

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC EN ABITIBI-TÉMISCAMINGUE

ÉCOLE DE GÉNIE

**ANALYSE DES IMPACTS DES DÉFAUTS ET DES
CONTINGENCES DU RÉSEAU DANS LA DYNAMIQUE
TORSIONNELLE DES AÉROGÉNÉRATEURS**

MÉMOIRE PRÉSENTÉ

COMME EXIGENCE PARTIELLE

DE LA MAÎTRISE EN INGÉNIERIE

PAR

LOUIS ERIC PÉM

OCTOBRE 2016



BIBLIOTHÈQUE

Cégep de l'Abitibi-Témiscamingue
Université du Québec en Abitibi-Témiscamingue

Mise en garde

La bibliothèque du Cégep de l'Abitibi-Témiscamingue et de l'Université du Québec en Abitibi-Témiscamingue a obtenu l'autorisation de l'auteur de ce document afin de diffuser, dans un but non lucratif, une copie de son œuvre dans Depositum, site d'archives numériques, gratuit et accessible à tous.

L'auteur conserve néanmoins ses droits de propriété intellectuelle, dont son droit d'auteur, sur cette œuvre. Il est donc interdit de reproduire ou de publier en totalité ou en partie ce document sans l'autorisation de l'auteur.

Warning

The library of the Cégep de l'Abitibi-Témiscamingue and the Université du Québec en Abitibi-Témiscamingue obtained the permission of the author to use a copy of this document for non-profit purposes in order to put it in the open archives Depositum, which is free and accessible to all.

The author retains ownership of the copyright on this document. Neither the whole document, nor substantial extracts from it, may be printed or otherwise reproduced without the author's permission.

Table des matières

Table des matières	iii
Liste des figures.....	vii
Liste des tableaux	xiv
Résumé	xv
Abstract	xvii
Remerciements	xix
Chapitre 1 : Introduction Générale.....	1
1.1 Motivations socio-économiques.....	1
1.2 Motivations scientifiques.....	2
1.3 Problématiques.....	3
1.4 Mandat et objectifs	4
Chapitre 2 : Modélisation du multiplicateur de vitesse, simulation dynamique des résonances torsionnelles et amortissement mécanique des oscillations.....	7
2.1 Introduction	7
2.2 Modélisation dynamique du multiplicateur de vitesse.....	8
2.2.1 Modèle d'état du multiplicateur de vitesse.....	9
2.2.2 Simulation dynamique du multiplicateur de vitesse.....	21
2.3 Amortissement mécanique des résonances torsionnelles	25
2.4 . Conclusion.....	26
Chapitre 3. Modélisation et simulation dynamique de la génératrice synchrone à rotor bobiné connectée à une charge locale.....	28
3.1 Introduction	28
3.2 Modélisation de la génératrice synchrone dans le repère abc et dqh.....	29
3.3 Équations électromécaniques en grandeurs réduites (pu).....	37
3.4 Modèles d'état de la génératrice synchrone	40
3.5 Représentation du modèle admittance et hybride.....	41
3.5.1. Modelé admittance	41
3.5.2. Modèle hybride de la génératrice	42
3.5.3. Modèle d'état de la génératrice avec v_f et T_m comme grandeur de commande.	47
3.5.3.1. Modèle de la charge.....	47
3.5.3.2. Modèle de la génératrice connectée à une charge locale.....	51

3.5.4.	Simulation dynamique de la génératrice synchrone connectée à une charge locale	53
3 5.4.1.	Calcul des conditions initiales et détermination des paramètres de simulation	53
3 5.4.2.	Simulation et validation du modèle de la génératrice connectée à la charge	55
3.5.5.	Modélisation du régulateur de l'excitatrice de la génératrice.....	62
3.5.6.	Simulation de l'ensemble génératrice et excitatrice avec régulation de tension connectée à une charge locale.	69
3.6	Conclusion	76
Chapitre 4.	Analyse de la stabilité du convertisseur statique connecté au réseau	78
4.1	Introduction	78
4.2	Modèles d'état du convertisseur statique de puissance.	78
4.2.1	Modèles d'état du convertisseur côté génératrice (redresseur)	79
4.2.2	Modèles d'état du convertisseur côté réseau.....	88
4.2.3	Conclusion.....	94
4.3	Simulation dynamique et analyse de la stabilité du système de conversion globale.	95
4.3.1	Linéarisation du système de conversion globale.	95
4.3.2	Simulations numériques du modèle global linéarisé.	108
4.4	Étude de la stabilité du système de conversion globale.....	111
4.4.1	Commande par retour d'état: Placement de pôles.....	111
4.4.2	Indice de commandabilité des systèmes multivariables	112
4.5	Conclusion.....	113
Chapitre 5:	Impact des défauts sur la dynamique torsionnelle du système de l'aérogénérateur - Amortissement électronique.....	114
5.1	Introduction.....	114
5.2	Structure finale de simulation numérique.	115
5.3	Modèle électromécanique de la génératrice synchrone connectée à la charge	116
5.4	Paramètres du modèle combiné multiplicateur de vitesse et génératrice connectée à une charge locale.	120
5.5	Impact et contingences des défauts pour un couple externe non résonant : application de la composante continue du couple externe.	121
5.5.1	Génératrice connectée à une charge locale résistive.....	121

5.5.1.1	Effet de torsion du passage d'un fonctionnement à vide à une commutation pour une charge résistive pour une composante continue du couple externe.	121
5.5.1.2	Effet de torsion du passage d'un essai de commutation à un délestage pour une charge résistive pour une composante continue du couple externe.	122
5.5.1.3	Effet de torsion du passage d'un essai de fonctionnement nominal à un court-circuit pour une charge résistive pour une composante continue du couple externe.	123
5.5.1.4	Discussion.....	124
5.5.2	Génératrice connectée à une charge locale inductive	125
5.5.2.1	Effet de torsion du passage d'un essai à vide à une commutation pour une charge inductive pour une composante continue du couple externe.	125
5.5.2.2	Effet de torsion du passage d'un essai de commutation à un délestage pour une charge inductive pour une composante continue du couple externe.....	126
5.5.2.3	Effet de torsion du passage d'un essai en fonctionnement nominal à un essai en court-circuit pour une charge inductive pour une composante continue du couple externe. 127	
5.5.2.4	Discusion	128
5.5.3	Génératrice connectée à une charge locale capacitive	128
5.5.3.1	Effet de torsion du passage d'un essai à vide à une commutation pour une charge capacitive pour une charge inductive pour une composante continue du couple externe. .	128
5.5.3.2	Effet de torsion du passage d'un essai de commutation à un délestage pour une charge capacitive pour une charge inductive pour une composante continue du couple externe. 129	
5.5.3.3	Effet de torsion du passage d'un fonctionnement nominal à un essai de court-circuit pour une charge capacitive pour une charge inductive pour une composante continue du couple externe.....	130
5.5.3.4	Discusion	131
5.6	Impact et contingences des défauts pour une composante harmonique du couple externe non résonante et sa composante continue.	132
5.6.1	Génératrice connectée à une charge locale résistive.....	132
5.6.1.1	Effet de torsion du passage d'un fonctionnement à vide à une commutation pour une charge résistive pour une composante harmonique du couple externe non résonante et sa composante continue.	132

5.6.1.2	Effet de torsion du passage d'un essai de commutation à un délestage pour une charge résistive pour une composante harmonique du couple externe non résonante et sa composante continue.	133
5.6.1.3	Effet de torsion du passage d'un essai de fonctionnement nominal à un court-circuit pour une charge résistive pour une composante harmonique du couple externe non résonante et sa composante continue.	134
5.6.1.4	Discusion	135
5.6.2	Génératrice connectée à une charge locale inductive	136
5.6.2.4	Discusion	139
5.6.3	Génératrice connectée à une charge locale capacitive	140
5.6.3.4	Discusion	143
5.7	Conclusion	144
5.8	Possibilités d'amortissement électronique des résonances torsionnelles par un convertisseur de courant.	145
5.8.1	Analyse spectrale du convertisseur de courant.	146
5.8.2	Minimisation des couples pulsatoires	149
5.9	Conclusion	152
	Conclusion générale	154
	Bibliographies	158
	ANNEXES	162

Liste des figures

Figure 1.1 Répartition de la production de l'énergie éolienne dans le monde en 2013 source source [GWEC -conseil Mondial pour l'Énergie Éolienne].....	2
Figure 1. 2 Système de conversion électromécanique globale de l'aérogénérateur.	4
Figure 2. 1 Multiplicateur de vitesse: modèle planétaire à plusieurs étages (photo Designing for Wind Turbine Reliability).....	7
Figure 2. 2 Composantes du sous-système mécanique.....	9
Figure 2. 3. Schémas simplifiés du sous-système mécanique (Multiplicateur de vitesse). a) Modèle torsionnel; b) Modèle simplifié avec les paramètres clés; c) Étage coplanaire du multiplicateur de vitesse; d) Modèle masse ressort.	10
Figure 2. 4. Schéma du circuit électrique du modèle torsionnel.....	14
Figure 2. 5:Schéma du circuit électrique du modèle torsionnel avec les paramètres mécaniques.....	15
Figure 2. 6 Réponse du système à une entrée sinusoïdale du couple de la turbine ne contenant aucune composante fréquentielle naturelle du sous-système mécanique.....	22
Figure 2. 7. Réponse du système à une entrée sinusoïdale du couple de la turbine contenant une composante fréquentielle égale à la fréquence naturelle du système mécanique.	23
Figure 2. 8. Réponse du système à une entrée sinusoïdale du couple de la génératrice contenant une composante fréquentielle égale à la fréquence naturelle du sous-système mécanique.	24
Figure 2. 9. Superposition des couples pulsatoires amortis et résonnants.	24
Figure 2. 10 Effets d'amortissement des couples pulsatoires	26

Figure 3. 1: Machine synchrone et enroulements de la machine dans les axes abc.	30
Figure 3.2. Modèle de la génératrice synchrone dans le repère dq	35
Figure 3.3. Circuits électriques de la génératrice synchrone triphasée dans le référentiel de Park.	36
Figure 3.4. Caractéristique à vide de la génération, détermination du courant $I_{fréf}$	38
Figure 3.5. Représentation des différents modèles suivant les variables d'entrée-sortie .	41
Figure 3.6. Génératrice connectée à une charge locale.....	48
Figure 3.7. Génératrice connectée à un bus infini.	48
Figure 3.8. Diagramme des phaseurs de la génératrice en régime permanent.....	54
Figure 3.9. Courant et tension statoriques dans le référentiel abc pour une charge résistive.	57
Figure 3.10. Courants de champ I_f pour une charge résistive.....	58
Figure 3.11. Courant et tension statoriques dans le référentiel abc pour une charge inductive.....	59
Figure 3.12. Courants de champ I_f et de court-circuit i_a pour une charge inductive.....	60
Figure 3.13. Courant et tension statoriques dans le référentiel abc pour une charge capacitive	62
Figure 3.14. Courant de champ I_f pour une charge capacitive.....	62
Figure 3.15 Modèle en fonction de transfert du système d'excitation régulé.....	65
Figure 3.16. Modèle simplifié du système d'excitation régulé.....	67

Figure 3.17. Tension terminale et de champ pour une référence échelon	68
Figure 3.18. Tension terminale et de champs optimisés.....	69
Figure 3.19. Synoptique d'implémentation de l'excitatrice combinée à la génératrice.....	70
Figure 3.20. Courants et tension statoriques dans le référentiel <i>abc</i> pour une charge résistive.....	71
Figure 3.21. Tension terminale Courants de champ I_F pour une charge résistive	71
Figure 3.22. Courants et tension statoriques dans le référentiel <i>abc</i> pour une charge inductive.....	73
Figure 3.23. Tension terminale, courante de champ I_F pour une charge inductive	73
Figure 3.24. Courants et tension statoriques dans le référentiel <i>abc</i> pour une charge capacitive.....	75
Figure 3.25. Tension terminale, V_t Courant de champ I_F pour une charge capacitive.....	75
Figure 4. 1 Schéma du convertisseur de puissance de type AC-AC.....	79
Figure 4. 2. Schéma du convertisseur côté génératrice de type AC-DC.....	80
Figure 4. 3. Circuit équivalent du convertisseur AC-DC côté génératrice dans le repère <i>dq</i>	80
Figure 4. 4. Circuit équivalent du convertisseur par la méthode de transformation <i>dq</i>	82
Figure 4. 5. Schéma du convertisseur côté génératrice avec régulateur.....	84
Figure 4. 6. Schéma bloc du régulateur PI du convertisseur AC-DC.....	85
Figure 4. 7. Circuit du convertisseur par la méthode de transformation <i>dq</i> à réguler.	85

Figure 4. 8. Schémas classiques de boucles de régulation: (a) de Courant, (b) et de Tension.....	86
Figure 4. 9. Résultats de simulation de la tension du bus continu.....	88
Figure 4. 10. Schéma du convertisseur côté réseau de type DC- AC.....	89
Figure 4. 11. Circuit équivalent du convertisseur DC -AC par la méthode de transformation dq	89
Figure 4. 12. Schéma de commande vectorielle PWM du convertisseur DC-AC.....	91
Figure 4. 13. Schéma bloc du régulateur du convertisseur DC-AC.....	92
Figure 4. 14. Schémas classiques de boucles de régulation sur (a) l'axe d , et sur (b) l'axe q	93
Figure 4. 15 Représentation graphique du modèle d'état ouvert du système conversion globale.....	109
Figure 4. 16 résultats de simulation du couple mécanique T_{1234} du modèle global et du multiplicateur de vitesse.	110
Figure 4. 17 Représentation graphique du modèle d'état fermé du système conversion globale.....	111
Figure 5. 1 Structure finale de la mise en évidence de l'impact des défauts.....	115
Figure 5. 2 Structure finale permettant de mettre en évidence l'impact des défauts et des contingences du réseau sur la dynamique torsionnelle.....	116
Figure 5. 3. Courants et tension statoriques dans le référentiel abc pour une charge résistive.....	118
Figure 5. 4. Courants/tension terminale et couple électromagnétique.....	119

Figure 5. 5. Tensions v_{abc} , Couple électromagnétique et mécanique lors d'un essai de commutation pour une charge résistive.	122
Figure 5. 6. Courant i_{abc} , Couple électromagnétique et mécanique lors d'un essai de délestage pour une charge résistive.....	123
Figure 5. 7. Courant i_{abc} , Couple électromagnétique et mécanique pour un essai de court-circuit sur une charge résistive.....	124
Figure 5. 8. Superposition du couple électromagnétique et mécanique pour une charge résistive pour une composante continue du couple externe.....	124
Figure 5. 9. Tensions v_{abc} , Couple électromagnétique et mécanique lors d'un essai de commutation pour une charge inductive.....	125
Figure 5. 10. Courants i_{abc} , Couple électromagnétique et mécanique lors d'un essai de délestage pour une charge inductive.	126
Figure 5. 11. Courants i_{abc} , Couple électromagnétique et mécanique lors d'un essai de court-circuit pour une charge inductive.	127
Figure 5. 12. Superposition du couple électromagnétique et mécanique pour une charge inductive pour une composante continue du couple externe.	128
Figure 5. 13. Tensions v_{abc} , Couple électromagnétique et mécanique lors d'un essai de commutation pour une charge capacitive.	129
Figure 5. 14. Courants i_{abc} , Couple électromagnétique et mécanique lors d'un essai de délestage pour une charge capacitive.....	130
Figure 5. 15. Courants i_{abc} , Couple électromagnétique et mécanique lors d'un essai de court-circuit pour une charge capacitive.....	131

Figure 5. 16. Superposition du couple électromagnétique et mécanique pour une charge capacitive pour une composante continue du couple externe.	131
Figure 5. 17. Tensions v_{abc} , Couple électromagnétique et mécanique lors d'un essai de commutation pour une charge résistive.	133
Figure 5. 18. Courant i_{abc} , Couple électromagnétique et mécanique lors d'un essai de délestage pour une charge résistive.....	134
Figure 5. 19. Courant i_{abc} , Couple électromagnétique et mécanique pour un essai de court-circuit sur une charge résistive.	135
Figure 5. 20. Superposition du couple électromagnétique et mécanique pour une charge résistive : Application d'une composante harmonique du couple externe non résonante et sa composante continue.	136
Figure 5. 21. Tensions v_{abc} , Couple électromagnétique et mécanique lors d'un essai de commutation pour une charge inductive.....	137
Figure 5. 22. Courants i_{abc} , Couple électromagnétique et mécanique lors d'un essai de délestage pour une charge inductive.	138
Figure 5. 23. Courants i_{abc} , Couple électromagnétique et mécanique lors d'un essai de court-circuit pour une charge inductive.	139
Figure 5. 24 Superpositions des couples électromagnétiques et des couples mécaniques pour une charge inductive pour une composante fréquentielle du couple externe y compris sa composante continue.	140
Figure 5. 25. Tensions v_{abc} , Couple électromagnétique et mécanique lors d'un essai de commutation pour une charge capacitive.	141

Figure 5. 26. Courants i_{abc} , Couple électromagnétique et mécanique lors d'un essai de délestage pour une charge capacitive.....	142
Figure 5. 27. Courants i_{abc} , Couple électromagnétique et mécanique lors d'un essai de court-circuit pour une charge capacitive.....	143
Figure 5. 28 Superpositions des couples électromagnétiques et des couples mécaniques pour une charge capacitive pour une composante fréquentielle du couple externe y compris sa composante continue.	144
Figure 5. 29. Convertisseur AC-DC côté génératrice.....	147
Figure 5. 30. Théorie de modulation des convertisseurs statique.....	147
Figure 5. 31. Aérogénérateur couplé à un convertisseur LCI à indice de pulsation 6/6.	150
Figure 5. 32. Aérogénérateur couplé à un convertisseur LCI à indice de pulsation 12/12.	150
Figure 5. 33. Aérogénérateur couplé à un convertisseur LCI à indice de pulsation 18/18.	151
Figure 5. 34. Aérogénérateur couplé à un convertisseur LCI à indice de pulsation 24/24.	152

Liste des tableaux

Tableau 2. 1: Analogies des paramètres électromécaniques.....	13
Tableau 3. 1: Types de modèles hybrides.....	45
Tableau 3. 2: Données et paramètres de simulation de la génératrice synchrone.....	55
Tableau 3. 3: Coefficients de saturation de la génératrice synchrone.....	56
Tableau 3. 4: Données de simulation des essais sur une charge résistive.....	57
Tableau 3. 5: Données de simulation des essais sur une charge inductive.	59
Tableau 3. 6: Données de simulation des essais sur une charge capacitive.....	61
Tableau 3. 7: Données et paramètres de simulation de l'excitatrice.....	68
Tableau 3. 8: Conditions initiales avant le court-circuit pour une charge résistive.	70
Tableau 3. 9: Conditions initiales avant le court-circuit pour une charge inductive.	72
Tableau 3. 10: Conditions initiales avant le court-circuit pour une charge capacitive.	74
Tableau 4. 1: Paramètres du convertisseur AC-DC côté génératrice.....	88
Tableau 5. 1: Conditions initiales avant le court-circuit pour une charge résistive.	118
Tableau 5. 2: Comparatif des résonances mécanique pour une charge inductive	140
Tableau 5. 3: Comparatif des résonances mécaniques pour une charge capacitive.....	144

Résumé

L'inquiétude au sujet des phénomènes de vibrations de torsion des machines tournantes est continuellement annoncée depuis plusieurs années à partir d'applications diversifiées telles que l'industrie du pétrole et du gaz, des mines, des pâtes à papiers, les systèmes de traction ferroviaire, les applications automobiles.

Pour les aérogénérateurs, les fluctuations (incontrôlables) de la vitesse du vent sont transmises sous forme de puissance variable; ainsi le couple externe appliqué au multiplicateur de vitesse produit un couple mécanique qui sera appliqué à l'arbre de la génératrice. Ce couple externe est une superposition d'une composante continue dominante et d'un ensemble de composantes harmoniques; il en est de même du couple mécanique appliqué à la génératrice. L'interaction entre les fréquences des composantes harmoniques du couple externe et les fréquences naturelles de l'arbre pourrait produire des résonances torsionnelles de l'arbre mécanique.

Il faut aussi préciser que tout défaut électrique et/ou toute contingence de charge pouvant se produire dans le réseau peuvent entraîner des résonances torsionnelles dans le système mécanique. En effet, de tels comportements dynamiques ont une répercussion directe sur le couple dans l'entrefer de la génératrice. Ils y créent des composantes pulsatoires supplémentaires du couple, et ces dernières pourraient également interagir avec les fréquences naturelles de l'arbre, potentiellement en excitant les résonances torsionnelles. Pour tenir compte de telles dynamiques, une modélisation appropriée de l'ensemble du système est nécessaire.

L'objectif de ce mémoire est d'analyser et de mettre en évidence les impacts des défauts et des contingences du réseau dans la dynamique torsionnelle des aérogénérateurs. Dans le but d'atteindre cet objectif, nous avons :

- Modélisé et simulé le sous-système multiplicateur de vitesse, identifier les fréquences non externes qui pourraient entraîner un risque de résonance;
- Identifié la plage de fonctionnement dans laquelle il n'existerait aucun risque de résonance;

- Calculé les efforts de torsion que subiront les masses en rotation;

Hormis les modèles admittance et hybride de la machine synchrone, nous avons construit un modèle de la génératrice qui admet comme vecteur de commande la tension de champ et le couple mécanique. Les résultats de simulation de défauts et des contingences sur une charge locale sont présentés. Nous avons également :

- Décrit un modèle d'état du convertisseur statique invariant dans le temps en éliminant l'action des commutations par la méthode de transformation dq dans lequel le convertisseur de puissance de type AC-DC-AC, hormis son système de régulateur PID, a été traité comme un transformateur électrique.
- Nous avons également combiné des différents sous modèles d'état en vue d'étudier la stabilité du système globale de conversion via la commande par retour d'état en utilisant la méthode de placement de pôles.

Finalement, nous avons décrit la structure complète du modèle permettant de mettre en évidence l'impact des défauts et des contingences du réseau sur la dynamique torsionnelle. Des simulations numériques de ces impacts sont présentées et discutées, nous y montrons aussi des possibilités d'élimination des composantes harmoniques de couple; lorsque la génératrice est connectée à un convertisseur de courant à thyristors à commutation assistée côté charge (LCI: Load Commutated Inverter). Le modèle tient compte des convertisseurs ayant des indices de pulsation machine/réseau 12/12, 18/18 et 24/24. La stratégie de commande des interrupteurs de puissance du convertisseur qui peut être une commande de type autopilotée a été exclue de ce modèle afin d'en simplifier l'analyse, leur impact sur l'analyse torsionnelle étant très limité.

Dans le contexte d'une plage de fonctionnement sans risque, les résultats de simulation pour une charge (résistive, inductive et capacitive) montrent que le risque de résonance côté mécanique dépend surtout du pic du couple électromagnétique dans l'entrefer de la génératrice; plus le temps de stabilité après le pic est grand, plus le couple mécanique augmente en amplitude.

Abstract

The concern about the phenomena of torsional vibration of rotating machines is continually announced several years ago from diverse applications such as oil and gas industry, mining, paper and pulp, railway traction systems, automotive applications.

For wind turbines, fluctuations (uncontrollable) of wind speed are transmitted as variable power; and the external torque applied to the speed multiplier produces a mechanical torque to be applied to the generator shaft. The external torque is a superposition of a dominant continuous component and a set of harmonic components; it is the same of the mechanical torque applied to the generator. The interaction between the frequencies of the harmonic components of the external torque and the shaft could produce natural frequencies of torsional resonance of the mechanical shaft.

It should also be noted that any electrical fault and / or charging contingency that may occur in the network can result in torsional resonance in the mechanical system. Indeed, such dynamic behavior have a direct effect on the torque in the air gap of the generator. They create additional pulsating torque components, and these could also interact with the natural frequencies of the shaft, potentially exciting torsional resonance. To account for such dynamic appropriate modeling of the entire system is necessary.

The objective of this paper is to analyze and highlight the impacts of faults and contingencies network in torsional dynamic wind turbines. In order to achieve this, we:

- Modeled and simulated multiplier subsystem speed, identifying no external frequencies that could result in a risk of resonance;
- Identified the operating range in which there would be no risk of resonance;
- Calculated twisting forces experienced by the masses in rotation;

Apart from the models and hybrid admittance of the synchronous machine, we built a model of the generator, which admits as control vector field voltage and the mechanical torque. Simulation results of faults and contingencies on local load are presented. We also have:

- Describes a state invariant model of the power converter in time by eliminating the action of switching by dq transformation method in which the type of power converter AC-DC-AC, apart from its PID control system was treated like an electrical transformer.
- We also combined different sub for state models to study the stability of the overall system of conversion via the feedback control state using the pole placement method.

Finally, we described the overall structure of the model to highlight the impact of faults and contingencies network on torsional dynamic. Numerical simulations of these impacts are presented and discussed, we will also show the possibilities of eliminating torque harmonic components; when the generator is connected to a power converter to power load side switching SCR (LCI: Load Commutated Inverter). The model accounts for converters with machine pulsation indices / network 12/12, 18/18 and 24/24. The control strategy of the inverter power switches that can be a autopilotée type of control has been excluded from this model to simplify the analysis, the impact on the torsional analysis is very limited.

In the context of a range of safe operation, the simulation results for a load (resistive, inductive and capacitive) show that the risk of mechanical side resonance peak depends mainly on the electromagnetic torque in the air gap of the generator; more time after the peak of stability, the greater the mechanical torque increases in magnitude.

Remerciements

Les travaux que nous présentons dans ce mémoire ont été effectués à l'École de Génie de l'Université du Québec en Abitibi Témiscaminque, sous la direction de **Pr René Wamkeue (ing, Ph.D)**, professeur titulaire à l'UQAT, et sous la codirection de **Dr Joseph Song Manguelle (ing, Ph.D)**, Exxon Mobil Development, Houston, TX, USA; et avec la collaboration **M. Gabriel EKEMB, Doctorant de l'Université du Québec à Chicoutimi**, en accueille à l'Université du Québec en Abitibi Témiscaminque.

Mes remerciements:

- À **M. René Wamkeue**, mon indéfectible attachement et mon profond respect non seulement pour m'avoir proposé ce thème, mais aussi pour la contribution technico-scientifique qui a permis de rehausser la qualité de ce mémoire, sans oublier votre généreuse personne.
- À **M. Joseph Song Manguelle**, son expertise et ses qualités professionnelles m'ont permis de mieux cerner de nombreux concepts techniques et contribués à rehausser la qualité technique exposée dans le présent mémoire.
- **M. Gabriel EKEMB**, vos qualités humaines et professionnelles sont une référence, je vous remercie grandement pour l'orientation que vous avez su donner à ma vie du point de vue académique, professionnelle et sociale. Recevez ici toute ma reconnaissance.
- Aux **Membres du jury** de m'avoir fait l'honneur de présider le jury de cette soutenance de mémoire, malgré leurs multiples occupations.

Que mes remerciements aillent :

- À mes coéquipiers du groupe de recherche GREENG, pour leurs nombreuses suggestions lors de nos présentations mensuelles.
- À mes coéquipiers du Groupe de Recherche d'Électronique Industrielle et Système (**GREIS**), pour toutes les discussions techniques et enrichissantes que nous avons de façon hebdomadaire.
- Je tiens à exprimer ma reconnaissance à tous ceux ou celles qui ont de près ou de loin contribué à la réalisation de ce travail et qui ne sont nommément pas cités ici.

Enfin, j'exprime toute ma reconnaissance à **Denise Fankam**, mon épouse, à **Anne Naturel**, **Gabriel Diouk** et **Louis Océan** nos enfants; et à **Simb Catherine** ma mère.

Qu'ils reçoivent ici ma profonde gratitude pour leurs innombrables sacrifices.

Chapitre 1 : Introduction Générale

1.1 Motivations socio-économiques.

Au cours des deux dernières décennies, de grandes variétés de technologies d'énergie éolienne ont été développées, ce qui a permis d'améliorer l'efficacité de conversion et de réduire les coûts de production d'énergie éolienne. La taille des éoliennes a augmenté de quelques kilowatts à plusieurs mégawatts chacune. En plus des installations sur la terre, les grandes éoliennes ont été placées en mer pour récolter plus d'énergie et de réduire leur impact sur l'utilisation des terres et du paysage. [1]

Pour réduire les coûts de fabrication et de maintenance, les aérogénérateurs intégraient en général une machine à induction fonctionnant en générateur. De nos jours, les machines synchrones sont de plus en plus utilisées. Aussi compte tenu des récents développements en matière d'électronique de puissance, les convertisseurs de puissance sont de plus en plus mis à contribution pour une conversion optimale de l'énergie éolienne. Que ce soit dans la cogénération électrique ou dans la production autonome, la maintenance des éoliennes est un défi majeur qui accroît leur coût de productivité et donc par conséquent diminue les bénéfices des producteurs; dans ce contexte ce projet de maîtrise vise donc à étudier et à proposer des solutions aux vibrations torsionnelles.

La capacité éolienne installée dans le monde était de 318 GW fin 2013, et devrait augmenter de plus de 400% pour atteindre 1.107 GW en 2030. La puissance éolienne installée dans le monde devrait être multipliée par 3 pour atteindre 910 GW en 2025, le marché mondial de l'éolien devrait plus que doubler au cours de cette période, passant de 21 à 47 milliards d'Euros (30 à 66,5 milliards de dollars CAD). Depuis 2013 la République Populaire de Chine est le plus grand producteur d'énergie éolienne dans le monde (voir Figure 1. 1). Le Canada est le cinquième plus grand producteur; produisant environ 4.5% de l'approvisionnement énergétique éolien mondial [2-4].

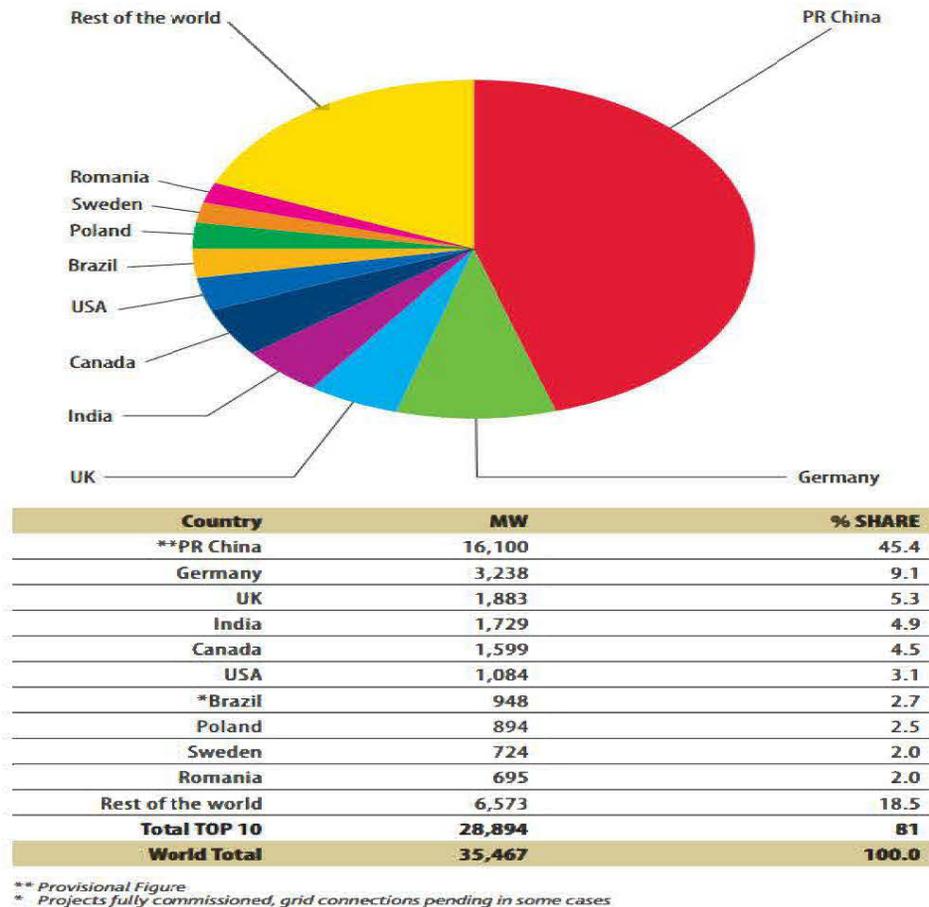


Figure 1. 1 Répartition de la production de l'énergie éolienne dans le monde en 2013, source [GWEC -conseil Mondial pour l'Énergie Éolienne]

1.2 Motivations scientifiques.

L'efficacité est devenue une figure majeure du mérite dans l'industrie aujourd'hui à cause des avantages économiques avec une importante durabilité. Cela a mené à une forte demande des entraînements à vitesse réglable [Adjustable speed drive (ASD)], augmentant ainsi leur intérêt dans un marché fortement dominé par des connexions directes des entraînements électriques (encore plus de 80% dans plusieurs secteurs industriels) [5].

Les résonances mécaniques sont en réalité un domaine de recherche assez avancée des ingénieurs mécaniciens. Dans des applications exigeant l'utilisation des convertisseurs

statiques, l'ensemble convertisseur-machine produit des couples fonction de la topologie du convertisseur (convertisseur de courant à base de thyristors), de la stratégie de commande. Ces paramètres ne dépendent pas du constructeur de la charge mécanique. La topologie du convertisseur statique est fonction des exigences de l'application, des normes internationales et du client. Une harmonisation de la terminologie utilisée et une bonne compréhension des besoins entre ingénieurs mécaniciens et électriciens sont nécessaires.

En utilisant des techniques d'automatique avancées, ce travail propose une modélisation réaliste du problème de résonance mécanique et des techniques de prédictions des performances suite aux défauts et aux contingences du réseau électriques.

1.3 Problématiques.

Parce que les caractéristiques des éoliennes sont très différentes de celles des centrales électriques conventionnelles, et compte tenu de la fluctuation du vent; le développement des centrales éoliennes affecte de nombreux aspects de l'exploitation et le contrôle du système d'alimentation, tel que la protection, le contrôle de la fréquence, l'équilibrage du système, la stabilité transitoire, la stabilité de la tension et de la commande, sans oublier la dynamique torsionnelle du système d'entraînement [6]; aussi une variété de défauts pouvant se produire dans les enroulements de la génératrice ou dans la charge connectée au réseau. [7, 8].

Pour les aérogénérateurs, les fluctuations de la vitesse du vent (vitesse incontrôlable) sont transmises sous forme de fluctuations de puissance électrique. Ainsi le couple mécanique appliqué à la génératrice est périodique et représente un ensemble de composantes harmoniques. Il pourrait ainsi se produire des résonances torsionnelles entre les arbres mécaniques sous forme de percussion dans le système mécanique ou sous forme d'impulsion dans le système électrique [9].

Hormis cette problématique, l'interaction entre variateurs de vitesse et les productions mécaniques rotatives augmentent le risque de résonance mécanique, sur les arbres tournants; ce risque existe dans toutes les applications tournantes entraînées par des

variateurs de vitesse (ex. les turbines éoliennes, cimenteries, mines, plateformes pétrolières). La connexion des convertisseurs statiques de puissance sur le réseau électrique entraîne de nouveaux défis et exige la recherche de solutions optimales permettant de limiter leurs effets néfastes, comme la pollution du réseau par les harmoniques de courants ou de tensions [9, 10]. Par conséquent, un modèle approprié est nécessaire pour étudier le comportement de la dynamique torsionnelle du système de conversion électromécanique.

L'analyse des impacts des défauts et des contingences de charge dans la dynamique torsionnelle du système de conversion d'énergie électromécanique est le principal objectif de ce mémoire. Une attention particulière sera portée à la modélisation et simulation du système global de conversion.

1.4 Mandat et objectifs

La Figure 1. 2 montre le synoptique du système de conversion d'énergie électromécanique exploité dans ce mémoire, il utilise une machine synchrone à rotor bobiné dont les enroulements du stator sont reliés au réseau électrique par l'intermédiaire d'un convertisseur statique de puissance, ayant comme interface un transformateur électrique. Afin de l'adapter aux fréquences industrielles des réseaux électriques (50Hz et 60Hz), il est nécessaire d'utiliser un multiplicateur de vitesse mécanique (à trois étages dont deux engrenages planétaires et un engrenage simple) entre la turbine et la machine synchrone.

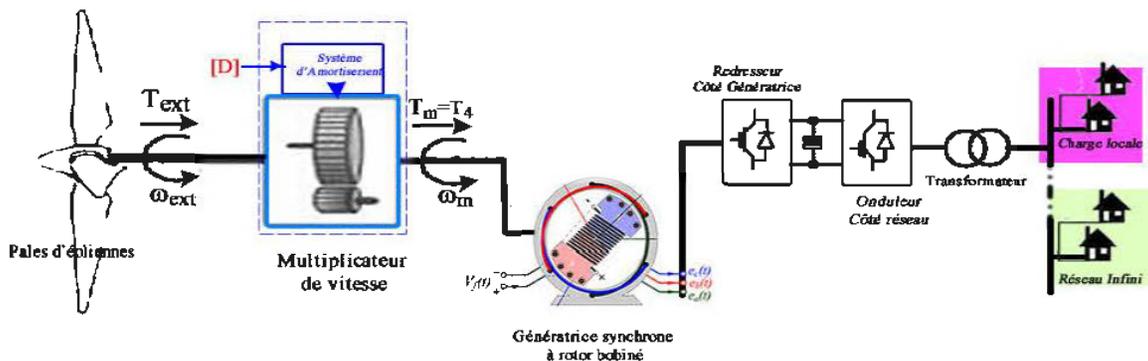


Figure 1. 2 Système de conversion électromécanique globale de l'aérogénérateur.

Les résonances rotatives sont des phénomènes indésirables qui peuvent se produire dans un système de transmission d'énergie. Elles peuvent avoir lieu lorsque la fréquence d'excitation correspond à la fréquence naturelle du système.

L'objectif est donc non seulement d'identifier les fréquences externes qui pourraient entraîner un risque de résonance, mais aussi d'observer l'impact que subirait le multiplicateur de vitesse lors d'un défaut ou d'une contingence de charge dans le fonctionnement de l'installation afin de contourner les plages susceptibles de compromettre le bon fonctionnement du système de production.

La modélisation numérique de la chaîne de conversion électromécanique vise en premier lieu l'obtention d'un outil de dimensionnement et d'investigation. Le modèle complet peut être linéaire ou non linéaire; dans les deux cas, il peut être dynamique (représenté sur une longue période) ou non dynamique (représenté autour d'un point de fonctionnement).

A priori, l'analyse des valeurs propres d'un modèle permet de s'assurer de la stabilité dudit modèle sans prise en compte des autres éléments qui lui sont interconnectés, ceci est aisément vérifiable à travers les modèles d'état. L'objectif initial des chapitres dans ce mémoire est de produire à la base un modèle représentatif du comportement torsionnel du système de conversion d'énergie que l'on souhaite étudier.

Afin d'atteindre nos objectifs, ce mémoire est structuré comme suit:

Au deuxième chapitre, une modélisation du multiplicateur de vitesse est faite afin d'avoir un modèle mathématique régissant son fonctionnement et directement exploitable par les outils d'analyse numérique. Cette modélisation d'état est un ensemble de relations mathématiques permettant notamment une définition directe de la plage de fonctionnement dans laquelle les composantes harmoniques du couple externes seraient susceptibles d'exciter les modes de résonance torsionnelle du multiplicateur de vitesse. De même, cette analyse permet de prédire les efforts de torsion que subiront les masses en rotation. [9-15]

Au troisième chapitre, nous présentons les techniques de modélisation dynamique de la génératrice. Les modèles admittance et hybride (en négligeant la dynamique des flux statoriques et l'effet des résistances rotoriques) sont présentés. Le modèle hybride admet comme vecteur de commande les courants statoriques puis la tension de champ, et comme vecteur de sortie les tensions statoriques puis le courant de champ. Le modèle finalement exploité dans notre dans ce mémoire un modèle qui admet comme vecteur de commande la tension de champ et le couple mécanique [16-23]. Pour ce dernier modèle, les résultats de simulation de défauts et des contingences de charge locale sont présentés.

Le quatrième chapitre, décrit un modèle (d'état) du convertisseur statique invariant dans le temps (élimination de l'action de commutation) par la méthode de transformation dq dans lequel le convertisseur de puissance de type AC-DC-AC hors mis son système de régulateur PID peut être traité comme un transformateur électrique [24-28]. Nous montrons également la combinaison des différents sous modèles d'état en vue d'étudier la stabilité du système global de conversion via la commande par retour d'état (placement de pôles). Les techniques de linéarisation autour d'un point de fonctionnement y seront exploitées

Le cinquième chapitre montre la structuration finale permettant de mettre en évidence l'impact des défauts et des contingences du réseau sur la dynamique torsionnelle. Des simulations numériques de ces impacts sont présentées, nous y montrons aussi des possibilités d'élimination des composantes harmoniques de couple; lorsque la génératrice est connectée à un LCI (Load Commuted Inverter) à thyristor à indice de pulsation 12/12, 18/18 et 24/24.

Chapitre 2 : Modélisation du multiplicateur de vitesse, simulation dynamique des résonances torsionnelles et amortissement mécanique des oscillations.

2.1 Introduction

La vitesse de rotation de l'arbre de la turbine éolienne se situe généralement entre 6 et 20 tr/min. Le multiplicateur de vitesse (transmission mécanique) sert entre autres à adapter cette vitesse à la génératrice qui requiert une plus grande (1800 tr/min pour une génératrice à 2 paires de pôle). La Figure 2. 1, illustre la représentation physique d'un multiplicateur de vitesse à plusieurs étages d'engrenages. Un système mécanique de freinage est généralement associé à la transmission mécanique. Ce dernier permet d'arrêter les pâles du rotor pour des vitesses de vent trop faibles ou trop fortes. En dehors de sa plage de fonctionnement normale, la mécanique du rotor de la turbine peut entrer en résonance [18].

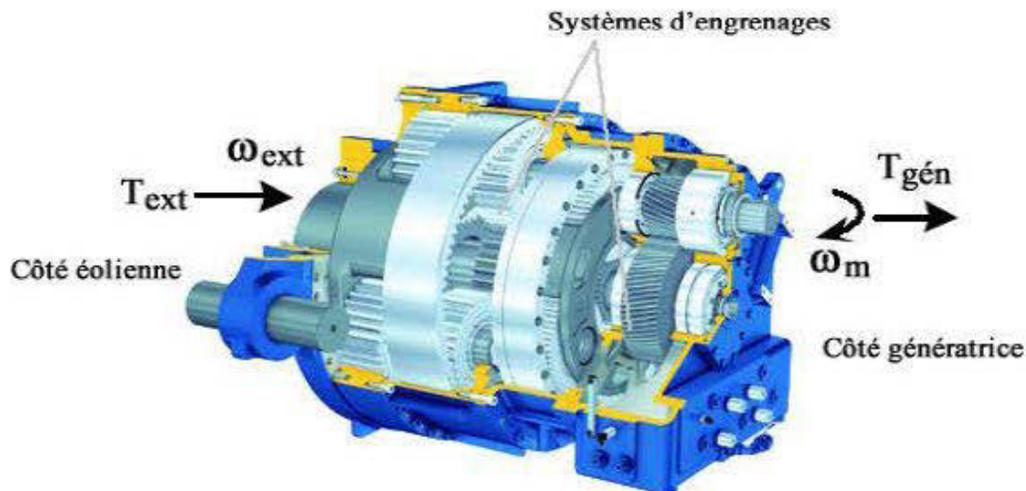


Figure 2. 1 Multiplicateur de vitesse: modèle planétaire à plusieurs étages (photo Designing for Wind Turbine Reliability)

L'objectif initial de ce chapitre est la modélisation et la simulation dynamique du sous-système mécanique. La technique de modélisation choisie est la modélisation par modèle d'état.

Le sous-système mécanique est essentiellement composé d'une turbine éolienne (par hypothèse seule l'inertie de la turbine est considérée dans le modèle) connectée à une génératrice synchrone via un multiplicateur de vitesse.

Le **premier paragraphe** de ce chapitre montre la modélisation dynamique du sous-système mécanique; la deuxième loi d'équilibre dynamique de Newton appliqué au modèle masse-ressort en négligeant les coefficients d'amortissement permet d'écrire les équations dynamiques, dont le modèle d'état de la partie mécanique.

Le **deuxième paragraphe** montre la simulation dynamique du sous-système mécanique, nous utilisons le bloc *s-function* de Matlab-Simulink.

Le **troisième paragraphe** présente l'effet de l'amortissement sur la résonance torsionnelle par en ajustant progressif des valeurs numériques des amortisseurs.

2.2 Modélisation dynamique du multiplicateur de vitesse.

La Figure 2. 2 montre le sous-système mécanique; composé essentiellement d'une turbine éolienne (par hypothèse seule l'inertie de la turbine est considérée dans le modèle) connectée à une génératrice synchrone via un multiplicateur de vitesse à trois étages dont 2 trains d'engrenages planétaires et un train d'engrenage simple; ce qui rend la modélisation du sous-système plus ou moins complexe.

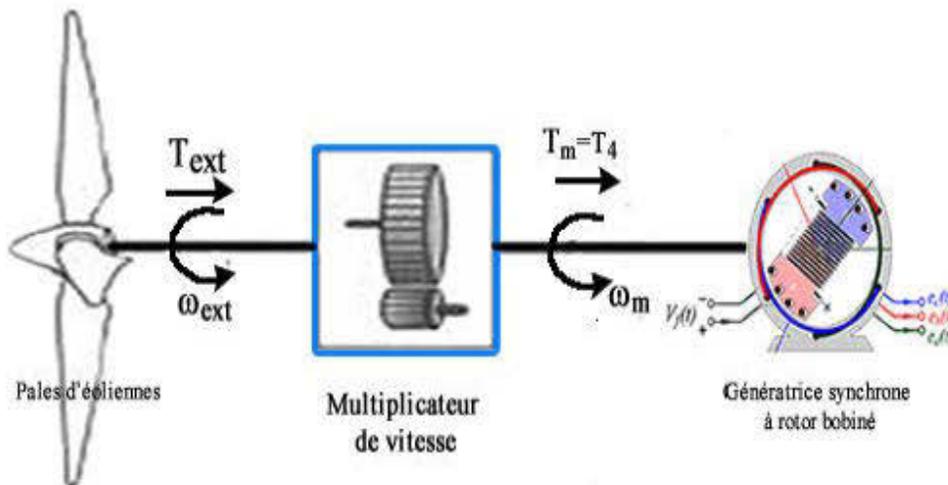


Figure 2. 2 Composantes du sous-système mécanique.

Le multiplicateur de vitesse intervient dans la plupart des éoliennes pour une production à grande échelle; il joue le rôle de transmetteur de puissance (de transformateur mécanique) du rotor à la génératrice. Dans les systèmes fonctionnant à grande puissance, c'est le multiplicateur de vitesse à trois étages qui est souvent utilisé vu les grands rapports de transformation qui rentrent en jeu.

2.2.1 Modèle d'état du multiplicateur de vitesse

Le modèle mécanique du multiplicateur de vitesse obtenue nommé modèle torsionnel peut être représenté comme l'assemblage de ressorts de torsion sans masse dont on connaît la rigidité et la connectivité [9-13, 29]. La Figure 2. 3 montre un schéma simplifié du sous-système mécanique comprenant un multiplicateur de vitesse à 3 étages avec ses différents paramètres (moments d'inertie et les constantes de raideur).

À partir du modèle torsionnel et du modèle simplifié avec ses paramètres clés ramenés à la vitesse de rotation du rotor, illustré à la Figure 2. 3; nous définissons les inerties J_{M1} , J_{M2} , J_{M3} et J'_r puis les constantes de raideurs K'_1 , K'_2 et K'_3 présentés dans les équations (2.1) et (2.2) [11, 12, 29].

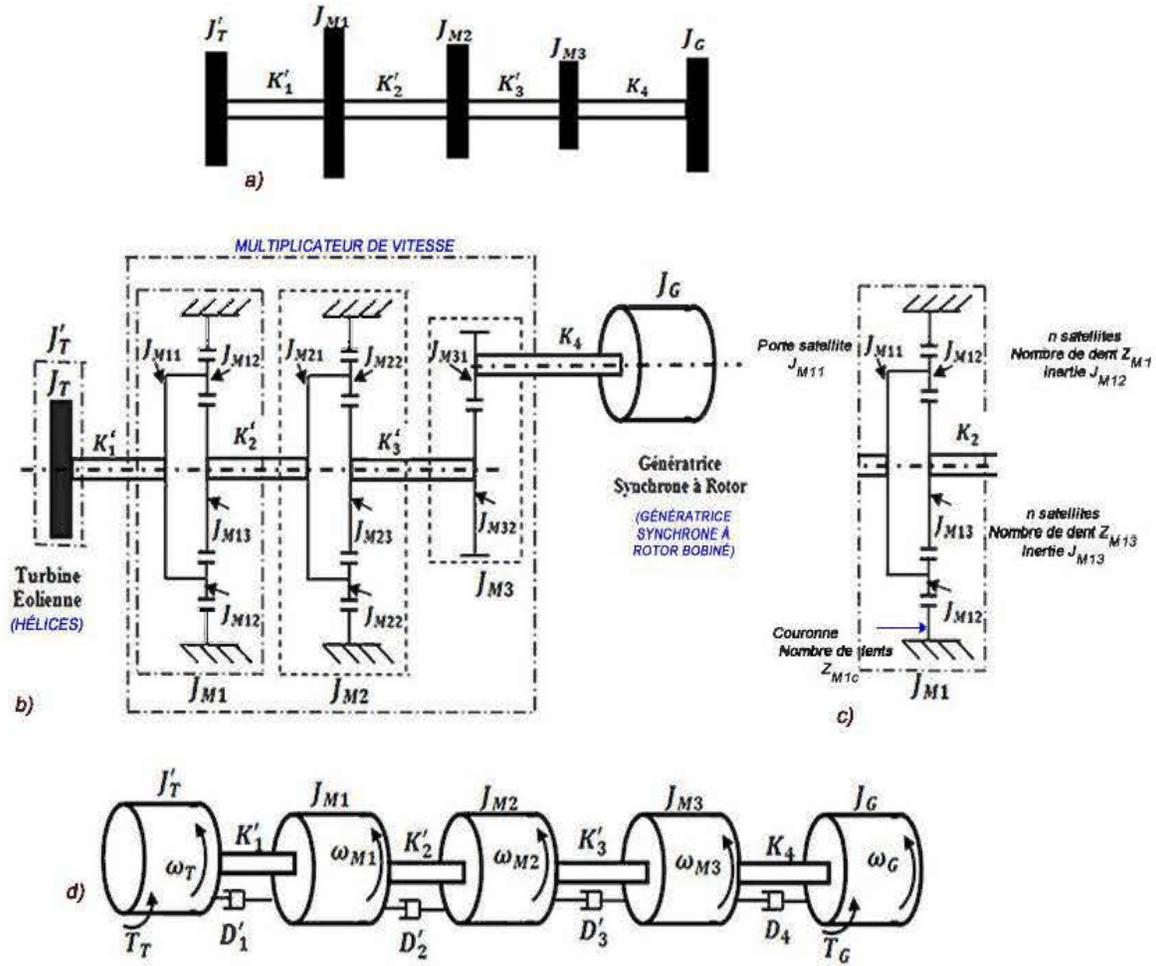


Figure 2. 3. Schémas simplifiés du sous-système mécanique (Multiplieur de vitesse).
a) Modèle torsionnel; b) Modèle simplifié avec les paramètres clés; c) Étage coplanaire du multiplieur de vitesse; d) Modèle masse ressort.

$$\begin{cases}
 J_{M1} = \left[(nm_{12}(a'_1)^2 + J_{M11}) \left(\frac{R_{2e3}}{R_{2e3}-1} \right)^2 + nJ_{M12} \left(R_{123} + \frac{(1-R_{123})R_{1e3}}{R_{1e3}-1} \right)^2 + J_{M13} \left(\frac{R_{2e3}}{R_{2e3}-1} \right)^2 R_{321}^2 \right. \\
 J_{M2} = \left[(nm_{22}(a'_2)^2 + J_{M21}) \left(\frac{R_{2e3}}{R_{2e3}-1} \right)^2 + nJ_{M22} \left(R_{223} + \frac{(1-R_{223})R_{2e3}}{R_{2e3}-1} \right)^2 + J_{M23} R_{321}^2 \right. \\
 J_{M3} = J_{M31} + J_{M32} R_{321}^2 \\
 J'_T = J_T R_{321}^2 \left(\frac{R_{2e3}}{R_{2e3}-1} \right)^2 \left(\frac{R_{1e3}}{R_{1e3}-1} \right)^2
 \end{cases} \quad (2.1)$$

$$\begin{cases} K'_1 = K_1 R_{321}^2 \left(\frac{R_{2c3}}{R_{2c3} - 1} \right)^2 \left(\frac{R_{1c3}}{R_{1c3} - 1} \right)^2 \\ K'_2 = K_2 R_{321}^2 \left(\frac{R_{2c3}}{R_{2c3} - 1} \right)^2 \\ K'_3 = K_3 R_{321}^2 \end{cases} \quad (2.2)$$

Avec

$$\begin{cases} R_{321} = -\frac{Z_{M31}}{Z_{M32}}; & R_{223} = -\frac{Z_{M23}}{Z_{M22}}; & R_{2c3} = -\frac{Z_{M23}}{Z_{M2c}} \\ R_{123} = -\frac{Z_{M13}}{Z_{M12}}; & R_{1c3} = -\frac{Z_{M13}}{Z_{M1c}} \end{cases} \quad (2.3)$$

Où

m_{12} : Masse du satellite du 1^{er} train d'engrenage planétaire;

a'_1 : Entraxe du 1^{er} train d'engrenage planétaire;

m_{22} : Masse du satellite du 2^e train d'engrenage planétaire;

a'_2 : Entraxe du 2^e train d'engrenage planétaire;

n : Nombre de satellites pour les deux trains d'engrenage planétaires.

Le modèle masse-ressort (voir Figure 2. 3) prend en compte les coefficients d'amortissement rotor-rotor; on néglige les coefficients d'amortissement rotor-châssis puisqu'il s'agit d'un système purement rotatif. La loi d'équilibre dynamique de Newton appliqué au modèle masse-ressort (voir Figure 2. 3) s'écrit comme le montrent les équations de l'expression (2.4).

$$\begin{cases}
J_T \frac{d\omega_T}{dt} = T_T + K_1' \int (\omega_{M1} - \omega_T) dt + D_1' (\omega_{M1} - \omega_T) \\
J_{M1} \frac{d\omega_{M1}}{dt} = K_1' \int (\omega_T - \omega_{M1}) dt + D_1' (\omega_T - \omega_{M1}) + K_2' \int (\omega_{M2} - \omega_{M1}) dt + D_2' (\omega_{M2} - \omega_{M1}) \\
J_{M2} \frac{d\omega_{M2}}{dt} = K_2' \int (\omega_{M1} - \omega_{M2}) dt + D_2' (\omega_{M1} - \omega_{M2}) + K_3' \int (\omega_{M3} - \omega_{M2}) dt + D_3' (\omega_{M3} - \omega_{M2}) \\
J_{M3} \frac{d\omega_{M3}}{dt} = K_3' \int (\omega_{M2} - \omega_{M3}) dt + D_3' (\omega_{M2} - \omega_{M3}) + K_4' \int (\omega_G - \omega_{M3}) dt + D_4' (\omega_G - \omega_{M3}) \\
J_G \frac{d\omega_G}{dt} = K_4' \int (\omega_{M3} - \omega_G) dt + D_4' (\omega_{M3} - \omega_G) - T_G
\end{cases} \quad (2.4)$$

Nous appliquons la transformation de Laplace aux équations de l'expression (2.4) et nous aboutissons à la relation (2.5) ci-dessous.

$$\begin{cases}
J_T s \omega_T = T_T + \frac{K_1'}{s} (\omega_{M1} - \omega_T) + D_1' (\omega_{M1} - \omega_T) \\
J_{M1} s \omega_{M1} = \frac{K_1'}{s} (\omega_T - \omega_{M1}) + D_1' (\omega_T - \omega_{M1}) + \frac{K_2'}{s} (\omega_{M2} - \omega_{M1}) + D_2' (\omega_{M2} - \omega_{M1}) \\
J_{M2} s \omega_{M2} = \frac{K_2'}{s} (\omega_{M1} - \omega_{M2}) + D_2' (\omega_{M1} - \omega_{M2}) + \frac{K_3'}{s} (\omega_{M3} - \omega_{M2}) + D_3' (\omega_{M3} - \omega_{M2}) \\
J_{M3} s \omega_{M3} = \frac{K_3'}{s} (\omega_{M2} - \omega_{M3}) + D_3' (\omega_{M2} - \omega_{M3}) + \frac{K_4'}{s} (\omega_G - \omega_{M3}) + D_4' (\omega_G - \omega_{M3}) \\
J_G s \omega_G = \frac{K_4'}{s} (\omega_{M3} - \omega_G) + D_4' (\omega_{M3} - \omega_G) - T_G
\end{cases} \quad (2.5)$$

À partir des expressions de l'équation (2.5); on pose les expressions des équations (2.6) et (2.7); permettant de déterminer respectivement les couples sur l'ensemble des masses en rotation, ainsi que leurs vitesses de rotation angulaires.

$$\begin{cases}
T_1 = \frac{K_1'}{s} (\omega_{M1} - \omega_T) + D_1' (\omega_{M1} - \omega_T) = (\omega_{M1} - \omega_T) \left(\frac{K_1'}{s} + D_1' \right) \\
T_2 = \frac{K_2'}{s} (\omega_{M2} - \omega_{M1}) + D_2' (\omega_{M2} - \omega_{M1}) = (\omega_{M2} - \omega_{M1}) \left(\frac{K_2'}{s} + D_2' \right) \\
T_3 = \frac{K_3'}{s} (\omega_{M3} - \omega_{M2}) + D_3' (\omega_{M3} - \omega_{M2}) = (\omega_{M3} - \omega_{M2}) \left(\frac{K_3'}{s} + D_3' \right) \\
T_4 = \frac{K_4'}{s} (\omega_G - \omega_{M3}) + D_4' (\omega_G - \omega_{M3}) = (\omega_G - \omega_{M3}) \left(\frac{K_4'}{s} + D_4' \right)
\end{cases} \quad (2.6)$$

$$\begin{cases} J'_T s \omega_T = T_T - T_1 \\ J_{M1} s \omega_{M1} = T_1 - T_2 \\ J_{M2} s \omega_{M2} = T_2 - T_3 \\ J_{M3} s \omega_{M3} = T_3 - T_4 \\ J_G s \omega_G = T_4 - T_G \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} \omega_T = \frac{T_T - T_1}{s J'_T} \\ \omega_{M1} = \frac{T_1 - T_2}{s J_{M1}} \\ \omega_{M2} = \frac{T_2 - T_3}{s J_{M2}} \\ \omega_{M3} = \frac{T_3 - T_4}{s J_{M3}} \\ \omega_G = \frac{T_4 - T_G}{s J_G} \end{cases} \quad (2.7)$$

Dans l'intention d'écrire le modèle d'état du système, nous exploitons le Tableau 2. 1 [9, 11], qui présente les analogies possibles entre les grandeurs mécaniques et électriques. En réécrivant les équations des expressions (2.6) et (2.7) dans le domaine temporel, on obtient les expressions des couples données par (2.8).

Tableau 2. 1: Analogies des paramètres électromécaniques

Paramètres mécaniques		Analogies électriques	
Désignations	Symboles	Désignations	Symboles
Couple	$T (N.m)$	Tension	$V (V)$
Vitesse angulaire	$\omega (rad/s)$	Courant	$i (A)$
Inertie	$J (Kg.m^2)$	Inductance	$L (H)$
Inverse de la raideur	$1/K (rad/N.m)$	Capacitance	$C (F)$
Amortisseur	$D (N.m.s/rad)$	Résistance	$R (\Omega)$

Les analogies électriques des expressions (2.8) sont ainsi présentées dans l'expression (2.9). À partir de cette expression on écrit le circuit électrique équivalent du modèle torsionnel du sous-système mécanique comme illustré à la Figure 2. 4 ; dans lequel les coefficients d'amortissement précédemment négligés par souci de simplicité ont été réintroduits afin d'obtenir un modèle plus complet et tenant compte de manière adéquate aux différents phénomènes d'amortissement sur l'ensemble de l'arbre.

$$\begin{cases}
 J'_T \frac{d\omega_r}{dt} = T_r - T_1 \\
 J_{M1} \frac{d\omega_{M1}}{dt} = T_1 - T_2 \\
 J_{M2} \frac{d\omega_{M2}}{dt} = T_2 - T_3 \\
 J_{M3} \frac{d\omega_{M3}}{dt} = T_3 - T_4 \\
 J_G \frac{d\omega_G}{dt} = T_4 - T_G
 \end{cases}
 \text{ Avec }
 \begin{cases}
 T_1 = K'_1 \int (\omega_{M1} - \omega_r) dt + D'_1 (\omega_{M1} - \omega_r) \\
 T_2 = K'_2 \int (\omega_{M2} - \omega_{M1}) dt + D'_2 (\omega_{M2} - \omega_{M1}) \\
 T_3 = K'_3 \int (\omega_{M3} - \omega_{M2}) dt + D'_3 (\omega_{M3} - \omega_{M2}) \\
 T_4 = K'_4 \int (\omega_G - \omega_{M3}) dt + D'_4 (\omega_G - \omega_{M3})
 \end{cases}
 \quad (2.8)$$

$$\begin{cases}
 L'_T \frac{di_r}{dt} = V_r - V_1 \\
 L_{M1} \frac{di_{M1}}{dt} = V_1 - V_2 \\
 L_{M2} \frac{di_{M2}}{dt} = V_2 - V_3 \\
 L_{M3} \frac{di_{M3}}{dt} = V_3 - V_4 \\
 L_G \frac{di_G}{dt} = V_4 - V_G
 \end{cases}
 \text{ Avec }
 \begin{cases}
 V_1 = \frac{1}{C'_1} \int (i_{M1} - i_r) dt + R'_1 (i_{M1} - i_r) \\
 V_2 = \frac{1}{C'_2} \int (i_{M2} - i_{M1}) dt + R'_2 (i_{M2} - i_{M1}) \\
 V_3 = \frac{1}{C'_3} \int (i_{M3} - i_{M2}) dt + R'_3 (i_{M3} - i_{M2}) \\
 V_4 = \frac{1}{C'_4} \int (i_G - i_{M3}) dt + R'_4 (i_G - i_{M3})
 \end{cases}
 \quad (2.9)$$

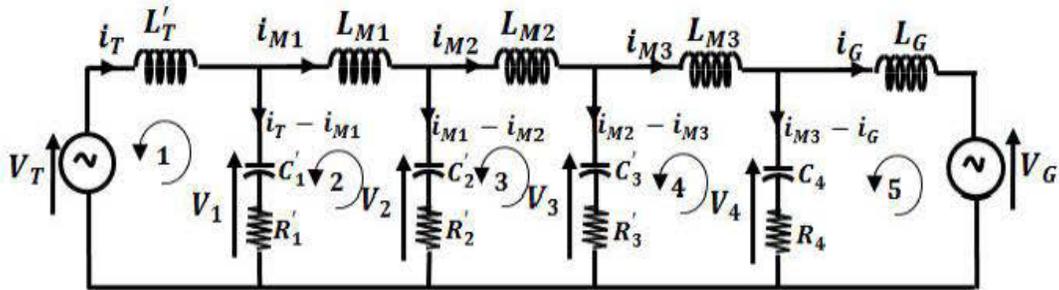


Figure 2. 4. Schéma du circuit électrique du modèle torsionnel.

En remplaçant les grandeurs électriques par les grandeurs mécaniques équivalentes, on obtient le circuit équivalent avec les paramètres mécaniques montrés à la Figure 2. 5. Dans la réalité, ces deux schémas sont identiques ; les seules choses qui diffèrent sont les valeurs des différents paramètres, des constantes localisées du système.

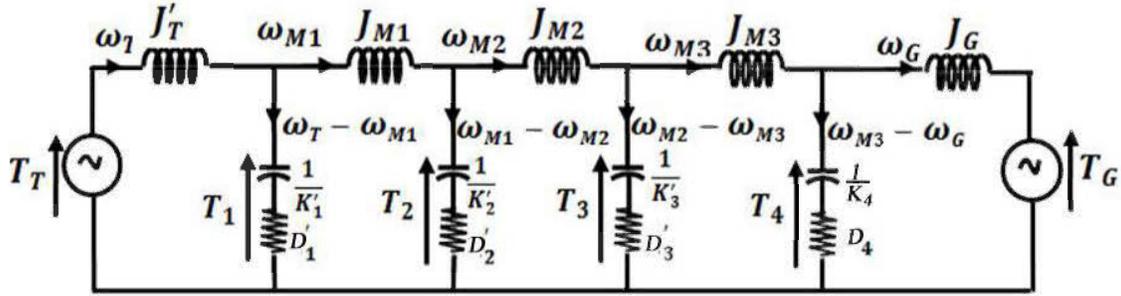


Figure 2. 5:Schéma du circuit électrique du modèle torsionnel avec les paramètres mécaniques.

Le modèle dynamique caractérisant le comportement torsionnel du multiplicateur de vitesse est obtenu à partir du circuit électrique équivalent avec les grandeurs électriques comme illustré à la Figure 2. 4.

Pour le modèle d'état, les vecteurs de commande sont les couples d'entrées appliqués sur la turbine et le couple électromagnétique de la machine, les vecteurs d'états sont les couples entre les deux masses ainsi que les vitesses de chacune d'elle. En appliquant la loi de maille au circuit de la Figure 2. 4, on obtient les expressions de l'équation (2.10). Les vecteurs des variables d'états, d'entrées, de sorties sont donnés par (2.21),

$$\begin{cases} V_T = L_T \frac{di_T}{dt} + V_{C_1} + V_{R_1} \\ L_{M1} \frac{di_{M1}}{dt} = V_{C_1} + V_{R_1} - V_{C_2} - V_{R_2} \\ L_{M2} \frac{di_{M2}}{dt} = V_{C_2} + V_{R_2} - V_{C_3} - V_{R_3} \\ L_{M3} \frac{di_{M3}}{dt} = V_{C_3} + V_{R_3} - V_{C_4} - V_{R_4} \\ V_G = -L_G \frac{di_G}{dt} + V_{C_4} + V_{R_4} \end{cases} \quad (2.10)$$

En posant les expressions de l'équation (2.11), les expressions de l'équation deviennent (2.12).

$$\left\{ \begin{array}{l}
V_{C_1} = \frac{1}{C_1} \int d(i_T - i_{M1}) dt \rightarrow i_T = C_1 \frac{dV_{C_1}}{dt} + i_{M1} \\
V_{C_4} = \frac{1}{C_4} \int d(i_{M3} - i_G) dt \rightarrow i_G = -C_4 \frac{dV_{C_4}}{dt} + i_{M3} \\
\frac{di_{M1}}{dt} = \frac{V_{C_1}}{L_{M1}} + \frac{V_{R_1}}{L_{M1}} - \frac{V_{C_2}}{L_{M1}} - \frac{V_{R_2}}{L_{M1}} \\
\frac{di_{M2}}{dt} = \frac{V_{C_2}}{L_{M2}} + \frac{V_{R_2}}{L_{M2}} - \frac{V_{C_3}}{L_{M2}} - \frac{V_{R_3}}{L_{M2}} \\
\frac{di_{M3}}{dt} = \frac{V_{C_3}}{L_{M3}} + \frac{V_{R_3}}{L_{M3}} - \frac{V_{C_4}}{L_{M3}} - \frac{V_{R_4}}{L_{M3}}
\end{array} \right. \quad (2.11)$$

$$\left\{ \begin{array}{l}
V_T = L_T C_1 \frac{d^2 V_{C_1}}{dt^2} + L_T \frac{di_{M1}}{dt} + V_{C_1} + V_{R_1} \\
\frac{di_{M1}}{dt} = \frac{V_{C_1}}{L_{M1}} + \frac{V_{R_1}}{L_{M1}} - \frac{V_{C_2}}{L_{M1}} - \frac{V_{R_2}}{L_{M1}} \\
\frac{di_{M2}}{dt} = \frac{V_{C_2}}{L_{M2}} + \frac{V_{R_2}}{L_{M2}} - \frac{V_{C_3}}{L_{M2}} - \frac{V_{R_3}}{L_{M2}} \\
\frac{di_{M3}}{dt} = \frac{V_{C_3}}{L_{M3}} + \frac{V_{R_3}}{L_{M3}} - \frac{V_{C_4}}{L_{M3}} - \frac{V_{R_4}}{L_{M3}} \\
V_G = L_G C_4 \frac{d^2 V_{C_4}}{dt^2} - L_G \frac{di_{M3}}{dt} + V_{C_4} + V_{R_4}
\end{array} \right. \quad (2.12)$$

$$\left\{ \begin{array}{l}
V_T = L_T C_1 \frac{d^2 V_{C_1}}{dt^2} + \left(\frac{L_T + L_{M1}}{L_{M1}} \right) V_{C_1} + \left(\frac{L_T + L_{M1}}{L_{M1}} \right) V_{R_1} - \frac{L_T}{L_{M1}} V_{C_2} - \frac{L_T}{L_{M1}} V_{R_2} \\
\frac{di_{M1}}{dt} = \frac{V_{C_1}}{L_{M1}} + \frac{V_{R_1}}{L_{M1}} - \frac{V_{C_2}}{L_{M1}} - \frac{V_{R_2}}{L_{M1}} \\
\frac{di_{M2}}{dt} = \frac{V_{C_2}}{L_{M2}} + \frac{V_{R_2}}{L_{M2}} - \frac{V_{C_3}}{L_{M2}} - \frac{V_{R_3}}{L_{M2}} \\
\frac{di_{M3}}{dt} = \frac{V_{C_3}}{L_{M3}} + \frac{V_{R_3}}{L_{M3}} - \frac{V_{C_4}}{L_{M3}} - \frac{V_{R_4}}{L_{M3}} \\
V_G = L_G C_4 \frac{d^2 V_{C_4}}{dt^2} - \frac{L_G}{L_{M3}} V_{C_3} - \frac{L_G}{L_{M3}} V_{R_3} - \left(\frac{L_{M3} + L_G}{L_{M3}} \right) V_{C_4} - \left(\frac{L_{M3} + L_G}{L_{M3}} \right) V_{R_4}
\end{array} \right. \quad (2.13)$$

$$\begin{cases}
\frac{d^2 V_{C_1}}{dt^2} = - \left(\frac{L'_T + L_{M1}}{L'_T C_1 L_{M1}} \right) V_{C_1} - \left(\frac{L'_T + L_{M1}}{L'_T C_1 L_{M1}} \right) V_{R_1} + \frac{L'_T}{L'_T C_1 L_{M1}} V_{C_2} + \frac{L'_T}{L'_T C_1 L_{M1}} V_{R_2} + \frac{1}{L'_T C_1} V_T \\
\frac{di_{M1}}{dt} = \frac{V_{C_1}}{L_{M1}} + \frac{V_{R_1}}{L_{M1}} - \frac{V_{C_2}}{L_{M1}} - \frac{V_{R_2}}{L_{M1}} \\
\frac{di_{M2}}{dt} = \frac{V_{C_2}}{L_{M2}} + \frac{V_{R_2}}{L_{M2}} - \frac{V_{C_3}}{L_{M2}} - \frac{V_{R_3}}{L_{M2}} \\
\frac{di_{M3}}{dt} = \frac{V_{C_3}}{L_{M3}} + \frac{V_{R_3}}{L_{M3}} - \frac{V_{C_4}}{L_{M3}} - \frac{V_{R_4}}{L_{M3}} \\
\frac{d^2 V_{C_4}}{dt^2} = \frac{L_G}{L_G C_4 L_{M3}} V_{C_3} + \frac{L_G}{L_G C_4 L_{M3}} V_{R_3} - \left(\frac{L_{M3} + L_G}{L_G C_4 L_{M3}} \right) V_{C_4} - \left(\frac{L_{M3} + L_G}{L_G C_4 L_{M3}} \right) V_{R_4} + \frac{1}{L_G C_4} V_G
\end{cases} \quad (2.14)$$

En posant les expressions de l'équation (2.15), les expressions de l'équation deviennent
(2.17)

$$\begin{cases}
V_{R_1} = R_1 (i_T - i_{M1}); & V_{R_2} = R_2 (i_{M1} - i_{M2}) \\
V_{R_3} = R_3 (i_{M2} - i_{M3}); & V_{R_4} = R_4 (i_{M3} - i_G)
\end{cases}$$

Avec

$$\begin{cases}
A_1 = \frac{L'_T + L_{M1}}{L'_T L_{M1}}; & A_3 = \frac{A_1 R_1 L_{M1} + R'_2}{C_1 L_{M1}} \\
A_2 = \frac{L_{M3} + L_G}{L_G L_{M3}}; & A_4 = \frac{A_2 R_4 L_{M3} + R'_3}{C_4 L_{M3}} \\
A_5 = \frac{R_1 + R_2}{L_{M1}}; & A_6 = \frac{R_2 + R_3}{L_{M2}}; & A_7 = \frac{R_3 + R_4}{L_{M3}}
\end{cases} \quad (2.15)$$

$$\begin{cases}
\frac{d^2 V_{C_1}}{dt^2} = - \frac{A_1}{C_1} V_{C_1} - \frac{A_1}{C_1} V_{R_1} + \frac{1}{C_1 L_{M1}} V_{C_2} + \frac{1}{C_1 L_{M1}} V_{R_2} + \frac{1}{L'_T C_1} V_T \\
\frac{di_{M1}}{dt} = \frac{V_{C_1}}{L_{M1}} + \frac{V_{R_1}}{L_{M1}} - \frac{V_{C_2}}{L_{M1}} - \frac{V_{R_2}}{L_{M1}} \\
\frac{di_{M2}}{dt} = \frac{V_{C_2}}{L_{M2}} + \frac{V_{R_2}}{L_{M2}} - \frac{V_{C_3}}{L_{M2}} - \frac{V_{R_3}}{L_{M2}} \\
\frac{di_{M3}}{dt} = \frac{V_{C_3}}{L_{M3}} + \frac{V_{R_3}}{L_{M3}} - \frac{V_{C_4}}{L_{M3}} - \frac{V_{R_4}}{L_{M3}} \\
\frac{d^2 V_{C_4}}{dt^2} = \frac{1}{C_4 L_{M3}} V_{C_3} + \frac{1}{C_4 L_{M3}} V_{R_3} - \frac{A_2}{C_4} V_{C_4} - \frac{A_2}{C_4} V_{R_4} + \frac{1}{L_G C_4} V_G
\end{cases} \quad (2.16)$$

$$\begin{cases}
\frac{d^2 V_{c_1}}{dt^2} = -\frac{A_1}{C_1} V_{c_1} + \frac{1}{C_1 L_{M1}} V_{c_2} - \frac{A_1 R_1'}{C_1} i_T - A_3 i_{M1} - \frac{R_2'}{C_1 L_{M1}} i_{M2} + \frac{1}{L_T C_1} V_T \\
\frac{di_{M1}}{dt} = \frac{V_{c_1}}{L_{M1}} - \frac{V_{c_2}}{L_{M1}} + \frac{R_1'}{L_{M1}} i_T - A_5 i_{M1} + \frac{R_2'}{L_{M1}} i_{M2} \\
\frac{di_{M2}}{dt} = \frac{V_{c_2}}{L_{M2}} - \frac{V_{c_3}}{L_{M2}} + \frac{R_2'}{L_{M2}} i_{M1} - A_6 i_{M2} + \frac{R_3'}{L_{M2}} i_{M3} \\
\frac{di_{M3}}{dt} = \frac{V_{c_3}}{L_{M3}} - \frac{V_{c_4}}{L_{M3}} + \frac{R_3'}{L_{M3}} i_{M2} - A_7 i_{M3} + \frac{R_4'}{L_{M3}} i_G \\
\frac{d^2 V_{c_4}}{dt^2} = \frac{1}{C_4 L_{M3}} V_{c_3} - \frac{A_2}{C_4} V_{c_4} + \frac{R_3'}{C_4 L_{M3}} i_{M2} - A_4 i_{M3} + \frac{A_2 R_4'}{C_4} i_G + \frac{1}{L_G C_4} V_G
\end{cases} \quad (2.17)$$

Nous écrivons également les équations de tension (ou de couple pour l'analogie mécanique) données par (2.18).

$$\begin{cases}
V_T = L_T \frac{di_T}{dt} + V_{c_1} + V_{R_1} \\
V_{c_2} = \frac{1}{C_2} \int d(i_{M1} - i_{M2}) dt \\
V_{c_3} = \frac{1}{C_3} \int d(i_{M2} - i_{M3}) dt \\
V_G = -L_G \frac{di_G}{dt} + V_{c_4} + V_{R_4}
\end{cases} \quad (2.18)$$

$$\begin{cases}
\frac{di_T}{dt} = -\frac{1}{L_T} V_{c_1} + R_1' i_T - R_1' i_{M1} + V_T \\
\frac{dV_{c_2}}{dt} = \frac{1}{C_2} i_{M1} - \frac{1}{C_2} i_{M2} \\
\frac{dV_{c_3}}{dt} = \frac{1}{C_3} i_{M2} - \frac{1}{C_3} i_{M3} \\
\frac{di_G}{dt} = \frac{1}{L_G} V_{c_4} + \frac{R_4'}{L_G} i_{M3} - \frac{R_4'}{L_G} i_G - \frac{1}{L_G} V_G
\end{cases} \quad (2.19)$$

Nous écrivons le modèle d'état du multiplicateur de vitesse donné par (2.22) à partir des expressions des équations (2.17) et (2.19).

$$\begin{cases}
\frac{d^2V_{c_1}}{dt^2} = -\frac{A_1}{C_1}V_{c_1} + \frac{1}{C_1L_{M1}}V_{c_2} - \frac{AR_1'}{C_1}i_T - A_3i_{M1} - \frac{R_2'}{C_1L_{M1}}i_{M2} + \frac{1}{L_T C_1}V_T \\
\frac{d^2V_{c_4}}{dt^2} = \frac{1}{C_4L_{M3}}V_{c_3} - \frac{A_2}{C_4}V_{c_4} + \frac{R_3'}{C_4L_{M3}}i_{M2} - A_4i_{M3} + \frac{A_2R_4}{C_4}i_G + \frac{1}{L_G C_4}V_G \\
\frac{dV_{c_2}}{dt} = \frac{1}{C_2}i_{M1} - \frac{1}{C_2}i_{M2} \\
\frac{dV_{c_3}}{dt} = \frac{1}{C_3}i_{M2} - \frac{1}{C_2}i_{M3} \\
\frac{di_T}{dt} = -\frac{1}{L_T}V_{c_1} + \frac{R_1'}{L_T}i_T - \frac{R_1'}{L_T}i_{M1} + \frac{1}{L_T}V_T \\
\frac{di_{M1}}{dt} = \frac{V_{c_1}}{L_{M1}} - \frac{V_{c_2}}{L_{M1}} + \frac{R_1'}{L_{M1}}i_T - A_5i_{M1} + \frac{R_2'}{L_{M1}}i_{M2} \\
\frac{di_{M2}}{dt} = \frac{1}{L_{M2}}V_{c_2} - \frac{1}{L_{M2}}V_{c_3} + \frac{R_2'}{L_{M2}}i_{M1} - A_6i_{M2} + \frac{R_3'}{L_{M2}}i_{M3} \\
\frac{di_{M3}}{dt} = \frac{1}{L_{M3}}V_{c_3} - \frac{1}{L_{M3}}V_{c_4} + \frac{R_3'}{L_{M3}}i_{M2} - A_7i_{M3} + \frac{R_4}{L_{M3}}i_G \\
\frac{di_G}{dt} = \frac{1}{L_G}V_{c_4} + \frac{R_4}{L_G}i_{M3} - \frac{R_4}{L_G}i_G - \frac{1}{L_G}V_G
\end{cases}
\begin{cases}
V_1 = V_{c_1} + V_{R_1} = V_{c_1} + R_1' i_T - R_1' i_{M1} \\
V_2 = V_{c_2} + V_{R_2} = V_{c_2} + R_3' i_{M1} - R_2' i_{M2} \\
V_3 = V_{c_3} + V_{R_3} = V_{c_3} + R_3' i_{M2} - R_3' i_{M3} \\
V_4 = V_{c_4} + V_{R_4} = V_{c_4} + R_4 i_{M3} - R_4 i_G
\end{cases}
\tag{2.20}$$

Finalemnt, après plusieurs manipulations des différentes relations mathématiques, le modèle d'état du multiplicateur de vitesse qui en résulte est donné par la relation (2.22). Les variables d'états et de commandes puis les vecteurs de sortie sont montrés dans l'expression (2.21) suivant les analogies électromécaniques.

$$\begin{cases}
x_1 = V_{c_1} \\
x_2 = \dot{V}_{c_1} \\
x_3 = V_{c_4} \\
x_4 = \dot{V}_{c_4} \\
x_5 = V_{c_2} \\
x_6 = V_{c_3} \\
x_7 = i_T \\
x_8 = i_{M1} \\
x_9 = i_{M2} \\
x_{10} = i_{M3} \\
x_{11} = i_G
\end{cases}
\Rightarrow
\begin{cases}
x_1 = T_{c_1} \\
x_2 = \dot{T}_{c_1} \\
x_3 = T_{c_4} \\
x_4 = \dot{T}_{c_4} \\
x_5 = T_{c_2} \\
x_6 = T_{c_3} \\
x_7 = \omega_T \\
x_8 = \omega_{M1} \\
x_9 = \omega_{M2} \\
x_{10} = \omega_{M3} \\
x_{11} = \omega_G
\end{cases}
;
\begin{cases}
u_T = V_T = T_T \\
u_G = V_G = T_G
\end{cases}
;
\begin{cases}
y_1 = V_1 \\
y_2 = V_2 \\
y_3 = V_3 \\
y_4 = V_4
\end{cases}
\Rightarrow
\begin{cases}
y_1 = T_1 \\
y_2 = T_2 \\
y_3 = T_3 \\
y_4 = T_4
\end{cases}
\tag{2.21}$$

$$\begin{aligned}
P \begin{bmatrix} T_{C_1} \\ \dot{T}_{C_1} \\ T_{C_4} \\ \dot{T}_{C_4} \\ T_{C_2} \\ T_{C_3} \\ \omega_T \\ \omega_{M1} \\ \omega_{M2} \\ \omega_{M3} \\ \omega_G \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -K_1' B_1 & 0 & 0 & 0 & \frac{K_1'}{J_{M1}} & 0 & -B_1 K_1' D_1' & -B_3 & -\frac{K_1' D_2'}{J_{M1}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -B_2 K_4 & 0 & 0 & \frac{K_4}{J_{M3}} & 0 & 0 & \frac{K_4 D_3'}{J_{M3}} & -B_4 & B_2 K_4 D_4 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & K_2 & -K_2' & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & K_3 & -K_3' & 0 \\ \frac{-1}{J_T} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{D_1'}{J_T} & -\frac{D_1'}{J_T} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{J_{M1}} & 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{J_{M1}} & 0 & \frac{D_1'}{J_{M1}} & -B_5 & \frac{D_2'}{J_{M1}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{J_{M2}} & -\frac{1}{J_{M2}} & 0 & \frac{D_2'}{J_{M2}} & -B_6 & \frac{D_3'}{J_{M2}} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{J_{M3}} & 0 & 0 & \frac{1}{J_{M3}} & 0 & 0 & \frac{D_3'}{J_{M3}} & -B_7 & \frac{D_4}{J_{M3}} \\ 0 & 0 & \frac{1}{J_G} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{D_4}{J_G} & \frac{1}{J_G} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_{C_1} \\ \dot{T}_{C_1} \\ T_{C_4} \\ \dot{T}_{C_4} \\ T_{C_2} \\ T_{C_3} \\ \omega_T \\ \omega_{M1} \\ \omega_{M2} \\ \omega_{M3} \\ \omega_G \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{K_1'}{J_T} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & \frac{K_4}{J_G} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{1}{J_T} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{J_G} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_T \\ T_G \end{bmatrix} \\
\begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \\ T_3 \\ T_4 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & D_1' & -D_1' & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & D_2' & -D_2' & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & D_3' & -D_3' & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & D_4 & -D_4 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_{C_1} \\ \dot{T}_{C_1} \\ T_{C_4} \\ \dot{T}_{C_4} \\ T_{C_2} \\ T_{C_3} \\ \omega_T \\ \omega_{M1} \\ \omega_{M2} \\ \omega_{M3} \\ \omega_G \end{bmatrix} \quad (2.22)
\end{aligned}$$

Avec

$$\begin{cases} B_1 = \frac{J_T + J_{M1}}{J_T J_{M1}}; & B_3 = \frac{B_1 D_1' J_{M1} + D_2'}{K_1' J_{M1}} \\ B_2 = \frac{J_{M3} + J_G}{J_G J_{M3}}; & B_4 = \frac{B_2 D_4 J_{M3} + D_3'}{K_4 J_{M3}} \\ B_5 = \frac{D_1' + D_2'}{J_{M1}}; & B_6 = \frac{D_2' + D_3'}{J_{M2}}; & B_7 = \frac{D_3' + D_4}{J_{M3}} \end{cases} \quad (2.23)$$

Le modèle d'état simulé caractérisant le comportement torsionnel du multiplicateur de vitesse est le modèle d'état avec les paramètres électriques montré dans l'annexe 2.1, [11, 12].

2.2.2 Simulation dynamique du multiplicateur de vitesse

Nous avons finalement considéré dans le modèle du multiplicateur de vitesse, un sous-système en rotation constitué de cinq masses ayant les inerties $J_T, J_{m1}, J_{m2}, J_{m3}, J_G$ (exprimées en $Kg.m^2$), connectées entre elles par les raideurs K_1, K_2, K_3, K_4 exprimées en $Nm.rad^{-1}$. Avec les paramètres montrés dans l'annexe 2.1; les fréquences naturelles du multiplicateur de vitesse calculées en utilisant la commande 'eig' de Matlab, sont montrées dans l'équation (2.24); les vitesses initiales des différentes masses en rotations sont considérées nulles : $\omega_{T0} = \omega_{m10} = \omega_{m20} = \omega_{m30} = \omega_{G0} = 0$. Le code et le modèle simulink de matlab sont montrés respectivement en annexe 2.2 et annexe 2.3.

$$\omega_{nat} = [9898 \quad 3256.8 \quad 987.15 \quad 14.56] \quad \text{en rad/s} \quad (2.24)$$

La Figure 2. 6 montre les résultats de simulation du sous-système mécanique décrivant le comportement de la partie mécanique sur lequel on a appliqué deux entrées dont un couple électromagnétique constant $T_{em} = 1603Nm$ et un couple sinusoïdale $T_{ext} = T_{Tmax} \sin(\omega_1 t) + \frac{T_{Tmax}}{2} \sin(\omega_2 t_1) + \dots$ produit par les pâles de la turbine éolienne dont aucune composante harmonique n'oscille à la même fréquence que les composantes fréquentielles (naturelles) du multiplicateur de vitesse.

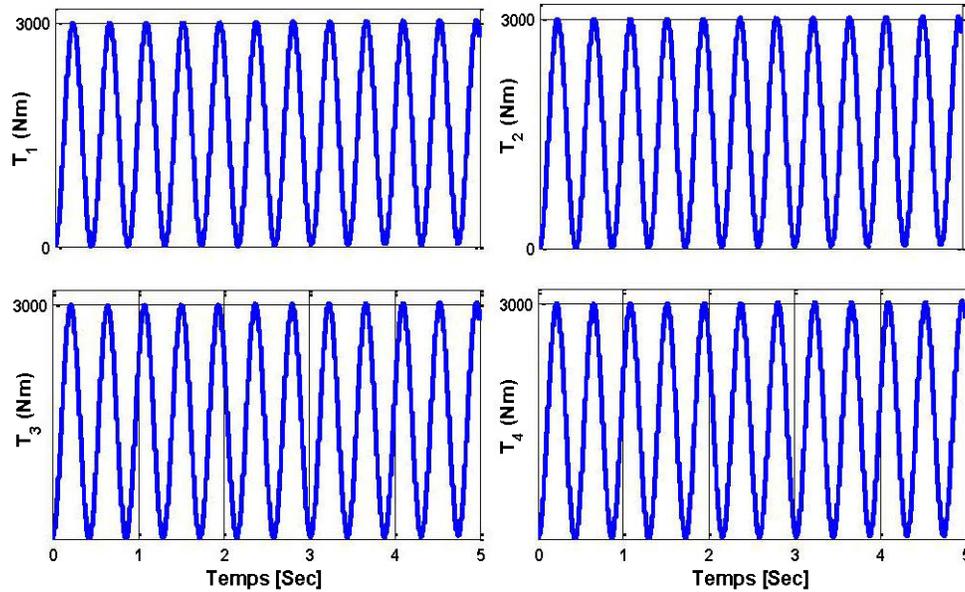


Figure 2. 6 Réponse du système à une entrée sinusoïdale du couple de la turbine ne contenant aucune composante fréquentielle naturelle du sous-système mécanique.

La Figure 2. 7 montre les résultats de simulation du modèle d'état décrivant le comportement de la partie mécanique sur lequel on a appliqué deux entrées dont un couple électromagnétique constant $T_{em} = 1603 Nm$ et un couple sinusoïdale

$$T_{ext} = T_{Tmax} \sin(\omega_1 t) + \frac{T_{Tmax}}{2} \sin(\omega_2 t_1) + \dots$$

produit par les pâles de la turbine éolienne dont au moins l'une des composantes harmoniques oscille à la même fréquence que l'une des composantes fréquentielles (naturelles) du multiplicateur de vitesse à l'instant $t_1 = 1.2 sec$.

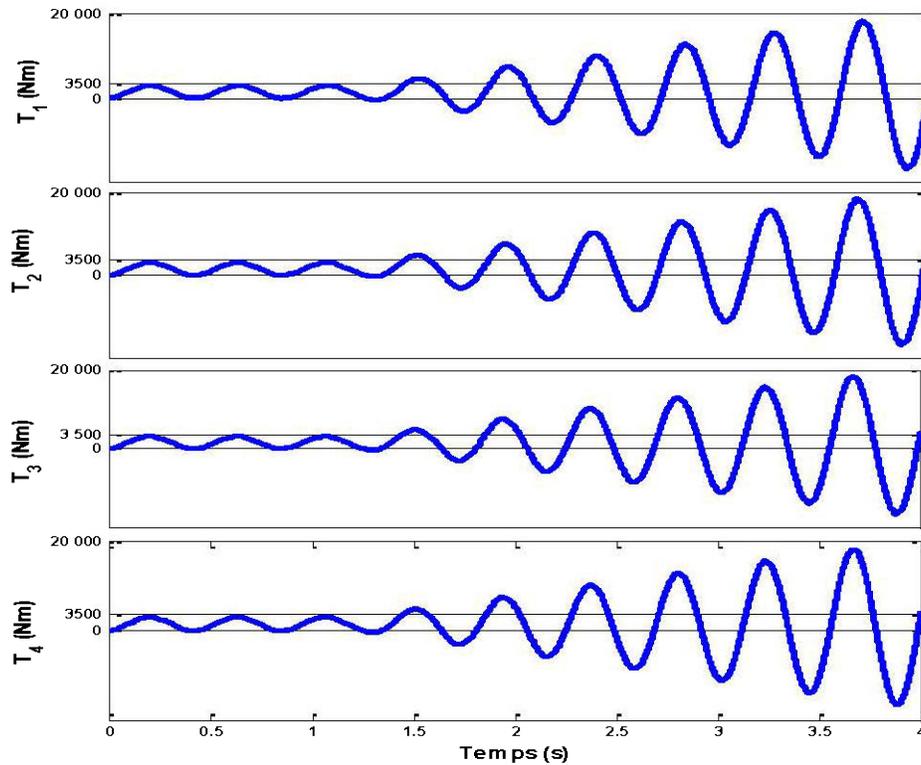


Figure 2. 7. Réponse du système à une entrée sinusoïdale du couple de la turbine contenant une composante fréquentielle égale à la fréquence naturelle du système mécanique.

La Figure 2. 8 montre les résultats de simulation du modèle d'état décrivant le comportement de la partie mécanique du système globale sous l'influence d'un couple électromagnétique sinusoïdale $T_{em} = T_{em_max} \sin(\omega_n t) + \frac{T_{em_max}}{2} \sin(\omega_{nat} t_1) + \dots$ dont au moins l'une des composantes harmoniques oscille à une fréquence naturelle à l'instant $t_1 = 1.2 \text{ sec}$ et d'un couple constant $T_{ext} = T_{Tmax}$ produit par les pâles de la turbine éolienne.

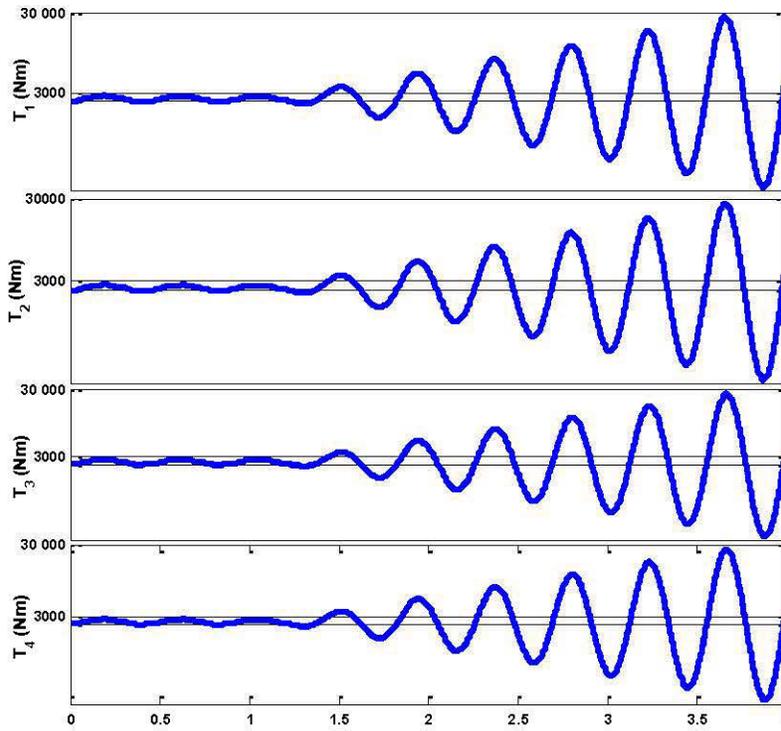


Figure 2. 8. Réponse du système à une entrée sinusoïdale du couple de la **génératrice** contenant une composante fréquentielle égale à la fréquence naturelle du sous-système mécanique.

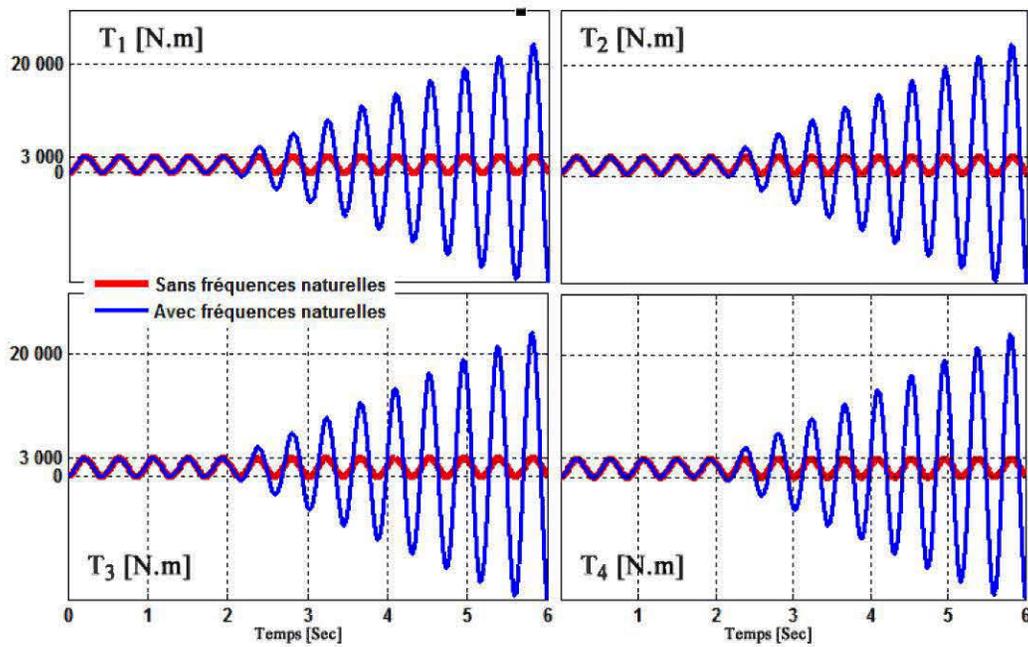


Figure 2. 9. Superposition des couples pulsatoires amortis et résonants.

Les résultats de simulations présentés dans la Figure 2. 7 et la Figure 2. 8 montrent que, en appliquant côté turbine ou côté génératrice, un couple pulsant à l'une des fréquences naturelles du multiplicateur de vitesse, il se développe un accroissement anormal des amplitudes du couple T_1, T_2, T_3 et T_4 dans le multiplicateur de vitesse entre les différentes masses, qui pourra entraîner l'arrêt du sous-système s'il est correctement amorti ou protégé, sinon sa destruction totale [9-13, 16]. La Figure 2. 9 montre la superposition d'un couple mécanique stable et continu puis d'un couple mécanique en résonance.

Comme illustré à la Figure 2. 6 toutefois que le couple externe pulse à une fréquence différente des fréquences naturelles du système (modélisé), il n'existe aucun risque de résonance mécanique, sauf éventuellement pour des amplitudes de couple très grandes.

2.3 Amortissement mécanique des résonances torsionnelles

Comme cela a déjà été fait dans [11, 12]; un amortissement des résonances dans le multiplicateur de vitesse est possible par modification du programme de simulation, en ajustant les valeurs numériques des amortisseurs mécaniques $D = [D'_1 \ D'_2 \ D'_3 \ D'_4]$. Nous pourrions ainsi mettre en évidence l'atténuation des couples pulsatoires afin de voir l'effet d'un tel paramètre sur la stabilité du système de conversion.

Nous appliquons au multiplicateur de vitesse un couple électromagnétique constant $T_{em} = 1603 Nm$ et d'un couple sinusoïdal $T_{ext} = T_{Tmax} \sin(\omega_{rot1}t) + \dots$ produit par les pôles de la turbine éolienne dont au moins l'une des composantes harmoniques oscille la même fréquence que l'une des fréquences naturelles du système à l'instant $t = 0$. la matrice donnée par d'amortissement est ajusté à l'instant $t_1 = 3 sec$.

$$D = [D'_1 \ D'_2 \ D'_3 \ D'_4] = \begin{cases} 100 \\ 500 \\ 1000 \end{cases} \quad [Nms/ rad] \quad (2.25)$$

on a: $D'_1 = D'_2 = D'_3 = D'_4$

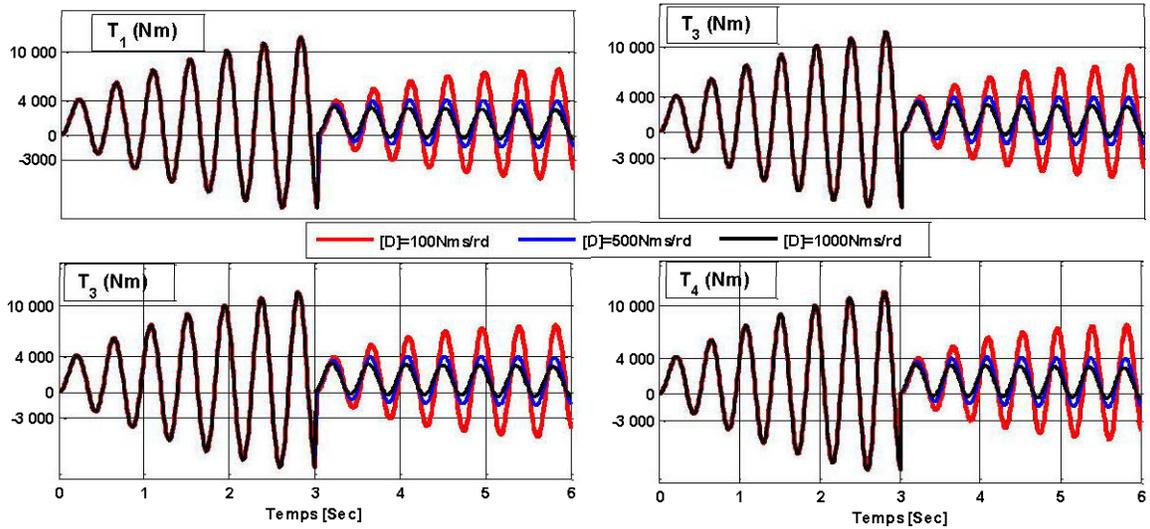


Figure 2. 10 Effets d’amortissement des couples pulsatoires

Comme le montre la Figure 2. 10 en ajustant progressivement la valeur numérique des amortisseurs de 100, 500, et 1000Nms/rad, les couples s’atténuent progressivement de manière significative, permettant ainsi au système de rentrer dans un fonctionnement stable.

2.4 . Conclusion

Le modèle décrivant le comportement torsionnel de la partie mécanique plus précisément du multiplicateur de vitesse à trois étages a été développé et présenté sous forme de modèle d’état; ceci nous a permis de simuler le comportement dynamique du multiplicateur de vitesse.

La résonance torsionnelle a été mise en évidence en excitant le système avec un couple de turbine T_{ext} oscillant à l’une des fréquences naturelles du système en gardant le couple électromagnétique constant; puis avec un couple électromagnétique T_{em} oscillant à l’une des fréquences naturelles du sous-système en gardant le couple de turbine T_{ext} constant.

Les valeurs propres des sous-modèles d'état permettent de s'assurer de leur stabilité, la partie imaginaire représentant la pulsation naturelle du modèle. Ceci permet notamment une définition directe de la plage de fonctionnement dans laquelle les composantes harmoniques du couple externe seraient susceptibles d'exciter les modes de résonance torsionnelle du multiplicateur de vitesse, donc de l'aérogénérateur.

La construction mécanique des multiplicateurs de vitesse à plusieurs étages et des générateurs est très sensible aux résonances torsionnelles surtout pour de grandes longueurs d'arbres [14].

Ainsi une réelle inquiétude est montrée quand que le couple externe pulse à une fréquence naturelle du système ou encore des couples pulsatoires issus de l'entrefer de la génératrice. En effet, on note pour ces cas un accroissement anormal des amplitudes du couple et de la vitesse de chaque masse, qui pourrait entraîner l'arrêt du système s'il est correctement amorti ou protégé, sinon sa destruction totale.

Cette analyse permet l'étude du comportement du multiplicateur de vitesse lorsque l'expression fréquentielle du couple produit par la turbine (ou celle du couple électromagnétique) contient des composantes harmoniques proches ou égales à l'une des fréquences nodales du sous-système mécanique. Bien que la probabilité d'obtenir un tel effet soit faible, il reste à noter que la menace est réelle pour la survie de l'arbre [12].

Aussi pour des applications exigeant l'utilisation de variateurs de vitesse, l'ensemble convertisseur-machine produit un ensemble de couples fonction de la topologie du convertisseur (Convertisseur de courant à base de thyristors, convertisseur de tension à base de IGBT ou de IGCT, ...), de la stratégie de commande (Commande vectorielle ou en U/f: commande scalaire) et du type de modulation (modulation vectorielle, modulation de la largeur des impulsions de type symétrique ou de type asymétrique ...) [9, 10, 13].

Dans le chapitre qui suit, nous présentons la modélisation et la simulation dynamique de la génératrice synchrone à rotor bobiné connectée à sa charge locale. Des simulations permettant de valider le modèle développé et le calcul des conditions initiales sont montrés.

Chapitre 3. Modélisation et simulation dynamique de la génératrice synchrone à rotor bobiné connectée à une charge locale.

3.1 Introduction

Les génératrices synchrones ont été largement utilisées dans les systèmes de conversion de l'énergie éolienne à vitesse variable. Il existe un certain nombre de conceptions alternatives, y compris les aimants permanents et les génératrices à rotor bobiné, les génératrices à pôles saillants ou non et des génératrices à rotors internes et externes. Avec une puissance nominale du kilowatt au mégawatt, les génératrices synchrones offrent une grande flexibilité pour répondre aux différentes exigences techniques dans les systèmes de conversions d'énergie éolienne [1].

La génératrice synchrone à rotor bobiné à pôles saillants utilisée dans ce mémoire est constituée d'un rotor, portant un enroulement en courant continu, libre de se mouvoir à l'intérieur d'une partie fixe portant des enroulements statoriques. Le courant continu appliqué au rotor produit à travers les bobines statoriques un flux magnétique dépendant de la position du rotor. Ainsi, le mouvement du rotor induit des tensions statoriques qui sont destinées à alimenter la charge électrique connectée à la génératrice. Dans la structure du rotor, des barres métalliques appelées amortisseurs, permettent d'améliorer la stabilité de la machine en régime dynamique en atténuant les vibrations mécaniques [18].

L'objectif de ce chapitre est de développer un modèle électromécanique de la génératrice synchrone à rotor bobiné à pôles saillants commandée par le couple mécanique et la tension de champ. Toutefois, les modèles les mieux adaptés sont les modèles de connaissance basés sur la transformation de Park; ce modèle proposé tient compte des équations électromécaniques et de la saturation du circuit magnétique.

Le **premier paragraphe** montre la technique de modélisation dynamique de la génératrice.

Dans le **deuxième paragraphe**, en négligeant la dynamique des flux statoriques et l'effet des résistances rotoriques, un modèle hybride simplifié d'ordre réduit est implémenté dans Matlab-Simulink[®]. Ce modèle hybride admet comme vecteur de commande les courants statoriques puis la tension de champ, et comme vecteur de sortie les tensions statoriques puis le courant de champ.

Le **troisième paragraphe** montre un modèle d'état de la génératrice synchrone qui admet comme vecteur de commande la tension de champ, et le couple électromagnétique pour un modèle électromécanique.

Le **quatrième paragraphe** montre les résultats de simulations de la dynamique de la génératrice liées aux défauts et à des contingences de charge sur le réseau.

L'élaboration d'un modèle mathématique de la machine synchrone repose sur un certain nombre d'hypothèses simplificatrices :

- La machine est parfaitement lisse, nous ne considérons que le premier harmonique d'espace de la distribution de la force magnétomotrice créée par chaque phase de l'induit ;
- Nous admettons que la densité du courant électrique est uniforme dans la section des conducteurs élémentaires ;
- Nous ne prenons pas en compte la variation de la réluctance due à la présence des encoches du stator ainsi que les pertes fer.

3.2 Modélisation de la génératrice synchrone dans le repère abc et dqh.

La description électrique (voir Figure 3.1) régissant le comportement de chaque bobine du modèle d'une génératrice synchrone à rotor bobiné, permet de mettre en évidence le comportement électromagnétique de la génératrice. Le circuit de champ est alimenté tandis que les amortisseurs sont court-circuités en permanence; les équations électriques produites pour le stator V_s^{abc} et le rotor V_r^{abc} sont données par le système d'équations

(3.1). Où $\Psi_{s,r}^{abc}$ représente le flux et $d\Psi_{s,r}^{abc}/dt$ la tension induite, $R_{a,b,c,f,D,Q}$ représente la résistance de la machine.

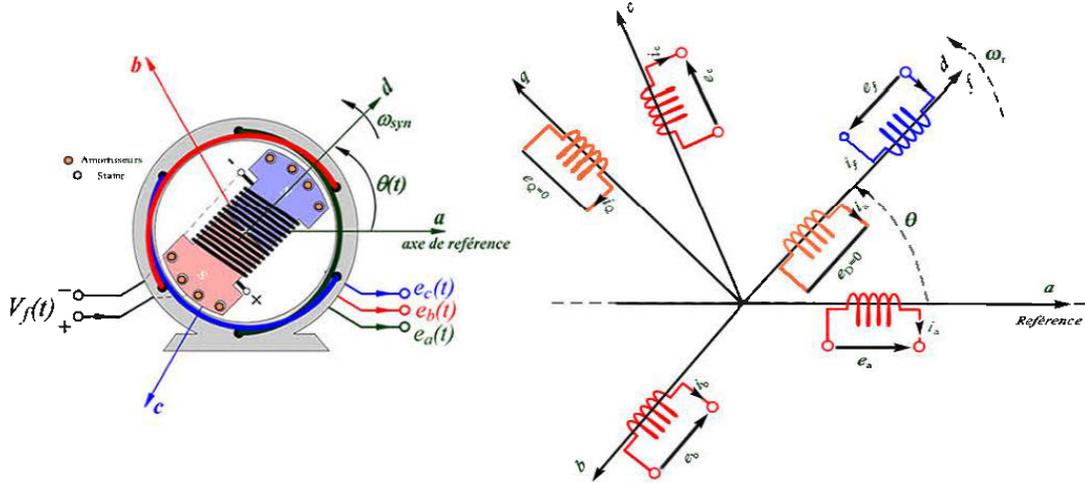


Figure 3. 1: Machine synchrone et enroulements de la machine dans les axes abc.

$$\begin{bmatrix} V_s^{abc} \\ V_r^{abc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s & O_{33} \\ O_{33} & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_s^{abc} \\ I_r^{abc} \end{bmatrix} - \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_s^{abc} \\ \Psi_r^{abc} \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

$$R_s = \text{diag}([R_a \quad R_b \quad R_c])$$

$$R_r = \text{diag}([R_f \quad R_D \quad R_Q])$$

Avec $R_a = R_b = R_c$

L'équation de flux est montrée dans l'expression (3.2); les flux sont liés par les inductances mutuelles entre les bobines. Les inductances mutuelles entre les bobinages d'axe d et d'axe q au rotor sont nulles, compte tenu de l'orthogonalité de ces deux axes.

$$\begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \\ \psi_f \\ \psi_D \\ \psi_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -L_{aa} & -L_{ab} & -L_{ac} & L_{af} & L_{aD} & L_{aQ} \\ -L_{ba} & -L_{bb} & -L_{bc} & L_{bf} & L_{bD} & L_{bQ} \\ -L_{ca} & -L_{cb} & -L_{cc} & L_{cf} & L_{cD} & L_{cQ} \\ -L_{fa} & -L_{fb} & -L_{fc} & L_{ff} & L_{fD} & L_{fQ} \\ -L_{Da} & -L_{Db} & -L_{Dc} & L_{Df} & L_{DD} & L_{DQ} \\ -L_{Qa} & -L_{Qb} & -L_{Qc} & L_{Qf} & L_{QD} & L_{QQ} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_f \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix}$$

$$L_{xy} = L_{yx}; \quad x, y \in a, b, c, f, D, Q$$

$$L_{QD} = L_{DQ} = 0; \quad L_{fD} = L_{Df} = 0$$
(3.2)

La génératrice à pôles saillants tourne à une vitesse synchrone $\omega_m = \omega_r = \omega / p$ comptée positive dans le sens trigonométrique dépendante du nombre de paires de pôles p . Où ω est la Pulsation des circuits armatures ($\omega = 2pf$). La géométrie irrégulière du rotor rend les inductances de l'expression (3.2) dépendantes de la position angulaire $\theta = \omega_m(t) + \theta_0$ du rotor (voir Figure 3.1) au stator [18]. L'axe de la phase a est généralement pris comme référence fixe et la position du rotor est repérée par l'angle balayé par l'axe d . L'expression (3.2) peut désormais s'écrire comme l'expression (3.3).

$$\begin{bmatrix} \Psi_s^{abc} \\ \Psi_r^{abc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -L_{ss}^{abc}(\theta) & L_{sr}^{abc}(\theta) \\ -L_{rs}^{abc}(\theta) & L_{rr}^{abc}(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_s^{abc} \\ I_r^{abc} \end{bmatrix} \Leftrightarrow \Psi^{abc} = L^{abc}(\theta) I^{abc}$$

Avec:

(3.3)

$$\Psi_s^{abc} = [\psi_a \quad \psi_b \quad \psi_c]; \quad \Psi_r^{abc} = [\psi_f \quad \psi_D \quad \psi_Q]$$

$$I_s^{abc} = [i_a \quad i_b \quad i_c]; \quad I_r^{abc} = [i_f \quad i_D \quad i_Q]$$

Pour une machine à pôles saillants, nous construisons les matrices d'inductances comme le montre les expressions de l'équation (3.4), ces expressions des inductances dans le repère fixe sont entièrement développées dans [22, 30]; la réluctance et la perméance ne sont plus constantes le long de l'entrefer contrairement à une machine à pôles lisses [22]. Où L_{aa0} est l'inductance associée à la partie lisse des pôles; L_{aa2} est l'inductance associée à la partie saillante des pôles. L'inductance propre de la bobine du stator pour la phase a

est $L_{aa}(\theta) = L_{aa0} + L_a + L_{aa2} \cos 2\theta$, où L_a est l'inductance de fuite au stator; l'inductance principale est alors $L_{aag}(\theta) = L_{aa0} + L_{aa2} \cos 2\theta$.

$$\begin{aligned}
L_{ss}^{abc}(\theta) &= \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \\
&= \begin{bmatrix} L_{aa0} + L_a + L_{aa2} \cos 2\theta & -\frac{1}{2}L_{aa0} + L_{aa2} \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\frac{1}{2}L_{aa0} + L_{aa2} \cos\left(2\theta - \frac{\pi}{3}\right) \\ -\frac{1}{2}L_{aa0} + L_{aa2} \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & L_{aa0} + L_a + L_{aa2} \cos 2\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\frac{1}{2}L_{aa0} + L_{aa2} \cos(2\theta - \pi) \\ -\frac{1}{2}L_{aa0} + L_{aa2} \cos\left(2\theta - \frac{\pi}{3}\right) & -\frac{1}{2}L_{aa0} + L_{aa2} \cos(2\theta - \pi) & L_{aa0} + L_a + L_{aa2} \cos 2\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \\
L_{rr}^{abc}(\theta) &= \begin{bmatrix} L_{ff} & L_{fd} & L_{fq} \\ L_{df} & L_{dd} & L_{dq} \\ L_{qf} & L_{qd} & L_{qq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ff0} + L_f & L_{fd} & 0 \\ L_{fd} & L_{dd0} + L_d & 0 \\ 0 & 0 & L_{qq0} + L_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ff} & L_{fd} & 0 \\ L_{df} & L_{dd} & 0 \\ 0 & 0 & L_{qq} \end{bmatrix} \\
L_{sr}^{abc}(\theta) &= [L_{sr}^{abc}(\theta)]^T = \begin{bmatrix} L_{sf} & L_{sd} & L_{sq} \\ L_{fs} & L_{ds} & L_{qs} \\ L_{sf} & L_{sd} & L_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{\varphi_s} \cos \theta & L_{\varphi_s} \cos \theta & -L_{\varphi_s} \sin \theta \\ L_{\varphi_s} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & L_{\varphi_s} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -L_{\varphi_s} \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ L_{\varphi_s} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & L_{\varphi_s} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -L_{\varphi_s} \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (3.4)
\end{aligned}$$

Le comportement mécanique de la génératrice résumé dans [22] se d'écrit comme suit dans le référentiel abc :

$$\begin{aligned}
p(\omega_m) &= \frac{1}{J}(T_m - T_{em} - D\omega_m) & [rad/s^2] \\
p(\delta) &= \omega_n(\omega_m - 1) & [rad/s] \\
T_{em} &= \frac{P_{em}}{\omega_m} = \frac{1}{\omega_m}(v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c) & [Nm]
\end{aligned} \quad (3.5)$$

Où :

T_m : est le couple mécanique;

T_{em} : est le couple électromagnétique;

D : est le coefficient de friction;

J : est l'inertie de la machine;

P_{em} : est la puissance électromagnétique.

Cependant, les expressions d'inductance contiennent des termes avec un angle θ qui varie à son tour avec le temps; cela introduit une complexité considérable dans la l'écriture du modèle dynamique de la machine; engendrant aussi des problèmes dans les systèmes d'alimentation. En effet, la matrice d'inductance (3.3) doit être recalculée pour chaque position du rotor.

La transformation de Park permet de contourner cette difficulté en écrivant la relation (3.3) dans un repère mobile lié au rotor; la transformation de Park ne s'applique pas aux circuits rotoriques, ces circuits se trouvent déjà dans le référentiel de Park. Le circuit de champ se trouve dans l'axe longitudinal d . La transformation de Park $P(\theta)$ ainsi que son inverse $P^{-1}(\theta)$ sont montrés dans l'équation (3.6).

$$P(\theta) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}; \quad P^{-1}(\theta) = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

Les expressions données par (3.6) permettent d'écrire les grandeurs du repère abc dans le repère mobile dqh ; on obtient une relation des flux (3.3) indépendante de la position du rotor donnée par (3.7).

$$\begin{bmatrix} \Psi_s^{dqh} \\ \Psi_r^{dqh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -L_{ss}^{dqh} & L_{sr}^{dqh} \\ -\frac{3}{2} [L_{sr}^{dqh}]^T & L_{rr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_s^{abc} \\ I_r^{abc} \end{bmatrix}; \quad \begin{cases} \Psi_s^{dqh} = P(\theta) \Psi_s^{abc}(\theta) \\ I_s^{dqh} = P(\theta) I_s^{abc}(\theta) \end{cases} \quad (3.7)$$

Les expressions des inductances sont constantes et l'expression ainsi obtenue est plus facile à évaluer.

$$L_{ss}^{dgh} = PL_{ss}^{abc}(\theta)P^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{3}{2}(L_{aa} + L_{aa2}) & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2}(L_{aa} - L_{aa2}) & 0 \\ 0 & 0 & L_{aa} - 2L_{aa2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{dd} & 0 & 0 \\ 0 & L_{qq} & 0 \\ 0 & 0 & L_{00} \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

$$L_{sr}^{dgh} = PL_{sr}^{abc}(\theta) = \begin{bmatrix} L_{af0} & L_{aD0} & 0 \\ 0 & 0 & L_{aQ0} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad L_{rs}^{dgh} = L_{rs}^{abc}(\theta)P^{-1} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} L_{af0} & 0 & 0 \\ L_{aD0} & 0 & 0 \\ 0 & L_{aQ0} & 0 \end{bmatrix}$$

On voit que dans le repère dqh les matrices d'inductances mutuelles $L_{rs} = (3/2)[L_{sr}]^T$ ne sont pas égales. En effet, ceci dû à la transformée de Park. On pourra à l'aide d'un choix judicieux de la conversion en valeur relative $[pu]$ faire en sorte que ces deux matrices soient égales.

La matrice de flux peut maintenant s'écrire plus simplement dans les axes dq sous forme de flux mutuels comme dans les circuits couplés. Les grandeurs de l'axe h n'interviennent pas dans la dynamique de la génératrice.

$$\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \\ \psi_f \\ \psi_D \\ \psi_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -L_{dd} & 0 & L_{df} & L_{dD} & 0 \\ 0 & -L_{qq} & 0 & 0 & L_{qQ} \\ \hline -\frac{3}{2}L_{df} & 0 & L_{ff} & L_{df} & 0 \\ -\frac{3}{2}L_{dD} & 0 & -L_{Df} & L_{DD} & 0 \\ 0 & -\frac{3}{2}L_{qD} & 0 & 0 & L_{QQ} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_f \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

Dans le repère de Park, la machine peut donc être vue comme deux ensembles de bobinages couplés tels que représentés à la Figure 3.2.

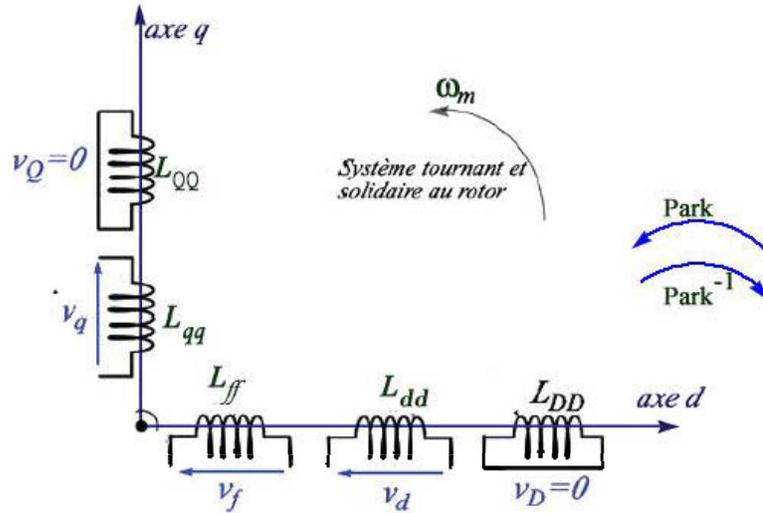


Figure 3.2. Modèle de la génératrice synchrone dans le repère dq

Nous réécrivons les équations de tension (3.1) en régime dynamique dans le repère de Park $\mathbf{v}_{s,r}^{dq} = P\mathbf{v}_{s,r}^{abc}$, on obtient l'équation matricielle (3.10).

$$\begin{bmatrix} V_s^{dqh} \\ V_r^{dqh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s & O_{23} \\ O_{32} & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_s^{dqh} \\ I_r^{dqh} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_s^{dqh} \\ \Psi_r^{dqh} \end{bmatrix} + \omega_e \Xi \begin{bmatrix} \Psi_s^{dqh} \\ \Psi_r^{dqh} \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

Avec

$$\Xi = \begin{bmatrix} W & O_{23} \\ O_{32} & O_3 \end{bmatrix}; \quad W = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

L'influence de l'angle θ a disparu (voir équations (3.9) et (3.10)). Les équations électriques des tensions se résument alors comme au stator et au rotor comme le montre les expressions (3.11) et comme les grandeurs de l'axe h n'interviennent pas dans la dynamique de la génératrice (ou pour un système de tension équilibré); puis en introduisant les paramètres donnés par (3.12) le circuit équivalent de la Figure 3.3 peut alors être construit.

$$\begin{cases} v_d = -r_a i_d + p\Psi_d - \omega_m \Psi_q \\ v_q = -r_a i_q + p\Psi_q + \omega_m \Psi_d \\ v_f = r_f i_f + p\Psi_f \\ 0 = r_D i_D + p\Psi_D \\ 0 = r_Q i_Q + \Psi_Q \end{cases} \quad (3.11)$$

$$\begin{aligned}
L_{md} &= L_{dd} - L_a & L_{00} &= L_a & L_{mq} &= L_{qq} - L_a \\
L_{mQ} &= L_{QQ} - L_Q = L_{qQ} & L_{ff} &= L_{md} - L_f + L_{kf1} \\
L_{Df} &= L_{DD} - L_D = L_{md} + L_{kf1} & L_{DD} &= L_{md} - L_D + L_{kf1} \\
L_{md} &= L_{df} = L_{dD}
\end{aligned} \tag{3.12}$$

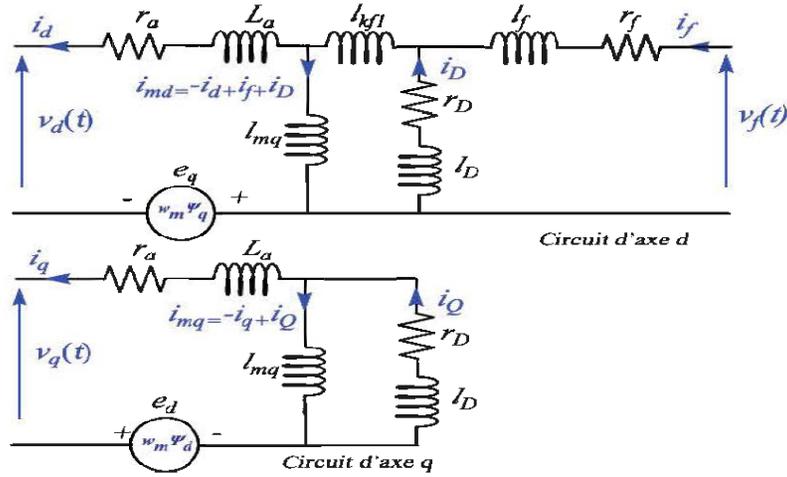


Figure 3.3. Circuits électriques de la génératrice synchrone triphasée dans le référentiel de Park.

Dans l'axe d , on tient compte de mutuelles supplémentaires communes à l'excitation et aux amortisseurs définis par les réactances L_{kf1} , c'est l'inductance de Caney [31]. L_{md} Et L_{mq} sont respectivement les réactances de magnétisation d'axe d et d'axe q . L_a , L_f , L_D et L_Q caractérisent les pertes magnétiques au stator, de la bobine de champs, et des amortisseurs d'axe d et q .

$$\begin{aligned}
P_{em} &= [V_s^{dqh}]^T \left[(P^{-1})^T P^{-1} \right] I_s^{dqh} = \frac{3}{2} (v_d i_d + v_q i_q + 2v_0 i_0) \\
&= \frac{3}{2} \left[\underbrace{-(i_d^2 + i_q^2 + 2i_0^2) R_a}_{\text{pertes joules}} + \underbrace{i_d (p\psi_d) + i_q (p\psi_q) + 2i_0 (p\psi_0)}_{\text{variation de l'énergie magnétique}} + \underbrace{(\psi_d i_q - \psi_q i_d)}_{P_{em}} \omega_e \right] \\
T_{em} &= \frac{3}{2} \frac{\omega_e}{\omega_m} (\psi_d i_q - \psi_q i_d) = \frac{3}{2} p_p (\psi_d i_q - \psi_q i_d)
\end{aligned} \tag{3.13}$$

La puissance électromagnétique (ou puissance transmise à travers l'entrefer) produite par la génératrice dans le référentiel de Park s'écrit $P_{em} = 3/2(v_d i_d + v_q i_q + v_0 i_0)$. on obtient une expression plus détaillée de la puissance dans l'équation (3.13). En divisant cette puissance par la vitesse mécanique du rotor $\omega_m [rad / s]$, on obtient le couple électromagnétique T_{em} de la génératrice (3.13).

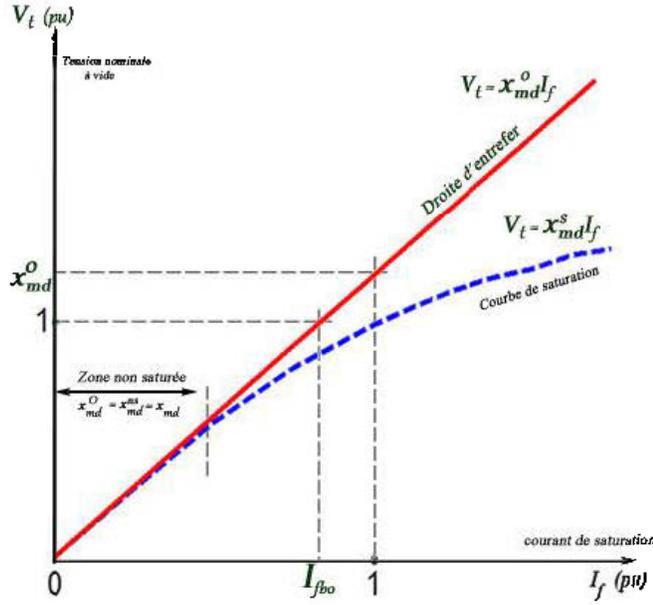
3.3 Équations électromécaniques en grandeurs réduites (pu)

Les grandeurs de base pour la conversion des paramètres de la génératrice en unités réduites, largement explicitée dans [22] sont données à l'annexe 3.2. Les grandeurs de base telles que la puissance apparente S_{base} , le couple T_{base} , la fréquence f_n , et la pulsation ω_n , ont la même valeur pour le stator et le rotor.

Selon la norme IEEE Std 115 [32] et comme cela est démontré dans [20-22], pour tous les circuits rotoriques, le courant de base $I_{k_{base}}$ (3.14) d'un enroulement k doit être choisi de manière à ce que le courant circulant dans l'enroulement k crée dans l'entrefer le même flux que le courant de référence d'armature circulant dans l'enroulement statorique. La réactance x_h correspond à la réactance principale; x_{md} pour l'axe transversal et à x_{mq} pour l'axe en quadrature. La détermination du courant rotorique de base $I_{f_{réf}}$ (3.14) est décrite dans le standard IEEE 115 [32]; où x_{md}^0 est la réactance de magnétisation non saturée d'axe d en pu, $I_{f_{b0}}$ est le courant de champ qui donne la tension de base de 1 pu sur la droite d'entrefer de la caractéristique à vide $V_t = f(I_f)$ (voir Figure 3.4).

$$I_{k_{base}} = \frac{V_{Sbase}}{\omega_n L_{Sk}} x_h; \quad I_{f_{base}} = I_{f_{b0}} x_{md}^0; \quad [en \text{ Ampère}] \quad (3.14)$$

Les équations électromécaniques dans le référentiel de Park transcrites en pu sont données de l'expression (3.15) - (3.19) ont été clairement développées dans [18, 20-22, 33].



$$I_{f,0} = I_{f,0} x_{md}^0 (A);$$

$$x_{md}^0 = \frac{L_d - L_a}{L_{\Sigma r}} (pu)$$

$I_{f,0}$ est le courant de champ qui donne la tension de base (1pu) sur la droite d'entrefer de la caractéristique à vide.

x_{md}^0 est la réactance de magnétisation non saturée d'axe d.

Figure 3.4. Caractéristique à vide de la génération, détermination du courant $I_{f,0}$

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_f \\ v_D \\ v_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -r_a & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -r_a & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_f & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r_D & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & r_Q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_f \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix} + \frac{1}{\omega_n} p \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \\ \psi_f \\ \psi_D \\ \psi_Q \end{bmatrix} + \omega_m \Xi \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \\ \psi_f \\ \psi_D \\ \psi_Q \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

$$\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \\ \psi_f \\ \psi_D \\ \psi_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -x_{dd} & 0 & x_{df} & x_{dD} & 0 \\ 0 & -x_{qq} & 0 & 0 & x_{qQ} \\ -x_{df} & 0 & x_{ff} & x_{dF} & 0 \\ -x_{dD} & 0 & x_{Df} & x_{DD} & 0 \\ 0 & -x_{qQ} & 0 & 0 & x_{QQ} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_f \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix} \quad [en pu]$$

$$T_{em} = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_f \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} 0 & -x_{qq} & 0 & 0 & x_{qQ} \\ -x_{dd} & 0 & x_{df} & x_{dD} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_f \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix} \quad [en pu] \quad (3.16)$$

$$V^{dqh} = R I^{dqh} + \frac{1}{\omega_n} p \Psi^{dqh} + \omega_m \Xi \Psi^{dqh} \quad (3.17)$$

$$T_{em} = \psi_d i_q - \psi_q i_d \quad \Psi^{dqh} = X I^{dqh}$$

Avec :

$$\begin{aligned}
 V^{dqh} &= [v_d \quad v_q \mid v_f \quad 0 \quad 0]^T \\
 I^{dqh} &= [i_d \quad i_q \mid i_f \quad i_D \quad i_Q]^T \\
 \Psi^{dqh} &= [\psi_d \quad \psi_q \mid \psi_f \quad \psi_D \quad \psi_Q]^T
 \end{aligned} \tag{3.18}$$

$$\begin{aligned}
 R &= \begin{bmatrix} -R_s & O_{23} \\ O_{32} & R_r \end{bmatrix}; \quad X = \begin{bmatrix} -X_{ss} & X_{sr} \\ -X_{sr}^T & X_{rr} \end{bmatrix}; \quad X_{ss} = \begin{bmatrix} x_{dd} & 0 \\ 0 & x_{qq} \end{bmatrix}; \\
 X_{rr} &= \begin{bmatrix} x_{ff} & x_{df} & 0 \\ x_{Df} & x_{DD} & x_{qQ} \\ 0 & 0 & x_{QQ} \end{bmatrix}; \quad X_{sr} = \begin{bmatrix} x_{df} & x_{dD} & 0 \\ 0 & 0 & x_{qQ} \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{3.19}$$

Sous l'état stationnaire (transformation de Park), et de la conversion en grandeurs réduites, les termes dérivés des équations de la machine sont nuls; tous les courants d'amortisseur sont nuls. Les équations en *pu* de machine s'écrivent sont données par (3.20).

$$\left. \begin{aligned} i_D = i_Q = 0 \\ p\Psi^{dqh} = 0 \end{aligned} \right\} \Rightarrow \begin{cases} v_d = -r_a i_d - \omega_m \psi_q \\ v_q = -r_a i_q + \omega_m \psi_d \\ v_f = r_f i_f \\ \psi_d = -x_{dd} i_d + x_{md} i_f \\ \psi_q = x_{qq} i_q \\ \psi_f = -x_{md} i_d + x_{ff} i_f \end{cases} \tag{3.20}$$

Outre les avantages inhérents à la transformation de Park, l'écriture des équations dynamiques de la machine en *pu* conduit aux avantages suivants [18, 22]:

- Les inductances et les réactances inductives ont la même valeur en *pu*;
- La pulsation électrique ω_e et la vitesse mécanique ω_m ont la même valeur en *pu*;
- Le nombre de paires de pôles P_p ainsi que le facteur 3/2 (issue de la transformation de Park) sont éliminés.

La machine synchrone fonctionne en régime saturé; seuls les flux mutuels sont sujets à la saturation du circuit magnétique; les flux de fuites sont considérés constants.

Comme cela est démontré dans [18-22, 34], la réactance de magnétisation d'axe d non saturé $x_{md}^{ns} = x_{md}^o$ donnée par (3.21); où $(V_t)_0$ est la tension terminale à vide et I_f est le courant de champ rotorique; lorsque la machine se sature, les flux d'axes d et q deviennent donc couplés par le phénomène de saturation. On définit alors un courant et un flux de magnétisation donné par (3.22); où Δ est le rapport de saillance; ainsi les réactances peuvent être calculées par (3.23); où $P_{sat}(\psi_m)$ est une fonction non linéaire qui est telle que $P_{sat}(0)=1$. Les paramètres p_2, p_4, p_6, \dots sont déterminés à l'aide de la caractéristique à vide $V_{10} = f(I_m)$ en utilisant la routine 'polyfit' de Matlab. Les paramètres de rang impair p_1, p_3, p_5, \dots sont nuls. En régime nominal, on a $P_{sat}(0) < 1$.

$$x_{md}^{ns} = x_{md}^o = \frac{(V_t)_0}{I_f} \quad (3.21)$$

$$i_m = \sqrt{i_{md}^2 + \frac{1}{\Delta^2} i_{mq}^2} \quad \text{Avec } \Delta = \frac{x_{md}^{ns}}{x_{mq}^{ns}} = \frac{x_{md}^s}{x_{mq}^s} \quad (3.22)$$

$$\psi_m = \sqrt{\psi_{md}^2 + \Delta^2 \psi_{mq}^2}$$

$$x_{md}^s = P_{sat}(I_m) x_{md}^{ns}$$

$$x_{mq}^s = P_{sat}(I_m) x_{mq}^{ns} \quad (3.23)$$

$$\text{Avec } P_{sat}(I_m) = 1 + p_2 I_m^2 + p_4 I_m^4 + \dots$$

3.4 Modèles d'état de la génératrice synchrone

Les modèles de la machine dépendent des variables d'entrée-sortie. Suivant les différentes stratégies de commande envisagées de la machine, nous pouvons définir

quatre structures bien distinctes déjà bien connues [20]. Les différentes structures sont résumées par le diagramme de la Figure 3.5.

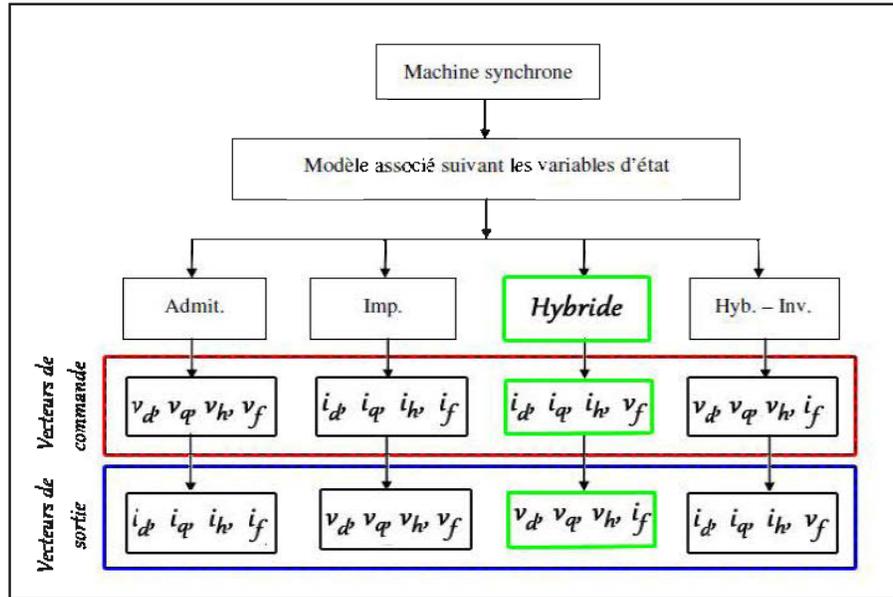


Figure 3.5. Représentation des différents modèles suivant les variables d'entrée-sortie

3.5 Représentation du modèle admittance et hybride

3.5.1. Modelé admittance

À partir de l'équation (3.17), puis en exprimant les courants en fonction des flux statoriques et rotoriques à l'aide de la matrice inverse des réactances, on aboutit à la forme d'état donnée par (3.24) avec le vecteur flux comme variable d'état, où I_n est la matrice identité d'ordre n (6 ou 5 si l'axe homopolaire est ignoré).

$$\begin{aligned}
 p\Psi^{dqh} &= -\omega_n (RX^{-1} + \omega_m \Xi) \Psi^{dqh} + \omega_n I_n V^{dqh} \\
 I^{dqh} &= X^{-1} \Psi^{dqh}
 \end{aligned}
 \tag{3.24}$$

L'équation (3.24), définit le modèle admittance (les tensions (au stator et au rotor) sont les entrées et les courants sont les sorties de la génératrice [18, 20, 21]; les matrices du

modèle sont données par (3.25). Ce modèle, est très utiles pour identifier les paramètres de la machine à partir d'un essais de court-circuit statorique.

$$\begin{aligned} A_g &= -\omega_n (RX^{-1} + \omega_m \Xi) & B_g &= \omega_n I_n \\ C_g &= \begin{bmatrix} I_{3,3} & O_{3,2} \\ O_{2,3} & O_{2,2} \end{bmatrix} X^{-1} & D_g &= O_{n \times n} \end{aligned} \quad (3.25)$$

Le modèle admittance permet de nous familiariser avec la méthode par représentation d'état de la génératrice, nous allons nous intéressé par la suite au modèle hybride de la génératrice.

3.5.2. Modèle hybride de la génératrice

Toutefois, le délestage, l'enclenchement de charge et le court-circuit de champ peuvent être simulés avec le modèle hybride de la machine synchrone. Nous allons présenter ici le modèle hybride qui permet de prédire le courant de champ et la tension terminale en fonction du courant au stator et de la tension de champ [19-21].

Le modèle hybride peut être obtenu en réajustant les équations (3.24) du modèle admittance de la génératrice. Les équations de tension et de flux au stator et au rotor peuvent être séparées comme le montre les expressions (3.26).

$$V_s^{dqh} = -R_s I_s^{dqh} + \frac{1}{\omega_n} p \Psi_s^{dqh} + \omega_m W \Psi_s^{dqh} \quad (1)$$

$$V_r^{dqh} = R_r I_r^{dqh} + \frac{1}{\omega_n} p \Psi_r^{dqh} \quad (2) \quad (3.26)$$

$$\Psi_s^{dqh} = -X_{ss} I_s^{dqh} + X_{sr} I_r^{dqh} \quad (3)$$

$$\Psi_r^{dqh} = -X_{sr}^T I_s^{dqh} + X_{rr} I_r^{dqh} \quad (4)$$

Contrairement à l'essai de court-circuit, l'essai de délestage se fait généralement sous les conditions pochent du régime nominal on a alors une génératrice fonctionnant dans sa zone de saturation. Les paramètres employés doivent être des paramètres saturés. Dans (3.27), nous notons G_e , U_e et Y_e représentant respectivement les vecteurs d'état, de commande et de sortie.

D'après (2) de l'équation (3.26), on isole la dérivée des flux rotoriques (3.28) et l'on obtient également le courant au rotor (3.28). En exploitant les équations magnétiques (4) de (3.26), on obtient une expression du courant rotorique donné par (3.29).

$$G_e = [\Psi_r^{dq}]; \quad U_e = [v_f \quad I_s^{dq}]^T; \quad Y_e = [i_f \quad V_s^{dq}]^T$$

Avec

(3.27)

$$\Psi_r^{dq} = [\psi_f \quad \psi_D \quad \psi_Q]^T; \quad I_s^{dq} = [i_d \quad i_q]^T; \quad V_s^{dq} = [v_d \quad v_q]^T$$

$$p\Psi_r^{dq} = -\omega_n R_r I_r^{dq} + \omega_n V_r^{dq}$$

$$I_r^{dq} = -\frac{1}{\omega_n} R_r^{-1} p\Psi_r^{dq} + R_r^{-1} V_r^{dq}$$
(3.28)

$$I_r^{dq} = X_{rr}^{-1} \Psi_r^{dq} + X_{rr}^{-1} X_{sr}^T I_s^{dq}$$
(3.29)

Les équations de courant rotoriques (3.28) et (3.29) sont équivalentes pour calculer les courants au rotor. Nous y déduisons la dérivée du flux au rotor donnée par (3.30). Les exposants i et v des matrices d'état et de commande traduisent le modèle commandé par des courants d'armature et la tension de champ. Nous élaborons dès lors l'équation d'observation. Considérons l'équation (3) de (3.26) du flux au stator, en remplaçant (3.29) dans (3) de (3.26) on obtient (3.31).

$$p\Psi_r^{dq} = -\omega_n R_r X_{rr}^{-1} \Psi_r^{dq} - \omega_n R_r X_{rr}^{-1} X_{sr}^T I_s^{dq} + \omega_n I_n V_r^{dq}$$

$$pG = A_\psi^{i,v} G_e + B_\psi^{i,v} U_e$$

Avec

(3.30)

$$A_\psi^{i,v} = [-\omega_n R_r X_{rr}^{-1}]_{3 \times 3}; \quad B_\psi^{i,v} = \omega_n \begin{bmatrix} I_{3 \times 3} \\ -R_r X_{rr}^{-1} X_{sr}^T \end{bmatrix}$$

$$\begin{aligned}\Psi_s^{dq} &= X_{sr} X_{rr}^{-1} \Psi_r^{dq} + (X_{sr} X_{rr}^{-1} X_{sr}^T - X_{ss}) I_s^{dq} \\ \Psi_s^{dq} &= C_\psi G_e + \begin{bmatrix} O_{2 \times 1} & D_{\psi 2 \times 2} \end{bmatrix} U_e = C_\psi G_e + D_{\psi 2 \times 3} U_e\end{aligned}\quad (3.31)$$

Avec

$$C_\psi = \begin{bmatrix} X_{sr} X_{rr}^{-1} \end{bmatrix}_{3 \times 3}; \quad D_{\psi 2 \times 2} = \begin{bmatrix} X_{sr} X_{rr}^{-1} X_{sr}^T - X_{ss} \end{bmatrix}_{2 \times 2}; \quad D_{\psi 2 \times 3} = \begin{bmatrix} O_{2 \times 1} & D_{\psi 2 \times 2} \end{bmatrix}_{2 \times 3}$$

Nous calculons la tension au stator à partir de l'expression (1) de (3.26) en remplaçant le flux du stator par son équivalence (3.31), on obtient (3.32). La dérivée du vecteur de commande est considérée comme nulle $p(U_e) = 0$ en considérant le vecteur de commande constant $U_e = 0$. En introduisant l'expression de la dérivée du flux au rotor (3.30), on déduit l'équation de sortie (3.33).

$$\begin{aligned}V_s^{dqh} &= -R_s I_s^{dqh} + \frac{1}{\omega_n} p(C_\psi \Psi_r^{dq} + D_{\psi 2 \times 3} U) + \omega_m W (C_\psi \Psi_r^{dq} + D_{\psi 2 \times 3} U) \\ &= -R_s I_s^{dqh} + \frac{1}{\omega_n} p(C_\psi \Psi_r^{dq}) + \omega_m W (C_\psi \Psi_r^{dq} + D_{\psi 2 \times 3} U)\end{aligned}\quad (3.32)$$

$$\begin{aligned}V_s^{dq} &= -R_s I_s^{dqh} + \frac{C_\psi}{\omega_n} (A_\psi^{i,y} G_e + B_\psi^{i,y} U_e) + \omega_m W (C_\psi \Psi_r^{dq} + D_{\psi 2 \times 3} U_e) \\ V_s^{dq} &= \left(\frac{C_\psi}{\omega_n} A_\psi^{i,y} + \omega_m W C_\psi \right) G_e + \left(\begin{bmatrix} O_{2 \times 1} & -R_s \end{bmatrix} + \frac{C_\psi}{\omega_n} B_\psi^{i,y} + \omega_m W D_{\psi 2 \times 3} \right) U_e \\ V_s^{dq} &= C_\psi^y G_e + D_\psi^y U_e \\ \text{Avec } C_\psi^y &= \left(\frac{C_\psi}{\omega_n} A_\psi^{i,y} + \omega_m W C_\psi \right); \quad D_\psi^y = \left(\begin{bmatrix} O_{2 \times 1} & -R_s \end{bmatrix} + \frac{C_\psi}{\omega_n} B_\psi^{i,y} + \omega_m W D_{\psi 2 \times 3} \right)\end{aligned}\quad (3.33)$$

$$\begin{aligned}Y &= \begin{bmatrix} i_f \\ V_s^{dq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_{rr}^{-1} \\ C_\psi^y \end{bmatrix} G_e + \begin{bmatrix} X_{rr}^{-1} X_{sr}^T \\ D_\psi^y \end{bmatrix} U_e \\ &= C_\psi^{i,y} G_e + D_\psi^{i,y} U_e\end{aligned}\quad (3.34)$$

Avec

$$C_\psi^{i,y} = \begin{bmatrix} X_{rr}^{-1} \\ C_\psi^y \end{bmatrix}; \quad D_\psi^{i,y} = \begin{bmatrix} O_{1 \times 1} & X_{rr}^{-1} X_{sr}^T \\ & D_\psi^y \end{bmatrix}$$

Les équations (3.30) et (3.34) forment la structure complète donnée par (3.35). En tenant compte des hypothèses simplificatrices définies dans [20-22] les tensions d'armature selon les axes d et q peuvent s'exprimer directement en fonction des flux comme le montre le Tableau 3. 1.

$$\begin{cases} pG = A_{\psi}^{i,y} G_e + B_{\psi}^{i,y} U_e \\ Y = C_{\psi}^{i,y} G_e + D_{\psi}^{i,y} U_e \end{cases} \quad (3.35)$$

Tableau 3. 1: Types de modèles hybrides

Modèle hybride	Tension dq au stator
Complet	$V_s^{dq} = -R_s I_s^{dq} + \frac{1}{\omega_n} p \Psi_s^{dq} + \omega_m W \Psi_s^{dq}$
Semi-simplifié	$V_s^{dq} = \omega_m W \Psi_s^{dq}$
Simplifié	$V_s^{dq} = [-\psi_q \quad \psi_d]^T$

En négligeant la dynamique des flux statoriques et l'effet des résistances rotoriques, on obtient donc un modèle hybride simplifié (électrique) d'ordre réduit (ordre 3) décrit par (3.36) facilement implémentable dans Matlab-Simulink®.

$$\begin{cases} pG = A_{\psi}^{i,y} G_e + B_{\psi}^{i,y} U_e \\ Y = C_{\psi}^{i,y} G_e + D_{\psi}^{i,y} U_e \end{cases} \quad (3.36)$$

Avec

$$A_{\psi}^{i,y} = [-\omega_n R_r X_{rr}^{-1}]; \quad B_{\psi}^{i,y} = \omega_n \begin{bmatrix} [1 \quad 0_{1 \times 2}]' & -R_r X_{rr}^{-1} X_{sr}^T \end{bmatrix}$$

$$C_{\psi}^{i,y} = \begin{bmatrix} (X_{rr}^{-1})_{1 \times 3} \\ \omega_m W (X_{sr} X_{rr}^{-1}) \end{bmatrix}; \quad D_{\psi}^{i,y} = \begin{bmatrix} X_{rr}^{-1} X_{sr}^T \\ \omega_m W \begin{bmatrix} O_{2 \times 1} & [X_{sr} X_{rr}^{-1} X_{sr}^T - X_{ss}] \end{bmatrix} \end{bmatrix}$$

Pour définir l'équation mécanique en pu on introduit l'équivalent H de la constante d'inertie J en pu . Comme cela est démontré dans [20-22, 35] l'équation du mouvement et le couple électromagnétique T_{em} sont donnés par (3.37).

$$p(\omega_m) = \frac{1}{2H} (T_m - T_{em} - D\omega_m)$$

Avec

$$T_{em} = [I_q \quad -I_d] [\psi_d \quad \psi_q]^T = I_{qd} C_\psi \psi_r^{dq} + I_{qd} D_{\psi 2 \times 3} U_e$$

$$I_{qd} = [I_q \quad -I_d]$$
(3.37)

En posant désormais les vecteurs G_{em} , U_{em} et Y_{em} comme le montre l'expression (3.38), nous obtenons finalement le modèle électromécanique simplifié de la génératrice donnée par (3.39).

$$G_{em} = [\psi_f \quad \psi_D \quad \psi_Q \quad \omega_m]^T; \quad U_{em} = [v_f \quad I_d \quad I_q \quad T_m]^T$$
(3.38)

$$\begin{cases} pG_{em} = A_g G_{em} + B_g U_{em} \\ Y_{em} = C_g G_{em} + D_g U_{em} \end{cases}$$

Avec

$$A_g = \begin{bmatrix} A_\psi^{i,v} & O_{3 \times 1} \\ -\frac{I_{qd} C_\psi}{2H} & -\frac{D}{2H} \end{bmatrix}; \quad B_g = \begin{bmatrix} B_\psi^{i,v} & O_{3 \times 1} \\ -\frac{I_{qd} D_{\psi 2 \times 3}}{2H} & \frac{1}{2H} \end{bmatrix}$$

$$C_g = \begin{bmatrix} C_\psi^{i,v} & O_{3 \times 1} \\ O_{1 \times 3} & 1 \end{bmatrix}; \quad D_g = \begin{bmatrix} D_\psi^{i,v} & O_{3 \times 1} \\ O_{1 \times 3} & O_{1 \times 1} \end{bmatrix}$$
(3.39)

Le modèle électromécanique d'état hybride ci-dessus possède le grand avantage d'être linéaire. Cette caractéristique, propre au modèle hybride, nous permet d'estimer plus facilement les paramètres mécaniques de la machine synchrone.

Dans ce paragraphe, nous avons modélisé et simulé sous Matlab Simulink le modèle mathématique hybride semi-simplifié d'une génératrice synchrone à rotor bobiné. Ce modèle n'est pas le mieux adapté à la simulation dynamique dans notre cas puisque dans l'intérêt de notre modèle global, ce modèle prend en entrée la tension de champ V_F et les courants statoriques I_s^{qd0} ; puis donne en résultat les tensions statoriques V_s^{qd0} lorsque la génératrice débite un courant I_s^{qd0} .

Le modèle hybride, ainsi que le modèle admittance sont des modèles phénoménologiques, qui ne décrivent pas le caractère réel des vecteurs de commande d'une génératrice. Nous allons modéliser dans le paragraphe qui suit un modèle de la génératrice synchrone dont la partie électrique est commandée uniquement par la tension de champ.

3.5.3. Modèle d'état de la génératrice avec v_f et T_m comme grandeur de commande.

3.5.3.1. Modèle de la charge

Le modèle d'état de la génératrice prend en entrée la tension d'excitation v_f ; nous cherchons les valeurs x_c et r_c correspondants à une charge locale ou pour une génératrice connectée à un bus infini. Étant donné le modèle de la génératrice, le principe est de ramener toutes les situations à une charge locale. Dans un premier temps, il s'agit de trouver les paramètres liés à une charge locale.

– Génératrice connectée à une charge locale;

La Figure 3.6 montre modèle de la génératrice liée à la charge par une ligne d'impédance négligeable; P , Q et V (respectivement, la puissance active, la puissance réactive de la charge et la tension aux bornes de la charge) désignent généralement les caractéristiques de la charge. Pour un état d'équilibre donné, il est possible de trouver l'impédance équivalente de la charge Z_c (valeur par unité de l'impédance équivalente de la charge) donnée par (3.40); où l'indice t désigne la grandeur terminale considéré. [17, 36].

$$Z_c = r_c + jx_c$$

Avec

$$r_c = \frac{P_t}{i_t^2} = P_t \left(\frac{Z_c}{V_t} \right)^2; \quad x_c = \frac{Q_t}{i_t^2} = Q_t \left(\frac{Z_c}{V_t} \right)^2 \quad (3.40)$$

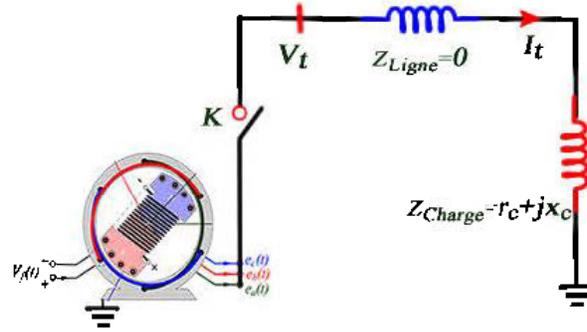


Figure 3.6. Génératrice connectée à une charge locale

– Génératrice connectée à un bus infini.

La Figure 3.7 montre le modèle de la génératrice connectée à un bus infini par une ligne d'impédance non négligeable; ce qui impose des chutes de tension en ligne et des pertes de puissance absorbée par la ligne. Les données disponibles sont généralement les puissances active et réactive (P_∞, Q_∞) et la tension infinie (V_∞). Ces valeurs peuvent être déterminées au besoin par les techniques d'écoulement de puissance [17, 30, 37]. Les valeurs à déterminer sont les puissances et la tension ramenées à la génératrice.

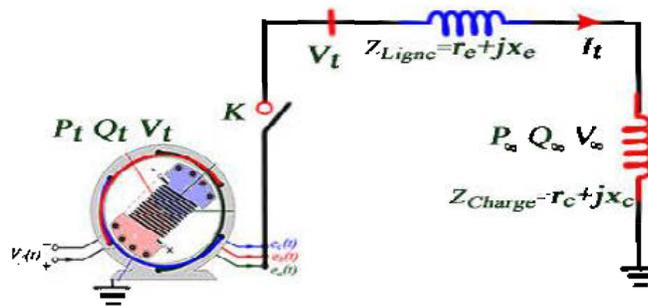


Figure 3.7. Génératrice connectée à un bus infini.

$$\begin{cases} P_\infty = k_1 \sin \delta \\ Q_\infty = k_1 \cos \delta - k_2 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \sin \delta = \frac{P_\infty}{k_1} \\ \cos \delta = \frac{Q_\infty + k_2}{k_1} \end{cases}$$

Avec

$$k_1 = \frac{|\bar{V}_t| |\bar{V}_\infty|}{X_e}; \quad k_2 = \frac{|\bar{V}_\infty|^2}{X_e}$$

D'après la formule trigonométrique $\sin^2 \delta + \cos^2 \delta = 1$, nous écrivons l'expression (3.42).

$$k_1 = \sqrt{(P_\infty)^2 + (Q_\infty + k_2)^2} \Rightarrow \begin{cases} |\bar{V}_t| = \frac{X_e \sqrt{(P_\infty)^2 + \left(Q_\infty + \frac{|\bar{V}_\infty|^2}{X_e}\right)^2}}{|\bar{V}_\infty|} \\ \sin \delta = \frac{P_\infty}{\sqrt{(P_\infty)^2 + \left(Q_\infty + \frac{|\bar{V}_\infty|^2}{X_e}\right)^2}} \end{cases}$$

Finalement :

$$\begin{cases} P_t = P_\infty - 3r_e I_t^2 \\ Q_t = Q_\infty - 3X_e I_t^2 \end{cases}$$

$$\alpha = \arctan\left(\frac{Q_\infty}{P_\infty}\right); \quad P_\infty = V_\infty I_\infty \cos \alpha; \quad I_\infty = I_t = \frac{P_\infty}{V_\infty \cos \alpha}$$

La loi de maille appliquée au circuit de la Figure 3.7 permet d'écrire l'équation (3.44) dans les référentiels abc et dq .

$$\begin{cases} v_{abc} = v_{\omega abc} + R_e i_{abc} + L_e p(i_{abc}) \\ v_{dq0} = v_{\omega dq0} + R_e i_{dq0} + L_e p[P(i_{abc})] \end{cases}$$

Avec

$$p = \frac{d}{dt}; \quad P = \text{Transformation de Park}$$
(3.44)

L'expression de $v_{\omega dq}$ et $P[p(i_{abc})]$ de l'équation précédente sont est données par (3.45) et (3.46) sans prise en compte de la composante homopolaire.

$$v_{\omega abc} = \sqrt{2} \begin{bmatrix} \cos(\omega_R t + \alpha) \\ \cos\left(\omega_R t + \alpha - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\omega_R t + \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix}; \quad v_{\omega dq0} = P v_{\omega abc} = V_\infty \begin{bmatrix} -\sin(\delta - \alpha) \\ \cos(\delta - \alpha) \\ 0 \end{bmatrix} [\text{pu}]$$

Avec : $\theta = \omega_R t + \delta - \frac{\pi}{2}$

(3.45)

$$p[P(i_{abc})] = pP(P^{-1}i_{dq}) + Pp(P^{-1}i_{dq}) = p(i_{dq}) + \omega \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} (i_{dq})$$
(3.46)

L'équation de tension dans le référentiel de Park pour une génératrice connectée à un bus infini est donnée par (3.47).

$$v_{dq} = V_\infty \begin{bmatrix} -\sin(\delta - \alpha) \\ \cos(\delta - \alpha) \end{bmatrix} + r_e i_{dq} + l_e p(i_{dq}) + l_e \omega \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} (i_{dq})$$

$$\Rightarrow \begin{cases} v_d = -V_\infty \sin(\delta - \alpha) + r_e i_d + l_e p(i_d) - l_e \omega(i_q) \\ v_q = -V_\infty \cos(\delta - \alpha) + r_e i_q + l_e p(i_q) + l_e \omega(i_d) \end{cases}$$
(3.47)

Les calculs s'opèrent en régime permanent, à paramètres invariants. Cette hypothèse permet de considérer les dérivées nulles et l'équation (3.47) est remplacé par (3.48).

$$\begin{cases} v_d = -V_\infty \sin(\delta - \alpha) + r_e I_d - X_e I_q \\ v_q = -V_\infty \cos(\delta - \alpha) + r_e I_q + X_e I_d \end{cases} \quad (3.48)$$

$$\text{Avec : } X_e = l_e \omega$$

3.5.3.2. Modèle de la génératrice connectée à une charge locale.

Comme cela a déjà été montré dans [17, 23, 36], l'équation de la charge aux bornes du stator dans le référentiel de Park est donnée par (3.49).

$$V_s = (R_1 + \omega_m W X_1) i_s + \frac{1}{\omega_n} X_1 p i_s$$

Avec (3.49)

$$R_1 = \begin{bmatrix} r_c & 0 \\ 0 & r_c \end{bmatrix}; X_1 = \begin{bmatrix} x_c & 0 \\ 0 & x_c \end{bmatrix}$$

Les tensions aux bornes de la génératrice et de la charge sont égales. L'égalité des équations (1) de (3.26) et (3.49) permet après réorganisation d'obtenir le modèle de l'équation (3.50); comme cela a déjà été développé dans [17, 23].

$$R \begin{pmatrix} i_s^{dq} \\ i_r^{dq} \end{pmatrix} + \frac{1}{\omega_n} X p \begin{pmatrix} i_s^{dq} \\ i_r^{dq} \end{pmatrix} + \omega_m \Xi X \begin{pmatrix} i_s^{dq} \\ i_r^{dq} \end{pmatrix} = N_1 \begin{pmatrix} i_s^{dq} \\ i_r^{dq} \end{pmatrix} + N_2 p \begin{pmatrix} i_s^{dq} \\ i_r^{dq} \end{pmatrix} + N_3 V_f$$

Avec : (3.50)

$$N_1 = \begin{bmatrix} R_1 + \omega_m W X_1 & O_{2,3} \\ O_{3,2} & O_{3,3} \end{bmatrix}; N_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{\omega_n} X_1 & O_{2,3} \\ O_{3,2} & O_{3,3} \end{bmatrix}; N_3 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

En posant $I_{dq} = [i_s^{dq} \quad i_r^{dq}]^T = [i_d \quad i_q \quad i_f \quad 0 \quad 0]^T$, nous écrivons l'équation (3.51).

$$\begin{aligned} R I_{dq} + \frac{1}{\omega_n} X p I_{dq} + \omega_m \Xi X I_{dq} &= N_1 I_{dq} + N_2 p I_{dq} + N_3 V_f \\ \Rightarrow \left(\frac{1}{\omega_n} X - N_2 \right) p I_{dq} &= (N_1 - \omega_m \Xi X - R) I_{dq} + N_3 V_f \end{aligned} \quad (3.51)$$

$$pI_{dq} = A_C I_{dq} + B_C V_f$$

Avec

(3.52)

$$A_C = \left(\frac{1}{\omega_n} X - N_2 \right)^{-1} (N_1 - \omega_m \Xi X - R); \quad B_C = \left(\frac{1}{\omega_n} X - N_2 \right)^{-1} N_3$$

Les courants statoriques, de champ et les tensions statoriques sont les variables observables. Les courants de la machine sont les variables d'états et la tension rotorique est la variable de commande. Nous déterminons l'équation des tensions statorique de sortie en remplaçant ψ_d et ψ_q dans l'équation (3.11); donné par (3.53).

$$\begin{cases} v_d = -r_a i_d + \frac{1}{\omega_n} p(-x_d i_d + x_{df} i_f + x_{dD} i_D) - \omega_m (-x_q i_q + x_{qQ} i_Q) \\ v_q = -r_a i_q + \frac{1}{\omega_n} p(-x_q i_q + x_{qQ} i_Q) + \omega_m (-x_d i_d + x_{df} i_f + x_{dD} i_D) \end{cases}$$

$$\Rightarrow \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = T_1 I_{dq} + T_2 p I_{dq}$$

Avec

(3.53)

$$T_1 = \begin{bmatrix} -r_a & \omega_m x_q & 0 & 0 & -\omega_m x_{qQ} \\ -\omega_m x_d & -r_a & \omega_m x_{df} & \omega_m x_{dD} & 0 \end{bmatrix}$$

$$T_2 = \frac{1}{\omega_n} \begin{bmatrix} -x_d & 0 & x_{df} & x_{dD} & 0 \\ 0 & -x_q & 0 & 0 & x_{qQ} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = T_1 I_{dq} + T_2 (A_C I_{dq} + B_C V_f) = (T_1 + T_2 A_C) I_{dq} + T_2 B_C V_f$$
(3.54)

Le modèle d'état de la génératrice connectée à une charge locale est donné par (3.55).

$$\begin{cases} pI_{dq} = A_C I_{dq} + B_C V_f \\ y = \begin{bmatrix} i_s \\ i_f \\ v_{dq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{3,3}, O_{3,2} \\ (T_1 + T_2 A_C) \end{bmatrix} I_{dq} + \begin{bmatrix} O_{3,1} \\ T_2 B_C \end{bmatrix} V_f \end{cases}$$
(3.55)

3.5.4. Simulation dynamique de la génératrice synchrone connectée à une charge locale

3.5.4.1. Calcul des conditions initiales et détermination des paramètres de simulation

Les conditions initiales sont déterminantes dans la prédiction exacte des performances transitoires de la génératrice. Les conditions initiales dans le cas du modèle donné par (3.55), sont les valeurs des variables d'états I_{dq} et de la tension de champ V_f . À ces valeurs, on peut ajouter la position du rotor (angle interne), la puissance électrique et la puissance mécanique disponible sur l'arbre de la génératrice.

En régime permanent, les courants dans les amortisseurs ainsi que les dérivées des courants de la machine sont nuls. Les tensions au stator sont données par (3.56).

$$\begin{cases} V_d = -r_a I_d - \omega_{m0} \Psi_q \\ V_q = -r_a I_q + \omega_{m0} \Psi_d \\ E_{(fem)} = x_{md} i_f \end{cases} \quad (3.56)$$

$$\text{Avec } \Psi_d = x_d I_d + x_{md} i_f; \Psi_q = x_q I_q; \omega_{m0} = \omega_s$$

La tension terminale V_t et le tension V_a à la sortie de la génératrice dans le repère abc pour un système équilibré est donnée par (3.57). Le diagramme des phaseurs de courants et de tensions qui en découle est illustré à la Figure 3.8. [17, 35]

$$\begin{cases} V_a = V_d \cos \theta + V_q \sin \theta \\ V_t = -r_a (I_d \underline{|\delta + \pi/2} + I_q \underline{|\delta}) + x_d I_d \underline{|\delta} - x_q I_q \underline{|\delta + \pi/2} + E \underline{|\delta} \end{cases} \quad (3.57)$$

Avec

$$\theta = \omega_m t + \delta + \pi/2$$

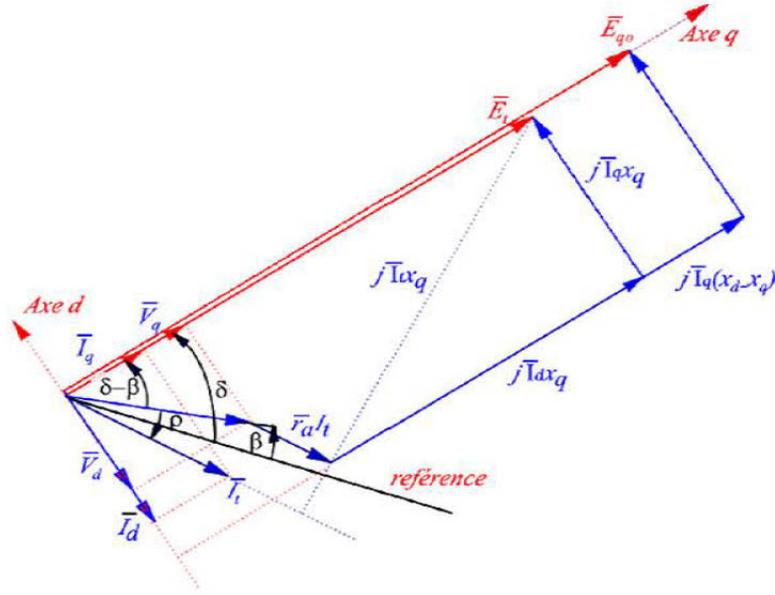


Figure 3.8. Diagramme des phaseurs de la génératrice en régime permanent

À partir des grandeurs connues P_t, Q_t, V_t, Z_L ; ainsi le courant terminal I_t montré dans (3.43) et l'angle interne δ_0 (angle entre la tension terminale et la tension interne à vide de la génératrice) donnée par (3.58); le courant et la tension de champ initial peuvent se calculer à partir de la courbe $v_t = f(i_f)$ (voir Figure 3.4) en effet, à vide $v_t = v_q = x_{md} i_f$. Les grandeurs souhaitées $v_d, v_q, i_d, i_q, E, i_f, v_f, \psi, T_e, T_m$ sont données par (3.59).

$$I_t = I_\infty = \frac{P_t}{V_t \cos \rho}; \quad \rho = \tan^{-1}(Q_t/P_t)$$

$$\delta_0 = \delta - \beta = \tan^{-1} \left(\frac{x_q I_t \cos \rho - r_a I_t \sin \rho}{V_t + r_a I_t \cos \rho + x_q I_t \sin \rho} \right) \quad (3.58)$$

$$\begin{cases} V_d = V_t \cos \delta_0 \\ V_q = -V_t \sin \delta_0 \end{cases}; \quad \begin{cases} I_d = -I_t \sin \alpha_t; \quad \alpha_t = \delta_0 + \rho \\ I_q = I_t \cos \alpha_t \end{cases}$$

$$\begin{cases} E_{(\phi m)} = V_q + r_a I_q - x_d I_d \\ i_f = E_{(\phi m)} / x_{md} \end{cases}; \quad \begin{cases} \psi = X I_{dq}; \quad I_{dq} = [I_d \quad I_q \quad I_f \quad 0 \quad 0]^T \\ T_e = I_q \psi_d - I_d \psi_q \\ T_m = T_e + D \omega_m \end{cases} \quad (3.59)$$

3 5.4.2. Simulation et validation du modèle de la génératrice connectée à la charge

Les données du constructeur clairement présentées dans l'annexe 7 de [17]. Les paramètres standards utilisés pour la simulation de la génératrice sont donnés dans le Tableau 3.2 [17, 23]. Les valeurs des paramètres du circuit équivalent ont été calculées à partir des correspondances données dans les tableaux montrés en annexe 3.2. Il s'agit de la structure présente dans le système global de conversion. La génératrice a 64 pôles, de puissance 231.6 kVA, pour une tension de 1380V, et de pulsation de référence est $\omega_{ref} = 377rad$ dont de fréquence 60 Hz. L'inductance de Canay x_{kf1} est supposée nulle.

Tableau 3. 2: Données et paramètres de simulation de la génératrice synchrone.

Symboles	Valeurs [pu]
r_a, x_a	0.0021, 0.034
r_f, x_f	0.0002, -0.0357
x_d, x_d', x_d''	0.93, 0.302, 1.175
x_q, x_q', x_q''	0.93, 0.27, 0.93
x_{md}, x_{md}	0.059, 0.35
r_D, r_Q	0.0027, 0.0129
x_D, x_Q	0.0063, -0.058

Nous réalisons successivement des essais permettant de mettre en évidence la dynamique de la génératrice. Dans un premier temps, la génératrice synchrone fonctionne initialement à vide pendant une seconde, nous réalisons successivement après une demie seconde un essai de commutation de ligne sur une charge, puis un délestage, ensuite un essai d'enclenchement de la charge; enfin un essai de court-circuit ceci dans le but d'illustrer l'aspect dynamique de la génératrice.

L'essai de commutation se réalise par ajustement des valeurs numériques de la charge Z_c dans le programme de simulation. Pour réaliser l'essai de commutation, il est important de choisir un facteur de puissance faible. Dans la pratique, un facteur de puissance élevé (grande puissance active) a tendance à accélérer la génératrice [17, 19, 2023].

L'essai de court-circuit est réalisé une seconde après l'essai d'enclenchement en annulant les valeurs de l'impédance Z_c dans le programme de simulation. L'essai de délestage consiste à mettre hors tension une partie ou l'ensemble de la charge; étant donné qu'avant le délestage la machine avant le délestage fonctionne en régime nominal, le délestage entraîne une chute de courant d'un pourcentage $\alpha\%$. Cet essai doit se faire en considérant la génératrice saturée [20]. Les coefficients de saturation sont ceux du Tableau 3. 3 [17, 23].

L'enclenchement consiste à mettre un ou plusieurs interrupteurs en marche partant d'un fonctionnement à vide ou suite à un délestage (Commutation sur une charge), ou d'un fonctionnement sur une charge définie. L'augmentation de charge est aussi estimée par un pourcentage $\beta\%$

Tableau 3. 3: Coefficients de saturation de la génératrice synchrone.

P_1	P_2	P_3	P_4	P_5	P_6	P_7
-0.0036	-0.0114	0.0573	-0.0645	0.0282	-0.0057	0.0004

La génératrice connectée à la charge est simulée avec trois types de charges dont une charge résistive, inductive et capacitive. Pendant toute la simulation, la tension d'excitation est constante.

– **Essai pour une charge résistive avec V_f constant.**

La génératrice alimente une charge résistive RL , absorbe une puissance active P_t et un courant I , dont les caractéristiques suivant chaque essai sont données dans le. Tableau 3.

4 En pu, une charge résistive est telle que $P_t \approx I_t$. Dans ce cas $P_t \approx I_t \approx 1 pu$, ce qui correspond environ à une charge de 100% de la capacité du générateur.

Tableau 3. 4: Données de simulation des essais sur une charge résistive.

Essais	Impédance [pu]	Puissances [pu]	$\cos \varphi$
	r_c, x_c	P_t, Q_t	
À vide	100, 100	0.002, 0.001	1
En commutation	1, 0.2967	1, 0.3286	0.95
Délestage	1.56, 0.7119	0.53, 0.2415	0.91
Enclenchement	1, 0.2967	1, 0.3286	0.95
Court-circuit	0.001, 0.001	100, 995	0.1

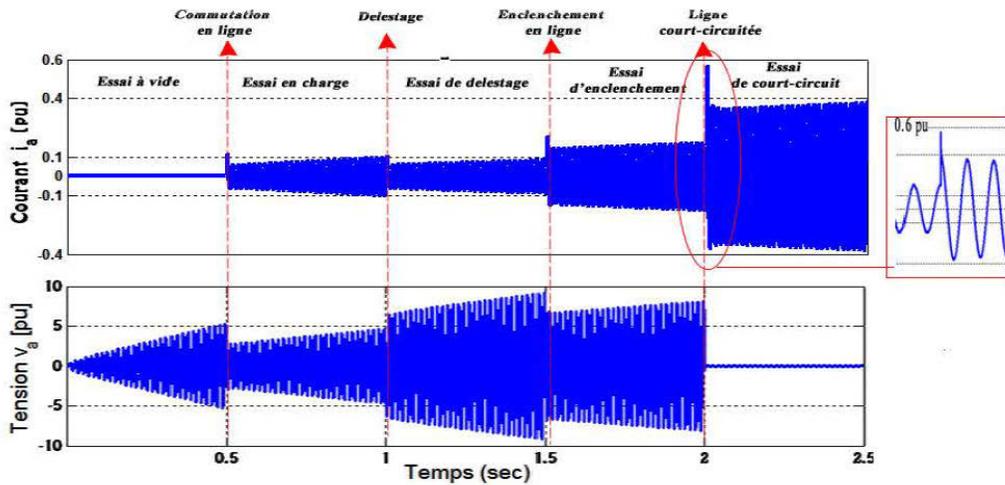


Figure 3.9. Courant et tension statoriques dans le référentiel abc pour une charge résistive.

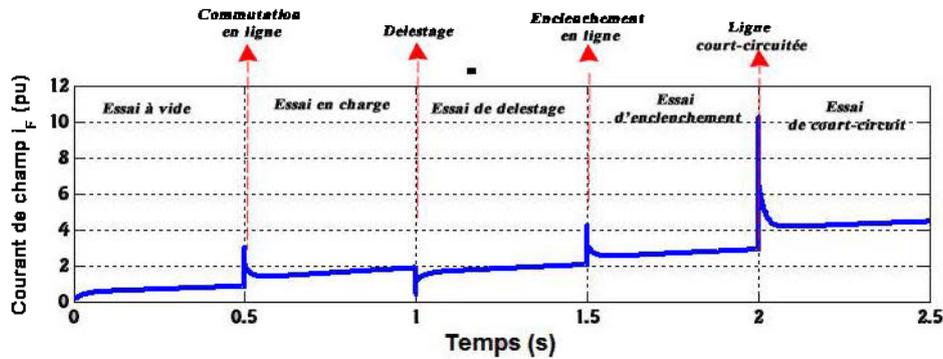


Figure 3.10. Courants de champ I_f pour une charge résistive

La dynamique de la génératrice permet d'effectuer en une seule simulation les essais souhaités. À l'instant $t = 0$, le disjoncteur d'alimentation est ouvert et les variables du système sont observées. À vide, la tension tend vers son amplitude maximale et le courant est nul; ce qui est l'inverse lors de l'essai de court-circuit (voir Figure 3.9).

Sur la Figure 3.10, le courant de champ chute au moment du délestage, mais par contre subit des pics pendant les instants de commutation, d'enclenchement et de court-circuit; le pic est aussi plus prononcé pendant le court-circuit. On peut constater que la régulation de la génératrice n'est pas assurée. En effet, les essais se réalisent sans le système d'excitation et son régulateur.

Après commutation de la charge résistive, on observe une chute de tension de 30%, l'essai de délestage ramène la tension à 110%, au lieu de 100% dû à l'absence de régulateur de tension de champ. La tension s'annule complètement pendant l'essai de court-circuit. Les variations de courants sont proportionnellement inverses de celles des tensions (voir Figure 3.9).

– **Essai pour une charge inductive avec V_f constant.**

La génératrice alimente une charge inductive RL , absorbant une puissance active P_t et un courant I_t , dont les caractéristiques suivant chaque essai sont données dans le Tableau 3. 5. En pu, une charge inductive est telle que $Q_t \approx I_t$. Dans ce cas $Q_t \approx I_t = 0.546 pu$, ce qui correspond environ à une charge de 100% de la capacité du générateur.

Tableau 3. 5: Données de simulation des essais sur une charge inductive.

Essais	Impédance [pu]	Puissances [pu]	$\cos \varphi$
	r_c, x_c	P_i, Q_i	
À vide	100, 100	0.002, 0.001	1
En commutation	0.3243, 1.7723	0.0999, 0.546	0.18
Délestage	1.4293, 5.7813	0.0403, 0.163	0.24
Enclenchement	0.67, 3.2659	0.06, 0.294	0.2
Court-circuit	0.001, 0.001	100, 995	0.1

Pour la charge inductive nous avons considéré que chaque essai dure une demi-seconde. À l'instant $t = 0$, le disjoncteur d'alimentation est ouvert et les variables du système sont observées. À vide, la tension tend vers son amplitude maximale et le courant est nul; ce qui est l'inverse lors de l'essai de court-circuit (voir Figure 3.11)

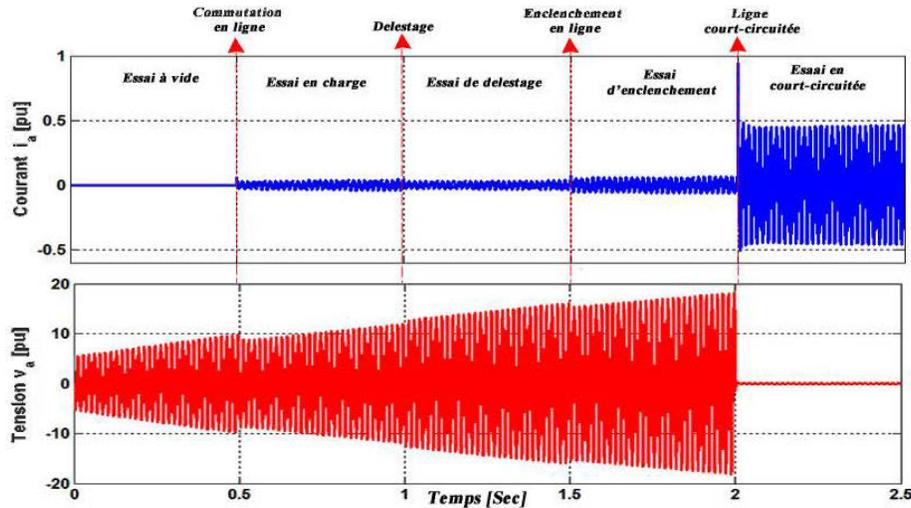


Figure 3.11. Courant et tension statoriques dans le référentiel abc pour une charge inductive

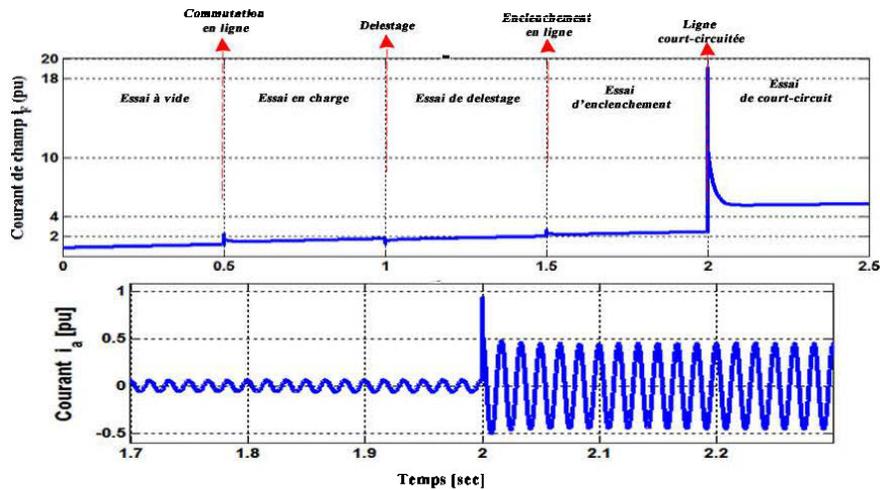


Figure 3.12. Courants de champ I_f et de court-circuit i_a pour une charge inductive

Sur la Figure 3.12 après la commutation de charge inductive on observe une légère chute de tension de 10%, la tension croît très rapidement à l'absence du régulateur de tension de champ. Il en est de même pour l'essai de délestage ramène et d'enclenchement. La tension s'annule complètement pendant l'essai de court-circuit. Les variations de courants sont proportionnellement inverses de celles des tensions.

Le courant de champ montre de brefs pics de courant pendant les instants de commutation, d'enclenchement et de court-circuit; le pique est aussi plus prononcé pendant le court-circuit.

– **Essai pour une charge capacitive avec V_f constant.**

La génératrice alimente une charge fortement capacitive RC , absorbant une puissance active P et un courant I , dont les caractéristiques suivant chaque essai sont données dans le

Tableau 3. 6. En pu, une charge inductive est telle que $Q_t \approx I_t$. Dans ce cas $Q_t \approx I_t = 0.163 pu$, ce qui correspond environ à une charge de 100% de la capacité du générateur.

Tableau 3. 6: Données de simulation des essais sur une charge capacitive.

Essais	Impédance [pu]	Puissances [pu]	$\cos \varphi$
	r_c, x_c	P_t, Q_t	
À vide	100, 100	0.002, 0.001	1
En commutation	0.67, 3.2659	0.06, 0.294	0.2
Délestage	1.4293, 5.7813	0.0403, 0.163	0.24
Enclenchement	0.67, 3.2659	0.06, 0.294	0.2
Court-circuit	0.001, 0.001	100, 995	0.1

Aussi pour une charge capacitive nous avons considéré que chaque essai dure une demi-seconde. Les résultats d simulations sont présentés à la Figure 3.13. On peut observer que la dynamique des éléments électriques est différente pour des essais avec charge résistive et inductive. À l'instant $t = 0$, le disjoncteur d'alimentation est ouvert et les variables du système sont observées. À vide, la tension tend vers son amplitude maximale et le courant est nul.

La Figure 3.14 montre que le courant de champ I_f est fortement perturbé dès la commutation de la charge; cette augmentation brusque de courant témoigne de l'augmentation de la magnétisation de la génératrice, nécessaire pour maintenir la tension d'armature.. Ce qui montre qu'à caractéristiques similaires, une charge fortement capacitive influence fortement la dynamique électrique de la génératrice synchrone.

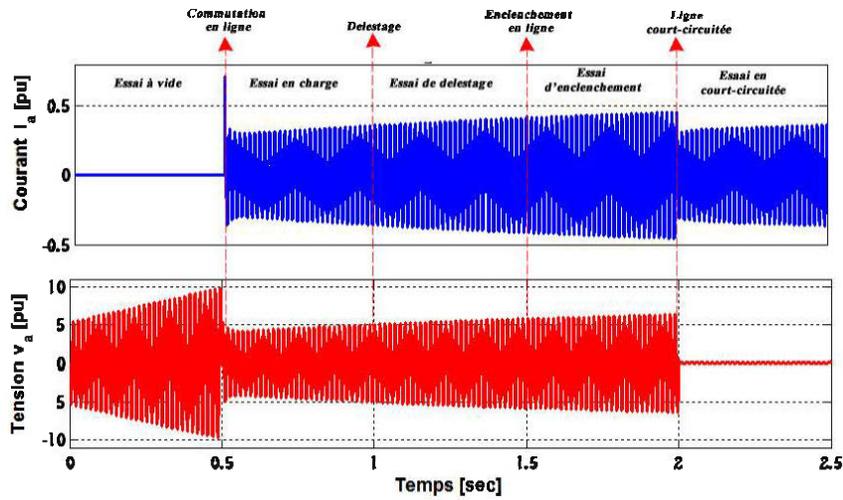


Figure 3.13. Courant et tension statoriques dans le référentiel abc pour une charge capacitive

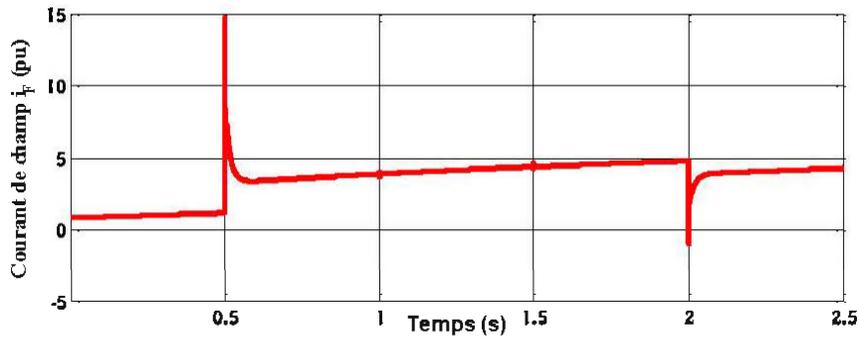


Figure 3.14. Courant de champ I_f pour une charge capacitive.

Le modèle complet de la génératrice intégrant le système d'excitation et le régulateur de tension de champ est présenté au paragraphe suivant.

3.5.5. Modélisation du régulateur de l'excitatrice de la génératrice

L'excitatrice est un dispositif généralement électromécanique qui permet d'alimenter en courant continu le rotor de génératrice synchrone. L'excitatrice (de type Brushless -sans balais-) et son régulateur permettent de maintenir constante la tension, quelles que soient les variations de la charge. En effet, le courant et la tension de champ au niveau du rotor ne sont pas mesurables.

Les équations de l'excitatrice dépendent fortement de sa structure, de sa courbe de saturation $v_f = f(I_e)$, et de la réponse du redresseur rotatif. La tension de commande v_r en sortie du régulateur alimente le stator de l'excitatrice. La sortie est la tension continue v_f qui alimente de rotor de la génératrice. L'excitatrice et sont régulateur ont déjà été clairement modélisé dans [17, 18].

La fonction de transfert de l'excitatrice est donnée à par (3.60) où $k \approx 2.3$ est le gain remplaçant le redresseur de diodes (pour le pont de diodes triphasé), x_{em0} est la réactance de magnétisation non saturée de l'excitatrice, R_e est la résistance de la bobine de champ de l'excitatrice, σ est le coefficient de dispersion est τ_e est la constante de temps de l'excitatrice.

$$G_e(s) = \frac{v_f}{v_r} = \frac{1}{K_e + \tau_e s} \quad (3.60)$$

Avec $K_e = \frac{R_e}{x_{em0}}$; $\tau_e = \frac{N_e \sigma}{k}$

La saturation est réalisée par un facteur de saturation utilisé comme boucle de retour à la fonction de transfert (3.60), donné par (3.61); où A_e et B_e sont déterminés à partir de la courbe $v_f = f(v_r)$ et de la puissance de l'excitatrice. $f_{se} = 0$ Pour un dimensionnement idéal (admis pour l'analyse de la stabilité transitoire) [17, 22].

$$f_{se} = A_e e^{B_e v_f}$$

$$G_e(s) = \frac{v_f}{v_r} = \frac{1}{(K_e + f_{se}) + \tau_e s} \quad (3.61)$$

Le redressement commandé fournissant la tension v_r est ramené à une fonction de transfert de premier ordre, donné par ; l'entrée est l'angle d'amorçage α des thyristors et la sortie la tension v_r . Où K_a et τ_a sont respectivement le gain et la constante de temps de l'amplificateur sont déterminés à partir du dimensionnement.

$$G_a(s) = \frac{v_r}{\alpha} = \frac{K_a}{1 + \tau_a s} \quad (3.62)$$

Un compensateur peut aussi être ajouté pour améliorer la stabilité en accélérant la réponse de l'excitatrice; c'est une fonction de transfert de premier ordre donnée par (3.63). Où K_c et τ_c sont respectivement le gain et la constante de temps de l'amplificateur sont déterminés à partir du dimensionnement; et v_1 est la tension à la sortie du compensateur.

$$G_c(s) = \frac{v_1}{v_f} = \frac{sK_c}{1 + \tau_c s} \quad (3.63)$$

La fonction de transfert liant la tension de champ v_f et la tension de sortie v_t de la génératrice synchrone correspondant à la caractéristique à vide de la génératrice est un système de premier ordre donnée par (3.64). Où K_g et τ_g sont respectivement le gain et la constante de temps de la génératrice déterminés à partir de la courbe de $G_g(s) = v_t/v_f$ pour une entrée échelon v_t .

$$G_g(s) = \frac{v_t}{v_f} = \frac{K_g}{1 + \tau_g s} \quad (3.64)$$

Le bloc régulateur et de mesure de la tension terminale assurant la boucle de retour est un système de premier ordre donnée par (3.65). Où K_r et τ_r sont respectivement le gain et la constante de temps du régulateur déterminés à partir du dimensionnement.

$$G_r(s) = \frac{v_2}{v_t} = \frac{K_r}{1 + \tau_r s} \quad (3.65)$$

À partir des différents blocs (équations (3.60) à (3.65)) nous montrons le schéma de dimensionnement du système d'excitation régulé à la Figure 3.15. Ce modèle du système d'excitation et d'autres est présent dans [17, 18, 22].

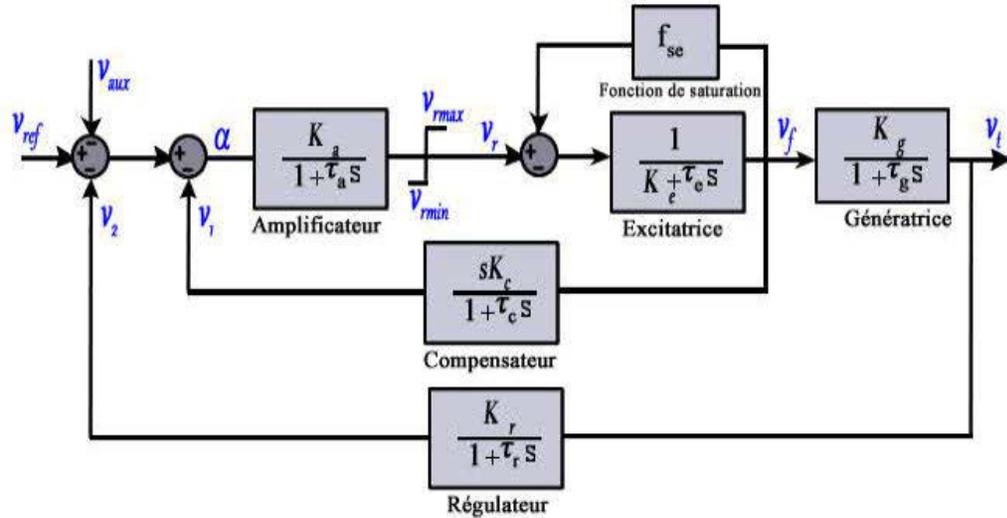


Figure 3.15 Modèle en fonction de transfert du système d'excitation régulé

La conversion des fonctions de transfert (3.60) à (3.65) du domaine de Laplace au domaine temporel sous forme d'équations différentielles sont présentées (3.66)

$$\begin{cases}
 p v_r = -\frac{\alpha}{\tau_a} v_r + \frac{K_a}{\tau_a} \alpha; & \text{Avec } \alpha = \begin{cases} v_{ref} - v_1 & (BO) \\ v_{ref} - v_1 - v_2 & (BF) \end{cases} \\
 p v_f = -\frac{1}{\tau_e} (K_e + f_{se}) v_f + \frac{1}{\tau_e} v_r \\
 p v_t = -\frac{1}{\tau_g} v_t + \frac{K_g}{\tau_g} v_f \\
 p v_{1c} = -\frac{1}{\tau_o} v_{1c} + \frac{K_o}{\tau_o} v_f; & \text{Avec } v_{1c} = \frac{v_1}{s} \\
 p v_2 = -\frac{1}{\tau_r} v_2 + \frac{K_r}{\tau_r} v_t
 \end{cases} \quad (3.66)$$

L'introduction du vecteur v_{1c} dans le système dynamique (3.66) permet de réécrire le vecteur α en boucle ouverte (BO) et en boucle fermée (BF) comme dans (3.67)

$$\alpha = \begin{cases} v_{ref} - p v_{1c} \\ v_{ref} - p v_{1c} - v_2 \end{cases} = \begin{cases} v_{ref} + \frac{1}{\tau_o} v_{1c} - \frac{K_o}{\tau_o} v_f & (BO) \\ v_{ref} + \frac{1}{\tau_o} v_{1c} - \frac{K_o}{\tau_o} v_f - v_2 & (BF) \end{cases} \quad (3.67)$$

la représentation d'état du régulateur de tension de champ en boucle ouverte puis en boucle fermée est donnée respectivement par (3.68) et (3.69).

$$p \begin{bmatrix} v_r \\ v_f \\ v_t \\ v_{1c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\tau_a} & -\frac{K_a K_c}{\tau_a \tau_c} & 0 & \frac{K_a}{\tau_a \tau_c} \\ \frac{1}{\tau_e} & -\frac{1}{\tau_e} (K_e + f_{se}) & 0 & 0 \\ 0 & \frac{K_g}{\tau_g} & -\frac{1}{\tau_g} & 0 \\ 0 & \frac{K_c}{\tau_c} & 0 & -\frac{1}{\tau_c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_r \\ v_f \\ v_t \\ v_{1c} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{K_a}{\tau_a} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} v_{ref} \quad (3.68)$$

$$p \begin{bmatrix} v_r \\ v_f \\ v_t \\ v_{1c} \\ v_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\tau_a} & -\frac{K_a K_c}{\tau_a \tau_c} & 0 & \frac{K_a}{\tau_a \tau_c} & -\frac{K_a}{\tau_a} \\ \frac{1}{\tau_e} & -\frac{1}{\tau_e} (K_e + f_{se}) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{K_g}{\tau_g} & -\frac{1}{\tau_g} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{K_c}{\tau_c} & 0 & -\frac{1}{\tau_c} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{K_r}{\tau_r} & 0 & -\frac{1}{\tau_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_r \\ v_f \\ v_t \\ v_{1c} \\ v_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{K_a}{\tau_a} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} v_{ref} \quad (3.69)$$

Nous employons la démarche de dimensionnement déjà présenté dans [17] afin de déterminer les paramètres du système d'excitation. Le modèle simplifié du système d'excitation régulé montré dans la Figure 3.16. les fonctions de transfert en boucle ouverte et fermée sont données par (3.70).

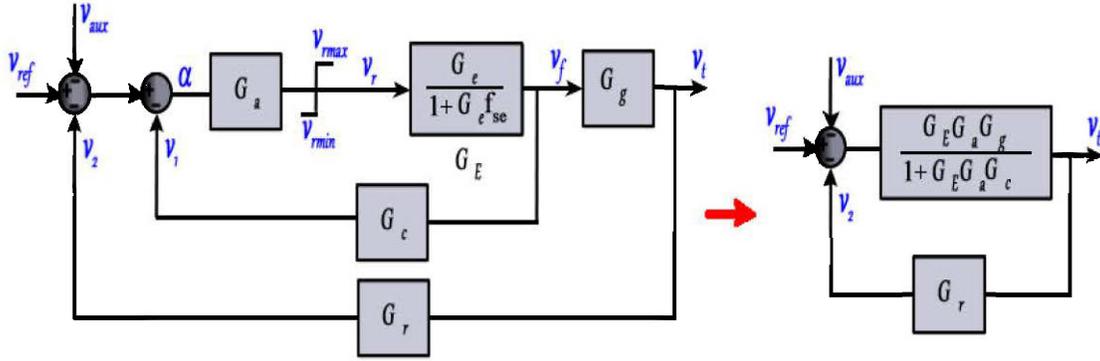


Figure 3.16. Modèle simplifié du système d'excitation régulé.

$$G_{bo}(s) = \frac{G_E G_a G_g G_r}{1 + G_E G_a G_c}; \quad G_{bF}(s) = \frac{G_E G_a G_g}{1 + G_E G_a (G_c + G_g G_r)} \quad (3.70)$$

Les paramètres K_c, K_a, K_r et τ_c sont déterminés de manière à rendre le système stable. En appliquant le théorème de la valeur finale à la fonction de transfert en boucle fermée, nous écrivons l'équation (3.71). Compte tenu de la valeur généralement très élevée du gain K_g de la génératrice, on s'arrange à avoir $K_g K_a K_r \gg K_E$

$$G_{bf0}(s) = \lim_{s \rightarrow 0} (S G_{bF}) = \frac{K_g K_a}{K_g K_a K_r + K_E}$$

Avec $K_g K_a K_r \gg K_E$ (3.71)

$$\Rightarrow G_{bf0} = \frac{1}{K_r}$$

L'excitatrice utilisée est une excitatrice Siemens dont le gain et la constante de temps sont également donnés dans [30]. Le Tableau 3. 7 résume clairement les données et paramètres du système d'excitation; la tension de référence de champ à 1 pu. La structure du système d'excitation implantée dans Simulink est donnée en annexe 5.3. La Figure 3.17 montre les résultats de l'excitatrice régulée pour une entrée échelon.

Tableau 3. 7: Données et paramètres de simulation de l'excitatrice.

Symboles	Valeurs	Symboles	Valeurs [s]
K_r	1	τ_r	0.0001
K_a	1.78	τ_a	0.0001
K_e	1	τ_e	0.405
K_c	1	τ_c	0.1
K_g	2948	τ_g	7.89

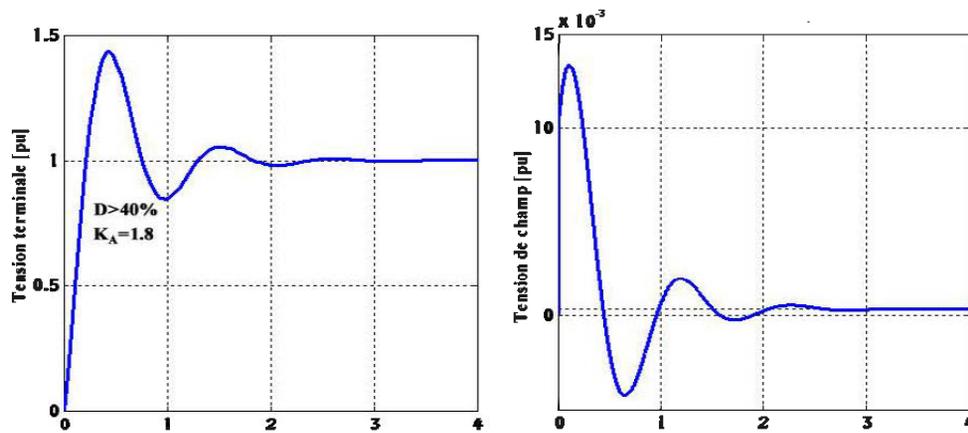


Figure 3.17. Tension terminale et de champ pour une référence échelon

La réponse de la Figure 3.17 est celle d'un système de second ordre; le premier dépassement est élevé (40 %). Par ailleurs, le régime permanent est atteint après 2s. pour pallier à ses manquements, il faut choisir K_a de manière à garder le système bouclé stable moyennant la fonction "rlocus" de Matlab appliquée à $G_{bo}(K_a=17.8)$. On cherche à avoir un coefficient d'amortissement acceptable ($\xi \approx 0.71$) [18, 38]. La montre le résultat du tracé du lieu des pôles et la réponse indicielle du régulateur dimensionné.

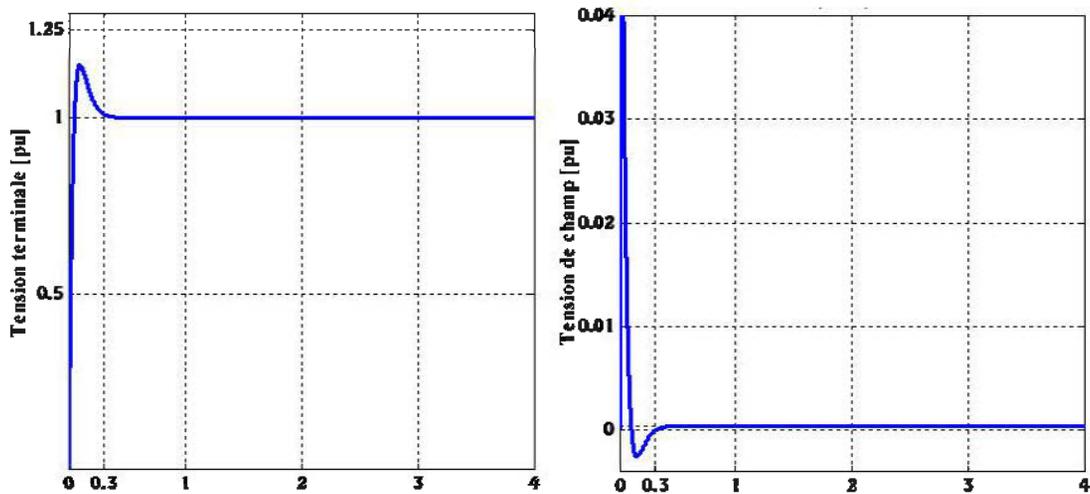


Figure 3.18. Tension terminale et de champs optimisés.

Sur la Figure 3.18, le gain K_a choisi permet d'avoir un dépassement très acceptable d'environ 10%; avec un régime dynamique qui dure 0.3s. On peut observer la rapidité du système bouclé, ainsi que l'effectivité de la stabilité obtenue.

3.5.6. Simulation de l'ensemble génératrice et excitatrice avec régulation de tension connectée à une charge locale.

Les paramètres de simulation employés pour chaque type de charge sont ceux précédemment utilisés. Comme précédemment la simulation se fait sans interruption partant du fonctionnement à vide; les conditions initiales avant le court-circuit dépendent de chaque type de charge.

Le mode opératoire de simulation consiste à associer à l'excitatrice, la génératrice conformément présentée à la Figure 3.19. Par la suite, effectuer une variation de charge (les essais) et observer le comportement des grandeurs (Courants, tensions, ...) à la sortie de la génératrice.

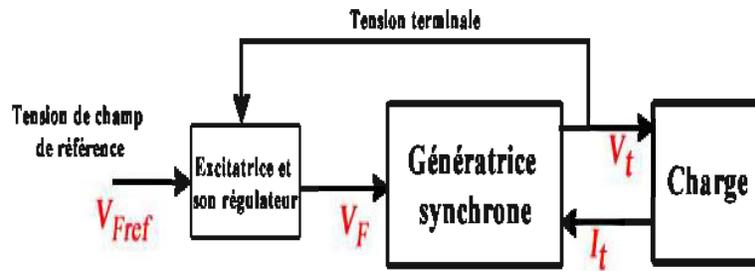


Figure 3.19. Synoptique d'implémentation de l'excitatrice combinée à la génératrice.

– **Essai pour une charge résistive.**

Les données de simulation des essais sur une charge résistive ont été présentées dans le Tableau 3. 4, les conditions initiales avant le court-circuit sont également présentées dans le Tableau 3.8.

Tableau 3. 8: Conditions initiales avant le court-circuit pour une charge résistive.

Vecteurs	Valeurs [$p\mu$]	Vecteurs	Valeurs [$p\mu$]
i_d	-1.3316	i_o	0
i_q	1.2454	i_2	0
i_f	4.7163	v_f	$3.3899e-4$
r_{ch}	1	x_{ch}	0.3287

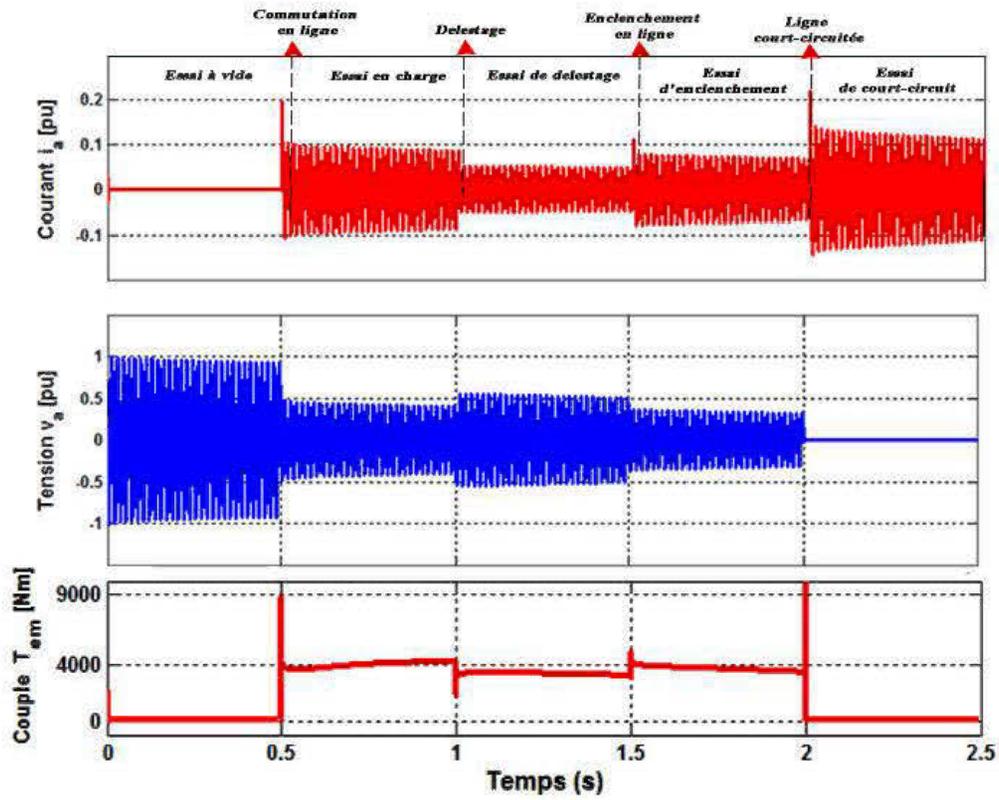


Figure 3.20. Courants et tension statoriques dans le référentiel abc pour une charge résistive.

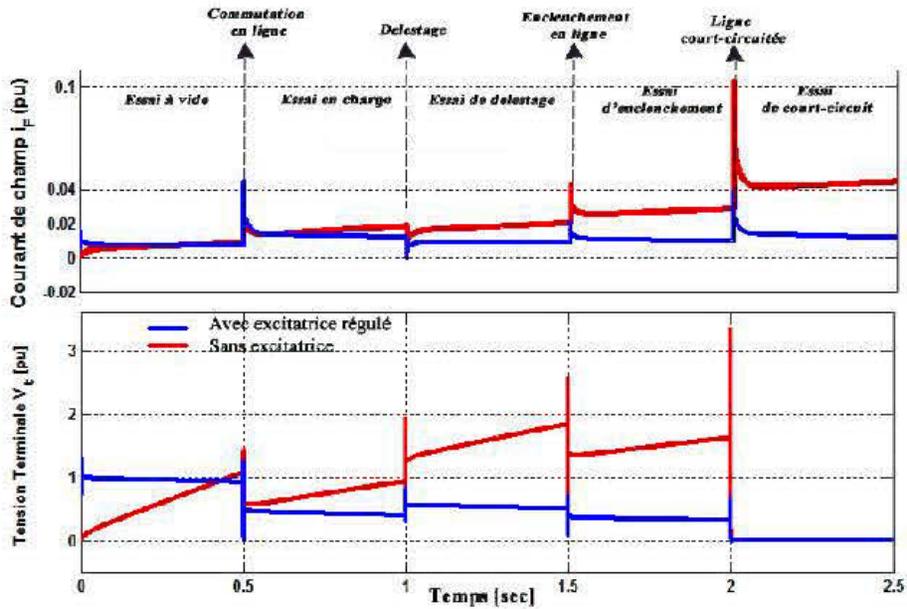


Figure 3.21. Tension terminale Courants de champ I_f pour une charge résistive

Sur la Figure 3.20, à l'instant $t = 0$, la génératrice fonctionne à vide la tension montre son amplitude maximale et le courant est nul; ce qui est l'inverse lors de l'essai de court-circuit. Après la commutation de charge résistive, on observe une chute de tension de 40%, l'essai de délestage ramène la tension à 60% de sa valeur maximale. Avec l'insertion de régulateur de tension de champ. La tension s'annule complètement pendant l'essai de court-circuit. Les variations de courants sont proportionnellement inverses de celles des tensions; en plus les variations du couple électromagnétique sont similaires à celles du courant

Sur la Figure 3.21, le courant de champ et la tension terminale montre (en bleu) une des piques très atténués avec une fonction presque constant dans la dynamique des essais ceci grâce à l'insertion du système d'excitation et son régulateur.

– **Essai pour une charge inductive.**

Les données de simulation des essais sur une charge inductive ont déjà été présentées dans le Tableau 3. 5, les conditions initiales avant le court-circuit sont également présentées dans le Tableau 3. 9.

Tableau 3. 9: Conditions initiales avant le court-circuit pour une charge inductive.

Vecteurs	Valeurs [pu]	Vecteurs	Valeurs [pu]
i_d	-0.5119	i_D	0
i_q	0.0889	i_Q	0
i_f	3.7445	v_f	$3.3899e - 4$
r_{ch}	0.667	x_{ch}	3.2659

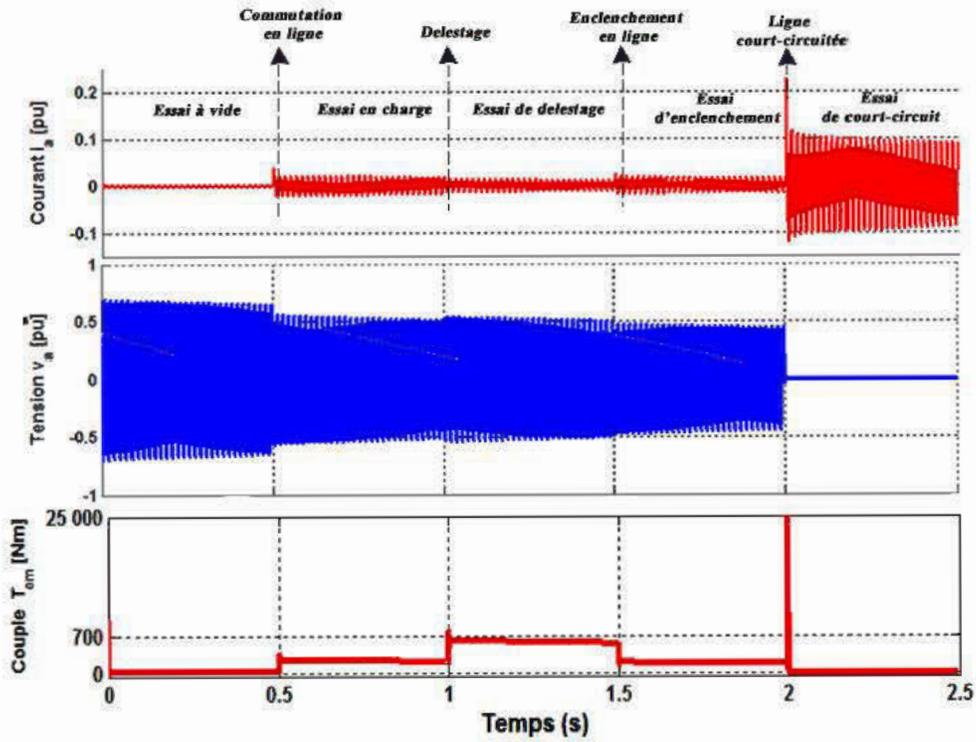


Figure 3.22. Courants et tension statoriques dans le référentiel abc pour une charge inductive.

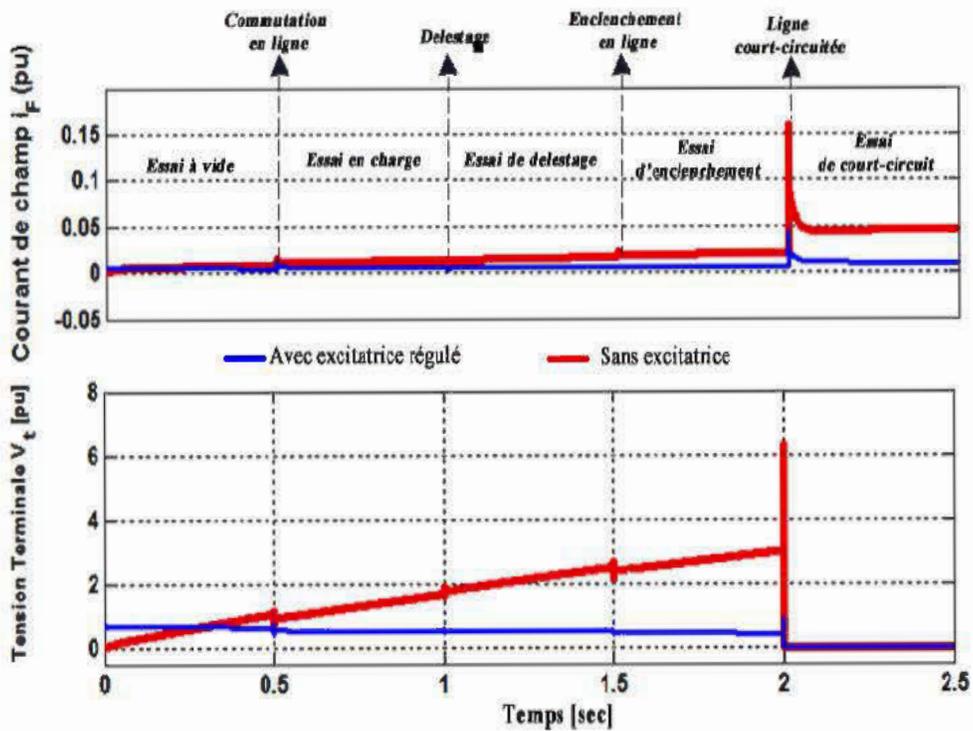


Figure 3.23. Tension terminale, courante de champ I_f pour une charge inductive

Sur la Figure 3.22, lorsque la génératrice est connectée à une charge inductive; la commutation de charge une légère de chute de tension de 10%, le régulateur de tension de champ permet d'atteindre assez rapidement le régime permanent à chaque essai. La tension s'annule complètement pendant l'essai de court-circuit. Les variations de courants sont proportionnellement inverses de celles des tensions; aussi les variations du couple électromagnétique sont similaires à celles du courant

Sur la Figure 3.23, le courant de champ et la tension terminale montrent; un pique moins prononcé pendant le court-circuit contrairement à lorsque la génératrice opérait sans système d'excitation.

– **Essai pour une charge capacitive.**

Les données de simulation des essais sur une charge inductive ont déjà été présentées dans le

Tableau 3. 6, les conditions initiales avant le court-circuit sont également présentées dans le Tableau 3. 10

Tableau 3. 10: Conditions initiales avant le court-circuit pour une charge capacitive.

Vecteurs	Valeurs [pu]	Vecteurs	Valeurs [pu]
i_d	-0.5119	i_D	0
i_q	0.0889	i_Q	0
i_f	3.7445	v_f	$3.3899e - 4$
r_{ch}	0.667	x_{ch}	3.2659

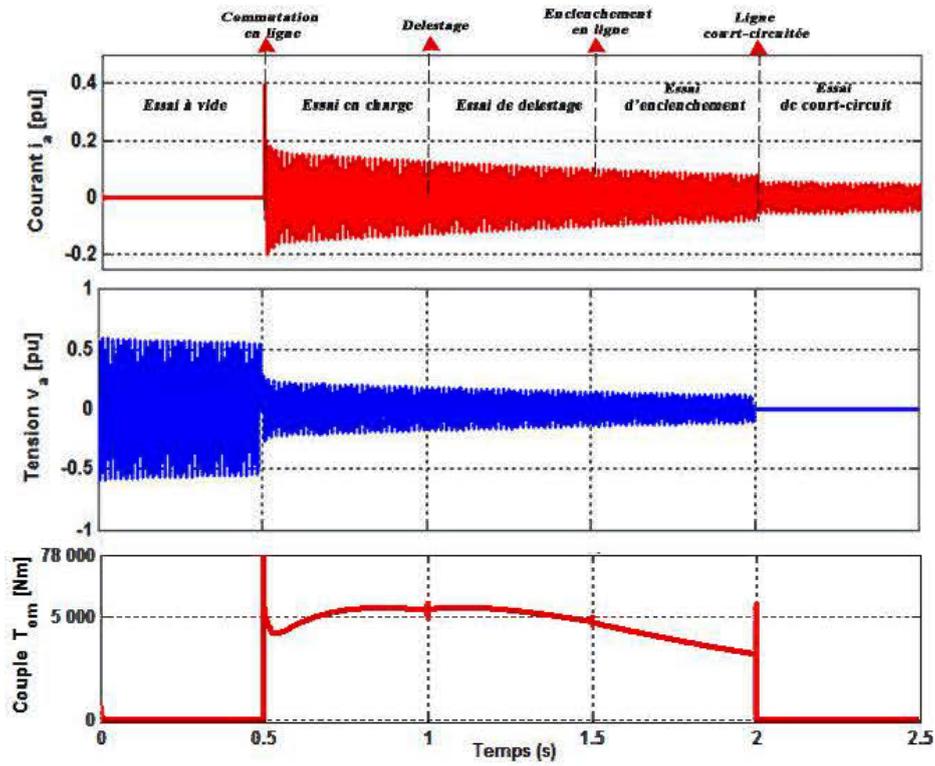


Figure 3.24. Courants et tension statoriques dans le référentiel abc pour une charge capacitive.

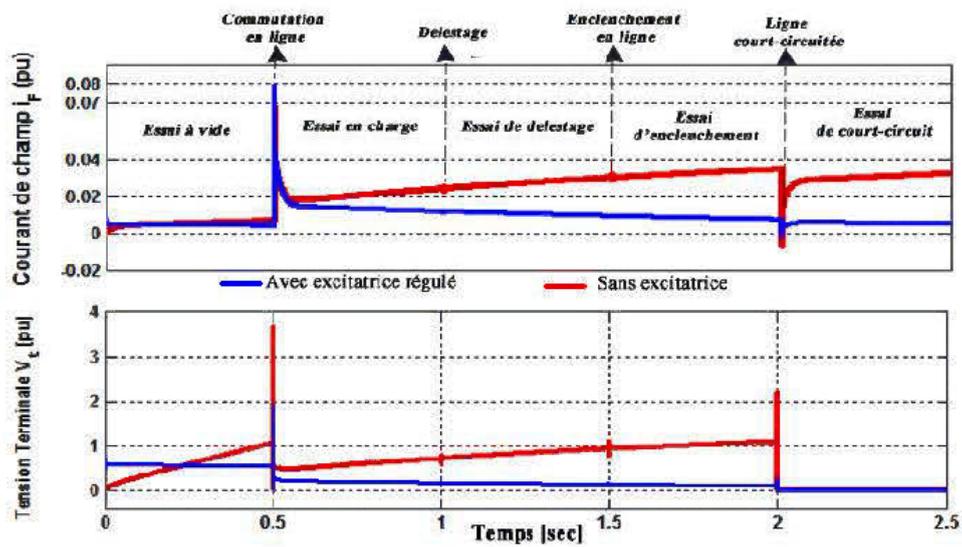


Figure 3.25. Tension terminale, V_t Courant de champ I_f pour une charge capacitive

Aussi pour une charge capacitive nous avons considéré que chaque essai dure une demi-seconde. Les résultats de simulations sont présentés à la Figure 3.24 et Figure 3.25. On peut observer que la dynamique des éléments électriques est différente pour des essais avec charge résistive et inductive. À l'instant $t = 0$, le disjoncteur d'alimentation est ouvert et les variables du système sont observées. À vide, la tension tend vers son amplitude maximale et le courant; aussi les variations du couple électromagnétique sont similaires à celles du courant.

La Figure 3.24 montre, que le courant de champ I_F est fortement perturbé dès la commutation de la charge; cette augmentation brusque de courant témoigne de l'augmentation de la magnétisation de la génératrice, nécessaire pour maintenir la tension d'armature. Ce qui montre qu'à caractéristiques similaires, une charge fortement capacitive influence fortement la dynamique électrique de la génératrice synchrone.

3.6 Conclusion

Dans ce chapitre, il a été question d'analyser en profondeur la dynamique de la génératrice synchrone, de démontrer le choix du modèle approprié de la génératrice et d'illustrer les phénomènes électriques d'une génératrice connectée à une charge locale.

Les modèles d'état de la génératrice dépendent des variables d'entrée-sortie. Suivant les différentes stratégies de commande envisagées de la machine, nous avons développé trois structures bien distinctes déjà bien connues; dont un modèle admittance, hybride afin un modèle commandé par la tension de champ et le couple mécanique; ce dernier connecté à une charge locale (résistive, inductive et capacitive). Aussi la structure standard d'une excitatrice y compris son régulateur tension de champ, a été présentée. Le paramétrage de ce dernier a été effectué en exploitant la technique classique des lieux des pôles.

Les modèles développés ont été implémentés et simulés moyennant le logiciel Matlab/Simulink. Des défauts et des contingences de réseau sur la génératrice synchrone ont dans un premier temps été évalués en excitatrice c'est-à-dire en considérant la tension

de champ constant et égale à 1pu. Ces deux sous-ensembles (génératrice et excitatrice régulée) ont été ensuite couplés et des essais ont été effectués.

Au regard de la problématique générale de l'impact des défauts et des contingences de réseau, ce chapitre nous a permis de mettre en évidence les caractéristiques dynamiques de la génératrice synchrone à rotor bobinée, organe principal du système de conversion électromécanique d'énergie. En effet la dynamique de la génératrice a été analysée de façon successive à travers les essais à vide, de commutation, de délestage, d'enclenchement et de court-circuit. Par ailleurs, les résultats obtenus paragraphe 3.5.5 nous montrent l'importance de l'action du régulateur de tension pour la stabilisation de la tension produite.

Chapitre 4. Analyse de la stabilité du convertisseur statique connecté au réseau

4.1 Introduction

Il est bien connu que les grandeurs du modèle de convertisseur statique de puissance varient dans le temps en raison du comportement de commutation. En effet, les circuits équivalents pour les convertisseurs de type DC-DC, AC-DC, AC-DC et AC-AC sont des transformateurs dont les grandeurs sont variables dans le temps [26].

Le **premier paragraphe** décrit un modèle (d'état) invariant dans le temps (élimination de l'action de commutation) par la méthode de transformation dq dans lequel le convertisseur de puissance de type AC-DC hors mis son système de régulateur PID peut être traité comme un transformateur électrique.

Aussi au **deuxième paragraphe** un modèle (d'état) invariant dans le temps (élimination de l'action de commutation) par la méthode de transformation dq dans lequel le convertisseur de puissance de type DC-AC hors mis son système de régulateur PID peut être traité comme un transformateur électrique.

Le **troisième paragraphe** montre la combinaison des différents sous modèles d'état en vue de simuler le système global de conversion et d'améliorer la stabilité dudit système via la commande par retour d'état (placement de pôles). Les techniques de linéarisation autour d'un point de fonctionnement y seront exploitées

4.2 Modèles d'état du convertisseur statique de puissance.

Ce paragraphe décrit un modèle (d'état) invariant dans le temps (élimination de l'action de commutation) par la méthode de transformation dq dans lequel le convertisseur de puissance de type AC-AC (voir Figure 4. 1) peut être traité comme un transformateur électrique.[25-28].

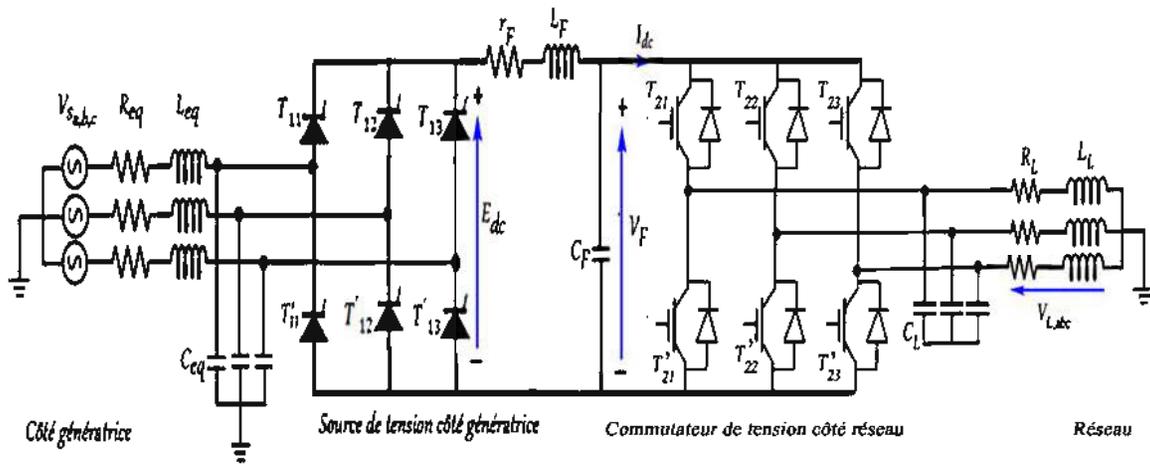


Figure 4. 1 Schéma du convertisseur de puissance de type AC-AC.

4.2.1 Modèles d'état du convertisseur côté génératrice (redresseur)

La source de tension côté génératrice (redresseur) est représentée par un pont à interrupteur électronique, la ligne de transmission est définie par les impédances équivalentes (R_{eq} , L_{eq} et C_{eq}), et le filtre par (r_F , L_F et C_F). La sortie du filtre peut être reliée à une charge idéale CPL afin d'évaluer les grandeurs de sortie du redresseur commandé comme le montre la Figure 4. 2, de telle sorte que le courant de sortie soit donné par (4.1). Les hypothèses du convertisseur sont les suivants:

- Le convertisseur opère en mode de conduction continue;
- Le courant continu de sortie est constant;
- L'amplitude de la source triphasée est constante et équilibrée;
- Seule une commutation se produit à un moment;
- Tous les harmoniques dans le système sont négligés (ne concernant que composante fondamentale).

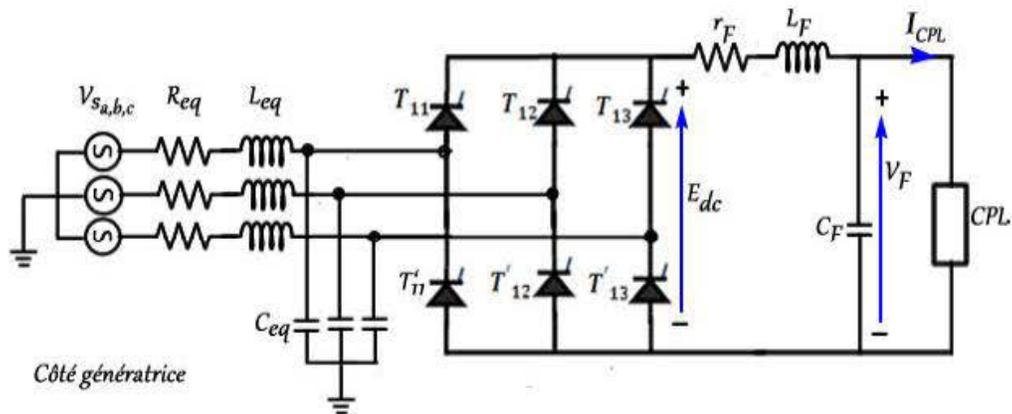


Figure 4. 2. Schéma du convertisseur côté génératrice de type AC-DC.

$$I_{CPL} = \frac{P_{CPL}}{V_{CPL}} \quad (4.1)$$

$$r_{\mu} = \frac{3\omega L_{eq}}{\pi} \quad (4.2)$$

Dans la Figure 4. 1 et la Figure 4. 2, l'effet des inductances équivalentes (L_{eq}) en alternatif, entraîne une chute de tension après redressement (phénomène d'empiètement), qui est définie par une résistance variable r_{μ} donnée par (4.2). Où ω est la fréquence du signal d'alimentation. La modélisation du convertisseur commandé côté génératrice dans le repère dq est simplement développée sous forme d'un transformateur comme le montre la Figure 4. 3.

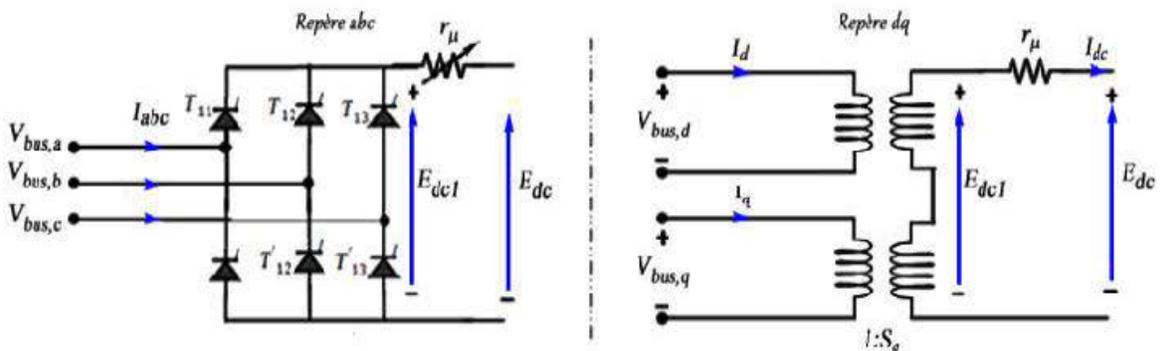


Figure 4. 3. Circuit équivalent du convertisseur AC-DC côté génératrice dans le repère dq .

En négligeant les harmoniques du système d'alimentations (GS), les fonctions de commutation S_{abc} de la Figure 4. 2 peuvent être écrites par une série de Fourier pour les trois phases comme le montre l'équation (4.3). S_{abc} représente en effet la matrice de passage du repère dc au repère abc ; ϕ et α représentent respectivement l'angle de phase des tensions de bus et l'angle d'amorçage des interrupteurs de puissance. Le modèle mathématique dans le repère abc est donné par (4.4). Où E_{dc1} représente la tension de sortie du redresseur sans prise en compte de l'effet d'empiètement (voir Figure 4. 3).

$$S_{abc} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \begin{bmatrix} \sin(\omega t + \phi - \alpha) & \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \phi - \alpha\right) & \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \phi - \alpha\right) \end{bmatrix}^T \quad (4.3)$$

$$\begin{cases} I_{abc} = S_{abc} I_{dc} \\ E_{dc1} = S_{abc}^T V_{bus,abc} \end{cases} \quad (4.4)$$

Le passage du modèle mathématique du redresseur commandé dans le repère abc s'effectue par la matrice de transformation $T[\theta(t)]$ donné par (4.5), où ϕ_1 est l'angle de phase des tensions dans le repère dq . En combinant les équations (4.3) - (4.5); on obtient le modèle mathématique dans le repère dq , donné par (4.6); où S_{dq} représente la matrice de passage dans le repère dq donnée par (4.7) [25, 28].

$$T[\theta(t)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta(t) & \cos\left(\theta(t) - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta(t) + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta(t) & -\sin\left(\theta(t) - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta(t) + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

$$\text{Avec } \theta(t) = \omega t - \frac{2}{\pi} + \phi_1$$

$$\begin{cases} I_{dq} = S_{dq} I_{dc} \\ E_{dc1} = S_{dq}^T V_{bus,dq} \end{cases} \quad (4.6)$$

$$S_{dq} = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \begin{bmatrix} \cos(\phi_1 - \phi + \alpha) & -\sin(\phi_1 - \phi + \alpha) \end{bmatrix}^T \quad (4.7)$$

La méthode de transformation dq se basant sur la matrice de transformation $T[\theta(t)]$ (4.5) puis le circuit équivalent du convertisseur de la Figure 4. 3, nous représentons le convertisseur commandé lié à la génératrice de la Figure 4. 2 par le circuit équivalent de la Figure 4. 4 suivant ladite méthode [25-28].

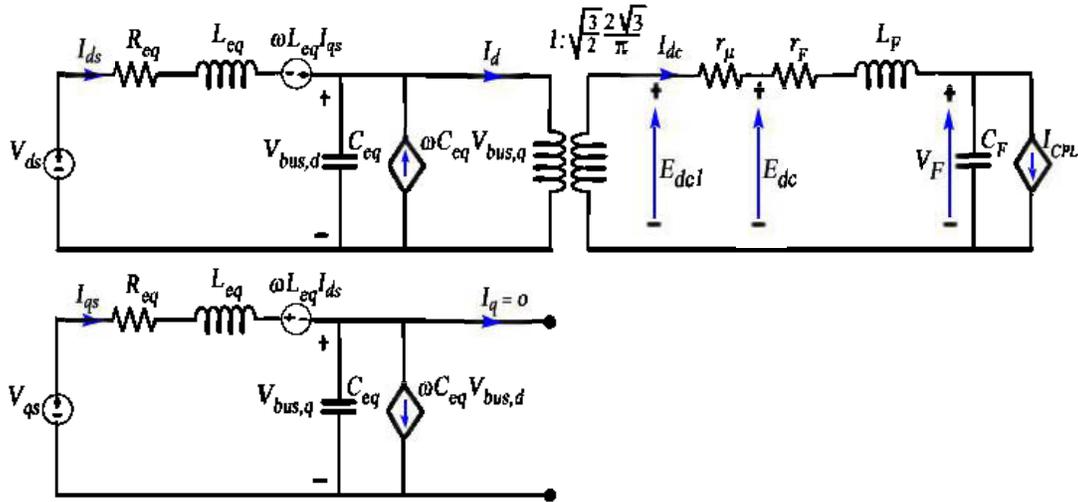


Figure 4. 4. Circuit équivalent du convertisseur par la méthode de transformation dq .

Nous appliquons les lois de kirchhoff dans la Figure 4. 4, puis nous écrivons les expressions des équations dynamiques (non linéaire) du convertisseur AC-DC coté génératrice données par (4.8). Le modèle d'état est écrit en utilisant X_{cg} , U_{cg} et Y_{cg} comme respectivement les variables d'états, de commande et de sortie données par (4.10).

$$\left\{ \begin{array}{l}
p(I_{ds}) = -\frac{R_{eq}}{L_{eq}} I_{ds} + \omega_n I_{qs} - \frac{1}{L_{eq}} V_{bus,d} + \frac{1}{L_{eq}} V_{ds} \\
p(I_{qs}) = -\omega_n I_{ds} - \frac{R_{eq}}{L_{eq}} I_{qs} - \frac{1}{L_{eq}} V_{bus,q} + \frac{1}{L_{eq}} V_{qs} \\
p(V_{bus,d}) = \frac{1}{C_{eq}} I_{ds} + \omega_n V_{bus,q} - \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{2\sqrt{3}}{\pi C_{eq}} I_{dc} \\
p(V_{bus,q}) = \frac{1}{C_{eq}} I_{qs} - \omega_n V_{bus,d} \\
p(I_{dc}) = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{2\sqrt{3}}{\pi L_F} V_{bus,d} - \frac{r_\mu + r_F}{L_F} I_{dc} - \frac{1}{L_F} V_F \\
p(V_F) = \frac{1}{C_F} I_{dc} - \frac{1}{C_F} \frac{P_{CPL}}{V_F}
\end{array} \right. \quad (4.8)$$

Avec :

$$V_{dqs} = \begin{bmatrix} V_m \sqrt{\frac{3}{2}} \cos(\lambda + \alpha) \\ V_m \sqrt{\frac{3}{2}} \sin(\lambda + \alpha) \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

$$\begin{aligned}
G_{cg} &= [I_{ds} \quad I_{qs} \quad V_{bus,d} \quad V_{bus,q} \quad I_{dc} \quad V_F]^T \\
U_{cg} &= [V_m \quad P_{CPL}]^T ; \quad Y_{cg} = V_F
\end{aligned} \quad (4.10)$$

La linéarisation du modèle se fait alors par le terme du premier ordre des séries de Taylor autour d'un point d'équilibre (G_{cg0}, U_{cg0}) . Le système d'état après la linéarisation est décrit comme le montre l'équation (4.11); les expressions des équations dynamiques linéarisées du convertisseur AC-DC sont données par (4.12).

$$\left\{ \begin{array}{l}
p(\tilde{G}_{cg}) = A_{cg0}(G_{cg0}, U_{cg0}) \tilde{G}_{cg} + B_{cg0}(G_{cg0}, U_{cg0}) \tilde{U}_{cg} \\
\tilde{y} = \tilde{V}_F = C_{cg0}(G_{cg0}, U_{cg0}) \tilde{G}_{cg} + D_{cg0}(G_{cg0}, U_{cg0}) \tilde{U}_{cg}
\end{array} \right. \quad (4.11)$$

$$\left\{ \begin{array}{l}
 P(\tilde{I}_{ds}) = -\frac{R_{eq}}{L_{eq}} \tilde{I}_{ds} + \omega_n \tilde{I}_{qs} - \frac{1}{L_{eq}} \tilde{V}_{bus,d} + \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{\cos(\lambda_0 + \alpha_0)}{L_{eq}} V_m \\
 P(\tilde{I}_{qs}) = -\omega_n \tilde{I}_{ds} - \frac{R_{eq}}{L_{eq}} \tilde{I}_{qs} - \frac{1}{L_{eq}} \tilde{V}_{bus,q} + \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{\sin(\lambda_0 + \alpha_0)}{L_{eq}} V_m \\
 P(\tilde{V}_{bus,d}) = \frac{1}{C_{eq}} \tilde{I}_{ds} + \omega_n \tilde{V}_{bus,q} - \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{2\sqrt{3}}{\pi C_{eq}} \tilde{I}_{dc} \\
 P(\tilde{V}_{bus,q}) = \frac{1}{C_{eq}} \tilde{I}_{qs} - \omega_n \tilde{V}_{bus,d} \\
 P(\tilde{I}_{dc}) = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{2\sqrt{3}}{\pi L_F} \tilde{V}_{bus,d} - \frac{r_\mu + r_F}{L_F} \tilde{I}_{dc} - \frac{1}{L_F} \tilde{V}_F \\
 P(\tilde{V}_F) = \frac{1}{C_F} \tilde{I}_{dc} + \frac{1}{C_F} \frac{P_{CPL0}}{V_{F0}^2} \tilde{V}_F - \frac{1}{C_F V_{F0}} \tilde{P}_{CPL}
 \end{array} \right. \quad (4.12)$$

Afin de réguler la tension V_F du convertisseur côté réseau, des régulateurs classiques PI peuvent être utilisés (voir Figure 4. 5) [24, 27, 28]. La Figure 4. 6 montre le schéma fonctionnel du régulateur PI. Nous négligeons les phénomènes d’empiètement ($r_\mu = 0$) [39].

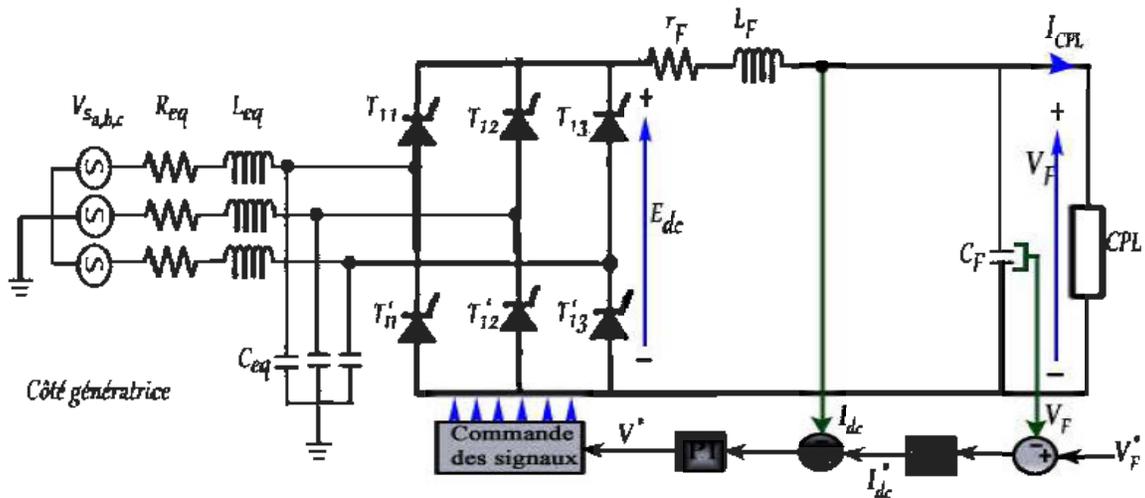


Figure 4. 5. Schéma du convertisseur côté génératrice avec régulateur.

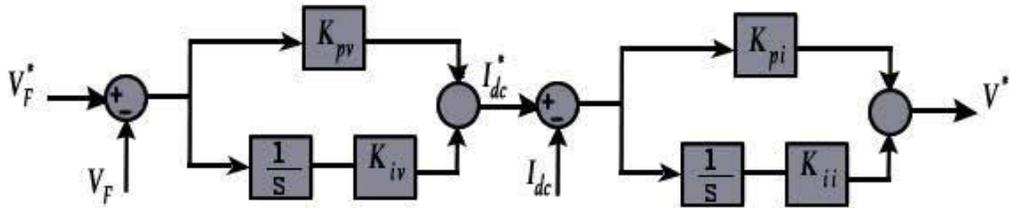


Figure 4. 6. Schéma bloc du régulateur PI du convertisseur AC-DC.

L'équation du régulateur PI, ainsi que les équations différentielles lié au régulateur sont décrites par les expressions de l'équation (4.13). Selon la Figure 4. 7, lorsque le pont d'interrupteur est commandé, la tension aux bornes de la r_F et L_F est égale à V_F^* , est donnée par (4.14).

$$\begin{cases} V^* = -K_{pi}I_{dc} + K_{pv}K_{pi}V_F + K_{iv}K_{pi}X_v + K_{ii}X_i + K_{pv}K_{pi}V_F^* \\ pX_v = V_F^* - V_F \\ pX_i = -I_{dc} - K_{pv}V_F + K_{iv}X_v + K_{pi}V_F^* \end{cases} \quad (4.13)$$

$$V^* = r_F I_{dc} + L_F p(I_{dc}) \quad (4.14)$$

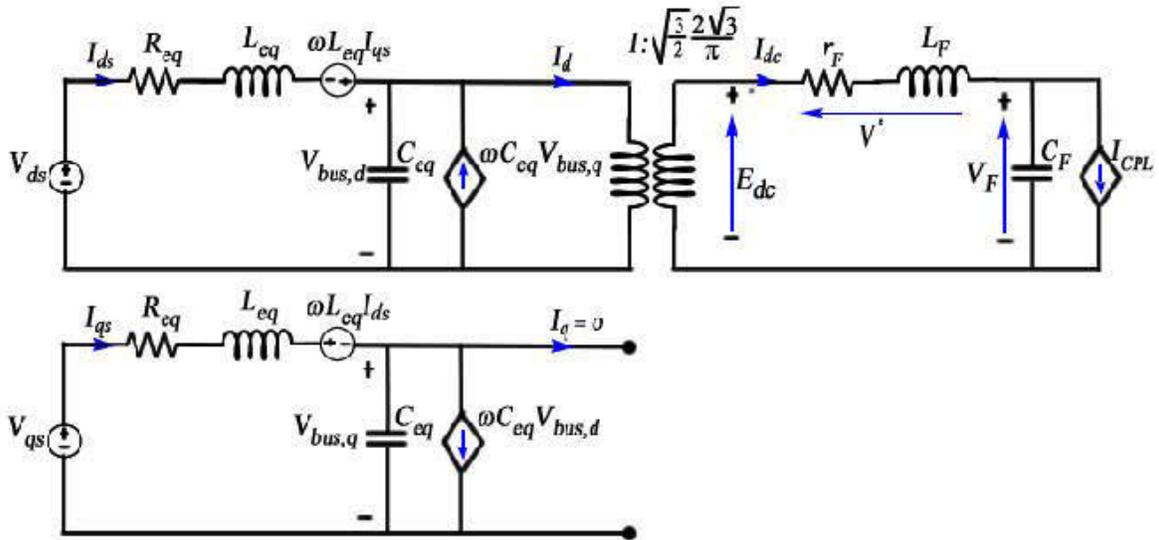


Figure 4. 7. Circuit du convertisseur par la méthode de transformation dq à réguler.

En remplaçant V^* (dans la première expression de l'équation (4.13)) par l'équation (4.14), puis en considérant les équations différentielles de (4.13) obtenues après régulations, on obtient les expressions des équations dynamiques (non linéaires) du convertisseur AC-DC coté génératrice, régulé par un contrôleur PI, données par (4.15).

$$\left\{ \begin{array}{l} pI_{ds} = -\frac{R_{sq}}{L_{sq}} I_{ds} + \omega_n I_{qs} - \frac{1}{L_{sq}} V_{bus,d} + \frac{1}{L_{sq}} V_{ds} \\ pI_{qs} = -\omega_n I_{ds} - \frac{R_{sq}}{L_{sq}} I_{qs} - \frac{1}{L_{sq}} V_{bus,q} + \frac{1}{L_{sq}} V_{qs} \\ pV_{bus,d} = \frac{1}{C_{sq}} I_{ds} + \omega_n V_{bus,q} + \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{2\sqrt{3}}{\pi C_{sq}} I_{ds} \\ pV_{bus,q} = \frac{1}{C_{sq}} I_{qs} - \omega_n V_{bus,d} \\ pI_{dc} = -\frac{r_F + K_{pi}}{L_F} I_{dc} - \frac{K_{pv} K_{pi}}{L_F} V_F + \frac{K_{iv} K_{pi}}{L_F} X_v + \frac{K_{ii}}{L_F} X_i + \frac{K_{pv} K_{pi}}{L_F} V_F^* \\ pV_F = \frac{1}{C_F} I_{dc} - \frac{1}{C_F} \frac{P_{CPL}}{V_F} \\ pX_v = -V_F + V_F^* \\ pX_i = -I_{dc} - K_{pv} V_F + K_{iv} X_v + K_{pi} V_F^* \end{array} \right. \quad (4.15)$$

La Figure 4. 8 montre les schémas classiques de boucles de régulation permettant la conception des contrôleurs PI et le choix de ces paramètres.

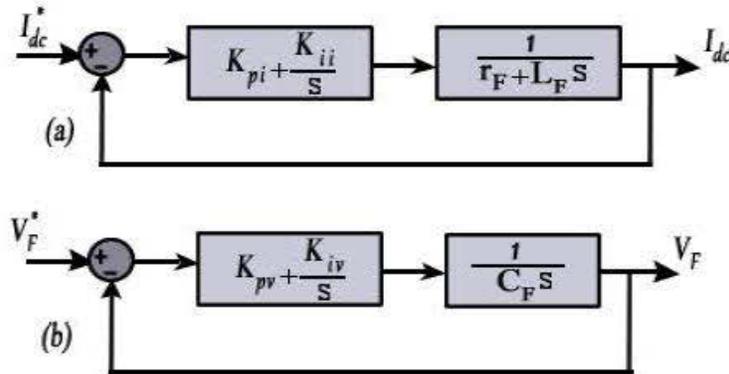


Figure 4. 8. Schémas classiques de boucles de régulation: (a) de Courant, (b) et de Tension.

La fonction de transfert en boucle fermée de la boucle de courant est donnée par (4.16). Cette équation donne aussi l'expression de la forme standard du dénominateur d'une fonction de transfert de second ordre; où ζ et ω_n représentent respectivement le coefficient d'amortissement réduit et la pulsation propre du système. Les paramètres du contrôleur de courant PI sont donnés par (4.17).

$$\frac{I_{dc}}{I_{dc}^*} = \frac{sK_{pi} + K_{ii}}{s^2 + \frac{K_{pi} + r_F}{L_F}s + \frac{K_{ii}}{L_F}} \quad (4.16)$$

$$\Delta(s) = s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2$$

$$\left. \begin{aligned} K_{pi} &= 2\zeta\omega_n L_F - r_F \\ K_{ii} &= \omega_n^2 L_F \end{aligned} \right\} \quad (4.17)$$

De même la fonction de transfert en boucle fermée de la boucle de tension est donnée par (4.18); Les paramètres du contrôleur sont également donnés par (4.19). Les paramètres du convertisseur AC-DC côté génératrice sont montrés dans le Tableau 4. 1. Les résultats de simulation des tensions du bus continu sont donnés dans la Figure 4. 9. Le code et le modèle simulink de matlab sont montrés respectivement en annexe 4.1 et annexe 4.2.

$$\frac{V_F}{V_F^*} = \frac{sK_{pv} + K_{iv}}{s^2 + \frac{K_{pv}}{C_F}s + \frac{K_{iv}}{C_F}} \quad (4.18)$$

$$\left. \begin{aligned} K_{pv} &= 2\zeta\omega_{nv} C_F \\ K_{iv} &= \omega_{nv}^2 C_F \end{aligned} \right\} \quad (4.19)$$

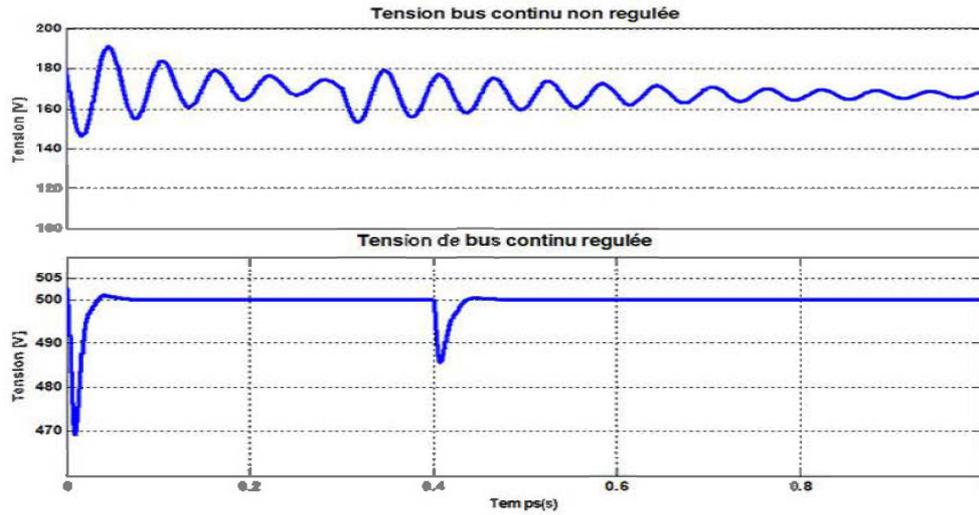


Figure 4. 9. Résultats de simulation de la tension du bus continu.

Tableau 4. 1: Paramètres du convertisseur AC-DC côté génératrice.

Symboles	Valeurs	Unités	Symboles	Valeurs	Unités
R_{eq}	0.1	$[\Omega]$	V_{ref}	230	$[V]$
L_{eq}	24	$[\mu H]$	V_s	230	$[V]$
C_{eq}	2	$[nF]$	K_{pv}	0.2011	
r_p	0.03	$[\Omega]$	K_v	15.7914	
L_p	6.5	$[mH]$	K_{pi}	15.7914	
C_p	1	$[nF]$	K_{ic}	641.5243	

4.2.2 Modèles d'état du convertisseur côté réseau.

Comme cela a été démontré dans [26], les circuits à temps variables tels que les onduleurs ou les redresseurs sont équivalents. L'équivalence des deux circuits peut être prouvée en montrant que les caractéristiques externes des deux circuits sont identiques. On suppose que tous les interrupteurs et les sources sont idéaux et équilibrés, les

commutateurs sont dans le mode de conduction continue, et les harmoniques de commutations sont négligeables.

La Figure 4. 10. Schéma du convertisseur côté réseau de type DC- AC. montre le convertisseur de tension côté réseau, comme cela a été démontré plus haut pour le convertisseur AC-DC coté génératrice; Le circuit équivalent du convertisseur commandé côté réseau dans le repère dq est aussi développé sous forme d'un transformateur comme le montre la Figure 4.11.

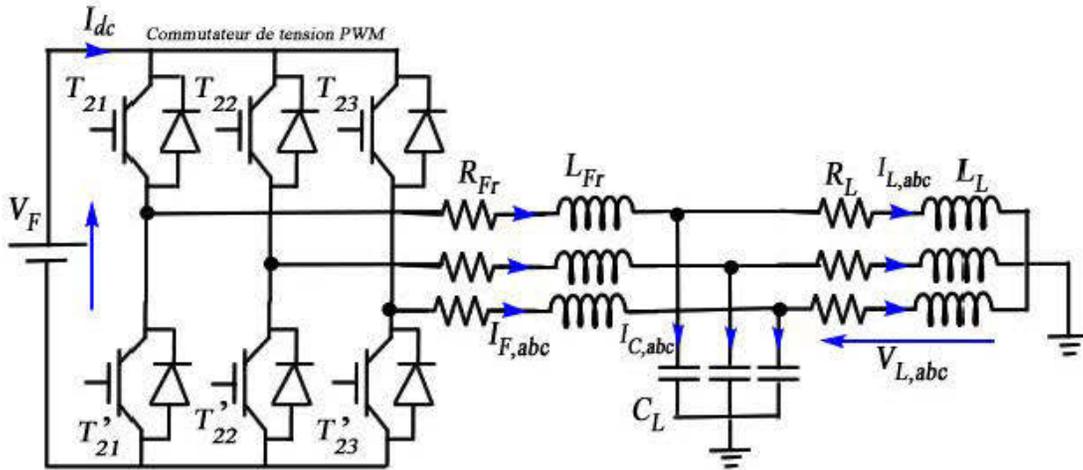


Figure 4. 10. Schéma du convertisseur côté réseau de type DC- AC.

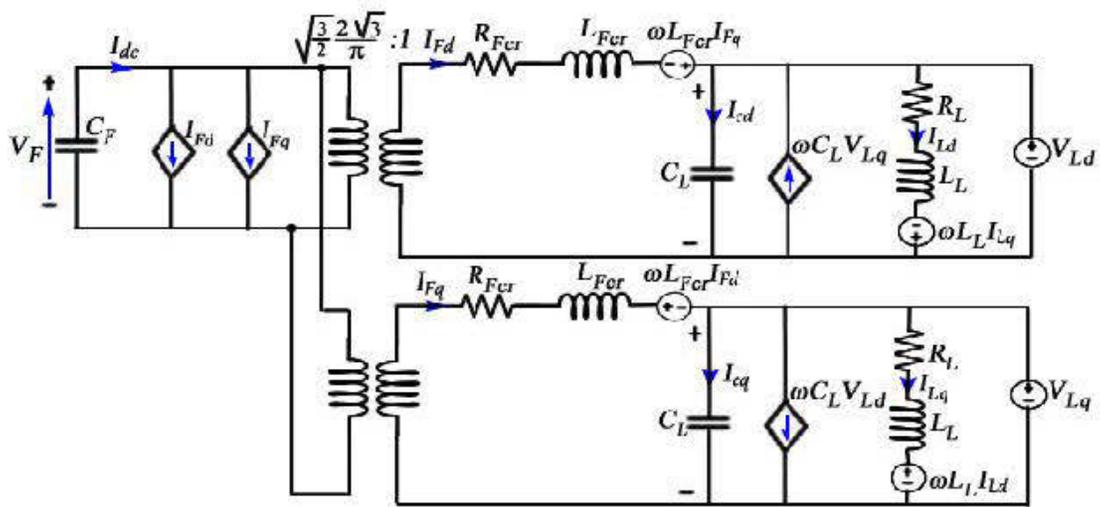


Figure 4. 11. Circuit équivalent du convertisseur DC -AC par la méthode de transformation dq .

Nous appliquons les lois de kirchhoff dans la Figure 4.11 puis nous écrivons les expressions des équations dynamiques du convertisseur DC -AC coté réseau données par (4.20). Le modèle d'état est écrit en utilisant X_{cr} , U_{cr} et Y_{cr} comme respectivement les variables d'états, de commande et de sortie donnés par (4.21).

$$\left\{ \begin{array}{l} p(I_{Fd}) = -\frac{R_{Fcr}}{L_{Fcr}} I_{Fd} + \omega_n I_{Fq} - \frac{1}{L_{Fcr}} V_{Ld} + \frac{\pi}{3\sqrt{2}L_L} V_F \\ p(I_{Fq}) = -\omega_n I_{Fd} - \frac{R_{Fcr}}{L_{Fcr}} I_{Fq} - \frac{1}{L_{Fcr}} V_{Lq} + \frac{\pi}{3\sqrt{2}L_L} V_F \\ p(I_{Ld}) = -\frac{R_L}{L_L} I_{Ld} + \omega_n I_{Lq} - \frac{1}{L_L} V_{Ld} \\ p(I_{Lq}) = -\omega_n I_{Ld} - \frac{R_L}{L_L} I_{Lq} - \frac{1}{L_L} V_{Lq} \\ p(V_{Ld}) = \frac{1}{C_L} I_{Fd} - \frac{1}{C_L} I_{Ld} + \omega_n V_{Lq} \\ p(V_{Lq}) = \frac{1}{C_L} I_{Fq} - \frac{1}{C_L} I_{Lq} - \omega_n V_{Ld} \end{array} \right. \quad (4.20)$$

$$\begin{aligned} G_{cr} &= [I_{Fd} \quad I_{Fq} \quad I_{Ld} \quad I_{Lq} \quad V_{Ld} \quad V_{Lq}]^T \\ U_{cr} &= [V_F]; \quad Y_{cr} = [V_{Ld} \quad V_{Lq}]^T \end{aligned} \quad (4.21)$$

La Figure 4. 12 montre le schéma de commande vectorielle PWM du convertisseur AC-DC; toutefois cette la commande PWM n'est pas explorée dans ce mémoire. Le convertisseur comporte six commutateurs idéaux IGBT; on suppose qu'il y'a aucune perte et aucun harmonique dans le transfert de puissance.

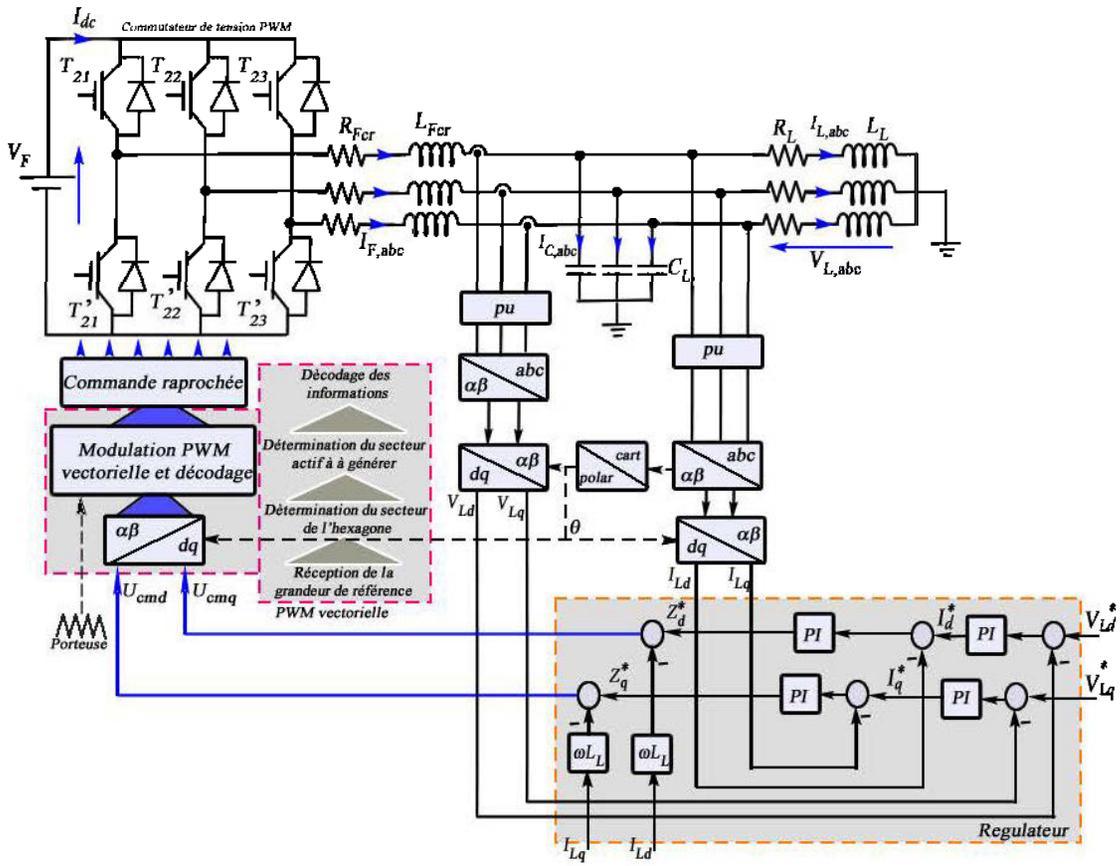


Figure 4. 12. Schéma de commande vectorielle PWM du convertisseur DC-AC.

La Figure 4. 13 montre le schéma fonctionnel du régulateur PI. Les équations du régulateur PI, ainsi que les équations différentielles lié au régulateur sont décrites par les expressions de l'équation (4.22); selon la Figure 4. 13, lorsque le pont d'interrupteur est commandé, la tension aux bornes de la R_{Fcr} et L_{Fcr} est égale à Z_{dq}^* , donnée par (4.23).

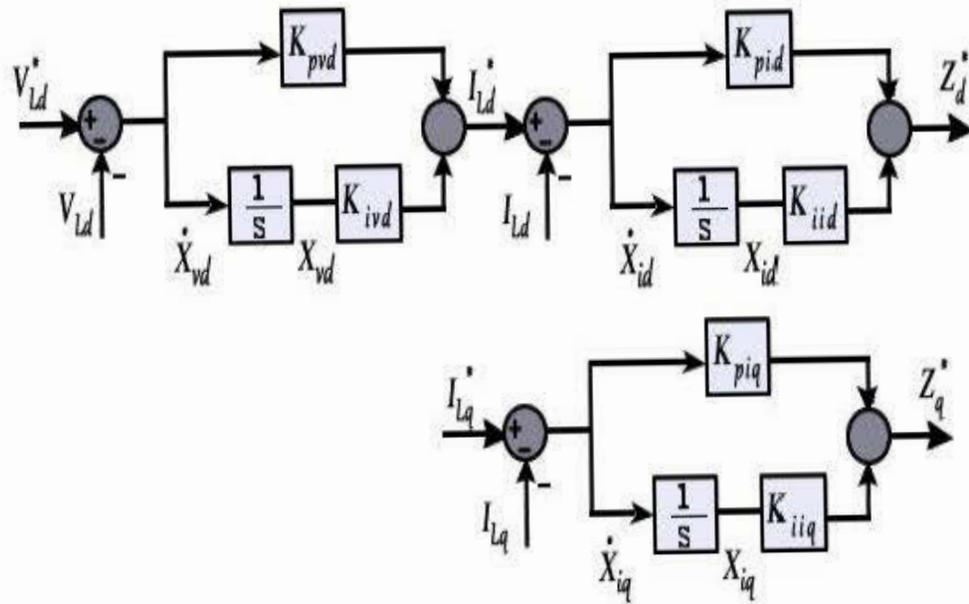


Figure 4. 13. Schéma bloc du régulateur du convertisseur DC-AC.

$$\begin{cases}
 Z_d^* = -K_{pid} I_{Ld} - K_{pvd} K_{pid} V_F + K_{ivd} K_{pid} X_{vd} + K_{iid} X_{id} + K_{pvd} K_{pid} V_F^* \\
 Z_q^* = -K_{piq} I_{Lq} + K_{iiq} X_{iq} + K_{piq} I_{Lq}^* \\
 pX_{vd} = -V_F + V_F^* \\
 pX_{id} = -I_{Ld} - K_{pvd} V_F + K_{ivd} X_{vd} + K_{pvd} V_F^* \\
 pX_{iq} = -I_{Lq} + I_{Lq}^*
 \end{cases} \quad (4.22)$$

$$\begin{cases}
 Z_d^* = R_{fer} I_{fd} + L_{fer} p(I_{fd}) \\
 Z_q^* = R_{fer} I_{fq} + L_{fer} p(I_{fq})
 \end{cases} \quad (4.23)$$

$$\left\{ \begin{array}{l}
p(I_{Fd}) = -\frac{R_{Fer}}{L_{Fer}} I_{Fd} - \frac{K_{pid}}{L_{Fer}} I_{Ld} - \frac{K_{pvd} K_{pid}}{L_{Fer}} V_F + \frac{K_{ivd} K_{pid}}{L_{Fer}} X_{vd} + \frac{K_{iid}}{L_{Fer}} X_{id} + \frac{K_{pvd} K_{pid}}{L_{Fer}} V_F^* \\
p(I_{Fq}) = -\frac{R_{Fer}}{L_{Fer}} I_{Fq} - \frac{K_{piq}}{L_{Fer}} I_{Lq} + \frac{K_{iiq}}{L_{Fer}} X_{iq} + \frac{K_{piq}}{L_{Fer}} I_{Lq}^* \\
p(I_{Ld}) = -\frac{R_L}{L_L} I_{Ld} + \omega_n I_{Lq} - \frac{1}{L_L} V_{Ld} \\
p(I_{Lq}) = -\omega_n I_{Ld} - \frac{R_L}{L_L} I_{Lq} - \frac{1}{L_L} V_{Lq} \\
p(V_{Ld}) = \frac{1}{C_L} I_{Fd} - \frac{1}{C_L} I_{Ld} + \omega_n V_{Lq} \\
p(V_{Lq}) = \frac{1}{C_L} I_{Fq} - \frac{1}{C_L} I_{Lq} - \omega_n V_{Ld} \\
pX_{vd} = -V_F + V_F^* \\
pX_{id} = -I_{Ld} - K_{pvd} V_F + K_{ivd} X_{vd} + K_{pid} V_F^* \\
pX_{iq} = -I_{Lq} + I_{Lq}^*
\end{array} \right. \quad (4.24)$$

$$\begin{aligned}
G_{cr} &= [I_{Fd} \quad I_{Fq} \quad I_{Ld} \quad I_{Lq} \quad V_{Ld} \quad V_{Lq} \quad X_{vd} \quad X_{id} \quad X_{iq}]^T \\
U_{cr} &= [V_F \quad V_F^* \quad I_{Lq}^*]^T; \quad Y_{cr} = [V_{Ld} \quad V_{Lq}]^T
\end{aligned} \quad (4.25)$$

Le commutateur de tension précédemment exposé possède une multitude de correcteurs PI. Nous présentons dans le paragraphe qui suit, une méthode analytique, dite de "paramétrage direct", permettant de déterminer les paramètres de tous ces régulateurs.

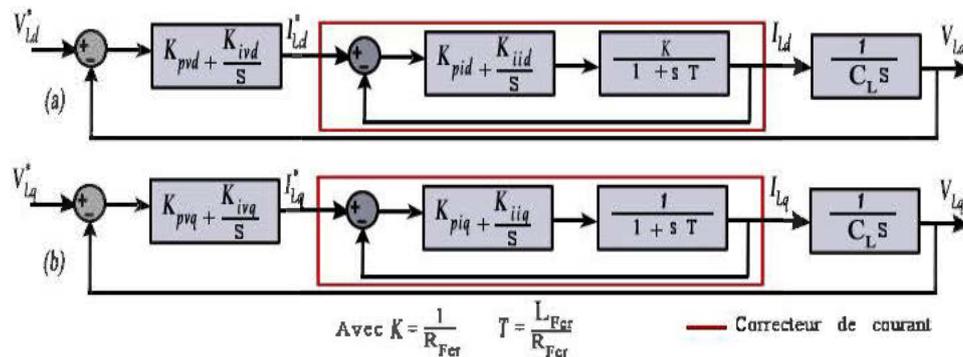


Figure 4.14. Schémas classiques de boucles de régulation sur (a) l'axe d , et sur (b) l'axe q .

Sur l'axe d , (ou sur l'axe q en tenant compte des paramètres de cet axe), la fonction de transfert du correcteur de courant montrée dans l'équation (4.26), tend vers 1 en régime permanent; le temps de montée t_r ('time rise') de 10 à 90% et le temps de réponse t_s ('setting time') à $\pm 1\%$ de la réponse finale sont calculés en considérant $K_{iid} = 100K_{pid}$, $K_{ivd} = 100K_{pvd}$ (K_{iid} et K_{ivd} sont choisis très grand par rapport à K_{pid} et K_{pvd} afin de supprimer la première expression de (4.26)) et le temps de montée du correcteur de courant (t_{ri}) beaucoup plus petit que le temps de montée du correcteur de tension (t_{rv}); on a $t_{ri} \geq 10t_{rv}$.

$$\frac{I_{Ld}}{I_{Ld}^*} = \frac{K_{pid}}{K_{iid}} s \frac{1}{\frac{T}{K_{iid}K} s^2 + \frac{1+K_{pid}}{K_{iid}K} s + 1} + \frac{1}{\frac{T}{K_{iid}K} s^2 + \frac{1+K_{pid}}{K_{iid}K} s + 1} \quad (4.26)$$

$$t_r = \frac{1.8}{\omega_n} \quad t_s = \frac{4.6}{\zeta \omega_n} \quad (4.27)$$

L'expression de la forme standard de la fonction de transfert de second ordre est donnée par (4.28); où ζ et ω_n représentent respectivement le coefficient d'amortissement réduit et la pulsation propre du système.

$$Y(s) = G \frac{1}{\frac{1}{\omega_n^2} s^2 + 2\zeta \omega_n^{-1} s + 1} \quad (4.28)$$

4.2.3 Conclusion

La modélisation du convertisseur par la méthode DQ présente des résultats satisfaisants. Cette méthode permet la régulation de la tension de sortie du convertisseur classique AC-DC côté génératrice, puis DC-AC, connecté à la charge. Toutefois, la complexité des calculs et des équations du système d'état qui représentent le convertisseur statique ainsi que l'intervention de plusieurs paramètres implique souvent, un temps de simulation

assez important. Ce type de modèle incluant le convertisseur statique est souvent utilisé dans l'amélioration de la stabilité due à une charge CPL [28, 40]. Il introduit une étude intéressante dans les systèmes plus complexes de production, tels que les génératrices synchrones.

4.3 Simulation dynamique et analyse de la stabilité du système de conversion globale.

L'objectif initial de ce paragraphe est la simulation dynamique du système de conversion globale et l'étude de la stabilité dudit système par la commande par retour d'état. La technique de modélisation choisie est la modélisation par modèle d'état. Les différents modèles d'état des quatre sous-systèmes développés dans les chapitres précédents seront combinés, afin d'obtenir un modèle d'état global du système de conversion; les techniques de linéarisation autour d'un point de fonctionnement y seront exploitées.

4.3.1 Linéarisation du système de conversion globale.

La combinaison des modèles d'état des différents sous-systèmes présentés dans le chapitre précédent deviennent non linéaire d'où la non-linéarité du modèle global du système de conversion. Nous allons réécrire séparément les modèles d'état linéarisés dans le but d'alléger l'écriture.

Le modèle d'état du sous-système mécanique (multiplicateur de vitesse) donné par l'équation (2.22) peut être organisé selon l'équation (4.29).

$$\begin{aligned}
 P \begin{bmatrix} T_{mec} \\ \omega_{mec} \end{bmatrix} &= A_{mec} \begin{bmatrix} T_{mec} \\ \omega_{mec} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_{mec1} & B_{mec2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_T \\ u_G \end{bmatrix} = A_{mec} \begin{bmatrix} T_{mec} \\ \omega_{mec} \end{bmatrix} + B_{mec1} T_T + B_{mec2} T_G \\
 T_{mec} &= \begin{bmatrix} T_{C_1} & \dot{T}_{C_1} & T_{C_4} & \dot{T}_{C_4} & T_{C_2} & T_{C_3} \end{bmatrix}^T; \quad \omega_{mec} = \begin{bmatrix} \omega_T & \omega_{M1} & \omega_{M2} & \omega_{M3} & \omega_G \end{bmatrix}^T
 \end{aligned}
 \tag{4.29}$$

Avec

$$\begin{aligned}
A_{mec} &= \begin{bmatrix}
0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
-K'_1 B_1 & 0 & 0 & 0 & \frac{K'_1}{J_{M1}} & 0 & -B_1 K'_1 D'_1 & -B_3 & -\frac{K'_1 D'_2}{J_{M1}} & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & -B_2 K_4 & 0 & 0 & \frac{K_4}{J_{M3}} & 0 & 0 & \frac{K_4 D'_3}{J_{M3}} & -B_4 & B_2 K_4 D_4 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & K'_2 & -K'_2 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & K'_3 & -K'_3 & 0 \\
-\frac{1}{J_T} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{D'_1}{J_T} & -\frac{D'_1}{J_T} & 0 & 0 & 0 \\
\frac{1}{J_{M1}} & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{J_{M1}} & 0 & \frac{D'_1}{J_{M1}} & -B_5 & \frac{D'_2}{J_{M1}} & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{J_{M2}} & -\frac{1}{J_{M2}} & 0 & \frac{D'_2}{J_{M2}} & -B_6 & \frac{D'_3}{J_{M2}} & 0 \\
0 & 0 & -\frac{1}{J_{M3}} & 0 & 0 & \frac{1}{J_{M3}} & 0 & 0 & \frac{D'_3}{J_{M3}} & -B_7 & \frac{D_4}{J_{M3}} \\
0 & 0 & \frac{1}{J_G} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{D_4}{J_G} & \frac{1}{J_G}
\end{bmatrix} \\
B_{mec1} &= \begin{bmatrix} 0 & \frac{K'_1}{J_T} & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{J_T} & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \\
B_{mec2} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{K_4}{J_G} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{J_G} \end{bmatrix}^T
\end{aligned} \tag{4.30}$$

Le couple électromagnétique de la machine synchrone s'écrit comme dans (4.31); en combinant les équations (4.29) et (4.31), on obtient l'équation (4.33).

$$\begin{aligned}
T_{G_{I_{dq}}} &= \begin{bmatrix} I_s^{dq} \end{bmatrix}^T G_{I_{dq}} I_s^{dq} \\
G_{I_{dq}} &= \begin{bmatrix} 0 & -x_{dd} \\ x_{qq} & 0 \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{4.31}$$

$$P \begin{bmatrix} T_{mec} \\ \omega_{mec} \end{bmatrix} = A_{mec} \begin{bmatrix} T_{mec} \\ \omega_{mec} \end{bmatrix} + B_{mec1} \mathbf{u}_T + B_{mec2} \begin{bmatrix} I_s^{dq} \end{bmatrix}^T G_{I_{dq}} I_s^{dq} \tag{4.32}$$

$$P \begin{bmatrix} T_{mec} \\ \omega_{mec} \end{bmatrix} = A_{mec} \begin{bmatrix} T_{mec} \\ \omega_{mec} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_{mec1} & O_{11,3} \\ O_{11,1} & B_{mec2} [I_s^{dq}]^T G_{I_{dq}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_T \\ U_e \end{bmatrix} \quad (4.33)$$

Avec

$$B_{mec2} [I_s^{dq}]^T G_{I_{dq}} = \begin{bmatrix} O_{2,1} & O_{2,1} \\ \frac{x_{dd}}{C_4 L_g} I_q & -\frac{x_{qq}}{C_4 L_g} I_d \\ O_{7,1} & O_{7,1} \\ -\frac{x_{dd}}{L_g} I_q & \frac{x_{qq}}{L_g} I_d \end{bmatrix}$$

Le modèle (4.33) est non linéaire; par conséquent, il est linéarisé en utilisant les termes du premier ordre de l'expression de la série de Taylor afin de parvenir à un ensemble d'équations différentielles linéaires autour d'un point d'équilibre. Le modèle linéarisé de est alors montré dans (4.34).

$$P \left(\delta \begin{bmatrix} T_{mec} \\ \omega_{mec} \end{bmatrix} \right) = A_{mec}(G_0, U_0) \left(\delta \begin{bmatrix} T_{mec} \\ \omega_{mec} \end{bmatrix} \right) + \begin{bmatrix} B_{mec1}(G_0, U_0) & O_{11,3} \\ O_{11,1} & (B_{mec2} [I_s^{dq}]^T G_{I_{dq}})(G_0, U_0) \end{bmatrix} \left(\delta \begin{bmatrix} T_T \\ U_e \end{bmatrix} \right)$$

Avec

$$A_{mec}(G_0, U_0) = A_{mec}; \quad B_{mec1}(G_0, U_0) = B_{mec1}$$

$$(B_{mec2} [I_s^{dq}]^T G_{I_{dq}})(G_0, U_0) = \begin{bmatrix} O_{2,1} & O_{2,1} \\ \left(\frac{x_{dd} - x_{qq}}{C_4 L_g} \right) I_{q0} & \left(\frac{x_{dd} - x_{qq}}{C_4 L_g} \right) I_{d0} \\ O_{7,1} & O_{7,1} \\ \left(\frac{x_{dd} - x_{qq}}{L_g} \right) I_{q0} & \left(\frac{x_{dd} - x_{qq}}{L_g} \right) I_{d0} \end{bmatrix} \quad (4.34)$$

L'équation de sortie du multiplicateur de vitesse (2.22) est également organisée selon l'équation (4.35). Toutefois le couple de sortie du sous-système mécanique est égal au couple mécanique de la génératrice $T_4 = T_m$.

$$\delta y_{mec} = \delta [T_1 \ T_2 \ T_3 \ T_4]^T = [C_{mec1} \ C_{mec2} \ C_{mec3} \ C_{mec4}]^T \delta \begin{bmatrix} T_{mec} \\ \omega_{mec} \end{bmatrix}$$

Avec

$$C_{mec4} = [0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ D_4 \ -D_4]$$

$$\delta T_4 = C_{mec4} \delta \begin{bmatrix} T_{mec} \\ \omega_{mec} \end{bmatrix} \quad (4.35)$$

En tenant compte de l'équation (4.35), le modèle d'état hybride semi-simplifié électromécanique de la génératrice synchrone s'écrit comme le montre l'équation (4.36).

$$\begin{cases} pG_{em} = A_g G_{em} + B_g U_{em} \\ Y_{em} = C_g G_{em} + D_g U_{em} \end{cases}$$

Avec

$$G_{em} = [\psi_f \quad \psi_D \quad \psi_Q \quad \omega_m]^T; \quad U_{em} = [v_f \quad I_d \quad I_q \quad T_4]^T \quad (4.36)$$

$$A_g = \begin{bmatrix} A_\psi^{i,v} & O_{3 \times 1} \\ O_{1 \times 3} & -\frac{D}{2H} \end{bmatrix}; \quad B_g = \begin{bmatrix} B_\psi^{i,v} & O_{3 \times 1} \\ O_{2,1} & -\frac{I_{gd}^T G_i}{2H} \\ & \frac{1}{2H} \end{bmatrix}$$

$$C_g = \begin{bmatrix} C_\psi^{i,v} & O_{3 \times 1} \\ O_{1 \times 3} & 1 \end{bmatrix}; \quad D_g = \begin{bmatrix} D_\psi^{i,v} & O_{3 \times 1} \\ O_{1 \times 3} & O_{1 \times 1} \end{bmatrix}$$

Avec

$$\begin{bmatrix} O_{2,1} & -\frac{I_{dq}^T G_i}{2H} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{x_{dd}}{2H} I_q & \frac{x_{qq}}{2H} I_d \end{bmatrix} \quad (4.37)$$

La constante de temps de la partie mécanique $\tau_m = 2H/D$ de la génératrice est très grande par rapport à celle de partie électrique $\tau_e = L/R$. Nous allons ainsi concevoir un régulateur de vitesse autour de la partie mécanique de la génératrice.

La fonction de transfert du correcteur de de vitesse donnée par (4.38), tend vers 1 en régime permanent; le temps de montée t_r ('time rise') de 10 à 90% et le temps de réponse t_s ('setting time') à $\pm 1\%$ de la réponse finale sont calculés en considérant $K_{iid} = 100K_{pid}$, $K_{ivd} = 100K_{pvd}$ et le temps de montée du correcteur de courant (t_{ri}) beaucoup plus petit que le temps de montée du correcteur de tension (t_{rv}); on a $t_{ri} \geq 10t_{rv}$.

$$\frac{\omega_m}{\omega_m^*} = \frac{K_{p\omega}}{K_{i\omega}} s \frac{1}{\frac{D\tau_m}{K_{i\omega}(T_m - T_{em})} s^2 + \frac{D + K_{p\omega}}{K_{i\omega}} s + 1} + \frac{1}{\frac{D\tau_m}{K_{i\omega}(T_m - T_{em})} s^2 + \frac{D + K_{p\omega}}{K_{i\omega}} s + 1} \quad (4.38)$$

L'expression de la forme standard de la fonction de transfert de second ordre est donné par (4.28); où ζ et ω_n représentent respectivement le coefficient d'amortissement réduit et la pulsation propre du système. En utilisant l'équation (4.27) et (4.28) de telle sorte que la constante de temps mécanique soit de même ordre de grandeur que la constante de temps électrique, on obtient les paramètres du régulateur de vitesse PI. L'équation dynamique mécanique régulée en vitesse est donnée par (4.39) où δ symbolise une impulsion de Dirac.

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{2H} (T_m (\delta K_{p\omega} + K_{i\omega}) - T_{em} (\delta K_{p\omega} + K_{i\omega}) - D\omega_m) \quad (4.39)$$

Avec

$$K_{i\omega} = 100K_{p\omega} = 46.82$$

Le modèle de la génératrice avec régulation de la vitesse de rotation est donné par (4.40). Nous avons utilisé le modèle hybride semi-simplifié montré au chapitre 3.

$$\begin{cases} pG_{em} = A_g G_{em} + B_g U_{em} \\ Y_{em} = C_g G_{em} + D_g U_{em} \end{cases}$$

Avec

$$G_{em} = [\psi_f \quad \psi_D \quad \psi_Q \quad \omega_m]^T; \quad U_{em} = [v_f \quad I_d \quad I_q \quad T_4]^T$$

$$A_g = \begin{bmatrix} A_{\psi}^{i,v} & O_{3 \times 1} \\ O_{1 \times 3} & -\frac{D}{2H} \end{bmatrix};$$

$$B_g = \begin{bmatrix} B_{\psi}^{i,v} & O_{3 \times 1} \\ \left[O_{2,1} \quad -\frac{I_{qd}^T G_i}{2H} (\delta K_{p\omega} + K_{i\omega}) \right] & \frac{1}{2H} (\delta K_{p\omega} + K_{i\omega}) \end{bmatrix}$$

$$C_g = \begin{bmatrix} C_{\psi}^{i,v} & O_{3 \times 1} \\ O_{1 \times 3} & 1 \end{bmatrix}; \quad D_g = \begin{bmatrix} D_{\psi}^{i,v} & O_{3 \times 1} \\ O_{1 \times 3} & O_{1 \times 1} \end{bmatrix} \quad (4.40)$$

Le modèle (4.36) est non linéaire; par conséquent, il est linéarisé en utilisant les termes du premier ordre de l'expression de la série de Taylor afin de parvenir à un ensemble d'équations différentielles linéaires autour d'un point d'équilibre. Le modèle linéarisé de est alors montré dans (4.41).

$$\begin{cases} p\delta G_{em} = A_g(G_0, U_0)\delta G_{em} + B_g(G_0, U_0)\delta U_{em} \\ \delta Y_{em} = C_g(G_0, U_0)\delta G_{em} + D_g(G_0, U_0)\delta U_{em} \end{cases}$$

Avec

$$\delta G_{em} = [\delta\psi_f \quad \delta\psi_D \quad \delta\psi_Q \quad \delta\omega_m]^T; \quad \delta U_{em} = [\delta v_f \quad \delta I_d \quad \delta I_q \quad \delta T_4]^T$$

$$A_g(G_0, U_0) = \begin{bmatrix} A_\psi^{i,y} & O_{3 \times 1} \\ O_{3 \times 1} & -\frac{D}{2H} \end{bmatrix};$$

$$B_g(G_0, U_0) = \begin{bmatrix} & B_\psi^{i,y} & & O_{3 \times 1} \\ O_{2,1} & -\frac{I_{dq}^T G_i}{2H}(\delta K_{p\omega} + K_{i\omega}) & (G_0, U_0) & \frac{1}{2H}(\delta K_{p\omega} + K_{i\omega}) \end{bmatrix}$$

$$C_g(G_0, U_0) = \begin{bmatrix} C_\psi^{i,y} & O_{3 \times 1} \\ O_{1 \times 3} & 1 \end{bmatrix}; \quad D_g(G_0, U_0) = \begin{bmatrix} D_\psi^{i,y} & O_{3 \times 1} \\ O_{1 \times 3} & O_{1 \times 1} \end{bmatrix} \tag{4.41}$$

Avec

$$\begin{bmatrix} O_{2,1} & -\frac{I_{dq}^T G_i}{2H}(\delta K_{p\omega} + K_{i\omega}) \end{bmatrix} (G_0, U_0) = \begin{bmatrix} 0 & \left(\frac{x_{qg}}{2H} - \frac{x_{dg}}{2H}\right) I_{q0} & \left(\frac{x_{qg}}{2H} - \frac{x_{dg}}{2H}\right) I_{d0} \end{bmatrix} (\delta K_{p\omega} + K_{i\omega}) \tag{4.42}$$

À partir des équations (4.34) et (4.41), nous écrivons le modèle d'état de la combinaison sous-système mécanique plus sous-système génératrice (4.43). L'équation de sortie de ladite combinaison est donnée par (4.45).

$$\begin{aligned}
p \begin{pmatrix} \delta \begin{bmatrix} G_{em} \\ T_{mec} \\ \Omega_{mec} \end{bmatrix} \end{pmatrix} &= \begin{bmatrix} A_{\psi}^{i,v} & O_{3,1} & O_{3,11} \\ O_{1,3} & -\frac{D}{2H} & O_{1,11} \\ O_{11,3} & O_{11,1} & A_{mec}(G_0, U_0) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta \begin{bmatrix} G_{em} \\ T_{mec} \\ \Omega_{mec} \end{bmatrix} \end{bmatrix} \\
&+ \begin{bmatrix} B_{\psi}^{i,v} & O_{3,1} & O_{3,1} \\ O_{2,1} & -\frac{I_{dq}^T G_i}{2H} (G_0, U_0) (\delta K_{p\omega} + K_{i\omega}) - \frac{1}{2H} (\delta K_{p\omega} + K_{i\omega}) & O_{1,1} \\ 0_{11,1} & (B_{mec2} [I_s^{dq}]^T G_{I_{dq}}) (G_0, U_0) & O_{11,1} & B_{mec1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta \begin{bmatrix} U_e \\ T_4 \\ T_T \end{bmatrix} \end{bmatrix} \\
\text{Avec} \\
\delta \begin{bmatrix} G_{em} \\ T_{mec} \\ \Omega_{mec} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} [\delta\psi_f \ \delta\psi_D \ \delta\psi_Q \ \delta\omega_m]^T \\ [\delta T_{C_1} \ \delta \dot{T}_{C_1} \ \delta T_{C_4} \ \delta \dot{T}_{C_4} \ \delta T_{C_2} \ \delta T_{C_3}]^T \\ [\delta\omega_T \ \delta\omega_{M1} \ \delta\omega_{M2} \ \delta\omega_{M3} \ \delta\omega_G]^T \end{bmatrix}; \delta \begin{bmatrix} U_e \\ T_4 \\ T_T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [\delta v_f \ \delta I_d \ \delta I_q]^T \\ \delta T_4 \\ \delta T_T \end{bmatrix} \quad (4.43)
\end{aligned}$$

Nous remplaçons le couple mécanique δT_4 comme décrit dans (4.35)

$$\begin{aligned}
p \begin{pmatrix} \delta \begin{bmatrix} G_e \\ \Omega_m \\ T_{mec} \\ mec \end{bmatrix} \end{pmatrix} &= \begin{bmatrix} A_{\psi}^{i,v} & O_{3,1} & O_{3,11} \\ O_{1,3} & -\frac{D}{2H} & -\frac{(\delta K_{p\omega} + K_{i\omega})}{2H} C_{mec4} \\ O_{11,3} & O_{11,1} & A_{mec}(G_0, U_0) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta \begin{bmatrix} G_e \\ \Omega_m \\ T_{mec} \\ mec \end{bmatrix} \end{bmatrix} \\
&+ \begin{bmatrix} B_{\psi}^{i,v} & O_{3,1} \\ O_{2,1} & -\frac{I_{dq}^T G_i}{2H} (\delta K_{p\omega} + K_{i\omega}) (G_0, U_0) & O_{1,1} \\ 0_{11,1} & (B_{mec2} [I_s^{dq}]^T G_{I_{dq}}) (G_0, U_0) & B_{mec1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta \begin{bmatrix} U_e \\ T_T \end{bmatrix} \end{bmatrix} \\
\text{Avec} \\
\delta \begin{bmatrix} G_e \\ \Omega_m \\ T_{mec} \\ mec \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} [\delta\psi_f \ \delta\psi_D \ \delta\psi_Q]^T \\ \delta\omega_m \\ [\delta T_{C_1} \ \delta \dot{T}_{C_1} \ \delta T_{C_4} \ \delta \dot{T}_{C_4} \ \delta T_{C_2} \ \delta T_{C_3}]^T \\ [\delta\omega_T \ \delta\omega_{M1} \ \delta\omega_{M2} \ \delta\omega_{M3} \ \delta\omega_G]^T \end{bmatrix}; \delta \begin{bmatrix} U_e \\ T_T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [\delta v_f \ \delta I_d \ \delta I_q]^T \\ \delta T_T \end{bmatrix} \quad (4.44)
\end{aligned}$$

$$\delta \begin{bmatrix} i_f \\ v_d \\ v_q \\ T_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{\psi}^{i,v} & O_{3,11} \\ O_{1,3} & C_{mec4} \end{bmatrix} \left(\delta \begin{bmatrix} G_{em} \\ T_{mec} \\ \omega_{mec} \end{bmatrix} \right) + D_{\psi}^{i,v} \left(\delta \begin{bmatrix} v_f \\ I_d \\ I_q \end{bmatrix} \right) \quad (4.45)$$

Les expressions des équations dynamiques non linéaires du convertisseur AC-DC coté génératrice, régulé par un contrôleur PI, déjà montré dans (4.15) sont réécrites dans (4.46); son modèle d'état est montré dans (4.47), où G_{ACDC} et U_{ADDC} sont respectivement les vecteurs d'état et de commande dudit modèle.

$$\left\{ \begin{array}{l} pI_{ds} = -\frac{R_{eq}}{L_{eq}} I_{ds} + \omega_n I_{qs} - \frac{1}{L_{eq}} V_{bus,d} + \frac{1}{L_{eq}} V_{ds} \\ pI_{qs} = -\omega_n I_{ds} - \frac{R_{eq}}{L_{eq}} I_{qs} - \frac{1}{L_{eq}} V_{bus,q} + \frac{1}{L_{eq}} V_{qs} \\ pV_{bus,d} = \frac{1}{C_{eq}} I_{ds} + \omega_n V_{bus,q} + \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{2\sqrt{3}}{\pi C_{eq}} I_{dc} \\ pV_{bus,q} = \frac{1}{C_{eq}} I_{qs} - \omega_n V_{bus,d} \\ pI_{dc} = -\frac{r_F + K_{pi}}{L_F} I_{dc} - \frac{K_{pv} K_{pi}}{L_F} V_F + \frac{K_{iv} K_{pi}}{L_F} X_v + \frac{K_{ii}}{L_F} X_i + \frac{K_{pv} K_{pi}}{L_F} V_F^* \\ pV_F = \frac{1}{C_F} I_{dc} - \frac{1}{C_F} \frac{P_{CPL}}{V_F} \\ pX_v = -V_F + V_F^* \\ pX_i = -I_{dc} - K_{pv} V_F + K_{iv} X_v + K_{pv} V_F^* \end{array} \right. \quad (4.46)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} pG_{ACDC} = A_{ACDC} G_{ACDC} + B_{ACDC} U_{ACDC} \\ Y_{ACDC} = C_{ACDC} G_{ACDC} + D_{ACDC} U_{ACDC} \end{array} \right. \quad (4.47)$$

Avec

$$G_{ACDC} = \begin{bmatrix} I_{ds} & I_{qs} & V_{bus,d} & V_{bus,q} & I_{dc} & V_F & X_v & X_i \end{bmatrix}^T$$

$$U_{ACDC} = \begin{bmatrix} V_{ds} & V_{qs} & P_{CPL} & V_F^* \end{bmatrix}^T$$

Ce modèle (4.46) est non linéaire; par conséquent, il est linéarisé en utilisant les termes du premier ordre de l'expression de la série de Taylor afin de parvenir à un ensemble d'équations différentielles linéaires autour d'un point d'équilibre. Le modèle linéarisé de (4.47) est alors donné par (4.48).

$$\begin{cases} p(\delta G_{ACDC}) = A_{ACDC}(G_0, U_0) \delta G_{ACDC} + B_{ACDC}(G_0, U_0) \delta U_{ACDC} \\ \delta Y_{ACDC} = C_{ACDC}(G_0, U_0) \delta G_{ACDC} + D_{ACDC}(G_0, U_0) \delta U_{ACDC} \end{cases}$$

Avec

$$\delta G_{ACDC} = \begin{bmatrix} \delta I_{ds} & \delta I_{qs} & \delta V_{bus,d} & \delta V_{bus,q} & \delta I_{dc} & \delta V_F & \delta X_v & \delta X_i \end{bmatrix}^T$$

$$\delta U_{ACDC} = \begin{bmatrix} \delta V_{ds} & \delta V_{qs} & \delta P_{CPL} & \delta V_F^* \end{bmatrix}^T$$

Avec

$$A_{ACDC}(G_0, U_0) = \begin{bmatrix} -\frac{R_{eq}}{L_{eq}} & \omega_n & -\frac{1}{L_{eq}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\omega_n & -\frac{R_{eq}}{L_{eq}} & 0 & -\frac{1}{L_{eq}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_{eq}} & 0 & 0 & \omega_n & \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{2\sqrt{3}}{\pi C_{eq}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_{eq}} & -\omega_n & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{r_f + K_{pl}}{L_f} & -\frac{K_{pv} K_{pl}}{L_f} & \frac{K_{iv} K_{pl}}{L_f} & \frac{K_{ii}}{L_f} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_f} & \frac{1}{C_f} \frac{P_{CPL}}{V_{F_0}^2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & -K_{pv} & K_{iv} & 0 \end{bmatrix}$$

$$B_{ACDC}(G_0, U_0) = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{eq}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{eq}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{K_{pv} K_{pl}}{L_f} \\ 0 & 0 & -\frac{1}{C_f} \frac{1}{V_{F_0}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & K_{pv} \end{bmatrix}$$

Le modèle d'état linéarisé du sous-système convertisseur AC-DC coté génératrice, régulé par un contrôleur PI, donné par l'équation (4.48) peut être organisé selon (4.50).

$$\begin{cases} p(\delta G_{ACDC}) = A_{ACDC}(G_0, U_0) \delta G_{ACDC} + B_{ACDC1}(G_0, U_0) \delta [v_{dq}] + B_{ACDC2}(G_0, U_0) \delta \begin{bmatrix} P_{CPL} \\ V_F^* \end{bmatrix} \\ \delta Y_{ACDC} = C_{ACDC}(G_0, U_0) \delta G_{ACDC} + D_{ACDC}(G_0, U_0) \delta U_{ACDC} \end{cases} \quad (4.50)$$

Avec $V_{ds} = v_d$; $V_{qs} = v_q$

$$B_{ACDC1}(G_0, U_0) = B_{ACDC}(G_0, U_0)(1:8, 1:2)$$

$$B_{ACDC2}(G_0, U_0) = B_{ACDC}(G_0, U_0)(1:8, 3:4)$$

v_{dq} est donné par (4.51).

$$\delta [v_{dq}] = C_{dq} \delta [G_e] + D_{dq} \delta [U_e]$$

Avec

$$C_{dq} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{\omega_m x_{q\varrho}}{x_{\varrho\varrho}} \\ \frac{x_{Df} x_{dD} - x_{DD} x_{df}}{\omega_m x} & \frac{x_{df}^2 - x_{dD} x_{ff}}{\omega_m x} & 0 \end{bmatrix}; \quad x = x_{Df} x_{dD} - x_{DD} x_{ff} \quad (4.51)$$

$$D_{dq} = \begin{bmatrix} \frac{x_{dD} x_{df} - x_{DD} x_{df}}{x} & 0 & -\omega_m x_{dd} - \frac{x_{Df} x_{dD} + x_{dD} x_{df}^2 - x_{df}^2 x_{DD}}{x} \\ \omega_m & \frac{x_{df}^2 - x_{dD} x_{ff}}{\omega_m x} & 0 \end{bmatrix}$$

$$\begin{cases} p(\delta G_{ACDC}) = A_{ACDC}(G_0, U_0) \delta G_{ACDC} \\ \quad + B_{ACDC1}(G_0, U_0) C_{dq} \delta [G_e] + B_{ACDC1}(G_0, U_0) D_{dq} \delta [U_e] + B_{ACDC2}(G_0, U_0) \delta \begin{bmatrix} P_{CPL} \\ V_F^* \end{bmatrix} \\ \delta Y_{ACDC} = C_{ACDC}(G_0, U_0) \delta G_{ACDC} + D_{ACDC}(G_0, U_0) \delta U_{ACDC} \end{cases} \quad (4.52)$$

$$\delta G_e = [\delta \psi_f \quad \delta \psi_D \quad \delta \psi_\varrho]^T; \quad \delta U_e = [\delta v_f \quad \delta I_d \quad \delta I_q \quad \delta T_4]^T$$

Le modèle linéarisé du convertisseur AC-DC coté génératrice, régulé par un contrôleur PI de est alors donné par (4.53).

$$\left\{ \begin{array}{l}
p(\delta G_{ACDC}) = \begin{bmatrix} A_{ACDC}(G_0, U_0) & O_{8,3} \\ O_{8,8} & B_{ACDC1}(G_0, U_0)C_{dq} \end{bmatrix} \delta \begin{bmatrix} G_{ACDC} \\ G_e \end{bmatrix} \\
+ \begin{bmatrix} B_{ACDC1}(G_0, U_0)D_{dq} & O_{8,2} \\ O_{8,3} & B_{ACDC2}(G_0, U_0) \end{bmatrix} \delta \begin{bmatrix} U_e \\ P_{CPL} \\ V_F^* \end{bmatrix} \\
\delta Y_{ACDC} = C_{ACDC}(G_0, U_0)\delta G_{ACDC} + D_{ACDC}(G_0, U_0)\delta U_{ACDC}
\end{array} \right. \quad (4.53)$$

Le modèle d'état du convertisseur DC-AC (4.54), coté réseau donné par les équations dynamiques montrées dans (4.20); où G_{DCAC} et U_{DCAC} sont respectivement les vecteurs d'état et de commande dudit modèle; est un modèle linéaire. Ces matrices d'état et de commande, respectivement sont A_{DCAC} et B_{DCAC} sont données par (4.55).

$$\begin{cases} pG_{DCAC} = A_{DCAC}G_{DCAC} + B_{DCAC}U_{DCAC} \\ Y_{DCAC} = C_{DCAC}G_{DCAC} + D_{DCAC}U_{DCAC} \end{cases}$$

Avec

$$G_{DCAC} = [I_{Fd} \quad I_{Fq} \quad I_{Ld} \quad I_{Lq} \quad V_{Ld} \quad V_{Lq}]^T$$

$$U_{DCAC} = [V_F]; \quad Y_{DCAC} = [V_{Ld} \quad V_{Lq}]^T$$

Avec

$$A_{DCAC} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{Fcr}}{L_{Fcr}} & \omega_n & 0 & 0 & -\frac{1}{L_{Fcr}} & 0 \\ -\omega_n & -\frac{R_{Fcr}}{L_{Fcr}} & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_{Fcr}} \\ 0 & 0 & -\frac{R_L}{L_L} & \omega_n & -\frac{1}{L_L} & 0 \\ 0 & 0 & -\omega_n & -\frac{R_L}{L_L} & 0 & -\frac{1}{L_L} \\ \frac{1}{C_L} & 0 & -\frac{1}{C_L} & 0 & 0 & \omega_n \\ 0 & \frac{1}{C_L} & 0 & -\frac{1}{C_L} & -\omega_n & 0 \end{bmatrix} \quad (4.55)$$

$$B_{DCAC} = \begin{bmatrix} \frac{\pi}{3\sqrt{2}L_L} & \frac{\pi}{3\sqrt{2}L_L} & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$$

Le modèle d'état du sous-système convertisseur DC-AC coté réseau, donné par l'équation (4.54) peut être organisé selon (4.56) avec $U_{DCAC} = V_F$.

$$\begin{cases} pG_{DCAC} = A_{DCAC}G_{DCAC} + B_{DCAC}V_F \\ Y_{DCAC} = C_{DCAC}G_{DCAC} + D_{DCAC}U_{DCAC} \end{cases}$$

Avec

$$V_F = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0] \begin{bmatrix} G_{ACDC} \\ G_e \end{bmatrix} \quad (4.56)$$

$$= C_F \begin{bmatrix} G_{ACDC} \\ G_e \end{bmatrix}$$

$$\begin{cases} pG_{DCAC} = A_{DCAC}G_{DCAC} + B_{DCAC}C_F \begin{bmatrix} G_{ACDC} \\ G_e \end{bmatrix} \\ Y_{DCAC} = C_{DCAC}G_{DCAC} + D_{DCAC}U_{DCAC} \end{cases} \quad (4.57)$$

Le modèle d'état combiné des deux convertisseurs est donné par (4.58).

$$\left\{ \begin{array}{l} p \left(\delta \begin{bmatrix} G_{ACDC} \\ G_e \\ G_{DCAC} \end{bmatrix} \right) = \begin{bmatrix} A_{ACDC}(G_0, U_0) & O_{8,3} & O_{8,6} \\ O_{8,8} & B_{ACDC1}(G_0, U_0)C_{dq} & O_{8,6} \\ B_{DCAC}C_F(G_0, U_0)_1 & B_{DCAC}C_F(G_0, U_0)_2 & A_{DCAC} \end{bmatrix} \left(\delta \begin{bmatrix} G_{ACDC} \\ G_e \\ G_{DCAC} \end{bmatrix} \right) \\ \quad + \begin{bmatrix} B_{ACDC1}(G_0, U_0)D_{dq} & O_{8,2} \\ O_{8,3} & B_{ACDC2}(G_0, U_0) \\ O_{6,1} & O_{6,2} \end{bmatrix} \left(\delta \begin{bmatrix} U_e \\ P_{CPL} \\ V_F^* \end{bmatrix} \right) \\ \delta Y_{CS} = C_{CS}(G_0, U_0)\delta G_{CS} + D_{CS}(G_0, U_0)\delta U_{CS} \end{array} \right. \quad (4.58)$$

$$\delta G_{CS} = \delta [G_{ACDC} \ G_e \ G_{DCAC}]^T; \quad \delta U_{CS} = \delta [U_e \ P_{CPL} \ V_F^*]^T$$

$$\begin{aligned} B_{DCAC}C_F(G_0, U_0)_1 &= B_{DCAC}C_F(G_0, U_0)(1:6,1:8) \\ B_{DCAC}C_F(G_0, U_0)_2 &= B_{DCAC}C_F(G_0, U_0)(1:6,9:11) \end{aligned} \quad (4.59)$$

Le modèle d'état global du système de conversion d'énergie est la combinaison des sous modèle d'état montré par (4.43) et (4.58) est donné par (4.60). L'équation de sortie du modèle d'état globale est donnée par (4.61).

$$\begin{aligned}
 p \begin{pmatrix} \delta \\ \delta \end{pmatrix} \begin{bmatrix} G_e \\ \omega_m \\ T_{mec} \\ \omega_{mec} \\ G_{ACDC} \\ G_{DCAC} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} A_{\psi}^{i,v} & O_{3,1} & O_{3,11} & O_{3,8} & O_{3,6} \\ O_{1,3} & -\frac{D}{2H} & -\frac{(\delta K_{pro} + K_{jo})}{2H} C_{mec4} & O_{1,8} & O_{1,6} \\ O_{11,3} & O_{11,1} & A_{mec}(G_0, U_0) & O_{11,8} & O_{11,6} \\ B_{ACDC1}(G_0, U_0) C_{dq} & O_{8,1} & O_{8,11} & A_{ACDC}(G_0, U_0) & O_{8,6} \\ B_{DCAC} C_F(G_0, U_0)_2 & O_{6,1} & O_{6,11} & B_{DCAC} C_F(G_0, U_0)_1 & A_{DCAC}(G_0, U_0) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta \\ \delta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} G_e \\ \omega_m \\ T_{mec} \\ \omega_{mec} \\ G_{ACDC} \\ G_{DCAC} \end{bmatrix} \\
 &+ \begin{bmatrix} B_{\psi}^{i,v} & O_{3,1} & O_{3,2} \\ \left[O_{1,1} \quad -\frac{I_{dq}^T G_1}{2H} (\delta K_{pro} + K_{jo}) \right] (G_0, U_0) & O_{1,1} & O_{1,2} \\ \left[0_{11,1} \quad \left(B_{mec2} \left[I_s^{dq} \right]^T G_{i_{dq}} \right) (G_0, U_0) \right] & B_{mec1} & O_{11,2} \\ B_{ACDC1}(G_0, U_0) D_{dq} & O_{8,1} & B_{ACDC2}(G_0, U_0) \\ O_{6,3} & O_{6,1} & O_{6,2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta \\ \delta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_e \\ T_T \\ P_{CPL} \\ V_F^* \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{4.60}$$

$$\delta y = \begin{bmatrix} \left[C_{\psi}^{i,v} \quad O_{3,1} \right] & O_{3,11} & O_{3,14} \\ O_{1,4} & C_{mec4} & O_{1,14} \\ O_{14,4} & O_{14,11} & V_{CS} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta \\ \delta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} G_e \\ \omega_m \\ T_{mec} \\ \omega_{mec} \\ G_{ACDC} \\ G_{DCAC} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} D_{\psi}^{i,v} & O_{3,3} \\ O_{15,3} & O_{15,3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta \\ \delta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_e \\ T_T \\ P_{CPL} \\ V_F^* \end{bmatrix}$$

$$\begin{aligned}
 \delta y &= \begin{bmatrix} i_f & v_d & v_q & T_4 & V_F & I_{Ld} & I_{Lq} & V_{Ld} & V_{Lq} \end{bmatrix}^T \\
 V_{CS} &= \begin{bmatrix} O_{5,5} & O_{5,1} & O_{5,4} & O_{5,4} \\ O_{1,5} & 1 & O_{1,4} & O_{1,4} \\ O_{4,5} & O_{4,1} & O_{4,4} & O_{4,4} \\ O_{4,5} & O_{4,1} & O_{4,4} & I_{4,4} \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{4.61}$$

Nous remplaçons les variables de commandes $\delta \begin{bmatrix} I_d & I_q \end{bmatrix}^T$ décrites dans l'équation de sortie du modèle linéarisé du convertisseur donné par (4.62).

$$\delta \begin{bmatrix} I_d & I_q \end{bmatrix}^T = \delta \begin{bmatrix} I_{ds} & I_{qs} \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} I_{2,2} & O_{2,6} \end{bmatrix} [G_{ACDC}] \quad (4.62)$$

$$P \begin{bmatrix} G_e \\ \omega_m \\ T_{mec} \\ \omega_{mec} \\ G_{ACDC} \\ G_{DCAC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{\psi}^{i,y} & O_{3,1} & O_{3,11} & \begin{bmatrix} B_{\psi 2}^{i,y} & O_{3,6} \end{bmatrix} & O_{3,6} \\ O_{1,3} & -\frac{D}{2H} & -\frac{(\delta K_{p\omega} + K_{i\omega}) C_{mec4}}{2H} & \begin{bmatrix} -\frac{\dot{I}_{dq}^T G_i (\delta K_{p\omega} + K_{i\omega})}{2H} (G_0, U_0) & O_{1,6} \end{bmatrix} & O_{1,6} \\ O_{11,3} & O_{11,1} & A_{mec} (G_0, U_0) & BIdq & O_{11,6} \\ B_{ACDC1} (G_0, U_0) C_{dq} & O_{8,1} & O_{8,11} & ABD_{dq} & O_{8,6} \\ B_{DCAC} C_F (G_0, U_0)_2 & O_{6,1} & O_{6,11} & B_{DCAC} C_F (G_0, U_0)_1 & A_{DCAC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} G_e \\ \omega_m \\ T_{mec} \\ \omega_{mec} \\ G_{ACDC} \\ G_{DCAC} \end{bmatrix} \\ + \begin{bmatrix} B_{\psi 1}^{i,y} & O_{3,1} & O_{3,2} \\ O_{1,1} & O_{1,1} & O_{1,2} \\ O_{11,1} & B_{mec1} & O_{11,2} \\ O_{8,1} & O_{8,1} & B_{ACDC2} (G_0, U_0) \\ O_{6,1} & O_{6,1} & O_{6,2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_f \\ T_T \\ P_{CPL} \\ V_F^* \end{bmatrix} \quad (4.63)$$

Avec :

$$\begin{aligned} B_{\psi 1}^{i,y} &= B_{\psi}^{i,y} (1:3,1) \\ B_{\psi 2}^{i,y} &= B_{\psi}^{i,y} (1:3,2:3) \\ BIdq &= \left[\left(B_{mec2} \begin{bmatrix} I_s^{dq} \end{bmatrix}^T G_{Idq} \right) (G_0, U_0) \right] \begin{bmatrix} I_{2,2} & O_{2,6} \end{bmatrix} \\ ABD_{dq} &= \left[A_{ACDC} (G_0, U_0) + \left[B_{ACDC1} (G_0, U_0) D_{dq} (1:8,2:3) \right] O_{8,6} \right] \end{aligned} \quad (4.64)$$

4.3.2 Simulations numériques du modèle global linéarisé.

Le modèle d'état global ouvert du système de conversion d'énergie électromécanique donné par les équations (4.60) et (4.61) est simulé dans l'environnement Simulink de Matlab; montré à l'annexe 4.3. Où u et x sont respectivement les vecteurs d'état et de

commande A, B, C et D sont respectivement les matrices d'état du système, de commande d'état, de sortie d'état et de commande de sortie d'état (voir). La Figure 4.15 montre la représentation graphique du modèle d'état du système ouvert de conversion électromécanique globale.

$$\begin{cases} \dot{\delta x}(t) = A\delta x(t) + B\delta u(t) \\ \delta y(t) = C\delta x(t) + D\delta u(t) \end{cases}$$

Avec

$$A = \begin{bmatrix} A_{\psi}^{i,v} & O_{3,1} & O_{3,11} & [B_{\psi 2}^{i,v} & O_{3,6}] & O_{3,6} \\ O_{1,3} & -\frac{D}{2H} & -\frac{(\delta K_{p\omega} + K_{i\omega})C_{mec4}}{2H} & \left[-\frac{I_{dq}^T G_i (\delta K_{p\omega} + K_{i\omega})}{2H} (G_0, U_0) & O_{1,6} \right] & O_{1,6} \\ O_{11,3} & O_{11,1} & A_{mec} (G_0, U_0) & BIdq & O_{11,6} \\ B_{ACDC1} (G_0, U_0) C_{dq} & O_{8,1} & O_{8,11} & ABD_{dq} & O_{8,6} \\ B_{DCAC} C_F (G_0, U_0)_2 & O_{6,1} & O_{6,11} & B_{DCAC} C_F (G_0, U_0)_1 & A_{DCAC} \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} B_{\psi 1}^{i,v} & O_{3,1} & O_{3,2} \\ O_{1,1} & O_{1,1} & O_{1,2} \\ 0_{11,1} & B_{mec1} & O_{11,2} \\ 0_{8,1} & O_{8,1} & B_{ACDC2} (G_0, U_0) \\ O_{6,1} & O_{6,1} & O_{6,2} \end{bmatrix}; C = \begin{bmatrix} [C_{\psi}^{i,v} & O_{3,1}] & O_{3,11} & O_{3,14} \\ O_{1,4} & C_{mec4} & O_{1,14} \\ O_{14,4} & O_{14,11} & V_{cs} \end{bmatrix}; D = \begin{bmatrix} D_{\psi}^{i,v} & O_{3,3} \\ O_{15,3} & O_{15,3} \end{bmatrix}$$

(4.65)

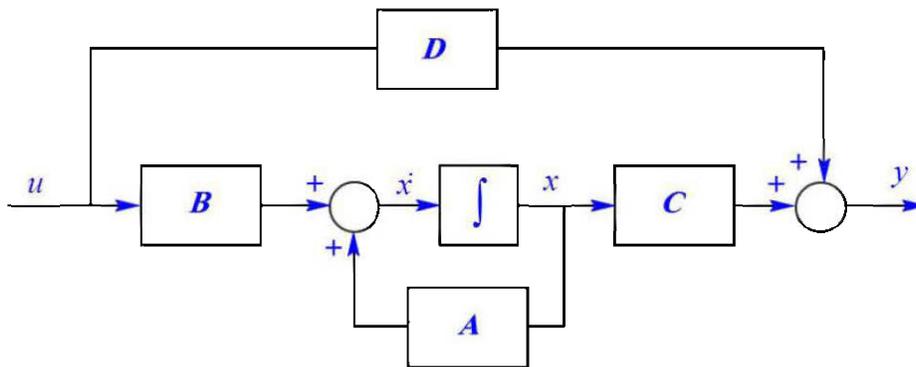


Figure 4.15 Représentation graphique du modèle d'état ouvert du système conversion globale

Nous avons appliqué un couple sinusoïdale $T_{ext} = T_{moyT}$ produit par les pâles de la turbine éolienne dont sans aucune composante harmonique. La Figure 4. 16 illustre les résultats de simulation du couple mécanique T_{1234} du modèle global et du multiplicateur de vitesse.

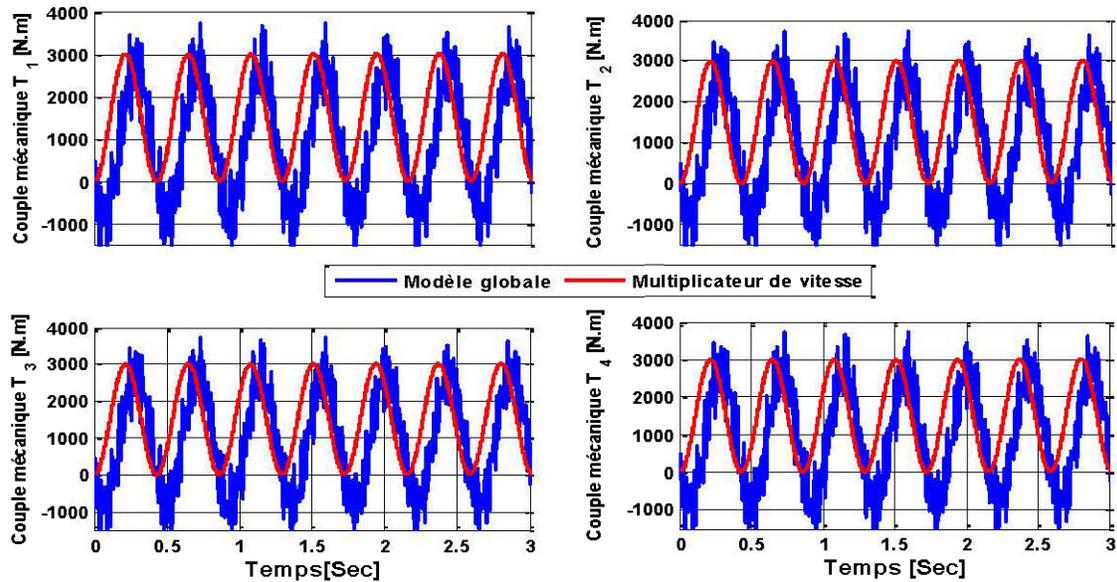


Figure 4. 16 résultats de simulation du couple mécanique T_{1234} du modèle global et du multiplicateur de vitesse.

À partir de la commande ‘eig’ de Matlab, nous déterminons les pulsations naturelles du modèle global. Ce sont ces pulsations qui entraînent non seulement une déformation de la qualité spectrale, mais aussi une légère diminution de la valeur moyenne du couple mécanique.

Dans le présent chapitre et dans un premier temps, nous avons développé un modèle d’état général d’un aérogénérateur composé d’un multiplicateur de vitesse à trois étages connectés à une génératrice asynchrone auto-excitée à partir des modèles d’état séparés. Dans un deuxième temps, la simulation de ce modèle a été réalisée. À partir de cette dernière, on constate que l’excitation de l’aérogénérateur avec un couple de turbine constant nous donne un couple mécanique, à l’entrée de la génératrice, oscillant et du fait même une vitesse mécanique oscillante. Cette dernière entraîne toutefois un amorçage de la génératrice puisque la vitesse moyenne est de 1 pu.

4.4 Étude de la stabilité du système de conversion globale

4.4.1 Commande par retour d'état: Placement de pôles

La technique de commande par retour des variables d'état (commande par retour d'état) permet de modifier la commande du système de conversion afin :

- D'améliorer ses performances dynamiques suivant l'intérêt;
- De rendre le système stable s'il est instable en modifiant ses pôles.

La loi de commande $u(t) = \pm Kx(t) + v(t)$. Le modèle d'état global résultant du système bouclé avec retour d'états est donné par (4.66). Le système bouclé (avec retour d'états) aura pour commande v , comme le montre la Figure 4.17.

$$\begin{cases} \dot{\delta x}(t) = (A \pm BK) \delta x(t) + B\delta v(t) \\ \delta y(t) = (C \pm DK) \delta x(t) + D\delta v(t) \end{cases} \quad (4.66)$$

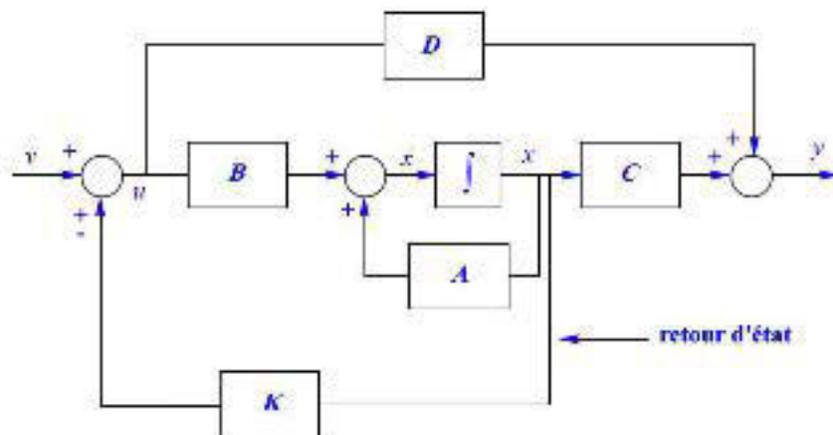


Figure 4.17 Représentation graphique du modèle d'état fermé du système conversion globale.

Pour un système monovariante ou multivariante (cas de notre système de conversion) d'ordre élevé, dont les matrices A et B sont pleines (moins de zéros), le calcul du gain K

peut être fastidieux et très lourd. L'intérêt d'utiliser la forme canonique pour le calcul du gain est donc prouvé ici. Cette technique de modification des pôles d'un système est appelée placement des pôles.

4.4.2 Indice de commandabilité des systèmes multivariables

La commande par retour d'état s'applique à priori à des systèmes commandable. En réécrivant les systèmes (4.65) et (4.66) comme illustré par (4.67); les deux systèmes sont commandables si et seulement si le rang de la matrice (A, B) pour un système en boucle ouverte ou $(A \pm BK, B)$ pour un système en boucle fermée est égale à n ; ceci revient à chercher n colonnes indépendantes de la matrice W (voir équation).

$$\begin{cases} \dot{\delta x}(t) = A_{n,n} \delta x(t) + B_{n,p} \delta u(t) \\ \delta y(t) = C_{q,n} \delta x(t) + D_{q,p} \delta u(t) \end{cases} \quad (4.67)$$

$$\begin{cases} \dot{\delta x}(t) = (A \pm BK)_{n,n} \delta x(t) + B_{n,p} \delta v(t) \\ \delta y(t) = (C \pm DK)_{q,n} \delta x(t) + D_{q,p} \delta v(t) \end{cases}$$

$$\text{rang}(W = [B \quad AB \quad A^2B \quad \dots \quad A^{n-p}B]) = n \quad (4.68)$$

La fonction Matlab 'ctrb' nous permet de vérifier que les modèles obtenus du système de conversion sont commandables ou non. Les Scripts Matlab sont montrés en annexes 4.4. Par conséquent le modèle d'état (4.65) du système de conversion est non commandable, car $\text{rang}(W) = 4$. Ainsi les valeurs propres ne peuvent pas être modifiées arbitrairement.

On ne peut modifier les valeurs propres du système s'il n'est pas commandable. Le placement des pôles pour améliorer le système est alors difficile. Cependant, si on réussit à décomposer le système en deux sous-systèmes dont l'un est commandable (et l'autre non commandable), on peut commander par retour d'état le sous-système commandable. L'étude de la stabilité s'averant très complexe et n'étant pas le principale objectif de ce travail, nous n'aborderons pas cet aspect de décomposition des sous-systèmes commandable et non commandable

4.5 Conclusion

Dans le présent chapitre, nous avons abordé la modélisation du convertisseur statique par la méthode DQ . Cette technique de modélisation sous forme de modèle d'état présente des résultats satisfaisants. Cette méthode permet la régulation de la tension de sortie du convertisseur classique AC-DC côté génératrice, puis DC-AC, connecté charge.

Nous avons montré comment sont combinés et linearisés les différents sous-modèles d'état. Les différents sous-modèles d'état sont linéarisés en utilisant les termes du premier ordre de l'expression de la série de Taylor afin de parvenir à un ensemble d'équations différentielles linéaires autour d'un point d'équilibre.

Un test de stabilité sur le modèle globale, nous a permis de vérifier que le modèle obtenu du système de conversion globale est non commandables, car $\text{rang}(W) = 4$; alors que l'ordre de la matrice A est de 29. Par conséquent, les valeurs propres ne peuvent pas être arbitrairement modifiées. Le placement des pôles pour améliorer la stabilité du système est alors difficile. L'étude de la stabilité s'averant très complexe et n'étant pas le principale objectif de ce travail, nous n'avons pas abordé les techniques de décomposition des modèles d'état en sous-modèle commandable et non commandable.

Dans le chapitre qui suit nous présentons une structure simplifiée permettant de mettre en évidence de l'impact des défauts sur la dynamique torsionnelle du système de l'aérogénérateur; nous y montrons aussi une technique d'amortissement électronique des résonances torsionnelles.

Chapitre 5: Impact des défauts sur la dynamique torsionnelle du système de l'aérogénérateur - Amortissement électronique.

5.1 Introduction

Dans les chapitres précédents, la dynamique de torsion, des défauts de la génératrice et la stabilité dynamique du système de conversion globale ont été analysées. Le modèle global obtenu dans le chapitre 4 est alors d'un ordre de complexité élevé, qui devient difficile à mettre en œuvre dans une analyse de modélisation globale pour l'analyse des impacts des défauts sur la dynamique torsionnelle du système de conversion. Le système de base final mettant en évidence l'impact des défauts sur la dynamique torsionnelle côté multiplicateur de vitesse puis côté génératrice connectée à sa charge est montré à la Figure 5. 1.

Dans le présent chapitre, l'analyse dynamique à court terme de l'impact des défauts sur la dynamique torsionnelle côté multiplicateur de vitesse puis côté génératrice connectée à une charge locale est proposée.

Le **deuxième paragraphe** présente le modèle électromécanique de la génératrice synchrone connectée à la charge; une simulation dynamique des essais montrés au chapitre 3 est présentée pour une charge résistive.

Le **troisième paragraphe** montre la structure finale permettant de mettre en évidence l'impact des défauts et des contingences du réseau sur la dynamique torsionnelle. Des simulations numériques de ces impacts sont présentées.

Le **quatrième paragraphe** montre les possibilités d'élimination des composantes harmoniques de couple; lorsque la génératrice est connectée à un LCI (Load Commuted Inverter) à thyristor à indice de pulsation 12/12, 18/18 et 24/24. La stratégie de

commande des interrupteurs de puissance du convertisseur pouvant être la commande autopilotée (pas étudié dans ce mémoire).

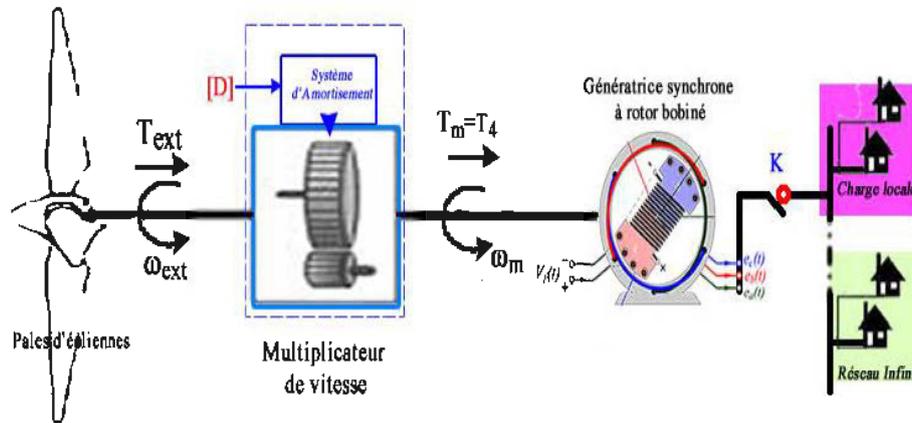


Figure 5. 1 Structure finale de la mise en évidence de l'impact des défauts.

5.2 Structure finale de simulation numérique.

La structure de base finale mettant en évidence l'impact des défauts est principalement constituée de quatre sous-systèmes montrés dans la Figure 5. 1:

- Le multiplicateur de vitesse (confère chapitre 2), avec son système d'amortissement de couple torsionnel.
- Le système d'excitation représenté par son modèle d'état
- Le modèle électromécanique de la génératrice synchrone.
- Une charge locale connectée à la génératrice.

La Figure 5. 2 montre la structure finale des différents sous modèles d'état mis en commun qui seront implémentées dans Simulink de Matlab.

Comme cela a été démontré au chapitre 4, la complexité des calculs et des équations du système d'état qui représentent le convertisseur statique ainsi que l'intervention de plusieurs paramètres, implique souvent, un temps de simulation assez important. Ce type

de modèle d'état du convertisseur statique est souvent utilisé dans l'amélioration de la stabilité due à une charge CPL [28, 40]. Le modèle simplifié de l'onduleur dont du convertisseur statique est une simple fonction de transfert donnée par (5.1), sera aussi négligé dans la structuration finale.

$$V_{an} = \frac{V_{dc}}{2.34 \cos(\alpha_2)} \frac{1}{1 + sT_d} \text{ Avec } \begin{cases} V_{dc} = 2.34V_m \cos(\alpha_1) \\ K = \frac{V_{dc}}{2.34 \cos(\alpha_2)} \end{cases}$$

$$sT_d = \frac{K}{V_{an}} - 1$$

$$\Rightarrow pT_d = K \frac{1}{V_{an}} - 1 \quad (5.1)$$

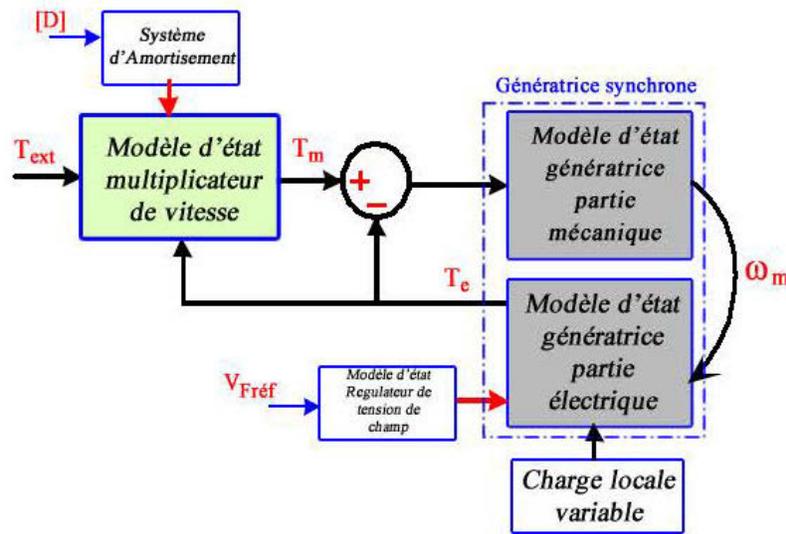


Figure 5. 2 Structure finale permettant de mettre en évidence l'impact des défauts et des contingences du réseau sur la dynamique torsionnelle.

5.3 Modèle électromécanique de la génératrice synchrone connectée à la charge

Le modèle d'état électrique de la génératrice connectée à une charge locale est donné dans le chapitre 3 par (3.55), réécrite ici dans (5.2).

$$\begin{cases} pI_{dq} = A_C I_{dq} + B_C V_f \\ \begin{bmatrix} i_s \\ i_f \\ v_{dq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{3,3}, O_{3,2} \\ (T_1 + T_2 A_C) \end{bmatrix} I_{dq} + \begin{bmatrix} O_{3,1} \\ T_2 B_C \end{bmatrix} V_f \end{cases} \quad (5.2)$$

Le modèle d'état mécanique de la génératrice synchrone est donné par (5.3). À partir des équations (5.2) et (5.3), nous écrivons le modèle d'état électromécanique de la génératrice synchrone connectée à une charge locale donnée par (5.4).

$$\begin{aligned} p \begin{pmatrix} \omega_m \\ \delta \end{pmatrix} &= \begin{bmatrix} -D & 0 \\ \omega_n & 0 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \omega_m \\ \delta \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & -T_e \\ 0 & -\omega_n \end{bmatrix} \begin{pmatrix} T_m \\ 1 \end{pmatrix} \\ \begin{pmatrix} \omega_m \\ \delta \end{pmatrix} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \omega_m \\ \delta \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} T_m \\ 1 \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (5.3)$$

$$\begin{cases} pG_{em} = A_g G_{em} + B_g U_{em} \\ Y_{em} = C_g G_{em} + D_g U_{em} \end{cases}$$

Avec

$$\begin{aligned} G_{em} &= [i_d \quad i_q \quad i_f \quad i_D \quad i_Q \quad \omega_m \quad \delta]^T; \quad U_{em} = [v_f \quad T_4 \quad 1]^T \\ A_g &= \begin{bmatrix} A_C & O_{5,1} & O_{5,1} \\ O_{1,5} & -\frac{D}{2H} & O_{1,1} \\ O_{1,5} & \omega_n & O_{1,1} \end{bmatrix}; & B_g &= \begin{bmatrix} B_C & O_{5 \times 1} & O_{5 \times 1} \\ O_{1 \times 1} & \frac{1}{2H} & -\frac{T_e}{2H} \\ O_{1 \times 1} & O_{1 \times 1} & \omega_n \end{bmatrix} \\ C_g &= \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{3,3}, O_{3,2} \\ (T_1 + T_2 A_C) \end{bmatrix} & O_{5,2} \\ O_{2,5} & I_{2,2} \end{bmatrix}; & D_g &= \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} O_{3,1} \\ T_2 B_C \end{bmatrix} & O_{5,2} \\ O_{2,1} & O_{2,2} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5.4)$$

Le couple électromagnétique T_e en pu s'écrit comme dans (5.5).

$$T_e = \psi_q I_d - \psi_d I_q \quad [\text{pu}] \quad (5.5)$$

Essai pour une charge résistive : Les données de simulation des essais sur une charge résistive ont été présentées dans le Tableau 3. 4. Le coefficient d'amortissement et l'inertie de la génératrice sont donnés par (5.6).

$$\begin{cases} D=2 \\ J=786 \text{ [MW.s]} \end{cases} \quad (5.6)$$

$$\Rightarrow H = \frac{1}{2} \frac{J \omega_{mref}^2}{S_{ref}} \text{ [pu]}$$

Tableau 5. 1: Conditions initiales avant le court-circuit pour une charge résistive.

Vecteurs	Valeurs [pu]	Vecteurs	Valeurs [pu]
i_{d0}	-1.3316	i_{D0}	0
i_{q0}	1.2454	i_{Q0}	0
i_{f0}	4.7163	V_{f0}	$3.3899e-4$
ω_{m0}	377 rad/s	δ_0	0.5013
T_{e0}	3.8635		
r_{ch}	1	x_{ch}	0.3287

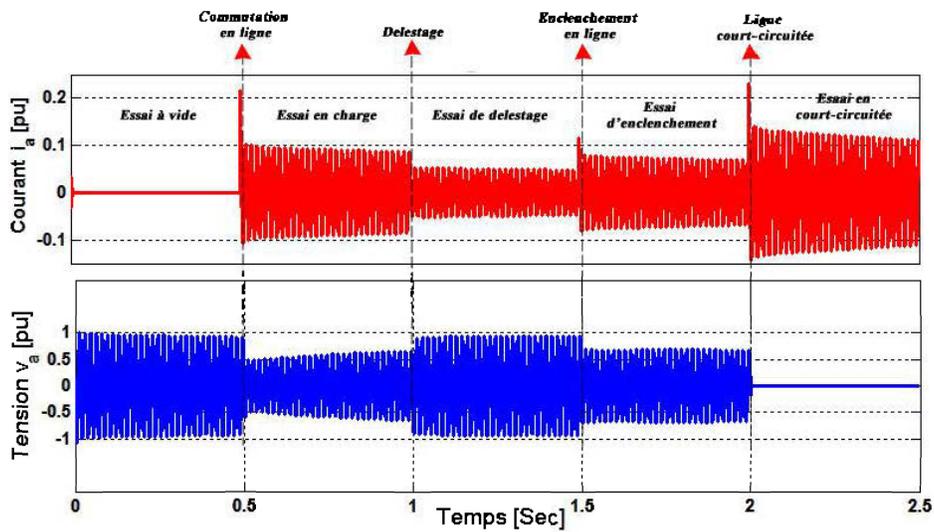


Figure 5. 3. Courants et tension statoriques dans le référentiel abc pour une charge résistive.

Les résultats de simulation montrés dans la Figure 5. 3, nous permettent de valider les paramètres mécaniques de la génératrice donc de valider le modèle électromécanique de la génératrice connectée à une charge locale y compris son système d'excitation régulé.

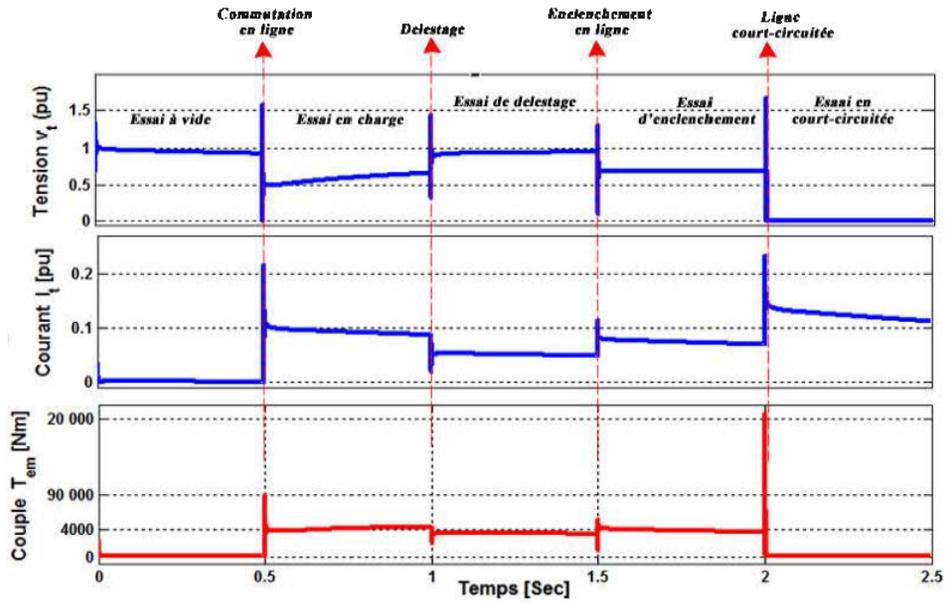


Figure 5. 4. Courants/tension terminale et couple électromagnétique.

La Figure 5. 4 montre le courant et la tension terminale en pu , ainsi le couple électromagnétique exprimé en $N.m$, le courant et le couple montre la même allure suivant les comportements dynamiques de chaque essai. L'amplitude maximale du couple est supérieure à $9000N.m$ lors de la commutation de la charge; elle est supérieure aussi à $20.000N.m$ lors du court-circuit.

Comme nous l'avons déjà constaté au chapitre 2 et déjà démontré dans [9, 10, 12, 13]; il existe un risque de résonance mécanique toutefois que le couple externe pulse à la même fréquence que l'une des fréquences naturelles du système, mais aussi pour des amplitudes de couple très grandes. Nous montrons dans les paragraphes qui suivent, comment les amplitudes très grandes de couple pourront créer une éventuelle résonance dans le système mécanique couplé à la génératrice

5.4 Paramètres du modèle combiné multiplicateur de vitesse et génératrice connectée à une charge locale.

La structure de base finale mettant en évidence l'impact des défauts est principalement constituée de quatre sous-systèmes. Elle prend en compte : le multiplicateur de vitesse, le système d'excitation, le modèle électromécanique de la génératrice synchrone connectée à une charge locale.

La Figure 5. 2 montre la structuration finale des différents sous modèles d'état mis en commun qui seront implémentées dans Simulink de Matlab.

La complexité des calculs et des équations du système d'état qui représentent le convertisseur statique ainsi que l'intervention de plusieurs paramètres impliquent souvent, un temps de simulation assez important. Ce type de modèle d'état du convertisseur statique est souvent utilisé dans l'amélioration de la stabilité CPL [24, 25, 28, 40]. Aussi l'impact lors de la dynamique du réseau (court-circuit, enclenchement, variation dynamique de la charge ...) est négligeable en terme d'impédance, notamment parce que la contingence de charge est une période transitoire; ainsi le convertisseur statique a été exclu de l'analyse, de l'impact des défauts et des contingences de charge.

Nous montrons comment les impacts des défauts et les contingences de réseau pourront créer un risque de résonance torsionnelle dans le multiplicateur de vitesse, en admettant un profil identifié du couple externe T_{ext}

Comme cela a été précédemment établi au chapitre 2, le multiplicateur de vitesse prend en entrée le couple externe T_{ext} produit par les pales de la turbine ainsi que le couple électromagnétique produit par la génératrice T_{em} . Le code de simulation pour une charge résistive, inductive et capacitive est présenté dans l'annexe 5.1; et le modèle simulink est présenté dans l'annexe 5.2.

5.5 Impact et contingences des défauts pour un couple externe non résonant : application de la composante continue du couple externe.

5.5.1 Génératrice connectée à une charge locale résistive.

Nous montrons comment les impacts des défauts et les contingences de réseau peuvent créer un risque de résonance torsionnelle dans le multiplicateur de vitesse, en admettant que le couple externe T_{ext} appliqué au multiplicateur de vitesse ne possède que sa valeur moyenne à l'instant $t=0$. La deuxième entrée du multiplicateur de vitesse c'est-à-dire le couple électromagnétique T_e est issu de l'entrefer de la génératrice donnée par (5.5), montrée sur la Figure 5. 2.

5.5.1.1 Effet de torsion du passage d'un fonctionnement à vide à une commutation pour une charge résistive pour une composante continue du couple externe.

La Figure 5. 5, montre les résultats de simulation de la dynamique de torsion pour une commutation de charge. Pendant le fonctionnement à l'essai à vide, la tension montre son amplitude maximale de 1pu. À $t=0.5s$, une commutation de charge nominale est effectuée dans le réseau, le couple électromagnétique $T_e = 0N.m$ durant l'essai à vide puis fait un pic à $T_e = 9000N.m$; puis après $0.002s$ se stabiliser à $4000N.m$. Ce pic n'entraîne aucun accroissement du couple mécanique T_{1234} dans le multiplicateur de vitesse.

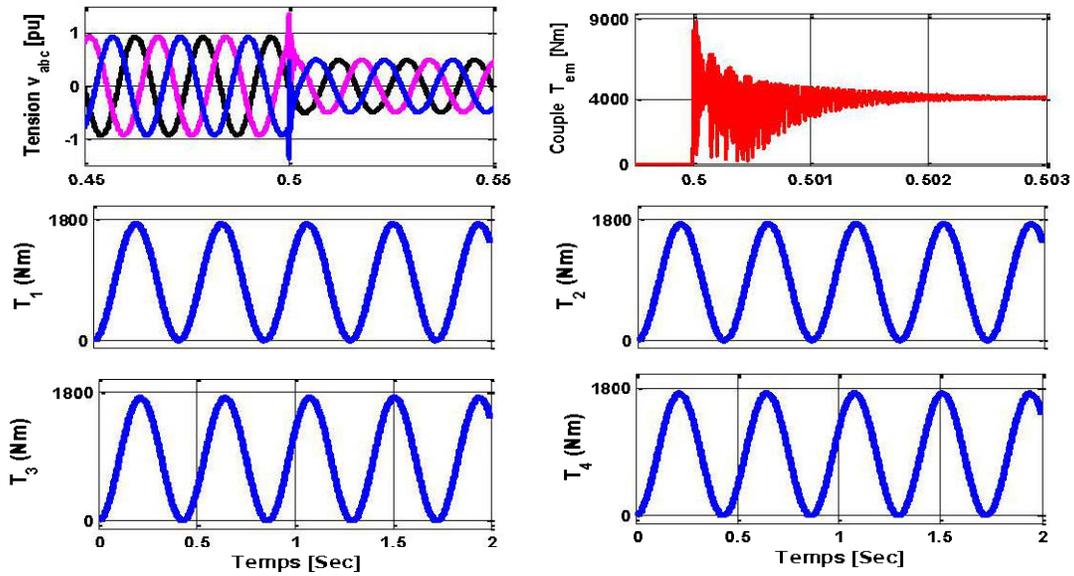


Figure 5. 5. Tensions v_{abc} , Couple électromagnétique et mécanique lors d'un essai de commutation pour une charge résistive.

5.5.1.2 Effet de torsion du passage d'un essai de commutation à un délestage pour une charge résistive pour une composante continue du couple externe.

La Figure 5. 6, montre les résultats de simulation de la dynamique de torsion d'un délestage de charge résistive. En fonctionnement nominal (juste après la commutation de charge), le courant a une amplitude maximale d'environ 0.05 pu. À $t = 0.5s$, un délestage total de charge est effectué dans le réseau; juste après ce délestage, le couple électromagnétique T_e , passe de $3700N.m$, fait un pic d'environ $6000N.m$ puis après $0.5ms$ se stabiliser à $0N.m$. Ce pic n'entraîne aucune augmentation des couples mécaniques T_{1234} dans le multiplicateur de vitesse.

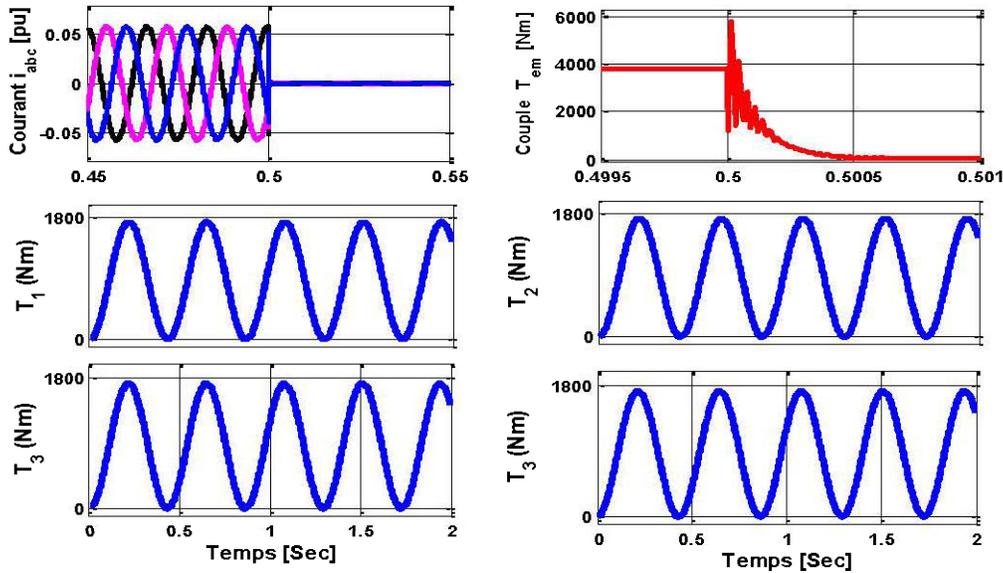


Figure 5. 6. Courant i_{abc} , Couple électromagnétique et mécanique lors d'un essai de délestage pour une charge résistive.

5.5.1.3 Effet de torsion du passage d'un essai de fonctionnement nominal à un court-circuit pour une charge résistive pour une composante continue du couple externe.

La Figure 5. 7 montre les résultats de simulation de la dynamique de torsion d'un court-circuit sur une charge résistive. En fonctionnement nominal (juste avant le court-circuit), le courant a une amplitude maximale d'environ 0.05 pu. À $t = 0.5s$, un court-circuit est effectué dans le réseau; juste après ce défaut, le couple électromagnétique T_e , passe de $5000N.m$, fait un pic d'environ $20000N.m$ puis après $0.0002s$ se stabiliser à $0N.m$. Ce pic de T_e entraîne une augmentation couple mécanique T_{1234} dans le multiplicateur de vitesse $4500N.m$ à $t = 1.23s$

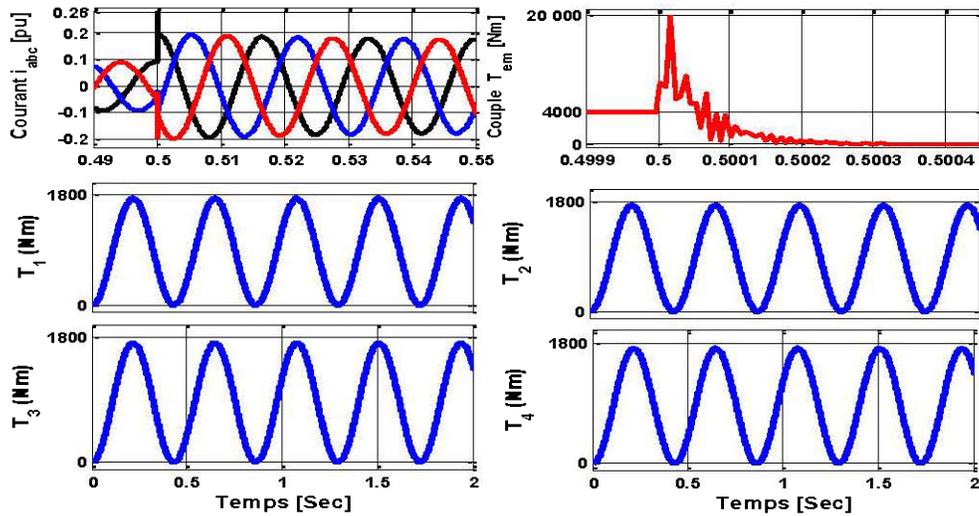


Figure 5. 7. Courant i_{abc} , Couple électromagnétique et mécanique pour un essai de court-circuit sur une charge résistive.

5.5.1.4 Discussion

Les résultats de simulation pour une charge résistive montrent qu'il ne pourrait exister aucun risque de résonance mécanique pour une charge résistive malgré un pic de couple électromagnétique qui pourrait même atteindre $20000 N.m$.

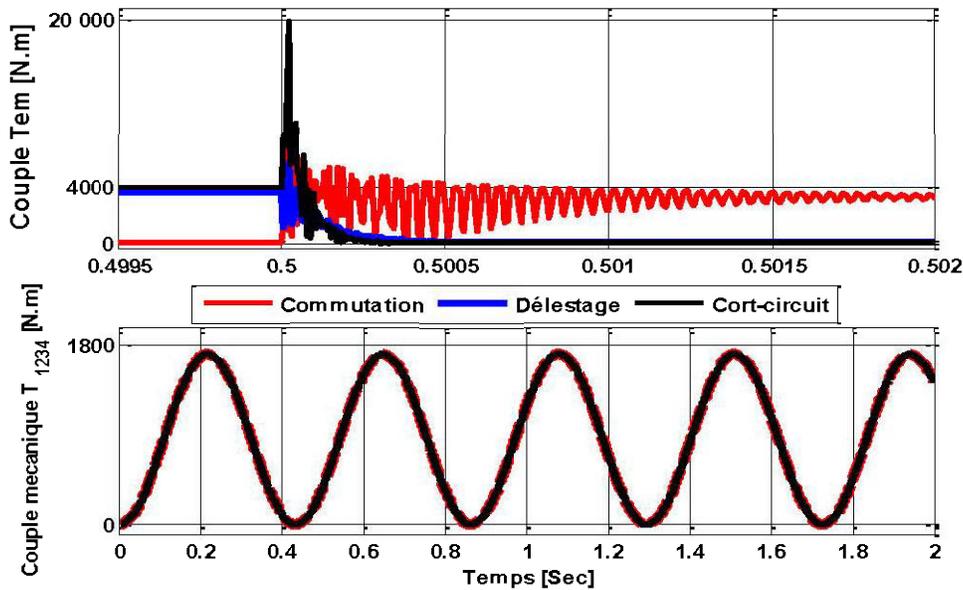


Figure 5. 8. Superposition du couple électromagnétique et mécanique pour une charge résistive pour une composante continue du couple externe.

5.5.2 Génératrice connectée à une charge locale inductive

5.5.2.1 Effet de torsion du passage d'un essai à vide à une commutation pour une charge inductive pour une composante continue du couple externe.

La Figure 5. 9, montre les résultats de simulation de la dynamique de torsion pour une commutation de charge inductive. Pendant le fonctionnement à l'essai à vide, la tension montre son amplitude maximale de 0.7pu. À l'instant $t = 0.5s$, une commutation de charge nominale est effectuée dans le réseau, le couple électromagnétique $T_e = 0Nm$ durant l'essai à vide, fait un pic à $T_e = 380Nm$; il n'existe aucun risque de résonance mécanique pour le multiplicateur de vitesse $T_{1234} = 1800Nm$.

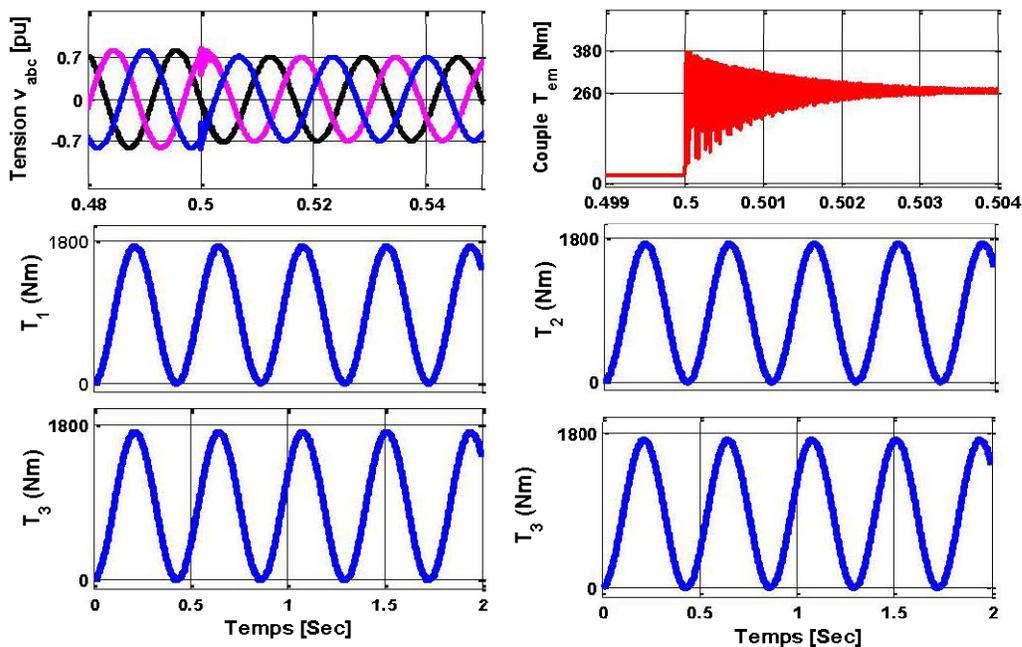


Figure 5. 9. Tensions v_{abc} , Couple électromagnétique et mécanique lors d'un essai de commutation pour une charge inductive.

5.5.2.2 Effet de torsion du passage d'un essai de commutation à un délestage pour une charge inductive pour une composante continue du couple externe.

La Figure 5. 10, montre les résultats de simulation de la dynamique de torsion pour un délestage total de charge inductive. Pendant le fonctionnement à l'essai à vide, la tension montre son amplitude maximale de 0.7pu. À l'instant $t = 0.5s$, un délestage total de charge nominale est effectué dans le réseau, le couple électromagnétique $T_e = 260N.m$ durant l'essai à vide, fait un pic à $T_e = 1400N.m$; puis après 2.5 ms se stabilise à $0N.m$. Il n'existe aucun risque de résonance mécanique pour le multiplicateur de vitesse $T_{1234} = 1800N.m$.

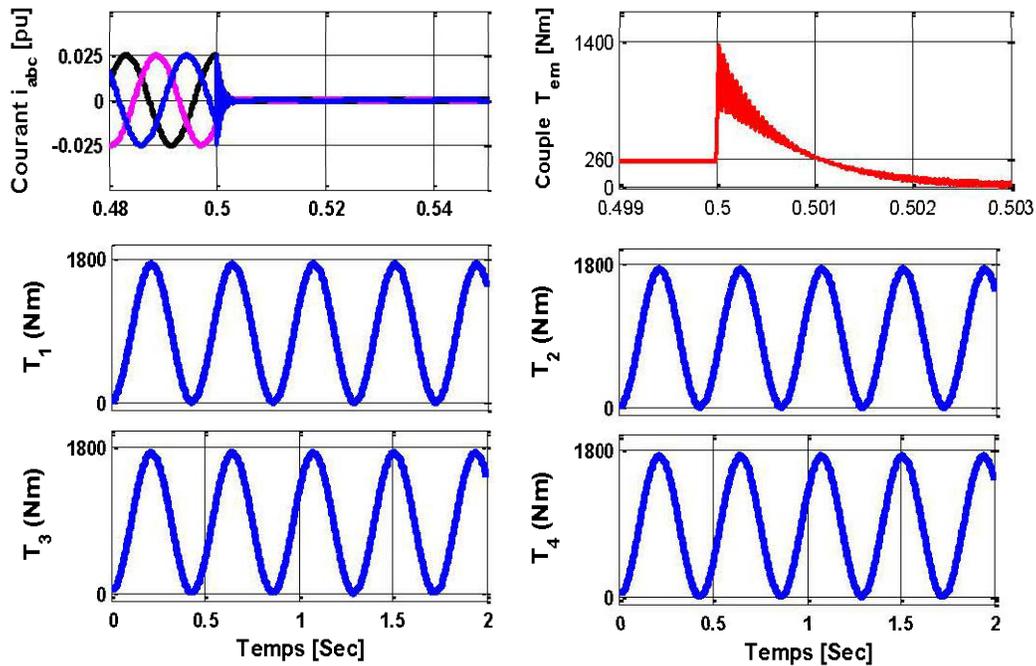


Figure 5. 10. Courants i_{abc} , Couple électromagnétique et mécanique lors d'un essai de délestage pour une charge inductive.

5.5.2.3 Effet de torsion du passage d'un essai en fonctionnement nominal à un essai en court-circuit pour une charge inductive pour une composante continue du couple externe.

La montre les résultats de simulation de la dynamique de torsion d'un court-circuit sur une charge résistive. En fonctionnement nominal (juste avant le court-circuit), le courant a une amplitude maximale d'environ 0.05 pu. À $t=0.5s$, un court-circuit est effectué dans le réseau; juste après ce défaut, le couple électromagnétique T_e , à une valeur très proche de $260Nm$, fait un pic d'environ $37000Nm$ puis après $2.5s$ se stabiliser à $0Nm$. Il n'existe aucun risque de résonance mécanique pour le multiplicateur de vitesse $T_{1234} = 1800Nm$.

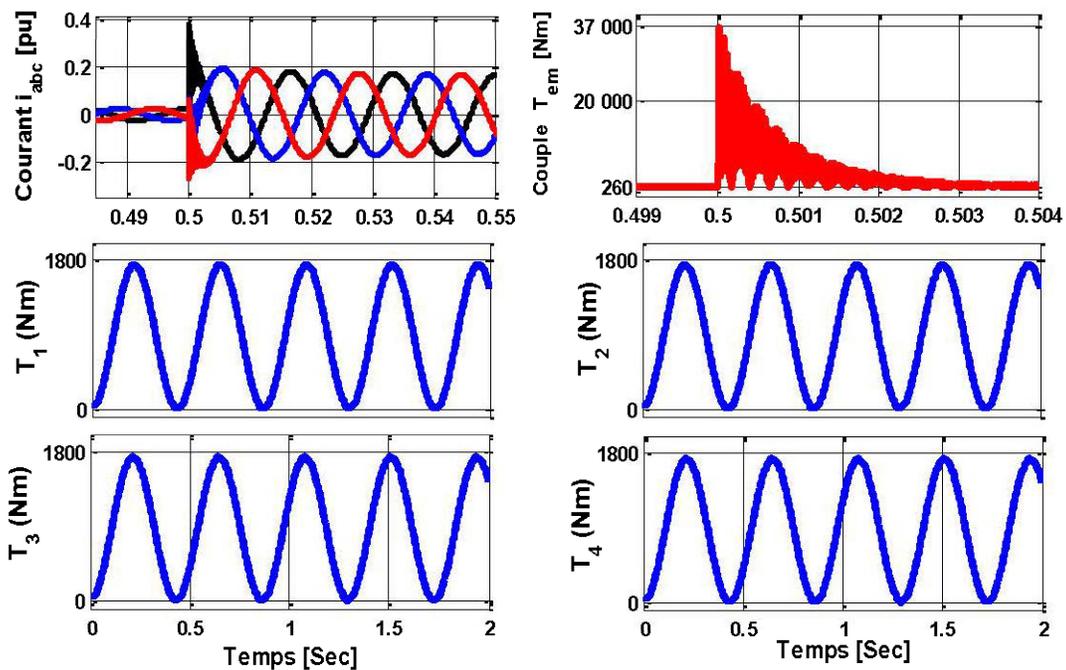


Figure 5. 11. Courants i_{abc} , Couple électromagnétique et mécanique lors d'un essai de court-circuit pour une charge inductive.

5.5.2.4 Discussion

Les résultats de simulation pour une charge résistive montrent qu'il ne pourrait exister aucun risque de résonance mécanique pour une charge résistive malgré un pic de couple électromagnétique qui pourrait même atteindre $37000N.m$.

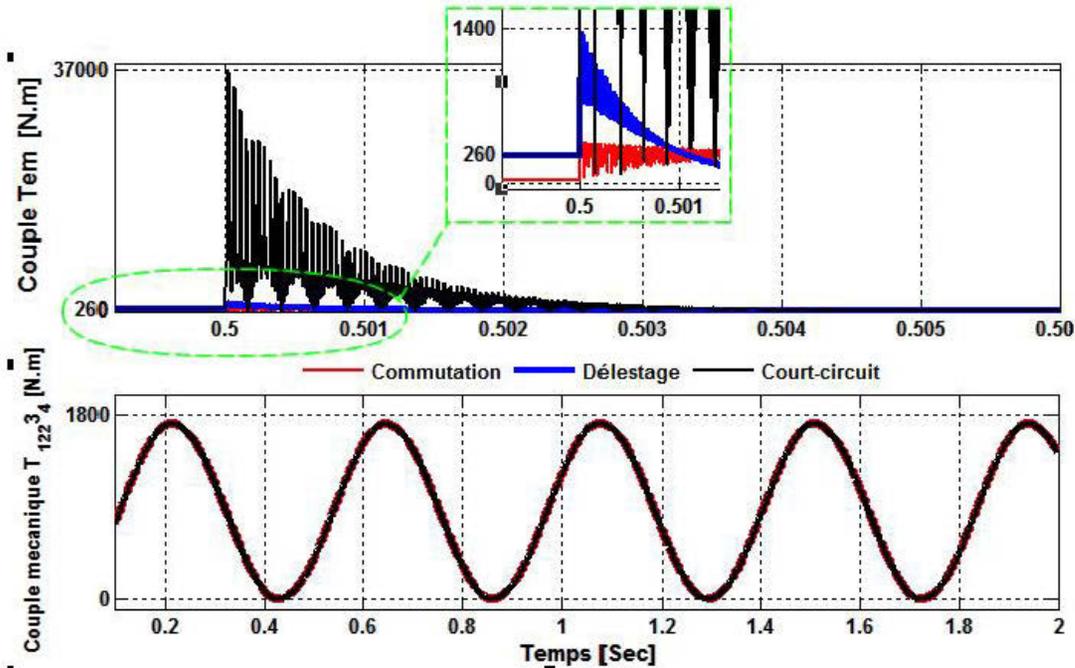


Figure 5. 12. Superposition du couple électromagnétique et mécanique pour une charge inductive pour une composante continue du couple externe.

5.5.3 Génératrice connectée à une charge locale capacitive

5.5.3.1 Effet de torsion du passage d'un essai à vide à une commutation pour une charge capacitive pour une charge inductive pour une composante continue du couple externe.

La Figure 5. 13, montre les résultats de simulation de la dynamique de torsion pour une commutation de charge capacitive. Pendant le fonctionnement à l'essai à vide, la tension montre son amplitude maximale de 0.6pu. À l'instant $t = 0.5s$, une commutation de charge nominale est effectuée dans le réseau, le couple électromagnétique $T_e = 0N.m$

durant l'essai à vide, fait un pic à $T_e = 75000N.m$; puis après $0.5 ms$ se stabilise à $5000N.m$. Malgré ce pic assez élevé à jusqu'à $75000N.m$. Il n'existe aucun risque de résonance mécanique pour le multiplicateur de vitesse $T_{1234} = 1800N.m$.

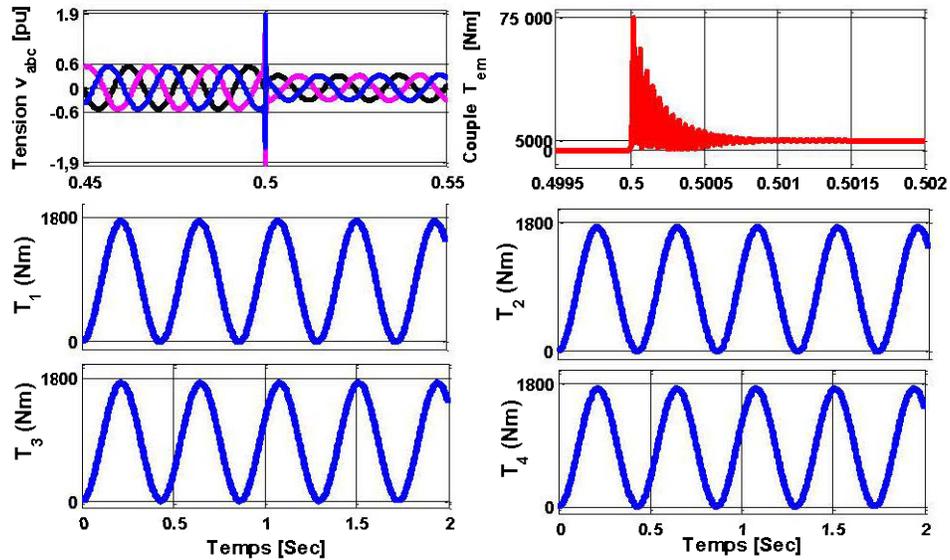


Figure 5. 13. Tensions v_{abc} , Couple électromagnétique et mécanique lors d'un essai de commutation pour une charge capacitive.

5.5.3.2 Effet de torsion du passage d'un essai de commutation à un délestage pour une charge capacitive pour une charge inductive pour une composante continue du couple externe.

La Figure 5. 14, montre les résultats de simulation de la dynamique de torsion pour un délestage de charge capacitive. Pendant le fonctionnement à l'essai à vide, le courant montre son amplitude maximale de $0.135pu$. À l'instant $t = 0.5s$, une commutation de charge nominale est effectuée dans le réseau, le couple électromagnétique $T_e = 5000N.m$ durant le fonctionnement nominal, fait un pic à $T_e = 36000N.m$; puis après $0.1 ms$ se stabilise à $0N.m$. Malgré ce pic assez élevé à hauteur de $36000N.m$; il n'existe aucun risque de résonance mécanique pour le multiplicateur de vitesse $T_{1234} = 1800N.m$.

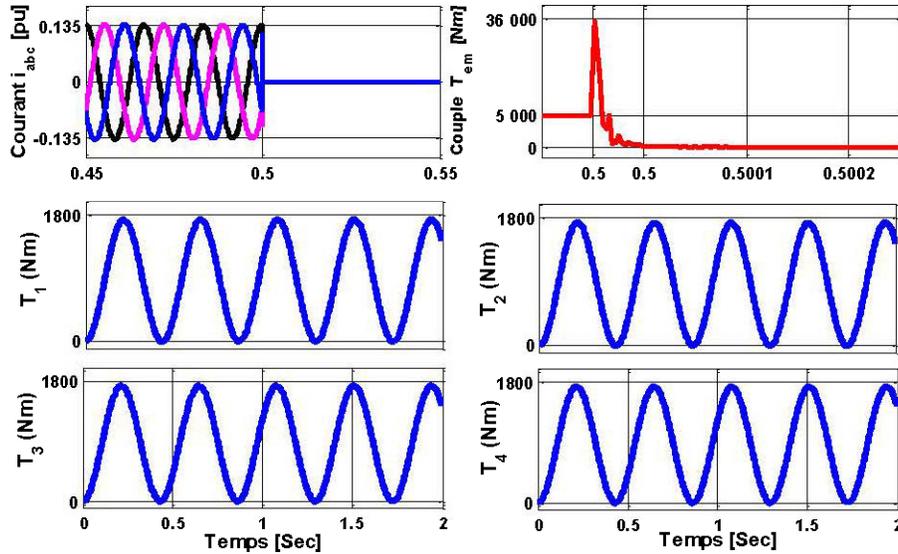


Figure 5. 14. Courants i_{abc} , Couple électromagnétique et mécanique lors d'un essai de délestage pour une charge capacitive.

5.5.3.3 Effet de torsion du passage d'un fonctionnement nominal à un essai de court-circuit pour une charge capacitive pour une charge inductive pour une composante continue du couple externe.

La Figure 5. 15, montre les résultats de simulation de la dynamique de torsion pour un court-circuit de charge capacitive. Pendant le fonctionnement à l'essai à vide, le courant montre son amplitude de 0.1pu. À l'instant $t=0.5s$, une commutation de charge nominale est effectuée dans le réseau, le couple électromagnétique $T_e = 5000N.m$ durant le fonctionnement nominal, fait un pic de $13000N.m$; puis après $0.4ms$ se stabilise à $9000N.m$. Malgré ce pic assez élevé à hauteur de $13000N.m$; il n'existe aucun risque de résonance mécanique pour le multiplicateur de vitesse $T_{1234} = 1800N.m$.

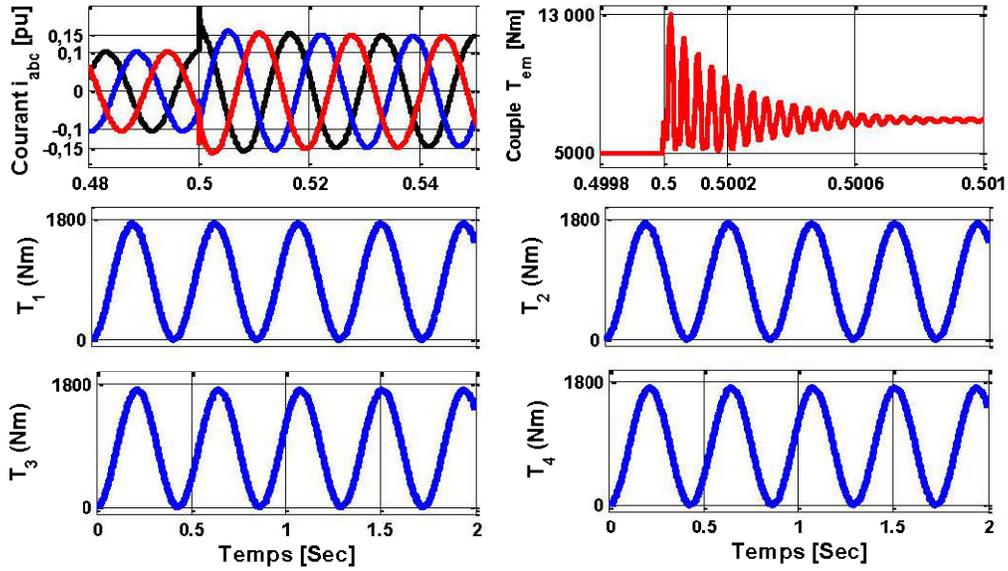


Figure 5. 15. Courants i_{abc} , Couple électromagnétique et mécanique lors d'un essai de court-circuit pour une charge capacitive.

5.5.3.4 Discussion

Les résultats de simulation (Figure 5. 16) pour une charge capacitive montrent qu'il ne pourrait exister aucun risque de résonance mécanique pour une charge résistive malgré un pic de couple électromagnétique qui pourrait même atteindre $75000Nm$.

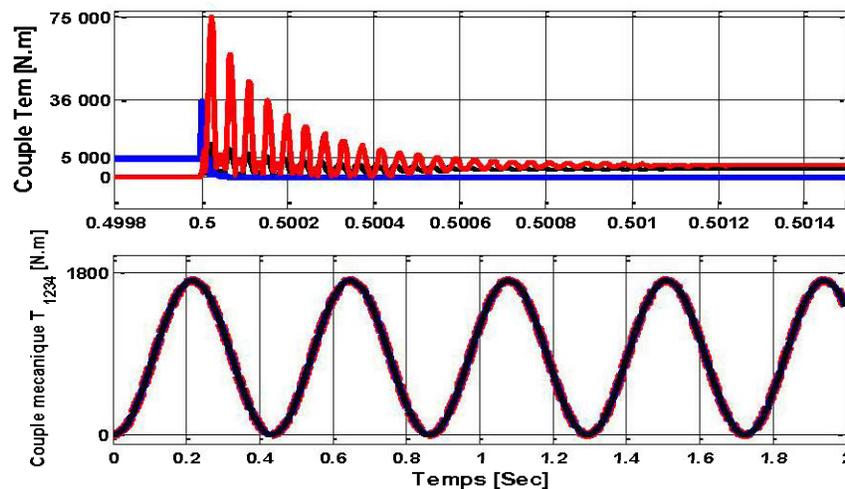


Figure 5. 16. Superposition du couple électromagnétique et mécanique pour une charge capacitive pour une composante continue du couple externe.

5.6 Impact et contingences des défauts pour une composante harmonique du couple externe non résonante et sa composante continue.

5.6.1 Génératrice connectée à une charge locale résistive.

Pour une charge résistive, nous admettons que le couple externe T_{ext} appliqué au multiplicateur de vitesse possède une composante harmonique oscillant à une fréquence non résonante y compris sa composante continue.

5.6.1.1 Effet de torsion du passage d'un fonctionnement à vide à une commutation pour une charge résistive pour une composante harmonique du couple externe non résonante et sa composante continue.

La Figure 5. 17, montre les résultats de simulation de la dynamique de torsion pour une commutation de charge. Pendant le fonctionnement à l'essai à vide, la tension montre son amplitude maximale de 1pu. À $t=0.5s$, une commutation de charge nominale est effectuée dans le réseau, le couple électromagnétique $T_e = 0N.m$ durant l'essai à vide puis fait un pic à $T_e = 9000N.m$; puis après $0.002s$ se stabiliser à $4000N.m$. Le temps de stabilité du pic T_e a conduit à un accroissement; tandis que la composante fréquentielle non résonante à conduit à une déformation de la qualité spectrale du couple mécanique T_{1234} dans le multiplicateur de vitesse.

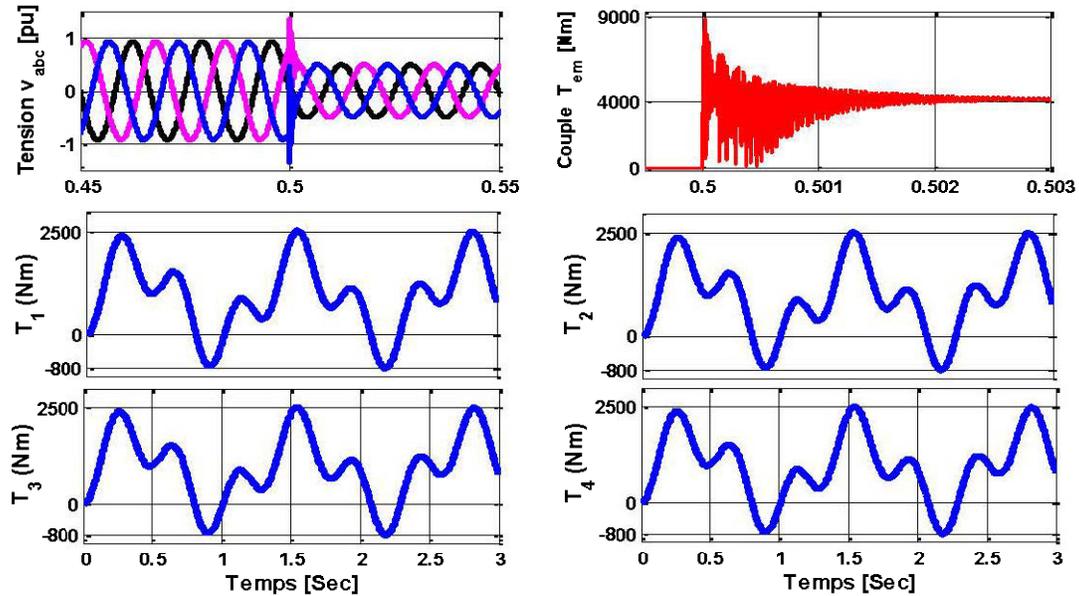


Figure 5. 17. Tensions v_{abc} , Couple électromagnétique et mécanique lors d'un essai de commutation pour une charge résistive.

5.6.1.2 Effet de torsion du passage d'un essai de commutation à un délestage pour une charge résistive pour une composante harmonique du couple externe non résonante et sa composante continue.

La Figure 5. 18 montre les résultats de simulation de la dynamique de torsion d'un délestage de charge résistive. En fonctionnement nominal (juste après la commutation de charge), le courant a une amplitude maximale d'environ 0.05 pu. À $t = 0.5s$, un délestage total de charge est effectué dans le réseau; juste après ce délestage, le couple électromagnétique T_e , passe de $3700N.m$, fait un pic d'environ $6000N.m$ puis après $0.5 ms$ se stabiliser à $0N.m$. La composante fréquentielle non résonante a conduit à une déformation de la qualité spectrale ainsi qu'à un accroissement du couple mécanique dans le multiplicateur de vitesse.

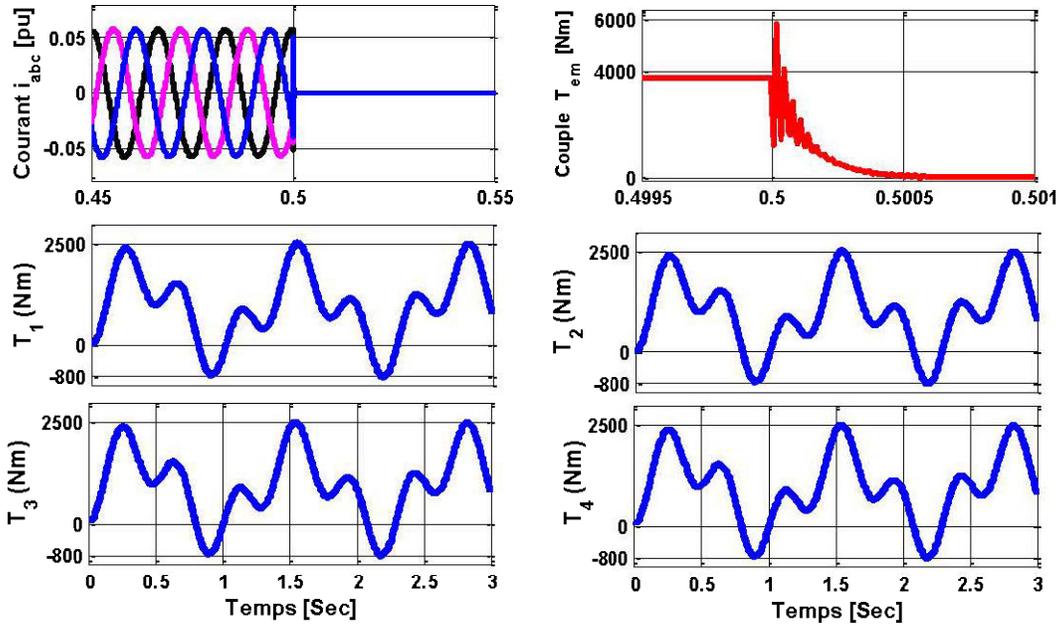


Figure 5. 18. Courant i_{abc} , Couple électromagnétique et mécanique lors d'un essai de délestage pour une charge résistive.

5.6.1.3 Effet de torsion du passage d'un essai de fonctionnement nominal à un court-circuit pour une charge résistive pour une composante harmonique du couple externe non résonante et sa composante continue.

La Figure 5. 19 montre les résultats de simulation de la dynamique de torsion d'un court-circuit sur une charge résistive. En fonctionnement nominal (juste avant le court-circuit), le courant a une amplitude maximale d'environ 0.05 pu. À $t = 0.5s$, un court-circuit est effectué dans le réseau; juste après ce défaut, le couple électromagnétique T_e , passe de $4000N.m$, fait un pic d'environ $20000N.m$ puis après $0.0002s$ se stabiliser à $0N.m$. La composante fréquentielle non résonante a conduit à une déformation de la qualité spectrale ainsi qu'à un accroissement du couple mécanique dans le multiplicateur de vitesse.

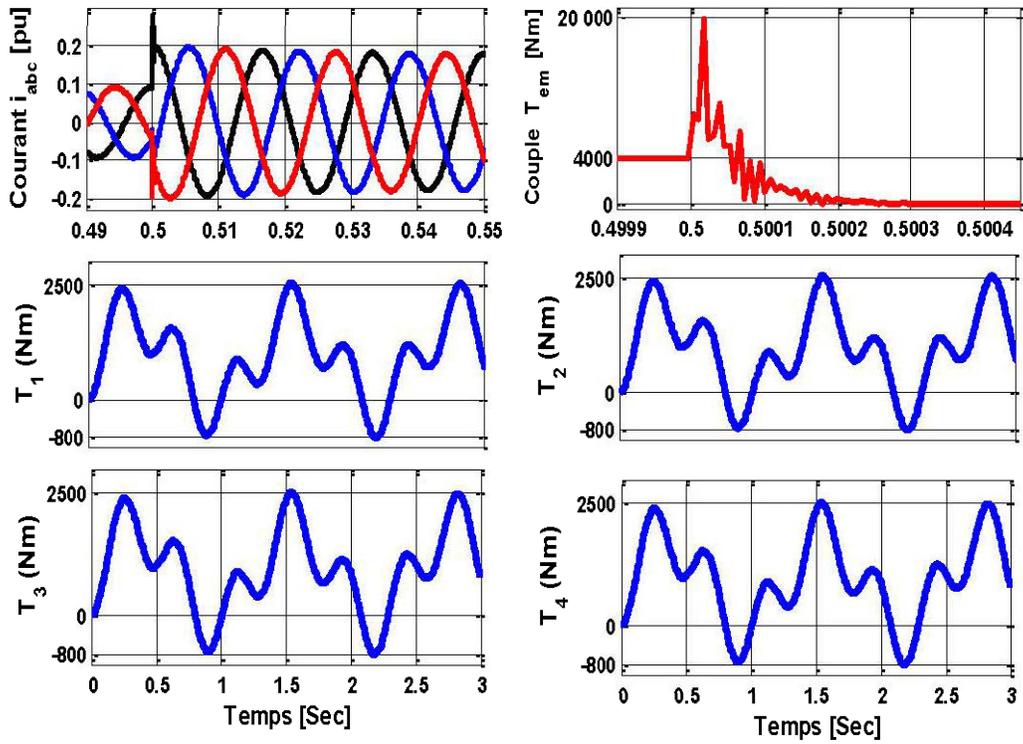


Figure 5. 19. Courant i_{abc} , Couple électromagnétique et mécanique pour un essai de court-circuit sur une charge résistive.

5.6.1.4 Discussion

Comme illustré dans la Figure 5. 20 (par superposition des courbes); pour une charge résistive, la composante fréquentielle non résonante a conduit à une déformation de la qualité spectrale ainsi qu'à un accroissement de 5% de l'amplitude maximale du couple mécanique dans le multiplicateur de vitesse.

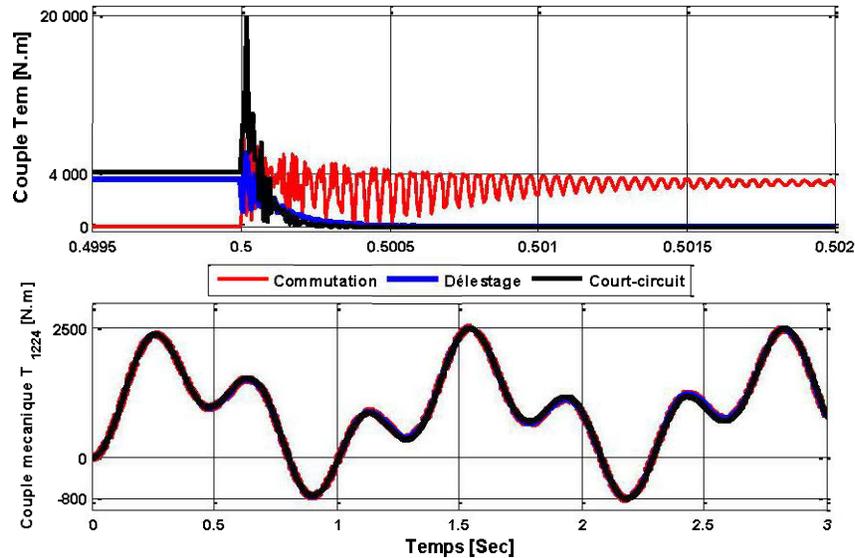


Figure 5. 20. Superposition du couple électromagnétique et mécanique pour une charge résistive : Application d'une composante harmonique du couple externe non résonante et sa composante continue.

5.6.2 Génératrice connectée à une charge locale inductive

5.6.2.1 Effet de torsion du passage d'un essai à vide à une commutation pour une charge inductive pour une composante harmonique du couple externe non résonante et sa composante continue.

La Figure 5. 21, montre les résultats de simulation de la dynamique de torsion pour une commutation de charge inductive. Pendant le fonctionnement à l'essai à vide, la tension montre son amplitude maximale de 0.8pu. À l'instant $t = 0.5s$, une commutation de charge nominale est effectuée dans le réseau, le couple électromagnétique $T_e = 0N.m$ durant l'essai à vide, fait un pic à $T_e = 380N.m$; puis après $2.5 ms$ se stabilise à $260N.m$ Comme lors de la commutation d'une charge résistive. La composante fréquentielle non résonante a conduit à une déformation de la qualité spectrale ainsi qu'à un accroissement du couple mécanique dans le multiplicateur de vitesse.

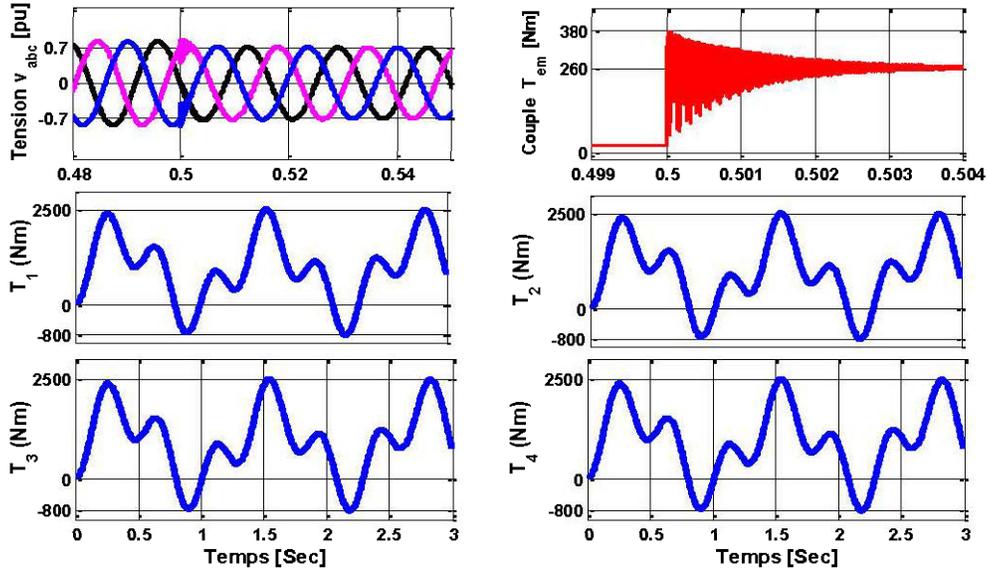


Figure 5. 21. Tensions v_{abc} , Couple électromagnétique et mécanique lors d'un essai de commutation pour une charge inductive.

5.6.2.2 Effet de torsion du passage d'un essai de commutation à un délestage pour une charge inductive pour une composante harmonique du couple externe non résonante et sa composante continue.

La Figure 5. 22, montre les résultats de simulation de la dynamique de torsion pour un délestage total de charge inductive. Pendant le fonctionnement à l'essai à vide, le courant montre son amplitude maximale de 0.025pu. À l'instant $t = 0.5s$, un délestage total de charge nominale est effectué dans le réseau, le couple électromagnétique $T_e = 260N.m$ durant le fonctionnement nominal, fait un pic à $T_e = 1400N.m$; puis après 2.5 ms se stabilise à $0N.m$. La composante fréquentielle non résonante a conduit à une déformation de la qualité spectrale ainsi qu'à un accroissement du couple mécanique dans le multiplicateur de vitesse.

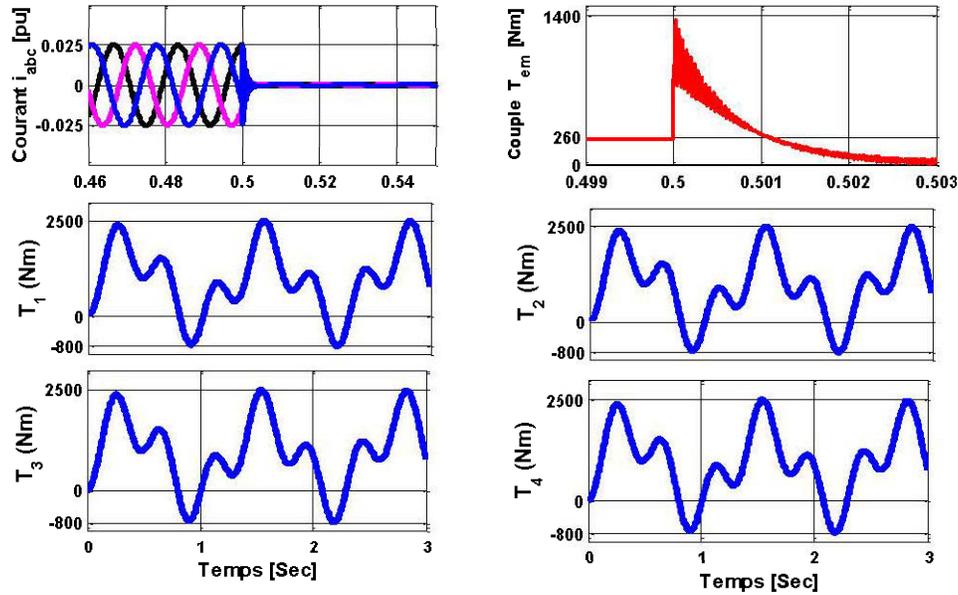


Figure 5. 22. Courants i_{abc} , Couple électromagnétique et mécanique lors d'un essai de délestage pour une charge inductive.

5.6.2.3 Effet de torsion du passage d'un essai en fonctionnement nominal à un essai en court-circuit pour une charge inductive pour une composante harmonique du couple externe non résonante et sa composante continue.

La Figure 5. 23, montre les résultats de simulation de la dynamique de torsion d'un court-circuit sur une charge inductive. En fonctionnement nominal (juste avant le court-circuit), le courant à une amplitude maximale d'environ 0.05 pu. À $t=0.5s$, un court-circuit est effectué dans le réseau; juste après ce défaut, le couple électromagnétique T_e , à une valeur très proche de $250N.m$, fait un pic d'environ $37000N.m$ puis après $2.5s$ se stabiliser à $0N.m$. Le couple mécanique T_{1234} dans le multiplicateur de vitesse de $5000N.m$ à $t=1.23s$. Atteint cette amplitude sous l'effet du pic de T_e et de son temps de stabilité.

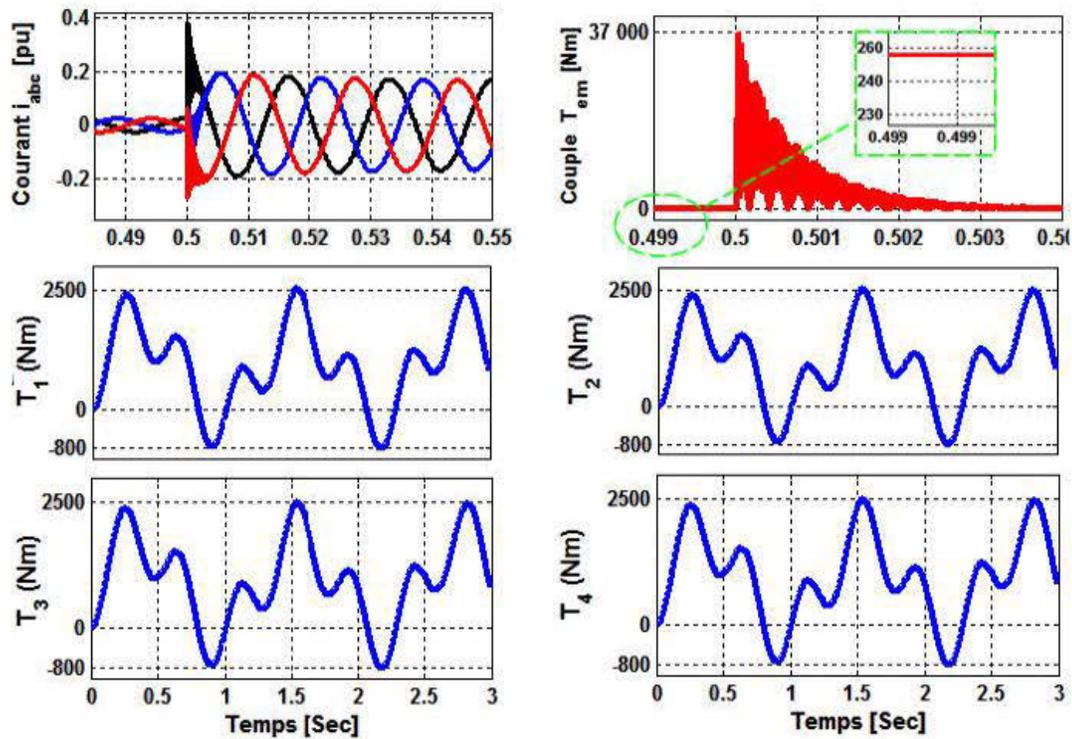


Figure 5. 23. Courants i_{abc} , Couple électromagnétique et mécanique lors d'un essai de court-circuit pour une charge inductive.

5.6.2.4 Discussion

Les résultats de simulation pour une charge inductive, montrent que le risque de résonance mécanique est le même selon le type d'essai avec un pic à $370000 N.m$ pour un essai de court-circuit. Comme pour une charge résistive plus le temps stabilité après le pic est grand, plus le couple mécanique augmente en amplitude. Ceci est illustré par la Figure 5. 24 (par superposition des courbes) et le Tableau 5. 2 montrent clairement un comparatif des résonances mécaniques ainsi que les pics de couple électromagnétique pour une charge inductive suivant le défaut et la contingence de charge dans le réseau.

Tableau 5. 2: Comparatif des résonances mécaniques pour une charge inductive

Essais	Pic de couple après l'essai T_e [N.m]	Temps de stabilité de T_e après le pic [ms]	Amplitude maximale de T_{1234} [N.m]
Commutation	280	2.5	5000
Délestage	1400	2.5	5000
Court-circuit	37000	2.5	5000

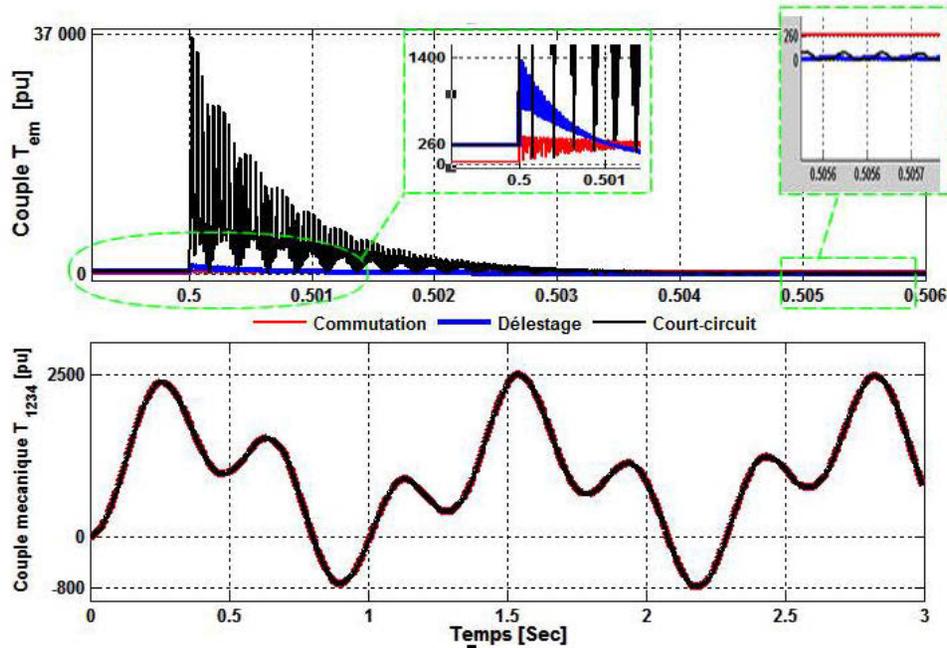


Figure 5. 24 Superpositions des couples électromagnétiques et des couples mécaniques pour une charge inductive pour une composante fréquentielle du couple externe y compris sa composante continue.

5.6.3 Génératrice connectée à une charge locale capacitive

5.6.3.1 Effet de torsion du passage d'un essai à vide à une commutation pour une charge capacitive pour une composante harmonique du couple externe non résonante et sa composante continue.

La Figure 5. 25, montre les résultats de simulation de la dynamique de torsion pour une commutation de charge capacitive. Pendant le fonctionnement à l'essai à vide, la tension montre son amplitude maximale de 0.6pu. À l'instant $t = 0.5s$, une commutation de

charge nominale est effectuée dans le réseau, le couple électromagnétique $T_e = 4500N.m$ durant l'essai à vide, fait un pic à $T_e = 75000N.m$; puis après $0.5 ms$ se stabilise à $5000N.m$. Malgré ce pic assez élevé à jusqu'à $75000N.m$, Ce temps de stabilité du pic à $0.5 ms$ entraîne un bref amortissement du couple mécanique T_{1234} dans le multiplicateur de vitesse à $4000N.m$ à $t = 1.23s$

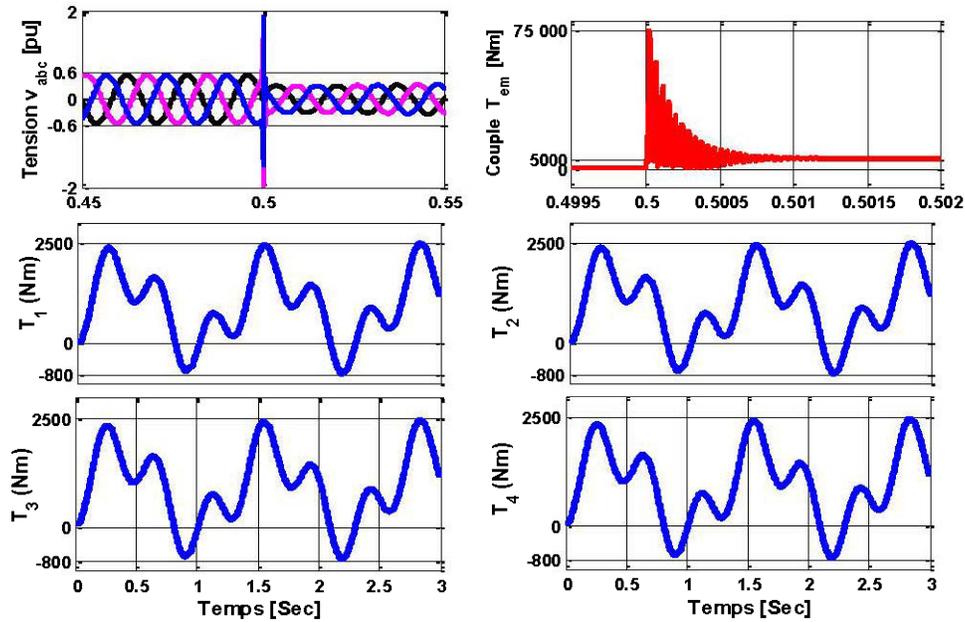


Figure 5. 25. Tensions v_{abc} , Couple électromagnétique et mécanique lors d'un essai de commutation pour une charge capacitive.

5.6.3.2 Effet de torsion du passage d'un essai de commutation à un délestage pour une charge capacitive pour une composante harmonique du couple externe non résonante et sa composante continue.

La Figure 5. 26, montre les résultats de simulation de la dynamique de torsion pour un délestage de charge capacitive. Pendant le fonctionnement nominal, le courant montre son amplitude maximale de $0.135pu$. À l'instant $t = 0.5s$, une commutation de charge nominale est effectuée dans le réseau, le couple électromagnétique $T_e = 5000N.m$ durant

le fonctionnement nominal, fait un pic à $T_e = 36000N.m$; puis après $0.1 ms$ se stabilise à $0N.m$. Malgré ce pic assez élevé à hauteur de $36000N.m$; c'est le temps de stabilité du pic de $0.1 ms$ qui définit l'amplitude maximale du couple mécanique. Ce qui entraîne un bref amortissement de T_{1234} à $4000N.m$ à $t = 1.23s$.

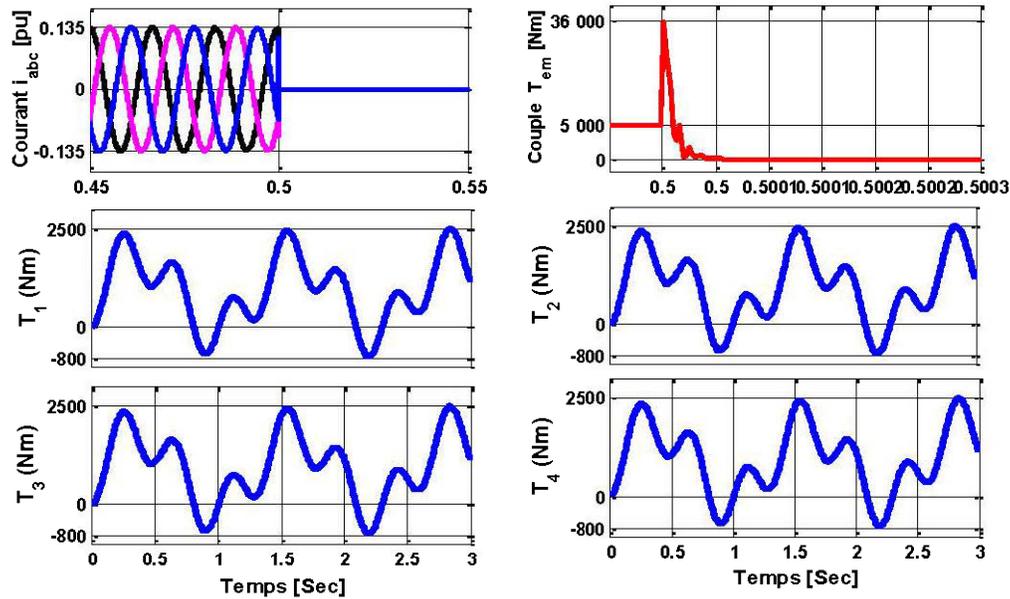


Figure 5. 26. Courants i_{abc} , Couple électromagnétique et mécanique lors d'un essai de délestage pour une charge capacitive.

5.6.3.3 Effet de torsion du passage d'un fonctionnement nominal à un essai de court-circuit pour une charge capacitive pour une composante harmonique du couple externe non résonante et sa composante continue.

La Figure 5. 27, montre les résultats de simulation de la dynamique de torsion pour un court-circuit de charge capacitive. Pendant le fonctionnement à l'essai à vide, le courant montre son amplitude de $0.1pu$. À l'instant $t = 0.5s$, une commutation de charge nominale est effectuée dans le réseau, le couple électromagnétique $T_e = 5000N.m$ durant l'essai à vide, ensuite fait un pic de $13000N.m$; puis après $0.4 ms$ se stabilise à $7000N.m$ malgré ce pic assez élevé à hauteur de $13000N.m$; c'est le temps de stabilité du

pic à 0.4 ms donc assez petit, définit l'amplitude maximale du couple mécanique. Ce qui entraîne un bref amortissement de T_{1234} à 4000 N.m à $t = 1.23 \text{ s}$.

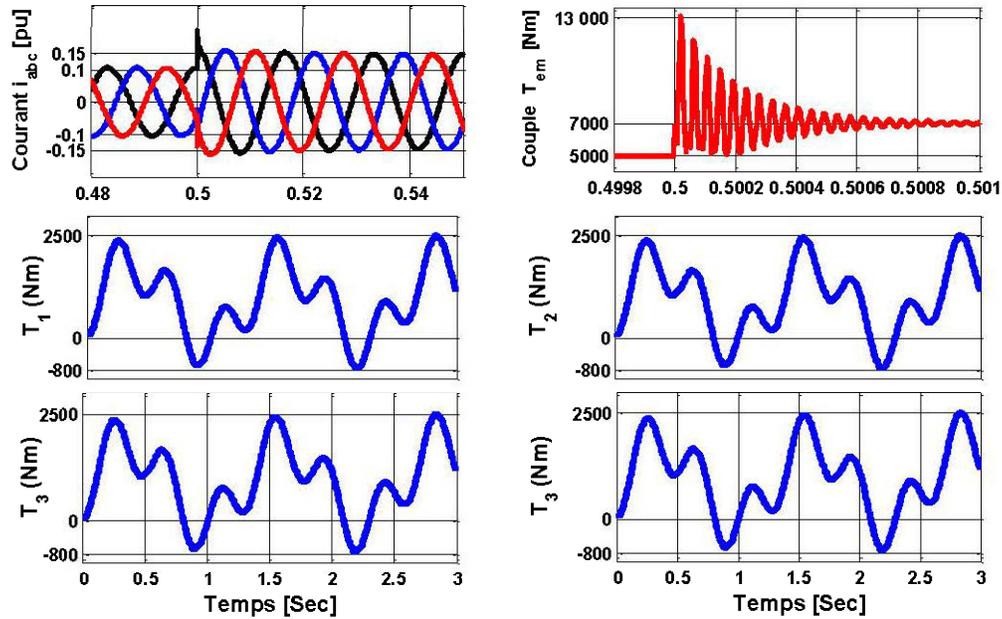


Figure 5. 27. Courants i_{abc} , Couple électromagnétique et mécanique lors d'un essai de court-circuit pour une charge capacitive.

5.6.3.4 Discussion

Les résultats de simulation montrent que pour une charge capacitive, le pic de T_e est très grand de 13000 à 75000 N.m. le risque de résonance mécanique est le même selon le type d'essai, car comme pour les autres types de charge, il dépend de la stabilité dynamique du système après le pic; plus le temps de stabilité est grand, plus le couple mécanique augmente en amplitude. On voit que pour une charge capacitive le pic de T_e se stabilise très rapidement. Ceci est illustré par la Figure 5. 27 (par superposition des courbes) et le Tableau 5. 3 montrent clairement un comparatif des résonances mécaniques ainsi que les pics de couple électromagnétique pour une charge inductive suivant le défaut et la contingence de charge dans le réseau.

Tableau 5. 3: Comparatif des résonances mécaniques pour une charge capacitive

Essais	Pic de couple après l'essai T_e [N.m]	Temps de stabilité de T_e après le pic [ms]	Amplitude maximale de T_{1234} [N.m]
Commutation	75000	0.5	4000
Délestage	36000	0.1	4000
Court-circuit	13000	0.4	4000

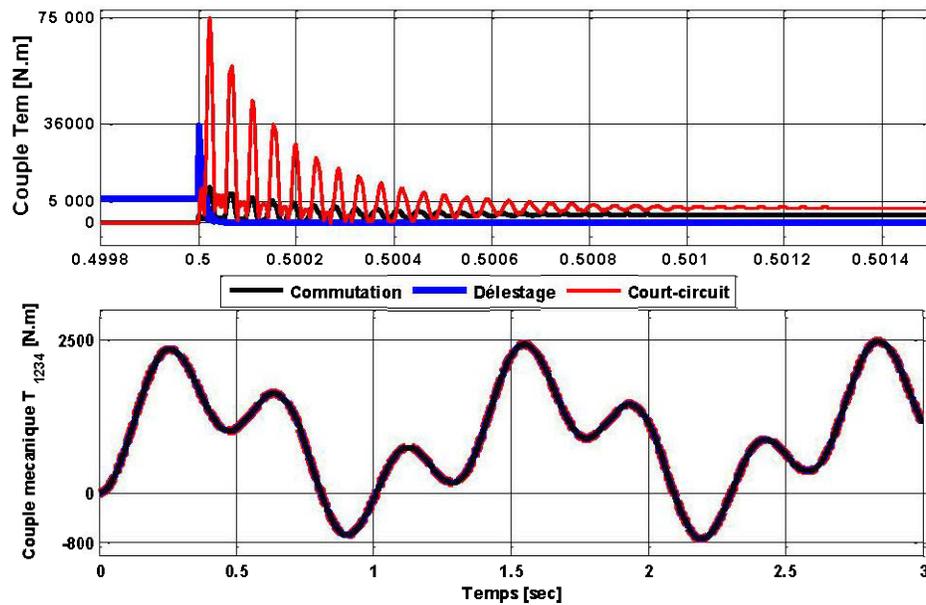


Figure 5. 28 Superpositions des couples électromagnétiques et des couples mécaniques pour une charge capacitive pour une composante fréquentielle du couple externe y compris sa composante continue.

5.7 Conclusion

Selon le type de charge et pour un défaut (court-circuit) ou une contingence (délestage, commutation) de dans le réseau, le couple électromagnétique peut faire un pic de de 280 à 75000N.m (pour les paramètres choisis dans ce mémoire) dans l'entrefer de la

génératrice. Toutefois le risque de résonance mécanique dépend du temps de stabilité après le pic du couple électromagnétique T_e ; plus le temps de stabilité est grand, plus le couple mécanique augmente en amplitude. On voit que pour une charge capacitive le pic de T_e se stabilise très rapidement, malgré l'amplitude très élevée du pic.

Comme le montre la Figure 4. 16, lorsque la génératrice est connectée à un convertisseur statique de puissance, Il se crée des composantes pulsatoires supplémentaires du couple électromagnétique, et ces dernières pourraient également interagir avec les fréquences naturelles de l'arbre (du multiplicateur de vitesse), pouvant potentiellement exciter les résonances torsionnelles. Les des composantes pulsatoires supplémentaires tiennent de la topologie du convertisseur (Convertisseur de courant à base de thyristors, convertisseur de tension à base de IGBT ou de IGCT, ...), de la stratégie de commande (Commande vectorielle ou en U/f: commande scalaire) et du type de modulation (modulation vectorielle, modulation de la largeur des impulsions de type symétrique ou de type asymétrique ...) [13, 39]

5.8 Possibilités d'amortissement électronique des résonances torsionnelles par un convertisseur de courant.

Un exemple pratique d'amortissement pouvant être installé sur les lignes d'arbres est « le double volant amortisseur » utilisé dans l'industrie automobile pour filtrer les vibrations torsionnelles du moteur. De plus, ce système inclut un limiteur de couple assurant ainsi la protection de la transmission. Le principe de fonctionnement de ce filtre de vibration en torsion est d'introduire une rigidité très faible dans le système qui va éliminer les vibrations de fréquences supérieures à la fréquence propre de résonance du double volant d'inertie. La fréquence propre de résonance de ce dernier assure le filtrage de la quasi-totalité des vibrations [12, 41].

Dans l'industrie lourde (pétrole, gaz, mine, etc.), les couples nominaux mis en jeu peuvent dépasser les 100 kNm. L'application d'une telle solution à ces systèmes devient alors quasi-impossible. Il devient nécessaire d'appliquer des solutions électroniques.

L'élimination des composantes harmoniques issues du couple externe; lorsque le réseau connecté à un convertisseur de tension ou un convertisseur statique de type LCI à thyristor à indice de pulsation 12/12, 18/18 et 24/24. La stratégie de commande des interrupteurs de puissance du convertisseur étant la commande autopilotée. Les convertisseurs à indice de pulsation 12, 18 et 24 utilisent un transformateur à enroulements multiples avec décalage adjacent de phase de tension secondaire; ceci a permis une élimination progressive des harmoniques dominants produits par l'association convertisseur machine [39].

5.8.1 Analyse spectrale du convertisseur de courant.

La Figure 5. 29 montre le convertisseur AC-DC côté génératrice connectée au secondaire du transformateur, il se comporte comme une génératrice fournissant un système triphasé de courants i_{abc} à la charge qu'il alimente, à travers ses enroulements.

Les inductances L_s et L_L influencent grandement le comportement du convertisseur. Si L_s a une valeur nulle, l'angle d'empatement peut être négligé. L'impédance des enroulements occasionne une chute de tension et un déphasage du courant par rapport à la tension.

Afin de calculer le transfert harmonique, la théorie de modulation (voir Figure 5. 30) est utilisée. Grâce à cette théorie, le convertisseur peut être regardé comme un modulateur et les relations d'entrée et la sortie du convertisseur peut être simplement exprimée sous une forme générale des expressions de l'équation (5.7). S_{ua} , S_{ub} , S_{uc} et S_{ia} , S_{ib} , S_{ic} sont respectivement les fonctions de commutation à chaque phase de modulation de tension et de courant. D'une manière générale, les fonctions de commutation peuvent être n'importe quel type de fonction d'amplitude égale à 1. [42, 43].

$$\begin{aligned}
 u_d &= v_a S_{ua} + v_b S_{ub} + v_c S_{uc} \\
 \begin{cases} i_a = i_d S_{ia} \\ i_b = i_d S_{ib} \\ i_c = i_d S_{ic} \end{cases} & \quad (5.7)
 \end{aligned}$$

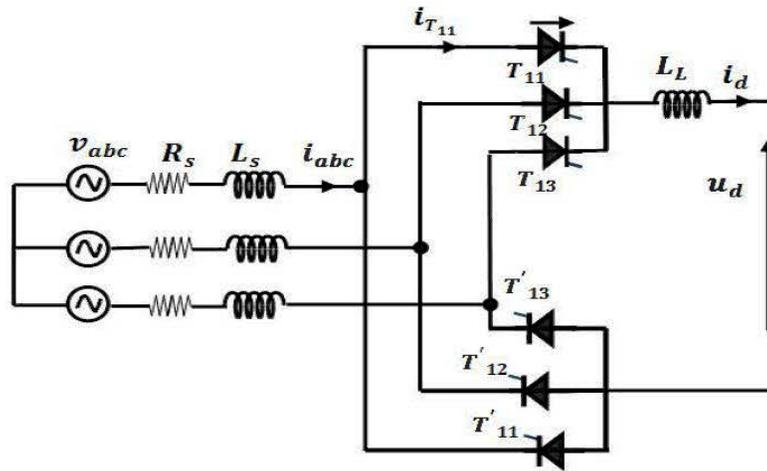


Figure 5. 29. Convertisseur AC-DC côté génératrice.

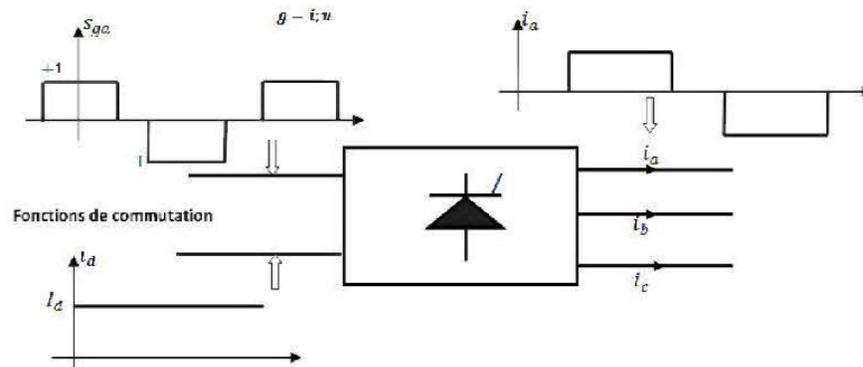


Figure 5. 30. Théorie de modulation des convertisseurs statique.

Les fonctions de commutation peuvent être analysées à l'aide d'une série de Fourier. Les inductances L_s sont considérées égale à zéro ($L_s = 0$), ce qui permet d'ignorer les phénomènes d'empêchement. À cet effet, les fonctions de commutation sont les mêmes et s'expriment comme le montre les expressions de l'équation (5.8). À l'absence d'empêchement, les fonctions de commutation sont de forme rectangulaire, comme le montre la Figure 5. 30. D'autre part l'inductance L_L tend vers l'infinie ($L_L \rightarrow \infty$),

permettant d'ignorer les ondulations dans le lien continu. Les fonctions de commutation sont périodiques de période 2π , et sont développables en une série de Fourier décrite par l'équation (5.9).

$$\begin{cases} S_{ua} = S_{ia} = S_{ga} = \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos(n\omega_g t) \\ S_{ub} = S_{ib} = S_{gb} = \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos\left(n\omega_g t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ S_{uc} = S_{ic} = S_{gc} = \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos\left(n\omega_g t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (5.8)$$

$$\text{Avec } A_n = \frac{2}{n\pi} \left[\sin n \frac{\pi}{3} - \sin n \frac{\pi}{3} \cos n\pi \right]$$

$$S_{ga} = a_0 + \sum [A_n \cos(n\omega t) + B_n \sin(n\omega t)]$$

$$\text{Avec } a_0 = \frac{1}{T} \int i_{abc}(t) dt$$

$$A_n = \frac{2}{T} \int i_{abc}(t) \cos(n\omega t) dt$$

$$B_n = \frac{2}{T} \int i_{abc}(t) \sin(n\omega t) dt$$
(5.9)

On peut écrire la fonction de commutation de la phase a comme l'équation (5.10). Les autres fonctions de commutation des phases b et c sont décalés de $\pm \frac{2\pi}{3}$. En remplaçant les fonctions de commutation dans l'équation (5.7), nous obtenons la tension u_d du lien continu à une valeur moyenne et contient des harmoniques de rang **6k** autour de sa valeur moyenne comme le montre l'équation (5.10). $\cos\alpha$ apparaît pour un redresseur est commandé.

$$S_{ga} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \begin{bmatrix} \cos \omega_g t - \frac{1}{5} \cos 5\omega_g t - \frac{1}{7} \cos 7\omega_g t + \dots \\ \frac{1}{11} \cos 11\omega_g t + \frac{1}{11} \cos 11\omega_g t + \frac{1}{13} \cos 13\omega_g t + \dots \\ -\frac{1}{17} \cos 17\omega_g t + \dots \end{bmatrix} \quad (5.10)$$

$$u_d = \frac{3\sqrt{3}U_{\max}}{\pi} \cos \alpha \begin{bmatrix} 1 - \frac{1}{5} \cos 6\omega_g t + \frac{1}{7} \cos 6\omega_g t + \dots \\ + \frac{1}{13} \cos 12\omega_g t - \frac{1}{17} \cos 12\omega_g t + \dots \end{bmatrix} \quad (5.11)$$

$$i_{ga} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \begin{bmatrix} \cos(\omega_g t + \Phi_a) - \frac{1}{5} \cos 5(\omega_g t - \Phi_a) + \dots \\ + \frac{1}{7} \cos 7(\omega_g t - \Phi_a) + \frac{1}{11} \cos 11(\omega_g t + \Phi_a) + \dots \end{bmatrix}$$

Le courant dans la phase **a** est donné comme le montre l'équation (3.13). Les courants des phases **b** et **c** sont décalés de $\pm \frac{2\pi}{3}$. Où Φ_a est l'angle de phase entre la tension d'alimentation v_a et de la fréquence fondamentale de i_{ga} . Les composantes harmoniques sont dites théoriques et sont de l'ordre $6k \pm 1$. [39]

5.8.2 Minimisation des couples pulsatoires

La configuration de base du convertisseur LCI est celle à indice de pulsation 6 (voir Figure 5. 31). Pour un LCI à thyristor à indice de pulsation 6 coté réseau et côté génératrice, l'ordre des harmoniques dans le DC-Link est de $6l\omega_g$, il est de $6l\omega_r \pm 1$ dans le côté réseau et de $6l\omega_g \pm 6k\omega_r$ côté génératrice. Il a été démontré dans [39] que les composants de couple pulsatoires pour un convertisseur LCI à indice de pulsation 6 est donné par (5.12).

$$H_{kl} = \left| pk\omega_g \pm pl\omega_r \right|$$

Avec : $p = 6;$ (5.12)

$$k = l = pi; \quad i = 0, 1, 2, \dots$$

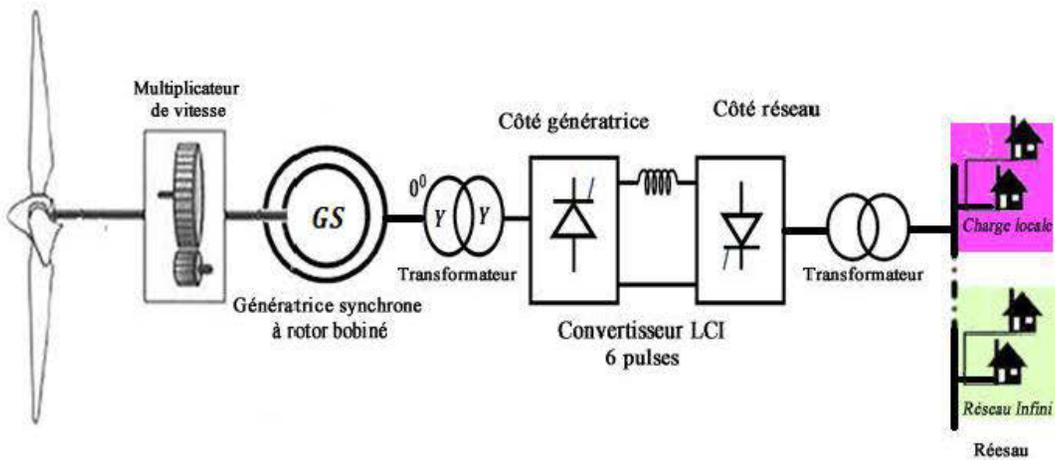


Figure 5. 31. Aérogénérateur couplé à un convertisseur LCI à indice de pulsation 6/6.

Pour une configuration à indice de pulsation 12 donnée par la Figure 5. 32. Les composantes harmoniques de couple pulsatoires pour un convertisseur LCI à indice de pulsation 12 sont donnés par (5.13).

$$H_{kl} = |pk\omega_r \pm pl\omega_r|$$

Avec : $p = 12;$ (5.13)

$$k = l = pi; \quad i = 0, 1, 2, \dots$$

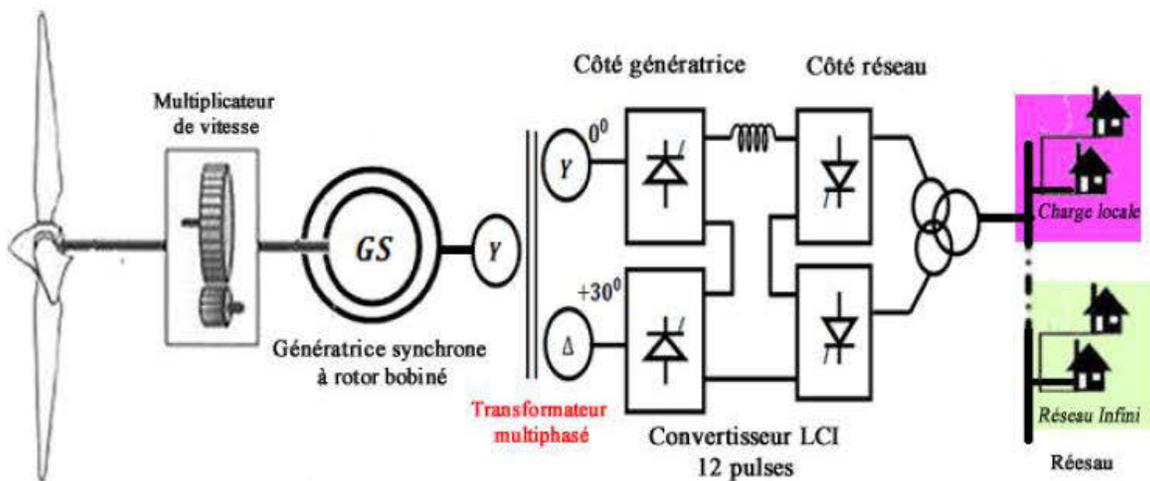


Figure 5. 32. Aérogénérateur couplé à un convertisseur LCI à indice de pulsation 12/12.

Pour une configuration à indice de pulsation 18 donnée par la Figure 5. 33; les composants de couple pulsatoires pour un convertisseur LCI à indice de pulsation 18 est donné par (5.14).

$$H_{kl} = \left| pk\omega_g \pm pl\omega_r \right|$$

Avec : $p = 18;$

$$k = l = pi; \quad i = 0, 1, 2, \dots$$
(5.14)

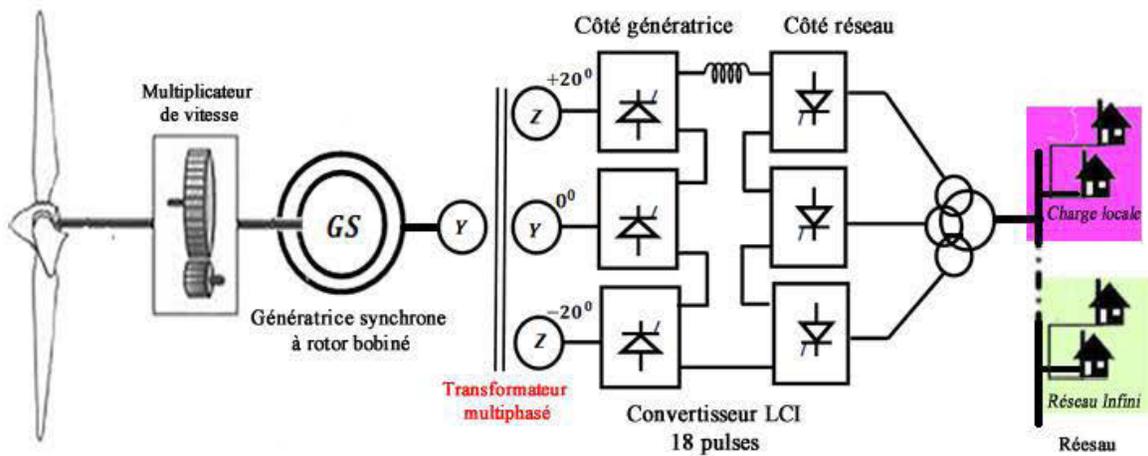


Figure 5. 33. Aérogénérateur couplé à un convertisseur LCI à indice de pulsation 18/18.

Pour une configuration à indice de pulsation 24 donnée par la Figure 5. 34; les composants de couple pulsatoires pour un convertisseur LCI à indice de pulsation 24 sont donnés (5.15).

$$H_{kl} = \left| pk\omega_r \pm pl\omega_r \right|$$

Avec : $p = 24;$

$$k = l = pi; \quad i = 0, 1, 2, \dots$$
(5.15)

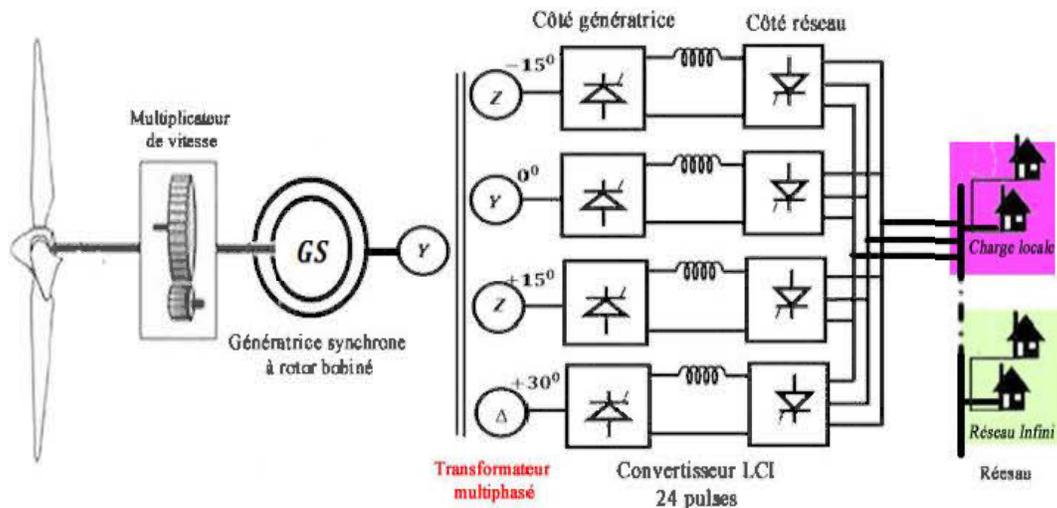


Figure 5. 34. Aérogénérateur couplé à un convertisseur LCI à indice de pulsation 24/24.

Les convertisseurs à indice de pulsation 12, 18 et 24 utilisent un transformateur à enroulements multiples avec décalage adjacent de phase de tension primaire; ceci a permis une élimination progressive des harmoniques dominants produits par l'association convertisseur machine. Le déphasage entre tension adjacente est donné par $360/3p$, où p est le nombre de ponts à thyristors.

L'objectif du convertisseur statique est d'éloigner le plus loin possible les composantes harmoniques du fondamental afin d'assurer un meilleur filtrage.

5.9 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons montré la structure de base finale mettant en évidence l'impact des défauts et des contingences dans le réseau; elle est essentiellement constituée de quatre sous-systèmes, dont le modèle d'état du multiplicateur de vitesse (confère chapitre 2), le modèle électromécanique de la génératrice synchrone connectée à une charge locale et le système d'excitation régulé.

Dans le contexte d'une plage de fonctionnement sans risque, nous avons montré les résultats de simulations de l'impact d'un défaut ou d'une contingence dans le réseau, pour une charge résistive, inductive et capacitive. Selon le type de charge et pour un défaut (court-circuit) ou une contingence (délestage, commutation) de dans le réseau, le couple électromagnétique peut faire un pic de de 280 à 75000N.m (pour les paramètres choisis dans ce mémoire) dans l'entrefer de la génératrice. Toutefois le risque de résonance mécanique dépend du temps de stabilité après le pic du couple électromagnétique T_{em} ; plus le temps de stabilité est grand, plus le couple mécanique augmente en amplitude. On voit que pour une charge capacitive le pic de T_{em} se stabilise très rapidement, malgré l'amplitude très élevée du pic. Pour une charge résistive, le risque de résonance est plus présent pour une commutation de charge.

Hormis l'application d'un amortissement mécanique, lorsque les couples externes nominaux mis en jeu peuvent dépasser les 100 kNm. Nous avons montré l'application d'une solution électronique par l'insertion dans le système de production des convertisseurs statiques de type LCI à thyristor à indice de pulsation 12/12, 18/18 et 24/24. La stratégie de commande des interrupteurs de puissance du convertisseur étant la commande autopilotée. Les convertisseurs à indice de pulsation 12, 18 et 24 utilisent un transformateur à enroulements multiples avec décalage adjacent de phase de tension secondaire; ceci a permet une élimination progressive des harmoniques dominants produits par l'association convertisseur machine; ceci permet l'élimination des composantes harmoniques issues du couple électromagnétique.

Conclusion générale

Ce mémoire s'engage dans la continuité des travaux initiés depuis peu dans divers publications et brevets scientifiques par Dr Joseph. Song Manguelle et Pr René Wamkeue. En effet l'ensemble des sujets proposés liés aux risques de résonances torsionnelles dans les entraînements électriques de fortes puissances alimentés par un convertisseur de courant ou de tension expriment une nécessité scientifique et technique actuelle pour l'amélioration des systèmes d'entraînements électriques à vitesse continûment variable.

Les résultats de travaux présentés dans ce mémoire pourraient servir de fondement technique, pour l'amélioration de la stabilité des turbines éoliennes, des systèmes d'entraînements de navires, des systèmes de forage, pompage, compression des procédés pétrochimiques.

La principale motivation de ce travail était de montrer d'abord que ce n'est pas tant l'amplitude du couple externe produit par les pales d'une turbine éolienne et du couple électromagnétique produit dans l'entrefer d'une machine qui sont les paramètres les plus inquiétants, mais c'est leur fréquence respective.

L'équation généralisée de la loi de Newton appliquée au modèle équivalent général masse-rotor d'une ligne d'arbre est synthétisée afin de modéliser la ligne d'arbre à partir des circuits électrique RLC en utilisant les analogies électromécaniques. C'est ce modèle qui est utilisé dans ce mémoire afin de valider les résultats de simulation. Cette analyse nous a permis d'écrire le modèle d'état du multiplicateur de vitesse et d'identifier ces valeurs propres; permettant notamment une définition directe de la plage de fonctionnement dans laquelle le couple externe serait susceptible d'exciter les modes de résonance torsionnelle du multiplicateur de vitesse. De même, cette analyse permet de prédire les efforts de torsion que subiront les masses en rotation.

Comme le montre la Figure 2. 9 en ajustant progressivement la valeur numérique des amortisseurs de 100, 500 et 1000Nms/rad, les couples s'atténuent progressivement de manière significative, ce qui démontre un amortissement mécanique du modèle.

Une analyse profonde de la dynamique de la génératrice synchrone à rotor bobiné, afin de démontrer le choix du modèle et d'illustrer les phénomènes électriques de la génératrice connectée à une charge locale. Suivant les différentes stratégies de commande envisagées de la machine, nous avons développé trois structures bien distinctes déjà bien connues; dont un modèle admittance, hybride afin un modèle commandé par la tension de champ et le couple mécanique; ce dernier connecté à une charge locale (dans un premier temps résistive, inductive puis capacitive). Aussi la structure standard d'une excitatrice y compris son régulateur tension de champ, a été présentée. Le paramétrage de ce dernier a été effectué en exploitant la technique classique des lieux des pôles.

Des défauts et des contingences de réseau sur la génératrice synchrone ont dans un premier temps été évalués sans excitatrice; c'est à dire en considérant la tension de champ constant et égale à 1pu. Ces deux sous-ensembles (génératrice et excitatrice régulée) ont été ensuite couplés et des essais ont été effectués le logiciel Matlab/Simulink.

Au regard de la problématique générale de l'impact des défauts et des contingences de réseau, le chapitre 3 nous a permis de mettre en évidence les caractéristiques dynamiques de la génératrice synchrone à rotor bobinée, organe principal du système de conversion électromécanique d'énergie. En effet la dynamique de la génératrice a été analysée de façon successive à travers les essais à vide, de commutation, de délestage, d'enclenchement et de court-circuit. Par ailleurs, les résultats obtenus paragraphe 3.5.5 nous montrent l'importance de l'action du régulateur de tension pour la stabilisation de la tension produite.

Nous avons abordé la modélisation du convertisseur statique par la méthode DQ . Cette technique de modélisation sous forme de modèle d'état présente des résultats satisfaisants. Cette méthode permet la régulation de la tension de sortie du convertisseur classique AC-DC côté génératrice, puis DC-AC, connecté charge.

Nous avons montré comment sont combinés et linéarisés les différents sous-modèles d'état. Les différents sous-modèles d'état sont linéarisés en utilisant les termes du premier ordre de l'expression de la série de Taylor afin de parvenir à un ensemble d'équations différentielles linéaires autour d'un point d'équilibre.

Un test de stabilité sur le modèle global, nous a permis de vérifier que le modèle obtenu du système de conversion globale est non commandable, car $\text{rang}(W) = 4$ alors que l'ordre de la matrice A est de 29. Par conséquent, les valeurs propres ne peuvent pas être arbitrairement modifiées. Le placement des pôles pour améliorer la stabilité du système est alors difficile. L'étude de la stabilité n'étant pas le but de ce mémoire, nous n'avons pas abordé les techniques de décomposition des modèles d'état en sous-modèle commandable et non commandable.

Nous avons finalement montré la structure de base mettant en évidence l'impact des défauts et des contingences dans le réseau; elle est essentiellement constituée de quatre sous-systèmes, dont le modèle d'état du multiplicateur de vitesse (confère chapitre 2), le modèle électromécanique de la génératrice synchrone connectée à une charge locale et le système d'excitation régulé.

Dans le contexte d'une plage de fonctionnement sans risque, nous avons montré les résultats de simulations de l'impact d'un défaut ou d'une contingence dans le réseau, pour une charge résistive, inductive et capacitive. Selon le type de charge et pour un défaut (court-circuit) ou une contingence (délestage, commutation) dans le réseau, le couple électromagnétique peut faire un pic de 280 à 75000 N.m (pour les paramètres choisis dans ce mémoire) dans l'entrefer de la génératrice. Toutefois, le risque de résonance mécanique dépend du temps de stabilité du système après le pic du couple électromagnétique T_{em} ; plus le temps de stabilité est grand, plus le couple mécanique augmente en amplitude. On voit que pour une charge capacitive le pic de T_{em} se stabilise très rapidement, malgré l'amplitude très élevée du pic. Pour une charge résistive, le risque de résonance est plus présent pour une commutation de charge.

Toutefois, le risque de résonance mécanique dépend des composantes fréquentielles. En effet, de tels comportements dynamiques ont une répercussion directe sur le couple dans l'entrefer de la génératrice. Ils y créent des composantes pulsatoires supplémentaires du couple, et, ces dernières pourraient également interagir avec les fréquences naturelles de l'arbre (du multiplicateur de vitesse), pouvant potentiellement exciter les résonances torsionnelles.

Hormis l'application d'un amortissement mécanique, lorsque les couples externes nominaux mis en jeu peuvent dépasser les 100 kNm. Nous avons montré l'application d'une solution électronique par l'insertion dans le système de production des convertisseurs statiques de type LCI à thyristor à indice de pulsation 12/12, 18/18 et 24/24. La stratégie de commande des interrupteurs de puissance du convertisseur étant la commande autopilotée. Les convertisseurs à indice de pulsation 12, 18 et 24 utilisent un transformateur à enroulements multiples avec décalage adjacent de phase de tension secondaire; ceci a permis une élimination progressive des harmoniques dominants produits par l'association convertisseur machine. Les convertisseurs statiques à indice de pulsation machine/réseau 12/12, 18/18 et 24/24 ont permis une élimination progressive des harmoniques dominants produits par l'association convertisseur-machine et par la même occasion ont facilité le filtrage harmonique.

Ce mémoire est une contribution à l'avancement des travaux sur les couples pulsatoires produit dans l'entrefer d'une machine pouvant créer des risques de résonances torsionnelles.

Bibliographies

- [1] B. Wu, Y. Lang, N. Zargari, and S. Kouro, *Power conversion and control of wind energy systems* vol. 77: John Wiley & Sons, 2011.
- [2] <http://www.planetoscope.com/eolienne/1060-production-mondiale-d-energie-eolienne.html>.
- [3] A. r. o. g. w. e. policy, "A review on global wind energy policy," *Centre of Research UMPEDAC, Level 4, Engineering Tower, Faculty of Engineering, University of Malaya, 50603 Kuala Lumpur, Malaysia*, 2 March 2010.
- [4] R. Saidur, M. Islam, N. Rahim, and K. Solangi, "A review on global wind energy policy," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 14, pp. 1744-1762, 2010.
- [5] S. Kouro, J. Rodriguez, B. Wu, S. Bernet, and M. Perez, "Powering the future of industry: High-power adjustable speed drive topologies," *Industry Applications Magazine, IEEE*, vol. 18, pp. 26-39, 2012.
- [6] J. Slootweg and W. Kling, "The impact of large scale wind power generation on power system oscillations," *Electric Power Systems Research*, vol. 67, pp. 9-20, 2003.
- [7] I. Attoui and A. Omeiri, "Modeling, control and fault diagnosis of an isolated wind energy conversion system with a self-excited induction generator subject to electrical faults," *Energy Conversion and Management*, vol. 82, pp. 11-26, 2014.
- [8] D. L. Brooks and S. M. Halpin, "An improved fault analysis algorithm including detailed synchronous machine models and magnetic saturation," *Electric power systems research*, vol. 42, pp. 3-9, 1997.
- [9] J. Song-Manguelle, C. Sihler, and J. Nyobe-Yome, "Modeling of torsional resonances for multi-megawatt drives design," in *Industry Applications Society Annual Meeting, 2008. IAS'08. IEEE*, 2008, pp. 1-8.
- [10] J. Song-Manguelle, S. Schroder, T. Geyer, G. Ekemb, and J.-M. Nyobe-Yome, "Prediction of mechanical shaft failures due to pulsating torques of variable-frequency drives," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 46, pp. 1979-1988, 2010.
- [11] René Wamkeue, Y. Chrourou, J. Song, and M. Nyobe-Yome, "State Modeling Based Prediction of Torsional Resonances for Horizontal-Axis Drive Train Wind Turbine," 2011.
- [12] Y. Chrourou, "Modélisation d'un aérogénérateur à génératrice asynchrone auto-excitée en vue de l'étude des résonances torsionnelles et de la stabilité dynamique," *Mémoire de Maîtrise en Ingénierie, UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À CHICOUTIMI*, 2011.

- [13] J. Song-Manguelle, C. Sihler, and S. Schramm, "A General Approach of Damping Torsional Resonance Modes in Multimegawatt Applications," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 47, pp. 1390-1399, 2011.
- [14] D. Stojanovic, D. Petrovic, and N. Mitrovic, "Torsional torques of big turbine-generator shafts due to malsynchronization," in *Electrotechnical Conference, 2000. MELECON 2000. 10th Mediterranean*, 2000, pp. 1051-1054.
- [15] N. S. Nise, *CONTROL SYSTEMS ENGINEERING*: John Wiley & Sons, 2010.
- [16] J. Chatelain, "Machines Electriques-Traité d'Electricité de l'Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, Vol," *X. Presses Polytechniques Romandes, Lausanne*, 1983.
- [17] T. W. Juste, "Modélisation et implémentation numérique du simulateur analogique de la centrale Hydro-Québec.," *Mémoire présenté à l'Université du Québec en Abitibi Témiscaminque comme exigence partielle de la maîtrise en ingénierie*, NOVEMBRE 2013.
- [18] T. A. T. Tameghe, "Mémoire présenté à l'université du québec à chicoutimi comme exigence partielle de la maîtrise en ingénierie," Aout 2012.
- [19] R. Wamkeue, F. Baetscher, and I. Kamwa, "Hybrid-state-model-based time-domain identification of synchronous machine parameters from saturated load rejection test records," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 23, pp. 68-77, 2008.
- [20] F. Baetscher, "Analyse et Modélisation du Délestage de la Machine Synchrone : Application à l'Estimation des Paramètres Électromécaniques," *UNIVERSITÉ DE LAVAL QUÉBEC, CANADA*, vol. Maîtrise en génie électrique supérieures de l'Université Laval, 2004.
- [21] C. Jollette, "Développement des Modèles d'Essais et Application à l'Identification des Machines Synchrones et Asynchrones Triphasées," *Mémoire présenté à l'Université du Québec à Chicoutimi comme exigence partielle de la Maîtrise en Ingénierie*, SEPTEMBRE 2007.
- [22] P. Kundur, N. J. Balu, and M. G. Lauby, *Power system stability and control* vol. 7: McGraw-hill New York, 1994.
- [23] R. W. Abdelhalim Lalami, Innocent Kamwa., "Unscented Kalman Filter for Nonlinear Maximum Likelihood Estimation of Synchronous Generator Parameters from Saturated Line-Switching Test Data."
- [24] K. Chaijarunudomrung, K. Areerak, K. Areerak, and U. Kwannetr, "Optimal Controller Design of Three-Phase Controlled Rectifier Using Artificial Intelligence Techniques," *ECTI Transactions on Electrical Engineering, Electronics, and Communications*, vol. 10, pp. 59-67, 2014.
- [25] K. Chaijarunudomrung, K.-N. Areerak, and K.-L. Areerak, "Modeling of Three-phase Controlled Rectifier using a DQ method," in *Advances in Energy Engineering (ICAEE), 2010 International Conference on*, 2010, pp. 56-59.

- [26] C. T. Rim, D. Y. Hu, and G. H. Cho, "Transformers as equivalent circuits for switches: general proofs and D-Q transformation-based analyses," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 26, pp. 777-785, 1990.
- [27] K. Chaijarunudomrung, K. Areerak, K. Areerak, and A. Srikaew, "The controller design of three-phase controlled rectifier using an adaptive tabu search algorithm," in *Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON), 2011 8th International Conference on*, 2011, pp. 605-608.
- [28] K. OURAMDANE, "Modélisation et optimisation du système d'excitation du groupe turbine-alternateur du simulateur analogique d'hydro-Quebec," *Mémoire présenté à l'école de génie de l'université du Québec en abitibi témiscamingue comme exigence partielle de la maîtrise en ingénierie*, Mai 2015.
- [29] H. Blanc, *Dynamique des rotors en torsion*: Ed. Techniques Ingénieur.
- [30] P. M. A. A. Fouad, "Power System Control and Stability," *Second Edition*.
- [31] R. L.T and C. I.M, "Discussion of causes of discrepancies on calculation of rotor quantities and exact equivalent diagrams of synchronous machine," ed: IEEE-INST Electrical ELECTRONICS Engineers INC 345 E 47TH ST, NEW YORK, NY 10017-2394, 1969, pp. 1120-&.
- [32] I. S. 115, "Guide for Test Procedure for Synchronous Machines," *IEEE Power Engineering Society*, 2009.
- [33] I. Kamwa, R. Wamkeue, and X. Dai-Do, "General approaches to efficient dq simulation and model translation for synchronous machines: a recap," *Electric power systems research*, vol. 42, pp. 173-180, 1997.
- [34] S.-A. Tahan, I. Kamwa, P. Viarouge, and M. Ferfra, "A generalized model of saturated synchronous machines," *Mathematics and Computers in simulation*, vol. 38, pp. 423-435, 1995.
- [35] R. Wamkeue, "Production d'énergie électriques, chapitre 5: Analyse de la génératrice synchrone à pôles saillants," *Notes de cours, Université du Québec en Abitibi-Témiscamingue, Rouyn-Noranda*, 2004.
- [36] A. Lalami, R. Wamkeue, I. Kamwa, M. Saad, and J. Beaudoin, "Unscented Kalman filter for non-linear estimation of induction machine parameters," *Electric Power Applications, IET*, vol. 6, pp. 611-620, 2012.
- [37] J. J. Grainger and W. D. Stevenson, *Power system analysis* vol. 31: McGraw-Hill New York, 1994.
- [38] A. Visioli, *Practical PID control*: Springer Science & Business Media, 2006.
- [39] B. Wu, *High-power converters and AC drives*: John Wiley & Sons, 2006.
- [40] K. Chaijaroenudomrung, K. Areerak, and K. Areerak, "The stability study of ac-dc power system with controlled rectifier including effect of voltage control," *European Journal of Scientific Research*, vol. 62, pp. 463-480, 2011.

- [41] B. BURCHILA, J. KRYZE, and V. WOIMBEE, "Embrayages à sec. Modélisation de la réponse dynamique," *Techniques de l'ingénieur. Génie mécanique*, pp. BM5856. 1-BM5856. 13, 2002.
- [42] M. Sakui and H. Fujita, "Calculation of harmonic currents in a three-phase convertor with unbalanced power supply conditions," in *IEE Proceedings B-Electric Power Applications*, 1992, pp. 478-484.
- [43] L. Hu and R. Yacamini, "Harmonic transfer through converters and HVDC links," *IEEE Transactions on power electronics*, vol. 7, pp. 514-525, 1992.

ANNEXES

Annexe 2.1 Paramètres du multiplicateur de vitesse.

Nom	Paramètres	Valeurs
Couple turbine	T_{Tmax} (Nm)	132.27
Couple électromagnétique	T_{cm} (Nm)	1.603
Inertie de la turbine	J_T (Kgm ²)	4.18×10^6
Inertie du porte-satellite	J_{M11} (Kgm ²)	57.72
Inertie d'un satellite	J_{M12} (Kgm ²)	1.12
Inertie de la planète	J_{M13} (Kgm ²)	0.86
Inertie de la génératrice	J_G (Kgm ²)	93.22
Raideur de l'arbre 1	K_1 (Nm/rad)	7.19×10^7
Raideur de l'arbre 2	K_2 (Nm/rad)	1.40×10^7
Raideur de l'arbre 3	K_3 (Nm/rad)	1.40×10^7
Raideur de l'arbre 4	K_4 (Nm/rad)	0.15×10^7
Amortissement	D'_1, D'_2, D'_3 et D_4 (Nms/rad)	0
Rayon de satellite	r_{12} (m)	0.160
Rayon de la planète	r_{13} (m)	0.110
Rayon du pignon	r_{31} (m)	0.080
Rayon de la roue	r_{32} (m)	0.185
Nombre de satellite	n	3
Masse d'un satellite	m (kg)	57.79

Annexe 2.2 Code Matlab des données pour le multiplicateur de vitesse

```
clear all; clf; clc;
format short e
%% partie mecanique
%les variables
% Les inerties J = L
Lt = 4.18e6; % inertie rotor
Lg = 93.22; % inertie génératrice
Lm11 = 57.72; % inertie porte-satellites 1
Lm12 = 1.12; % inertie satellite 1
Lm13 = 0.86; % inertie planète 1
Lm21 = Lm11; % inertie porte-satellites 2
Lm22 = Lm12; % inertie satellite 2
Lm23 = Lm13; % inertie planète 2
Lm31 = 0.20; % inertie pignon
Lm32 = 1.62; % inertie roue
% Les raideurs K = 1/C
K1 = 7.19e7; % raideur arbre 1
K2 = 1.40e7; % raideur arbre 2
K3 = 1.40e7; % raideur arbre 3
K4 = 0.15e7; % raideur arbre 4
% les rayons des roues
r12 = 0.160; % rayon du satellite
r13 = 0.110; % rayon de la planète
r1c = r13 + (2*r12); % rayon de la couronne
r22 = r12; % rayon du satellite
r23 = r13; % rayon de la planète
r2c = r1c; % rayon de la couronne
r31 = 0.080; % rayon du pignon
r32 = 0.185; % rayon de la roue
n = 3; % nombre de satellites
m = 57.79; % masse d'un satellite
a = r12+r13; % entraxe
% les rapports de vitesses R = D
R321 = - r31/r32; % rapport entre le pignon et la roue
R223 = - r23/r22; % rapport entre la planète et le satellite
R2c3 = - r23/r2c; % rapport entre le
R123 = R223;
R1c3 = R2c3;
R1_ = (R1c3/(R1c3-1))^2;
R2_ = (R2c3/(R2c3-1))^2;
R3_ = (R123 + ((1-R123)*R1c3)/(R1c3-1))^2;
R4 = (R223 + ((1-R223)*R2c3)/(R2c3-1))^2;
% raideurs équivalentes
K1_ = R321^2*R1_*R2_*K1;
K2_ = R321^2*R2_*K2;
K3_ = R321^2*K3;
% % % % %
C1_ = 1/K1_; C2_ = 1/K2_; C3_ = 1/K3_; C4 = 1/K4;
% inerties équivalentes
Lt_ = R321^2*R1_*R2_*Lt;
Lm1 = R321^2*R2_^2*(Lm13 + n*Lm12*R3_ + (n*m*a^2+Lm11)*R1_);
Lm2 = R321^2*(Lm23 + n*Lm22*R4 + (n*m*a^2+Lm21)*R2_);
Lm3 = Lm31 + R321^2*Lm32;
L1 = (Lm1+Lt_)/(Lm1*Lt_);
L2 = (Lg+Lm3)/(Lg*Lm3);
L1_ = (Lm1*L1*R1_+R2_)/(Lm1*C1_);
L2_ = (Lm3*L2*R4+R3_)/(Lm3*C4);
% Parametres meca
```

```

params_meca = [Lt_ Lm1 Lm2 Lm3 L1 L2 L1_ L2_ C1_ C2_ C3_ C4 R1_ R2_ R3_ R4 Lg];
% Matrices d'état
Am = [0 1 0 0 0 0 0 0 0 0;
      -L1/C1_ 0 0 0 1/(Lm1*C1_) 0 -(L1*R1_)/C1_ L1_ -R2_/(Lm1*C1_) 0 0;
      0 0 0 0 0 0 0 0 0 1/C4 -1/C4;
      0 0 -L2/C4 0 0 1/(Lm3*C4) 0 0 R3_/(Lm3*C4) -L2_ (L2*R4)/C4;
      0 0 0 0 0 0 0 1/C2_ -1/C2_ 0 0;
      0 0 0 0 0 0 0 1/C3_ -1/C3_ 0;
      -1/Lt_ 0 0 0 0 0 -R1_/Lt_ R1_/Lt_ 0 0 0;
      1/Lm1 0 0 0 -1/Lm1 0 R1_/Lm1 -(R1_+R2_)/Lm1 R2_/Lm1 0 0;
      1/Lm2 0 0 0 0 -1/Lm2 0 R2_/Lm2 -(R3_+R2_)/Lm2 R3_/Lm2 0;
      0 0 -1/Lm3 0 0 1/Lm3 0 0 R3_/Lm3 -(R3_+R4)/Lm3 R4/Lm3;
      0 0 1/Lg 0 0 0 0 0 R4/Lg -R4/Lg];
Bm = [0 0;
      1/(Lt_*C1_) 0;
      0 0;
      0 1/(Lg*C4);
      0 0;
      0 0;
      1/Lt_ 0;
      0 0;
      0 0;
      0 0;
      0 -1/Lg];

Cm = [1 0 0 0 0 0 -R1_ R1_ 0 0 0
      0 0 0 0 1 0 0 -R2_ R2_ 0 0
      0 0 0 0 0 1 0 0 -R3_ R3_ 0
      0 0 1 0 0 0 0 0 -R4 R4];
Dm = zeros(4,2);
%% Calcul des valeurs propres
EAm = eig(Am);%valeurs propres
WnAm = sqrt(EAm);%pulsations propres
wnatAm = imag(EAm);
fnAm = 2*pi/wnatAm;%frequences propres

Ttm = 132275;
Tg = 1603;
tm = 0:0.0001:3;
tml = 1.2;
% Vecteur de commande uT
%% composité harmonique oscillant côté turbine
for i = 1:length(tm)
if tm(i) <= tml
u1(i) = Ttm*sin(56*tm(i));
elseif tm(i) > tml
u1(i) = Ttm*sin(14.559*tm(i));
end
end
% Vecteur de commande uG
u2 = Tg*ones(1,length(tm));
umec = [u1;u2];

%% composantes harmoniques oscillant côté generatrice
% for i = 1:length(tm)
% if tm(i) <= tml
% u2(i) = Tg*sin(56*tm(i));
% elseif tm(i) > tml
% u2(i) = Tg*sin(14.559*tm(i));
% end
% end
%% Vecteur de commande uG

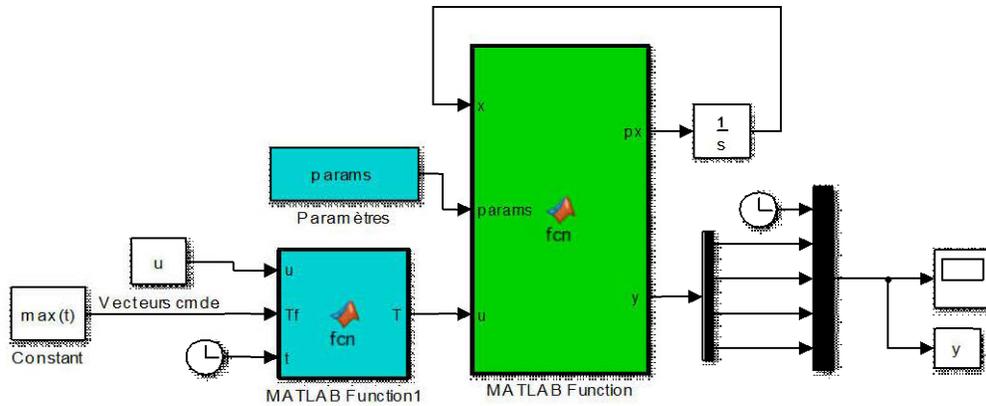
```

```

% u1 = Tt*ones(1,length(tm));
% umec = [u1;u2];
% figure(1)
% subplot(411),
% plot(m(:,1),m(:,2),'b', 'LineWidth', 2.5 )
% grid on
% ylabel('T_1 (Nm)', 'FontSize',12);
% subplot(412)
% plot(m(:,1),m(:,3),'b', 'LineWidth', 2.5)
% grid on
% ylabel('T_2 (Nm)', 'FontSize',12);
% subplot(413)
% plot(m(:,1),m(:,4),'b', 'LineWidth', 2.5)
% grid on
% ylabel('T_3 (Nm)', 'FontSize',12);
% subplot(414)
% plot(m(:,1),m(:,5),'b', 'LineWidth', 2.5)
% grid on
% xlabel('Temps (s)', 'FontSize',12);
% ylabel('T_4 (Nm)', 'FontSize',12);

```

Annexe 2.3 Modèle Simulink du multiplicateur de vitesse



Annexe 3.1 Paramètres de la génératrice et de l'excitatrice.

Document Fouad Anderson : Paramètres de la génératrice			
Moteur Paramètres mécaniques	nombre		
	Puissance S	231.60 kVA	
	Courant nominal		
	Puissance active		
	Puissance réactive		
	Inertie J (Turbine+gen)	786.00MW.s	
	Coefficient de perte D	2	
	Nombre de pôles P	64	
	Fréquence f	60hz	
	Coefficient de perte B(Mécanique)		
	Résistance du rotor (à 25°C)		
	Résistance du stator (à 25°C)		
	Vitesse nominale		
Facteur de puissance	0.95		
Tension nominale	1380 Volt		
Paramètres électriques (p.u)		donné	Mesuré
	Rapport de court-circuit (pu)	1.175	
	x_d''	0.245	
	x_d' (pu)	0.302	
	x_d (pu)	0.930	
	x_q'' (pu)	0.270	
	x_q (pu)	0.690	
	r_s (pu)	0.0021	
	x_p (pu)	0.340	
	T_d''	0.020s	
	T_d'	3.3	
	$T_{d'0}$	0.030	
	$T_{d'0}$	8	
	T_q''	0.20	
	$T_{q'0}$	0.06	
	r_f	0.181	
	T_e	0.2	
Valeur des paramètres calculés			

Excitatrice	A Siemens	
	Constante de temps du filtre d'entrée τ_R	0
	Taux de réponse de l'excitatrice	1
	Gain du régulateur K_A	17.8
	Constante de temps du régulateur τ_A	0.06
	Constante de temps du régulateur 2 τ_{A2}	000
	Tension maximale de sortie du régulateur V_{Rmax} (pu)	1
	Tension minimale de sortie du régulateur V_{Rmin} (pu)	-1
	Gain du Excitatrice K_e	-0.08
	Constante de temps excitatrice τ_e	0.405
	Gain du stabilisateur du régulateur K_F	0.0648
	Constante de temps du stabilisateur du régulateur τ_F	1

Valeur typiques pour une génératrice de centrale

Annexe 3.2. Grandeurs de référence pour la conversion en valeurs réduites

	Stator	Circuit de Champ	Unités
Tension	$U_{S_{réf}} = \sqrt{2}V_n$	$U_{f_{réf}} = \frac{S_{S_{réf}}}{I_{f_{réf}}}$	[V]
Courant	$I_{S_{réf}} = \sqrt{2}I_n$	$I_{f_{réf}}$	[A]
Puissance	$S_{réf} = \frac{3}{2}U_{réf}I_{réf} = 3V_N I_N$		[VA]
Impédance	$Z_{S_{réf}} = \frac{U_{S_{réf}}}{I_{S_{réf}}}$	$Z_{f_{réf}} = \frac{U_{f_{réf}}}{I_{f_{réf}}} = \frac{S_{S_{réf}}}{I_{f_{réf}}^2}$	[Ω]
Inductance	$L_{S_{réf}} = \frac{Z_{S_{réf}}}{\omega_{réf}}$	$L_{f_{réf}} = \frac{Z_{f_{réf}}}{\omega_{réf}}$	[H]
Flux	$\psi_{S_{réf}} = L_{S_{réf}} I_{S_{réf}} = \frac{U_{S_{réf}}}{\omega_{réf}}$		[Wb]
	Amortisseur D	Amortisseur Q	Unités
Tension	$U_{D_{réf}} = \frac{S_{S_{réf}}}{I_{D_{réf}}}$	$U_{Q_{réf}} = \frac{S_{S_{réf}}}{I_{Q_{réf}}}$	[V]
Courant	$I_{D_{réf}} = \frac{L_{md}}{L_{dD}} I_{S_{réf}}$	$I_{Q_{réf}} = \frac{L_{mq}}{L_{dQ}} I_{S_{réf}}$	[A]
Puissance	$S_{D_{réf}} = S_{Q_{réf}} = \frac{3}{2}U_{réf}I_{réf} = 3V_N I_N$		[VA]
Impédance	$Z_{D_{réf}} = \frac{S_{S_{réf}}}{I_{D_{réf}}^2}$	$Z_{Q_{réf}} = \frac{S_{S_{réf}}}{I_{Q_{réf}}^2}$	[Ω]
Inductance	$L_{D_{réf}} = \frac{Z_{D_{réf}}}{\omega_{réf}}$	$L_{Q_{réf}} = \frac{Z_{Q_{réf}}}{\omega_{réf}}$	[H]
	Tous les circuits	Unités	
Pulsation	$\omega_{réf} = 2\pi f_{réf} = \omega_n^1$	[rad/s]	
Vitesse Angulaire	$\omega_{mréf} = \frac{\omega_{réf}}{p^*} = \omega_n^1$	[rad/s]	
Couple	$T_{réf} = \frac{S_{S_{réf}}}{\omega_{mréf}} = \frac{3}{2} p^* \psi_{S_{réf}} I_{S_{réf}}$	[Nm]	
Temps	$T_{réf} = \frac{1}{\omega_{réf}}$	[s]	

Constante d'inertie

$$H = \frac{1}{2} \frac{J \omega_{mréf}}{S_{réf}}$$

[MW s./MVA]

Annexe 3.3.

Calcul des paramètres opérationnels de simulation de la génératrice

	Symbole	Expression	Unités
Inductance de champ	$x_f ; x_{ff}$	$x_{md} \frac{x'_d - x_a}{x_d - x'_d} ; x_f + x_{md}$	[pu]
Réactance de champ	r_f	$\frac{x_f - x_{md}}{T'_{d0} \omega_{réf}}$	[pu]
Inductance d'amortisseur d'axe D	$x_D ; x_{DD}$	$\frac{x_{md} x_f (x''_d - x_a)}{x_{md} x_f - x_{ff} (x''_d - x_a)} ; x_D + x_{md}$	[pu]
Inductance d'amortisseur d'axe Q	$x_Q ; x_{QQ}$	$\frac{x_{mq} (x''_q - x_a)}{(x_q - x''_q)} ; x_Q + x_{mq}$	[pu]
Réactance d'amortisseur d'axe D et Q	$r_D ; r_Q$	$\frac{x''_q (x_{DD} x_f - x_{md}^2)}{x_{ff} x'_d T''_{d0} \omega_{réf}} ; \frac{x''_q x_{QQ}}{x_q T''_{q0} \omega_{réf}}$	[pu]

Annexe 4.1 Code Matlab des données pour le convertisseur AC-DC linearisé et régulé.

```

%% convertiseur AC DC coté réseau
clear all ; close all ;
clc;
global params_ACDC U
% Données
f = 60;
Req = 0.15 ;
Leq = 24e-6;
Ceq = 2e-9;
wn = 2*pi*f;
rmu = (3*wn*Leq)/pi;
rF = 0.03;
LF = 6.5e-3;
CF = 1000e-6;
VFref = 500;
Vbusd0 = 130.5;
Vbusq0 = 374.2;
Vbus0 = sqrt(Vbusd0^2+Vbusq0^2);
% alpha0 = acos((pi*VFref)/(3*sqrt(3)*sqrt(2)*Vbusq0));
landhao = pi/3;
alpha0 = pi/18;
zeta = 0.8;
wni = 2*pi*50;
wnv = 2*pi*20;
% contrôle de tension
kpv = 2*zeta*wnv*CF;
kiv = (wnv^2)*CF;
% contrôle de courant
kpi = 2*zeta*wni*LF - rF;
kii = (wni^2)*LF;
control = [kpv kpi kiv kii];
Vs = 230;
Vm = sqrt(2)*Vs;
Vd = sqrt(3/2)*cos(landhao + alpha0)*Vm;
Vq = sqrt(3/2)*sin(landhao + alpha0)*Vm;
Pcpl1 = 7e3;
Pcpl2 = 8e3;
Idc0 = 10.55;
VF0 = 300;
Pcpl0 = Idc0*VF0;
params_ACDC = [Req Leq Ceq rF LF CF wn VF0 Pcpl0];
Gcgo = [14.25 0 130.5 374.2 10.55 500 0.009 2.7837e-3]' ;
%Matrice d'état linearisée
Acg_reg_Li = [-Req/Leq wn 1/Leq 0 0 0 0 0
              -wn -Req/Leq 0 -1/Leq 0 0 0 0
              1/Ceq 0 0 wn (3*sqrt(2))/(pi*Ceq) 0 0 0
              0 1/Ceq -wn 0 0 0 0 0
              0 0 0 0 -(rF+kpi)/LF -(kpv*kpi)/LF (kiv*kpi)/LF kii/LF
              0 0 0 0 1/CF (1/CF)*(Pcpl0/VF0^2) 0 0
              0 0 0 0 0 -1 0 0
              0 0 0 0 0 -1 -kpv kiv 0];
vp_reg_Li = eig(Acg_reg_Li);
disp('vp_reg_Li'); disp(vp_reg_Li);

% Déclaration du vecteur temps
t = 0:0.001:1;

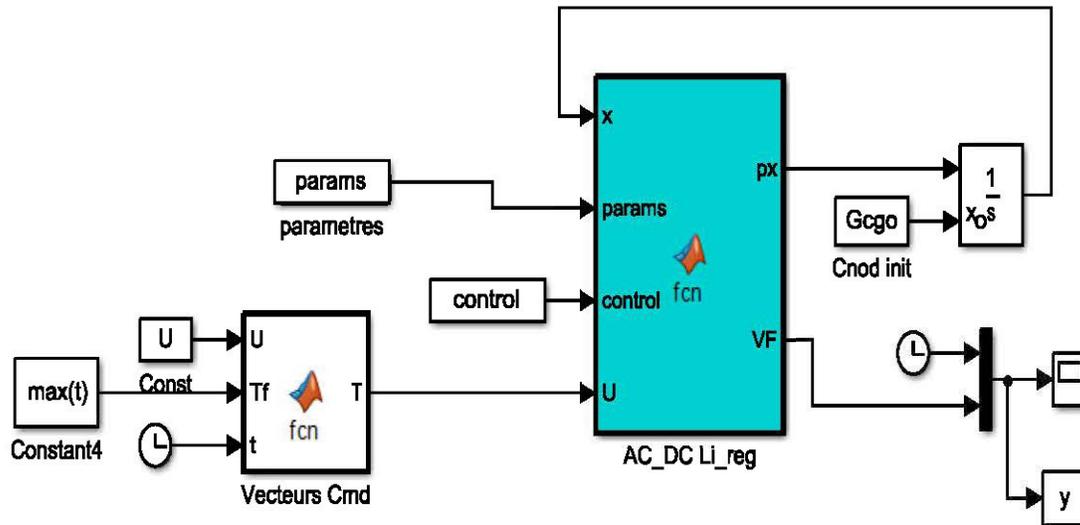
```

```

t1 = 0.4;
% Vecteur de commande u1
for i = 1:length(t)
if t(i) <= t1
u1(i) = Pcpl1*ones(1,length(t(i)));
elseif t(i) > t1
u1(i) = Pcpl2*ones(1,length(t(i)));
end
end
% u2 = Vd*ones(1,length(t));
% u3 = Vq*ones(1,length(t));
u4 = VFref*ones(1,length(t));
U = [u1; u4];
plot (t,U)
% Affichage des résultats
plot(c1(:,1),c1(:,2),'black', 'LineWidth', 2.5 )
grid on
xlabel( 'Temps(s)' );
ylabel( 'Tension VF' );
title ( 'Tension DC link' )

```

Annexe 4.2 Modèle Simulink du convertisseur côté réseau AC-DC linearisé et regulé.



Annexe 4.3 Code Matlab des données pour l'aérogénérateur (Système global de conversion)

```

%% Modele Global
clear all; clf; clc;
format short e
%% partie mecanique
%les variables
% Les inerties J = L
Lt = 4.18e6; % inertie rotor
Lg = 93.22; % inertie génératrice
Lm11 = 57.72; % inertie porte-satellites 1
Lm12 = 1.12; % inertie satellite 1
Lm13 = 0.86; % inertie planète 1
Lm21 = Lm11; % inertie porte-satellites 2
Lm22 = Lm12; % inertie satellite 2
Lm23 = Lm13; % inertie planète 2
Lm31 = 0.20; % inertie pignon
Lm32 = 1.62; % inertie roue
% Les raideurs K = 1/C
K1 = 7.19e7; % raideur arbre 1
K2 = 1.40e7; % raideur arbre 2
K3 = 1.40e7; % raideur arbre 3
K4 = 0.15e7; % raideur arbre 4
% les rayons des roues
r12 = 0.160; % rayon du satellite
r13 = 0.110; % rayon de la planète
r1c = r13 + (2*r12); % rayon de la couronne
r22 = r12; % rayon du satellite
r23 = r13; % rayon de la planète
r2c = r1c; % rayon de la couronne
r31 = 0.080; % rayon du pignon
r32 = 0.185; % rayon de la roue
n = 3; % nombre de satellites
m = 57.79; % masse d'un satellite
a = r12+r13; % entraxe
% les rapports de vitesses R = D
R321 = - r31/r32; % rapport entre le pignon et la roue
R223 = - r23/r22; % rapport entre la planète et le satellite
R2c3 = - r23/r2c; % rapport entre le
R123 = R223;
R1c3 = R2c3;
R1_ = (R1c3/(R1c3-1))^2;
R2_ = (R2c3/(R2c3-1))^2;
R3_ = (R123 + ((1-R123)*R1c3)/(R1c3-1))^2;
R4_ = (R223 + ((1-R223)*R2c3)/(R2c3-1))^2;
% raideurs équivalentes
K1_ = R321^2*R1_ + R2_ * K1;
K2_ = R321^2*R2_ * K2;
K3_ = R321^2*K3;
%*****
C1_ = 1/K1_; C2_ = 1/K2_; C3_ = 1/K3_; C4 = 1/K4;
% inerties équivalentes
Lt_ = R321^2*R1_ + R2_ * Lt;
Lm1_ = R321^2*R2_^2*(Lm13 + n*Lm12*R3_ + (n*m*a^2+Lm11)*R1_);
Lm2_ = R321^2*(Lm23 + n*Lm22*R4_ + (n*m*a^2+Lm21)*R2_);
Lm3_ = Lm31 + R321^2*Lm32;
L1 = (Lm1_+Lt_)/(Lm1_*Lt_);

```

```

L2 = (Lg+Lm3)/(Lg*Lm3);
L1_ = (Lm1*L1*R1_+R2_)/(Lm1*C1_);
L2_ = (Lm3*L2*R4+R3_)/(Lm3*C4);
% Parametres meca
paramus_meca = [Lt_ Lm1 Lm2 Lm3 L1 L2 L1_ L2_ C1_ C2_ C3_ C4 R1_ R2_ R3_ R4 Lg];
% Matrices d'etat
Am = [0 1 0 0 0 0 0 0 0 0 0;
      -L1/C1_ 0 0 0 1/(Lm1*C1_) 0 -(L1*R1_)/C1_ L1_ -R2_/(Lm1*C1_) 0 0;
      0 0 0 0 0 0 0 0 0 1/C4 -1/C4;
      0 0 -L2/C4 0 0 1/(Lm3*C4) 0 0 R3_/(Lm3*C4) -L2_ (L2*R4)/C4;
      0 0 0 0 0 0 0 1/C2_ -1/C2_ 0 0;
      0 0 0 0 0 0 0 0 1/C3_ -1/C3_ 0;
      -1/Lt_ 0 0 0 0 0 -R1_/Lt_ R1_/Lt_ 0 0 0;
      1/Lm1 0 0 0 -1/Lm1 0 R1_/Lm1 -(R1_+R2_)/Lm1 R2_/Lm1 0 0;
      1/Lm2 0 0 0 0 -1/Lm2 0 R2_/Lm2 -(R3_+R2_)/Lm2 R3_/Lm2 0;
      0 0 -1/Lm3 0 0 1/Lm3 0 0 R3_/Lm3 -(R3_+R4)/Lm3 R4/Lm3;
      0 0 1/Lg 0 0 0 0 0 R4/Lg -R4/Lg];
Bm = [0 0;
      1/(Lt_*C1_) 0;
      0 0;
      0 1/(Lg*C4);
      0 0;
      0 0;
      1/Lt_ 0;
      0 0;
      0 0;
      0 0;
      0 -1/Lg];
Cm = [1 0 0 0 0 0 -R1_ R1_ 0 0 0
      0 0 0 0 1 0 0 -R2_ R2_ 0 0
      0 0 0 0 0 1 0 0 -R3_ R3_ 0
      0 0 1 0 0 0 0 0 0 -R4 R4];
Dm = zeros(4,2);
%% Calcul des valeurs propres
EAm = eig(Am);%valeurs propres
WnAm = sqrt(EAm);%pulsations propres
wnatAm = imag(EAm);
fnAm = 2*pi/wnatAm;%frequences propres

Ttm = 132275;
Tg = 1603;
tm = 0:0.0001:3;
tml = 1.2;
% Vecteur de commande uT
%% compositate harmonique oscillant côté turbine
for i = 1:length(tm)
if tm(i) <= tml
u1(i) = Ttm*sin(56*tm(i));
elseif tm(i) > tml
u1(i) = Ttm*sin(14.559*tm(i));
end
end
% Vecteur de commande uG
u2 = Tg*ones(1,length(tm));
umec = [u1;u2];

% Simulation de la génératrice synchrone
% Valeurs de bases
S = 104e6; % MVA
Ull = 18e3; % kV (ligne-ligne)
Vf = 96.3; % V
IN = 5901.48; % A

```

```

If = 528;          % A
wref = 377;       % rad/s
wn_GS = wref;
% syms wm
D = 1.0;
H = 2.5;
% résistances et réactances (en pu)
ra = 0.00677; xa = 0.108; xd = 1.82; xd1 = 0.197;
xd2 = 0.150; xq = 1.66; xq1 = 0.45; xq2 = 0.150;

% ra = 0.003; xa = 0.15; xd = 1.81; xd1 = 0.3;
% xd2 = 0.23; xq = 1.76; xq1 = 0.65; xq2 = 0.23;
% constantes de temps (en sec.)
Tdo1 = 0.60; Tdo2 = 0.05; Tqo1 = 1; Tqo2 = 0.05;
%==== parametres du circuit équivalent =====
xmd = xd-xa; xmq = xq-xa; xf = (xd1-xa)*xmd/(xmd+xa-xd1);
xD = (xd2-xa)*xf*xmd/((xa-xd2)*xf + (xa-xd2+xf)*xmd);
rf = (xmd+xf)/(wref*Tdo1); rD = ((xf+xmd)*xD + xf*xmd)/(wref*Tdo2*(xf+xmd));
xQ = xmq*(xq2-xa)/(xa+xmq-xq2); rQ = (xmq+xQ)/(wref*Tqo2); xkf1 = 0;
% paramètres de la matrice inductance
xdd = xd; xqq = xq; xff = xf + xmd + xkf1; xDD = xD + xmd + xkf1;
xDd = xmd; xDQ = xmq; xdf = xmd; xDf = xmd + xkf1; xQQ = xmq + xQ; xqQ = xmq;
% param GS = [wn_GS rf rD rQ xdd xdf xDD xqq xqQ xff xDD xDf xQQ D H Ido Iqo];
% matrices d'usage général
Xss = diag ( [xdd xqq] );
Xsr = [xdf xD 0; 0 0 xqQ] ;
Xrr = [xff xDf 0 ; xDf xDD 0 ; 0 0 xQQ];
Rs = ra*eye(2); Rr = diag([rf rD rQ]);
tg = 0:0.0001:3;
% T4 = 100*ones(1,length(tg));
% T = [T4];
Agsh = -wref*Rr*inv(Xrr);
Bgshi = -wref*Rr*inv(Xrr)*Xsr';
Bgshv = wref*eye(3);
Cgshv = Xsr*inv(Xrr);
Cgshi = inv(Xrr);
Dgshv = (Xsr*inv(Xrr)*Xsr'-Xss);
Dgshi = inv(Xrr)*Xsr';
% AhemU = [Agsh zeros(3,1)];
% Cphi = Xsr*inv(Xrr);
% syms Id Iq
% Iqd = [Iq -Id]; Agphi = -Iqd*(Cphi/2*H);
% AhemD = [Agphi -D/(2*H)]*wm;
% Aem = [AhemU; AhemD];
VpA = eig(Agsh);
% COndition initiales
Po = 0.01;          % puissance de la charge
Ito = 0.8;          % courant de charge
vto = 1;            % tension terminale
ch = -1;            % type de charge.
Fpo = Po/(vto*Ito); % facteru de puissance de la charge
phio = ch*acos(Fpo); % phip < 0 pour une charge négative.
Q = Ito*sin(phio);
deltao = atan((xq*Ito*Fpo)/(vto + xq*Ito*sin(phio))); %angle interne
Iqo = Ito*cos(deltao + phio);
Ido = Ito*sin(deltao + phio);
Eqo = xd*Ido + vto*cos(deltao);
Eq = Eqo-Ido*(xd-xq);
Ifol = Eq/xmd;
Vfol = rf*Ifol;
Iso = [Ido Iqo]' ;
Vro = [Vfol 0 0]';

```

```

% phiro = -inv(Agsh)*(Bgshi*Iso + Bgshv*Vro);
% phiro = -inv(Agsh)*(Bgshi*Iso + Bgshv*Vro);
% Agphi = -Iqd*(Cphi/2*H);
phiro = [1.0223 1.0403 0.047272 1.1]';
% figure(1)
% subplot(411),
% plot(y(:,1),y(:,2),'black', 'LineWidth', 2.5 )
% grid on
% ylabel('I_f (Nm)', 'FontSize',12);
% subplot(411)
% plot(y(:,1),y(:,3),'k', 'LineWidth', 2.5)
% grid on
% ylabel('v_a (Nm)', 'FontSize',12);
% subplot(412)
% plot(y(:,1),y(:,4),'k', 'LineWidth', 2.5)
% grid on
% ylabel('v_b (Nm)', 'FontSize',12);
% subplot(413)
% plot(y(:,1),y(:,5),'k', 'LineWidth', 2.5)
% grid on
% xlabel('Temps (s)', 'FontSize',12);
% ylabel('v_c (Nm)', 'FontSize',12);

%% convertiseur AC DC
global params_ACDC Ucl
%paramètres de l ' excitatrice
% Données
f = 60;
Req = 0.15 ;
Leq = 24e-6;
Ceq = 2e-9;
wn_acdc = 2*pi*f;
rmu = (3*wn_acdc*Leq)/pi;
rF = 0.03;
LF = 6.5e-3;
CF = 1000e-6;
VFref = 500;
Vbusd0 = 130.5;
Vbusq0 = 374.2;
Vbus0 = sqrt(Vbusd0^2+Vbusq0^2);
% alpha0 = acos((pi*VFref)/(3*sqrt(3)*sqrt(2)*Vbusq0));
landhao = pi/3;
alpha0 = pi/18;

zeta = 0.8;
wni = 2*pi*50;
wnv = 2*pi*20;
% contrôle de tension
kpv = 2*zeta*wnv*CF;
kiv = (wnv^2)*CF;
% contrôle de courant
kpi = 2*zeta*wni*LF - rF;
kii = (wni^2)*LF;
control = [kpv kpi kiv kii];
Vs = 230;
Vm = sqrt(2)*Vs;
Vd = sqrt(3/2)*cos( landhao + alpha0)*Vm;
Vq = sqrt(3/2)*sin(landhao + alpha0)*Vm;
Pcpl1 = 7e3;
Pcpl2 = 8e3;
Idc0 = 10.55;
VF0 = 300;

```

```

Pcpl0 = Idc0*VF0;
params_ACDC = [Req Leq Ceq rF LF CF wn_acdc VF0 Pcpl0];

Gcgo = [14.25 0 130.5 374.2 10.55 500 0.009 2.7837e-3]';
%Matrice d'état linearisée
Acg_reg_Li = [-Req/Leq wn_acdc 1/Leq 0 0 0 0 0
              -wn_acdc -Req/Leq 0 -1/Leq 0 0 0 0
              1/Ceq 0 0 wn_acdc (3*sqrt(2))/(pi*Ceq) 0 0 0
              0 1/Ceq -wn_acdc 0 0 0 0 0
              0 0 0 0 -(rF+kpi)/LF -(kpv*kpi)/LF (kiv*kpi)/LF kii/LF
              0 0 0 0 1/CF (1/CF)*(Pcpl0/VF0^2) 0 0
              0 0 0 0 0 -1 0 0
              0 0 0 0 -1 -kpv kiv 0];
% vp_reg_Li = eig(Acg_reg_Li);
% disp('vp_reg_Li'); disp(vp_reg_Li);
% Déclaration du vecteur temps
tc1 = 0:0.0001:1;
tc11 = 0.4;
% tm = 0:0.0001:3;
% tml = 1.2;
% Vecteur de commande u1
for i = 1:1:length(tc1)
if tc1(i) <= tc11
uc1(i) = Pcpl1*ones(1,length(tc1(i)));
elseif tc1(i) > tc11
uc1(i) = Pcpl2*ones(1,length(tc1(i)));
end
end
% u2 = Vd*ones(1,length(t));
% u3 = Vq*ones(1,length(t));
uc2 = VFref*ones(1,length(tc1));
Uc1 = [uc1; uc2];
% Affichage des résultats
% plot(c1(:,1),c1(:,2),'black', 'LineWidth', 2.5 )
% grid on
% xlabel( 'Temps(s)' );
% ylabel( 'Tension VF' );
% title ( 'Tension DC link' )
%% convertiseur DC AC + Charge
global params_DCAC
% Données
f = 400;
RL = 120e-3;
LL = 970e-6;
RFcr = 120e-5 ;
LFcr = 970e-8;
CL = 31.8e-6;
wn_dcac = 2*pi*f;
% VF = 300;
tcr = 0:0.001:1;
params_DCAC = [RL LL CL wn_dcac RFcr LFcr];
Gcro = [1 0.34 13 37 0 0]';
% figure(1)
% subplot(311),
% plot(cr(:,1),cr(:,2),'b', 'LineWidth', 2 )
% grid on
% ylabel('V_L_a (Nm)', 'FontSize',12);
% subplot(312)
% plot(cr(:,1),cr(:,3),'b', 'LineWidth', 2)
% grid on
% ylabel('V_L_b (Nm)', 'FontSize',12);
% subplot(313)

```

```

% plot(cr(:,1),cr(:,4),'b', 'LineWidth', 2)
% grid on
% xlabel('Temps (s)', 'FontSize',12);
% ylabel('V_L_c (Nm)', 'FontSize',12);
%%
% sous matrice d'etat
syms phif phiD phiQ wm
syms Tc1 Tc1_p Tc4 Tc4_p Tc2 Tc3
syms wT wm1 wm2 wm3 wG
syms Ids Iqs Vbusd Vbusq Idc VF Xv Xi IFd IFq ILd ILq VLd VLq
syms vf id iq T4 Tt
syms Pcpl VFref VF
Aphi_iv = [(rf*wn_GS*xDD)/(xDf*xdf - xDD*xff) -(rf*wn_GS*xdf)/(xDf*xdf -
xDD*xff) 0
            -(rD*wn_GS*xDf)/(xDf*xdf - xDD*xff) (rD*wn_GS*xff)/(xDf*xdf -
xDD*xff) 0
            0 0 -(rQ*wn_GS)/xQQ];
Amec = [0 1 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0
        -L1/C1_ 0 0 0 1/(Lm1*C1_) 0 -(L1*R1_)/C1_ L1_ -R2_/(Lm1*C1_) 0 0
        0 0 0 0 0 0 0 0 1/C4 -1/C4
        0 0 -L2/C4 0 0 1/(Lm3*C4) 0 0 R3_/(Lm3*C4) -L2_ (L2*R4)/C4
        0 0 0 0 0 0 0 1/C2_ -1/C2_ 0 0
        0 0 0 0 0 0 0 1/C3_ -1/C3_ 0
        -1/Lt_ 0 0 0 0 0 -R1_/Lt_ R1_/Lt_ 0 0 0
        1/Lm1 0 0 0 -1/Lm1 0 R1_/Lm1 -(R1_+R2_)/Lm1 R2_/Lm1 0 0
        1/Lm2 0 0 0 0 -1/Lm2 0 R2_/Lm2 -(R3_+R2_)/Lm2 R3_/Lm2 0
        0 0 -1/Lm3 0 0 1/Lm3 0 0 R3_/Lm3 -(R3_+R4)/Lm3 R4/Lm3
        0 0 1/Lg 0 0 0 0 0 0 R4/Lg -R4/Lg];
AmecGoUo = Amec;
AacdcGoUo = [-Req/Leq wn_acdc -1/Leq zeros(1,5)
             -wn_acdc -Req/Leq 0 -1/Leq zeros(1,4)
             1/Ceq 0 0 wn_acdc (3*sqrt(2)/pi)*(1/Ceq) 0 0 0
             0 1/Ceq -wn_acdc zeros(1,5)
             zeros(1,4) -(rF+kpi)/LF -(kpv*kpi)/LF (kiv*kpi)/LF kii/LF
             zeros(1,4) 1/CF Pcpl0/(CF*VF0^2) 0 0
             zeros(1,5) -1 zeros(1,2)
             zeros(1,4) -1 -kpv kiv 0];
AdcacGoUo = [-RFcr/LFcr wn_dcac 0 0 -1/LFcr 0
             -wn_dcac -RFcr/LFcr 0 0 0 -1/LFcr
             0 0 -RL/LL wn_dcac -1/LL 0
             0 0 -wn_dcac -RL/LL 0 -1/LL
             1/CL 0 -1/CL 0 0 wn_dcac
             0 1/CL 0 -1/CL -wn_dcac 0];
% AcsGoUo = [AacdcGoUo zeros(8,4); zeros(6,8) AdcacGoUo];
BacdcGoUo = [1/Leq 0 0 0
            0 1/Leq 0 0
            zeros(2,4)
            0 0 0 kpv*kpi/LF
            0 0 -1/(CF*VF0) 0
            0 0 0 1
            0 0 0 kpv];
Bacdc1 = BacdcGoUo(1:8,1:2);
Bacdc2 = BacdcGoUo(1:8,3:4);
W = [0 -1; 1 0];
Cdq = wm*W*(Xsr*inv(Xrr));
Ddq = wm*W*[zeros(2,1) Xsr*inv(Xrr)*Xsr'-Xss];
BC1 = Bacdc1*Cdq;
BC2 = Bacdc1*Ddq;
% Matrice d'etat
A = [Aphi_iv zeros(3,1) zeros(3,11) zeros(3,8) zeros(3,6)
     zeros(1,3) -D/(2*H) zeros(1,11) zeros(1,8) zeros(1,6)
     zeros(11,3) zeros(11,1) AmecGoUo zeros(11,8) zeros(11,6)

```

```

BC1 zeros(8,1) zeros(8,11) AacdcGoUo zeros(8,6)
zeros(6,3) zeros(6,1) zeros(6,11) zeros(6,8) AdcacGoUo];
% vpA = eig(A);
% disp('vpA'); disp(vpA);

% sous matrice de commande
Bphi_iv = [wn_GS (rf*wn_GS*xDD*conj(xdf))/(xDf*xdf-xDD*xff)-
(rf*wn_GS*xdf*conj(xdD))/(xDf*xdf - xDD*xff) 0
0 (rD*wn_GS*xff*conj(xdD))/(xDf*xdf - xDD*xff) -
(rD*wn_GS*xDf*conj(xdf))/(xDf*xdf - xDD*xff) 0
0 0 -(rQ*wn_GS*conj(xqQ))/xQQ];
Z21ITGoUo = [0 ((xqQ/(2*H))-(xdd/(2*H)))*Iqo ((xqQ/(2*H))-(xdd/(2*H)))*Ido];

Bmec1 = [0 1/(Lt_*C1_) 0 0 0 0 1/Lt_ 0 0 0 0]';
% Bmec2 = [0 0 1/(Lg*C4) 0 0 0 0 0 0 0 -1/Lg]';
Z23B2ITGIGoUo = [zeros(2,3)
0 ((xdd-xqQ)/(C4*Lg))*Iqo ((xdd-xqQ)/(C4*Lg))*Ido
zeros(7,3)
0 ((xdd-xqQ)/(Lg))*Iqo ((xdd-xqQ)/(Lg))*Ido];

BacdcGoUo = [1/Leq 0 0 0
0 1/Leq 0 0
zeros(2,4)
0 0 0 kpv*kpi/LF
0 0 -1/(CF*VF0) 0
0 0 0 1
0 0 0 kpv];
BdcacGoUo = [pi/(3*sqrt(2)*LL) pi/(3*sqrt(2)*LL) 0 0 0 0]';
BcsGoUo = [BacdcGoUo zeros(8,1)
zeros(6,4) BdcacGoUo];

% matrice de commande
B = [Bphi_iv zeros(3,1) zeros(3,1) zeros(3,2) zeros(3,1)
Z21ITGoUo -D/(2*H) zeros(1,1) zeros(1,2) zeros(1,1)
Z23B2ITGIGoUo zeros(11,1) Bmec1 zeros(11,3)
BC2 zeros(8,2) Bacdc2 zeros(8,1)
zeros(6,3) zeros(6,4) BdcacGoUo];

% sous matrice de sortie
Cphi_iv = [ xDD/(xDf*xdf - xDD*xff) xdf/(xDf*xdf - xDD*xff) 0
0 0 -(wm*xqQ)/xQQ
(wm*xDf*xDD)/(xDf*xdf - xDD*xff) - (wm*xDD*xdf)/(xDf*xdf - xDD*xff)
(wm*xdf^2)/(xDf*xdf - xDD*xff) - (wm*xDD*xff)/(xDf*xdf - xDD*xff) 0];
% Cmec = [1 0 0 0 0 0 -R1_ R1_ 0 0 0
% 0 0 0 0 1 0 0 -R2_ R2_ 0 0
% 0 0 0 0 0 1 0 0 -R3_ R3_ 0
% 0 0 1 0 0 0 0 0 0 -R4_ R4_];
Cmec4 = [0 0 0 0 0 1 0 0 -R3_ R3_ 0];
Vcs = [zeros(5,14)
zeros(1,5) 1 zeros(1,8)
zeros(4,14)
zeros(4,10) eye(4)];

C = [Cphi_iv zeros(3,26)
zeros(1,4) Cmec4 zeros(1,14)
zeros(14,15) Vcs];
Dphi_iv = [zeros(1,3)
(xDD*conj(xdf))/(conj(xDf)*conj(xdf)-conj(xDD)*conj(xff))-
(xdf*conj(xDD))/(conj(xDf)*conj(xdf)-conj(xDD)*conj(xff)) 0 -
conj(wm)*(conj(xdd)+xdf*((conj(xDD)*conj(xdf))/(conj(xDf)*conj(xdf))-
conj(xDD)*conj(xff))-(conj(xDf)*conj(xdD))/(conj(xDf)*conj(xdf) -
conj(xDD)*conj(xff))) - xD*(conj(xdf)^2/(conj(xDf)*conj(xdf) -
conj(xDD)*conj(xff))-(conj(xdd)*conj(xff))/(conj(xDf)*conj(xdf)-
conj(xDD)*conj(xff))))

```

```

    0 conj(wm)*(conj(xqq)-(xqQ*conj(xqQ))/conj(xQQ)) 0];
D_ = [Dphi_iv zeros(3,5)
      zeros(15,8)];
syms phif phiD phiQ wm
syms Tc1 Tc1_p Tc4 Tc4_p Tc2 Tc3
syms wT wm1 wm2 wm3 wG
syms Ids Iqs Vbusd Vbusq Idc VF Xv Xi IFd IFq ILd ILq VLd VLq
syms vf id iq T4 Tt
syms Vds Vqs Pcpl VFref VF
Gem = [phif; phiD; phiQ; wm];
Tmec = [Tc1; Tc1_p; Tc4; Tc4_p; Tc2; Tc3];
wmec = [wT; wm1; wm2; wm3; wG];
Gcs = [Ids; Iqs; Vbusd; Vbusq; Idc; VF; Xv; Xi; IFd; IFq; ILd; ILq; VLd; VLq];
Uem = [vf; id; iq; T4; Tt];
Ucs = [Pcpl; VFref; VF];
x = [Gem; Tmec; wmec; Gcs];
u = [Uem; Ucs];
F_ = A*x+B*u;
H_ = C*x+D*u;
A_lin = jacobian(F_, x);
B_lin = jacobian(F_, u);
C_lin = jacobian(H_, x);
D_lin = jacobian(H_, u);
% Ido = 0.1; Iqo = 0.01;
% COndition initiales
Gmeo = [1.0223 1.0403 0.047272 1]';
phif = 1.0223; phiD = 1.0403; phiQ = 0.047272 ; wm = 1;
Tmeco = zeros(6,1);
wmeco = zeros(5,1);
Gcso = [Gcgo; Gcro];
id = 11.25 ; iq = 0;
xo = [Gmeo; Tmeco; wmeco; Gcso];
wm = 1;
Aa = eval(A_lin);
Bb = eval(B_lin);
Cc = eval(C_lin);
Dd = eval(D_lin);
% vpAa = eig(Aa);
% disp('vpAa'); disp(vpAa);
% vecteur de commandes
t = 0:0.01:6;
id = IN*sqrt(2)*ones(1,length(t));
iq = IN*sqrt(2)*ones(1,length(t));
% tension d'excitation
vf = Vf*ones(1,length(t));
% vecteur commande generatrice
Ue = [vf; id; iq];
% Tmec4 = Cmec4*[Tmec;wmec];
Tmec4 = 3000;
% T4 = Uem(4:4,1:1)*ones(1,length(t));
T4 = Tmec4*ones(1,length(t));
tm = 2;
% % composite harmonique oscillant côté turbine
% for i = 1:1:length(t)
% if t(i) <= tm
% Tt(i) = Tmec4*sin(56*t(i));
% elseif t(i) > tm
% Tt(i) = Tmec4*sin(14.559*t(i));
% end
% end
% Vecteur de commande uG
% Tgg = Tg*ones(1,length(tm));

```

```

% umec = [Tt;Tgg];
Tt = Ttm*ones(1,length(t));
% Tt = Ttm*ones(1,length(t));
% vecteurs commande convertisseur
VFref = 500*ones(1,length(t));
VF = 180*ones(1,length(t));
Pcpl = Pcpl1*ones(1,length(t));
% Vds = 150e3*ones(1,length(t));
% Vqs = 150e3*ones(1,length(t));
Ucs = [Pcpl; VFref; VF];
ue = [Ue ; T4; Tt; Ucs];
Ts = 0.01;
% système en boucle ouverte
sys_BO = ss(Aa,Bb,Cc,Dd,0);
[y,t,x] = lsim(sys_BO,ue,t);
%%
J=load('y.txt');
J2=load('T1234.txt');
If =J(1:601 ,1);
vd = J(1:601 ,2);
vq = J(1:601 ,3);
t1234 = J2(1:30001 ,1);
T1 = J2(1:30001 ,2);
T2 = J2(1:30001 ,3);
T4 = J(1:601 ,4);
VF = J(1:601 ,10);
Ild = J(1:601 ,15);
Ilq = J(1:601 ,16);
Vld = J(1:601 ,17);
Vlq = J(1:601 ,18);
figure(2)
subplot 311
plot(t, T4/10,'b','linewidth',1.5); hold all;
% plot(t1234, T1234,'r','linewidth',1.5); hold on;
axis([0 4 -25000 40000])
grid on
ylabel('\bf Couple mécanique T_4 = T_m', 'FontSize',10);
subplot 312
plot(t, VF,'b','linewidth',3); hold on;
axis([0 0.5 -5 700])
grid on
ylabel('\bf Tension DC Link V_F (V)', 'FontSize',10);
subplot 313
plot(t, Ild,'b','linewidth',2.5); hold on;
axis([0 0.5 -2.5 2.5])
plot(t, Ilq,'r','linewidth',2.5); hold on;
grid on
ylabel('\bf Courant de Charge [pu]', 'FontSize',10);
xlabel('\bf Temps(s)', 'FontSize',12);
%%
figure(3)
subplot 221
plot(t, T4/10,'b','linewidth',1);
hold all;
grid on
plot(t1234, T1,'r','linewidth',1.5); hold on;
axis([0 3 -1500 4000])
ylabel('\bf Couple mécanique T_1 [N.m]', 'FontSize',10);
subplot 222
plot(t, T4/10,'b','linewidth',1);
hold all;
grid on

```

```

plot(t1234, T2, 'r', 'linewidth', 1.5);
hold on;
grid on
ylabel('\bf Couple mécanique T_2 [N.m]', 'FontSize', 10);
axis([0 3 -1500 4000])
subplot 223
plot(t, T4/10, 'b', 'linewidth', 1); hold all;
grid on
ylabel('\bf Couple mécanique T_3 [N.m]', 'FontSize', 10);
plot(t1234, T1234, 'r', 'linewidth', 1.5); hold on;
axis([0 3 -1500 4000])
xlabel('\bf Temps[Sec]', 'FontSize', 12);
subplot 224
plot(t, T4/10, 'b', 'linewidth', 1); hold all;
grid on
plot(t1234, T1234, 'r', 'linewidth', 1.5); hold on;
ylabel('\bf Couple mécanique T_4 [N.m]', 'FontSize', 10);
axis([0 3 -1500 4000])
xlabel('\bf Temps [Sec]', 'FontSize', 12);
pole(1) = 0.0000e+00 + 0.0000e+00i;
pole(2) = -1.1250e+03 + 4.5647e+06i;
pole(3) = -1.1250e+03 - 4.5647e+06i;
pole(4) = -1.1250e+03 + 4.5640e+06i;
pole(5) = -3.1250e+03 - 4.5640e+06i;
pole(6) = -1.1856e+01 + 5.9166e+04i;
pole(7) = -1.1856e+01 - 5.9166e+04i;
pole(8) = -1.1856e+01 + 5.4139e+04i;
pole(9) = -1.1856e+01 - 5.4139e+04i;
pole(10) = -1.0883e+01 + 9.8980e+03i;
pole(11) = -3.0883e+01 - 9.8980e+03i;
pole(12) = -1.2371e+02 + 2.5133e+03i;
pole(13) = -1.2371e+02 - 2.5133e+03i;
pole(14) = -1.7633e-01 + 3.2568e+03i;
pole(15) = -1.7633e-01 - 3.2568e+03i;
pole(16) = -1.5283e-02 + 9.8715e+02i;
pole(17) = -1.5283e-02 - 9.8715e+02i;
pole(18) = -2.1126e+01 + 0.0000e+00i;
pole(19) = -1.1008e-01 + 0.0000e+00i;
pole(20) = -2.3893e-05 + 1.4559e+01i;
pole(21) = -2.3893e-05 - 1.4559e+01i;
pole(22) = -1.9517e-08 + 0.0000e+00i;
pole(23) = -1.9512e-08 + 0.0000e+00i;
pole(24) = -1.4670e+02 + 3.0855e+02i;
pole(25) = -1.4670e+02 - 3.0855e+02i;
pole(26) = -1.7042e+01 + 7.5998e+01i;
pole(27) = -1.7042e+01 - 7.5998e+01i;
pole(28) = -1.0000e+01 + 0.0000e+00i;
pole(29) = -1.0000e-01 + 0.0000e+00i;
K = place(Aa, Bb, pole);
% matrices d'état en boucle fermée
A_bf = Aa - Bb*K;
B_bf = Bb;
C_bf = Cc - Dd*K;
% système en boucle fermée
sys_bf = ss(A_bf, B_bf, C_bf, 0);
[yk, t, x1] = lsim(sys_bf, ue, t);
J_k = load('yk.txt');
If_k = J_k(1:601, 1);
vd_k = J_k(1:601, 2);
vq_k = J_k(1:601, 3);
T4_k = J_k(1:601, 4);
VF_k = J_k(1:601, 10);

```

```

Ild_k = J_k(1:601 ,15);
Ilq_k = J_k(1:601 ,16);
Vld_k = J_k(1:601 ,17);
Vlq_k = J_k(1:601 ,18);
figure(2)
plot(t, If_k, 'b', 'linewidth',1.5); hold on;
plot(t, vd_k, 'b', 'linewidth',1.5); hold on;
plot(t, vq_k, 'b', 'linewidth',1.5); hold on;
plot(t, T4_k, 'b', 'linewidth',1.5); hold on;
plot(t, VF_k, 'b', 'linewidth',1.5); hold on;
plot(t, Vld_k, 'b', 'linewidth',1.5); hold on;
plot(t, Vlq_k, 'b', 'linewidth',1.5); hold on;

```

Annexe 4.4 Tests de commandabilité et d'observabilité

```

clear ; clc ;
% Execution des calculs - appel du script
Modele_global ;
% Tests de commandabilité
disp('***** COMMANDABILITE *****')
disp(' ');
[Reponse_com_Int,taille_Int,rang_Int] = commandabilite(Aa,Bb);
disp(['Le modèle de conversion est : ', Reponse_com_Int] );
disp(['La taille vs rang est : ',num2str(taille_Int),...
      ' vs ',num2str(rang_Int) ]) ;
disp(' ');
disp('-----');
;
disp(' ');

% Tests d'observabilité
disp('***** OBSERVABILITE *****')
[Reponse_obs_Int,taille_Int,rang_Int] = observabilite(Aa,Cc);
disp(['Le modèle de conversion est : ',Reponse_obs_Int]) ;
disp(['Le rang est : ',num2str(rang_Int)]) ;
disp('-----');
disp(' ');

```

Annexe 5.1 Code Matlab des données pour le modèle simplifié de l'aérogénérateur

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% Modèle simplifié de l'aérogénérateur %
%MV
clear all; clc
format short g
% Lt = 4.18e6; % inertie rotor
Lt = 4.18e6; % inertie rotor
Lg = 93.22; % inertie génératrice
Lm11 = 57.72; % inertie porte-satellites 1
Lm12 = 1.12; % inertie satellite 1
Lm13 = 0.86; % inertie planète 1
Lm21 = Lm11; % inertie porte-satellites 2
Lm22 = Lm12; % inertie satellite 2
Lm23 = Lm13; % inertie planète 2
Lm31 = 0.20; % inertie pignon
Lm32 = 1.62; % inertie roue
% Les raideurs K = 1/C
K1 = 7.19e7; % raideur arbre 1
K2 = 1.40e7; % raideur arbre 2
K3 = 1.40e7; % raideur arbre 3
K4 = 0.15e7; % raideur arbre 4
% les rayons des roues
r12 = 0.160; % rayon du satellite
r13 = 0.110; % rayon de la planète
r1c = r13 + (2*r12); % rayon de la couronne
r22 = r12; % rayon du satellite
r23 = r13; % rayon de la planète
r2c = r1c; % rayon de la couronne
r31 = 0.080; % rayon du pignon
r32 = 0.185; % rayon de la roue
n = 3; % nombre de satellites
m = 57.79; % masse d'un satellite
a = r12+r13; % entraxe
% les rapports de vitesses R = D
R321 = - r31/r32; % rapport entre le pignon et la roue
R223 = - r23/r22; % rapport entre la planète et le satellite
R2c3 = - r23/r2c; % rapport entre le
R123 = R223;
R1c3 = R2c3;
R1_ = (R1c3/(R1c3-1))^2;
R2_ = (R2c3/(R2c3-1))^2;
R3_ = (R123 + ((1-R123)*R1c3)/(R1c3-1))^2;
R4 = (R223 + ((1-R223)*R2c3)/(R2c3-1))^2;
% raideurs équivalentes
K1_ = R321^2*R1_*R2_*K1;
K2_ = R321^2*R2_*K2;
K3_ = R321^2*K3;
C1_ = 1/K1_; C2_ = 1/K2_; C3_ = 1/K3_; C4 = 1/K4;
% inerties équivalentes
Lt_ = R321^2*R1_*R2_*Lt;
Lm1 = R321^2*R2_^2*(Lm13 + n*Lm12*R3_ + (n*m*a^2+Lm11)*R1_);
Lm2 = R321^2*(Lm23 + n*Lm22*R4 + (n*m*a^2+Lm21)*R2_);
Lm3 = Lm31 + R321^2*Lm32;
L1 = (Lm1+Lt_)/(Lm1+Lt_);
L2 = (Lg+Lm3)/(Lg+Lm3);
L1_ = (Lm1*L1+R1_+R2_)/(Lm1*C1_);
L2_ = (Lm3*L2*R4+R3_)/(Lm3*C4);
%%

```

```

params = [Lt_ Lm1 Lm2 Lm3 L1 L2 L1_ L2_ C1_ C2_ C3_ C4 R1_ R2_ R3_ R4 Lg];
%% Matrices d'état
A = [0 1 0 0 0 0 0 0 0 0 0;
     -L1/C1_ 0 0 0 1/(Lm1*C1_) 0 -(L1*R1_)/C1_ L1_ -R2_/(Lm1*C1_) 0 0;
     0 0 0 0 0 0 0 0 0 1/C4 -1/C4;
     0 0 -L2/C4 0 0 1/(Lm3*C4) 0 0 R3_/(Lm3*C4) -L2_ (L2*R4)/C4;
     0 0 0 0 0 0 0 1/C2_ -1/C2_ 0 0;
     0 0 0 0 0 0 0 1/C3_ -1/C3_ 0;
     -1/Lt_ 0 0 0 0 0 -R1_/Lt_ R1_/Lt_ 0 0 0;
     1/Lm1 0 0 0 -1/Lm1 0 R1_/Lm1 -(R1_+R2_)/Lm1 R2_/Lm1 0 0;
     1/Lm2 0 0 0 0 -1/Lm2 0 R2_/Lm2 -(R3_+R2_)/Lm2 R3_/Lm2 0;
     0 0 -1/Lm3 0 0 1/Lm3 0 0 R3_/Lm3 -(R3_+R4)/Lm3 R4/Lm3;
     0 0 1/Lg 0 0 0 0 0 R4/Lg -R4/Lg];
B = [0 0;
     1/(Lt_*C1_) 0;
     0 0;
     0 1/(Lg*C4);
     0 0;
     0 0;
     1/Lt_ 0;
     0 0;
     0 0;
     0 0;
     0 -1/Lg];
C = [1 0 0 0 0 0 -R1_ R1_ 0 0 0
     0 0 0 0 1 0 0 -R2_ R2_ 0 0
     0 0 0 0 0 1 0 0 -R3_ R3_ 0
     0 0 1 0 0 0 0 0 -R4 R4];
Dd = zeros(4,2);

%% Calcul des valeurs propres
EA = eig(A);%valeurs propres
wnatA = imag(EA);
fnA = 2*pi/wnatA;%frequences propres
%%
% Déclaration du vecteur temps
Tt = 13227;
Tg = 1603;
t = 0:0.1:2;
t1 = 0.5;
% Vecteur de commande uT
% Vecteur de commande uT
% for i = 1:1:length(t)
% if t(i) <= t1
% u1(i) = Tt*ones(1,length(t(i)));
% elseif t(i) > t1
% u1(i) = Tt*ones(1,length(t(i)));
% end
% end

for i = 1:1:length(t)
if t(i) <= t1
u1(i) = Tt*ones(1,length(t(i)));
elseif t(i) > t1
u1(i) = Tt*ones(1,length(t(i)));
end
end

% Vecteur de commande uG
u2 = Tt*ones(1,length(t));
% u = [u1;u2];
u = u1;

```

```

plot(t, u)
%%
% pm = load('T1234.txt');
% to = pm(1:30001,1);
% T1o = pm(1:30001 ,2);
% T2o = pm(1:30001 ,3);
% T3o = pm(1:30001 ,4);
% T4o = pm(1:30001 ,5);

% figure(3)
% subplot 221
% plot(to, T1o, 'r', 'linewidth',2)
% hold on
% grid on
% plot(y(:,1),y(:,2), 'b', 'LineWidth', 2.5)
% ylabel('\bf T_1 (Nm)', 'FontSize',12);
% subplot 222
% plot(to, T2o, 'r', 'linewidth',2)
% hold on
% grid on
% plot(y(:,1),y(:,3), 'b', 'LineWidth', 2.5)
% ylabel('\bf T_2 (Nm)', 'FontSize',12);
% subplot 223
% plot(to, T3o, 'r', 'linewidth',2)
% hold on
% grid on
% plot(y(:,1),y(:,4), 'b', 'LineWidth', 2.5)
% ylabel('\bf T_3 (Nm)', 'FontSize',12);
% subplot 224
% plot(to, T4o, 'r', 'linewidth',2)
% hold on
% grid on
% plot(y(:,1),y(:,5), 'b', 'LineWidth', 2.5)
% ylabel('\bf T_4 (Nm)', 'FontSize',12);

% %%
% figure(1)
% subplot(221),
% plot(y2(:,1),y2(:,2), 'b', 'LineWidth', 2.5)
% grid on
% ylabel('T_1 (Nm)', 'FontSize',12);
% subplot(222)
% plot(y2(:,1),y2(:,3), 'b', 'LineWidth', 2.5)
% grid on
% ylabel('T_2 (Nm)', 'FontSize',12);
% subplot(223)
% plot(y2(:,1),y2(:,4), 'b', 'LineWidth', 2.5)
% grid on
% ylabel('T_3 (Nm)', 'FontSize',12);
% xlabel('Temps [Sec]', 'FontSize',12);
% subplot(224)
% plot(y2(:,1),y2(:,5), 'b', 'LineWidth', 2.5)
% grid on
% xlabel('Temps [Sec]', 'FontSize',12);
% ylabel('T_4 (Nm)', 'FontSize',12);

% clc;
% clear all;
f = 60;
p = 64; %Nombre de pôles
wref = 2*pi*f;
wmref = wref/p; %Fréquence, Nombre de pairs de pôles, vitesse de synchronisme

```

```

Sn = 231.60e6;
nd = 1; % nombre d'amortisseurs sur l'axe d
nq = 1; % nombre d'amortisseurs sur l'axe q ou de référence
wn=wref; %Vitesse de rotation nominale, ou de référence
wm0=wn;
D =2;
J = 786;
H = ((1/2)*J*wmref^2)/Sn;

% charge résistive
% rc=1; %Résistance de la charge
% xc=0.3287; %Inductance de la charge

% charge inductive
% rc=0.3243; %Résistance de la charge
% xc=1.7723; %Inductance de la charge

% % charge capacitive
% rc= 1.996; %Résistance de la charge
% xc=- 0.0893; %Inductance de la charge

%%% Définition des paramètres d'une GENERATRICE SYNCHRONE en pu
ra = 0.0203; %Resistance d'armature d'axes d et q
rf = 0.0002; %Resistance au rotor
rD = [0.0027 0]; %Resistance des amortisseurs sur l'axe d
rQ = [0.0129 0]; %Resistance des amortisseurs sur l'axe q
xD = [0.0633 0]; %inductance des amortisseurs ramenées sur l'axe d
xQ = [-0.0583 0]; %inductance des amortisseurs ramenées sur l'axe q
xkf = [-0.000 0]; %
xmd = 0.590; xmq =0.35; %inductance magnétisante ramenée sur les axes d et q
xa = 0.340; %inductance des fuites d'armature d'axes d et q
xf = -0.0357; %inductance rotorique
xD=[xmd+xkf(1) xmd+xkf(1)+xkf(2)];
% Calcul des inductances
xDD=[xD(1)+xD(1) xD(2)+xD(2)];
xd = xmd + xa;
xq = xmq + xa;
xQQ = xmq + xQ;
%Calcul de xff;
xff=xf + xmd;
for i=1:nd
xff = xff+ xkf(i);
end
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%Introduction des conditions
initiales%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% vf0=5.4075e-004;
% Charge résistive
% vf0=3.389830508474577e-04;
% I0 = [ -1.3315 1.245 4.7162 0 0]'; %Courant Initiaux
% Charge inductive
vf0=3.389830508474577e-04;
I0 = [-1.3316 1.2454 4.7163 0 0]';
% I0= [0 0 0 0 0]';
%Conditions initiales.
xn0=I0;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%Définition des matrices à utiliser pour le modèle non saturé%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%.
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% Sous matrices de Xr

```

```

Xrd=[xff xfd; xfd(1) xDD(1) xfd(2);xfD(2) xfd(2) xDD(2)]; Xrq=[xQQ(1) xmq;xmq
xQQ(2)];
Xr1=[Xrd zeros(size(Xrd,1), size(Xrq,2)); zeros(size(Xrq,1), size(Xrd,2)) Xrq];
Xr11=Xr1(1:nd+1, 1:nd+1); Xr22=Xr1(4:3+nq, 4:3+nq);
%Matrice Xrr
Xr = [Xr11 zeros(size(Xr11,1),size(Xr22,2));zeros(size(Xr22,1),size(Xr11,2))
Xr22];
%Matrice Xsr
Xsr=[xmd*ones(1,nd+1) zeros(1,nq); zeros(1,nd+1) xmq*ones(1,nq)];
%Matrice des résistances
Rr = diag([rf rD(1:nd) rQ(1:nq)]); %Résistances au rotor
Rs = diag([ra ra]); %Résistances au stator
crm=size(Rr);
Xs = diag([xd xq]); %Inductances
Rm=[-Rs zeros(2,crm(2));zeros(crm(1),2) Rr]; %Matrice des résistances
%Matrice finale des inductances
Xm = [-Xs Xsr; -Xsr' Xr];
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% Définition des matrices fixes du système Saturé et non (Simulink)
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
N3=[0 ;0 ;1 ;zeros(2,1)];
E = [0 -1; 1 0];
flux0=Xm*I0;
Te0=(flux0(1)*I0(2))-(flux0(2)*I0(1));
Tm0 = Te0+D*wm0;

alphaVt = 0.50126;
lamda0 = alphaVt;
xn0 = [I0; wm0; lamda0];
%Facteur de Saturation
Delta=xmd/xmq;
% Définition des éléments à utiliser ds simulink
Gen=[nd; nq ;xf ;xmd; xmq ;xa; Delta; wn; H; D];
Xind=[xq; xd];
t = 2;

%%
%excitation et son regulateur
KR = 1; KF = 10; KE = 1; KG = 2948; KA = 17.8; %KA =1.8;
% constante de temps
TR = 0.0001; TF = 0.1; TA = 0.0001; TE = 1.2; TG = 7.87;
SE = 0;
% fonctions de transfert
s = tf('s');
GR = KR/(1+s*TR);
GF = s*KF/(1+s*TF);
GA = 1/(1+s*TA);
GE = 1/(KE+s*TE);
GG = KG/(1+s*TG);
% Boucle interne
GAES = GA*GE/(1+GF*GA*GE);
% fonction de transfert en boucle ouverte
GBo = GAES*GG*GR;
GBf = GAES*GG*KA/(1+GAES*GG*GR*KA);
% Graphiques
figure(1)
step(GBf);
axis([0 4 0 1.5])
grid on;
% tracé de la position des pôles
figure(2)
rlocus(GBo); grid on;

```

```

%Modèle Matrice du modèle d'état.
KC=KF; TC=TF; fSE=SE;
% Boucle fermée
Abf=[-1/TA -(KA*KC)/(TA*TC) 0 KA/(TA*TC) -KA/TA
1/TE -(KE+fSE)/TE 0 0 0
0 KG/TG -1/TG 0 0
0 KC/TC 0 -1/TC 0
0 0 KR/TR 0 -1/TR];
Bbf=[KA/TA; 0; 0; 0; 0];
Cbf=eye(5); Dbf=zeros(5,1);
sys = ss(Abf,Bbf,Cbf,Dbf);

step(sys(1,:));
figure(3)
subplot 211
step(sys(2,:));
subplot 212
step(sys(3,:));
step(sys(4,:));
step(sys(5,:));

% Boucle fermée
Abo=[-1/TA -(KA*KC)/(TA*TC) 0 KA/(TA*TC)
1/TE -(KE+fSE)/TE 0 0
0 KG/TG -1/TG 0
0 KC/TC -1/TC 0];
Bbo=[KA/TA; 0; 0; 0];
Cbo=eye(4); Dbo=zeros(4,1);
syso = ss(Abo,Bbo,Cbo,Dbo);

X0r=[0;0;1;0;0];
% X0ro=[0;0;1;0];

% % Boucle fermée
% Abf=[-1/TA -(KA*KC)/(TA*TC) KA/(TA*TC) -KA/TA
% 1/TE -(KE+fSE)/TE 0 0
% 0 KC/TC -1/TC 0
% 0 0 0 -1/TR];
% Bbf=[KA/TA 0; 0 0; 0 0; 0 KR/TR];
% Cbf=eye(4); Dbf=zeros(4,2);
% eig(Abf)

figure(7)
subplot(211),
plot(gi(:,1),gi(:,2),'r', 'LineWidth', 2.5)
grid on
ylabel('Courant i_a [pu]', 'FontSize',12);
subplot(212)
plot(gv(:,1),gv(:,2),'b', 'LineWidth', 2.5)
grid on
ylabel('Tension v_a [pu]', 'FontSize',14);
xlabel('Temps (s)', 'FontSize',14);

% %régulé
% ts = gi(1:250001,1);
% ia = gi(1:250001,2);
% va = gv(1:250001,2);
% reg_iv = [ts ia va];
% %non régulé
% tsn = gi(1:250001,1);
% ian = gi(1:250001,2);
% van = gv(1:250001,2);

```

```

% nreg_iv = [tsn ian van];
%
% %régulé
% iv_r = load('giv_r.txt');
% ts = iv_r(1:250001 ,1);
% ia = iv_r(1:250001 ,2);
% va = iv_r(1:250001 ,3);
%
% %non régulé
% iv = load('giv.txt');
% tsn = iv(1:250001 ,1);
% ian = iv(1:250001 ,2);
% van = iv(1:250001 ,3);
%
% %non régulé
% tsn = gi(1:250001,1);
% IF = gi(1:250001,5)/10;
% vT = gv(1:250001,7)/50;
% nreg_VTIF = [tsn IF vT];
%
% % charge résistive
% vTiF = load('gVtIf.txt');
% tsn = vTiF(1:250001,1);
% IF = vTiF(1:250001 ,2)/10;
% VT = vTiF(1:250001 ,3);

figure(8)
subplot 211
plot(tsn, IF, 'r', 'linewidth',2)
hold on
grid on
plot(gi(:,1),gi(:,5), 'b', 'LineWidth', 2.5)
ylabel('\bf Courant de champ i_F (pu)', 'FontSize',12);
subplot 212
plot(tsn, VT, 'r', 'linewidth',3)
hold on
grid on
plot(gv(:,1),gv(:,7), 'b', 'LineWidth', 2.5)
ylabel('\bf Tension Terminale V_t [pu]', 'FontSize',10);
xlabel('\bf Temps(s)', 'FontSize',10);

% charge inductive
tsn = gi(1:250001,1);
IF = gi(1:250001,5)/10;
vT = gv(1:250001,7)/50;
nreg_VTIF = [tsn IF vT];

vTiF = load('gVtIflr.txt');
tsn = vTiF(1:250001,1);
IF = vTiF(1:250001 ,2)/10;
VT = vTiF(1:250001 ,3);

figure(8)
subplot 211
plot(tsn, IF, 'r', 'linewidth',2)
hold on
grid on
plot(gi(:,1),gi(:,5), 'b', 'LineWidth', 2.5)
ylabel('\bf Courant de champ i_F (pu)', 'FontSize',12);
subplot 212
plot(tsn, VT, 'r', 'linewidth',3)
hold on

```

```

grid on
plot(gv(:,1),gv(:,7),'b', 'LineWidth', 2.5)
ylabel('\bf Tension Terminale V_t [pu]', 'FontSize',10);
xlabel('\bf Temps(s)', 'FontSize',10);

%%
% charge capacitive
tsn = gi(1:250001,1);
IF = gi(1:250001,5)/10;
vT = gv(1:250001,7)/50;
nreg_VTIF = [tsn IF vT];

vTiF = load('gVtIfrc.txt');
tsn = vTiF(1:250001,1);
IF = vTiF(1:250001 ,2)/12;
VT = vTiF(1:250001 ,3);

figure(8)
subplot 211
plot(tsn, IF,'r','linewidth',2)
hold on
grid on
plot(gi(:,1),gi(:,5),'b', 'LineWidth', 2.5)
ylabel('\bf Courant de champ i_F (pu)', 'FontSize',12);
subplot 212
plot(tsn, VT,'r','linewidth',3)
hold on
grid on
plot(gv(:,1),gv(:,7),'b', 'LineWidth', 2.5)
ylabel('\bf Tension Terminale V_t [pu]', 'FontSize',10);
xlabel('\bf Temps(s)', 'FontSize',10);

figure(12)
subplot 211
% plot(tsn, ian,'r','linewidth',2)
hold on
grid on
plot(gi(:,1),gi(:,2),'r', 'LineWidth', 2.5)
ylabel('\bf Courant i_a [pu]', 'FontSize',12);
subplot 212
% plot(tsn, van,'r','linewidth',3)
hold on
grid on
plot(gv(:,1),gv(:,2),'b', 'LineWidth', 2.5)
ylabel('\bf Tension v_a [pu]', 'FontSize',10);
xlabel('\bf Temps(s)', 'FontSize',10);

%%
% %%
figure(4)
subplot(311),
plot(gi(:,1),gi(:,2),'b', 'LineWidth', 2.0)
grid on
ylabel('Courant i_a [pu]', 'FontSize',12);
subplot(312)
plot(gi(:,1),gi(:,3),'r', 'LineWidth', 2.0)
grid on
ylabel('Courant i_b [pu]', 'FontSize',12);
subplot(313)
% figure(2)
plot(gi(:,1),gi(:,4),'k', 'LineWidth', 2.0)

```

```

grid on
ylabel('Courant i_c [pu]', 'FontSize',12);
xlabel('Temps (s)', 'FontSize',12);

plot(gi(:,1),gi(:,2),'b', 'LineWidth', 2.0)
grid on
ylabel('Courant i_c [pu]', 'FontSize',12);

figure(6)
% subplot(311)
plot(gi(:,1),gi(:,5),'b', 'LineWidth', 2.5)
grid on
ylabel('Courant de champ i_F (pu)', 'FontSize',12);
xlabel('Temps (s)', 'FontSize',14);

subplot(211)
plot(gi(:,1),gi(:,6),'b', 'LineWidth', 2.5)
grid on
ylabel(' Courant i_d (pu)', 'FontSize',12);
subplot(212)
plot(gi(:,1),gi(:,7),'b', 'LineWidth', 2.5)
grid on
ylabel('Courant i_q (pu)', 'FontSize',12);
xlabel('Temps (s)', 'FontSize',12);

figure(5)
subplot(311),
plot(gv(:,1),gv(:,2),'b', 'LineWidth', 2.5)
grid on
ylabel('Tension v_a [pu]', 'FontSize',14);
subplot(312)
plot(gv(:,1),gv(:,3),'r', 'LineWidth', 2.5)
grid on
ylabel('Tension v_b [pu]', 'FontSize',14);
subplot(313)
% figure(2)
plot(gv(:,1),gv(:,4),'k', 'LineWidth', 2.5)
grid on
ylabel('Tension v_c [pu]', 'FontSize',14);
xlabel('Temps (s)', 'FontSize',14);

% subplot(611),
% plot(gv(:,1),gv(:,2),'b', 'LineWidth', 2.5)
% grid on
% ylabel('v_a (pu)', 'FontSize',12);
% subplot(612)
% plot(gv(:,1),gv(:,3),'b', 'LineWidth', 2.5)
% grid on
% ylabel('v_b (pu)', 'FontSize',12);
% subplot(613)
% plot(gv(:,1),gv(:,4),'b', 'LineWidth', 2.5)
% grid on
% ylabel('v_c (pu)', 'FontSize',12);

figure(7)
subplot(614)
plot(gv(:,1),gv(:,5),'b', 'LineWidth', 2.5)
ylabel('Tension v_d (pu)', 'FontSize',12);
grid on
subplot(615)

```

```

plot(gv(:,1),gv(:,6),'r', 'LineWidth', 2.5)
grid on
ylabel('Tension v_q (pu)', 'FontSize',12);

figure(6)
% subplot(211)
plot(gi(:,1),gi(:,5),'b', 'LineWidth', 2.5)
grid on
ylabel('Courant de champ I_F (pu)', 'FontSize',12);
subplot(212)
plot(gv(:,1),gv(:,7),'b', 'LineWidth', 2.5)
grid on
ylabel('Tension v_t (pu)', 'FontSize',12);
xlabel('Temps (sec)', 'FontSize',12);

subplot(211),
plot(gi(:,1),gi(:,2),'b', 'LineWidth', 2.0)
grid on
ylabel('Courant i_a [pu]', 'FontSize',12);
subplot 212
plot(gv(:,1),gv(:,2),'b', 'LineWidth', 2.5)
grid on
ylabel('Tension v_a [pu]', 'FontSize',14);

%%
figure(3)
subplot(321),
plot(gv(:,1),gv(:,2),'k', 'LineWidth', 2.5)
hold all
plot(gv(:,1),gv(:,3),'m', 'LineWidth', 2.5)
plot(gv(:,1),gv(:,4),'b', 'LineWidth', 2.5)
axis([0.45 0.55 -1.5 1.5])
grid on
ylabel('\bf Tension v_a_b_c [pu]', 'FontSize',11);
subplot(322),
plot(y5(:,1),y5(:,5),'r', 'LineWidth', 2.0)
axis([0.4995 0.503 -100 9300])
grid on
ylabel('\bf Couple T_e_m [Nm]', 'FontSize',10);
subplot(323),
plot(y2(:,1),y2(:,2),'b', 'LineWidth', 3)
axis([0 2 -100 2000])
grid on
ylabel('\bf T_1 (Nm)', 'FontSize',12);
subplot(324)
plot(y2(:,1),y2(:,3),'b', 'LineWidth', 3)
axis([0 2 -100 2000])
grid on
ylabel('\bf T_2 (Nm)', 'FontSize',12);
subplot(325)
plot(y2(:,1),y2(:,4),'b', 'LineWidth', 3)
axis([0 2 -100 2000])
grid on
ylabel('\bf T_3 (Nm)', 'FontSize',12);
xlabel('\bf Temps [Sec]', 'FontSize',11);
subplot(326)
plot(y2(:,1),y2(:,5),'b', 'LineWidth', 3)
axis([0 2 -100 2000])
grid on
xlabel('\bf Temps [Sec]', 'FontSize',12);
ylabel('\bf T_4 (Nm)', 'FontSize',11);

```

```

%%
tsn = y2(1:285715,1);
Temr = y5(1:285715,5);
Tmr = y2(1:285715,5);
resist1 = [tsn Temr Tmr];

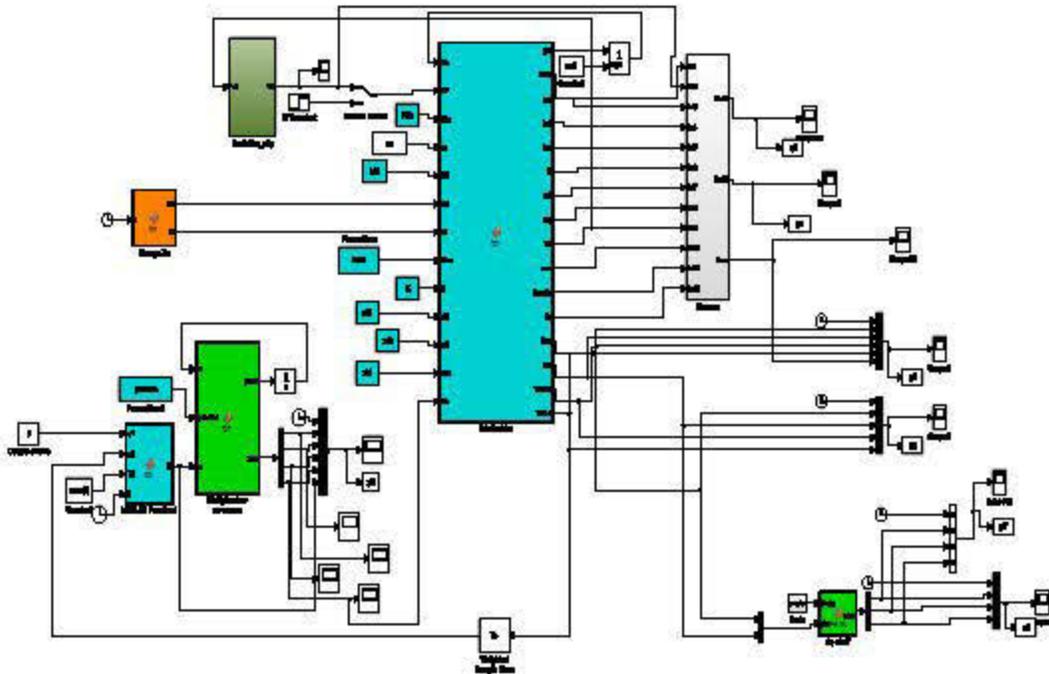
% charge résistive
resis = load('resist1.txt');
tsn = resis(1:285715,1);
Temr = resis(1:285715 ,2);
Tmr = resis(1:285715 ,3);

figure(8)
subplot 211
plot(tsn, Temr, 'r', 'linewidth',2)
hold on
grid on
ylabel('\bf Couple Tem i_F (pu)', 'FontSize',12);
subplot 212
plot(tsn, Tmr, 'r', 'linewidth',3)
hold on
grid on
ylabel('\bf Couple mecanique T_1_2_2_4 [pu]', 'FontSize',10);
xlabel('\bf Temps (s)', 'FontSize',10);

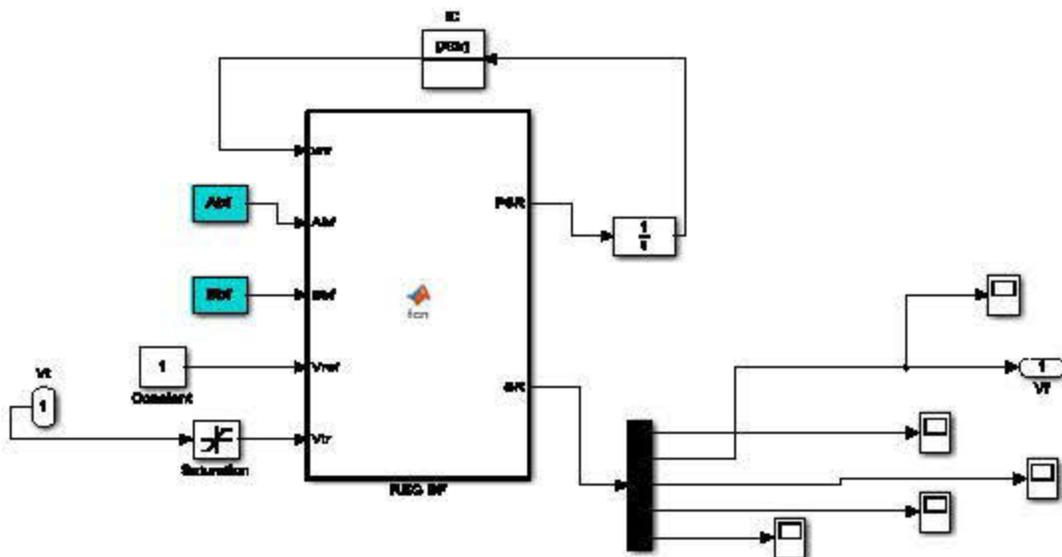
%%
figure(11)
subplot(312),
plot(y6(:,1),y6(:,2),'b', 'LineWidth', 2.0)
grid on
ylabel('Courant I_t [pu]', 'FontSize',12);
subplot(313),
plot(y5(:,1),y5(:,5),'b', 'LineWidth', 2.0)
grid on
ylabel('Couple T_t [Nm]', 'FontSize',12);
subplot(311),
plot(gv(:,1),gv(:,7),'b', 'LineWidth', 2.5)
grid on
ylabel('Tension v_t (pu)', 'FontSize',12);
xlabel('Temps (s)', 'FontSize',12);

```

Annexe 5.2 Modèle Simulink du modèle simplifié pour une charge résistive.



Annexe 5.3 Modèle Simulink de l'excitatrice régulé.



Annexe 5.4 Fonction Matlab de la génératrice (modèle électromecanique).

```

function [px, flux, yg, isd, isq, If, vd, vq, Vt, wm, lamda, Te, Itm, Itc, Temm, Temc] =
fcn(xn, Vf, Rm, ra, N3, xc, rc, Gen, E, xD, xQ, xkf, T4)
%#codegen
nd=Gen(1);
nq=Gen(2);
xf=Gen(3);
xmd=Gen(4);
xmq=Gen(5);
xa=Gen(6);
Delta=Gen(7);
wn=Gen(8);
H=Gen(9);
D=Gen(10);

K=xn(1:3+nd+nq);
isd= xn(1)+xn(4)+xn(3);
isq=-xn(2)+xn(5);
wm = xn(6);
lamda = xn(7);

phimd=xmd*isd; phimq=xmq*isq;
Im=sqrt(isd^2+(isq^2/Delta));
phim=sqrt(phimd^2+(Delta*phimq^2));
xmDs=phim/Im; xmqs=xmDs/Delta;
%Calcul des inductances
xfD=[xmd+xkf(1) xmd+xkf(1)+xkf(2)];
xDD=[xfD(1)+xD(1) xfD(2)+xD(2)];
xd = xmDs + xa;
xq = xmqs + xa;
xQQ = xmqs + xQ;
%Calcul de xff;
xff=xf + xmDs;
for i=1:nd
xff = xff+ xkf(i);
end
Xs = diag([xd xq]);
%Définition des matrices à utiliser.
%Sous matrices de Xr
Xrd=[xff xfD; xfD(1) xDD(1) xfD(2);xfD(2) xfD(2) xDD(2)]; Xrq=[xQQ(1) xmqs;xmqs
xQQ(2)];
Xr1=[Xrd zeros(size(Xrd,1), size(Xrq,2)); zeros(size(Xrq,1), size(Xrd,2)) Xrq];
Xr11=Xr1(1:2, 1:2); Xr22=Xr1(4:4, 4:4);
%Matrice Xrr
Xr = [Xr11 zeros(size(Xr11,1),size(Xr22,2));zeros(size(Xr22,1),size(Xr11,2))
Xr22];
Xsr=[xmDs*ones(1,2) zeros(1,1); zeros(1,2) xmqs*ones(1,1)];
Xm = [-Xs Xsr; -Xsr' Xr];
flux=Xm*K;
% Te =T4-2*H*px(6)-D*xn(6);
Te =(flux(1)*K(2))-(flux(2)*K(1));
% wm=omega;
%définition de la charge
Rc=diag([rc rc]); Xc=diag([xc xc]);
N2=[(1/wn)*Xc zeros(2,1+2);zeros(1+2,2) zeros(1+2,1+2)];
N1=[Rc+wm*E*Xc zeros(2,3);zeros(3,2) zeros(3,3)];
W = wm*[E zeros(2,3); zeros(3,2) zeros(3,3)];
% AP1=((1/wn)*Xm);

```

```

%
% AP2=N2-AP1;
Ac=((N2-(1/wn)*Xm)^-1)*(Rm+(W*Xm)-N1);
Bc=-(N2-(1/wn)*Xm)^-1*N3;
T2=(1/wn)*[-xd 0 xmd*ones(1,1+1) zeros(1,1); 0 -ra zeros(1,1+1) xmq*ones(1,1)];
%Matrice de commande du modèle d'état en courant
J2=T2*Bc;
T1=[-ra wm*xq zeros(1,1+1) -wm*xmq*ones(1,1); -wm*xd -ra wm*xmd*ones(1,1+1)
zeros(1,1)];
J1=T1+(T2*Ac);
Cc=[eye(3) zeros(3,2);J1]; Dc=[zeros(3,1);J2];
%partie mecanique
Aem = [Ac zeros(5,2); zeros(1,5) -D/2*H zeros(1,1); zeros(1,5) wn zeros(1,1)];
Bem = [Bc zeros(5,2); zeros(1,1) 1/2*H Te/2/H; zeros(1,2) wn];
Cem = [Cc zeros(5,2); zeros(2,5) eye(2)];
Dem=[Dc zeros(5,2);zeros(2,3)];

% Définition des matrices du système global%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
px = Aem*xn+Bem*[Vf;T4;1];
yg = Cem*xn+Dem*[Vf;T4;1];

isd = Cem(1,1:7)*xn + Dem(1,1:3)*[Vf;T4;1] ;
isq = Cem(2,1:7)*xn + Dem(2,1:3)*[Vf;T4;1] ;
If = Cem(3,1:7)*xn + Dem(3,1:3)*[Vf;T4;1] ;
vd = Cem(4,1:7)*xn + Dem(4,1:3)*[Vf;T4;1] ;
vq = Cem(5,1:7)*xn + Dem(5,1:3)*[Vf;T4;1] ;
wm = Cem(6,1:7)*xn + Dem(6,1:3)*[Vf;T4;1] ;
lamda = Cem(7,1:7)*xn + Dem(7,1:3)*[Vf;T4;1] ;
Vt = sqrt(vd^2 + vq^2);
%Courant It
Itm=sqrt(xn(1)^2+xn(2)^2);
Itc = sqrt(isd^2 + isq^2);
%Puissance
tangphi=(xc/rc);
phi=atan(tangphi);
Temc=Vt*Itc*cos(phi);
Temm=Vt*Itm*cos(phi);
%flux(2)*xn(1)-flux(1)*xn(2);

```