$, en phase avec la f.e.m. interne $\underline{E}$, ajoute encore des fuites. Il en résulte une chute inductrice de fuites supplémentaire, soit $X_{iq}.I_a = X_{iq}.I.\cos\Psi$.

D'autre part, la composante réactive du courant d'induit $I_r = I.\sin\Psi$ produit une f.m.m. longitudinale $\underline{F}_d$, dont l'effet est de modifier le flux résultant (réaction d'induit).

Donc l'équation de Blondel, s'écrit (f.e.m. interne de Blondel) [27] :

$$\underline{E} = \underline{V} + R_s.\underline{I} + j.x.\underline{I} + j.X_{iq}.\underline{I}_a \tag{I.33}$$

I.8.4-c Construction du diagramme vectoriel de Blondel

Prenons le courant d'induit $_I$ à l'origine des phases, on trace la tension $\overline{OA} = \underline{V}$ déphasé de l'angle φ par rapport au courant. On trace ensuite $\overline{AB} = R_s.\underline{I}$ en phase avec $_I$, puis $\overline{BC} = j.x.\underline{I}$ en avant de 90° par rapport au courant.

Dans le prolongement de BC, portons $\overrightarrow{CF} = X_{iq}.\underline{I}$, puis joignons les points O et F et par le point C, menons CD perpendiculaire à OF. On mesure $\overline{\text{OD}}$, tel que : $\overrightarrow{OD}$ qui représente la f.e.m. interne E de Blondel, et $\overrightarrow{OC}$ qui représente la f.e.m. en charge de Poitier ($\overline{OC} = \underline{E}_c = \underline{V} + R_s.\underline{I} + j.x.\underline{I}$).

D'après le diagramme :

$$\overrightarrow{OD} = \overrightarrow{OA} + \overrightarrow{AB} + \overrightarrow{BC} + \overrightarrow{CD} \tag{I.34}$$

avec $\overrightarrow{CD} = j.x_{iq}.\underline{I}_a$.

C'est l'équation de Blondel (I.33) qui correspond à une f.e.m. longitudinale qui existe toujours, avec ou sans saturation[25].

I.8.4-d Cas de la machine à pôles saillants non saturée

Dans ce cas, les réactances X_{id} et X_{iq} sont constantes, on trace $\overrightarrow{DG} = j.x_{id}.\underline{I}_r$ et la f.e.m. à vide est alors représentée par $\overrightarrow{OG}$:

$$\overrightarrow{OG} = \overrightarrow{E_0} = \overrightarrow{V} + R_s.\overrightarrow{I} + j.x.\overrightarrow{I} + j.x_{iq}.\overrightarrow{I}_a + j.x_{id}.\overrightarrow{I_r} \tag{I.35}$$

ou :

$$\overrightarrow{OG} = \underline{E}_0 = \underline{V} + R_s.\underline{I} + j.x.\underline{I} + j.x_{iq}.\underline{I}_a + j.x_{id}.\underline{I}_r \tag{I.36}$$

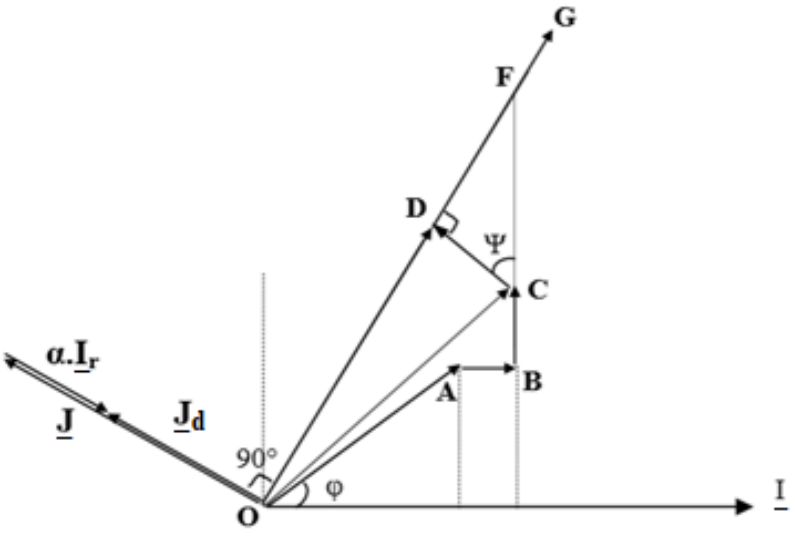


FIGURE I.39 – Diagramme vectoriel de la machine à pôles saillants non saturée

I.8.4-e Cas de la machine à pôles saillants saturée

Dans ce cas X_{iq} est toujours constante, mais X_{id} diminue avec la saturation. Donc la partie [OABCD] du diagramme n'est pas modifiée avec la saturation.

Comme pour le diagramme de Potier, on a besoin de déterminer le courant d'excitation J avec V, I et φ données. Pour cela, on détermine la f.e.m. $\underline{E}$ de Blondel (vecteur $\overrightarrow{OD}$) puis, en se reportant sur la caractéristique à vide, on détermine le courant d'excitation *longitudinal* J_d qui doit être perpendiculaire à $\underline{E}$ de Blondel [25] [27].

L'action longitudinale des f.m.m. s'exprime par la relation arithmétique suivante [32] :

$$J = J_d + \alpha I_r \tag{I.37}$$

Remarque :

Par but de simplicité, on notera par la suite les réactances d'axe direct et de quadrature :

$$X_d = X_{id} \qquad X_q = X_{iq}$$

I.8.5 Caractéristiques en charge des alternateurs

Dans la pratique, l'alternateur est entraîné à une vitesse maintenue constante, la vitesse de synchronisme, la tension délivrée V (par phase) est alors fonction de trois paramètres : $V = f(I, J, \varphi)$ [19].

On définit habituellement deux groupes de caractéristiques [47] :

1. les caractéristiques externes : $V = f(I)$ à $J =$ constante et $\cos\varphi =$ constante.
2. les caractéristiques de réglages : $J = f(I)$ à $V =$ constante et $\cos\varphi =$ constante.

La figure I.40 montre les caractéristiques externes dans trois situations possibles :

- charge de nature résistive (facteur de puissance unitaire),
- charge de nature inductive (facteur de puissance arrière),
- charge de nature capacitive (facteur de puissance avant).

Lorsque l'alternateur est branché à une charge, le courant circule dans les enroulements de l'induit, ce qui provoque des chutes de tension ohmique et causées par la réaction magnétique dinduit.

Si la charge est inductive ($\cos\varphi$ arrière), la réaction de l'induit affaiblit le champ inducteur, ce qui provoque une baisse de la tension de sortie.

Si la charge est capacitive ($\cos\varphi$ avant), la réaction de l'induit augmente, car une partie de son champ magnétique s'ajoute au champ magnétique de l'inducteur. Ce phénomène entraîne l'augmentation de la tension de sortie.

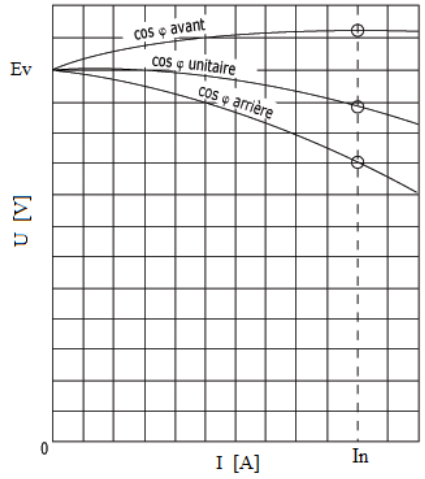


FIGURE I.40 – Caractéristiques externes d'un alternateur

Si l'on désire obtenir une tension constante en sortie de l'alternateur, malgré les variations de la charge, il faut en permanence régler le courant d'excitation. La caractéristique de réglage donne la valeur du courant d'excitation J nécessaire pour chaque valeur de la charge de façon à obtenir une tension de sortie constante [19] [52].

La figure I.41 montre les caractéristiques de réglage d'un alternateur dans les trois mêmes situations que précédemment.

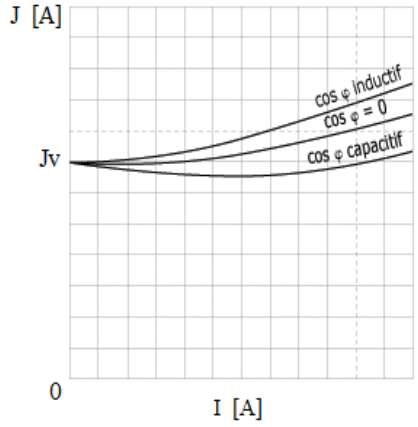


FIGURE I.41 – Caractéristiques de réglage d'un alternateur triphasé

Pour une charge résistive, il est nécessaire de créer plus de f.e.m. afin de compenser la chute de tension ohmique et la chute de tension due à la réaction d'induit. Cette chute de tension a tendance à réduire la f.e.m., il faut donc augmenter le courant d'excitation.

Sur charge inductive, l'allure de la caractéristique est du même type que pour la charge résistive. Toutefois, l'augmentation du courant d'excitation doit être plus importante, la réaction d'induit étant longitudinale et démagnétisante. Plus le courant de charge augmente, plus la f.e.m. est réduite. La chute de tension doit être compensée en augmentant beaucoup plus le courant d'excitation pour de mêmes paliers de charge.

Dans le cas d'une charge capacitive, la réaction d'induit est longitudinale et magnétisante. Le flux inducteur croit avec la charge. Cette augmentation fait apparaître une augmentation de la f.e.m., ce qui se traduit par une tension aux bornes de l'alternateur trop élevée, il est donc nécessaire de la réduire en diminuant l'excitation.

I.8.6 Rendement du générateur synchrone

Le rendement d'un convertisseur d'énergie est définit comme le rapport entre la puissance utile (P_u) fournie par le système et la puissance qu'il absorbe (P_a) [19] :

$$\eta = \frac{P_u}{P_a} \tag{I.38}$$

Dans le cas de la machine synchrone fonctionnant en générateur, (P_a) est la puissance mécanique absorbée augmentée de la puissance nécessaire à l'excitation ; (P_u) étant la puissance électrique fournie à la charge par le stator.

On distingue principalement deux méthodes pour la détermination du rendement.

Détermination du rendement par la méthode directe[19]
Cette méthode a l'avantage de donner la valeur réelle du rendement, mais elle présente l'inconvénient de nécessité des essais en charge et la mesure de la puissance mécanique.

Détermination du rendement par la méthode indirecte [19]
Cette méthode donne une valeur approchée du rendement, malgré cet inconvénient c'est la plus utilisée car elle permet, connaissant les différentes pertes, la prédétermination de la valeur du rendement et d'obtenir également le rendement à pleine charge.

La méthode indirecte, dite aussi méthode des pertes séparées, consiste à mesurer toutes les pertes et à calculer la valeur du rendement par la relation suivante :

$$\eta = \frac{P_u}{P_u + \sum \text{Pertes mesurables}} \tag{I.39}$$

ou encore quelque soit le couplage des enroulements statoriques (étoile ou triangle) :

$$\eta = \frac{\sqrt{3}.U.I.\cos\varphi}{\sqrt{3}.U.I.\cos\varphi + \sum \text{Pertes mesurables}} \tag{I.40}$$

avec : $P_u = \sqrt{3}.U.I.\cos\varphi = 3.V.I_{pn}.\cos\varphi$.
I_{pn} étant le courant circulant dans un enroulement du stator.

Bilan des différentes pertes [19] [52] [46]

a - Pertes constantes (α)
On distingue trois types de pertes constantes, c'est à dire ne dépendant pas de la charge, donc du courant I débité :

- **Les pertes mécaniques** (p_m) : Ces pertes dépendent de la vitesse de rotation n_s et donc sont constantes en fonctionnement normal.
- **Les pertes fer** (p_f) : Elles sont dût au phénomène d'hystérésis magnétique et aux courants de Foucault.
- **Les pertes par effet Joule dans l'inducteur** p_{exe} : Elles se calculent à l'aide de la relation $p_{exe} = U_{ex}.J$ avec U_{ex} : la tension d'alimentation de l'inducteur en courant continu. Ces pertes sont donc constantes lors d'une utilisation en régime établit.

b - Pertes variables ($\beta.I^2$)

Elles dépendent de la charge, et donc du courant d'induit I, ce sont les pertes par effet Joule qui se calculent par l'une des deux relations suivantes :

$$p_{js} = 3.R_s.I_{pn}^2 \tag{I.41}$$

avec R_s résistance par phase du stator.

ou bien :

$$p_{js} = \frac{3}{2}.R_{as}.I^2 \tag{I.42}$$

avec R_{as} résistance apparente, mesurée en courant continu entre deux phases du stator.

Expression du rendement

Le rendement s'exprime alors par la relation :

$$\eta = \frac{\sqrt{3}.U.I.\cos\varphi}{\sqrt{3}.U.I.\cos\varphi + \alpha + \beta.I^2} \tag{I.43}$$

le rendement maximal est obtenu pour $\frac{d\eta}{dI} = 0$, ce qui donne :

$$\alpha = \beta.I^2 \tag{I.44}$$

C'est-à-dire que le rendement est maximal lorsque les pertes variables sont égales aux pertes constantes, ce qui se vérifie au voisinage du courant nominal de la machine [46] [32].

I.9 Conclusion

Dans ce chapitre, les différentes configurations des machines synchrones ont été présenté, en particulier pour les machines synchrones à rotor bobiné à pôles lisses et pôles saillants. Puis, aprés avoir exposé le principe de fonctionnement de ce type de machines, une analyse des fonctionnements à vide et en charge, en mettant l'accent sur l'étude du phénomène de réaction magnétique d'induit a été effectué pour la marche en générateur en présence de charge de nature résistive, inductive, capacitive et quelconque. Le prochain chapitre de ce mémoire est consacré à la modélisation mathématique des machines synchrones à pôles saillants avec et sans amortisseurs, puis à pôles lisses.

clicours.com

Chapitre II

Modélisation des machines synchrones

Sommaire

II.1 Introduction . . . 38
II.2 Différents types de modélisation . . . 38
II.2.1 Modélisation de Park . . . 38
II.2.2 Modélisation par réseaux de perméance . . . 38
II.2.3 Modélisation par éléments finis . . . 39
II.3 Modélisation de la machine synchrone à rotor bobiné à pôles saillants avec amortisseurs (MSRBPS) . . . 39
II.3.1 Description technologique de la MSRB . . . 39
II.3.2 Hypothèses simplificatrices pour la modélisation . . . 41
II.3.3 Modèle de la génératrice synchrone dans le repère triphasé abc . . . 41
II.3.4 Modèle de la génératrice synchrone dans le repère diphasé *dq* . . . 45
II.3.5 Représentation d'état de la génératrice synchrone à pôles saillants . . . 49
II.3.6 Circuits équivalents généralisés de la (MSRBPS) . . . 51
II.4 Modélisation de la machine synchrone à rotor bobiné à pôles saillants sans amortisseurs . . . 51
II.4.1 Modèle de la génératrice synchrone dans le repère triphasé *abc* . . . 51
II.4.2 Modèle de la génératrice synchrone dans le repère diphasé dq . . . 52
II.5 Modélisation de la machine synchrone à rotor bobiné à pôles lisses (MSRBPL) . . . 54
II.5.1 Description de la machine synchrone à pôles lisses . . . 54
II.5.2 Modèle de la génératrice synchrone à pôles lisses dans le repère triphasé *abc* 55
II.5.3 Modèle de la génératrice synchrone a pôles lisses dans le repère diphasé dq 58
II.5.4 Représentation d'état de la génératrice synchrone à pôles lisses . . . 60
II.6 Conclusion . . . 60

II.1 Introduction

La modélisation est une étape importante dans l'analyse et la conception des systèmes. Elle aboutit souvent à un modèle mathématique qui contient plusieurs paramètres inconnus. Des essais expérimentaux sont nécessaires pour identifier ces paramètres [28].

Dans ce chapitre, nous présentons les modèles mathématiques des machines synchrones à rotor bobinés. Dans la première section, nous nous intéresserons à la modélisation de la machine synchrone à rotor bobiné à pôles saillants avec amortisseurs. La seconde section traite de la modélisation de la machine synchrone, mais sans amortisseurs. Dans la dernière section, la modélisation de la machine synchrone à rotor bobiné à pôles lisses est exposée.

II.2 Différents types de modélisation

Dans la littérature, on discerne principalement trois approches pour la modélisation des machines électriques. Selon leur degré de complexité, nous relevons [20] [5] :

- la modélisation de Park,
- la modélisation par réseaux de perméance,
- la modélisation par éléments finis.

Le choix du modèle à utiliser dépend essentiellement de l'application, où le but recherché de cette modélisation est un compromis entre la précision et la vitesse de calcul [13].

II.2.1 Modélisation de Park

La modélisation de Park est construite à partir des équations électriques de la machine. Ce modèle fait un certain nombre d'hypothèses simplificatrices [40], soit :

- l'induction dans l'entrefer est supposée sinusoïdale,
- la saturation du circuit magnétique est négligée,
- les pertes fer, les harmoniques d'encoches et d'espaces ne sont pas pris en compte.

En raison de la simplicité de la formulation algébrique, ce type d'approche est bien adapté à l'élaboration d'algorithmes de commande [8].

II.2.2 Modélisation par réseaux de perméance

La modélisation par réseaux de perméance permet d'obtenir une meilleure précision que les modèles basés sur la méthode des éléments finis, avec un coût de calcul inférieur. Elle est inadéquate pour la formulation d'une commande, mais elle semble très intéressante pour tester la robustesse des algorithmes. En outre, elle peut contribuer à l'estimation des paramètres des machines électriques. Ce type de modèle est utilisé pour la modélisation des comportements des machines lors des fonctionnement en régime permanent ou transitoire.

Clicours.COM

Elle consiste à modéliser le circuit magnétique de la machine par un schéma électrique équivalent. La principale difficulté de la modélisation par réseaux de perméance se situe

au niveau de la représentation de l'entrefer de la machine. L'erreur de modélisation est très sensible au modèle utilisé pour la perméance d'entrefer. Cette méthode constitue un intermédiaire entre la modélisation de Park et la modélisation par éléments finis.

II.2.3 Modélisation par éléments finis

Ce type de modélisation, basé sur les lois d'électromagnétiques qui décrivent le comportement interne de la machine, est le plus précis, hélas les temps de calculs offerts par cette approche sont trop importants dans un contexte de commande de machines électriques. Néanmoins, lors d'un dimensionnement ou lors d'une estimation de paramètres de la machine, sa précision justifie son utilisation [44].
Des logiciels tels que "Flux2D" permettent la modélisation par éléments finis des dispositifs électromagnétiques. Cette méthode est également utilisée par les constructeurs, lors conception et du dimensionnement des machines électriques à l'aide des techniques de conception assistées par ordinateur (CAO), ou bien pour l'ajustement des paramètres d'un modèle par réseaux de perméances [44] [24].

Dans ce mémoire, notre choix s'est porté vers la modélisation des machines synchrones basée sur le modèle de Park.

II.3 Modélisation de la machine synchrone à rotor bobiné à pôles saillants avec amortisseurs (MSRBPS)

II.3.1 Description technologique de la MSRB

Une machine synchrone est constituée :

- un enroulement inducteur alimenté en continu solidaire et tournant avec le rotor,
- un enroulement induit généralement triphasé et fixe avec le stator,

Le bobinage de l'inducteur peut être concentrique autour du noyau, c'est le cas des machines à pôles saillants. Il peut aussi être répartit dans des encoches situées dans un rotor cylindrique. La machine peut-être à pôles lisses ou à pôles saillants. Le stator feuilleté est pourvu d'encoches dans lesquelles sont distribués les conducteurs d'un bobinage triphasé. Elle est excitée par un courant continu qui provient du système d'excitation.

On appelle machine synchrone, une machine dont la vitesse de rotation n en tr/min est liée à la fréquence f en Hz du réseau par la relation :

$$n = \frac{60.f}{p} \tag{II.1}$$

p étant le nombre de paires de pôles du stator.

Dans cette partie, on considère une machine synchrone à pôles saillants ayant une paire de pôles au rotor et un enroulement statorique triphasé.

II.3.1-a Machine synchrone à pôles saillants

Dans le cas des machines synchrones à pôles saillants (MSRBPS), la réactance du stator dépend de la position du rotor, ce qui entraîne une variation de l'inductance. Le diagramme vectoriel des deux réactances permet alors de considérer séparément les effets des deux composantes d'axes directs et de quadrature.

Ceci est lié aux transformations du champ tournant qui constitue la base pour l'analyse dynamique des machines électriques. Les deux composantes de la réactance d'armature statorique peuvent être prises comme agissant le long de l'axe direct d aligné avec l'enroulement d'excitation, et l'axe en quadrature q décalé de 90 degrés (Figure II.1). En négligeant la saturation, les réactances correspondantes sont respectivement X_d et X_q [28].

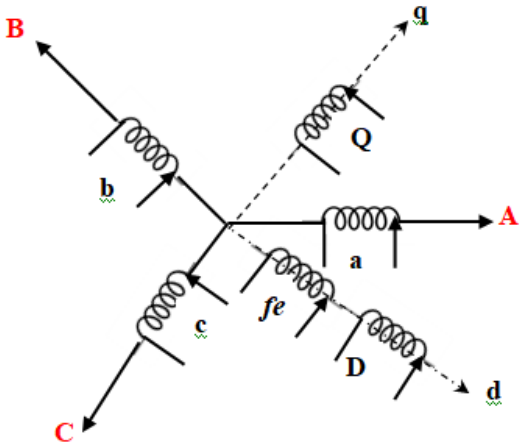


FIGURE II.1 – Représentation de la MSRBPS avec enroulement amortisseur

1. L'enroulement inducteur, noté f_e, se trouve sur le rotor de la machine, selon l'axe direct longitudinal de la saillance d.

2. La présence de la cage d'amortissement au rotor est représentée par deux circuits amortisseurs équivalents :

   - le premier, l'enroulement D est situé sur l'axe direct .

   - le second, l'enroulement Q est lui situé sur l'axe en quadrature de la machine.

II.3.1-b Enroulement d'amortissement

Dans les alternateurs à pôles saillants, l'amortisseur est constitué par des barres posées dans des encoches fermées et débouchant sur l'entrefer par une ouverture étroite, ces encoches se trouvent dans les pôles. Les barres sont généralement en cuivre, leurs extrémités sont réunies par deux segments également en cuivre. Les segments des différents pôles sont reliés entre eux pour constitués une cage. Dans les alternateurs à pôles lisses, la partie massive du rotor joue le rôle d'un amortisseur très efficace, en s'opposant aux variations de flux qui la traverse (Figure II.2).

Le rôle des amortisseurs est [13] :

- d'atténuer l'effet des harmoniques et leur génération ;
- de limiter la détérioration, par la réaction magnétique d'induit, de la répartition du flux résultant en charge et la forme d'onde de la f.e.m. résultante ;
- de d'atténuer les perturbations qui apparaissent en cas de débit de l'alternateur sur une charge déséquilibrée ou en cas de brusques variations de la charge ;
- d'étouffer le flux inverse en s'opposant à sa variation.

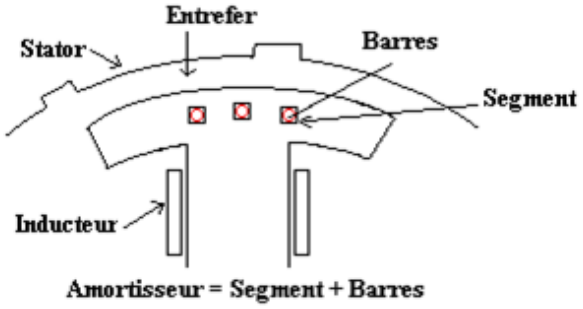


FIGURE II.2 – Présentation de l'enroulement amortisseur d'une MSRBPS

II.3.2 Hypothèses simplificatrices pour la modélisation

La modélisation de la génératrice synchrone à rotor bobiné et avec pôles saillants a été effectuée en considérant les hypothèses simplificatrices suivantes :

- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables. Cette hypothèse permet d'exprimer le flux en fonction des courants et des inductances propres et mutuelles.
- On considère que les résistances des enroulements statoriques et rotoriques sont invariantes par rapport aux variation de la température.
- L'effet de peau ne varie pas en fonction du glissement ou la fréquence.
- La distribution de la force magnétomotrice est considérée de forme sinusoïdale.

II.3.3 Modèle de la génératrice synchrone dans le repère triphasé abc

II.3.3-a Modèle abc de la MSRBPS avec un amortisseur sur chacun des axes

La figure II.3 représente l'emplacement des enroulements de la MSRBPS pour chaque axe. Le stator (induit) se compose des trois phases (a, b, c) identiques déphasées entre elles de 120°. Le rotor (inducteur) est constitué d'un enroulement, d'indice "f_e", réparti selon l'axe polaire d. Alors, que chaque pôle du rotor est muni de barres de cuivre, correspondant aux amortisseurs, répartis selon l'axe polaire ou longitudinal et l'axe inter-polaire ou en quadrature, respectivement, notés k_d et k_q.

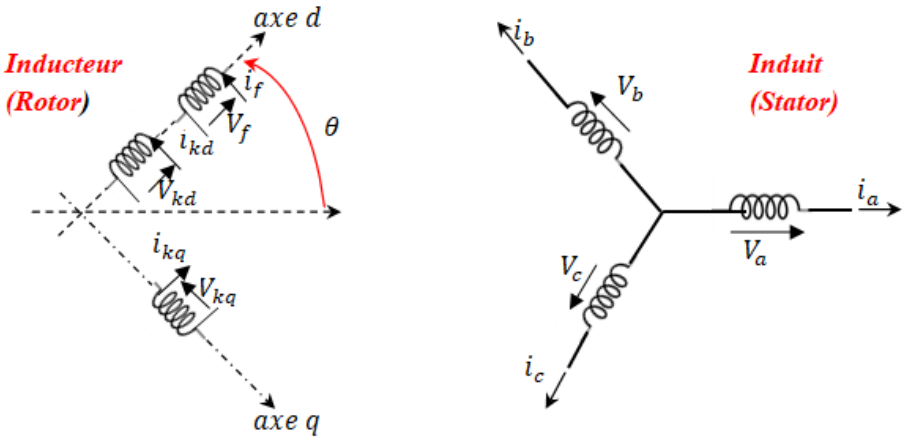


FIGURE II.3 – Schéma modèle abc de la MSRBPS avec un amortisseur sur chacun des axes

II.3.3-b Expressions des inductances propres et mutuelles

Au niveau du stator, on parle d'anisotropie électrique due aux perturbations locales dans la distribution du champ d'entrefer par les encoches. Alors que le circuit magnétique apparait comme isotrope par rapport au rotor. Dans ce chapitre, les expressions des inductances de la MSRBPS seront basées sur le schéma de la figure II.3 [28].

Expressions des inductances propres et mutuelles rotorique

Selon les hypothèses de travail mentionnées dans la section précédente, les expressions de chacune des inductances propres rotorique L_f ainsi que celles des amortisseurs, longitudinale L_{kd} et transversale L_{kq}, sont considérées constantes. Les mutuelles entre le circuit d'excitation et l'amortisseur des axes longitudinaux sont constantes selon l'expression[28] :

$$M_{fkd} = M_{kdf} = \text{constante} \tag{II.2}$$

Vu que les axes polaires d et interpolaire q sont en quadrature, les mutuelles entre l'enroulement d'excitation et les amortisseurs transversaux M_{fkq}, ainsi que celles entre les amortisseurs longitudinaux et transversaux M_{kdkq} sont nulles :

$$M_{fkq} = M_{kqf} = M_{kdkq} = M_{kqkd} = 0 \tag{II.3}$$

En considérant la phase a de la machine synchrone prise comme référence, ainsi que l'axe direct d, les inductances mutuelles entre les enroulements statorique et rotorique sont fonction de l'angle électrique θ selon les expressions suivantes :

$$\begin{cases} M_{a_kd}(\theta) = M_{kd_a}(\theta) = M_{kds}.\cos\theta \\ M_{b_kd}(\theta) = M_{kd_b}(\theta) = M_{kd_s}.\cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ M_{c_kd}(\theta) = M_{kd_c}(\theta) = M_{kd_s}.\cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \tag{II.4}$$

$$\begin{cases} M_{a_f}(\theta) = M_{f_a}(\theta) = M_{fs}.\cos\theta \\ M_{b_f}(\theta) = M_{f_b}(\theta) = M_{fs}.\cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ M_{c_f}(\theta) = M_{f_c}(\theta) = M_{fs}.\cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \tag{II.5}$$

$$\begin{cases} M_{a_kq}(\theta) = M_{kq_a}(\theta) = -M_{kqs}.\sin\theta \\ M_{b_kq}(\theta) = M_{kq_b}(\theta) = -M_{kd_s}.\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ M_{c_kq}(\theta) = M_{kq_c}(\theta) = -M_{kd_s}.\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad \text{(II.6)}$$

avec

- $M_{i_f}|_{i=a,b,c}$: Inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et l'enroulement d'excitation ;
- $M_{i_kd}|_{i=a,b,c}$: Inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et l'amortisseur de l'axe direct ;
- $M_{i_kq}|_{i=a,b,c}$: Inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et l'amortisseur de l'axe en quadrature.

Expressions des inductances propres et mutuelles statorique

Vu que la variation de la réluctance due à l'anisotropie géométrique du rotor à pôles saillants n'est pas négligeable, les inductances propres du stator peuvent être décomposées chacune en une composante constante et une somme infinie d'harmoniques.
Les expressions des inductances propres des trois phases statorique, en ne considérant que le premier harmonique, s'écrivent [28] :

$$\begin{cases} L_a(\theta) = L_{s0} + L_{s2}.\cos 2\theta + L_{\sigma s} \\ L_b(\theta) = L_{s0} + L_{s2}.\cos 2\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + L_{\sigma s} \\ L_c(\theta) = L_{s0} + L_{s2}.\cos 2\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) + L_{\sigma s} \end{cases} \quad \text{(II.7)}$$

où
L_{s0} est le terme constant,
L_{s2} est l'amplitude des inductances statorique en fonction de l'angle θ,
$L_{\sigma s}$ sont les inductances de fuites dans le stator.

Dans la machines synchrone à pôles saillants, les inductances mutuelles statoriques dépendent de l'angle θ et sont obtenues en projetant les inductances propres sur les axes a, b et c du stator. Après projection et simplification on trouve :

$$\begin{cases} M_{ab}(\theta) = M_{ba}(\theta) = M_{s0} + L_{s2}.\cos 2\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ M_{bc}(\theta) = M_{cb}(\theta) = M_{s0} + L_{s2}.\cos 2\theta \\ M_{ac}(\theta) = M_{ca}(\theta) = M_{s0} + L_{s2}.\cos 2\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad \text{(II.8)}$$

avec $M_{s0} = \frac{1}{2}.L_{s0}$

II.3.3-c Equations des tensions et des flux magnétiques

On rappelle que dans cette étude, la machine synchrone à pôles saillants (MSPS) est considérée en fonctionnement générateur, avec la convention «récepteur» au rotor et la convention générateur au stator.

Selon les différentes hypothèses mentionnées au début de cette section, l'alternateur peut être décrit par les équations électriques suivantes :

a) Equations des tensions

- du stator

$$[V_s] = -[R_s].[i_s] + \frac{d}{dt}[\Phi_s] \tag{II.9}$$

$$\begin{cases} V_{as} = -R_a.i_{as} + \frac{d\mathbf{\Phi}_{as}}{dt} \\ V_{bs} = -R_b.i_{bs} + \frac{d\mathbf{\Phi}_{bs}}{dt} \\ V_{cs} = -R_c.i_{cs} + \frac{d\mathbf{\Phi}_{cs}}{dt} \end{cases} \tag{II.10}$$

- du rotor

$$[V_r] = [r_r].[i_r] + \frac{d}{dt}[\Phi_r] \tag{II.11}$$

$$\begin{cases} V_{kq} = r_{kq}.i_{kq} + \frac{d\mathbf{\Phi}_{kq}}{dt} \\ V_f = r_f.i_f + \frac{d\mathbf{\Phi}_f}{dt} \\ V_{kd} = r_{kd}.i_{kd} + \frac{d\mathbf{\Phi}_{kd}}{dt} \end{cases} \tag{II.12}$$

b) Equations de couplage électromagnétique (flux magnétiques)

$\Phi_k = f(i_k)$; $\quad k = \{a, b, c, k_d, f, k_q\}$
$\Phi_k = \Sigma M_{kj} i_j$; $\quad j, k = \{a, b, c, k_d, f, k_q\}$

En tenant compte des inductances mutuelles et propres établies précédemment, les flux totalisés s'expriment sous forme matricielle comme suit :

$$\begin{cases} [\Phi_s] = -[L_s].[i_s] + [M_{sr}].[i_r] \\ [\Phi_r] = -[M_{rs}].[i_s] + [L_r].[i_r] \end{cases} \tag{II.13}$$

avec

$$[M_{sr}] = \begin{bmatrix} M_{af}(\theta) & M_{a_{kd}}(\theta) & M_{a_{kq}}(\theta) \\ M_{b_f}(\theta) & M_{b_{kd}}(\theta) & M_{b_{kq}}(\theta) \\ M_{c_f}(\theta) & M_{c_{kd}}(\theta) & M_{c_{kq}}(\theta) \end{bmatrix}$$

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_a(\theta) & M_{ab}(\theta) & M_{ac}(\theta) \\ M_{ab}(\theta) & L_b(\theta) & M_{bc}(\theta) \\ M_{ac}(\theta) & M_{bc}(\theta) & L_c(\theta) \end{bmatrix}$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_f(\theta) & M_{f_{kd}}(\theta) & 0 \\ M_{f_{kd}}(\theta) & L_{kd}(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & L_{kq}(\theta) \end{bmatrix}$$

$$[M_{rs}] = \begin{bmatrix} M_{af}(\theta) & M_{b_f}(\theta) & M_{c_f}(\theta) \\ M_{a_{kd}}(\theta) & M_{b_{kd}}(\theta) & M_{c_{kq}}(\theta) \\ M_{a_{kq}}(\theta) & M_{b_{kq}}(\theta) & M_{c_{kq}}(\theta) \end{bmatrix} = [M_{sr}]^T$$

II.3.4 Modèle de la génératrice synchrone dans le repère diphasé dq

II.3.4-a Transformation de Park

Pour établir les équations simplifiées de la machine synchrone, nous utiliserons dans cette étude la transformation de Park modifiée qui conserve la puissance instantanée vu qu'elle est très utilisée dans l'étude dynamique des machines électriques. Elle permet le passage d'un système triphasé (a, b, c) en un système diphasé équivalent (odq) avec ou sans composante homopolaire (notée : o).

Elle est définie comme suit [28] :

$$[P_1(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos\theta & -\sin\theta \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \tag{II.14}$$

L'inverse de la transformation de Park est la matrice transposée de la précédente :

$$[P_1(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin\theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \tag{II.15}$$

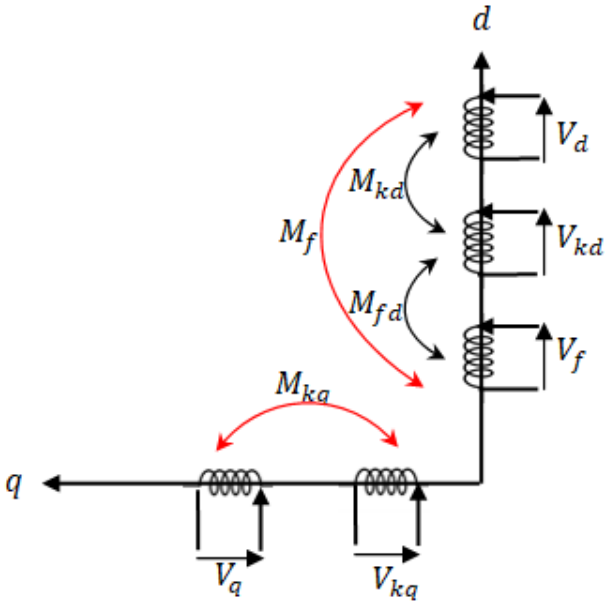


FIGURE II.4 – Modèle du GSPS avec un amortisseur sur chaque axe

Nous avons montré dans la section (II.3.3) que les relations régissant le fonctionnement de l'alternateur en fonction de ses flux totaux peuvent être exprimées selon l'équation (II.13).

La mise sous forme d'équations d'état du modèle de la génératrice dans le repère de Park permet de faciliter la résolution du système et de mettre en évidence les entrées et les sorties.

II.3.4-b Equations électromagnétiques

Afin de trouver la représentation d'état nous adopterons les écritures suivantes [28] :

$$[\Phi_s] = \begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{bmatrix} ; [\Phi_r] = \begin{bmatrix} \Phi_f \\ \Phi_{kd} \\ \Phi_{kq} \end{bmatrix} ; [i_s] = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} ; [i_r] = \begin{bmatrix} i_f \\ i_{kd} \\ i_{kq} \end{bmatrix}$$

On peut être réécrite de la façon suivante :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{\mathrm{s}} \\ \Phi_{\mathrm{r}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -L_s & M_{sr} \\ -M_{rs} & L_r \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix} \tag{II.16}$$

Dans cette partie, le but est de trouver les expressions des flux dans le repère diphasé en appliquant la transformation de Park, aux matrices des flux statoriques et rotoriques.

Sachant que la transformation du triphasé au diphasé se fait par la multiplication de chacune des expressions par la matrice de Park modifiée qui permet le passage des grandeurs statoriques triphasés à leurs composantes relatives comme suit :

$$[X_{abc}] = [P_1(\theta)] [X_{odq}] \Rightarrow [X_{odq}] = [P_1(\theta)]^{-1} [X_{abc}] \tag{II.17}$$

En appliquant cette transformation aux flux statorique et rotoriques, on obtient :

$$\begin{cases} [\Phi_{odq}] = -[P_1(\theta)]^{-1} [L_s] [P_1(\theta)] [i_{odq}] + [P_1(\theta)]^{-1} [M_{sr}] [i_r] \\ [\Phi_r] = -[M_{rs}] [P_1(\theta)] [i_{odq}] + [L_r] [i_r] \end{cases} \tag{II.18}$$

que l'on peut également réécrire sous forme matricielle condensée :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{odq} \\ \Phi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -P_1(\theta)^{-1} L_s P_1(\theta) & P_1(\theta)^{-1} M_{sr} \\ -M_{rs} P_1(\theta) & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{odq} \\ i_r \end{bmatrix} \tag{II.19}$$

En négligeant les fuites dans les équations des inductances propres statoriques ($L_{\sigma s} = 0$), les multiplications matricielles par blocs conduisent aux résultat suivant :

$$-[P_1(\theta)]^{-1} [L_s] [P_1(\theta)] = \begin{bmatrix} L_{s0} + 2.M_{s0} & 0 & 0 \\ 0 & -\left(L_{s0} + M_{s0} + \frac{3}{2}.L_{s2}\right) & 0 \\ 0 & 0 & -\left(L_{s0} - M_{s0} - \frac{3}{2}.L_{s2}\right) \end{bmatrix} \tag{II.20}$$

En prenant en considération la répartition des forces magnétomotrices des enroulements statoriques à répartitions sinusoïdales, on aura :

$$M_{s0} = L_{s0}.\cos\frac{2\pi}{3} = -\frac{1}{2}.L_{s0} \tag{II.21}$$

CliCours.com

En remplaçant par sa valeur, on obtient :

$$-\left[P_1(\theta)\right]^{-1}\left[L_s\right]\left[P_1(\theta)\right]=\begin{bmatrix}0 & 0 & 0\\ 0 & -\frac{3}{2}.\left(L_{s0}+L_{s2}\right) & 0\\ 0 & 0 & -\frac{3}{2}.\left(L_{s0}-L_{s2}\right)\end{bmatrix}$$

$$\left[P_1(\theta)\right]^{-1}\left[M_{sr}\right]=\begin{bmatrix}0 & 0 & 0\\ \sqrt{\frac{3}{2}}M_{fs} & \sqrt{\frac{3}{2}}M_{kd_s} & 0\\ 0 & 0 & \sqrt{\frac{3}{2}}M_{kq_s}\end{bmatrix}$$

$$\text{-}\left[M_{sr}\right]\left[P_1(\theta)\right]=\begin{bmatrix}0 & -\sqrt{\frac{3}{2}}M_{fs} & 0\\ 0 & -\sqrt{\frac{3}{2}}M_{kd_s} & 0\\ 0 & 0 & \sqrt{\frac{3}{2}}M_{kq_s}\end{bmatrix}$$

Sachant que :

$$L_d=\tfrac{3}{2}.\left(L_{s0}+L_{s2}\right)\quad,\quad L_q=\tfrac{3}{2}.\left(L_{s0}-L_{s2}\right)$$

$$\text{et } L_{md}=\sqrt{\tfrac{3}{2}}.M_{fs}=\sqrt{\tfrac{3}{2}}.M_{kd_s}\quad,\quad L_{mq}=\sqrt{\tfrac{3}{2}}.M_{kq_s}$$

Après simplification, on obtient la forme finale des flux statoriques et rotoriques :

$$\begin{bmatrix}\Phi_o\\ \Phi_d\\ \Phi_q\\ \Phi_f\\ \Phi_{kd}\\ \Phi_{kq}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}0 & 0 & 0\\ 0 & -L_d & 0\\ 0 & 0 & -L_q\\ 0 & -L_{md} & 0\\ 0 & -L_{md} & 0\\ 0 & 0 & -L_{mq}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}i_o\\ i_d\\ i_q\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}0 & 0 & 0\\ L_{md} & L_{md} & 0\\ 0 & 0 & L_{mq}\\ L_f & L_{f_kd} & 0\\ M_{kd_f} & L_{kd} & 0\\ 0 & 0 & L_{kq}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}i_f\\ i_{kd}\\ i_{kq}\end{bmatrix}\qquad\text{(II.22)}$$

En conséquence, les expressions obtenues entre les flux et les courants sont simples et ne dépendent pas de l'angle électrique θ . Ces expressions sont bien formulées à la seule condition que l'angle de transformation soit égal à l'angle électrique de la machine.

Il est à noter que dans les deux cas, pratique ou simulation sous MATLAB/Simulink, il est facile d'assurer cette condition en effectuant un calage de l'angle de la transformation de Park sur une des trois tensions de sortie de la machine.

II.3.4-c Equations des tensions

Le modèle électrique de l'alternateur est réalisé à partir des grandeurs de phases décrites par les équations (II.9) et (II.11) qui est réécrite sous la forme suivante [28] :

$$\begin{cases} [V_s] = -[R_s].[i_s] + \frac{d}{dt}[\Phi_s] \\ [V_r] = [r_r].[i_r] + \frac{d}{dt}[\Phi_r] \end{cases} \tag{II.23}$$

Sachant que :

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix}; \quad [V_r] = \begin{bmatrix} V_f \\ V_{kd} \\ V_{kq} \end{bmatrix}; \quad [R_s] = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix}; [r_r] = \begin{bmatrix} r_f & 0 & 0 \\ 0 & r_{kd} & 0 \\ 0 & 0 & r_{kq} \end{bmatrix}$$

En multipliant les deux membres de la première équation (II.23) par la matrice de Park et en remplaçant le flux statorique par son équation, on obtient :

$$\begin{cases} [P_1(\theta)][V_{odq}] = -[R_s][P_1(\theta)][i_{odq}] + \frac{d}{dt}\{-[L_s][P_1(\theta)][i_{odq}] + [M_{sr}][i_r]\} \\ [V_r] = [r_r][i_r] + \frac{d}{dt}[\Phi_r] \end{cases} \tag{II.24}$$

En considérant uniquement la tension statorique de la machine, nous pouvons écrire :

$$[V_{odq}] = -[P_1(\theta)]^{-1}[R_s][P_1(\theta)][i_{odq}] + [P_1(\theta)]^{-1}\frac{d}{dt}\{-[L_s][P_1(\theta)][i_{odq}] + [M_{sr}][i_r]\} \tag{II.25}$$

Vu que la matrice $[R_s]$ est diagonale et que le produit $[L_s][P_1(\theta)]$ après calcul et simplification est égal à la somme de deux matrices en fonction de l'angle θ comme suit :

$$[L_s][P_1(\theta)] = [y_a] + [y_b] \tag{II.26}$$

$$[y_a] = \sqrt{\frac{2}{3}}.\begin{bmatrix} 0 & L_{s0}.\cos\theta & -L_{s0}.\sin\theta \\ 0 & L_{s0}.\cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -L_{s0}.\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ 0 & L_{s0}.\cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -L_{s0}.\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \tag{II.27}$$

$$[y_b] = \sqrt{\frac{2}{3}}.\begin{bmatrix} 0 & \cos\theta & \sin\theta \\ 0 & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ 0 & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \tag{II.28}$$

Finalement, après tous ces calculs et simplifications et en remplaçant chaque terme dans l'équation (II.25), le modèle électrique de base de l'alternateur peut alors être écrit dans le repère de Park comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_o \\ V_d \\ V_q \end{bmatrix} = -\begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & (R_a + pL_d) & -\omega L_q \\ 0 & \omega L_q & (R_a + pL_q) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_o \\ i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ pL_{md} & pL_{md} & -\omega L_{mq} \\ \omega L_{md} & \omega L_{md} & pL_{mq} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_f \\ i_{kd} \\ i_{kq} \end{bmatrix} \tag{II.29}$$

Clicours.COM

$$\begin{bmatrix} \mathrm{V}_f \\ \mathrm{V}_{kd} \\ V_{kq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (r_f + pL_f) & pM_{f-kd} & 0 \\ pM_{f_kd} & (r_{kd} + pL_{kd}) & 0 \\ 0 & 0 & (r_{kq} + pL_{kq}) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_f \\ i_{kd} \\ i_{kq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & pM_{f_s} & 0 \\ 0 & pM_{s_{-kd}} & 0 \\ 0 & 0 & pM_{s_{s,kq}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_o \\ i_d \\ i_q \end{bmatrix} \tag{II.30}$$

avec : $p = \frac{d}{dt}$; $\omega = \frac{d\theta}{dt}$

Grâce à la transformation de Park, un modèle électrique de la machine synchrone en mode alternateur ne dépendant pas de l'angle a pu être déterminé.

II.3.4-d Equation du couple électromagnétique

Pour une modélisation complète de l'alternateur et pour prendre en considération la variation de la vitesse, nous ajoutons aux équations électriques précédentes l'équation mécanique de la machine définie par la relation suivante [28] :

$$\sum T = J_T . \frac{d\Omega_m}{dt} \tag{II.31}$$

J_T représentant le moment d'inertie total des masses tournantes en $kg.m^2$,Ω_m la vitesse angulaire mécanique en rad/s et $\sum T$ la somme des couples agissant sur le système.

L'expression (II.31) peut être écrite ainsi :

$$J_T . \frac{d\Omega_m}{dt} = -T_e - f_v . \Omega + T_{mec} \tag{II.32}$$

Dans cette relation, représente le couple électromagnétique de l'alternateur, son expression dans le repère de Park est donnée par :

$$T_e = p . (\Phi_q . i_d - \Phi_d . i_q) \tag{II.33}$$

II.3.5 Représentation d'état de la génératrice synchrone à pôles saillants

Par rapport à sa structure et sa facilité d'utilisation, la représentation d'état est essentielle dans cette étude car elle permet la modélisation d'un système dynamique quelconque sous forme matricielle en utilisant des variables d'état.

Cette représentation peut être continue ou discrète ; elle permet de déterminer l'état du système à n'importe quel instant si l'on connaît l'état à l'instant initial et le comportement des variables extérieures (exogènes) qui influent sur le système [28].

Dans cette section, l'ensemble des équations électriques et mécaniques décrites dans la modélisation (**??**) vont être réécrites sous forme de représentation d'état.

$$\begin{cases} V_a = -R_a.i_a + \frac{d}{dt}\Phi_a \\ V_b = -R_b.i_b + \frac{d}{dt}\Phi_b \\ V_c = -R_c.i_c + \frac{d}{dt}\Phi_c \\ V_f = r_f.i_f + \frac{d}{dt}\Phi_f \\ V_{kd} = -r_{kd}.i_{kd} + \frac{d}{dt}\Phi_{kd} \\ V_{kq} = -r_{kq}.i_{kq} + \frac{d}{dt}\Phi_{kq} \\ \Phi_d = -L_d.i_d + L_{md}.i_{kd} + L_{md}.i_f \\ \Phi_q = -L_q.i_q + L_{mq}.i_{kq} \\ \Phi_f = -L_{md}.i_d + L_{md}.i_{kd} + L_f.i_f \\ \Phi_{kd} = -L_{md}.i_d + L_{kd}.i_{kd} + L_{md}.i_f \\ \Phi_{kq} = -L_{mq}.i_q + L_{kq}.i_{kd} \\ j_T.\frac{d\Omega_m}{dt} = -T_e + T_{mec} - f_v \cdot \Omega_m \end{cases} \quad \text{(II.34)}$$

Ainsi, la semi-représentation d'état de l'alternateur est donnée par l'équation :

$$\begin{cases} \dot{X} = A(\alpha).X + B(\alpha).u = f(\alpha, X, u) \\ Y = C(\alpha).X = h(\alpha, X, u) \\ j_T.\frac{d\Omega_m}{dt} = -T_e + T_{mec} - f_v.\Omega_m \end{cases} \quad \text{(II.35)}$$

Ou $A \in \mathcal{R}^{N\times N}, B \in \mathcal{R}^{N\times L}, C \in \mathcal{R}^{M\times N}$

N, L et M sont les dimensions des vecteurs décrivant respectivement l'état de l'entrée et l'état de la sortie.

* $\alpha = [R_a\ r_f\ r_{kd}\ r_{kq}\ L_a\ L_f\ L_{kd}\ L_{kq}\ L_{md}\ L_{mq}\ \omega]^t$, vecteur des parametres ;
* $X = [\Phi_d\ \Phi_f\ \Phi_{kd}\ \Phi_q\ \Phi_{kq}]^t$, vecteur d'etat du modèle ;
* $u = [V_d\ V_f\ V_q]^t$, vecteur d'entre ou de commande.

Il s'agit de la tension d'excitation de la roue polaire et de la tension dans le repère de Park. Le contrôle de la tension de sortie de la machine s'effectuera alors en ajustant cette grandeur.

* $Y = [i_d\ i_f\ i_q]^t$, vecteur de sortie correspondant aux courant dans le repère de Park ;
* $A(\alpha) = -\omega_b.(R.C(\alpha) + A_1)$, matrice d'état.

$$R = \begin{bmatrix} -R_a & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r_f & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_{kd} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -r_a & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & r_{kq} \end{bmatrix}, \qquad A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$L = \begin{bmatrix} -L_a & L_{md} & L_{md} & 0 & 0 \\ -L_{md} & L_f & L_{md} & 0 & 0 \\ -L_{md} & L_{md} & L_{kd} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -L_q & L_{mq} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -L_{mq} & L_{kq} \end{bmatrix}, C(\alpha) = \text{inv}(L), \text{ matrice d'observation ;}$$

$$B(\alpha) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \text{ matrice de commande.}$$

II.3.6 Circuits équivalents généralisés de la (MSRBPS)

La machine représentée par un modèle mathématique à partir d'un circuit équivalent de la figure II.5 faisant intervenir les composantes longitudinales et transversales, les enroulements rotoriques ne subissent aucune transformation puisqu'ils sont déjà, par construction ordonnés selon deux axes perpendiculaires.

La figure II.5 représente la modélisation de l'alternateur selon la transformée de Park et sous forme de deux schémas équivalents, l'un correspondant à l'axe d et l'autre l'axe q, avec un amortisseur sur chaque axe [28].

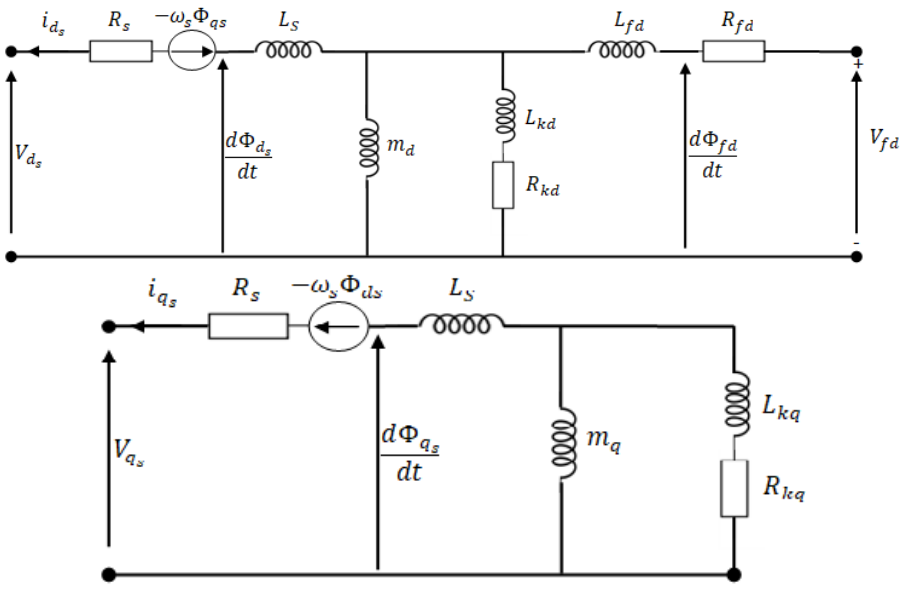


FIGURE II.5 – Schémas équivalents du générateur synchrone avec un amortisseur par axe

II.4 Modélisation de la machine synchrone à rotor bobiné à pôles saillants sans amortisseurs

II.4.1 Modèle de la génératrice synchrone dans le repère triphasé *abc*

II.4.1-a Schéma descriptif dans le repère abc sans amortisseur

La figure II.6 représente la position spatiale des enroulements. Le stator (induit) se compose de trois phases (a, b, c) identiques déphasées entre elles de 120° ; le rotor (inducteur) est constitué d'un enroulement, d'indice f_e, réparti selon l'axe polaire d.

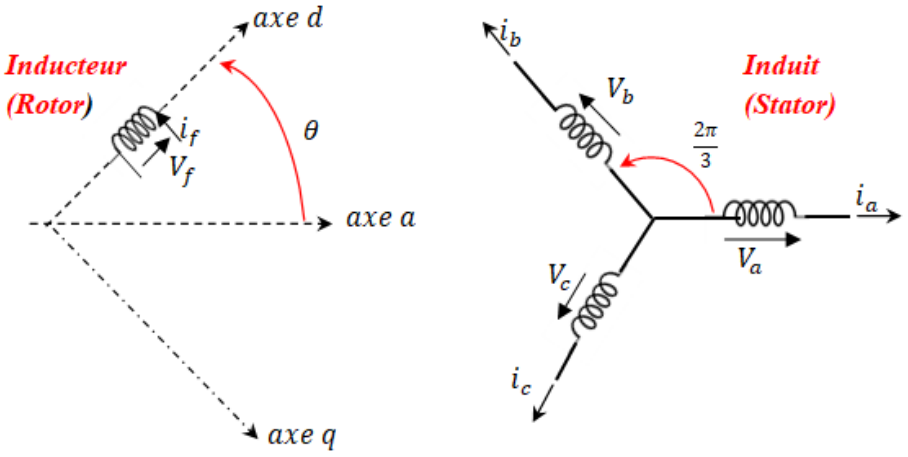


FIGURE II.6 – Représentation spatiale des différents enroulements de la MSPS

II.4.1-b Equations des tensions

On rappelle que dans cette étude, la machine synchrone à pôles saillants (MSPS) est en fonctionnement générateur, avec la convention récepteur au rotor et la convention générateur au stator.

Selon les différentes hypothèses mentionnées précédemment, l'alternateur peut être décrit par les équations électriques suivantes :

a) Equations des tensions

- au stator

$$[V_s] = -[R_s].[i_s] + \frac{d}{dt}[\Phi_s] \tag{II.36}$$

$$\begin{cases} V_{as} = -R_a.i_{as} + \frac{d\Phi_{as}}{dt} \\ V_{bs} = -R_b.i_{bs} + \frac{d\Phi_{bs}}{dt} \\ V_{cs} = -R_c.i_{cs} + \frac{d\Phi_{cs}}{dt} \end{cases} \tag{II.37}$$

- au rotor

$$[V_r] = [r_r].[i_r] + \frac{d}{dt}[\Phi_r] \tag{II.38}$$

$$V_f = r_f.i_f + \frac{d\Phi_f}{dt} \tag{II.39}$$

II.4.2 Modèle de la génératrice synchrone dans le repère diphasé dq

La machine synchrone à pôles saillants sans amortisseurs est caractérisé par :

$$V_{kd} = 0 \qquad \text{et} \qquad V_{kq} = 0 \tag{II.40}$$

Aussi, la position spatiale de ses enroulements est donnée par la figure II.7.

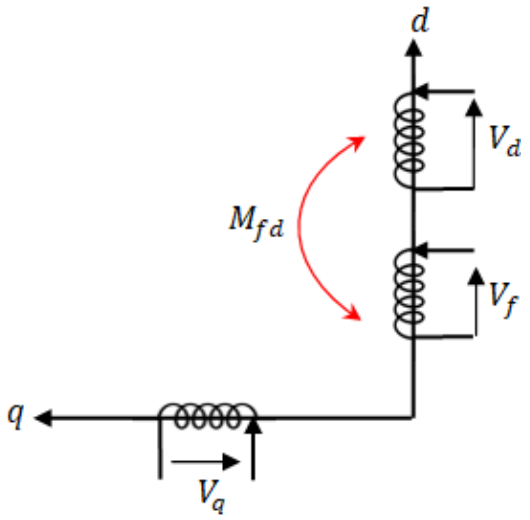


FIGURE II.7 – Représentation spatiale des différents enroulements de la MSPL

II.4.2-a Equations électromagnétiques

Afin d'obtenir la représentation d'état, nous adopterons les écritures suivantes [5] :

$$[\Phi_s] = \begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{bmatrix} ; [\Phi_r] = \begin{bmatrix} \Phi_f \end{bmatrix} ; [i_s] = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} ; [i_r] = \begin{bmatrix} i_f \end{bmatrix}$$

$$\begin{cases} \Phi_d = L_d.i_d + M_{fd}.i_f \\ \Phi_q = L_q.i_q \\ \Phi_f = L_f.i_f + M_{fd}.i_d \end{cases} \tag{II.41}$$

En conséquence, les expressions obtenues entre les flux et les courants sont simples et ne dépendent pas de l'angle électrique θ. Ces expressions sont bien formulées à la seule condition que l'angle de transformation soit égal à l'angle électrique de la machine.

II.4.2-b Equations des tensions

A partir du modèle de la machine électrique généralisée dans le référentiel rotorique, on peut écrire [5] :

$$\begin{cases} V_d = -R_a.i_d - \frac{d}{dt}\Phi_d + \omega_r.\Phi_q \\ V_q = -R_a.i_q - \frac{d}{dt}\Phi_q - \omega_r.\Phi_d \\ V_f = r_f.i_f + \frac{d}{dt}\Phi_f \end{cases} \tag{II.42}$$

En tenant compte du système (II.41) le système des tensions devient :

$$\begin{cases} V_d = -R_a.i_d - \frac{d}{dt}(L_d.i_d + M_{fd}.i_f) + \omega_r(L_q.i_q) \\ V_q = -R_a.i_q - \frac{d}{dt}(L_q.i_q) - \omega_r.(L_d i_d + M_{fd}.i_f) \\ V_f = r_f.i_f + \frac{d}{dt}(L_f.i_f + M_{fd}.i_d) \end{cases} \tag{II.43}$$

et sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} \mathrm{V}_d \\ \mathrm{V}_q \\ V_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_a & \omega_r.L_q & 0 \\ -\omega_r.L_d & -R_a & -\omega_r.M_{fd} \\ 0 & 0 & r_f \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -L_d & 0 & -M_{fd} \\ 0 & -L_q & 0 \\ M_{fd} & 0 & L_f \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_f \end{bmatrix} \tag{II.44}$$

Grâce à la transformation de Park, un modèle électrique de la machine synchrone en mode alternateur ne dépendant pas de l'angle a pu être déterminé.

II.4.2-c Equation du couple électromagnétique

Pour une modélisation complète de l'alternateur, nous ajoutons aux équations électriques précédentes, l'équation mécanique de la machine définie par la relation suivante :

$$\sum T = J_T.\frac{d\Omega_m}{dt} \tag{II.45}$$

J_T représente le moment d'inertie total des masses tournantes en kg.m^2,Ω_m la vitesse angulaire mécanique en rad/s et $\sum T$ la somme des couples agissant sur l'arbre de la machine. L'expression (II.45) peut donc être réécrite ainsi :

$$J_T\frac{d\Omega_m}{dt} = -T_e - f_v.\Omega_m + T_{mec} \tag{II.46}$$

Dans cette relation, T_e représente le couple électromagnétique de l'alternateur, son expression dans le repère de Park est donnée par :

$$T_e = \frac{3}{2}.p.\left(\left(L_d - L_q\right).i_d.i_q + M_{fd}.i_q.i_f\right) \tag{II.47}$$

II.5 Modélisation de la machine synchrone à rotor bobiné à pôles lisses (MSRBPL)

II.5.1 Description de la machine synchrone à pôles lisses

Dans la machine synchrone à pôles lisses, à l'inverse de la machine à pôles saillants, la réactance du stator ne dépend pas de la position du rotor. Dans ce cas, le circuit équivalent par phase de la figure II.8 présente une résistance r_1 en série avec une réactance synchrone x_s qui est la somme de la réactance de fuite x_l et de la réactance x_a, représentant l'effet de la réaction d'armature.

Pour la machine linéaire, il est facile de déterminer la réactance synchrone en effectuant un premier essai expérimental à vide et un second en court-circuit. Cependant, pour la machine saturée, le tracé du diagramme de Potier est primordial, pour cela un troisième essai avec une charge purement inductive (essai en déwatté) est nécessaire.

Pour différencier le mode générateur du mode moteur, il est fréquent d'inverser le signe du courant, tel qu'il est représenté sur le schéma équivalent de la figure II.8. Les diagrammes vectoriels correspondants utilisent l'angle de charge δ, avec $\delta > 0$ pour le mode générateur

et $\delta < 0$ pour le mode moteur, comme indiqué sur la figure II.9.

La machine synchrone peut fonctionner en sur-excitation ou sous-excitation selon que le courant I est en avance ou en retard par rapport à la tension V [28].

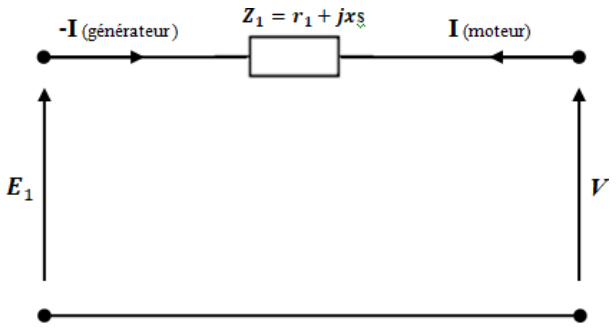


FIGURE II.8 – Circuit équivalent par phase de la MSRB à pôles lisses

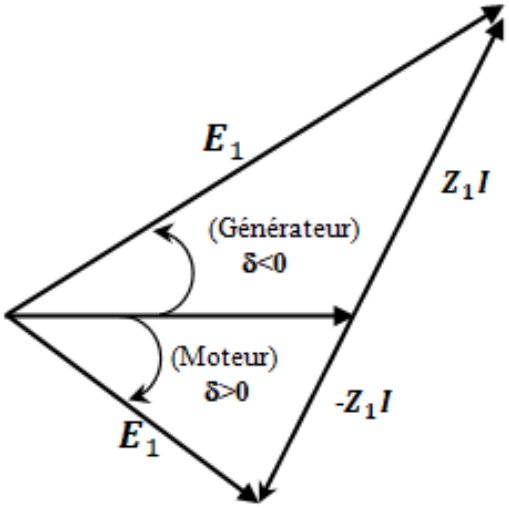


FIGURE II.9 – Diagramme vectoriel de la MSRB à pôles lisses

II.5.2 Modèle de la génératrice synchrone à pôles lisses dans le repère triphasé *abc*

La Figure II.10 représente la position spatiale des enroulements de la génératrice synchrone à pole lisse pour les axes triphasés abc et diphasés dq.

Le stator (induit) se compose de trois phases (a, b, c) identiques déphasées entre elles de 120°, alors que le rotor (inducteur) est constitué d'un enroulement, d'indice f_e, réparti selon l'axe polaire d.

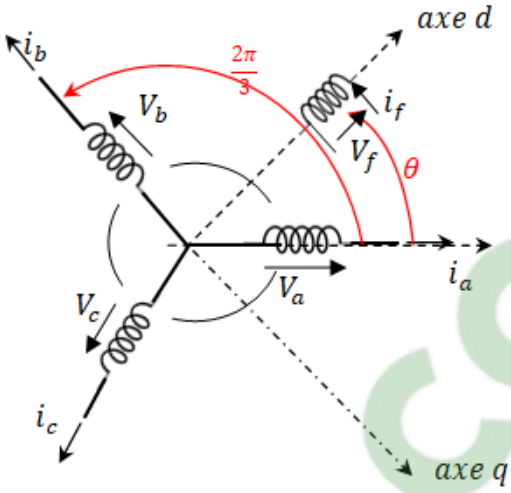


FIGURE II.10 – Schéma équivalent de la MSRB à pôles lisses

II.5.2-a Expressions des inductances propres et mutuelles rotoriques

La matrice inductance $\mathcal{L}$ est une matrice symétrique exprimée sous la forme [5].

$$\mathcal{L} = \begin{bmatrix} -\mathcal{L}_s & \mathcal{L}_{sr} \\ -\mathcal{L}_{rs} & \mathcal{L}_r \end{bmatrix} \tag{II.48}$$

Pour cette machine synchrone à pôles lisses (MSPL) en fonctionnement générateur et entrefer constant, la matrice d'inductance statorique $\mathcal{L}_s$ est celle qui a été obtenue pour la machine asynchrone :

$$[\mathcal{L}_s] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \tag{II.49}$$

Le rotor comporte un seul enroulement monophasé de polarité p, d'inductance :

$$\mathcal{L}_r = L_r \tag{II.50}$$

La matrice des inductances mutuelles entre stator et rotor s'exprime sous la forme :

$$\mathcal{L}_{rs} = {\mathcal{L}_{sr}}^t = M \left[\cos\theta \quad \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \quad \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \right] \tag{II.51}$$

M : désignant l'inductance mutuelle maximale entre l'enroulement rotorique et une phase statorique (a, b ou c).

En posant : $P(\theta) = \left[\cos\theta \ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)\right]$, on peut écrire : $\mathcal{L}_{rs} = M^t.P$ et $\mathcal{L}_{sr} = M.P$. Si la relation $i_a + i_b + i_c = 0$ est vérifiée, il vient :

$[\Phi_s] = L.[i_s] + M.[i_r].P$ où $L = L_s - M_s$ désigne l'inductance cyclique de l'enroulement triphasé du stator (comme pour la machine asynchrone) [5].

clicours.com

II.5.2-b Equations des tensions et des flux magnétiques

On rappelle que dans cette étude, la machine synchrone à pôles lisses (MSPL) est en fonctionnement générateur, avec la convention «récepteur» au rotor et la convention «générateur» au stator. Selon les différentes hypothèses mentionnées au début de cette section, l'alternateur peut être décrit par les équations suivantes :

a) Equations de tension

- au stator

Les équations électriques concernant les variables statorique sont :

$$[V_s] = -[R_s].[i_s] + \frac{d}{dt}[\Phi_s] \tag{II.52}$$

où r_s est la résistance d'un enroulement statorique.

$$\begin{cases} V_{as} = -R_a.i_{as} + \frac{d\Phi_{as}}{dt} \\ V_{bs} = -R_b.i_{bs} + \frac{d\Phi_{bs}}{dt} \\ V_{cs} = -R_c.i_{cs} + \frac{d\Phi_{cs}}{dt} \end{cases}$$

- au rotor

$$[V_r] = [r_r].[i_r] + \frac{d}{dt}[\Phi_r] \tag{II.53}$$

$$V_f = r_f.i_f + \frac{d\Phi_f}{dt}$$

b) Equations de couplage électromagnétique (flux magnétiques)

Soit θ l'angle électrique entre l'axe de l'enroulement rotorique et l'axe de la phase a du rotor, correspondant à un angle mécanique θ' tel que $\theta = p.\theta'$. Quel que soit le type d'enroulement, p désignant le nombre de paires de pôles de la machine.

La relation matricielle entre les flux et les courants est [5] :

$$[Phi] = \mathcal{L}.[i] \tag{II.54}$$

avec

$$[\Phi] = \begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \\ \Phi_r \end{bmatrix} \quad [\Phi_r] = [\Phi_f] \quad et \quad [i_s] = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_r \end{bmatrix}; \quad [i_r] = [i_f]$$

En tenant compte des inductances mutuelles et propres établies précédemment, les flux totalisés s'expriment sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{cases} [\Phi_s] = -[\mathcal{L}_S].[i_s] + [\mathcal{L}_{sr}].[i_r] \\ [\Phi_r] = -[\mathcal{L}_{rs}].[i_s] + [\mathcal{L}_r].[i_r] \end{cases} \tag{II.55}$$

De manière plus explicite :

$$\begin{cases} \Phi_a = -L.i_a + M.\cos\theta i_r \\ \Phi_b = -L.i_b + M.\cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right).i_r \\ \Phi_c = -L.i_c + M.\cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right).i_r \end{cases} \tag{II.56}$$

de plus :

$\Phi_r = L_r.i_r + M^t.P.[i_s]$ où

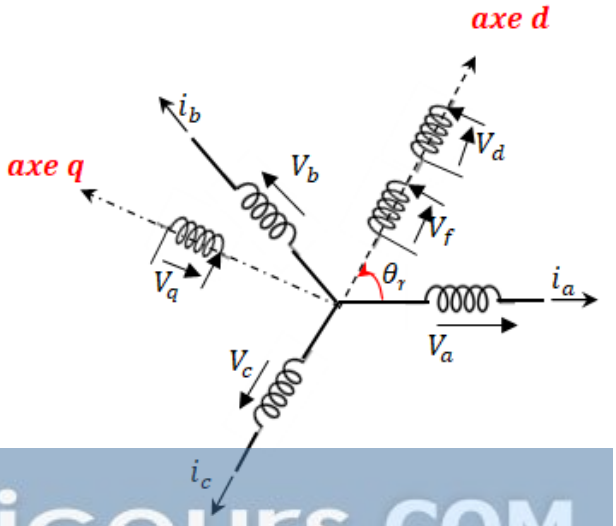
$$\begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \\ \Phi_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -L_s & -M_s & -M_s & M.\cos(p\theta) \\ -M_s & -L_s & -M_s & M.\cos\left(p\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ -M_s & -M_s & -L_s & M.\cos\left(p\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -M.\cos(p\theta) & -M.\cos\left(p\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -M.\cos\left(p\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & L_f \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_f \end{bmatrix} \tag{II.57}$$

II.5.3 Modèle de la génératrice synchrone a pôles lisses dans le repère diphasé dq

La simplification du modèle dynamique de la machine est par l'application d'un changement du repère. Grâce à une transformation mathématique, on peut effectuer ce changement, alors elle transforme les trois bobines statorique déphasées de $(2\pi/3)$ en deux bobines fictives équivalentes diphasées $(\pi/2)$ de et situées sur le rotor.

Les deux bobines sur les axes d et q tournent avec le rotor, produisant le même effet que les trois bobines fixes. Les variations exprimées dans ce nouveau repère dq, nous permettent de passer du repère naturel au repère de Park, et d'avoir ainsi un modèle relativement simple de la machine [18].

La figure II.11 montre le modèle de GSRBPL dans le repère de Park.



Clicours.COM

FIGURE II.11 – Position spatiale des enroulements du générateur synchrone à pôles lisses

Le passage du système triphasé au système diphasé est définit par le système d'équations

suivant :

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = [P] . \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} = [P]^{-1} . \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \tag{II.58}$$

avec

X : Grandeur statorique ou rotorique (représente le vecteur de tension, courant ou flux).

X_o : Composante homopolaire choisie nulle pour un système équilibré.

La figure II.11 montre le schéma simplifié de l'alternateur dans le repère de Park, [18].

II.5.3-a Equations des tensions

A partir du modèle de la machine électrique généralisée dans le référentiel rotorique, et après simplification des calculs, on peut écrire :

$$\begin{cases} V_d = -R_s.i_d + \frac{d}{dt}\Phi_d - \omega_r.\Phi_q \\ V_q = -R_s.i_q + \frac{d}{dt}\Phi_q + \omega_r.\Phi_d \\ V_f = r_f.i_f + \frac{d}{dt}\Phi_f \end{cases} \tag{II.59}$$

avec

V_d, V_q : Composantes de la tension au stator dans le repère de Park ;

V_f : Composantes de la tension rotorique dans le repère de Park ;

i_d, i_q : Composantes du courant statorique dans le repère de Park ;

i_f : Composantes du courant rotorique dans le repère de Park ;

Φ_d, Φ_q : Composantes du flux statorique dans le repère de Park ;

Φ_f : Flux d'excitation ;

ω_r : Pulsation électrique rotorique.

II.5.3-b Equations électromagnétiques

Afin de trouver la représentation d'état nous adoptons les écritures suivantes [18] :

$$[\Phi_s] = \begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{bmatrix} ; \quad [\Phi_r] = [\Phi_f] ; \quad [i_s] = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} ; \quad [i_r] = [i_f]$$

$$\begin{cases} \Phi_d = -L_d.i_d + M_{sf}.i_f \\ \Phi_q = -L_q.i_q \\ \Phi_f = L_f i_f - M_{sf}.i_d \end{cases} \tag{II.60}$$

$M_{sf} = \mathcal{L}_{sr}$: Inductance mutuelle entre l'enroulement de champ (enroulement d'excitation) et l'enroulement statorique d'axe d ;

Pour générateur synchrone à pôles lisses $L_s = L_d = L_q$: inductance statorique,

L_f : inductance rotorique.

II.5.3-c Equations du couple électromagnétique

Pour l'obtention d'une modélisation complète de l'alternateur, nous ajoutons aux équations électriques, l'équation mécanique de la machine définie par la relation suivante [18] :

$$J_T.\frac{d\Omega_m}{dt} = -T_e - f_v.\Omega_m + T_{mec} \tag{II.61}$$

Dans cette formule, T_e est le couple électromagnétique de l'alternateur à pôles lisses, son expression dans le repère de Park est donnée par :

$$T_e = p.\left(\Phi_d.i_q - \Phi_q.i_d\right) \tag{II.62}$$

II.5.4 Représentation d'état de la génératrice synchrone à pôles lisses

Le modèle de la génératrice synchrone à pôles lisses, sous forme d'équation d'états dans le repére dq, est non linéaire, multivariable et fortement couplé, il s'écrit sous la forme [7] :

$$\begin{cases} \left[\dot{\mathrm{X}}\right] = f\left(\mathrm{t}, \mathrm{X}, \mathrm{U}\right) \\ \left[\mathrm{y}\right] = \left[\mathrm{C}\right].\left[\mathrm{X}\right] \end{cases}$$

avec

$[\mathrm{U}] = \begin{bmatrix} \mathrm{V_d} & \mathrm{V_q} & \mathrm{V_f} \end{bmatrix}^{\mathrm{t}}$: Vecteur de commande,

[y] : Vecteur de sortie,

$[\mathrm{X}] = \begin{bmatrix} \Phi_\mathrm{d} & \Phi_\mathrm{q} & \Phi_\mathrm{f} & \omega \end{bmatrix}^{\mathrm{t}}$: Vecteur de d'etat.

Sous la forme développée :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}\Phi_d = R_s i_d + \omega_r \Phi_q + V_d \\ \frac{d}{dt}\Phi_q = R_s i_q - \omega_r \Phi_d + V_q \\ \frac{d}{dt}\Phi_f = -r_f i_f + + V_f \\ \frac{d\Omega_m}{dt} = \left(-T_e - \mathrm{f_v}\Omega_m + T_{mec}\right)/J_T \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \frac{d}{dt}\Phi_d = R_s \frac{\Phi_d}{L_s} + \omega_r \Phi_q + V_d \\ \frac{d}{dt}\Phi_q = R_s \frac{\Phi_q}{L_s \sigma} + \frac{r_s M_{sf}}{L_f L_s \sigma}\Phi_f + V_q - \omega_r \Phi_d \\ \frac{d}{dt}\Phi_f = \frac{-r_f M_{sf}}{L_f L_s \sigma}\Phi_q - \frac{r_f}{L_f \sigma}\Phi_f + V_f \\ \frac{d\Omega_m}{dt} = \frac{\left(-T_e - f_v \Omega_m + T_{mec}\right)}{J_T} \end{cases} \tag{II.63}$$

avec $\sigma = 1 - \frac{{M_{sf}}^2}{L_s L_f}$

II.6 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté les modélisations des machines synchrones dans le repére biphasé de Park. Les modèles de la machine synchrone à rotor bobiné a pôles saillants avec et sans amortisseur et le modèle de la machine synchrone à rotor bobiné à pôles lisse ont été détaillé. Le chapitre de ce mémoire est consacré à la détermination expérimentale des performances statiques d'un générateur synchrone triphasé à pôles saillants.

Chapitre III

Caractéristiques statiques du générateur synchrone

Sommaire

III.1 Introduction 62
III.2 Présentation du banc d'essai 62
III.2.1 Caractéristiques nominales des machines utilisées 63
III.3 Détermination les caractéristiques statiques du générateur synchrone 63
III.3.1 Mesures des résistances du stator et du rotor 63
III.3.2 Essais à vide et caractéristique interne 65
III.3.3 Essai en court-circuit permanent 70
III.3.4 Détermination de la réactance synchrone de Behn-Eschenburg 72
III.3.5 Essais en charge et caractéristiques externes 74
III.4 Conclusion 78

III.1 Introduction

Aprés avoir présenté les modélisation des différentes machines synchrones à rotor bobiné dans le chapitre précédent, le présent chapitre est consacré aux relevés expérimentaux des caractéristiques statiques d'un générateur synchrone à pôles saillants disponible dans le laboratoire de machines électriques de la faculté de Technologie de de l'Université Abou Bekr Belkïd de Tlemcen.

Cette étude est nécessaire pour la connaissance des performances de la machine considérée en régime permanent. Aussi, un ensemble de test a été réalisé basés sur la mesure des résistances des enroulements du stator et du rotor, les essais à vide, en court-circuit et en charge avec différents récepteurs (résistif, inductif et capacitif). L'intégralité des résultats obtenus sont exposés et commentés.

III.2 Présentation du banc d'essai

Le banc d'essai est constitué d'une machine synchrone triphasée à rotor bobiné et pôles saillants entraîné par une machine à courant continu, les deux machines étant réversibles réversibles et liées mécaniquement sur le même arbre avec une génératrice tachymétrique.

De plus, le banc comprend le matériel classique de mesure (ampèremètres, voltmètres, résistances variables pour le réglage des courants d'excitation), différentes charge variables de nature résistive, inductive et capacitive. Enfin, une alimentation variable de puissance offrant des tensions alternatives triphasées et continue.

La Figure III.1 représente une vue globale du banc d'essai mis à notre disposition.

FIGURE III.1 – Vue globale du banc d'essai

III.2.1 Caractéristiques nominales des machines utilisées

- Machine synchrone triphasé - Type M-3/EV

TABLE III.1 – Caractéristiques nominales de la machine synchrone

Alternateur	
Tension nominale composée	400 Volts
Courant nominal	0.56 Ampères
Vitesse de rotation	3000 tr/mn
$\cos\varphi$	0.92
Puissance nominale	380 VA
Nombre de pôles	$p = 2$
Fréquence	50Hz
Couplage - Etoile/Triangle	Oui
U_{exe}	220 Volts
I_{exe}	0.26 Ampères

Machine à courant continu - Type M1-2/EV a excitation séparée

TABLE III.2 – Caractéristiques nominales de machine à courant continu

Moteur	
Tension nominale	220 Volts
Courant nominal	2.5 Ampères
Vitesse de rotation	3000 tr/mn
Puissance nominale	380 Watts
U_{exe}	220 Volts
I_{exe}	0.1 Ampères

III.3 Détermination les caractéristiques statiques du générateur synchrone

III.3.1 Mesures des résistances du stator et du rotor

On adopte généralement la méthode voltampère-métrique en courant continu pour la mesure des résistances des enroulements d'une machine électrique. En effet, c'est une méthode simple, demandant peu de matériel et présentant une précision suffisante.

Pour chaque résistance, six tentatives ont été effectuées, autour du courant nominal. Puis, le résultat est obtenu en appliquant la loi d'Ohm en considérant la valeur moyenne, cela permet de minimiser l'importance des erreurs de mesure.

$$R = \frac{V_{dc}}{I_{dc}} \tag{III.1}$$

Avec R valeur de la résistance mesurée, V_{dc} et I_{dc} représentant respectivement la valeur de la tension continue appliquée à la résistance à mesurer et l'intensité du courant la traversant.

III.3.1-a Mesure de la résistance des enroulements du stator

Les enroulements du stator sont couplés en étoile, c'est donc la résistance apparente (vue entre deux bornes) qui est mesurée comme le montre la figure III.2. Puis la résistance d'un seul enroulement est déduite par la relation suivante :

$$R_s = \frac{V_{dc}}{2.I_{dc}} \tag{III.2}$$

Schéma de montage

La résistance étant de faible valeur, c'est le montage aval qui est adopté.

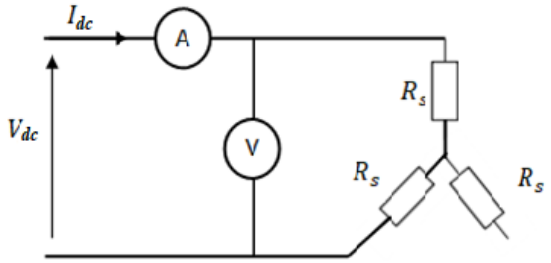


FIGURE III.2 – Montage aval pour la mesure de la résistance apparente statorique

Une mesure préliminaire au multimètre numérique a donné :
- à froid : $R_s = 17,20\ \Omega$.
- à chaud : $R_{sch} = 1,15.R_s = 19,78\ \Omega$

La résistance étant mesurée à température ambiante (25°C), il est nécessaire de majorer sa valeur d'un facteur 1,15 pour obtenir sa valeur à chaud (80°C) [33].

Les relevés effectués à froid sont récapitulés dans le tableau ci-dessous :

TABLE III.3 – Mesure de la résistance apparente de l'enroulement stator

V_{dc}	[V]	13,60	15,20	17,20	19,20	20,00	24,00
I_{dc}	[A]	0,40	0,45	0,50	0,56	0,60	0,70
R_{sa}	[Ω]	34,00	33,78	34,40	34,29	33,33	34,29
R_s	[Ω]	17,00	16,89	17,20	17,14	16,67	17,14

- Le calcul de la valeur moyenne donne : $R_s = 17,01\ \Omega$.
- La valeur à chaud de la résistance statorique $R_{sch} = 1,15.R_s = 19,63\ \Omega$.

III.3.1-b Mesure de la résistance de l'enroulement du rotor

La résistance de l'enroulement rotorique (inducteur) est déterminé par la relation suivante :

$$r = \frac{V_{dc}}{I_{dc}} \tag{III.3}$$

Schéma de montage

La résistance étant de forte valeur, c'est le montage amont qui est adopté.

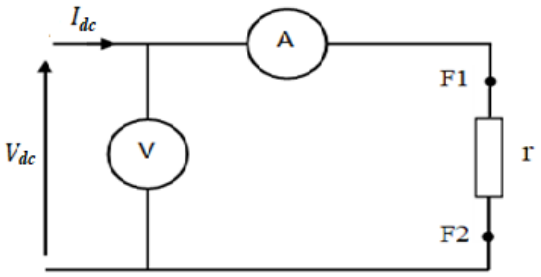


FIGURE III.3 – Montage amont pour la mesure de la résistance rotorique

Une mesure préliminaire au multimètre numérique a donné :
- à froid : $r = 680\ \Omega$.
- à chaud : $r_{ch} = 1,15.r = 782\ \Omega$

Les relevés effectués sont récapitulés dans le tableau ci-dessous :

TABLE III.4 – Mesure de la résistance de l'enroulement rotor

V	[V]	75	105	145	182	184	205
I	[A]	0,10	0,15	0,20	0,25	0,26	0,30
r	[Ω]	750,00	700,00	725,00	728,00	707,69	683,33

- Le calcul de la valeur moyenne donne : $r = 715,67\ \Omega$.
- La valeur à chaud de la résistance rotorique $r_{ch} = 1,15.r = 823,02\ \Omega$.

III.3.2 Essais à vide et caractéristique interne

A vide, la génératrice ne débite aucun courant dans un circuit de charge extérieur, donc I_s induit est nul. La f.é.m aux bornes de l'induit est obtenue par la relation suivante :

$$E = K.f.N.\Phi \quad et \quad f = \frac{n_s.p}{60}$$

avec : N, le nombre de spires/phase ; Φ, le flux utile par pôle dût à la f.m.m de l'inducteur seul et f, fréquence du réseau d'alimentation.

En considérant les deux variables d'exploitation, n et Φ (soit $E = f(n, \Phi)$), on définit deux caractéristiques à vide :

$$E_v = f\left(i_{ex}\right) \qquad \text{avec} \qquad n = n_s = \text{cste} \tag{III.4}$$

$$E_v = f\left(n\right) \qquad \text{avec} \qquad \Phi = \text{cste} \qquad \text{donc} \qquad i_{ex} = \text{cste} \tag{III.5}$$

III.3.2-a Essai à vide à vitesse constante

Dans cet essai, on étudie l'influence du flux magnétique, créé par le seul courant d'excitation parcourant l'enroulement inducteur du rotor, sur la f.e.m obtenue aux bornes de l'enroulement induit du stator. Pour cela, on trace la caractéristique interne de la machine fonctionnant à vide avec sa vitesse de rotation maintenue à sa valeur nominale.

$$E_v = f(i_{ex}) \qquad \text{avec} \qquad n_s = \text{cste} \quad \text{donc} \quad f = f_N = \text{cste} \quad \text{et} \quad I = 0$$

Schéma de montage

La figure III.4 montre le schéma de branchement pour la réalisation de l'essai à vide. La machine étudiée est entraînée en rotation par le moteur à excitation en dérivation, alimente sous sa tension nominale et avec excitation réglable par un rhéostat de champ, afin de régler la vitesse du groupe [moteur shunt + génératrice synchrone].

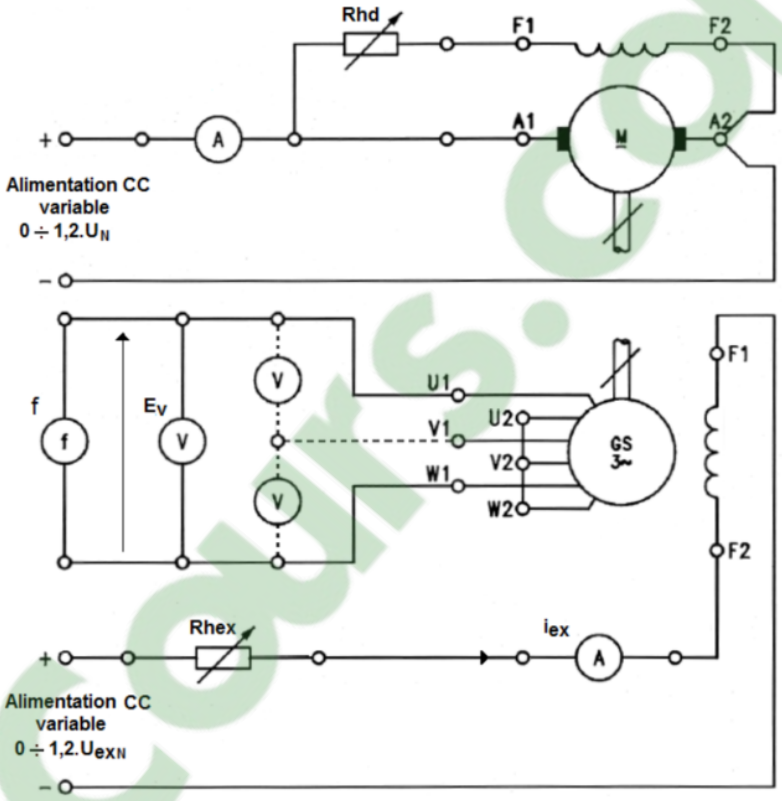


FIGURE III.4 – Schéma de montage pour l'essai à vide

Procédure d'essai [33]

- Câbler la machine selon le schéma figure III.4 et placer les appareils de mesure de façon judicieuse en choisissant les bons calibres en fonction des mesures à relever.
- Vérifier que tous les organes de variation de tensions sont en position minimale.
- Alimenter l'inducteur du moteur CC à la tension nominale, puis augmenter la tension d'induit graduellement jusqu'à obtenir une vitesse de rotation constante de 3000 tr/min.
- Fermer le circuit d'excitation en agissant sur le rhéostat de champ, faire varier le courant d'excitation pour des valeurs croissantes, sans jamais revenir en arrière, relever les intensités i_{ex} et les valeurs correspondantes de la f.e.m E_v.
- De manière identique, faire décroître le courant d'excitation, sans jamais revenir en arrière, relever les intensités i_{ex} et de la f.e.m E_v correspondantes. Noter la nouvelle valeur de la f.e.m rémanente.

Cliceurs.com

Résultats

TABLE III.5 – Mesure de l'essai à vide à vitesse constante

Essai à vide à vitesse constante : $n = n_N = 3000$ tr/mn $f = f_N = 50$ Hz $I = 0$ A										
E_v	[V]	8	125	250	360	460	520	550	575	i_{ex} croissant
i_{ex}	[A]	0	0,05	0,10	0,15	0,20	0,24	0,26	0,28	/
E_v	[V]	12	140	260	380	490	545	560	575	i_{ex} décroissant
Caractéristique interne moyenne :										
E_{vmoy}	[V]	10	132,5	255	370	475	532,5	555	575	/
i_{ex}	[A]	0	0,05	0,10	0,15	0,20	0,24	0,26	0,28	/

- Caractéristiques

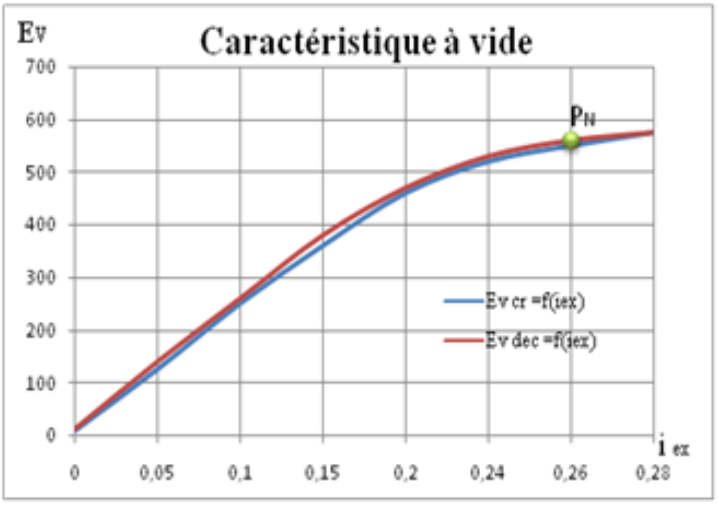


FIGURE III.5 – Caractéristique à vide (Croissante et décroissante)

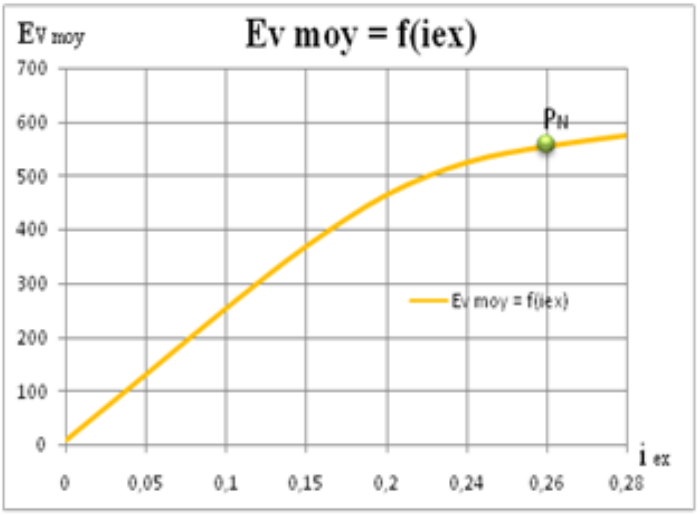


FIGURE III.6 – Caractéristique à vide moyenne

Interprétation

Ces caractéristiques nous renseigne sur la qualité du circuit magnétique de la machine, en effet la caractéristique à vide est une véritable courbe de magnétisation. Elle est entachée d'hystérésis, son cycle est fin de part le choix des matériaux, et donc les pertes par hystéresis sont minimisées. On remarque de même le phénomène de rémanence pour des courants d'excitation nuls E_{vrem}=10 V.

La caractéristique moyenne présente deux régions distinctes. La première est linéaire, entre 0 et 0.23 A, ici le circuit magnétique n'est pas saturé, la f.e.m à vide, et donc le flux de l'inducteur, sont proportionnels au courant d'excitation. La seconde, non linéaire, apparait pour les courants d'excitation important et supérieur à 0,23 A, ici le circuit magnétique est saturé et la proportionnalité entre la f.e.m et le courant d'excitation n'est plus vérifiée.

Pour une excitation optimale, le point de fonctionnement nominal, indiqué sur la plaque signalétique, se trouve dans le coude de saturation, soit :

$$i_{exN} = 0{,}26 \text{ A} \quad \text{et} \quad E_v = 555 \text{ Volts entre phases,}$$
$$\text{ou}$$
$$555/\sqrt{3} = 320,50 \text{ Volts entre phase et neutre.}$$

En négligeant la f.e.m rémanente ($E_{vrem} = 0$ V), le coefficient de proportionnalité est déduit dans la zone de linéarité de la manière suivante :

On peut écrire :

$$E_v = K^{'}.i_{ex}$$

$K^{'}$: Coefficient de proportionnalité.

C'est l'équation d'une droite qui passe par l'origine, avec comme pente $K^{'}$. Donc, par exemple pour $E_v = 370$ V et $i_{ex} = 0{,}15$ A (voir caractéristique moyenne, figure III.6).

$$K^{'} = \frac{E_v}{i_{ex}} = \frac{370}{0{,}15} = 2\,466,67 \text{ V/A}$$

En terme de f.e.m donnée entre phase et neutre :

$$K^{''} = \frac{2466{,}67}{\sqrt{3}} = 1\,424,13 \text{ V/A}$$

avec $E_{vs} = K^{''}.i_{ex}$ (E_{vs} : f.e.m entre phase et neutre).

III.3.2-b Essai à vide à flux constant

L'objectif de cet essai consiste à étudié l'influence de la vitesse de rotation sur la f.e.m induite à vide et sur sa fréquence, lorsque le flux est constant, donc avec l'intensité du courant d'excitation maintenue à sa valeur nominale. Pour cela, on trace les caractéristiques de de f.e.m à vide et de la fréquence en fonction de la vitesse de rotation :

Cicours.com

$$E_v = f(n) \quad \text{et} \quad f = f(n) \text{ avec} \quad \Phi = \text{cste} \quad \text{donc} \quad i_{ex} = \text{cste} \quad \text{et} \quad I = 0A$$

Procédure d'essai [33]

- Câbler la machine selon le schéma figure III.4.
- Régler la vitesse de rotation pour obtenir 1,2.n_N.
- Régler le courant d'excitation de la génératrice synchrone à sa valeur nominale, que l'on maintiendra constant pendant tout l'essai.
- Relever les valeurs de la vitesse n, de la f.e.m E_v et de sa fréquence f.
- Diminuer la vitesse de rotation jusqu'à obtenir $n = n_N$, relever les valeurs nominales de la vitesse et de la f.e.m et de la fréquence.
- Faire varier la vitesse de rotation de n_N jusqu'à l'arrêt, noter les valeurs correspondantes de la vitesse, de la f.e.m et de la fréquence.
- Avant d'arrêter le groupe [moteur + génératrice synchrone], ramener le courant i_ex de la génératrice à son minimum avant la coupure de l'excitation.
- Couper la tension d'alimentation du moteur d'entraînement.

Résultats

TABLE III.6 – Essai à vide à flux constant

Essai a vide à flux constant $\quad i_{ex} = i_{exN} = 0,26A \quad I = 0$									
n [tr/min]	1500	1800	2000	2200	2500	2800	3000	3300	3600
E_v [V]	290	330	370	405	460	520	550	600	660
f [Hz]	25,00	30,00	33,33	36,66	41,66	46,66	50,00	55,00	60,00

Caractéristiques

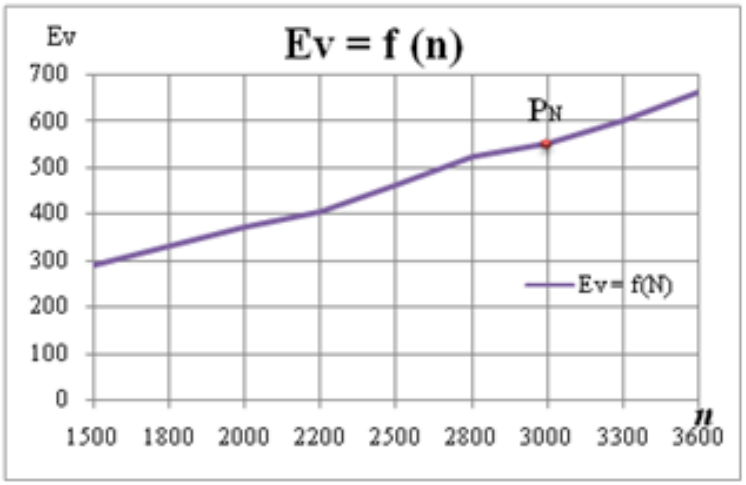


FIGURE III.7 – Caractéristique à vide de f.e.m à flux constant

La caractéristique E_v=f(n) est une droite (aux erreurs de mesure prés), montrant bien la proportionnalité entre la f.e.m et la vitesse de rotation conformément à la relation I.6. De la même façon, on constate que la caractéristique E_v=f(f) est également une droite (aux

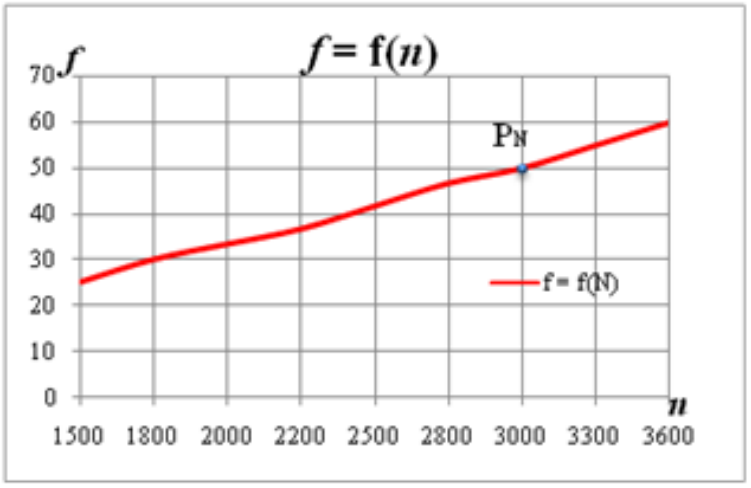


FIGURE III.8 – Caractéristique à vide de fréquence à flux constant

erreurs de mesure prés), montrant bien la proportionnalité entre la la vitesse de rotation et la fréquence conformément à la relation I.2.

En posant : $E_v = k.n$, le coefficient de linéarité k, pente de la caractéristique à vide de f.e.m, représentée sur la figure III.7 est déterminé, par exemple en considérant la mesure : $E_v = 550$ V et $n = 3\ \ 000$ tr/mn.

$$k = \frac{E_v}{n} = \frac{550}{3\,000} = 0{,}18 \text{ V.mn/tr} = 11 \text{ V.s/tr}$$

En terme de f.e.m donnée entre phase et neutre :

$$k' = \frac{0{,}18}{\sqrt{3}} = 0{,}104 \text{ V.mn/tr} = 6{,}34 \text{ V.s/tr}$$

avec : $E_{vs} = k'.n$.

En vertu de la relation I.2, la caractéristique à vide de fréquence (Figure III.8) a pour coefficient de linéarité ou pente le nombre p de paire de pôles magnétiques par phase :

$$p = \frac{60.f}{n_s} \quad \Rightarrow \quad p = \frac{60.50}{3\,000} = 1$$

III.3.3 Essai en court-circuit permanent

Il s'agit d'étudier l'influence du courant d'excitation, circulant dans le circuit inducteur, sur le courant d'induit délivré par la génératrice synchrone en régime de court-circuit permanent.

Pour cela, on trace la caractéristique de court-circuit de la machine entraînée à sa vitesse nominale.

$$I_{cc} = f(i_{ex}) \quad \text{avec} \quad n = n_N = \text{constante} \quad \text{et} \quad U = 0 \text{ Volt}$$

Schéma de montage

La machine étudiée est entraînée en rotation par le moteur CC excité en dérivation et alimenté sous sa tension nominale, son courant d'excitation réglable par un rhéostat de champ, afin de régler, et de maintenir constante, la vitesse du groupe [moteur CC + génératrice synchrone].

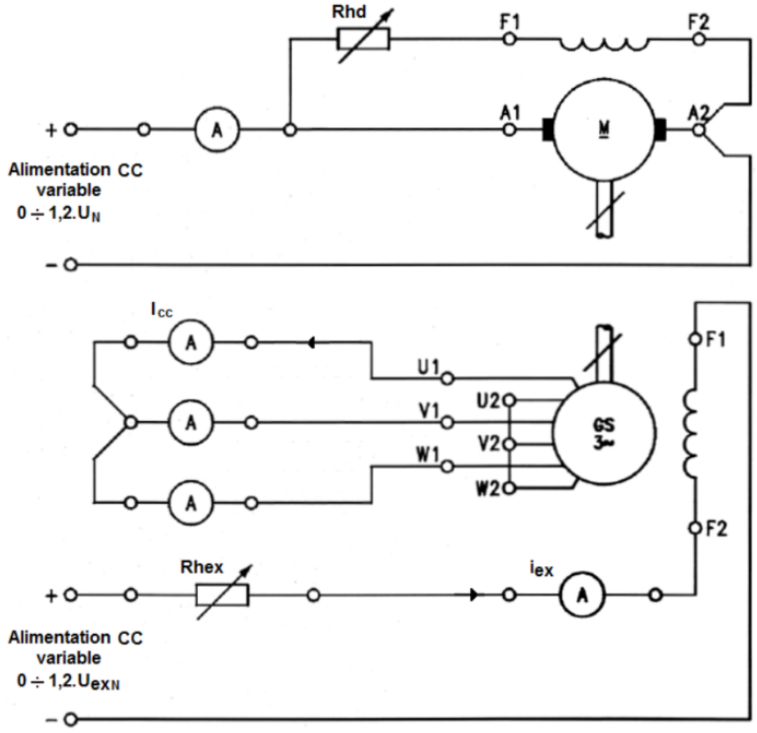


FIGURE III.9 – Schéma de montage pour l'essai en court-circuit permanent

Procédure d'essai [33]

- Câbler la machine selon le schéma figure III.9.
- Ouvrir le circuit d'excitation et régler la résistance du rhéostat de champ sur sa valeur maximale.
- Démarrer le moteur d'entraînement, puis ajuster la vitesse de rotation à la valeur nominale, que l'on devra maintenir constante pendant tout l'essai.
- Fermer le circuit d'excitation, puis en agissant sur le rhéostat de champ faire varier le courant d'excitation pour des intensités du courant d'induit comprises entre 0 et sa valeur nominale. Relever les intensités i_{ex} et I_{cc} des courants d'excitation et d'induit.
- Avant d'arrêter le groupe, ramener le courant i_{ex}de la génératrice à son minimum avant la coupure de l'excitation.
- Couper la tension d'alimentation du moteur d'entraînement.

Résultats

TABLE III.7 – Essai en court-circuit

Essai en court-circuit $n = n_N = 3000tr/mn$ $f = f_N = 50HzU = 0V$								
Courant d'excitation (i_{ex})	A	0	0,050	0,068	0,100	0,130	0,140	0,150
Courant de court-circuit (I_{cc})	A	0	0,16	0,28	0,37	0,48	0,56	0,63

Caractéristique

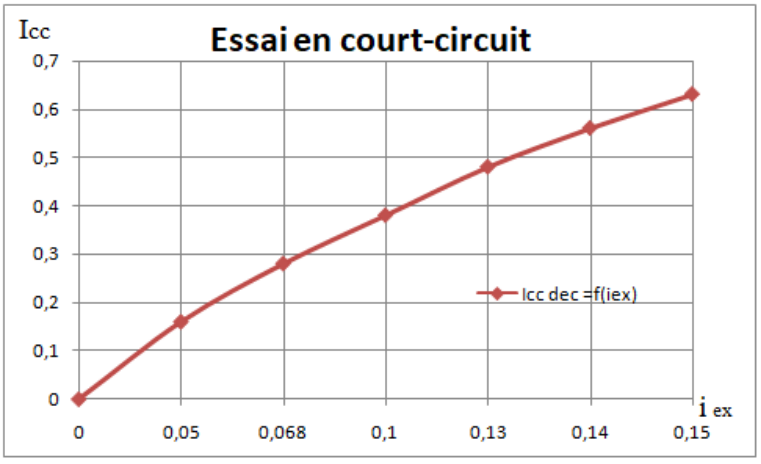


FIGURE III.10 – Caractéristique de court-circuit

La caractéristique de court-circuit est théoriquement une droite passant par l'origine, aussi le courant de court-circuit est proportionnel au courant d'excitation. La courbe obtenue approche approximativement cette allure, l écart est dut aux incertitudes de mesure (appareils et lectures). Compte tenu de la faiblesse de ces erreurs, nous considérons par la suite que la caractéristique est linéaire.

En posant : $I_{cc} = k_{cc}.i_{ex}$, le coefficient de court-circuit (de linéarité) k_{cc}, pente de la caractéristique de court-circuit, est déterminé, en considérant les deux mesures suivantes :

$$I_{cc1} = 0{,}16 \text{ A} \,;\, i_{ex1} = 0{,}05 \text{ A} \qquad \text{et} \qquad I_{cc2} = 0{,}63 \text{ A} \,;\, i_{ex2} = 0{,}15 \text{ A}.$$

d'où

$$k_{cc} = \frac{I_{cc2} - I_{cc1}}{i_{ex2} - i_{ex1}} = \frac{0{,}63 - 0{,}16}{0{,}15 - 0{,}05} = 4{,}70$$

III.3.4 Détermination de la réactance synchrone de Behn-Eschenburg

Le modèle du générateur synchrone est ici considéré linéaire, donc en régime non saturé. Sa représentation sous forme de schéma électrique pour une phase statorique est donnée par la figure III.11.

Après réorganisation des résultats correspondants aux essais à vide et en court-circuit pour la vitesse nominale, nous obtenons le tableau de mesure III.8.

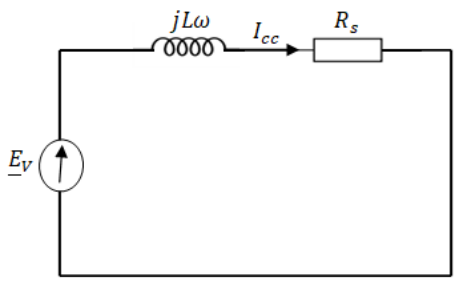


FIGURE III.11 – Modèle équivalent du stator en mode court-circuit

TABLE III.8 – Mesures des essais à vide et en court-circuit

$n = n_N = 3000tr/mn \quad f = f_N = 50Hz \quad R_s = 18,4\Omega$								
i_{ex}	A	0	0,05	0,068	0,1	0,13	0,14	0,15
E_s	V	10	132,5	155,0	255,0	280,0	300,0	370,0
I_{cc}	A	0	0,16	0,28	0,37	0,48	0,56	0,63

La figure III.12 représente les deux caractéristiques $E_v = f(i_{ex})$ et $I_{cc} = f(i_{ex})$ sur le même repère.

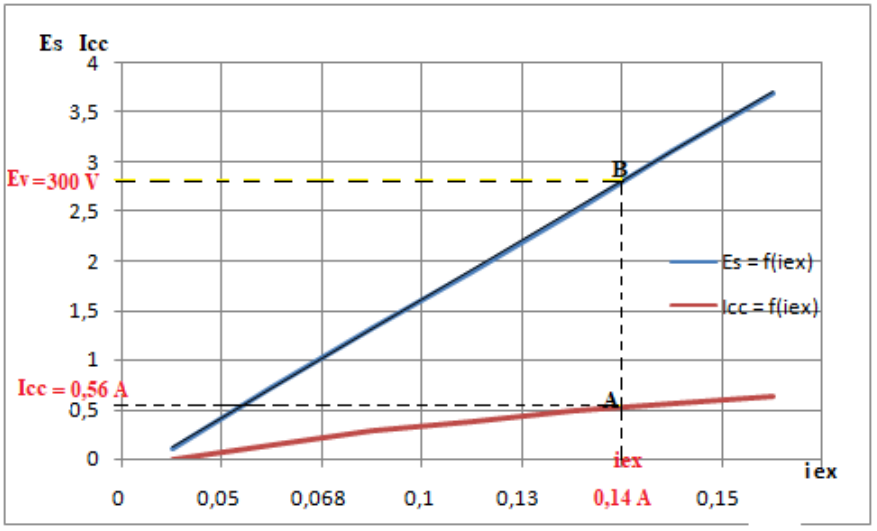


FIGURE III.12 – Caractéristique à vide et de court-circuit

Détermination de la réactance synchrone

Soit : $X_s = L_s.\omega$: réactance synchrone et $Z_s = R_s + jX_s$ l'impédance synchrone.

$$Z_s = R_s + jX_s \quad \Rightarrow \quad X_s^2 = Z_s^2 - R_s^2 \quad \Rightarrow \quad X_s = \sqrt{Z_s^2 - R_s^2}$$

avec :

$$Z_s = \frac{E_{v\,cc}}{I_{cc}}$$

pour un même courant d'excitation i_{ex}.

L'application numérique donne pour $i_{ex} = 0{,}14$ A :

$$Z_s = \frac{300/\sqrt{3}}{0{,}56} = 309{,}30\Omega$$

Sachant que $R_s = 17{,}01\ \Omega$ pour un enroulement :

$$X_s = \sqrt{(309,30)^2 - (17,01)^2} = 308,83\ \Omega$$

Si l'on considère que $X_s \gg R_s$, alors :

$$X_s == 309,30\ \Omega$$

La valeur X_s de la réactance synchrone est constante pour les régimes de non saturation.

III.3.5 Essais en charge et caractéristiques externes

Il s'agit d'étudier l'influence du courant débité par la génératrice synchrone, sur la tension délivrée aux bornes de l'enroulement d'induit pour différents types de charge (résistive, inductive ou capacitive). Pour cela, on trace les caractéristiques externes de la machine fonctionnant en charge, avec sa vitesse de rotation et son courant d'excitation maintenus à leurs valeurs nominales.

$$U = f(I) \quad \text{à} \quad n = n_N = \text{constante}\ (f = f_N) \quad \text{et} \quad i_{ex} = \text{constante}$$

Schéma de montage

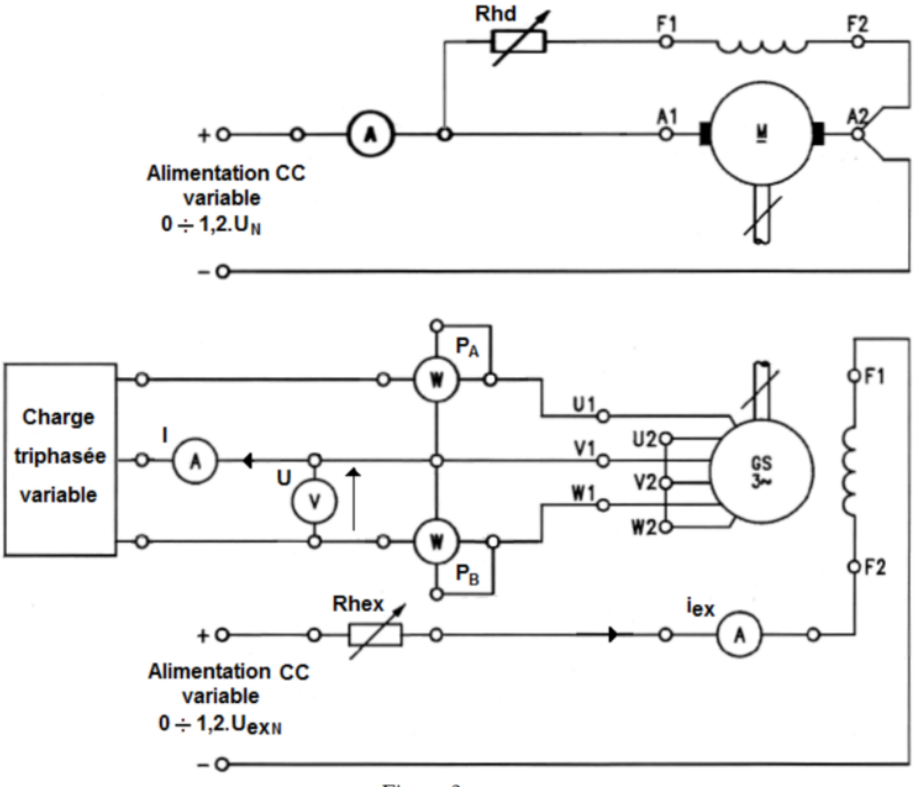


FIGURE III.13 – Schéma de branchement pour les essais en charge

Procédure d'essai [33]

Réaliser les essais en charge, selon la procédure ci-dessous pour les trois cas de charge en verifiant que les mesures sont effectuées pour un facteur de puissance constant.

- Brancher la charge variable.
- Ouvrir le circuit d'excitation et régler la résistance du rhéostat de champ sur sa valeur maximale.
- Démarrer le moteur d'entraînement, puis ajuster la vitesse de rotation à sa valeur nominale, que l'on devra maintenir constante pendant tout l'essai.
- Charger la machine synchrone à l'aide de la charge variable, puis chercher à obtenir son régime nominal $[U_N; I_N; n_N; f_N]$ en ajustant successivement la charge, le courant d'excitation et la vitesse de rotation.
- Relever les coordonnées du point de fonctionnement nominal et l'intensité du courant d'excitation correspondante que l'on devra maintenir constante.
- Agir sur la charge variable afin de faire varier l'intensité du courant I ; relever l'intensité I du courant débité et la valeur U de la tension aux bornes de la charge. Noter la valeur de la tension à vide.

III.3.5-a Essai avec charge résistive ($\cos\varphi = 1$)

Résultats

TABLE III.9 – Essai en charge de nature résistive

Essai en charge n=n$_N$ = 3000tr/mn i_{ex}= cste =0,26A $\cos\varphi = 1$							
Mesures							
I	A	0,00001	0,15	0,20	0,40	0,48	0,55
R	Ω	0,10	0,10	0,20	0,30	0,40	0,50
U	V	500	500	495	480	450	420
PA	W	18	73	148	182	200	226
PB	W	−10	42	95	146	170	191
Calculs							
PB/PA	/	−0,556	0,575	0,641	0,802	0,850	0,845
cosφ	/	1,600	1,533	2,454	1,708	1,747	1,805
$\Delta U = E_v - U$	V	0	0	5	20	50	80
$\delta U = 100.(\Delta U/U)$	%	0	0	1,010	4,166	13,378	19,047

La figure III.14 montre la caractéristique externe $U = f(I)$ dans le cas d'une charge résistive, ainsi que la caractéristique $\Delta U = f(I)$ de chute de tension. On remarque que la tension délivrée par le stator diminue lorsque la charge augmente. Cette chute de tension est la résultante de trois phénomènes de chute de tension. La première est la chute ohmique, la seconde chute due aux fuites magnétique et la troisième est causée par la réaction d'induit, qui dans le cas d'une charge résistive est démagnétisante et du type longitudinale.

Caractéristiques

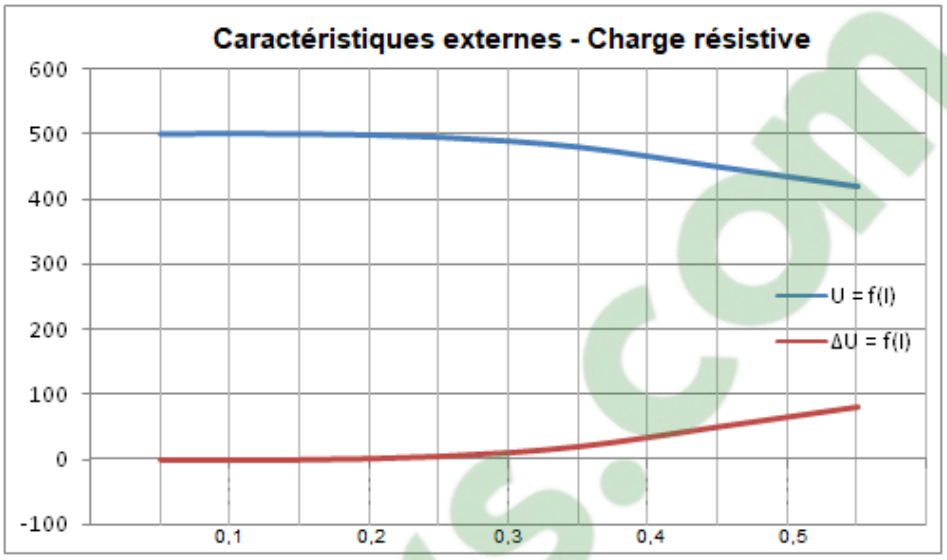


FIGURE III.14 – Caractéristiques externes avec charge résistive

III.3.5-b Essai avec charge inductive ($\cos\varphi = 0.80$ / **AR**)

Résultats

TABLE III.10 – Essai en charge de nature inductive

Essai en charge n=$n_N = 3000tr/mn$ i_{ex} = cste =0.26A $\cos\varphi = 0,80/AR$							
Mesures							
I	A	0	0,15	0,20	0,40	0,48	0,55
U	V	505	500	480	445	415	390
PA	W	10	75	125	150	172	173
PB	W	−5	15	45	52	60	63
Calculs							
PB/PA	/	−0,500	0,200	0,360	0,346	0,348	0,361
cosφ	/	**0,80 AR**					
$\Delta U = E_v - U$	V	−5	0	20	55	85	110
$\delta U = 100.(\Delta U/U)$	%	−0,990	0	4,166	12,355	20,489	28,201

L'allure des caractéristiques de la figure III.15 s'explique de la même façon que pour la charge résistive, la tension diminue avec l'accroissement de la charge.

Toutefois la chute causée par la réaction d'induit est démagnétisante et du type transversale. L'importance de la chute est plus importante que celle causée avec la chute résistive.

Caractéristiques

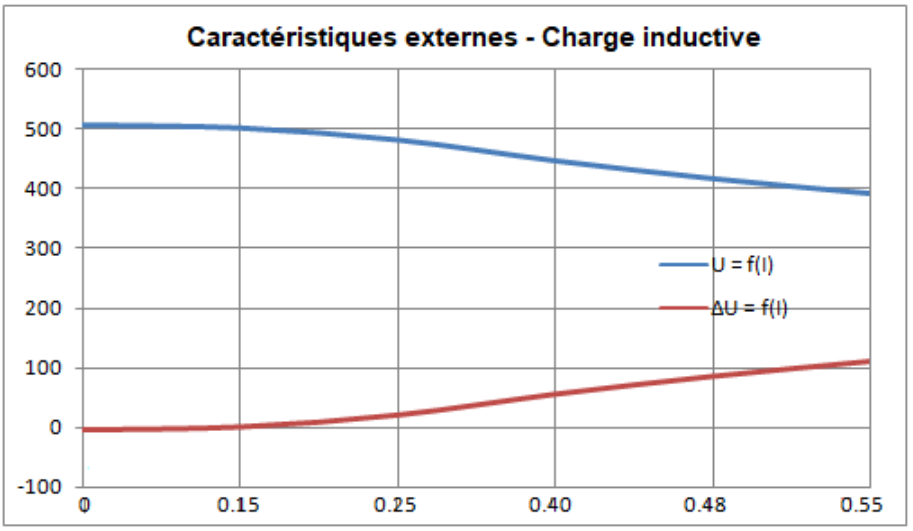


FIGURE III.15 – Caractéristiques externes avec charge inductive

III.3.5-c Essai avec charge capacitive ($\cos\varphi = 0,80$ / AV)

Résultats

TABLE III.11 – Mesure essai en charge de capacitive

Essai en charge n=n$_N$ = $3000tr/mn$ i_{ex}= cste =0,26A $\cos\varphi = 1/AV$							
Mesures							
I	A	0	0,15	0,25	0,40	0,48	0,55
U	V	504	512	522	532	545	560
PA	W	20	40	80	90	98	106
PB	W	−10	50	104	186	201	210
Calculs							
PB/PA	/	−0,5	1,25	1;3	2,066	2,051	1,981
cos φ	/	**0,80 AV**					
$\Delta U = E_v - U$	V	−4	−12	−22	−32	−45	−60
$\delta U = 100.(\Delta U/U)$	%	−0,790	−2,340	−4,214	−6,010	−8,250	−10,710

L'allure des caractéristiques de la figure III.16 s'explique de la même façon que pour les charges résistive ou inductive, on retrouve une chute de tension ohmique, une chute de tension liée aux fuites magnétique et la chute provoquée par la réaction magnétique d'induit. Celle-ci est dans le cas d'une charge capacitive, magnétisante et de type transversale.

Sur cette base, la chute de tension est négative correspond donc à une augmentation , dont l'importance croit avec le courant débité. Ce phénomène pose des problèmes de surtension sur les lignes dans certaines situation particulières où la charge vue par le générateur synchrone est capacitive. Ceci peut se produire lorsque la charge du réseau de distribution est faible, c'est alors les capacité des lignes qui imposent la nature capacitive.

Caractéristiques

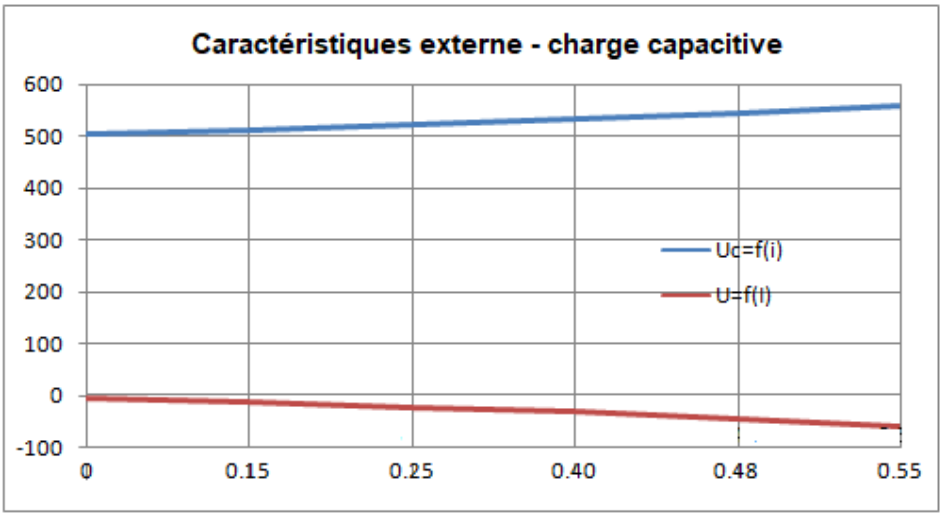


FIGURE III.16 – Caractéristiques externes avec charge capacitive

La figure III.1 présente les trois caractéristiques externes de tension pour les charges résistive, inductive et capacitive, ce qui permet la comparaison des comportements pour des récepteurs de nature différente.

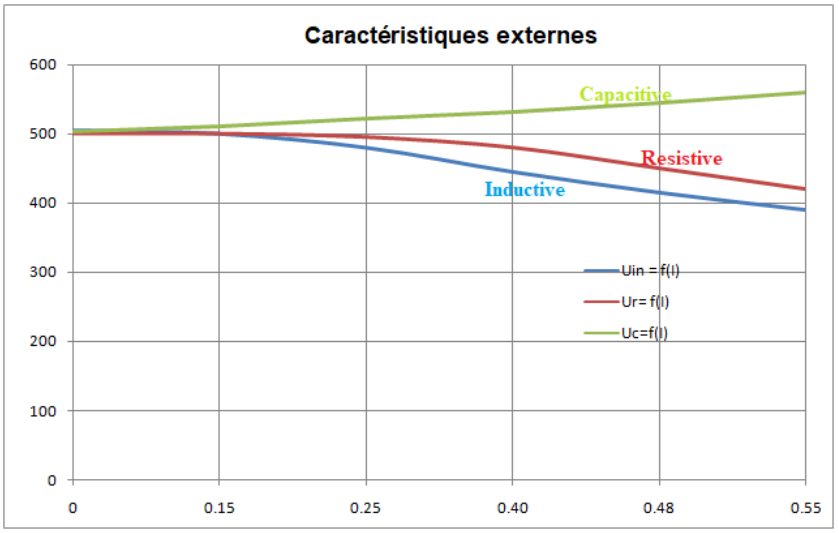


FIGURE III.17 – Caractéristiques externes pour les charges résistive, inductive et capacitive

III.4 Conclusion

Dans ce chapitre, les essais expérimentaux d'un générateur synchrone ont été réalisé, ce qui nous a permit de déterminer les performances statiques de la machines.
Grâce à cette étude en régime permanent, les valeurs des résistances des enroulements du stator et du rotor ont été mesurées à chaud et à froid ; les caractéristiques internes relevées à vide ont été obtenues, puis les caractéristiques de court-circuit ont permit de déterminer

Clicours.COM

la réactance synchrone de Behn-Eschenburg et ainsi de définir les paramètres du modèle équivalent pour une phase du stator. Des essais en charge, pour différentes charges de nature résistive, inductive et capacitive, ont permit d'obtenir les caractéristiques externes de tension et de chute de tension.
Enfin, nous sommes conscient qu'une étude expérimentale en régime permanent ne serait complète sans la détermination des paramètres de Poitier et de Blondel, afin de compléter la modélisation statique dans le cas non linéaire. Mais, les laboratoires de le notre faculté ayant été fermé au mois de Mars en raison de la crise sanitaire, ce travail n'a pas pu être réalisé.
Le prochain chapitre traite des principales techniques d'identification paramétriques, puis plus particulièrement celles employées pour la détermination des paramètres de la machine synchrone à rotor bobiné avec et sans amortisseurs.

Chapitre IV

Techniques d'identification et validation de la modélisation des générateurs synchrones

Sommaire

IV.1 Introduction . . . 81
IV.2 Généralités sur les techniques d'identification . . . 81
IV.2.1 Définition . . . 81
IV.2.2 Classification des méthodes d'identification . . . 81
IV.3 Techniques d'identification paramétrique . . . 82
IV.3.1 Identification basée sur l'erreur de sortie . . . 82
IV.3.2 Identification basée sur l'erreur d'entrée . . . 83
IV.3.3 Démarche générale d'identification . . . 84
IV.3.4 Modèle de connaissance du système à identifier . . . 85
IV.3.5 Critère d'optimisation . . . 86
IV.3.6 Optimiseur (Algorithme d'identification) . . . 86
IV.3.7 Signaux d'excitation . . . 91
IV.4 Identification paramétrique de la machine synchrone . . . 91
IV.4.1 Méthode des essais classiques . . . 92
IV.4.2 Méthode des essais indiciels . . . 95
IV.4.3 Détermination des paramètres mécaniques . . . 97
IV.4.4 Méthode des essais transitoires . . . 100
IV.4.5 Méthodes des réponses en fréquences . . . 104
IV.5 Simulation et validation des modèles des machines synchrones . 104
IV.5.1 Modélisation et simulation des génératrices synchrone à rotor bobiné à pôles saillants sans amortisseurs . . . 104
IV.5.2 Modélisation et simulation des génératrices synchrones à rotor bobiné à pôles saillants avec amortisseurs . . . 113
IV.6 Conclusion . . . 120

IV.1 Introduction

Dans ce quatrième chapitre, nous présentons les principales techniques d'identification paramétriques de manière générale, puis plus particulièrement celles employées pour la détermination des paramètres de la machine synchrone à rotor bobiné avec et sans amortisseurs. Les principes de l'identification basée sur l'erreur de sortie, puis sur l'erreur d'entrée sont détaillés, ainsi que les différents modèles de connaissance et de comportement.

Nous abordons également les méthodes des moindres carrées qui consiste à déterminer le vecteur de des paramètres d'un modèle au sens d'un certain critère. Puis, nous avons établi un inventaire non exhaustif des techniques d'identification de la machine synchrone grâce à un ensemble d'essais expérimentaux classiques et spéciaux (indiciels et transitoires).

Enfin, un ensemble de simulation est réalisé et commenté dans le but de valider les modélisations mathématiques présentées dans le chapitre II.

IV.2 Généralités sur les techniques d'identification

IV.2.1 Définition

L'identification des systèmes est une préoccupation majeure dans la plupart des disciplines scientifiques. Elle désigne à la fois une démarche scientifique et un ensemble de techniques visant à reproduire aussi fidèlement que possible le comportement d'un système physique. En automatique, l'identification est une discipline fondamentale et indispensable, qui précèdent les opérations de simulation, d'établissement d'une loi de commande ou de surveillance d'un système.

En effet, l'optimisation des processus nécessite l'utilisation de modèles fiables et proches de la réalité physique pour les caractériser, d'où la nécessité de méthodes d'identification fiables et précises. Par définition, identifier un système consiste à obtenir une description du comportement de ce système à partir de données expérimentales et de connaissances disponibles a priori, afin d'en construire un modèle mathématique présentant un comportement dynamique identique à celui du système [43] [16].

IV.2.2 Classification des méthodes d'identification

Les techniques d'identification sont regroupées en deux grandes familles : l'identification non paramétrique et l'identification paramétrique. Dans le cadre de notre travail nous nous focalisons sur l'identification paramétrique car les modèles sont calculés avec les lois de la physique. Nous possédons donc un jeu de paramètres physiques à identifier rendant l'identification non paramétrique inutile. Les modèles paramétriques obtenus par identification peuvent appartenir soit au domaine du temps continu (systèmes à temps continu), soit au domaine du temps discret (systèmes à temps discret) [11].

IV.3 Techniques d'identification paramétrique

Le but de l'identification paramétrique est d'estimer les paramètres d'un modèle mathématique, de façon à obtenir une représentation satisfaisante du système réel étudié. Toute identification est basée sur des données expérimentales, ceci implique que nous nous retrouvons toujours avec des signaux affectés par du bruit.
La figure IV.1 montre le principe général de l'identification paramétrique.

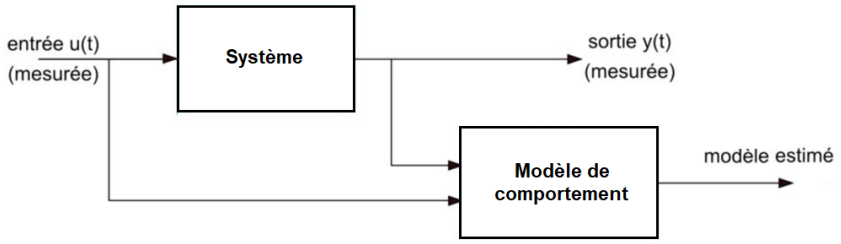


FIGURE IV.1 – Principe de l'identification paramétrique

La définition de la loi de commande d'un système demande un modèle mathématique qui traduise le comportement dynamique du procédé. Il est souvent difficile d'obtenir un modèle dynamique compte tenu de la complexité du modèle de connaissance qui peut être partiellement ou entièrement inconnu.

IV.3.1 Identification basée sur l'erreur de sortie

Le principe de l'identification basée sur l'erreur de sortie est illustre dans la figure IV.2. Dans ce cas le modèle exprime les sorties en fonction de l'entrée (Modèle direct). Le système réel et le modèle mathématique sont excités par les mêmes entrées u, les sorties du système réel y et celles du modèle $\widehat{y}$ sont comparées pour créer le vecteur des erreurs de sortie ou résidu $\epsilon = y - \widehat{y}$ [43].

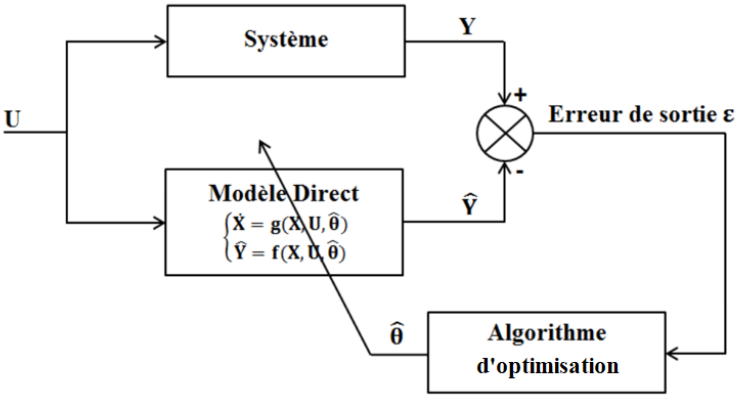


FIGURE IV.2 – Identification basée sur l'erreur de sortie

L'estimation $\widehat{\theta}$ des paramètres θ se fait en minimisant un critère quadratique J_q fonction du résidu ($\widehat{\theta} = \text{argmin}\,(J_q)$) [45].

La sortie y est calculée par intégration numérique du modèle. Elle est donc non linéaire par rapport aux paramètres. Il en est donc de même pour le critère quadratique J_q fonction de l'erreur de sortie. La minimisation de J_q nécessite alors un algorithme de programmation non linéaire, qui change les paramètres regroupés dans le vecteur jusqu'à ce qu'on ait J_q minimal.

Les techniques d'optimisation non linéaires couramment utilisés sont les méthodes du gradient, Newton, Gauss-Newton, Newton-Raphson, Levenberg-Marquadt, ... etc.

Ces techniques n'émettent au départ aucune hypothèse restrictive sur la structure du modèle et donc le modèle peut être linéaire ou non linéaire. Par contre l'utilisation de ces algorithmes constitue un vrai problème car ces algorithmes nécessitent souvent de nombreuses intégrations numériques. Par conséquent, ils sont très exigeants en temps de calcul [43].

De plus, il existe d'autres difficultés liées à cette méthode, dont les principales sont la convergence de l'algorithme d'optimisation vers des minima locaux et l'initialisation du vecteur des paramètres à identifier [21].

IV.3.2 Identification basée sur l'erreur d'entrée

Dans le cas de modèle exprimant les entrées en fonction de la sortie (modèle inverse), le principe d'identification des paramètres, appelé méthode à erreur d'entrée, est illustré par le schéma de la figure IV.3. Dans cette méthode, le critère quadratique est calculé à partir des entrées réelles appliquées et celles estimées par le modèle inverse du système à identifier.

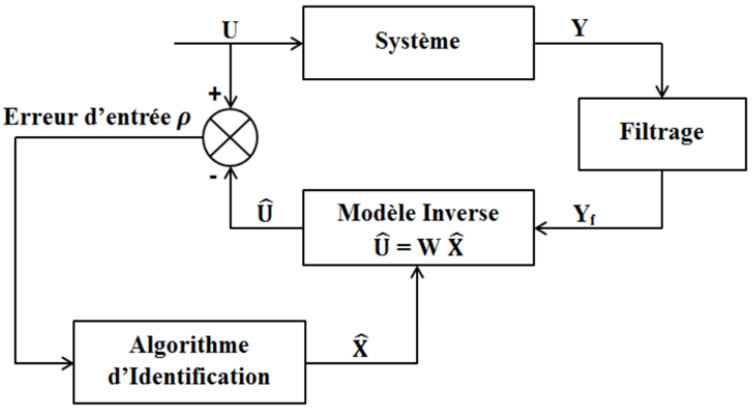


FIGURE IV.3 – Identification basée sur l'erreur d'entrée

Le modèle direct des systèmes électromécaniques sont généralement non linéaires vis-à-vis de l'état, de l'entrée et des paramètres. Mais par contre, leur modèle inverse est linéaire vis-à-vis des paramètres électriques et mécaniques. Donc cette méthode utilisant le modèle inverse est la plus adaptée à l'identification de systèmes tels que les machines électriques [16].

En plus de cette propriété de linéarité, la méthode à erreur d'entrée présente de nombreux avantages par rapport aux autres méthodes [16] :

- Le calcul de l'équation de prédiction $\widehat{u}$ est donnée par le modèle dynamique inverse, qui est obtenu naturellement à partir des équations de la physique sous une forme algébrique par rapport à l'état et de sa dérivée.
- Ce modèle est plus facile et plus immédiat à calculer que le modèle d'état direct.
- Il ne nécessite pas d'intégration d'équations différentielles.
- Le problème des conditions initiales sur l'état et les paramètres n'existe pas.

IV.3.3 Démarche générale d'identification

Le processus d'identification peut se résumer en plusieurs étapes principales [11] [45] :

1. Choix d'un modèle en fonction des objectifs visés ;
2. Définition et mise en à œuvre d'un protocole expérimental bien planifié (choix des signaux d'excitation et de la période d'échantillonnage) ;
3. Traitement des données (filtrage, sur/sous échantillonnage, etc...) ;
4. Estimation des paramètres du modèle : concerne l'algorithme d'optimisation de l'écart entre le modèle et le système au sens d'un critère à définir ;
5. Validation du modèle identifié (structure du modèle et valeur des paramètres) : fait suivant différentes approches (validation directe, validation croisée, etc...).

La figure IV.4 montre la procédure suivie dans les problèmes d'identification [28].

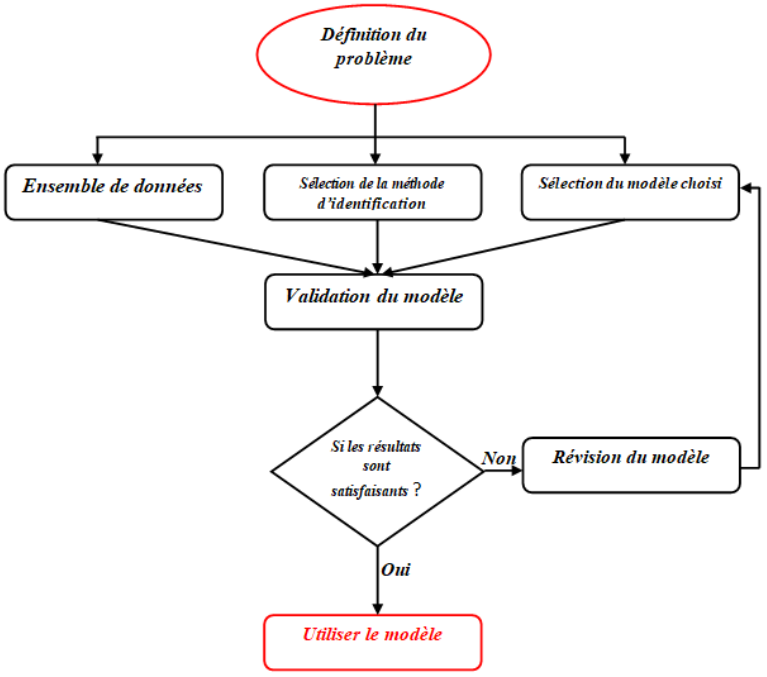


FIGURE IV.4 – Organigramme d'un système d'identification paramétrique

Une procédure d'identification implique différents choix, notamment [21] :

- le type de modèle à utiliser,
- le critère d'optimisation,
- l'algorithme d'optimisation,
- les signaux d'excitation,
- la vérification des résultats.

Ces choix doivent être remis en question à la fin de la procédure. Si la vérification donne de grandes différences entre le système et le modèle, les causes peuvent être :

- le modèle ne représente pas au mieux la physique du système,
- le critère d'optimisation n'est pas bien adapté par rapport au résultat souhaité,
- l'algorithme d'optimisation n'est pas performant à cause du temps de calcul ou des problèmes de convergence.

IV.3.4 Modèle de connaissance du système à identifier

La structure des modèles mathématiques estimés dépend de la connaissance des modèles du système à identifier, puis à commander. Nous pouvons définir trois situations :

Le modèle boîte blanche : Le modèle de connaissance est parfaitement connu et les paramètres du modèle sont définis à partir des grandeurs mesurées sur le système. L'identification des paramètres du modèle de connaissance peut se faire par des méthodes directes, par de petites variations autour d'un point de fonctionnement, dans le domaine temporel (réponse indicielle), ou bien dans le domaine fréquentiel (diagramme de Bode).
Dans le cas de la réponse indicielle, il est possible d'identifier des systèmes avec ou sans retard, du 1^{er} ordre, 2^{me} ordre avec ou sans dépassement. Pour un ordre supérieur à 2, il est plus facile de travailler dans le domaine fréquentiel avec des méthodes d'identification plus performantes [50] [45].

Le modèle boîte grise : Le modèle de connaissance est partiellement connu, par contre toutes les grandeurs ne sont pas mesurables et il est nécessaire de reconstituer les grandeurs inconnues à partir des grandeurs mesurées. La reconstitution des grandeurs non mesurées se fait grâce à un algorithme implanté dans un calculateur numérique [50] [45].

Le modèle boîte noire : Le modèle de connaissance est ignoré, un modèle de comportement est défini à partir des entrées et sorties mesurées. La boîte noire correspond généralement à un système pour lequel le modèle de connaissance est inconnu (ou bien trop complexe), et il est nécessaire de construire un modèle de comportement, défini à partir des entrées et sorties mesurées, qui assure une erreur quadratique minimale avec les grandeurs mesurées sans connaître le fonctionnement interne du système à commander.
Il est possible également d'approcher ce concept par la logique floue, ou bien un réseau de neurones artificiel organisé en plusieurs couches et reproduit le comportement non linéaire des systèmes à l'aide de la rétropropagation du gradient de l'erreur [38].

IV.3.5 Critère d'optimisation

Le critère est la partie de programme qui définit la fonction objectif (fonction de coût ou critère, notée J_q) qui est la fonction à minimiser pour que la sortie du modèle mathématique et celle du système réel soient les plus proches possible [34] [43].

Il est souvent basé sur la différence entre les sorties (ou entrées) réelles et celles du modèle à identifier qui doit être la plus proche possible de zéro :

$$\varepsilon(k) = (y(k) - y_m(k, \theta)) \tag{IV.1}$$

$y(k)$ et $y_m(k, \theta)$ représentant respectivement la sortie du système réel et la réponse du modèle du système, calculées avec le vecteur des paramètres θ, au k^{ime} point avec N, nombre d'échantillons considérés.

- Moindres carrés simples,
- Moindres carrées pondérés,
- Moindres carrés récursifs,
- Maximum de vraisemblance,
- Etc ...

IV.3.6 Optimiseur (Algorithme d'identification)

L'identification des paramètres d'un modèle consiste à déterminer le vecteur de ces paramètres au sens d'un certain critère à travers un optimiseur. L'optimiseur, ou algorithme d'identification, est la procédure servant à estimer les paramètres qui minimisent le critère. Cela revient à résoudre un problème d'optimisation linéaire, dans le cas où le modèle est linéaire par rapport aux paramètres, ou d'optimisation non linéaire dans le cas contraire.

Le critère et l'algorithme d'optimisation ont une importance primordiale en identification, c'est pourquoi un minimum de connaissances de ces techniques est requis. Les contraintes sur les paramètres à estimer peuvent accélérer la convergence de l'algorithme, surtout dans les systèmes où plusieurs minima sont présents (minima locaux) [43] [16].

IV.3.6-a Méthode de l'estimateur aux « Moindres carrées » [50]

L'estimateur aux moindres carrées est le plus utilisé à cause de son bon comportement en terme de convergence et des bons résultats lorsqu'il excite une bonne connaissance du bruit ou lorsque ce dernier est négligeable.

Son principe est basé sur la minimisation d'un critère fonction de l'écart entre la réponse du processus réel et la réponse du modèle du processus. Cette minimisation est effectuée à l'aide d'un algorithme d'optimisation qui retournera alors une estimation de la valeur des paramètres [34].

cfCours.com

Le critère choisi, noté $J_q(\theta)$, est un critère quadratique que l'on exprime par [50] :

$$J_q(\theta) = \frac{1}{N}\sum_{k=1}^{N}\varepsilon(k)^T\varepsilon(k) = \frac{1}{N}\sum_{k=1}^{N}\left([y(k) - y_m(k,\theta)]^T\right)[y(k) - y_m(k,\theta)] \tag{IV.2}$$

avec N nombre d'échantillons considérés.

Dans le cas de sorties multiples, par exemple en présence de plusieurs courants comme pour la machine synchrone, le critère devient [50] :

$$J_q(\theta) = \frac{1}{n}\frac{1}{N}\sum_{i=1}^{n}\sum_{k=1}^{N}\varepsilon_i(k)^T\varepsilon_i(k) \tag{IV.3}$$

n représente le nombre de sorties considérées.

$$J_q(\theta) = \frac{1}{n}\frac{1}{N}\sum_{i=1}^{n}\sum_{k=1}^{N}\left([y_i(k) - y_{mi}(k,\theta)]^T\right).[y_i(k) - y_{mi}(k,\theta)] \tag{IV.4}$$

En fait, ce critère n'est pas la somme des erreurs quadratiques de sortie, mais la moyenne de cette somme car il est divisé par N_s et N_k, ceci permet d'avoir une comparaison entre les erreurs en modifiant le nombre d'échantillons.

Soit un système bruité, sur lequel N mesures d'observations ont été préalablement collectées, pouvant être représenté par l'équation matricielle suivante [6] :

$$y(k) = \Phi^T(k).\theta + e(k) \tag{IV.5}$$

où y représente la sortie du système, Φ^T appelé régresseur, contient les données enregistrées sur le système, θ est le vecteur des paramètres à estimer et $e(k)$, la partie aléatoire du système (bruit blanc affectant le système).

L'objectif étant de trouver le vecteur θ qui minimise le critère $J_q(\theta)$, il est nécessaire de le dériver et l'égaler à zéro :

$$\frac{\delta J_q(\theta)}{\delta\theta} = 0 = \frac{1}{2}.\frac{\delta\left[Y_{N_k}^T.Y_{N_k} - 2.Y_{N_k}^T.\Phi_{N_k}.\theta + \theta^T.\Phi_{N_k}^T.\Phi_{N_k}.\theta\right]}{\delta\theta} = \Phi_{N_k}^T.\Phi_{N_k}.\theta - \Phi_{N_k}^T.Y_{N_k} \tag{IV.6}$$

D'où on déduit l'expression des estimés optimaux suivante qui représente la solution optimale au sens des moindres carrés :

$$\widehat{\theta} = \left(\Phi_{N_k}^T.\Phi_{N_k}\right)^{-1}.\Phi_{N_k}^T.Y_{N_k} \tag{IV.7}$$

En dérivant et en égalant à zéro, nous ne sommes pas surs d'avoir trouvé un minimum, il faut donc vérifier par le test de la dérivée seconde qui doit être positive ou nulle :

$$\frac{\partial^2\left[\Phi_{N_k}^T.\Phi_{N_k}.\theta - \Phi_{N_k}^T.Y_{N_k}\right]}{\partial\theta^2} = \Phi_{N_k}^T.\Phi_{N_k} \tag{IV.8}$$

La matrice $\Phi_{N_k}^T.\Phi_{N_k}$ est définie positive ou nulle par construction. La valeur minimale du critère $J_q(\theta)$ est $J_q\left(\widehat{\theta}\right)$ et s'appelle somme résiduelle, dont l'expression, après développement, est la suivante :

$$J_q\left(\widehat{\theta}\right) = \frac{1}{2}.Y_{N_k}^T.\left[I_N - \Phi_{N_k}.\left(\Phi_{N_k}^T.\Phi_{N_k}\right)^{-1}.\Phi_{N_k}^T\right].Y_{N_k} \tag{IV.9}$$

On constate que si le nombre d'échantillons N est important, la matrice $\left(\Phi_{N_k}^T.\Phi_{N_k}\right)$ est grande, d'où le calcul de son inverse n'est pas conseillé, pour cela on utilise l'estimation récursive des moindres carrés [35] [21].

IV.3.6-b Méthode de l'estimateur aux « Moindres carrées pondérés » [11]

La méthode des moindres carrés est une technique qui s'applique à tous les systèmes paramétrés. Son efficacité a été démontrée.Tous les signaux ont le même poids dans l'identification aux moindres carrés ordinaires.

Toutefois Les signaux à faible amplitude ont des poids plus faibles dans l'identification. L'estimation aux moindres carrés pondérés permet de contourner cette faiblesse en attribuant un poids à chaque sortie.

Les moindres carrées pondérés sont utilisés lors de problèmes de convergence et de précision, la pondération se fait de façon à pénaliser ou non la fonction coût en se basant sur l'erreur de sortie.

Le critère s'écrit alors sous cette forme [35] :

$$J_q(\theta) = \frac{1}{N_s N_k}\sum_{i=1}^{N_s}\sum_{k=1}^{N_k}\varepsilon^T W\varepsilon = \frac{1}{N_s N_k}\sum_{i=1}^{N_s}\sum_{k=1}^{N_k}\left[y_i(k) - y_{mi}(k,\theta)\right]^T W\left[y_i(k) - y_{mi}(k,\theta)\right] \tag{IV.10}$$

La matrice W est appelée la matrice de pondération, elle est définie positive, symétrique et ses coefficients sont déterminés à priori [35].

Par exemple, si les sorties ont des amplitudes très différentes, mais de même importance, le critère peut-être amélioré en amplifiant les sorties de valeurs plus faibles et en réduisant les autres de façon à obtenir la même pondération au niveau du critère.

IV.3.6-c Méthode de l'estimateur aux « Moindres carrées récursifs » [6]

L'idée générale est de corriger à chaque itération le vecteur des paramètres [42] :

$$\widehat{\theta}(k) = \widehat{\theta}(k-1) + \Delta\theta \tag{IV.11}$$

À l'instant $(k-1)$ nous disposons d'une valeur de θ, qui n'est pas encore optimale, et d'une estimation des mesures $y\left[\widehat{\theta}(k-1), k\right]$.

clicours.COM

La nouvelle valeur de $\widehat{\theta}$ sera déduite de l'ancienne additionnée par un terme correctif qui dépend de l'écart entre les mesures prédites et les mesures effectuées (erreur de prédiction) :

$$\widehat{\theta}(k) = \widehat{\theta}(k-1) + f\left[y(k) - (k, \theta(k-1))\right] \tag{IV.12}$$

Le choix de la fonction f va définir la méthode itérative de correction, la plus utilisée est celle des moindres carrés récursifs que nous présentons ci-dessous. D'autres méthodes sont par exemple celles de la correction en fonction du signe du gradient, le gradient stochastique et le gradient conjugué.

Algorithme des moindres carrés récursifs

À l'instant présent k, il est possible d'estimer les paramètres du système par la méthode des moindres carrés (Relation IV.7), soit :

$$\widehat{\theta} = \left(\Phi_{N_k}^T.\Phi_{N_k}\right)^{-1}.\Phi_{N_k}^T.Y_{N_k}$$

Cette équation peut être réécrire de la manière suivante :

$$\widehat{\theta}\,(k) = \left[\sum_{i=1}^{N_k} \phi\,(i)\,.\phi^T\,(i)\right]^{-1}.\left[\sum_{i=1}^{N_k} \phi\,(i)\,.y\,(i)\right]^{-1} \tag{IV.13}$$

Introduisons la matrice suivante [35] :

$$P\,(k) = \left[\sum_{i=1}^{N_k} \phi\,(i)\,.\phi^T\,(i)\right]^{-1} \tag{IV.14}$$

Avec $P^{-1}\,(k) = \left[\sum\limits_{i=1}^{N_k} \phi\,(i)\,.\phi^T\,(i)\right]$, cette matrice exprimée sous une forme récursive donne :

$$P^{-1}\,(k) = P^{-1}\,(k-1) + \phi\,(k)\,.\phi^T\,(k) \tag{IV.15}$$

Si nous reprenons l'expression des estimés :

$$\begin{aligned}
\widehat{\theta}\,(k) &= P\,(k)\,.\sum_{i=1}^{N_k} \phi\,(i)\,.y\,(i) = P\,(k)\,.\left[\sum_{i=1}^{N_k} \phi\,(i)\,.y\,(i) + \phi\,(k)\,.y\,(k)\right] \\
&= P\,(k)\,.\left[P^{-1}\,(k-1)\,.\widehat{\theta}\,(k-1) + \phi\,(k)\,.y\,(k)\right] \\
&= P\,(k)\,.\left\{\left[P^{-1}\,(k) - \phi\,(k)\,.\phi^T\,(k)\right]\,.\,\widehat{\theta}\,(k-1) + \phi\,(k)\,.y\,(k)\right\}
\end{aligned}$$

$$\widehat{\theta}\,(k) = \widehat{\theta}\,(k-1) + P\,(k)\,.\phi\,(k)\,.\left[y\,(k) - \phi^T\,(k)\,.\widehat{\theta}\,(k-1)\right] \tag{IV.16}$$

avec

$$K\,(k) = P\,(k)\,.\phi\,(k) \tag{IV.17}$$

L'algorithme récursif est donc le suivant [42] :

$$P(k) = P^{-1}(k-1) + \phi(k).\phi^T(k) \tag{IV.18}$$

$$K(k) = P(k).\phi(k) \tag{IV.19}$$

$$e(k) = y(k) - \phi^T(k).\hat{\theta}(k-1) \tag{IV.20}$$

$$\hat{\theta}(k) = \hat{\theta}(k-1) + K(k).e(k) \tag{IV.21}$$

La première équation de cet algorithme contient une inversion de matrice, qui est une opération lourde numériquement. Nous pouvons éviter ce problème grâce au lemme d'inversion de matrice [49].

Grâce à ce lemme, l'inversion de la matrice est remplacée par l'inversion d'un scalaire [42]. Appliqué à la matrice $P_k(k)$ on obtient :

$$P(k) = P(k-1) - \frac{P(k-1).\phi(k).\phi^T(k).P(k-1)}{1 + \phi^T(k).P(k-1).\phi(k)} \tag{IV.22}$$

Le gain de correction $K(k)$ peut être écrit en substituant $P(k)$ comme suit :

$$K(k) = P(k).\phi(k) = \left\{ P(k-1) - \frac{P(k-1).\phi(k).\phi^T(k).P(k-1)}{1 + \phi^T(k).P(k-1).\phi(k)} \right\}.\phi(k)$$

$$P(k-1).\phi(k).\left\{ 1 - \frac{\phi(k).\phi^T(k).P(k-1)}{1 + \phi^T(k).P(k-1).\phi(k)} \right\}$$

$$K(k) = \frac{P(k-1).\phi(k)}{1 + \phi^T(k).P(k-1).\phi(k)} \tag{IV.23}$$

Donc, $P(k)$ peut être exprimé en fonction de $K(k)$ [35] :

$$P(k) = P(k-1) - K(k).\phi^T(k).P(k-1) \tag{IV.24}$$

Conditions initiales de l'algorithme des moindres carrés récursifs [6]

Pour démarrer cet algorithme récursif, il est nécessaire de déterminer les valeurs initiales $\widehat{\theta}(0)$ et $P(0)$. Une solution peut être d'insérer les paramètres qui ont été identifié d'une autre manière [11] [42].

Si ces conditions initiales ne sont absolument pas connues, une autre manière est de choisir [21] :

$$\begin{aligned} \widehat{\theta}(0) &= \begin{bmatrix} 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}^T \\ P(0) &= \beta.I \end{aligned} \tag{IV.25}$$

Où I est la matrice identité et β un scalaire, de l'ordre de 10^4, ce qui signifie que les conditions initiales sont vraiment inconnues, donc la covariance des paramètres est forcement élevée [35] [21].

IV.3.7 Signaux d'excitation

Pour bien identifier un système, il faut bien l'exciter dans tout le spectre de fréquences susceptible de contenir des constantes de temps du système. Les signaux excitations doivent de manière générale être suffisamment riches en fréquence pour permettre la sollicitation de toutes les dynamiques que l'on cherche à identifier sur le dispositif [11].

Les signaux les plus couramment utilisés sont les suivants :

- $\sin(\omega.t)$: parfait d'un point de vue spectre de fréquence, mais difficile à réaliser numériquement ;
- $\delta(t)$: parfait du point de vue théorique, mais impossible de réaliser un tel signal ;
- $b(t)$: bruit blanc idéal d'un point de vue spectral, mais difficile à réaliser.

L'un des moyens de réaliser un signal aléatoire est la mise en œuvre de séquence binaire pseudo aléatoire (SBPA).

Cependant, il arrive parfois qu'on n'ait aucune possibilité d'exciter le système par ce genre de signaux (cas des machines électriques). Il faudra alors profiter des commandes naturelles du système comme signal d'entrée du système [11].

IV.4 Identification paramétrique de la machine synchrone

L'identification paramétrique d'une machine électrique est une première phase de sa modélisation. L'importance des machines électriques notamment dans les systèmes a vitesse variable est telle que la fiabilité de toute étude est largement tributaire de la précision des modèles d'une part, et d'autre part des méthodes expérimentales d'identification des paramètres figurant dans le modèle [5].

Les paramètres régissant les modèles établis pour la machine synchrone sont [14][14] :

- les paramètres du stator : R_s, L_d et L_q ;
- les paramètres du rotor : R_f et L_f ;
- les paramètres des amortisseurs : $R_{kd}, R_{kq}, L_{kd}, L_{kq}$;
- la mutuelle stator-inducteur : M_f ;
- les mutuelles stator-amortisseurs : M_{kd} et M_{kq} ;
- la mutuelle inducteur-amortisseurs : M_{fd}.

De nombreuses méthodes d'identification paramétriques hors ligne ont été développé pour les machines synchrones, nous citons ci-dessous les plus citées dans la littérature. Les différentes méthodes d'estimation paramétrique de la machine synchrone à pôles saillants concernent chacun des paramètres électriques et mécaniques. Les paramètres électriques à identifier sont les résistances et les inductances, tandis que les paramètres mécaniques sont les coefficients d'inertie et de frottement [28].

Le diagramme de la figure IV.5 récapitule les principales techniques d'identification paramétrique hors ligne de la machine synchrone à pôles saillants.

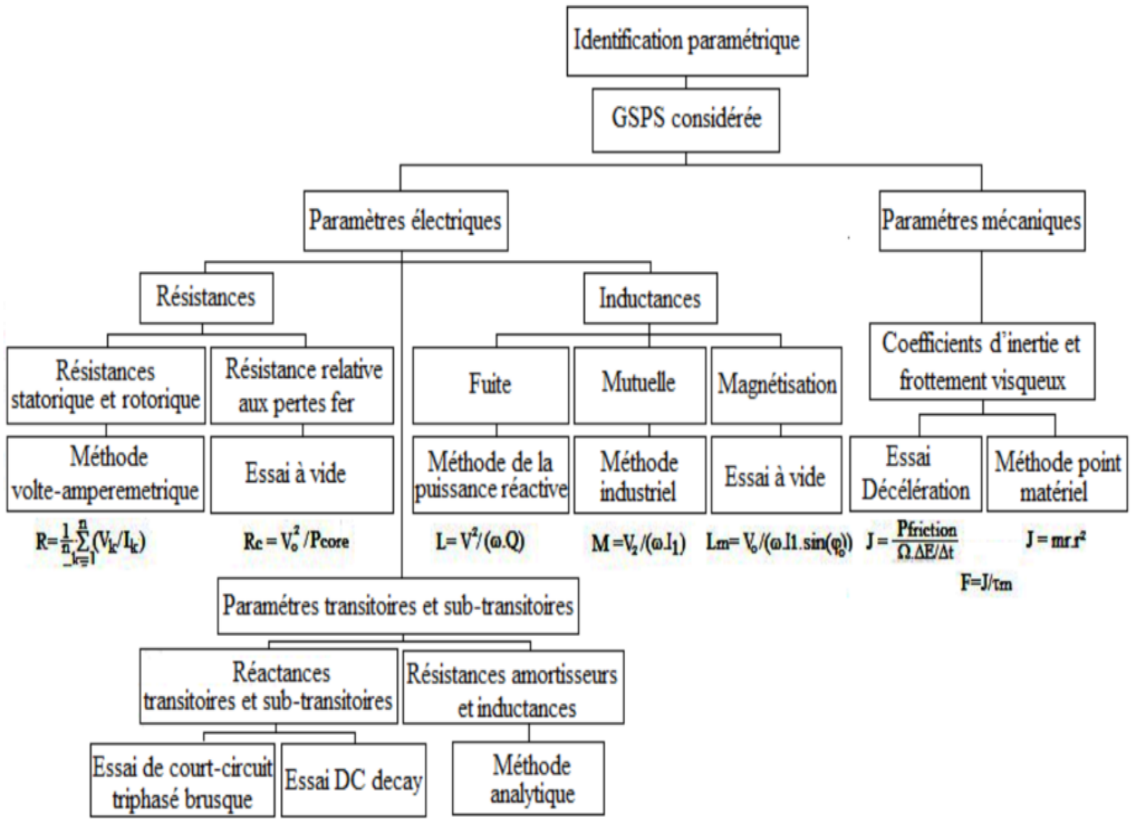


FIGURE IV.5 – Méthodes d'identification paramétrique hors ligne de la MSPS

IV.4.1 Méthode des essais classiques

IV.4.1-a Essai du glissement

L'essai du glissement est une procédure de mesure expérimentale des inductances directe et en quadrature.

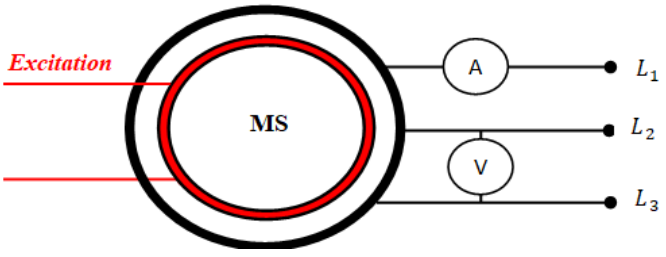


FIGURE IV.6 – Essai du glissement

La procédure opératoire suit les étapes suivantes [5][28] :

- Le stator est branché sur une source triphasée équilibrée de fréquence f_n et de tension composée réduite U, telle que $U < U_n/2$.

- Le rotor de la machine est entraîné dans le sens de la f.e.m tournante statorique a une vitesse très peu différente de celle du synchronisme.
- Le circuit inducteur est maintenu ouvert ($I_f = 0$).
- On relève la valeur de la tension et l'évolution en fonction du temps du courant statorique absorbé (ou bien les valeurs extrêmes du courant sur l'ampèremètre).

Comme le montre la figure IV.7, l'amplitude du courant statorique est modulée entre deux valeurs maximale et minimale, notées I_{max} et I_{min}, proportionnelles à L_d et L_q [5].

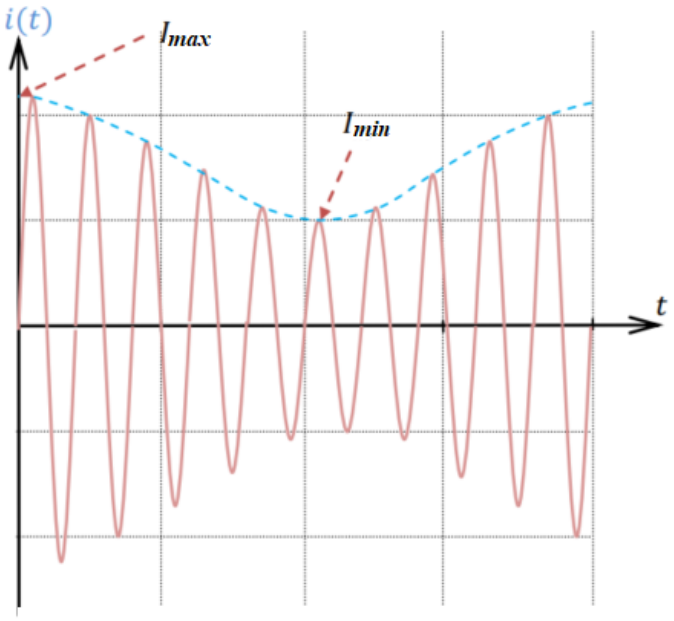


FIGURE IV.7 – Evolution du courant statorique lors de l'essai du glissement

Lorsque l'axe de la f.m.m statorique (axe du champ tournant) coïncide avec l'axe des pôles de l'inducteur (position longitudinale), l'intensité du courant donne :

$$I = I_{min} \qquad \text{et} \qquad L_d \cong \frac{U}{\sqrt{3}.\omega.I_{min}} \tag{IV.26}$$

De même, lorsque le champ tournant coïncide avec l'axe interpolaire :

$$I = I_{max} \qquad \text{et} \qquad L_q \cong \frac{U}{\sqrt{3}.\omega.I_{max}} \tag{IV.27}$$

Cet essai est réalisé habituellement pour des alternateurs à pôles lisses sans aimants, mais il est néanmoins pertinent car le rôle de ces derniers n'est pas de produire une excitation. La détermination des valeurs maximales ou minimales des courants et des tensions est rendue difficile de par la saillance du rotor, mais on constate des résultats cohérents [28].

Bien que cet essai paraisse simple à réaliser, sa mise en œuvre est loin d'être banale. En effet, pour la détermination précise de la réactance longitudinale, il est difficile de maintenir la vitesse constante lorsque le glissement est très faible car l'effet de la saillance et du courant induit dans les circuits amortisseurs produisent un couple variable. En outre, la

tension induite dans le circuit d'excitation ouvert peut atteindre des valeurs dangereuses lorsque le glissement est important [26].

IV.4.1-b Essai en alternateur a vide

Cet essai permet de déterminer la mutuelle inductance M_f entre le stator et l'inducteur. La machine est entraînée a la vitesse de synchronisme, puis on relève la caractéristique interne de magnétisation à vide $E_v = f(I_f)$ de l'alternateur.

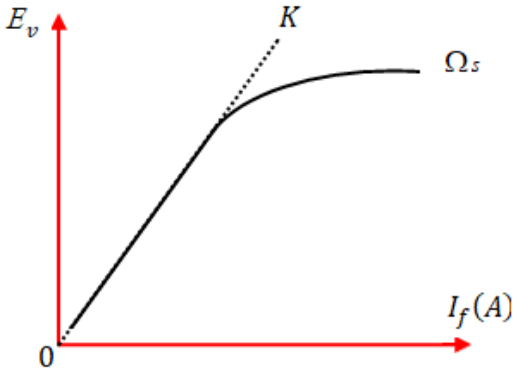


FIGURE IV.8 – Caractéristique de magnétisation à vide

Comme il est de coutume d'établir les modèles mathématiques des machines électriques en fonctionnant loin de la saturation, on peut écrire en considérant la machine non linéaire [28] :

$$M_f = \frac{K_v}{\omega_r} \tag{IV.28}$$

ω_s représentant la vitesse de synchronisme ($\Omega_s = \omega_s/p$) et K_v pente de la partie linéaire de la caractéristique à vide.

IV.4.1-c Détermination des résistances

La mesure en courant continu permet d'avoir les résistances des enroulements accessibles a la mesure en l'occurrence la résistance d'une phase du stator R_s et celle du circuit inducteur R_f. C'est la méthode voltampère-métrique qui est habituellement adoptée. Généralement, pour chaque résistance, trois mesure sont effectuées autour du courant nominal, puis c'est la valeur moyenne qui est retenue.

IV.4.1-d Détermination de l'inductance de l'inducteur

La méthode voltampère-métrique effectuée avec une alimentation alternative et sinusoïdale (Méthode de Joubert) permet la mesure de l'inductance du circuit d'excitation à l'aide de la relation suivante :

$$L_f = \frac{1}{\omega}.\sqrt{\frac{V^2}{I^2} - R_f^2} \tag{IV.29}$$

Les valeurs efficaces mesurés de la tension, entre phase et neutre, et du courant de ligne étant respectivement V et I.

IV.4.1-e Essai en court-circuit triphasé permanent

La détermination de la réactance statorique à partir de la caractéristique à vide et en court-circuit donne X_d car ce dernier est un essai en déwatté.

Pour une excitation donnée on relève, sur les parties non saturées des deux caractéristiques, les grandeurs correspondantes (E_{cc}) et (I_{cc}) :

$$L_d \cong \frac{E_{cc}}{\omega.I_{cc}} \tag{IV.30}$$

On note que l'essai en court-circuit est très peu sensible aux variations de la vitesse [5].

IV.4.1-f Essai avec inversement de l'excitation

La machine synchrone fonctionne en moteur à vide sous une tension réduite de valeur simple V et avec la fréquence nominale. Le courant d'excitation est réduit progressivement jusqu'à sa valeur nulle. Puis on l'augmente en inversant les polarités de l'excitation jusqu'au moment où la machine glisse d'un pôle, ce qui correspond à une diminution de ce courant. On note alors l'intensité du courant I correspondante [5].

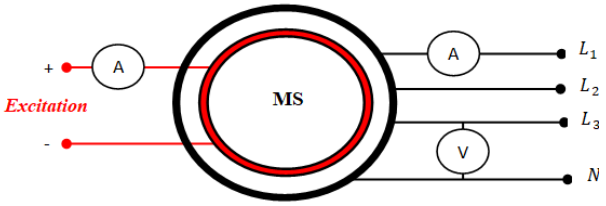


FIGURE IV.9 – Essai d'inversement de l'excitation

A vide, le maximum de la puissance réactive absorbée est Q_0, telle que $Q_0 = 3.\frac{V^2}{X_q}$, on déduit :

$$L_q = \frac{U}{\omega.I} \tag{IV.31}$$

IV.4.2 Méthode des essais indiciels

IV.4.2-a Essai avec attaque de l'inducteur [5]

L'induit est ouvert, on applique une tension continue E au bornes de l'inducteur et on relève l'évolution du courant d'excitation $i_f = f(t)$. Le calcul opérationnel donne [5] :

$$\begin{cases} \frac{E}{p} = R_f.I_f + p.L_f.I_f + p.M_{fd}.I_{kd} \\ 0 = R_{kd}.I_{kd} + p.L_{kd}.I_{kd} + p.M_{fd}.I_f \end{cases} \tag{IV.32}$$

En éliminant I_{kd} du système (II.71), le courant I_f s'écrit sous la forme :

$$I_f = \frac{C_1.(p+C_2)}{p.(p+C_3).(p+C_4)} \tag{IV.33}$$

C_1, C_2 et C_3, C_4 étant des constantes.

Ce qui conduit à la solution suivante dans le domaine temporel :

$$i_f(t) = K_0 - K_1.e^{\frac{t}{T_1}} - K_2.e^{\frac{t}{T_2}} \tag{IV.34}$$

Aprés avoir déduit, du chronogramme du courant $i_f = f(t)$, les valeurs des quantités K_0, K_2, T_1 et T_2 on calcule :

$$R_f = \frac{E}{K_0} \qquad \text{et} \qquad L_f = T_1.R_f.\frac{1+\frac{K_2}{K_1}.\frac{T_2}{T_1}}{1+\frac{K_2}{K_1}} \tag{IV.35}$$

Ainsi, les constantes de temps sont [14] :

$$T_f = \frac{L_f}{L_f} \qquad \text{et} \qquad T_f = \frac{T_{Kd}}{R_{Kd}} = T_1.\frac{\frac{K_1}{K_2}+\frac{T_2}{T_1}}{1+\frac{K_1}{K_2}} \tag{IV.36}$$

et le coefficient de couplage entre inducteur et amortisseur direct est :

$$K^2_{f.K.d} = \frac{\frac{K_2}{K_1}.\left(1-\frac{T_2}{T_1}\right)^2}{\left(\frac{K_2}{K_2}+\frac{T_2}{T_1}\right).\left(1+\frac{K_2}{K_1}.\frac{T_2}{T_1}\right)} = \frac{M^2_{f.d}}{L_f.L_{K.d}} \tag{IV.37}$$

IV.4.2-b Essai avec attaque de l'induit avec inducteur ouvert [5]

Les enroulements statoriques sont alimentés sous tension triphasés sinusoïdale et le circuit inducteur est ouvert ouvert. L'essai doit être réalisé aussi bien lorsque le rotor est mis sur la position longitudinale que transversale.

Sur la position longitudinale, l'évolution temporelle du courant $i_d(t)$ de la forme [14].

$$i_d(t) = K'_0 - K'_1.e^{\frac{t}{T_1}'} - K'_2.e^{\frac{t}{T_2}'} \tag{IV.38}$$

Le chronogramme du courant permet la détermination graphique des constantes : $K_0{}'$, $K_1{}'$,$K_2{}'$, $T_1{}'$, $T_2{}'$, d'où :

$$R_s = \frac{E'}{K'_0} \qquad \text{et} \qquad L_{Ad} = T'_1.R_s.\frac{1+\frac{K'_2}{K'_1}.\frac{T'_2}{T'_1}}{1+\frac{K'_2}{K'_1}} \tag{IV.39}$$

Et donc, on peut déterminer :

$$\begin{cases} T_{Ad} = \frac{L_{Ad}}{R_s} \\ L_d = \frac{3}{2}.L_{Ad} \\ T_{Kd} = \frac{L_{Kd}}{R_{Kd}} = T'_1.\frac{\frac{K'_2}{K'_1}+\frac{T'_2}{T'_1}}{1+\frac{K'_2}{K'_1}} \\ K^2_{A.K.d} = \frac{T_{Ad}.T_{Kd}-T'_1.T'_2}{T_{Ad}.T_{Kd}}\frac{M^2_{Kd}}{L_d.L_{Kd}} \end{cases} \tag{IV.40}$$

cicours.com

Sur la position transversale, nous aurons [14] :

$$i_q(t) = K_0'' - K_1''.e^{\frac{t}{T_1}''} - K_2''.e^{\frac{t}{T_2}''} \tag{IV.41}$$

avec

$$R_s = \frac{E''}{K_0''} \qquad \text{et} \qquad L_{Aq} = T_1''.R_s.\frac{1+\frac{K_2''}{K_1''}.\frac{T_2''}{T_1''}}{1+\frac{K_2''}{K_1''}} \tag{IV.42}$$

$$\begin{cases} T_{Aq} = \frac{L_{Aq}}{R_s} \\ L_q = \frac{3}{2}.L_{Aq} \end{cases} \tag{IV.43}$$

On en déduit :

$$\begin{cases} T_{Kq} = \frac{L_{Kq}}{R_{Kq}} = T_1''.\frac{\frac{K_2''}{K_1''}+\frac{T_2''}{T_1''}}{1+\frac{K_2''}{K_1''}} \\ K^2_{A.K.q} = \frac{T_{Aq}.T_{Kq}-T_1''.T_2''}{T_{Aq}.T_{Kq}}\frac{M^2_{Kq}}{L_q.L_{Kq}} \end{cases} \tag{IV.44}$$

IV.4.2-c Essai avec attaque de l'induit avec inducteur en court-circuit [5]

Les enroulements statoriques sont alimentés sous tension triphasés sinusoïdale et le circuit inducteur est mis en court-circuit.

L'évolution temporelle du courant enregistré a pour expression [5] :

$$i\,(t) = K_0 - K_1.e^{\frac{t}{T_1}} - K_2.e^{\frac{t}{T_2}} - K_3.e^{\frac{t}{T_3}} \tag{IV.45}$$

On déduit :

$$K^2_{Af} = \frac{{M_{Kd}}^2}{L_d.L_f} = \frac{T_{Kd}}{T_f}.\left(1 - K^2_{f.Kd}\right) - \frac{T_1.T_2 + T_1.T_3 + T_2.T_3}{T_f.T_{Ad}} \tag{IV.46}$$

Dans le cas d'une machine synchrone sans circuits amortisseurs, les courants enregistrés sont de la forme :

$$i(t) = K_0 - K_1.e^{(t/T_1)} \tag{IV.47}$$

Ce qui conduit à la détermination de R_s, R_f, L_f, L_d, L_q et M_f.

IV.4.3 Détermination des paramètres mécaniques

Le système à étudier en laboratoire est habituellement composé de l'association d'un moteur à courant continu et du générateur synchrone, les deux machines étant réversibles. Les paramètres mécaniques à identifier sont donc ceux de cet ensemble et non pas ceux de chaque machine prise séparément.

Soit l'équation du mouvement de rotation :

$$J_T.\frac{d\Omega_m}{dt} = \sum T = T_m - T_r \qquad \text{avec} \qquad T_r = T_s - f_v.\Omega_m \tag{IV.48}$$

où J_T représente le moment d'inertie des parties tournantes, f_v le coefficient de frottement, T_m le couple moteur, T_m le couple résistant, et Ω_m la vitesse (angulaire) de rotation.

T_{st} est le couple statique correspondant aux pertes dites constantes (pertes mécaniques par frottements ou ventilation, pertes magnétiques, pertes supplémentaires)

Donc, les paramètres mécaniques à identifier sont : J_T , T_{st} et f_v.

IV.4.3-a Identification du couple statique et du coefficient de frottement

Le moteur à courant continu ebranché en excitation séparée ou shunt, son couple électromagnétique est exprimé par la relation : $T_{em} = K_{em}.I_a.I_{exc}$ (I_a et I_{exc} étant respectivement les courants d'induit et d'excitation du moteur).

Si son courant d'excitation est maintenu constant :

$$T_{em} = K_{em}.I_a \qquad \text{avec} \qquad K_{em} = k_{em}.I_{exc} \tag{IV.49}$$

k_{em} : Constante du couple (ou de la f.e.m) de la machine à courant continu.

Un essai est réalisé afin de tracer la caractéristique $T_{em} = f(\Omega_m)$ (Figure IV.10).

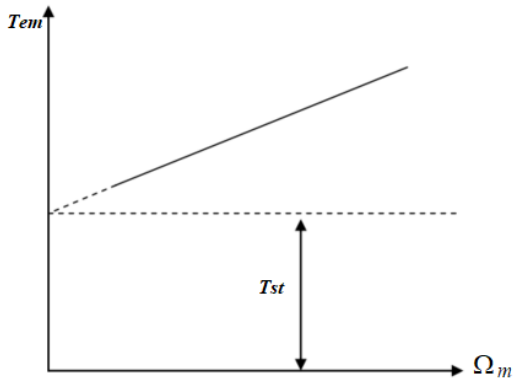


FIGURE IV.10 – Caractéristique mécanique $T_{em} = f(\Omega_m)$

Le moment du couple électromagnétique peut-être calculé à l'aide de la relation précédente $T_{em} = K_{em}.I_a.I_{exc}$ (I_a, après mesure des courant d'induit et d'inducteur, ou si le matériel le permet il est alors déterminé à l'aide d'un couple-mètre (un frein à poudre ou la machine CC peut-être de type balance).

Le prolongement de la caractéristique $T_{em} = f(\Omega_m)$ à l'origine coupe l'axe des ordonnées en un point, ce dernier désigne le moment du couple statique T_s et la pente de la caractéristique mécanique donne la valeur f_v du coefficient des frottements [48].

IV.4.3-b Identification du moment d'inertie des masses tournantes

La détermination du moment d'inertie des masses tournantes est basée sur la mesure de la vitesse en fonction du temps, à l'aide d'un oscilloscope à mémoire, lors d'un essai du ralentissement et la mesure de constante de temps mécanique (Méthode de Routin).

Clic ours .com

La machine synchrone est entraînée par le moteur à courant continu à sa vitesse nominale $\Omega_n = \Omega_s$ constante. On coupe l'alimentation du moteur et on relève à l'oscilloscope la courbe de l'évolution de la vitesse en fonction du temps.

Au moment de la coupure, l'ensemble [machine synchrone - moteur CC] ralentit sous l'effet de des pertes mécaniques totales. Cette décroissance de la vitesse est enregistrée jusqu'à arrêt total (Figure IV.10). On note la durée T que le groupe en rotation prend pour s'arrêter.

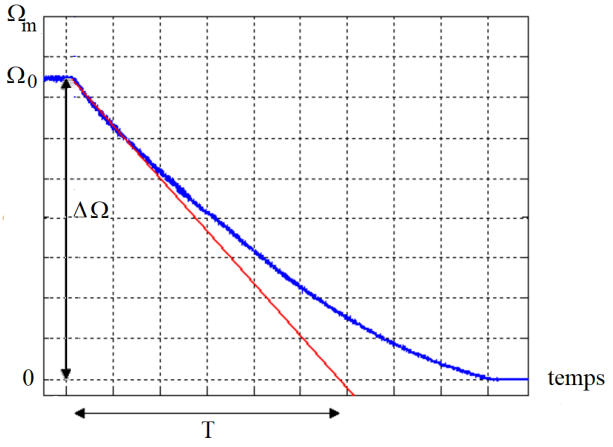


FIGURE IV.11 – Caractéristique mécanique $T_{em} = f(\Omega_m)$

La dynamique de ralentissement est régie par la relation :

$$J_T.\frac{d\Omega_m}{dt} = T_{em} - T_s - f_v.\Omega_m \tag{IV.50}$$

La coupure de l'alimentation du moteur a pour effet d'annuler le couple électromagnétique ($T_{em} = 0$ Nm, la vitesse est alors $\Omega_0 = \Omega_s$.

En appliquant la transformée de Laplace, l'équation du mouvement s'écrit :

$$J_T.\left(p.\Omega_m(p) - \Omega_0\right) = 0 - \frac{T_s}{p} - f_v.\Omega_m(p) \tag{IV.51}$$

d'où

$$\Omega_m(p) = \frac{\Omega_0}{\left(p + \frac{f_v}{J_T}\right)} - \frac{T_s}{J_T}.\frac{1}{p.\left(p + \frac{f_v}{J_T}\right)} \tag{IV.52}$$

Ce qui correspond dans le domaine du temps à :

$$\Omega_m(t) = \left(\Omega_0 + \frac{T_s}{f_v}\right).e^{\frac{f_v}{J_T}.t} - \frac{T_s}{f_v} \tag{IV.53}$$

A l'instant $t = T$, la vitesse $\Omega_m(T) = 0$:

$$\Longrightarrow \qquad \Omega_m(T) = 0 = \left(\Omega_0 + \frac{T_s}{f_v}\right).e^{\frac{f_v}{J_T}.T} - \frac{T_s}{f_v}$$

$$\Longrightarrow \qquad e^{\frac{f_v}{J_T}.T} - \frac{T_s}{f_v} = \frac{(f_v.\Omega_0 + T_s)}{T_s}$$

$$J_T = \frac{f_v.T}{ln\left(f_v.\Omega_0 + T_s\right) - lnT_s} \tag{IV.54}$$

IV.4.4 Méthode des essais transitoires

Les essais en régime transitoire permettent d'estimer les réactances et les constantes de temps de la machine à partir des signaux mesurés. La puissance de calcul des ordinateurs modernes permet de déterminer les paramètres à l'aide de méthodes d'identification basées sur des techniques d'optimisation. Les transitoires sont provoqués par une variation brusque de la charge électrique à partir d'un régime permanent. Cette variation brusque peut être appliquée entre une phase et le neutre, entre deux phases, sur les trois phases ou encore sur l'inducteur[14] .

Les essais transitoires peuvent être divisés en deux catégories :

- les essais de court-circuit (Short-circuit),
- les essais de délestage (Decrement-test).

Les procédures de tests sont détaillées dans les normes ANSI/IEEE Std 115-2009 [2] et IEC 34-4 [1]. D'autre part, le standard 1110 de l'IEEE [3] présente le cadre théorique permettant la modélisation dq de la machine à partir des mesures réalisées pendant les essais.

IV.4.4-a Description des essais de court-circuit

Court-circuit brusque triphasé

Les essais de court-circuit produisent des courants ayant des composantes continues très importantes, ils permettent de déterminer les paramètres du modèle de l'axe direct. L'avantage d'appliquer le court-circuit sur les trois phases simultanément est de générer des courants équilibrés de séquence directe.

Initialement le générateur est entraîné en fonctionnement à vide et à vitesse nominale. Un court-circuit est provoqué sur les phases du stator, tout en mesurant les transitoires des courants de phases. Pour minimiser l'erreur sur les constantes de temps, il est important que l'impédance de la source d'alimentation du circuit inducteur soit suffisamment faible pour maintenir la tension à ses bornes constante pendant toute la durée de l'essai.

Lorsque les phases sont mises subitement en court-circuit, les courants se mettent à augmenter, donc le flux ne pouvant plus pénétrer dans le pôle va passer par l'air. L'inductance magnétisante L_{ad} va diminuer, car la perméance de l'air est plus faible que celle du pôle. Les courants de phase passent par plusieurs régimes avant d'atteindre un nouvel état d'équilibre. Les courants induits au rotor, dans l'inducteur et les amortisseurs, ne s'annulent pas tous à la même vitesse et cela influence la réponse des courants au stator [29] [14].

Suite au court-circuit, une composante continue (régime asymétrique) apparaît sur les courants de phase et décroit avec une constante de temps de T_a.

$$T_a = \frac{1}{R_a}.\frac{L_d'' + L_q''}{2} \tag{IV.55}$$

Les courants atteignent des valeurs transitoires très élevées parce que L_d diminue et la tension reste constante.

La variation des courants de phase peut être divisée en fonction de plusieurs périodes ; les périodes subtransitoire ($T_d^{''}$ et $L_{d)}^{''}$, transitoire ($T_d^{'}$ et $L_d^{'}$) et de régime permanent (L_d). Elles correspondent à différents trajets du flux dans l'entrefer.

Les formes d'ondes des courants de phases sont présentées à la Figure IV.12.

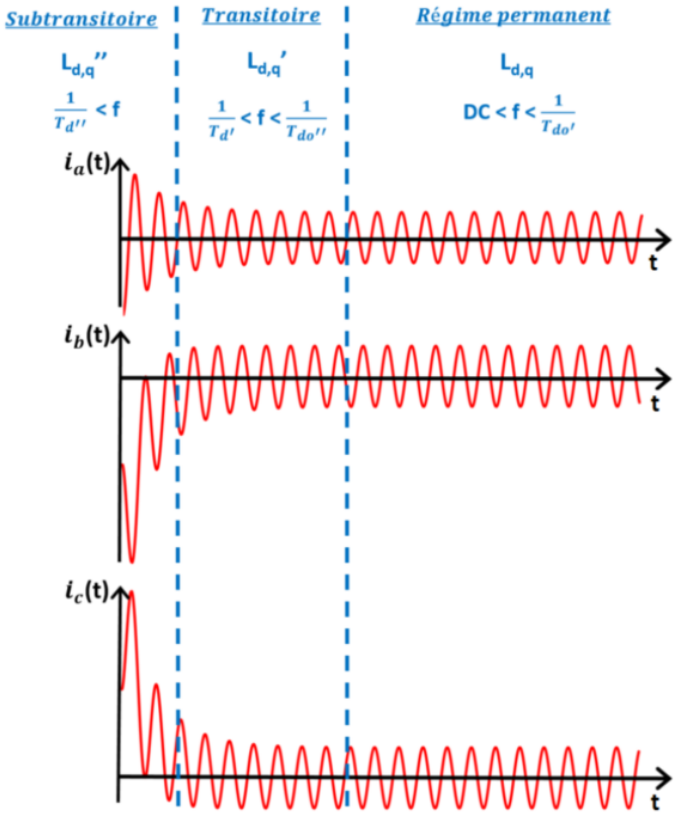


FIGURE IV.12 – Evolutions des courants de phase à l'application d'un court-circuit à partir d'un fonctionnement à vide

La période subtransitoire correspond à la zone de décroissance rapide de la composante alternative fondamentale. Sa durée est de 63% de la descente en régime permanent à partir de $t = 0$. Pendant cette période, le couplage avec le rotor est à son niveau le plus faible ($L_d > L_d^{'} > L_d^{''}$). La principale opposition face à la pénétration du flux dans le pôle provient du circuit amortisseur. Pendant cette période, les couplages magnétiques sont principalement causés par L_{ad} et L_{1d} pour l'axe direct et L_{aq} et L_{2q} pour l'axe de quadrature [**?**].

Une fois que les courants se sont annulés dans le circuit amortisseur, on entre dans la période transitoire. Sa durée est de 63% de la descente en régime permanent à partir du temps où la période subtransitoire se termine. Cette période transitoire correspond à la zone de décroissance lente de la composante alternative fondamentale. Ici, c'est le circuit inducteur qui prend le relais pour s'opposer au flux. Pour cette période, les couplages magnétiques sont principalement causés par L_{ad} et L_{fd} pour l'axe direct et L_{aq} et L_{1q} pour l'axe de quadrature [14].

Le courant de phase peut-être exprimé par la somme de ses trois composantes :

$$i_{cc} = i_{rp}(t) + i^{'}(t) + i^{''}(t) \tag{IV.56}$$

Les trois composantes sont décrites par les équations suivantes :

$$i_{rp}(t) = \frac{E_0}{X_{ds}} \qquad \text{(Permanent)} \tag{IV.57}$$

$$i^{'}(t) = \left(\frac{E_0}{X_d^{'}} - \frac{E_0}{X_d^{'}}\right).e^{\frac{-t}{T_d^{'}}} \qquad \text{(Transitoire)} \tag{IV.58}$$

$$i^{''}(t) = \left(\frac{E_0}{X_d^{''}} - \frac{E_0}{X_d^{'}}\right).e^{\frac{-t}{T_d^{''}}} \qquad \text{(Subtransitoire)} \tag{IV.59}$$

Les termes exponentiels de l'équation (IV.56) permettent l'analyse graphique des composantes alternative et continue des courants de courts-circuits.

Au final, les paramètres identifiés par l'essai de court-circuit triphasé brusque sont :

$$X_d,\ X_q,\ X_d^{''}\ ,\ X_d^{''},\ T_{d0}^{'},\ T_d^{'},\ T_{d0}^{''} \text{ et } T_d^{''}$$

L'analyse graphique des courants de court-circuit limite le modèle de l'axe direct à un ordre deux (transitoire et subtransitoire).

L'essai de court-circuit brusque comporte plusieurs limitations :

- Le test ne permet pas d'obtenir les constantes transitoires et subtransitoire de l'axe en quadrature, car un alternateur en court-circuit ne produit pas de flux dans l'axe de quadrature.
- Bien que la précision des modèles identifiés avec l'essai de court-circuit brusque soit satisfaisante pour des alternateurs hydrauliques, ce n'est pas nécessairement le cas pour les turboalternateurs.
- Pendant un court-circuit, la machine est soumise à des forces électromagnétiques bien au-delà de la charge nominale.

Court-circuit brusque sur les phases et l'inducteur simultanément

L'essai permet d'obtenir les mêmes paramètres que l'essai de court-circuit brusque. La différence avec l'essai de court-circuit précédent est que l'inducteur est mis en court-circuit en même temps que les phases.

La mise en court-circuit de l'inducteur se fait avec un relais de puissance, une résistance de protection doit aussi être mise en série avec l'excitatrice afin d'éviter de la court-circuiter.

Court-circuit avec la machine en charge

L'essai de court-circuit brusque ne permet pas de déterminer les paramètres de l'axe de quadrature. La raison est qu'en fonctionnement à vide, avant le court-circuit, il n'y pas de flux dans l'axe en quadrature. Pour ce faire, il est possible de modifier les conditions initiales du test en provoquant le court-circuit lorsque la machine est en charge.

L'alimentation est faite à tension réduite (environ avec 10% de la tension nominale) et l'inducteur est mis en court-circuit pendant toute la durée de l'essai. Le court-circuit est provoqué lorsque l'angle de charge approche 90%. Par conséquent, il est nécessaire de mesurer avec l'angle du rotor à l'aide d'un capteur de position. Ce type d'essai a le désavantage d'être complexe à réaliser présente des risque pour la machine.

IV.4.4-b Description des essais de délestage

Les principaux essais de délestage (Decrement test) sont les suivants :

- Essai de délestage avec les phases initialement en court-circuit.
- Essai de délestage à partir d'un fonctionnement asynchrone et en charge.

Essai de délestage avec les phases initialement en court-circuit

L'analyse graphique des mesures issues de l'essai permet d'identifier les paramètres transitoires et subtransitoire de l'axe direct d'un modèle de 2^{me} ordre. Cette procédure est basée sur une approche similaire à celle de l'essai de court-circuit brusque. C'est-à-dire que les constantes de temps des grandeurs électriques sont enregistrées suite à une perturbation soudaine.

Le test consiste à entraîner le générateur à vitesse nominale avec les trois phases initialement court-circuitées. Le court-circuit est ensuite retiré brusquement. Les formes d'onde de tension peuvent être décomposées en fonction des composantes subtransitoire, transitoire et régime permanent [29] :

$$e_{oc}(t) = e_{rp}(t) + e^{'}(t) + e^{''}(t) \tag{IV.60}$$

Les trois composantes sont décrites par les équations suivantes (IV.61), (IV.62) et (IV.63) :

$$e_{rp}(t) = I_0.X_d \tag{IV.61}$$

$$e^{''}(t) = I_0.\left(X_d^{'} - X_d\right).e^{\frac{-t}{T_{d0}^{'}}} \tag{IV.62}$$

$$e^{''}(t) = I_0.\left(X_d^{''} - X_d^{'}\right).e^{\frac{-t}{T_{d0}^{''}}} \tag{IV.63}$$

L'analyse complète des formes d'ondes permettant d'obtenir les paramètres est présentée dans la norme ANSI/IEEE Std 115-2009 [2].

Essai de délestage à partir d'un fonctionnement asynchrone et en charge

L'essai permet de déterminer $X_q^{'}$, $X_q^{''}$, $T_{q0}^{'}$ et $T_{q0}^{'}$. La machine est initialement alimentée par une source triphasée, sous tension réduite, avec l'inducteur en court-circuit. Lorsque l'angle de charge approche 90%, les trois phases sont déconnectées brusquement.

L'essai provient de la norme IEC 34-4 [1], mais est aussi détaillé à l'annexe E.2.2 de la norme ANSI/IEEE Std 115-2009 [2].

IV.4.5 Méthodes des réponses en fréquences

Les procédures d'identification des paramètres d'un alternateur synchrone par réponse fréquentielle sont connues et maîtrisées depuis plusieurs années. Ces procédures permettent l'analyse du comportement dynamique des machines électriques tournantes sur une plus large bande ($>$ 200 Hz). L'avantage des réponses en fréquences est qu'elles permettent d'obtenir tous les paramètres du modèle dq. Ils peuvent être réalisées pour diverses conditions de fonctionnement, notamment lorsque la machine est à l'arrêt (SSFR), en fonctionnement à vide (OCFR) ou connectées au réseau (Réponse en fréquence online "OLFR") [41].

IV.5 Simulation et validation des modèles des machines synchrones

La simulation d'une machine électrique est une phase primordiale pour la validation de son modèle mathématique et la vérification des valeurs de ses paramètres aprés la phase d'identification. Les progrès réalisés en informatique et en génie de logiciels permettent de prévoir les performances et d'envisager l'optimisation techniques d'identification et de commande. Ainsi la simulation permet de guider les développements par une quantification des phénomènes. En outre, elle est d'un apport précieux en permettant d'une part de restituer une image de ce qu'on peut observer expérimentalement et d'autre part de prévoir le comportement de la machine dans des cas extrêmes.

Dans cette section, nous allons implanter les modèles Matlab/Simulink des deux machines synchrones à rotor bobiné, avec et sans amortisseurs, afin de valider les modélisations définies dans chapitre II. Aussi pour chacune des machines, trois types de fonctionnement sont envisagés : le fonctionnement à vide, le fonctionnement avec court-circuit triphasé brusque et enfin le fonctionement en charge.

IV.5.1 Modélisation et simulation des génératrices synchrone à rotor bobiné à pôles saillants sans amortisseurs

Les machines synchrones sont généralement étudiées dans le référentiel dq, à partir du modèle de la machine généralisée dans le référentiel rotorique, étudié dans le chapitre II.

$$\begin{cases} \mathrm{V}_d = -R_a i_d - \frac{d}{dt}\Phi_d + \omega_r \Phi_q \\ \mathrm{V}_q = -R_a i_q - \frac{d}{dt}\Phi_q - \omega_r \Phi_d \\ \mathrm{V}_f = r_f i_f + \frac{d}{dt}\Phi_f \end{cases} \tag{IV.64}$$

ou sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} \mathrm{V}_d \\ \mathrm{V}_q \\ V_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_a & \omega_r L_q & 0 \\ -\omega_r L_d & -R_a & -\omega_r M_{fd} \\ 0 & 0 & r_f \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -L_d & 0 & -M_{fd} \\ 0 & -L_q & 0 \\ M_{fd} & 0 & L_f \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_f \end{bmatrix} \tag{IV.65}$$

Le système (IV.65) est de la forme :

$$[V] = [R][I] + [L]\frac{d[I]}{dt} + \omega[A][I] \quad \Rightarrow \quad \frac{d[I]}{dt} = [L]^{-1}[V] - [L]^{-1}([R] + \omega[A]) \cdot [I]$$

avec

$$[\boldsymbol{R}] = \begin{bmatrix} -R_a & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & -R_a & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & r_f \end{bmatrix}, [\boldsymbol{L}] = \begin{bmatrix} -L_d & 0 & -M_{fd} \\ 0 & -L_q & 0 \\ M_{fd} & 0 & L_f \end{bmatrix}, \quad [\boldsymbol{A}] = \begin{bmatrix} 0 & L_q & 0 \\ -L_d & 0 & -M_{fd} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Dans le cas de l'absence des enroulements amortisseurs, l'expression du couple est :

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \left((L_q - L_d)\, i_d i_q + M_{fd} i_q i_f \right) \tag{IV.66}$$

Schéma de simulation

D'après ces équations, on obtient le schéma fonctionnel de la génératrice synchrone à pôles saillants sans amortisseurs (Figure IV.13) :

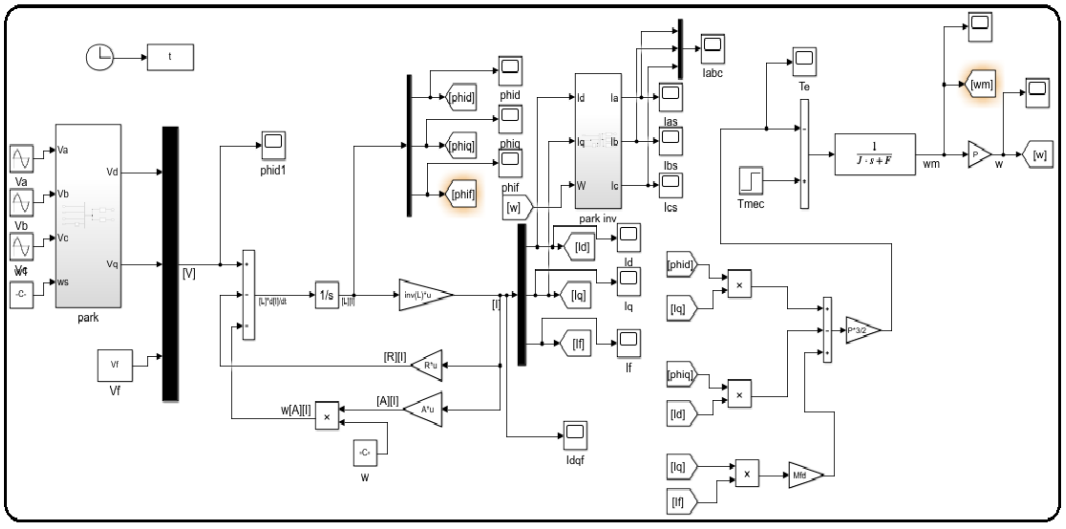


FIGURE IV.13 – Schéma bloc de la génératrice synchrone à pôles saillants sans amortisseurs

IV.5.1-a Essai à vide

A vide les courants des phase statorique sont nuls ($I_d = I_q = 0$) , alors le système (IV.65) devient :

$$\begin{cases} V_d = -M_{fd}\dfrac{d}{dt}i_f \\ V_q = -\omega_r M_{fd} \cdot i_f \\ V_f = r_f i_f + L_f \dfrac{d}{dt}i_f \end{cases} \tag{IV.67}$$

Il ne reste donc qu'une seule équation différentielle représentant l'état de la génératrice synchrone fonctionnant à vide.

$$\frac{di_f}{dt} = -\frac{r_f}{L_f}i_f + \frac{V_f}{L_f} \tag{IV.68}$$

Schéma

La (figure IV.14) représente le schéma bloc la génératrice synchrone à pôles saillants fonctionnant à vide.

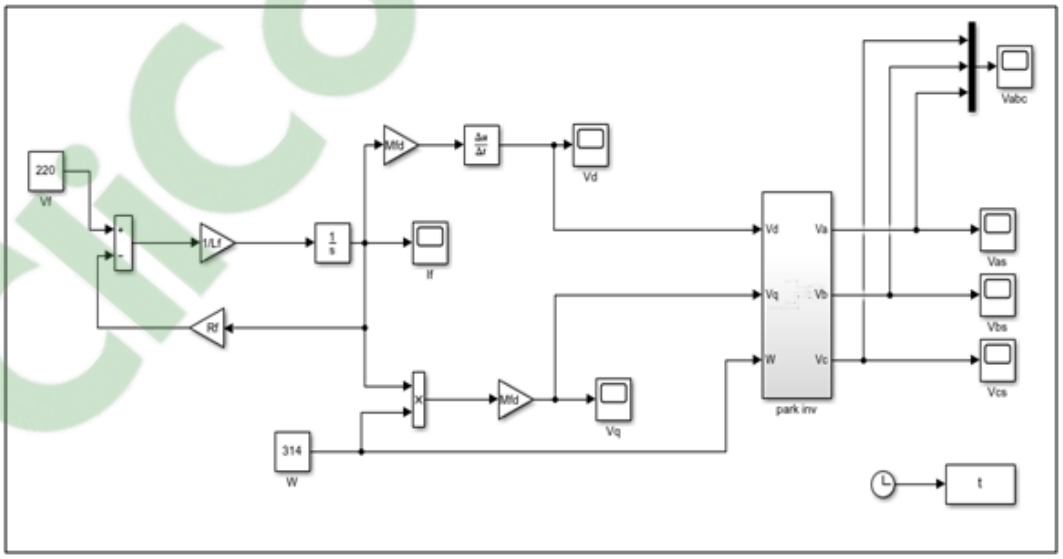


FIGURE IV.14 – Schéma bloc de la génératrice synchrone à vide

Les paramètres de la génératrice sont les suivants :

$R_s = 9,9\Omega$	$r_f = 628\Omega$	Vitesse de rotation = 3000 tr/min
$L_d = L_q = 0,039$ H	$L_f = 29$ H	Fréquence = 50 Hz
$M_{fd} = 4,00$ H	$V_f = 220$ V	p = 1

cicours.com

Résultats de simulation à vide

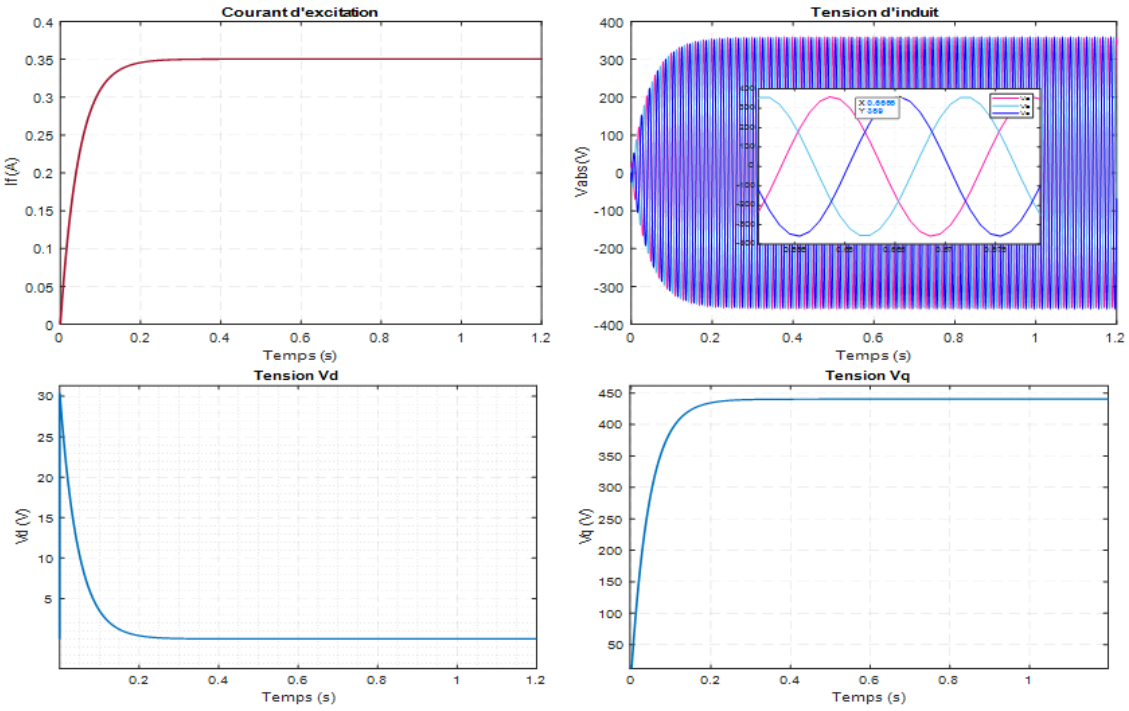


FIGURE IV.15 – Résultats de simulation de la génératrice synchrone à pôles saillants à vide

Les résultats de simulations présentés par la (figure IV.15) montrent que :

- Pour une vitesse constante $\Omega_m = 314$ rad/s , le courant d'excitation s'établit à une valeur de 0,35 A après une durée transitoire de 0,3s ;
- les tensions triphasées sont bien sinusoïdale d'amplitude 311 V ($220.\sqrt{2}$) en régime permanent, avec une fréquence de 50 Hz ;
- la tension V_d, après un pic de 30V, chute pour s'annuler à environ 0,3s ; alors qu'au même instant t=0.3s, V_q atteint une valeur établie de 430 V.

IV.5.1-b Essai en court-circuit brusque triphasé

Pour cet essai, le générateur est initialement entraîné à vitesse nominale et en fonctionnement à vide, un court-circuit triphasé est provoqué sur les phases du stator au temps t=3s. Au moment du court-circuit, les tensions des phase statorique deviennent nulles ($V_d = V_q = 0$), le système (IV.65) devient :

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ V_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_a & 0 & 0 \\ 0 & -R_a & 0 \\ 0 & 0 & r_f \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -L_d & 0 & -M_{fd} \\ 0 & -L_q & 0 \\ M_{fd} & 0 & L_f \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_f \end{bmatrix}$$

$$+\omega \begin{bmatrix} 0 & L_q & 0 \\ -L_d & 0 & -M_{fd} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_f \end{bmatrix} \quad \text{(IV.69)}$$

Sous forme matricielle :

$$[V] = [R][I] + [L]\frac{d}{dt}[I] + \omega[A][I] \tag{IV.70}$$

Schéma de simulation

La (figure **??**) représente le schéma bloc la génératrice synchrone à pôles saillants en court-circuit :

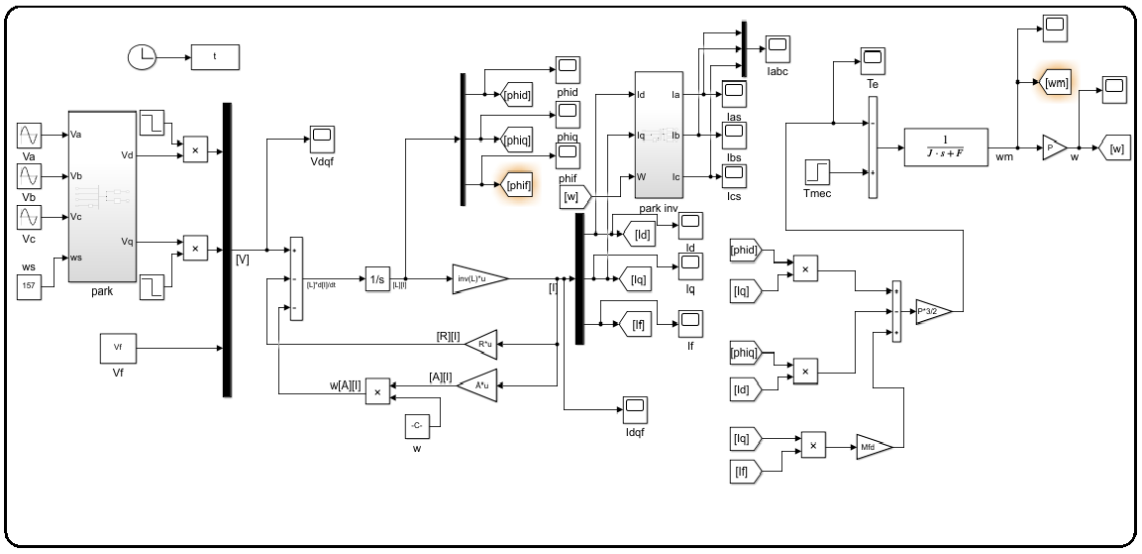


FIGURE IV.16 – Schéma bloc de la génératrice synchrone en court-circuit

Les résultats de simulations présentés sur la (figure IV.17) montrent que :

- les tensions de phases statorique $[V_d, V_q]$ sont de formes sinusoidales, leurs amplitudes sont de 360 V, puis à partir de l'instant de court-circuit, les tensions s'annulent ;
- les courants délivrés par le stator $[I_a, I_b, I_c]$ se stabilise à vide à une intensité de 0,9 A, puis aprés létablissement du court-circuit ces courant monte à environ 1.8 A, après un court transitoire ;
- la variation des courants de phase peut être divisée en fonction de plusieurs périodes : les périodes subtransitoire , transitoire et de régime permanent.

Clicours.COM

Résultats de simulation en court-circuit

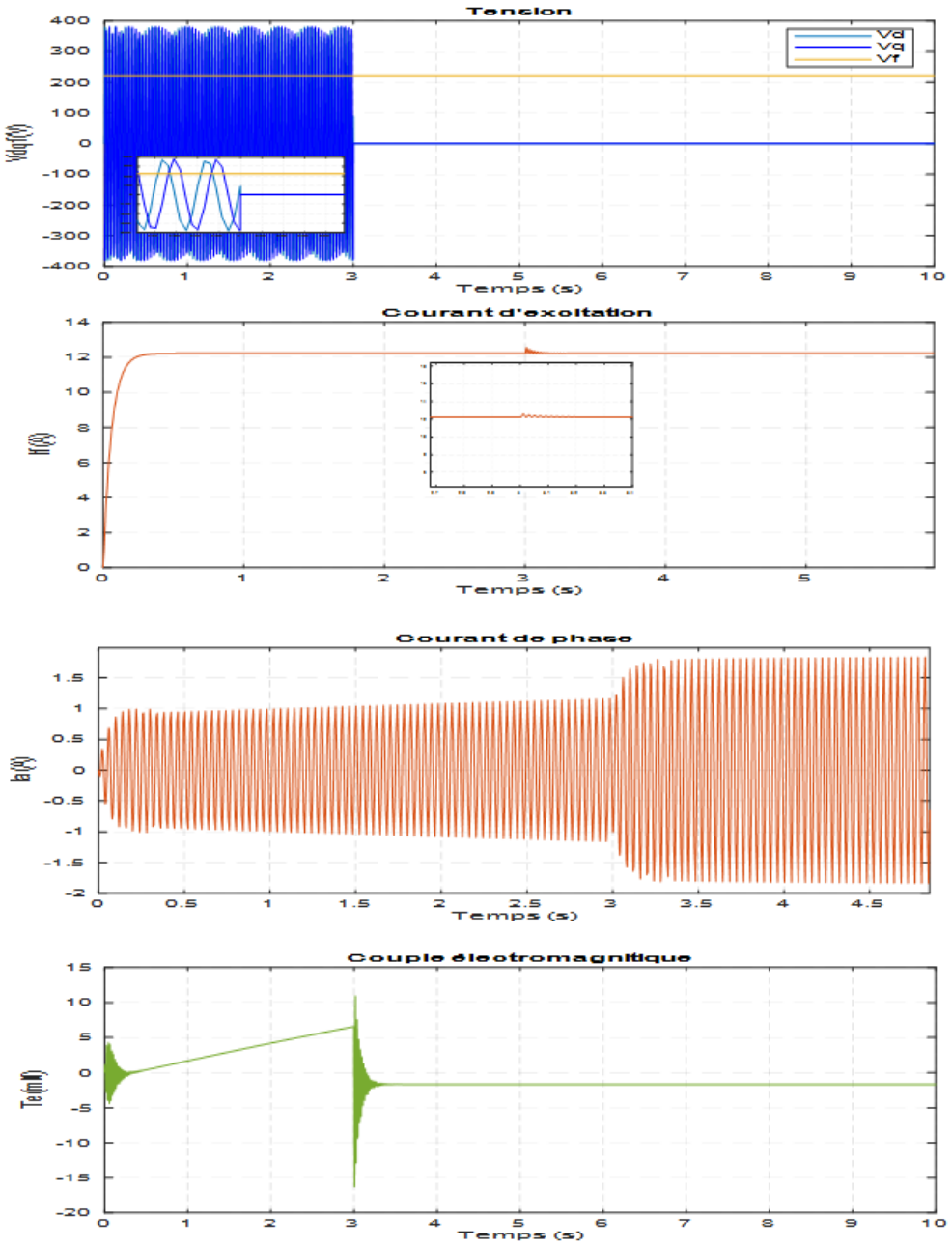


FIGURE IV.17 – Résultats de simulation de la génératrice synchrone à pôles saillants en court-circuit

IV.5.1-c Essai en charge

Nous étudions le cas où la génératrice alimente une charge R-L avec une tension d'excitation V_f =220V.

Donc pour le fonctionnement en charge :

$$\begin{cases} \mathrm{V_d} = \mathrm{R_{ch} i_d} + \mathrm{L_{ch}} \frac{\mathrm{di_d}}{\mathrm{dt}} \\ \mathrm{V_q} = \mathrm{R_{ch} i_q} + \mathrm{L_{ch}} \frac{\mathrm{di_q}}{\mathrm{dt}} \end{cases} \tag{IV.71}$$

Si on remplace les expressions de V_d, V_q dans le système (IV.65), on obtient :

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ V_f \end{bmatrix} = & \begin{bmatrix} -(R_a + R_{ch}) & \omega_r L_q & 0 \\ -\omega_r L_d & -(R_a + R_{ch}) & -\omega_r M_{fd} \\ 0 & 0 & r_f \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_f \end{bmatrix} \\ & + \begin{bmatrix} -(L_d + L_{ch}) & 0 & -M_{fd} \\ 0 & -(L_q + L_{ch}) & 0 \\ M_{fd} & 0 & L_f \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_f \end{bmatrix} \end{aligned} \tag{IV.72}$$

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_f \end{bmatrix} = & \begin{bmatrix} -(L_d + L_{ch}) & 0 & -M_{fd} \\ 0 & -(L_q + L_{ch}) & 0 \\ M_{fd} & 0 & L_f \end{bmatrix}^{-1} \left\{ \begin{bmatrix} (R_a + R_{ch}) & 0 & 0 \\ 0 & (R_a + R_{ch}) & 0 \\ 0 & 0 & -r_f \end{bmatrix} \right. \\ & \left. + \omega_r \begin{bmatrix} 0 & -L_q & 0 \\ L_d & 0 & M_{fd} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \right\} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -(L_d + L_{ch}) & 0 & -M_{fd} \\ 0 & -(L_q + L_{ch}) & 0 \\ M_{fd} & 0 & L_f \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ V_f \end{bmatrix} \end{aligned} \tag{IV.73}$$

Le système (IV.73) est de la forme :

$$[V] = [R][I] + [L]\tfrac{d[I]}{dt} + \omega[A][I] \quad \Rightarrow \quad \tfrac{d[I]}{dt} = [L]^{-1}([R] + \omega[A])[I] + [L]^{-1}[V]$$

avec :

$$[\boldsymbol{R}] = \begin{bmatrix} (R_a + R_{ch}) & 0 & 0 \\ 0 & (R_a + R_{ch}) & 0 \\ 0 & 0 & -r_f \end{bmatrix}, [L] = \begin{bmatrix} -(L_d + L_{ch}) & 0 & -M_{fd} \\ 0 & -(L_q + L_{ch}) & 0 \\ M_{fd} & 0 & L_f \end{bmatrix}$$

$$[\mathrm{A}] = \begin{bmatrix} 0 & -L_q & 0 \\ L_d & 0 & M_{fd} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Sans enroulement amortisseur, l'expression du couple est :

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \left((L_d - L_q)\, i_d i_q + M_{fd} i_q i_f \right) \tag{IV.74}$$

Schéma de simulation

La figure IV.18 représente le schéma bloc la génératrice synchrone à pôles saillants avec une charge RL :

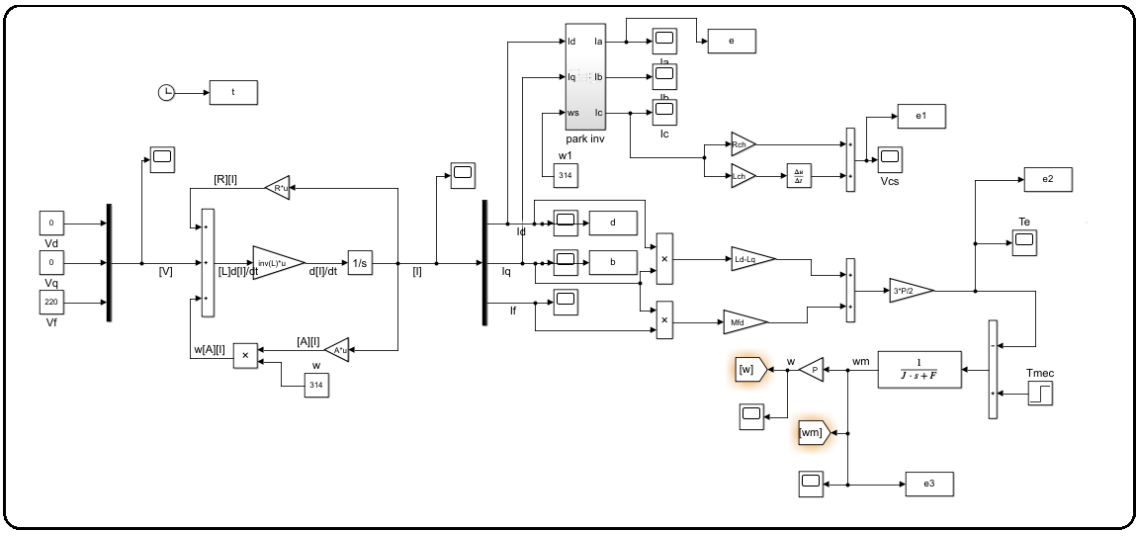
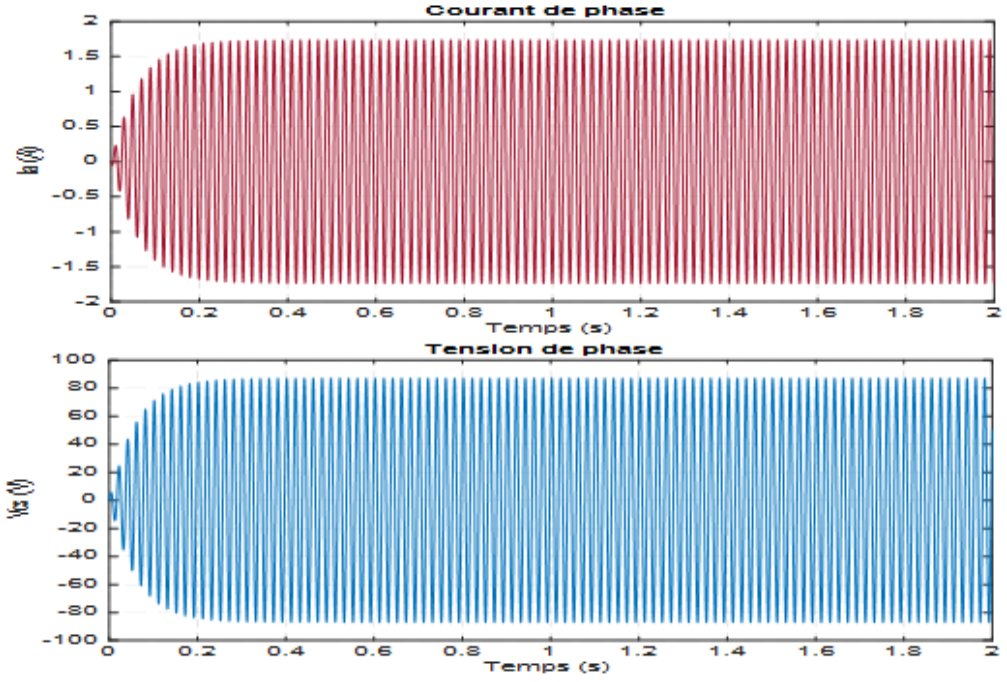


FIGURE IV.18 – Schéma bloc de la génératrice synchrone avec charge RL

Résultats de simulation

Les essais ont été éffectués pour une vitesse de 3000 tr/mn et une charge inductive de résistance $R_{ch} = 50\Omega$ et une inductance $L_{ch} = 0,01$ H.



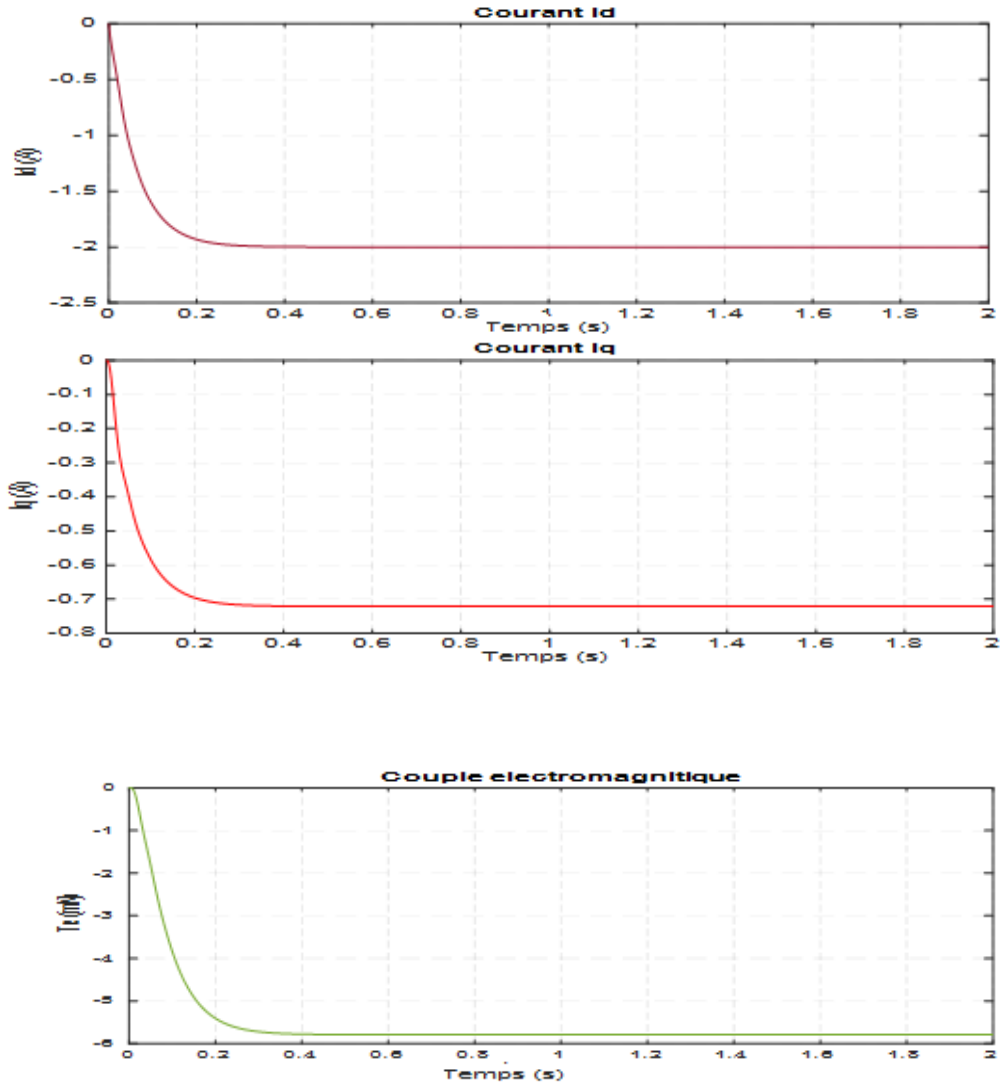


FIGURE IV.19 – Résultats de simulation de la génératrice synchrone à pôles saillants avec charge RL

Pour le fonctionnement avec charge R-L, on remarque une apparition des tensions et les courants au niveau des bornes statorique de la génératrice d forme sinusoïdales, d'amplitude de 85 V et de 1,7A respectivement, en revanche on constate que les deux allures ne sont pas en phase à cause de la nature inductive de la charge. Les courants fictifs I_d et I_q prennent des valeurs identiques que pour une charge purement résistive.

IV.5.2 Modélisation et simulation des génératrices synchrones à rotor bobiné à pôles saillants avec amortisseurs

A partir du modèle de l'alternateur dans le référentiel rotorique, on peut écrire :

$$\begin{bmatrix} \mathrm{V}_o \\ \mathrm{V}_d \\ V_q \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & (R_a + pL_d) & -\omega L_q \\ 0 & \omega L_q & (r_a + pL_q) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_o \\ i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ pL_{md} & pL_{md} & -\omega L_{mq} \\ \omega L_{md} & \omega L_{md} & pL_{mq} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_f \\ i_{kd} \\ i_{kq} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} V_f \\ V_{kd} \\ V_{kq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (r_f + pL_f) & pM_{f_kd} & 0 \\ pM_{f_kd} & (r_{kd} + pL_{kd}) & 0 \\ 0 & 0 & (r_{kq} + pL_{kq}) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_f \\ i_{kd} \\ i_{kq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & pM_{f_s} & 0 \\ 0 & pM_{s_kd} & 0 \\ 0 & 0 & pM_{s_kq} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_0 \\ i_d \\ i_q \end{bmatrix} \tag{IV.75}$$

Avec : $p = d/dt$; $\omega = d\theta/dt$

Mis sous forme matricielle, il s'écrit :

$$\begin{bmatrix} -R_a & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -R_a & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_f & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r_{kd} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & r_{kq} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_f \\ i_{kd} \\ i_{kq} \end{bmatrix} + P \begin{bmatrix} -L_d & 0 & L_{md} & L_{md} & 0 \\ 0 & -L_q & 0 & 0 & L_{mq} \\ M_{f_s} & 0 & L_f & M_{f-kd} & 0 \\ M_{s_kd} & 0 & M_{f_kd} & L_{kd} & 0 \\ 0 & M_{s_kq} & 0 & 0 & L_{kq} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_f \\ i_{kd} \\ i_{kq} \end{bmatrix}$$

$$+\omega \begin{bmatrix} 0 & L_q & 0 & 0 & -L_{mq} \\ -L_q & 0 & L_{md} & L_{md} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_f \\ i_{kd} \\ i_{kq} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_f \\ V_{kd} \\ V_{kq} \end{bmatrix} = 0 \tag{IV.76}$$

Le système (IV.76) est de la forme :

$$-[V] + [R][lI] + [L]\tfrac{d[I]}{dt} + \omega[A][I] = 0 \quad \Rightarrow \quad \tfrac{d[I]}{dt} = -[L]^{-1}([R] + \omega[A])[I] + [L]^{-1}[V]$$

$$[\boldsymbol{R}] = \begin{bmatrix} -R_a & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -R_a & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_f & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r_{kd} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & r_{kq} \end{bmatrix}, [\boldsymbol{L}] = \begin{bmatrix} -L_d & 0 & L_{md} & L_{md} & 0 \\ 0 & -L_q & 0 & 0 & L_{mq} \\ M_{f_s} & 0 & L_f & M_{f-kd} & 0 \\ M_{s_kd} & 0 & M_{f_kd} & L_{kd} & 0 \\ 0 & M_{s_kq} & 0 & 0 & L_{kq} \end{bmatrix}$$

$$[\mathrm{A}] = \begin{bmatrix} 0 & L_q & 0 & 0 & -L_{mq} \\ -L_q & 0 & L_{md} & L_{md} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

L'expression du couple est :

$$\begin{cases} J_T \frac{d\Omega_m}{dt} = -T_e - f_v \Omega_m + T_{mec} \\ T_e = P \cdot (\Phi_q i_d - \Phi_d i_q) \end{cases} \tag{IV.77}$$

Schéma de simulation

La (figure IV.20) représente le schéma bloc la génératrice synchrone à rotor bobiné à pôles saillants avec amortisseurs :

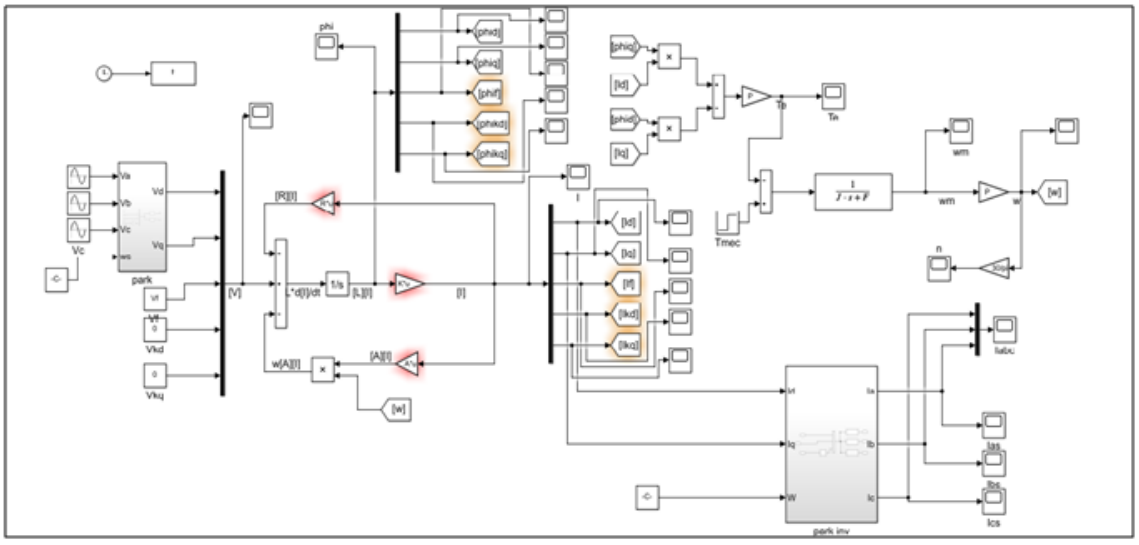


FIGURE IV.20 – Schéma bloc de la génératrice synchrone à pôles saillants avec amortisseurs

Les paramètres de la génératrice sont les suivants :

$V_f = 0,350 \quad V$	p= 2	$r_f = 0,3340 \quad \Omega$	$R_s = 0,0779 \quad \Omega$
$L_q = 0,1538 \quad H$	$L_{kd} = 0,2026 \quad H$	$L_{kq} = 0,2471 \quad H$	$L_{md} = 1,3509 \quad H$
$r_{kd} = 0,0351 \quad \Omega$	$r_{kq} = 0,0685 \quad \Omega$	$L_f = 0,0699 \quad H$	$L_d = 0,2937 \quad H$
$L_{mq} = 0,6637 \quad H$	$M_f = 0,02889 \quad H$	$M_{fd} = 0,02889 \quad H$	$M_{kd} = 0,02889 \quad H$
$M_{Kq} = 0,01381 \quad H$	$J_T = 0,15 \quad kg.m^2$	$f_v = 0 \quad N.s/rad$	

IV.5.2-a Essai à vide

A vide, les courants statoriques sont nuls ($I_d = 0$ et $I_q = 0$), le système (IV.76) qui devient :

$$\begin{cases} V_d = L_{md}\dfrac{dI_f}{dt} + L_{md}\dfrac{dI_{kd}}{dt} - \omega L_{mq} I_{kq} \\ V_q = L_{mq}\dfrac{dI_{kq}}{dt} + \omega L_{md} I_f + \omega L_{md} I_{kd} \\ V_f = r_f I_f + L_f \dfrac{dI_f}{dt} + M_{f_kd}\dfrac{dI_{kd}}{dt} \\ V_{kd} = r_{kd} I_{kd} + M_{f_kd}\dfrac{dI_f}{dt} + L_{kd}\dfrac{dI_{kd}}{dt} \\ V_{kq} = r_{kq} I_{kq} + L_{kq}\dfrac{dI_{kq}}{dt} \end{cases} \tag{IV.78}$$

Schéma de simulation

La (figure IV.21) représente le schéma bloc la génératrice synchrone à pôles saillants avec amortisseurs fonctionnant à vide.

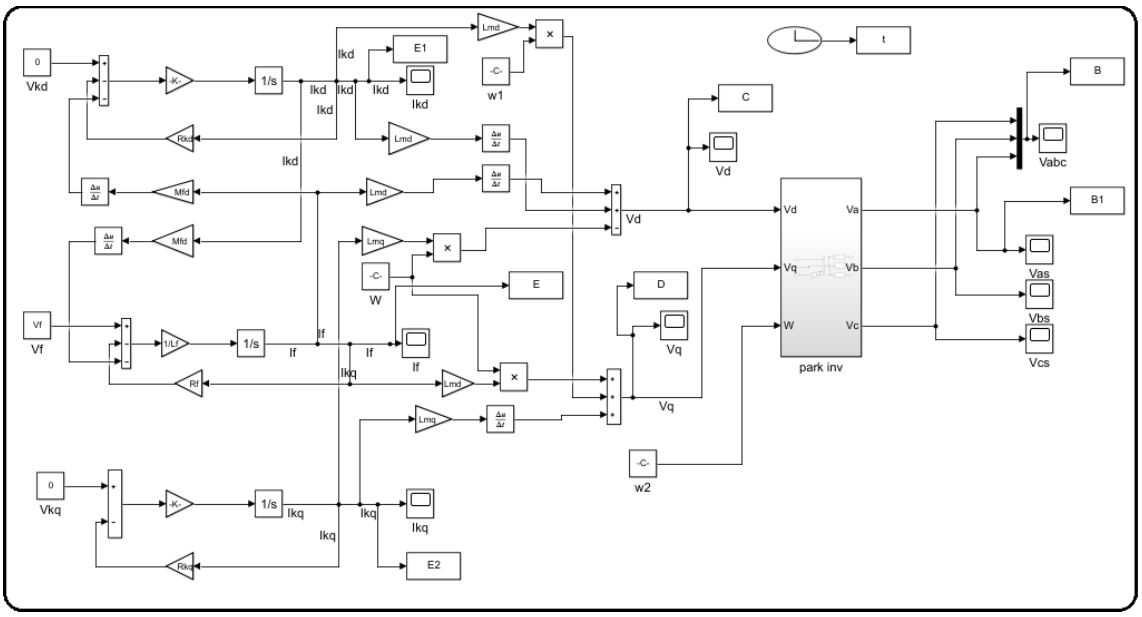


FIGURE IV.21 – Schéma bloc de la génératrice synchrone à vide

Résultats de simulation en fonctionnement à vide

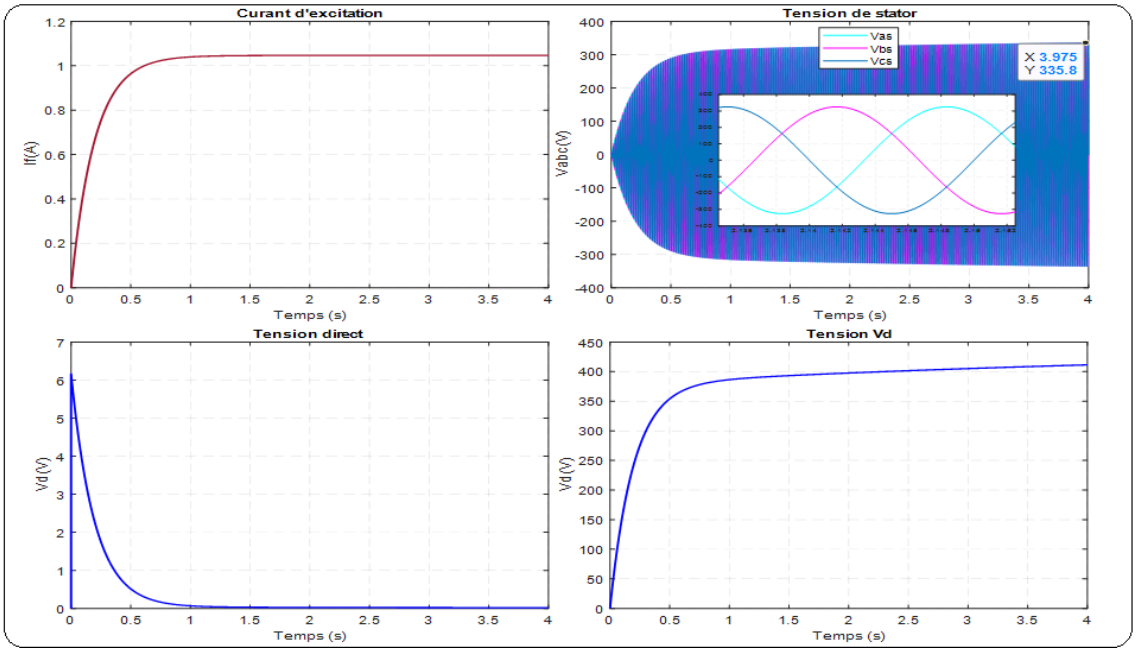


FIGURE IV.22 – Résultats de simulation de la génératrice synchrone à pôles saillants avec amortisseurs à vide

Les résultats de la simulation sont présentés sur la (figure IV.22) et montrent que :

- pour une vitesse constante $\Omega_m = 314$ rad/s, le courant d'excitation s'établit en régime permanent à une valeur de 1,02 A après une période transitoire de 1,2s.
- que la tension V_d, après un pic de 6V, chute pour s'annuler à $t = 1{,}2$s ; alors qu'à 1,9s ,V_q atteint une valeur établie de 400 V.

IV.5.2-b Essai en court-circuit triphasé

En court circuit les tension des phases statoriques sont nulles ($V_d = 0$ et $V_q = 0$), alors le système (IV.76) devient :

$$\begin{bmatrix} -R_a & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -R_a & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_f & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r_{kd} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & r_{kq} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_f \\ i_{kd} \\ i_{kq} \end{bmatrix} + P \begin{bmatrix} -L_d & 0 & L_{md} & L_{md} & 0 \\ 0 & -L_q & 0 & 0 & L_{mq} \\ M_{f_s} & 0 & L_f & M_{f-kd} & 0 \\ M_{s_kd} & 0 & M_{f_kd} & L_{kd} & 0 \\ 0 & M_{s_kq} & 0 & 0 & L_{kq} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_f \\ i_{kd} \\ i_{kq} \end{bmatrix}$$

$$+\omega \begin{bmatrix} 0 & L_q & 0 & 0 & -L_{mq} \\ -L_q & 0 & L_{md} & L_{md} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_f \\ i_{kd} \\ i_{kq} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ V_f \\ V_{kd} \\ V_{kq} \end{bmatrix} = 0 \text{(IV.79)}$$

Le système (IV.79) est de la forme :

$$-[V] + [R][I] + [L]\frac{d[I]}{dt} + \omega[A][I] = 0 \quad \Rightarrow \quad \frac{d[I]}{dt} = -[L]^{-1}([R] + \omega[A])[I] + [L]^{-1}[V]$$

Schéma de simulation

La (figure IV.23) représente le schéma bloc la génératrice synchrone à pôles saillants en court-circuit.

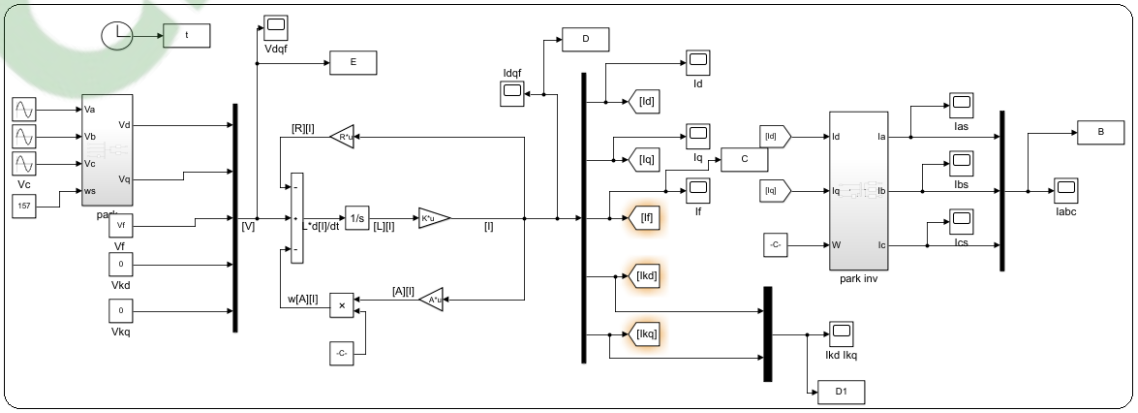


FIGURE IV.23 – Schéma bloc de la génératrice synchrone à pôles saillants en court-circuit

Résultats de simulation pour le fonctionnant en court-circuit

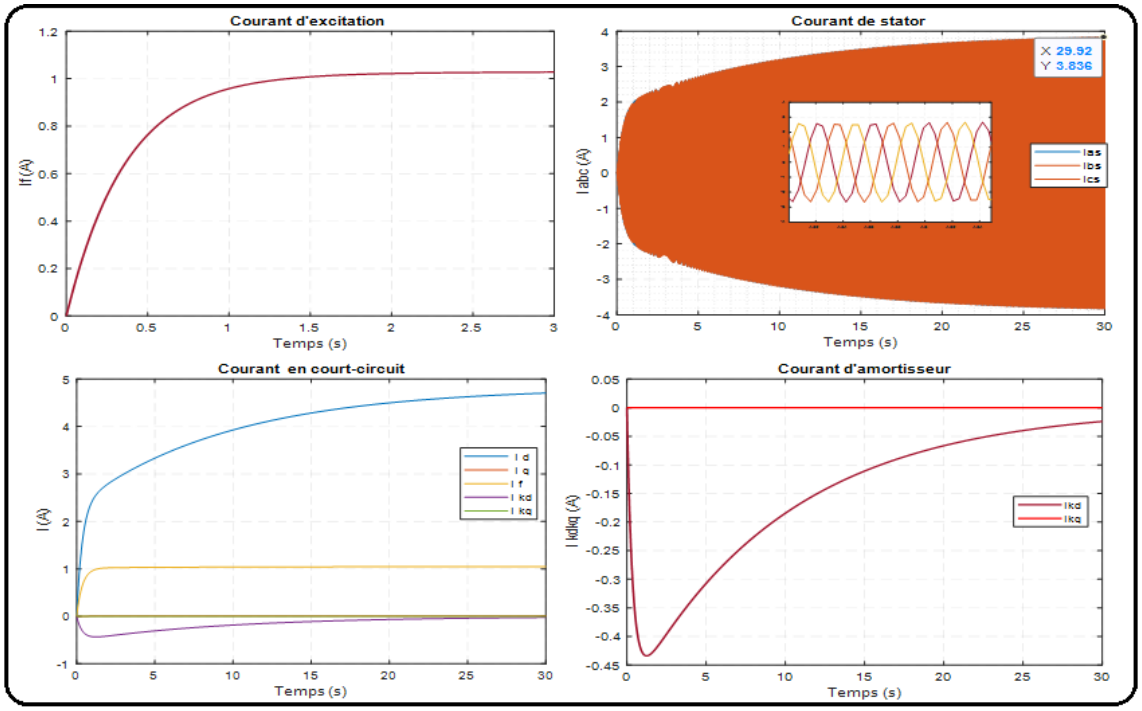


FIGURE IV.24 – Résultats de simulation de la génératrice synchrone à pôles saillants en court-circuit.

IV.5.2-c Essai en charge

Dans le cas où la génératrice alimente une charge R-L avec une tension d'excitation $V_f = 0{,}350$ V, avec :

$$\begin{cases} \mathrm{V_d} = \mathrm{R_{ch}} athrmi_\mathrm{d} + \mathrm{L_{ch}} \frac{\mathrm{di_d}}{\mathrm{dt}} \\ \mathrm{V_q} = \mathrm{R_{ch}} \mathrm{i_q} + \mathrm{L_{ch}} \frac{\mathrm{di_q}}{\mathrm{dt}} \end{cases} \tag{IV.80}$$

Si on remplace les expressions de V_d, V_q dans le système (IV.76), on obtient le système suivant :

$$\begin{bmatrix} -(R_a + \mathrm{R_{ch}}) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -(R_a + \mathrm{R_{ch}}) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_f & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r_{kd} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & r_{kq} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_f \\ i_{kd} \\ i_{kq} \end{bmatrix}$$

$$+\mathrm{P} \begin{bmatrix} -(L_d + \mathrm{L_{ch}}) & 0 & L_{md} & L_{md} & 0 \\ 0 & -(L_q + \mathrm{L_{ch}}) & 0 & 0 & L_{mq} \\ M_{f_s} & 0 & L_f & M_{f-kd} & 0 \\ M_{s_kd} & 0 & M_{f_kd} & L_{kd} & 0 \\ 0 & M_{s_kq} & 0 & 0 & L_{kq} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_f \\ i_{kd} \\ i_{kq} \end{bmatrix}$$

$$+\omega\begin{bmatrix} 0 & L_q & 0 & 0 & -L_{mq} \\ -L_q & 0 & L_{md} & L_{md} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_f \\ i_{kd} \\ i_{kq} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ V_f \\ V_{kd} \\ V_{kq} \end{bmatrix} = 0 \quad \text{(IV.81)}$$

Le système (IV.81) est de la forme :

$$-[V] + [R][I] + [L]\tfrac{d[I]}{dt} + \omega[A][I] = 0 \quad \Rightarrow \quad \tfrac{d[I]}{dt} = -[L]^{-1}([R] + \omega[A])[I] + [L]^{-1}[V]$$

avec

$$[\boldsymbol{R}] = \begin{bmatrix} -(R_a + \mathrm{R_{ch}}) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -(R_a + \mathrm{R_{ch}}) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_f & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r_{kd} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & r_{kq} \end{bmatrix}$$

$$[\boldsymbol{L}] = \begin{bmatrix} -(L_d + \mathrm{L_{ch}}) & 0 & L_{md} & L_{md} & 0 \\ 0 & -(L_q + \mathrm{L_{ch}}) & 0 & 0 & L_{mq} \\ M_{f_s} & 0 & L_f & M_{f-kd} & 0 \\ M_{s_kd} & 0 & M_{f_kd} & L_{kd} & 0 \\ 0 & M_{s_kq} & 0 & 0 & L_{kq} \end{bmatrix},$$

$$[\boldsymbol{A}] = \begin{bmatrix} 0 & L_q & 0 & 0 & -L_{mq} \\ -L_q & 0 & L_{md} & L_{md} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

L'expression du couple est :

$$\begin{cases} J_T \frac{d\Omega_m}{dt} = -T_e - f_v\Omega_m + T_{mec} \\ T_e = p \cdot (\Phi_q i_d - \Phi_d i_q) \end{cases} \quad \text{(IV.82)}$$

Schéma de simulation

La figure IV.25 représente le schéma bloc la génératrice synchrone à pôles saillants avec une charge RL.

Les essais ont été effectués pour une vitesse de 3000 tr/mn avec une charge inductive de résistance $R_{ch} = 0{,}05\ \Omega$ et une inductance $L_{ch} = 0{,}01$ H.

Clicours.COM

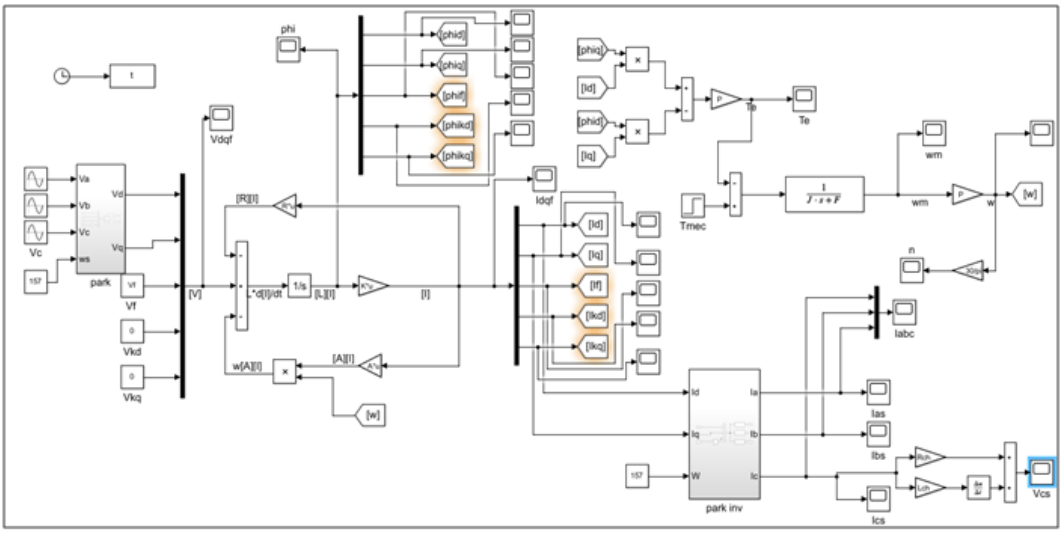


FIGURE IV.25 – Schéma bloc de la génératrice synchrone à pôles saillants avec une charge charge RL

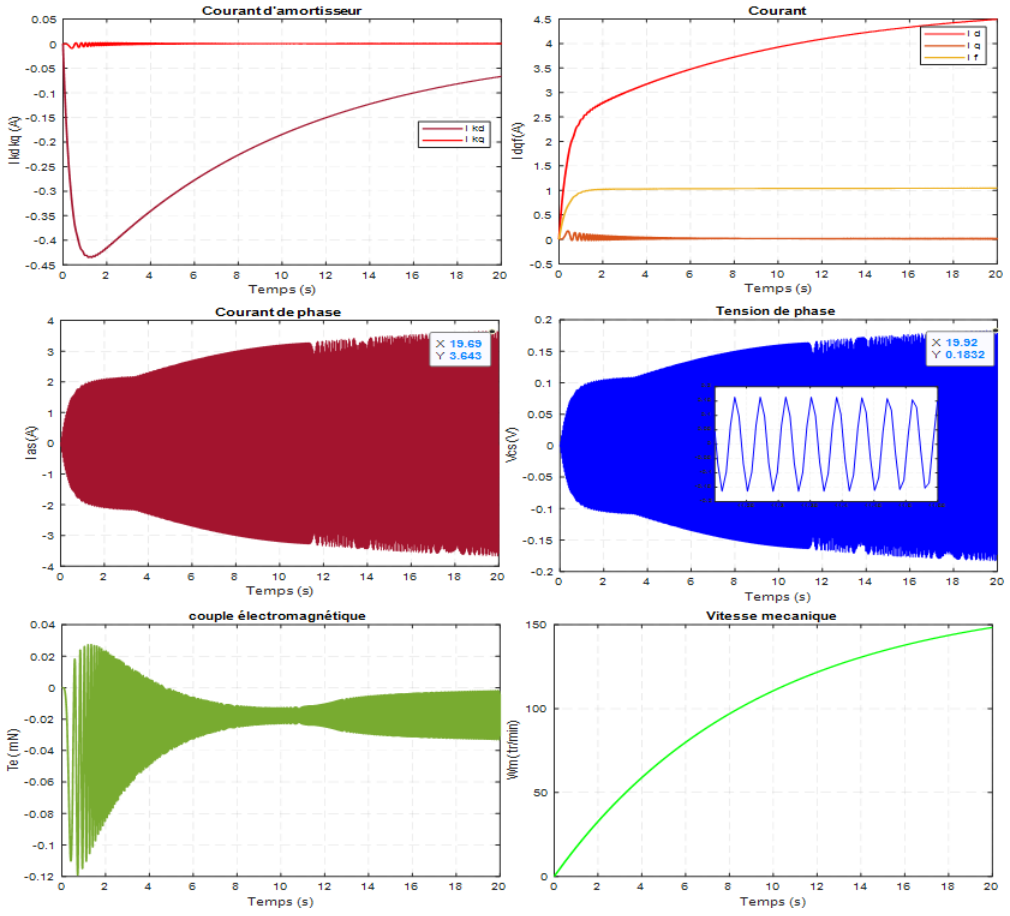


FIGURE IV.26 – Résultats de simulation de la génératrice synchrone à pôles saillants en charge RL

IV.6 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons implanté et effectué les simulations de divers fonctionnements (à vide, en court-circuit et en charge), avec le logiciel Matlab/Simulink, de deux génératrices synchrones à rotor bobiné à pôles saillants l'une sans et lautre avec amortisseurs.
A travers les différentes simulation, les modélisation des machines synchrones étudiées ont été validées.

Conclusion générale

A l'heure actuelle, la machine synchrone est utilisée dans la production de l'énergie électrique à partir de nombreuses sources d'énergies primaires conventionnelles (hydraulique, fossiles, nucléaire, ...), mais aussi à partir d'énergies renouvelables telles que l'énergie éolienne ou hydrolienne. Elle est également utilisée dans les applications de motorisation pour des applications à vitesse constante ou à vitesse variable.

Le travail présenté dans ce mémoire est consacré à la modélisation et l'identification hors ligne des paramètres des machines synchrone à rotor bobiné de faible puissance, avec et sans amortisseurs, en vue du fonctionnement en générateur dans une prochaine application éolienne.

Qu'il s'agisse du fonctionnement en générateur ou en moteur, la connaissance précise des paramètres de la machine est primordiale afin d'améliorer les performances et la précision des algorithmes de contrôle. C'est pourquoi, l'identification des paramètres de la machine joue un rôle central avant même la conception de sa commande.
Il s'agit donc de présenter la modélisation, dans le référentiel biphasé dq de Park, des différents générateurs synchrones à rotor bobiné. Puis d'exposer les différentes méthodes basées sur l'identification paramétrique en mode hors ligne. Ces méthodes visant à extraire chacun des paramètres électriques, magnétiques et mécaniques correspondant aux modélisations prédéfinies pour les régimes permanent et transitoire, basé sur un ensemble d'essais expérimentaux classiques et transitoires (indiciels, en court-circuit brusque, délestage).

Le manuscrit du présent mémoire est subdivisé en quatre chapitres, dont les contenus se présentent comme suit.

Dans le premier chapitre de ce mémoire, un rappel des différentes configurations des machines synchrones est présenté, en particulier pour les machines synchrones à rotor bobiné, par la suite un exposé concernant le principe et l'analyse des fonctionnements en régiment permanent à vide et en charge est proposé.

Le deuxième chapitre est consacré á une modélisation mathématique des différentes génératrices synchrones à rotor bobiné, avec et sans amortisseur. Un modèle de la génératrice

synchrone à rotor bobiné a pôles lisse est égalemnt exposé. Puis, la première section traite de la modélisation de la machine à pôles saillants avec et sans amortisseurs. Puis, la modélisation de la machine synchrone à pôles lisses est présentée. La validation des modèles obtenus est effectuée au dernier chapitre.

Dans le troisième chapitre nous présentons une série d'essais expérimentaux en régime permanent et leurs protocoles respectifs, les résultats obtenus sont exposés et commentés. L'objectif étant la détermination des performances statiques d'un générateur synchrone triphasé à pôles saillants. Ces essais consistent en la mesure des résistances de la machine, les essais à vide et en court-circuit, enfin les essais en charge en présence de récepteur de différentes natures (résistif, inductif et capacitif)

Le dernier chapitre traite des techniques d'identification paramétriques employées exploitant des essais transitoires pour la détermination des paramètres de la machine synchrone à rotor bobiné avec et sans amortisseurs. Nous donnons un état de l'art non exhaustif des techniques d'identification habituellement utilisées, basées sur un ensemble d'essais expérimentaux (indiciels, en court-circuit brusque, délestage). Enfin, plusieurs tests de simulation sont réalisés, dans le but de valider les modélisations présentées précédemment.

Le manuscrit se termine par une conclusion générale, présentant une synthèse des principaux résultats obtenus Une annexe contenant un rappel sur la transformation de Park et les paramètres des génératrices synchrones à pôles saillants, avec et sans amortisseurs, employés pour la validation des modèles mathématique.

Perspectives pour de futur travaux

En ce qui concerne la poursuite de ce travail et les perspectives envisagées en guise de d'activités pour de futurs travaux dans cette thématique, on propose quelques perspectives de qui mériteraient une étude plus approfondie :

- La prise en compte du phénomène de saturation magnétique dans la modélisation des différentes machines synchrones.
- Réalisation des essais transitoires, indiciels, en court-circuit brusque et délestage, avec l'acquisition des mesure à l'aide d'un d'un oscilloscope numérique ou d'une carte DSpace 1104 disponible dans les laboratoire de la faculté.
- Développement d'un script Matlab (ou d'un programme écrit en langage C) pour le traitement des données expérimentales relevés lors des essais transitoires et dans l'objectif de la détermination des paramètres des machines synchrone par la méthode des moindres carrés ou des moindres carrés récursifs.
- Validation des techniques d'identification présentées, particulièrement les méthodes des moindres carrés ou des moindres carrés récursifs.
- Développement d'un script Matlab (ou d'un programme écrit en langage C) pour le traitement des données expérimentales relevés lors des essais transitoires et mettant en oeuvre les méthodes présentées

- Applications des techniques de l'intelligence artificielle, telles que les algorithme génétiques ou la méthode basée les essaims de particules (PSO), pour l'identification des paramètre des machines synchrones
- Synthèse d'un modèle de simulation sous Matlab/Simulink pour la commande de la génératrice synchrone à rotor bobiné avec pôles saillants, en vue de sa commande dans une application éolienne.

Bibliographie

[1] *Rotating Electrical Machines - Part 4 : Methods for Determining Synchronous Machine Quantities from Tests.* IEC 60034-4, 1985.

[2] *IEEE Guide for Test Procedures for Synchronous Machines Part I Acceptance and Performance Testing Part II - Test Procedures and Parameter Determination for Dynamic Analysis.* IEEE Std 115A, 1987.

[3] *IEEE Guide for Synchronous Generator Modeling Practices and Application in Power System Stability Analyses.* IEEE Std 1110-2002 Revis. IEEE Std 1110-1991, November 2003.

[4] T. Abderrahmane : *Etude expérimentale et simulation des essais d'une machine synchrone.* Mémoire présenté pour l'obtention du diplôme de Master, Université Djilali Bounaama de Khemis Milliana, Faculté de Génie Electrique, 2017.

[5] R. Abdessemed : *Modélisation et simulation des machines électriques.* Ellipses, 2011.

[6] D. Aguglia : *Identification des paramètres du moteur à induction triphasé en vue de sa commande vectorielle.* Mémoire présenté pour l'obtention du diplôme du grade de Maître ès Sciences, Faculté des Sciences et de Génie, Université Laval Québec, Canada, 2004.

[7] M. Badraoui et M. Bereksi Reguig : *Etude et modélisation du moteur synchrone simple et double étoile avec application de la commande backstepping à la machine synchrone.* Mémoire présenté pour l'obtention du diplôme de Master, Université Abou-Bekr Belkaïd de Tlemcen, 2016.

[8] P. Barret : Régimes transitoires des machines électriques tournantes. *In Electrotechnique*, pages 1–24, 1982.

[9] H. Ben Ahmed, N. Bernard, G. Feld et B. Multon : Machines synchrones fonctionnement en régime permanent. *Techniques de l'ingénieur Différents types de machines électriques tournantes*, Base documentaire : TIB249DUO.(ref. article : d3522), 2007.

[10] K. Ben Nour et S. Sebih : *Détection du défaut des amortisseurs d'une machine synchrone par l'approche des courants actif et réactif instantanés.* Mémoire présenté pour l'obtention du diplôme de Master, Université Dr Tahar Moulay de Saïda, Faculté de Génie Electrique, 2017.

[11] S-A. Billings : Identification of nonlinear systems - a survey. *In IEE Proceedings D (Control Theory and Applications)*, volume 127, pages 272–285. IET, 1980.

[12] I. Boldea : *Synchronous Generators*. CRC press, 2015.

[13] F. Bourourou : *Adaptativité de la machine synchrone au filtrage actif des harmoniques de tension*. Mémoire présenté pour l'obtention du diplôme de Magister, Université 20 Août 1955 de Skikda, 2015.

[14] IM. Canay : Determination of model parameters of synchronous machines. *Simulation Modelling Practice and Theory*, 130(2):86–94, 1983.

[15] J. Chatelin : *Machines Electriques, Traité d'Electricité*. Numéro Vol.X, 3ème édition, Lausanne. Téch et Doc, 1989.

[16] M-A. Cuénod et J-L. Fatio : Cours d'introduction aux méthodes d'identification. Albin Michel, 1973.

[17] J-L. Dalmasso : *Cours d'électrotechnique 1 : Machines tournantes à courants alternatifs*. Éditions Belin, 1985.

[18] K. Djalaleddine et B. Abdallah : *Commande de la puissance injectée par un générateur synchrone connecté au réseau électrique*. Mémoire présenté pour l'obtention du diplôme de Master, Université Mohamed Boudiaf de M'sila, 2017.

[19] A. Fouillé : *Electrotechnique à l'usage des ingénieurs : Machines électriques, Tome II*. 1969.

[20] R. Glises : *Machines électriques tournantes*. Edition Techniques de l'ingénieur, 1998.

[21] Payne RL. Goodwin, G-C. and : Dynamic system identification. experiment design and data analysis. 1977.

[22] D. Grenier : *Electromécanique : Convertisseurs d'énergie et actionneurs*. Dunod, 2009.

[23] A. Haddad et M. Amerane : *Etude de la stabilité d'une machine synchrone reliée à un réseau de puissance infini*. Mémoire présenté pour l'obtention du diplôme de Master, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, Faculté de Génie Electrique et d'Informatique, 2016.

[24] J-F. Imhoff : *Modélisation magnétique et mécanique des machines électriques par la méthode des éléments finis*. Thèse présentée pour l'obtention du diplôme de Doctorat, Université Grenoble Alpes, INP Institut d'ingénierie et de management, 1989.

[25] A. Ivanov-Smolensky : *Electrical Machines*. 1982.

[26] J Korecki, S. Bendali, A. Ammar, A Tounzi et Laloy D. : Caractérisation d'un alternateur synchrone avec aimants de compensation de fuite magnétique. *In Symposium de Génie Electrique, Grenoble, France*, Jun 2016.

[27] M. Kostenko et L. Piotrovski : *Machines Électriques : Machines à Courant Alternatif, Tome II*. Numéro 3ème édition. 1979.

[28] M. Larakeb : *Identification paramétrique d'un générateur synchrone et filtrage en mode perturbé*. Thèse présentée pour l'obtention du diplôme de Doctorat, Université des Frères Mentouri de Constantine, 2018.

[29] A. Launay-Querré : *Contributions à l'estimation paramétrique des générateurs*. Thèse présentée pour l'obtention du diplôme de Doctorat, Université de Poitiers, Ecole Nationale Supérieure d'Ingénieurs de Poitiers, 2005.

[30] J. Lessene, F. Notelet et G. Seguier : *Introduction à l'électrotechnique approfondie*. Lavoisier, 1981.

[31] G-L. Loum et T. Cissé Haba : Détermination analytique des paramètres de potier d'une machine synchrone par la méthode des pentes. *J3eA, Journal sur l'enseignement des sciences et technologies de l'information et des systèmes*, 8(0002), Février 2010.

[32] A. Mechernene : *Notes de cours : Machines électriques approfondies, Master M1-ELT-CE, Semestre S1 - EC721*, 2019.

[33] A. Mechernene et M Loucif : *Fascicule de travaux pratiques : Travaux pratiques d'électrotechnique Fondamentale 2 : Machines électriques, Licence LMD, L2, Spécialité Electrotechnique*, 2016/2017.

[34] B. Mohamed : *Identification paramétrique de la machine asynchrone*. Mémoire présenté pour l'obtention du diplôme de Magister, Université des Sciences et de la Technologie Mohamed Boudiaf d'Oran, 2013.

[35] E. Mouni, S. Tnani et G. Champenois : Synchronous generator modelling and parameters estimation using least squares method. *Simulation Modelling Practice and Theory*, 16(6):678–689, 2008.

[36] B. Multon : Conversion d'énergie-comment produire de l'électricité à partir des mouvements d'un solide ou d'un fluide en 3 questions à bernard multon. http://culturesciencesphysique.ens-lyon.fr/ressource/conversion-energie-Multon1.xml. (Consulté le 20 Avril 2020).

[37] A. Nassim : *Etude Comparative des machines synchrones excitées par aimants et courants électriques*. Mémoire présenté pour l'obtention du diplôme de Master, Université Abderrahmane Mira de Béjaïa, Faculté de Génie Electrique, 2014.

[38] O. Nelles : *Nonlinear system identification : from Classical Approaches to Neural Networks and Fuzzy Models*. Berlin, Germany : Springer Science, 2013.

[39] A. Niaudet Breguet : Machine magnéto-électrique de gramme. https://fr.wikisource.org/wiki/Machine_magn%C3%A9to-%C3%A9lectrique_de_Gramme. (Consulté le 10 Juin 2020).

[40] R-H. Park : Two-reaction theory of synchronous machines-generalized method of analysis. *AIEE Transactions*, 48, 1929.

[41] H. Radjeai, A. Barakat, S. Tnani et G. Champenois : Identification of synchronous machine by standstill frequency response (ssfr) method, influence of the stator resistance. *In The XIX International Conference on Electrical Machine (ICEM), Rome, Italy*, pages 1–5. IEEE, Sep. 2010.

[42] Z. Ratsimalahelo : *Estimateurs récursifs 1*. 1991.

[43] J. Richlet-Adersa : *Pratique de l'identification*. Numéro 3ème édition, Paris. 1991.

[44] R. Sahraoui : *Etude d'une machine synchrone avec la méthode des éléments finis*. Mémoire présenté pour l'obtention du diplôme de Magister, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, Faculté de Génie Electrique et d'Informatique, 2010.

[45] J. Schoukens et R. Pintelon : *Identification of Linear Systems : A Practical Guideline to Accurate Modeling*. Elsevier, 2014.

[46] G. Séguier et F. Notelet : *Electrotechnique industrielle*. Numéro 2ème édition. Téch et Doc, 2006.

[47] G-R. Slemon : *Electrical Machine and Drives*. 1992.

[48] G. Toulaït : *Etude d'un système de conversion de l'énergie éolienne à base de la machine synchrone*. Mémoire présenté pour l'obtention du diplôme de Master, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, Faculté de Génie Electrique et d'Informatique, 2015.

[49] D-J. Tylavsky et G-RL. Sohie : Generalization of the matrix inversion lemma. *Proceedings of the IEEE*, 74(7):1050–1052, 1986.

[50] E. Walter et L. Pronzato : *Identification de modèles paramétriques à partir de données expérimentales*. Edition Masson, 1991.

[51] P. Wetzer : Machines synchrones : Excitation. https://www.techniques-ingenieur.fr/base-documentaire/energies-th4/differents-types-de-machines-electriques-tournantes-42249210/machines-synchrones-d3545. Consulté le 11 Avril 2020.

[52] T. Wildi : *Electrotechnique*. Numéro 2eme édition. 2005.

Annexe : Détails des modèles Simulink

Détails des modéles Simulink

Transformation de Park :

A l'aide de la transformation de Park, on passe des grandeurs statorique réelles (tension, flux et courant) á leurs composantes fictives appelés les composantes $d-q$:

Dans le systéme d'équations (20) effectuons le changement de la variable suivant :

$$[V_{abc}] = [P_1(\theta)]\,[V_{dqo}] \Rightarrow [V_{dqo}] = [P_1(\theta)]^{-1}\,[V_{abc}] \tag{83}$$

Avec :

$$[\mathbf{P}_1(\boldsymbol{\theta})] = \sqrt{\tfrac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos\theta & -\sin\theta \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix}$$

$$[\mathbf{P}_1(\boldsymbol{\theta})]^{-1} = \sqrt{\tfrac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin\theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix}$$

$[P(\theta)]$ étant la matrice de la transformation de Park qui permet le passage des grandeurs statorique $[V_s], [\Phi_s] et [I_s]$ á leurs composants relatives $[V_{dq0}] et [I_{dq0}]$.

Remarque :les transformations de Clarke et de Concordia ne sont que des cas particuliers des transformations de Park ($\theta = 0$) initiale (ne conserve pas la puissance instantanée) et modifiée (conserve la puissance instantanée).

Les équations électriques dans le repére de Park :

Clicours.COM

$$\begin{cases} \mathrm{V_d} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \left(\mathrm{V_a} \cdot \cos\theta + \mathrm{V_b} \cdot \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + \mathrm{V_c} \cdot \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)\right) \\ \mathrm{V_q} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \left(-\mathrm{V_a} \cdot \sin\theta - \mathrm{V_b} \cdot \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) - \mathrm{V_c} \cdot \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)\right) \end{cases} \tag{84}$$

La figure suivant représentée le modéle de Park sous **Matlab Simulink** : Avec :

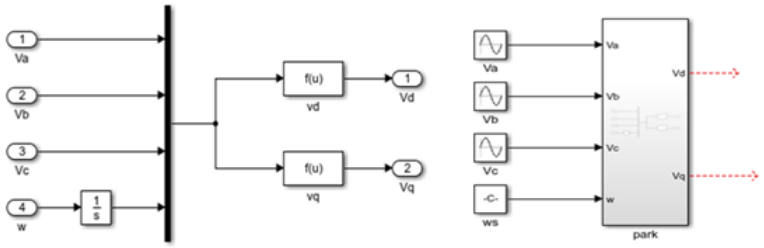


FIGURE 27 – Modéle de Park .

$$F(u) = V_d = \text{sqr}(2/3)^* \left(u(1)^* \cos(u(4)) + u(2)^* \cos\left(u(4) - 2^*pi/3\right) + u(3)^* \cos\left(u(4) + 2^*pi/3\right)\right)$$
$$F(u) = V_q = -\,\text{sqrt}(2/3)^* \left(u(1)^* \sin(u(4)) + u(2)^* \sin\left(u(4) - 2^*pi/3\right) + u(3)^* \sin\left(u(4) + 2^*pi/3\right)\right)$$

La figure suivant représentée le modéle de Park inverse sous **Matlab Simulink** :

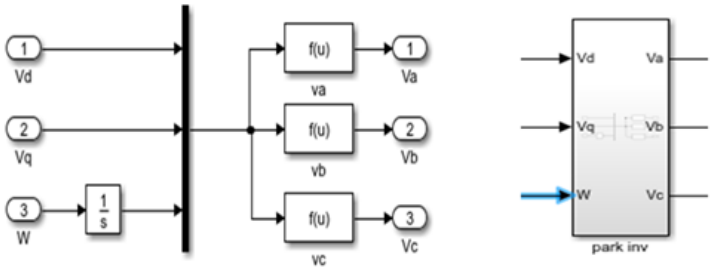


FIGURE 28 – Modéle de Park inverse

Avec :

$$\text{F(u)} = \text{V}_\text{a} = \text{sqrt}(2/3)^* \left(\text{u}(1)^* \cos(\text{u}(3)) - \text{u}(2)^* \sin(\text{u}(3))\right)$$
$$\text{F(u)} = \text{V}_\text{b} = \text{sqrt}(2/3)^* \left(\text{u}(1)^* \cos\left(\text{u}(3) - 2^*\text{pi}/3\right) - \text{u}(2)^* \sin\left(\text{u}(3) - 2^*\text{pi}/3\right)\right)$$
$$\text{F(u)} = \text{V}_\text{c} = \text{sqrt}(2/3)^* \left(\text{u}(1)^* \cos\left(\text{u}(3) + 2^*\text{pi}/3\right) - \text{u}(2)^* \sin\left(\text{u}(3) + 2^*\text{pi}/3\right)\right)$$

Les paramétres de la génératrice synchrone á rotor bobiné á pôles saillants sans amortisseurs sont les suivants :

A vide :

$R_s = 9.9\ \Omega$;
$L_f = 29\ H$;
$L_d = 0.74\ H$;
$L_q = 0.1818\ H$;
$R_f = 628\ \Omega$;
$\text{V}_f = 220\ V$;
$M_{fd} = 4.002\ H$;
$P = 2$;
$J = 0.001\ Kg/m^2$;

En court-circuit :

clc ;
clear ;
$P = 2$;
$V_f = 220\ V$;
$R_f = 18\ \Omega$;
$R_s = 17\ \Omega$;
$M_fd = 0.21895\ H$;
$L_f = 1.0899\ H$;
$L_d = 1.1837\ H$;
$L_q = 1.1837\ H$;
$J = 0.1123$;
$[R]$ = [-R$_s$ 0 0 ; 0 $-R_s$ 0 ; 0 0 R_f];
[L]= [$-L_d$ 0 $-M_{fd}$; 0 $-L_q$ 0 ; M_{fd} 0 L_f];
[A]= [0 L_q 0 ; $-L_d$ 0 $-M_{fd}$; 0 0 0];

En charge :

clc ;
clear ;
$R_s = 17\ \Omega$;
$L_f = 1.0899\ H$;
$M_fd = 0.21895\ H$;
$L_d = 1.1837\ H$;
$L_q = 1.1837\ H$;
$R_f = 18\ \Omega$;
$R_ch = 50\ \Omega$;
$L_ch = 0.01\ H$;
$P = 2$;
$V_f = 220\ V$;
$J = 0.1123\ Kg/m^2$;
$F = 0$;
$[R]$ = [R$_s + R_{ch}$ 0 0 ; 0 $R_s + R_{ch}$ 0 ; 0 0 $-R_f$];
[L]= [$-(L_d + L_{ch})$ 0 $-M_fd$; 0 $-(L_q + L_{ch})$ 0 ; M_{fd} 0 L_f];
[A]= [0 $-L_q$ 0 ; L_d 0 M_{fd} ; 0 0 0];

Modélisation et identification hors ligne des paramètres dune machine synchrone à rotor bobiné de faible puissance

Résumé

Le développement de l'informatique a accentué les travaux sur la modélisation des machines synchrones. Avec l'apparition de centrales basées sur les énergies renouvelables (solaire photovoltaïque, solaire thermique et éolienne), les organismes chargés d'assurer la fiabilité et la sécurité des réseaux électriques vont devoir imposer que les producteurs, souhaitant se raccorder au réseau, fournissent aux transporteurs d'électricité, les paramètres des modèles dynamiques de tous les générateurs mis en service. Ceci nécessite une connaissance précise, pour chaque point de fonctionnement, des paramètres électriques, magnétiques et mécaniques, validés par des mesures expérimentales.

Ce travail traite de la modélisation et des techniques d'identification hors ligne des paramètres des machines synchrones à rotor bobiné, en vue du fonctionnement en générateur. Les modèles sont développés dans le référentiel biphasé de Park. Les méthodes d'identification présentées visent à extraire les paramètres à l'aide d'essais en régimes permanents (à vide, en court-circuit, en charge) et transitoires (indiciels, en court-circuit brusque, délestage). Les modèles mathématiques relatifs aux générateurs synchrones à rotor bobiné à pôles saillants, avec et sans amortisseurs, sont validés avec le logiciel Matlab/Simulink.

Mots clés

Machine synchrone à rotor bobiné, Alternateur, Enroulements amortisseurs, Modélisation, Identification paramétrique, Méthode des moindres carrés.

Modeling and Off-line Parameters Identification of a Low Power Synchronous Machine with Wound Rotor

Abstract

The development of computer science has accentuated work on the modeling of synchronous machines. With the appearance of plants based on renewable energies (solar photovoltaic, solar thermal and wind power), the organizations responsible for ensuring the reliability and security of electrical networks will have to require that producers, wishing to connect to the grid, provide power carriers, dynamic model parameters of all generators put into service. This requires precise knowledge, for each operating point, of the electrical, magnetic and mechanical parameters, validated by experimental measurements.

This work deals with the modeling and off-line identification techniques of the parameters of wound rotor synchronous machines, with the objective of generator operation. The models are developed in Park's two-phase frame reference. The identification methods presented aim to extract the parameters using tests in steady state conditions (no-load, short-circuit, on-load) and transient conditions (step response, short-circuit-sudden, Load rejection). The mathematical models relating to salient pole wound rotor synchronous generators, with and without dampers, are validated with the Matlab/Simulink software.

Keywords

Wound rotor synchronous machine, Alternator, Damping windings, Modeling, Parametric identification, Least square method.