

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



Ecole Nationale Polytechnique
Département d'Automatique
Laboratoire de Commande des Processus



Thèse de Doctorat en Sciences

Présentée par :

LEGUEBEDJ Farid

Magister en Electrotechnique E.N.P.

Pour l'obtention du titre de

Docteur en sciences en Génie Electrique

Spécialité : Automatique

Thème

Contribution à l'identification paramétrique des machines synchrones à base d'essais fréquentiels et étude de l'impact des structures de modèles sur le régime transitoire

Président :	MAHMOUDI, M. Oulhadj	Prof. à l'ENP
Rapporteur :	BOUKHETALA Djamel	Prof. à l'ENP
Examineurs :	BOUDJEMA Fares	Prof. à l'ENP
	BENMANSOUR Khelifa	Prof. à l'ESDAT
	RADJEAI Hammoud	Prof. à l'USETIF
	RAHMANI Lazhar	Prof. à l'USETIF
Invité :	TADJINE Mohamed	Prof. à l'ENP

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



Ecole Nationale Polytechnique
Département d'Automatique
Laboratoire de Commande des Processus



Thèse de Doctorat en Sciences

Présentée par :

LEGUEBEDJ Farid

Magister en Electrotechnique E.N.P.

Pour l'obtention du titre de

Docteur en sciences en Génie Electrique

Spécialité : Automatique

Thème

Contribution à l'identification paramétrique des machines synchrones à base d'essais fréquentiels et étude de l'impact des structures de modèles sur le régime transitoire

Président :	MAHMOUDI, M. Oulhadj	Prof. à l'ENP
Rapporteur :	BOUKHETALA Djamel	Prof. à l'ENP
Examineurs :	BOUDJEMA Fares	Prof. à l'ENP
	BENMANSOUR Khelifa	Prof. à l'ESDAT
	RADJEAJ Hammoud	Prof. à l'USETIF
	RAHMANI Lazhar	Prof. à l'USETIF
Invité :	TADJINE Mohamed	Prof. à l'ENP

ملخص :

يركز العمل المنجز في إطار هذه الأطروحة على تحديد وسائط الآلة المتزامنة ذات الأقطاب البارزة باستطاعة 277.8 MVA وجهد 16.5 KV . في المرحلة الأولى ، نقدم طريقة تحليلية تعتمد على تطبيق النظرية القياسية للأنظمة الخطية ، أولاً لاستخراج الأقطاب والأصفار في الاستجابة الترددية وثانياً لتحديد عدد الأقطاب لنموذج الآلة . تنقسم العملية بشكل طبيعي إلى قسمين ؛ استخلاص الثوابت الزمنية لاستجابة التردد وتحديد وسائط الدائرة المكافئة انطلاقاً من هذه الثوابت الزمنية. للحصول على تحديد أكثر دقة للوسائط ، قمنا بعد ذلك بتطوير طريقة تعتمد على التفاضل بين وسائط التردد والميل. تطبيق آخر مثير للاهتمام يعتمد على تغير التردد المركزي F_{ce} والوسيط β لتحسين ثوابت الزمن مع اختبارات بدون ضوضاء القياس والاختبارات الصاخبة. تُظهر السهولة التي تتكيف بها هذه الطريقة مع أنماط النماذج ذات الترتيب الأعلى والطبيعة المتسلسلة للعملية ، التي تعمل من أقل تردد إلى أعلى تردد في استجابة التردد ، المزايا الجوهرية لهذه التقنية. في النهاية قمنا بتطوير دراسة مفصلة حول تأثير هياكل نماذج $SSFR1$, $SSFR2$, $SSFR3$ و $SSFR4$ على الحالات العابرة وخاصة الاستقرار الديناميكي. تظهر نتائج المحاكاة أن طرازي $SSFR3$ و $SSFR4$ يمثلان الأداء الصحيح للآلة المتزامنة.

الكلمات المفتاحية: الآلة المتزامنة ، اختبارات استجابة التردد الساكنة ($SSFR$) ، الدائرة المكافئة ، تحديد الوسائط.

Abstract

The work carried out within the framework of this thesis focused on the parametric identification by the frequency method of a salient pole synchronous machine with a power of 277.8 MVA and a voltage of 16.5 KV . In a first phase we present an analytical method based on the application of the standard theory of linear systems, on the one hand to extract the values of the poles and zeros from the frequency response and on the other hand to determine the order of the model required to model the machine accurately. The approach naturally breaks down into two parts; the extraction of the time constants of the frequency response, and the determination of the parameters of the equivalent circuit from these time constants. For a more precise determination of the parameters, we subsequently developed a method based on the differentiation of the frequency and modulus parameters. Another interesting application based on the variation of the central frequency F_{ce} and a certain parameter β for the optimization of time constants with tests without measurement noise and noisy tests. The simplicity of this method makes it possible to identify higher order models by scanning the spectrum of the frequency response from low frequency to high frequency. We then made a detailed study on the impact of the structures of $SSFR1$, $SSFR2$, $SSFR3$ and $SSFR4$ models on the transient states and in particular the dynamic stability. The simulation results show that the $SSFR3$ and $SSFR4$ models best describe the dynamic characteristics of the synchronous machine.

Keywords: Synchronous machine, standstill frequency responses tests ($SSFR$), equivalent circuit, parameter identification

Résumé :

Les travaux réalisés dans le cadre de cette thèse ont porté sur l'identification paramétrique par la méthode fréquentielle d'une machine synchrone à pôles saillants de puissance 277.8 MVA de tension 16.5 KV . Dans une première phase nous présentons une méthode analytique basée sur l'application de la théorie standard des systèmes linéaires, d'un part pour extraire les valeurs des pôles et des zéros à partir de la réponse fréquentielle et d'autre part pour déterminer l'ordre du modèle requis pour modéliser la machine avec précision. L'approche se décompose tout naturellement en deux parties ; l'extraction des constantes de temps de la réponse en fréquence, et la détermination des paramètres du circuit équivalent à partir de ces constantes de temps. Pour une détermination plus précise des paramètres, nous avons, par la suite, développé une méthode basée sur la différenciation des paramètres fréquence et module. Une autre application intéressante basée sur la variation de la fréquence centrale F_{ce} et un certain paramètre β pour l'optimisation des constantes de temps avec tests sans bruit de mesure et tests bruités. La simplicité de cette méthode permet d'identifier des modèles d'ordres supérieurs en balayant le spectre de la réponse fréquentielle de la basse fréquence à la haute fréquence. Nous avons, ensuite fait une étude détaillée sur l'impact des structures de modèles $SSFR1$, $SSFR2$, $SSFR3$ et $SSFR4$ sur les régimes transitoires et en particulier la stabilité dynamique. Les résultats de simulation montrent que les modèles $SSFR3$ et $SSFR4$ décrivent le mieux les caractéristiques dynamiques de la machine synchrone.

Mots clés : Machine synchrone, tests de réponses en fréquence à l'arrêt ($SSFR$), circuit équivalent, identification des paramètres.

Remerciements

La thèse de doctorat représente un travail qui s'inscrit dans le temps. De nombreuses personnes se retrouvent ainsi mêlées de près ou de loin pour sa concrétisation, entre le doctorant et son doctorat. Ce sont ces personnes qui m'ont permis de faire aboutir aujourd'hui ma thèse que j'aimerais mettre en avant dans mes remerciements.

*Je commencerai par remercier très chaleureusement mon directeur de thèse le Professeur **Djamal BOUKHETALA** de l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger pour son soutien continu, sa disponibilité, ses conseils et pour la confiance qu'il m'a toujours témoignée tout au long de cette thèse*

*Mes sincères remerciements aussi à Messieurs les membres du jury de soutenance : **M. Oolhadj. MAHMOUDI**, Prof. à l'ENP d'Alger, qui nous a fait l'honneur de présider notre jury; **Fares BOUDJEMA** et **Mohamed. TADJINE**, Profs. à l'ENP d'Alger, qui n'ont pas hésité à faire partie du jury; **Khelifa BENMANSOUR**, Prof. à l'ESDAT de Reghaia. qui a aimablement accepté notre invitation pour évaluer nos travaux; **Hammoud RADJIAI** et **Lazhar RAHMANI**, Profs. à l'U. FERHAT ABBAS, de Sétif, pour avoir accepté de participer au jury de cette thèse.*

*Un grand MERCI à mon ami et collègue Monsieur **Ali AMMICHE**, enseignant au département de génie Mécanique à l'ENP, pour leur aide et leur entière disponibilité dans le coté numérique.*

*Je remercie également, Monsieur **Madjid TEGUAR**, prof. à l'ENP d'Alger, pour son aide et ses encouragements.*

Je tiens à remercier mes collègues du Département MRIE de l'ENP et toutes personnes qui ont participé de près ou de loin à la réalisation de ma thèse.

Au terme de ce parcours, je remercie celles et ceux qui me sont chers. Leurs attentions et encouragements m'ont accompagnée tout au long de ces années. Je suis redevable à mes parents, à ma femme et à mes enfants pour leur soutien moral et leur confiance indéfectible dans mes choix.

Table des matières

Résumé	
Liste des symboles	
Liste des Figures	
Liste des Tableaux	
Introduction Générale.....	14
Chapitre 1 Modélisation et Description des Machines Synchrones	
I.1 Introduction.....	18
I.2 Définition du modèle de référence.....	18
I.3 Calcul des coefficients de la matrice constitutive.....	19
I.3.1 Inductances propres statoriques.....	19
I.3.2 Inductances mutuelles statoriques.....	21
I.3.3 Inductances propres rotoriques.....	21
I.3.4 Inductances mutuelles rotoriques.....	22
I.3.5 Inductances mutuelles stator-rotor.....	25
I.4 Equations de tension dans les variables de la machine.....	26
I.5 Changement de variables.....	27
I.6 Transformation de park.....	29
I.6.1 Equations de tension dans les variables du référentiel rotorique.....	31
I.6.2 Equations du flux dans les variables du référentiel rotorique.....	32
I.6.3 Equations de tension et du flux en termes de réactances.....	33
I.6.4 Equations de puissance dans les variables du référentiel rotorique.....	34
I.6.5 Equation du couple dans les variables du référentiel rotor.....	35
I.7 Système per-unit.....	35
I.8 Equations de tension en per-unit.....	37
I.9 Schémas équivalents des machines synchrones.....	39
I.9.1 Schéma équivalent selon l'axe q.....	39
I.9.2 Schéma équivalent selon l'axe d.....	40
I.10 Conclusion.....	41
Chapitre II Identification des modèles des machines synchrones par la méthode fréquentielle (méthode de différenciation)	
II.1 Introduction.....	43
II.2 Paramètres opérationnels.....	43
II.3 Tests de réponse en fréquence à l'arrêt (SSFR).....	46
II.4 Structure paramétrique des modèles de la machine synchrone.....	46
II.4.1 Analyse de modèles de la machines synchrone.....	46
II.4.1.1 Modèle de premier ordre (SSFR1).....	47
II.4.1.2 Modèle de deuxième ordre (SSFR2).....	48
II.4.1.3 Modèle de troisième ordre (SSFR3).....	49
II.4.1.4 Modèle de quatrième ordre (SSFR4).....	50
II.5 Essais expérimentaux sur un générateur de production.....	50
II.6 Inductance opérationnelle.....	52
II.7 Sensibilité à la résistance du stator.....	52
II.8 Détermination des constantes de temps.....	52
II.8.1 Techniques numériques d'ajustement de courbe.....	53
II.8.2 Approche analytique.....	53
II.9 Optimisation des constantes de temps.....	54
II.10 Amélioration des constantes de temps par différenciation.....	52
II.10.1 Configuration des données pour l'amélioration.....	59

II.10.2 Calcul de la réponse en fréquence.....	61
II.10.3 Détermination de la pente.....	63
II.10.4 Détermination des constantes de temps améliorées.....	64
II.10.5 Comparaison des résultats.....	65
II.11 Paramètres des circuits équivalents.....	66
II.11.1 Méthode standard.....	67
II.11.2 Méthodes numériques.....	68
II.11.3 Méthode analytique.....	69
II.11.4 Résultats et validations.....	73
II.12 Conclusion.....	75
Chapitre III Identification des modèles des machines synchrones par la méthode fréquentielle (Variation des paramètres F_{ce} et β)	
III.1 Introduction.....	77
III.2 Optimisation par variation de β et F_{ce}	77
III.2. 1 Calcul des constantes de temps optimales.....	78
III.2. 2 Configuration des données pour l'optimisation.....	79
III.3 Estimation des constantes de temps optimales.....	82
III.4 Comparaison des constantes de temps optimales a partir de residu.....	86
III.4. 1 Résultats de la mise en œuvre.....	86
III.4. 2 Variation de la plage de F_{ce} et β	86
III.4. 3 Nombre de cycles d'optimisation.....	89
III.4. 4 Nombre d'itérations du processus global.....	92
III.5 Données sur le bruit.....	96
III.6 Signal du bruit.....	97
III.7 Conclusion.....	100
Chapitre IV Impact des structures de modèles sur le régime transitoire	
IV.1 Introduction.....	102
IV.2 Caractéristiques fréquentielles.....	103
IV.3 L'effet des modèles sur le comportement de la machine synchrone.....	103
IV.3.1 Simulation de court circuit triphasé brusque.....	103
IV.3.2 Stabilité dynamique (Simulation des transitoires en variation de tension.....	107
IV.3.3 Simulation des transitoires en variation de fréquence.....	112
IV.3.4 Simulation du transitoire avec une inertie plus grande.....	114
IV.3.5 Simulation du transitoire avec suppression de la perturbation.....	117
IV.3.6 Simulation du transitoire sous tension $V = 1pu$, changement du couple utile	120
IV.3.7 Démarrage en asynchrone.....	124
IV.4 Conclusion.....	128
Conclusion generale.....	131
Bibliographie.....	134
Annexes.....	142
Travaux effectués dans le cadre de cette thèse de Doctorat Sciences.....	148

Liste des symboles

$\Phi_{d,q}$: Flux selon l'axe direct et en quadrature

Ψ_{abc} : Flux selon les phases statoriques

Ψ'_{qdr} : flux rotorique

v_{abc} : Tension statorique

v_{qdr} : Tension rotorique

i_{abc} : Courant statorique

v_{qdr} : Courant rotorique

v_f : Tension d'excitation

p : Opérateur pour la dérivée d'une fonction par rapport au temps

ρ : Nombre de paires de la machine synchrone

s_n : Puissance apparente

P : Puissance active

\mathcal{P} : Puissance instantanée

δ : Angle interne

T_e : Couple électromagnétique

T_u : Couple utile

s : Opérateur Laplace

$v_{d,q}$: Tensions d'armature directes et en quadrature.

$i_d, i_q, i_{fd}, i_{kd1}, i_{kd2}, i_{kd3}, i_{kq1}, i_{kq2}, i_{kq3}, i_{kq4}$: Courants direct, en quadrature, d'excitation, amortisseurs direct et quadrature

R_a, R_f, R_j, R_k, R_e : Résistances d'induit, inducteur et amortisseurs d'axe direct

L_a, L_f, L_j, L_k, L_e : Inductance de fuites induit, inducteur et amortisseurs d'axes direct

$L_{kq1}, L_{kq2}, L_{kq3}, L_{kq4}$: Inductances de fuite d'amortisseurs d'axes en quadrature

$R_{kq1}, R_{kq2}, R_{kq3}, R_{kq4}$: Résistances d'amortisseurs d'axes en quadrature

$Z_{d,q}(s)$: Impédance opérationnelle d'axe direct et en quadrature

$L_{d,q}(s)$: Inductance opérationnelle d'axe direct et en quadrature

$L_{d,q}$: Inductance synchrone d'axe direct et en quadrature

$L_{md,mq}$: Inductances de magnétisation d'axe direct et quadrature

f_s : Fréquence synchrone

ω_s, ω_b : Vitesse synchrone et valeur de base de la fréquence angulaire

L_{amd} : Combinaison parallèle de L_{md} et L_a

L_{amd_f} : Combinaison parallèle de L_{md} , L_f et L_a

L_{md_f} : Combinaison parallèle de L_{md} et L_f

$L'_{d,q}$: L'inductance transitoire d'axe direct et en quadrature

$L''_{d,q}$: L'inductance sub-transitoire d'axe direct et en quadrature

$L'''_{d,q}$: L'inductance sub-sub-transitoire d'axe direct et en quadrature

$L''''_{d,q}$: L'inductance sub-sub-sub-transitoire d'axe direct et en quadrature

$T'_{d0,q0}, T'_{d,q}$: Constantes de temps transitoires d'axe direct et en quadrature à vide et en court-circuit

$T''_{d0,q0}, T''_{d,q}$: Constantes de temps sub-transitoires d'axe direct et en quadrature à vide et en court-circuit

$T'''_{d0,q0}, T'''_{d,q}$: Constantes de temps sub-sub-transitoires d'axe direct et en quadrature à vide et en court-circuit

$T''''_{d0,q0}, T''''_{d,q}$: Constantes de temps sub-sub-sub-transitoires d'axe direct et en quadrature à vide et en court-circuit

F_{ce} : Fréquence centrale
 β : constant

Liste Des Figures

Figure I.1. Représentation schématique de la machine synchrone à une paire de pôles à pôles saillants.....	19
Figure I.2. Une description visuelle des angles, des vitesses et des référentiels dans une machine synchrone simplifiée à pôles saillants.....	19
Figure I.3. Circuit équivalent d'axe en quadrature d'une machine synchrone triphasée avec le référentiel fixé dans le rotor.....	40
Figure I.4. Circuit équivalent d'axe direct d'une machine synchrone triphasée avec le référentiel fixé dans le rotor.....	40
Figure II.1. Quadripôle de l'axe-d et dipôle de l'axe-q.....	44
Figure II.2. Protocol expérimental des tests SSFR selon norme IEEE std 115.....	45
Figure II.3. Circuit équivalent d'un modèle de quatrième ordre d'axe direct.....	46
Figure II.4. Réponse en fréquence de l'impédance.....	51
Figure II.5. Variation de la résistance statorique (R_s) en fonction la fréquence.....	51
Figure II.6. Variation de l'inductance opérationnelle en (H) en fonction de la fréquence....	51
Figure II.7. Réponse en fréquence de l'inductance opérationnelle en termes de module en (dB) et de la phase en (degré).....	51
Figure II.8a. Réponse en fréquence du module d'inductance opérationnelle, pour différentes résistances statoriques.....	53
Figure II.8b. Réponse en fréquence de la phase d'inductance opérationnelle, pour différentes résistances statoriques.....	53
Figure II.9. Diagramme de l'approche analytique.....	55
Figure II.10. Variation de l'Erreur1 du module et de phase en fonction de la fréquence.....	57
Figure II.11. Variation de l'Erreur2 du module et de phase en fonction de la fréquence..	57
Figure II.12. Variation de l'Erreur3 du module et de phase en fonction de la fréquence..	57
Figure II.13. Variation du Résidu de l'inductance opérationnelle en fonction de la fréquence.....	59
Figure II.14. Organigramme de l'obtention des nouvelles variables fréquence moyenne et pente.....	60
Figure II.15a. Variation du différentiel du module en fonction de la fréquence.....	61
Figure II.15b. Variation du différentiel de la phase en fonction de la fréquence.....	61
Figure II.17a. Variation du module en fonction de la fréquence.....	62
Figure II.17b. Variation de la phase en fonction de la fréquence.....	62
Figure II.18. Variation de la pente en (dB/Hz) en fonction de β	63
Figure II.19. Variation de la pente en (dB/decade) en fonction de β	63
Figure 20. (a) Module de l'inductance opérationnelle en fonction de la fréquence.....	64
Figure 20. (b) Phase de l'inductance opérationnelle en fonction de la fréquence.....	64
Figure III.1. Variation de l'erreur du module en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de F_{ce} (1 ^{ière} paire pole-zéro).....	78
Figure III.2. Variation de l'erreur de phase en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de β (1 ^{ière} paire polzéro).....	78
Figure III.3. Schéma du processus d'optimisation.....	79
Figure III.4. Réponse en fréquence du module pour une plage de F_{ce}	83
Figure III.5. Résidu du module pour une plage de F_{ce}	83
Figure III.6. Erreur cumulée du module pour une plage de F_{ce}	84
Figure III.7 Réponse en fréquence de la phase pour une plage de β	85
Figure III.8. Phase du résidu pour une plage de β	85
Figure III.9. Erreur cumulée de la phase pour une plage de β	85
Figure III.10. Erreur cumulée du Module.....	88

Figure III.11. Valeurs optimales de F_{ce} (a), et β (b) pour chaque itération (1 ^{ier} ordre).....	90
Figure III.12. Valeurs optimales de F_{ce} (a), et β (b) pour chaque itération (2 ^{ème} ordre).....	91
Figure III.13. Valeurs optimales de F_{ce} (a), et β (b) pour chaque itération (3 ^{ème} ordre).....	91
Figure III.14. Valeurs optimales de F_{ce} (a), et β (b) pour chaque itération (4 ^{ème} ordre)....	92
Figure III.15. Variation du Résidu de l'inductance opérationnelle en fonction de la Fréquence (4 points).....	93
Figure III.16. Variation du Résidu de l'inductance opérationnelle en fonction de la Fréquence (11 points).....	94
Figure III.17. Organigramme de détermination de la limite de tolérance du bruit.....	97
Figure III.18. Variation du bruit du module en fonction de la fréquence.....	99
Figure III.19. Variation du bruit de la phase en fonction de la fréquence.....	99
Figure III.20. Résidu du module pour une plage de F_{ce} (avec bruit).....	100
Figure III.21. Résidu de phase pour une plage de β (avec bruit).....	100
Figure IV.1. Caractéristiques fréquentielles des fonctions $X_d(j\omega)$ et $X_q(j\omega)$ dans un plan gaussien.....	102
Figure IV.1a. Variation du couple asynchrone de freinage en fonction du temps.....	103
Figure IV.2. Variation du courant d'excitation i_f lors d'un c-c triphasé en charge.....	104
Figure IV.3. Variation du courant de phase i_{as} lors d'un c-c triphasé en charge.....	105
Figure IV.4. Variation du couple électromagnétique T_e lors d'un c-c triphasé en charge..	105
Figure IV.5. Variation de la vitesse mécanique ω_r lors d'un c-c triphasé en charge.....	106
Figure IV.6. Variation de l'angle interne δ lors d'un c-c triphasé en charge.....	106
Figure IV.7. Variation de la vitesse mécanique ω_r lors d'un c-c triphasé en Charge ($t_{c-c} = 0.03$ s).....	106
Figure IV.8. Variation de l'angle interne δ lors d'un c-c triphasé en charge ($t_{c-c} = 00.03$ s).....	106
Figure IV.9. Variation du courant d'excitation i_f lors de la suppression du c-c triphasé en charge.....	108
Figure IV.10. Variation du courant de phase i_{bs} lors de la suppression du c-c triphasé en charge.....	109
Figure IV.11. Variation du couple électromagnétique T_e lors de la suppression du c-c triphasé en charge.....	109
Figure IV.12. Variation de la vitesse mécanique ω_r lors de la suppression du c-c triphasé en charge.....	110
Figure IV.13. Variation de l'angle interne δ lors de la suppression du c-c triphasé en charge.....	110
Figure IV.16.(a) Variation de la tension v_{ds} lors de la suppression d'un c-c triphasé en charge.....	110
Figure IV.16.(b) Variation de la tension v_{qs} lors de la suppression d'un c-c triphasé en charge.....	110
Figure IV.17.(e) Variation du courant i_{as} en fonction du temps (variation de fréquence).....	113
Figure IV.17.(f) Variation du couple électromagnétique T_e en fonction du temps (variation de fréquence).....	113
Figure IV.17.(i) Variation de la vitesse mécanique ω_r en fonction du temps (variation la fréquence).....	113
Figure IV.17.(j) Variation de l'angle interne δ en fonction du temps (variation la fréquence).....	113
Figure IV.17.(k) Variation de la tension v_{ds} en fonction du temps (variation de fréquence).....	114
Figure IV.17.(l) Variation de la tension v_{qs} en fonction du temps (variation	

fréquence).....	114
Figure IV.18.(f) Variation du courant i_f en fonction du temps (avec inertie plus grande).....	115
Figure IV.18.(g) Variation du courant i_{as} en fonction du temps (avec inertie plus grande).....	116
Figure IV.18.(h) Variation du couple électromagnétique T_e en fonction du temps (avec inertie plus grande).....	116
Figure IV.18.(i) Variation de la vitesse mécanique ω_r en fonction du temps (avec inertie plus grande).....	116
Figure IV.18.(j) Variation de de de de l'angle interne δ en fonction du temps (avec inertie plus grande).....	116
Figure IV.18.(k) Variation de la tension v_{qs} en fonction du temps (avec inertie plus grande).....	116
Figure IV.18.(l) Variation de la tension v_{ds} en fonction du temps (avec inertie plus grande).....	116
Figure IV.19.(i) Variation du courant d'excitation i_f en fonction du temps (avec suppression de la perturbation).....	118
Figure IV.19.(j) Variation du courant d'amortisseur $ikd1$ en fonction du temps (avec suppression de la perturbation).....	118
Figure IV.19.(k) Variation du courant d'amortisseur $ikq1$ en fonction du temps (avec suppression de la perturbation).....	119
Figure IV.19.(l) Variation du courant d'amortisseur $ikq2$ en fonction du temps (avec suppression de la perturbation).....	119
Figure IV.19.(o) Variation du courant de phase i_{as} en fonction du temps (avec suppression de la perturbation).....	119
Figure IV.19.(p) Variation du couple électromagnétique T_e en fonction du temps (avec suppression de la perturbation).....	119
Figure IV.19.(q) Variation de la vitesse mécanique ω_r en fonction du temps (avec suppression de la perturbation).....	119
Figure IV.19.(r) Variation de l'angle interne δ en fonction du temps (avec suppression de la perturbation).....	119
Figure IV.19.(s) Variation de la tension v_{qs} en fonction du temps (avec suppression de la perturbation).....	120
Figure IV.19.(t) Variation de la tension v_{ds} en fonction du temps (avec suppression de la perturbation).....	120
Figure IV.20. Variation du courant d'excitation i_f en fonction du temps (changement du couple utile T_u).....	121
Figure IV.21. Variation du courant de phase i_{as} en fonction du temps (changement du couple utile T_u).....	121
Figure IV.22. Variation du couple électromagnétique T_e en fonction du temps (changement du couple utile T_u).....	122
Figure IV.23. Variation de la tension v_{ds} en fonction du temps (changement du couple utile T_u).....	122
Figure IV.24. Variation de la tension v_{qs} en fonction du temps (changement du couple utile T_u).....	122
Figure IV.25. Variation de la vitesse mécanique ω_r en fonction du temps (changement du couple utile T_u).....	123
Figure IV.26. Variation de de l'angle interne δ en fonction du temps (changement du couple utile T_u).....	123

Figure IV.27. Variation de la vitesse mécanique ω_r en fonction du temps, (modèles :SSFR3, SSFR4).....	123
Figure IV.28. Variation de l'angle interne δ en fonction du temps, (modèles :SSFR3, SSFR4).....	123
Figure IV.29. Variation du couple asynchrone en fonction de glissement.....	125
Figure IV.30. Variation du courant d'excitation i_f en fonction du temps (démarrage en asynchrone).....	126
Figure IV.31. Variation du courant de phase i_{as} en fonction du temps (démarrage en asynchrone).....	127
Figure IV.32. Variation du couple électromagnétique T_e en fonction du temps (démarrage en asynchrone).....	127
Figure IV.33.(a) Variation de la vitesse mécanique ω_r en fonction du temps (modèle SSFR1, démarrage en asynchrone).....	128
Figure IV.33.(b) Variation de la vitesse mécanique ω_r en fonction du temps (démarrage en asynchrone).....	128
Figure IV.34.(a) Variation de la tension v_{ds} en fonction du temps (démarrage en asynchrone).....	128
Figure IV.34.(b) Variation de la tension v_{qs} en fonction du temps (démarrage en asynchrone).....	128

Liste des Tableaux

Tableau II.1: Caractéristiques de la machine synchrone considérée [60].....	50
Tableau II.2: Valeurs des constantes de temps initiales.....	58
Tableau II.3: Calcul des pentes.....	64
Tableau II.4: Estimation des constantes de temps améliorées.....	65
Tableau II.5: Estimation des paramètres des circuits équivalents par la méthode standard...	68
Tableau II.6: Estimation des paramètres des circuits équivalents par la méthode numérique	69
Tableau II.7: Estimation des paramètres des circuits équivalents par la méthode analytique	73
Tableau III.1: $Erreur_{cumulé}(module) = 0, Erreur_{cumulé}(phase) = 0$	85
Tableau III.2: Estimation des constantes de temps optimales.....	92
Tableau III.3: Résidu initial et optimal.....	96
Tableau IV.1: Estimation des paramètres des circuits équivalents d'axe d par la méthode standard.....	145
Tableau IV.2: Estimation des paramètres des circuits équivalents d'axe q par la méthode standard.....	146



Introduction Générale

Les générateurs synchrones sont les éléments les plus importants d'un système d'alimentation en électricité. L'analyse du comportement dynamique des générateurs synchrones pour l'étude de la stabilité et du contrôle de puissance nécessite la connaissance des paramètres de la machine synchrone [1-6]. L'identification précise de ces paramètres est très importante. Plusieurs techniques de mesure et méthodes d'identification ont été rapportées dans la littérature pour la détermination des paramètres du modèle de la machine synchrone [7-12]. L'analyse graphique des essais de court-circuit [13, 14] est une analyse classique de la norme IEEE 115 [15] permettant d'obtenir les paramètres de l'axe d et ne permet pas d'identifier les paramètres de l'axe q. Certaines investigations [16-18], basées sur l'analyse temporelle de la réponse de la machine à l'arrêt (Standstill Time Response ou SSTR), ont eu lieu. Une approche similaire avec un rotor tournant (Rotating Time-Domain Response ou RTDR) est décrite dans la norme IEEE 115 [15]. Elle a été utilisée pour déterminer les paramètres de la machine sur les deux axes [19, 20].

Le développement rapide des ordinateurs a permis l'émergence de plusieurs autres méthodes d'identification du modèle du générateur synchrone. En effet, il est possible d'estimer des paramètres lors du fonctionnement normal de la machine (mesures en ligne). De telles méthodes sont classées en deux catégories. La première est basée sur une modélisation "boîte grise" dans laquelle on suppose une structure de modèle est connue telle que l'utilisation de séries orthogonales [21, 22] ou l'utilisation du filtre de Kalman [23]. La seconde utilise une modélisation "boîte noire" dans laquelle aucune structure du modèle n'est supposée connue a priori. Dans ce cas, l'objectif de l'identification est d'établir la correspondance des entrées aux sorties du système à l'aide de méthodes appropriées[24-26].

L'approche la plus répandue pour déterminer les paramètres du modèle d-q à partir du test de la réponse en fréquence à l'arrêt SSFR a été introduite dans la référence [27]. Lors des tests SSFR, la machine est à l'arrêt et le rotor est aligné le long de l'axe d ou de l'axe q. Deux phases du stator sont alimentées en série par une source de tension sinusoïdale à fréquence variable. Les paramètres de la machine sont ensuite déterminés par une technique d'identification de la fonction de transfert paramétrique caractérisant le modèle d-q.

Malgré la popularité du SSFR, la seule étude est celle de [28] présentant le dispositif expérimental en détail indiquant les caractéristiques techniques des appareils de mesure et

d'enregistrement, la portée, le nombre de fréquences testées et l'amplitude de la tension de la source.

Ces informations sont nécessaires pour obtenir des mesures satisfaisantes afin d'analyser les données et de les utiliser par la suite pour l'identification paramétrique. Certains auteurs ont étudié les problèmes pouvant affecter les résultats du SSFR, notamment le niveau de magnétisation de la machine pendant les tests [29, 30] et la variation de la résistance du stator [31]. En dehors de ces considérations expérimentales, la difficulté de la méthode SSFR réside dans le choix de la méthode d'identification des paramètres à partir des données mesurées. En effet, comme dans tout problème d'identification d'un système, il faut choisir la structure du modèle et l'algorithme de calcul des paramètres puis la validation du modèle obtenu. Les différentes structures possibles du modèle d-q sont présentées dans la Norme IEEE 1110 [32]. Les variantes dépendent principalement du nombre de branches utilisées pour représenter le circuit rotorique dans chaque axe selon le type de construction du rotor [33].

Concernant la méthode d'identification utilisée, celle proposée dans la norme IEEE 115 [15] est la méthode des moindres carrés. Elle consiste à minimiser la somme pondérée des erreurs quadratiques entre les réponses des fonctions de transfert prédites par le modèle choisi et celles mesurées expérimentalement. Cette méthode est simple et facile à mettre en œuvre en utilisant les algorithmes de Levenberg-Marquardt, Gauss-Newton ou autres. L'inconvénient majeur de cette méthode est que l'algorithme d'optimisation peut converger vers un minimum local. Afin d'éviter les optimums locaux, d'autres techniques métaheuristiques sont présentées dans certaines publications, telles que les algorithmes génétiques et l'optimisation des essaims de particules ont été utilisées [34-37]. Cependant, leur mise en œuvre est plus complexe et nécessite plus de puissance de calcul que les méthodes suggérées dans la norme l'IEEE 115 [5].

Ce mémoire de thèse est organisé en quatre chapitres :


Le premier est consacré à la modélisation de la machine synchrone. Le deuxième est dédié à la proposition d'une nouvelle technique basée sur les caractéristiques des circuits équivalents, couplée à l'application de la théorie standard des systèmes linéaires pour localiser les valeurs des pôles et des zéros dans la réponse en fréquence et détermine l'ordre optimal du circuit équivalent qui peut modéliser la machine synchrone avec précision.

Dans le but d'améliorer les résultats nous avons développé une première approche basée sur la différenciation de la phase et le module, en terminant par l'identification des paramètres des

schémas équivalents par une méthode standard, des méthodes numériques et une méthode analytique.

Dans le troisième chapitre une deuxième approche basée sur l'optimisation de la fréquence centrale F_{ce} et certain paramètre β et par la suite l'optimisation des constantes de temps des inductances opérationnelles d'axe direct et en quadrature est proposée.

Le quatrième chapitre se focalise sur l'impact des structures de modèles sur le comportement transitoire, en particulier la stabilité dynamique de la machine synchrone. Pour cela, nous avons effectué une étude comparative entre les modèles SSFR1, SSFR2, SSFR3 et SSFR4, en envisageant plusieurs perturbations, afin de sélectionner le meilleur modèle.



Chapitre I
Modélisation et Description
des Machines Synchrones

I.1 Introduction

La majeure partie de l'énergie électrique produite dans le monde provient des machines synchrones dont les rotors sont entraînés par des turbines hydrauliques, des turbines à vapeur ou par des moteurs à combustion. Tout comme les machines à induction sont les acteurs principaux de la conversion de l'énergie électrique en énergie mécanique, les machines synchrones sont les acteurs principaux de la conversion de l'énergie mécanique en énergie électrique [38]. Les machines synchrones ont été largement étudiées dans de nombreux articles [39-44]. Ce chapitre se focalise sur les aspects de la modélisation des générateurs synchrones pour la simulation des régimes transitoires afin de mener les études de la stabilité d'une part et d'autre part l'élaboration des circuits électriques équivalents des machines synchrones.

I.2 Définition du modèle de référence

Le modèle classique d'une machine synchrone est bien connu et illustré par la Figure I.1. Il se compose de trois enroulements du stator, a , b , et c , et de trois circuits du rotor. Deux circuits de rotor, l'enroulement d'excitation et un enroulement d'amortisseur, sont placés dans l'axe direct du rotor (l'axe d), tandis qu'un enroulement d'amortisseur est placé dans l'axe en quadrature (l'axe q) [45, 46].

Les grandeurs électriques associées aux enroulements d'excitation et d'amortisseur sont notées f , kd et kq , où les indices d et q désignent les axes pertinents. Il convient de noter que plusieurs de ces circuits rotoriques peuvent être présents dans une machine synchrone [45]. Cependant, dans le cadre de cette analyse, seuls trois circuits du rotor sont supposés.

La machine synchrone obéit aux hypothèses simplificatrices, utilisées dans la littérature [47]:

- 1 - les pertes dans le fer et l'effet hystérésis sont négligeables.
- 2 - La machine fonctionne dans un régime linéaire et les lignes d'induction dans l'entrefer sont radiales.
- 3 - Les réactances de fuites sont indépendantes de la position du rotor.
- 4 - Les paramètres électriques de la machine sont indépendants des courants et de la vitesse de rotation.
- 5 - Les résistances sont indépendantes de la température et de la fréquence.
- 6 - La distribution de la force magnétomotrice et les inductions dans l'espace sont sinusoïdales, ce qui nous permet de considérer seulement le premier harmonique d'espace de la distribution

de la force magnétomotrice, créée par chaque phase de l'induit.

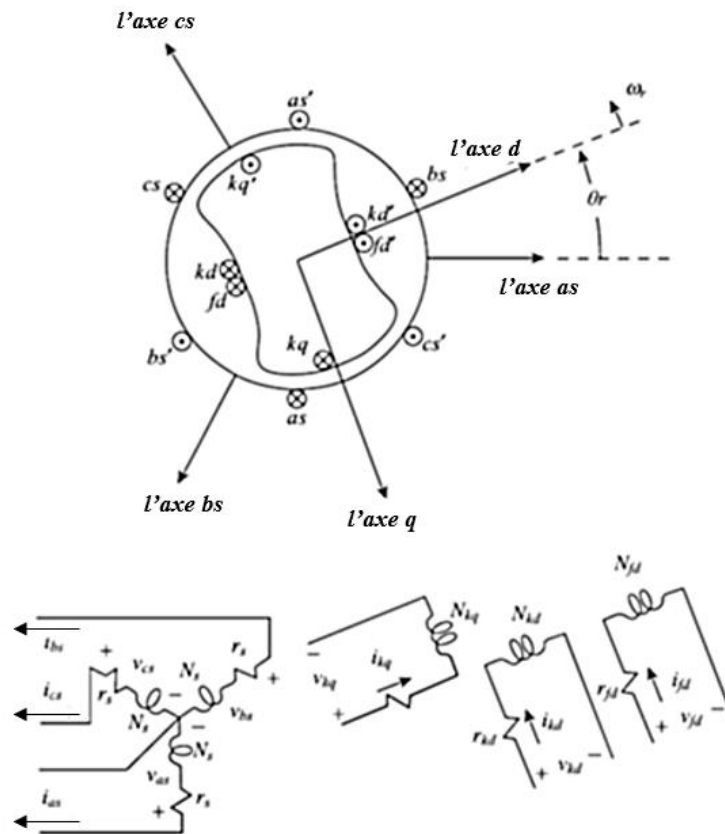


Figure I.1. Représentation schématique de la machine synchrone a une paire de pôles à pôles saillants.

I.3. CALCUL DES COEFFICIENTS DE LA MATRICE CONSTITUTIVE

I.3.1 Inductances propres statoriques

L'auto-inductance de tout enroulement d'induit varie périodiquement d'un maximum, lorsque l'axe des pôles est aligné avec l'axe des phases, à un minimum, lorsque l'axe interpolaire est aligné avec l'axe des phases. En raison de la symétrie du rotor, l'inductance propre de l'induit doit avoir une période de π radians électriques et doit être exprimée par une série de cosinus d'harmoniques d'angle pairs [48]. Seuls les deux premiers termes de la série sont significatifs. Par conséquent, la variation d'inductance est considérée comme harmonique, c'est-à-dire :

$$l_{aa} = l_{aa0} + l_{aa2} \cos 2\theta_r \quad (\text{I.1a})$$

où θ_r est l'angle de l'axe en quadrature par rapport à l'axe de la phase a , mesuré dans le sens de rotation du rotor ; et l 's sont des inductances à définir plus tard, dont les indices se réfèrent aux circuits sous analyse. De la même manière, on a

$$l_{bb} = l_{bb0} + l_{bb2} \cos [2(\theta_r - \frac{2\pi}{3})] \quad (\text{I.1b})$$

$$l_{cc} = l_{cc0} + l_{cc2} \cos [2(\theta_r - \frac{4\pi}{3})] \quad (\text{I.1c})$$

En raison de l'hypothèse (6), le flux magnétique de distribution sinusoïdale traverse les enroulements du stator le long de l'entrefer, le courant électrique dans la phase- a produit une onde spatiale fmm dans l'entrefer qui n'a qu'une fréquence fondamentale. Cette onde peut être décomposée en deux composantes proportionnelles à $\sin\theta_r$ et $-\cos\theta_r$ agissant respectivement dans l'axe direct et l'axe en quadrature [39].

où fmm est la force magnétomotrice.

Ces composantes de la fmm dans la phase- a produisent des composantes correspondantes du flux, ayant des composantes fondamentales spatiales de module

$$\phi_d = P_d \sin\theta_r \quad (\text{I.2a})$$

$$\phi_q = -P_q \cos\theta_r \quad (\text{I.2b})$$

où P_d et P_q sont proportionnels aux coefficients de la perméance efficace dans les axes direct et en quadrature, respectivement, et à la fmm. La relation avec la phase- a causée par ce flux est alors proportionnelle à :

$$\begin{aligned} \phi_d \sin\theta_r - \phi_q \cos\theta_r &= P_d \sin^2\theta_r + P_q \cos^2\theta_r \\ &= \frac{P_d + P_q}{2} + \frac{P_q - P_d}{2} \cos 2\theta_r \\ &= k_1 + k_2 \cos 2\theta_r \end{aligned} \quad (\text{I.3})$$

I.3.2 Inductances mutuelles statoriques

Pour déterminer la forme de l'inductance mutuelle entre, par exemple, les phases a et b, il est important de reconnaître qu'il peut y avoir une composante du flux mutuel qui ne relie pas le rotor et est donc indépendante de l'angle θ_r , [48]. Alors, en considérant la fmm générée dans la phase-a, les composantes du flux dans l'entrefer sont, comme précédemment, celles indiquées dans (I.2), et la relation avec la phase-b due à ces composantes est proportionnelle à

$$\begin{aligned}
 \phi_d \sin\theta_b - \phi_q \cos\theta_b &= P_d \sin\theta_r \cos\theta_b + P_q \cos\theta_r \cos\theta_b \\
 &= P_d \sin\theta_r \sin(\theta_r - \pi/3) + P_q \cos\theta_r \cos[2(\theta_r - \pi/3)] \quad (I.4) \\
 &= \frac{P_q + P_d}{4} + \frac{P_q - P_d}{2} \cos[2(\theta_r - \pi/3)] \\
 &= -\frac{1}{2}k_1 - k_2 \cos[2(\theta_r - \pi/3)]
 \end{aligned}$$

L'inductance mutuelle totale est donc de la forme

$$l_{ab} = -\{l_{ab0} + l_{aa2} \cos[2(\theta_r - \pi/3)]\} \quad (I.5)$$

Enfin, les deux autres inductances mutuelles du stator peuvent être écrites comme

$$l_{bc} = l_{cb} = -\{l_{ab0} + l_{aa2} \cos[2(\theta_r + \pi)]\} \quad (I.6)$$

$$l_{ca} = l_{ac} = -\{l_{ab0} + l_{aa2} \cos[2(\theta_r + \pi/3)]\} \quad (I.7)$$

I.3.3 Inductances propres rotoriques

En négligeant les effets de la saturation, les inductances propres du rotor $l_{fdfd}, l_{kdkd}, l_{kqkq}$ sont des constantes.

I.3.4 Inductances mutuelles rotoriques

Toutes les inductances mutuelles entre deux circuits dans l'axe direct et entre deux circuits dans

l'axe en quadrature sont constantes. En raison de la symétrie du rotor, il n'y a pas d'inductance mutuelle entre un circuit d'axe direct et un circuit d'axe en quadrature. Ainsi,

$$l_{fdkq} = l_{kdkq} = l_{kqfd} = l_{kqkd} = 0 \quad (\text{I.8})$$

I.3.5 Inductances mutuelles stator-rotor

En considérant le courant dans chaque enroulement du rotor et en rappelant que seule la composante spatiale fondamentale du flux reliera le stator de distribution sinusoïdale, toutes les inductances mutuelles stator-rotor varient sinusoïdalement avec l'angle θ_r et sont maximales lorsque les deux bobines sous analyse sont alignées les unes avec les autres. Ainsi :

$$l_{afd} = l_{fad} = l_{afd} \sin \theta_r \quad (\text{I.9a})$$

$$l_{bfd} = l_{fbd} = l_{afd} \left(\sin \theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) \quad (\text{I.9b})$$

$$l_{cfd} = l_{fcd} = l_{afd} \left(\sin \theta_r - \frac{4\pi}{3} \right) \quad (\text{I.9c})$$

$$l_{akd} = l_{kda} = l_{akd} \sin \theta_r \quad (\text{I.9d})$$

$$l_{bkd} = l_{kdb} = l_{akd} \left(\sin \theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) \quad (\text{I.9e})$$

$$l_{ckd} = l_{kdc} = l_{akd} \left(\sin \theta_r - \frac{4\pi}{3} \right) \quad (\text{I.9f})$$

$$l_{akq} = l_{kqa} = l_{akq} \cos \theta_r \quad (\text{I.9g})$$

$$l_{bkq} = l_{kqb} = l_{akq} \left(\cos \theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) \quad (\text{I.9h})$$

$$l_{ckq} = l_{kqc} = l_{akq} \left(\cos \theta_r - \frac{4\pi}{3} \right) \quad (\text{I.9i})$$

Suivant une notation qui sera utile lorsque les équations de la machine seront traitées dans l'espace d'état, les équations suivantes présentent les inductances précédemment développées en notation matricielle. De plus, les l 's adoptés seront désormais remplacés par les symboles correspondants :

$$l_{aa0} = L_{ls} + l_A, \quad l_{aa2} = -L_B, \quad l_{ab0} = \frac{1}{2}l_A, \quad l_{akq} = L_{akq}, \quad l_{afd} = L_{afd}, \quad l_{akd} = L_{akd},$$

$$l_{kqkq} = L_{lkq} + L_{mkq}, \quad l_{fdfd} = L_{lfd} + L_{mfd}, \quad l_{kdkd} = L_{lkd} + L_{mkd}.$$

La matrice d'inductance statorique L_S est

$$L_S = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_A - L_B \cos 2\theta_r & -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos [2(\theta_r - \pi/3)] & -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos [2(\theta_r + \pi/3)] \\ -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos [2(\theta_r - \pi/3)] & l_{ls} + L_A - L_B \cos [2(\theta_r - 2\pi/3)] & -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos [2(\theta_r + \pi)] \\ -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos [2(\theta_r + \pi/3)] & -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos [2(\theta_r + \pi)] & L_{ls} + L_A - L_B \cos [2(\theta_r - 4\pi/3)] \end{bmatrix} \quad (I.10)$$

La matrice d'inductance stator-rotor L_{sr} est

$$L_{sr} = \begin{bmatrix} L_{akq} \cos \theta_r & L_{afd} \sin \theta_r & L_{akd} \sin \theta_r \\ L_{akq} \cos(\theta_r - 2\pi/3) & L_{afd} \sin(\theta_r - 2\pi/3) & L_{akd} \sin(\theta_r - 2\pi/3) \\ L_{akq} \cos(\theta_r - 4\pi/3) & L_{afd} \sin(\theta_r - 4\pi/3) & L_{akd} \sin(\theta_r - 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (I.11)$$

Enfin, la matrice d'inductance du rotor est L_r :

$$L_r = \begin{bmatrix} L_{lkq} + L_{mkq} & 0 & 0 \\ 0 & L_{lfd} + L_{mfd} & L_{fdkd} \\ 0 & L_{fdkd} & L_{lkd} + L_{mkd} \end{bmatrix} \quad (I.12)$$

Dans (I.10), $L_A > L_B$ et $L_B = 0$ pour une machine à pôle lisse. Dans (I.10) et (I.12), l'indice l désigne les inductances de fuite et, dans (I.11), les indices akq , afd et akd désignent les inductances mutuelles entre les enroulements du stator et du rotor.

Le circuit équivalent qui a été obtenu est encore assez complexe, car la matrice d'inductance mutuelle, L_{sr} , est non symétrique. Afin d'établir une représentation plus simple, un changement de variables, telles que les inductances magnétisantes correspondantes à chaque courant de maille dans un axe donné soient identiques, devient nécessaire. On définit les inductances magnétisantes comme

$$L_{mq} = \frac{3}{2}(L_A - L_B) \quad (\text{I.13a})$$

$$L_{md} = \frac{3}{2}(L_A + L_B) \quad (\text{I.13b})$$

on peut montrer [49] que

$$L_{akq} = \frac{2}{3} \left(\frac{N_{kq}}{N_s} \right) L_{mq} \quad (\text{I.14a})$$

$$L_{afd} = \frac{2}{3} \left(\frac{N_{fd}}{N_s} \right) L_{md} \quad (\text{I.14b})$$

$$L_{akd} = \frac{2}{3} \left(\frac{N_{kd}}{N_s} \right) L_{md} \quad (\text{I.14c})$$

$$L_{mkq} = \frac{2}{3} \left(\frac{N_{kq}}{N_s} \right)^2 L_{mq} \quad (\text{I.14d})$$

$$L_{mfd} = \frac{2}{3} \left(\frac{N_{fd}}{N_s} \right)^2 L_{md} \quad (\text{I.14e})$$

$$L_{mkd} = \frac{2}{3} \left(\frac{N_{kd}}{N_s} \right)^2 L_{md} \quad (\text{I.14f})$$

$$L_{fdkd} = \frac{2}{3} \left(\frac{N_{fd}}{N_{kd}} \right) L_{md} \quad (\text{I.14g})$$

Afin de référer les résistances et les inductances du rotor aux enroulements du stator, un autre ensemble de transformations de variables doit être considéré :

$$r'_j = \frac{3}{2} \left(\frac{N_s}{N_j} \right)^2 r_j, \quad (\text{I.15a})$$

$$L'_{ij} = \frac{3}{2} \left(\frac{N_s}{N_j} \right)^2 L_{ij}, \quad (\text{I.15b})$$

où j peut être kq , fd ou kd . Les relations du flux peuvent maintenant être écrites en termes de variables machine référées aux enroulements du stator comme

$$\begin{bmatrix} \Psi_{abc} \\ \Psi'_{qdr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & L'_{sr} \\ \frac{2}{3}(L'_{sr})^T & L'_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{abc} \\ i'_{qdr} \end{bmatrix} \quad (\text{I.16})$$

où L_s est défini par (I.10), :

$$L'_{sr} = \begin{bmatrix} L_{mq} \cos \theta_r & L_{md} \sin \theta_r & L_{md} \sin \theta_r \\ L_{mq} \cos(\theta_r - 2\pi/3) & L_{md} \sin(\theta_r - 2\pi/3) & L_{md} \sin(\theta_r - 2\pi/3) \\ L_{mq} \cos(\theta_r - 4\pi/3) & L_{md} \sin(\theta_r - 4\pi/3) & L_{md} \sin(\theta_r - 4\pi/3) \end{bmatrix} \quad (\text{I.17})$$

et

$$L'_r = \begin{bmatrix} L'_{lkq} + L_{mq} & 0 & 0 \\ 0 & L'_{lfd} + L_{md} & L_{md} \\ 0 & L_{md} & L'_{lkd} + L_{md} \end{bmatrix} \quad (\text{I.18})$$

Comme on peut le constater, tous les éléments d'inductance, à la seule exception de L'_r , dépendent de la position du rotor et sont donc des fonctions de l'angle θ_r variant dans le temps.

Il est important d'observer que les résistances statoriques, r_a , r_b et r_c , sont égales les unes aux autres. Les deux r_s et r_r sont des diagonales de deux matrices; en particulier

$$r_s = \text{diag}[r_s \ r_s \ r_s] \quad (\text{I.19a})$$

$$r_r = \text{diag}[r_{kq} \ r_{fd} \ r_{kd}] \quad (\text{I.19b})$$

I.4 Equations de tension dans les variables de la machine

En considérant un système triphasé équilibré, les équations de courants peuvent être réécrites sous la forme :

$$i_a(t) = I_{max} \sin(\omega_b t - \phi_a) \quad (\text{I.20a})$$

$$i_b(t) = I_{max} \sin(\omega_b t - \phi_a - 2\pi/3) \quad (\text{I.20b})$$

$$i_c(t) = I_{max} \sin(\omega_b t - \phi_a - 4\pi/3) \quad (\text{I.20c})$$

Il convient de commencer ce développement par les équations de tension statorique. En utilisant les lois d'Ohm et de Faraday, les équations de tension du stator dans le référentiel naturel (abc), en convention générateur, sont facilement exprimées

$$v_a = -r_s i_a + p\Psi_a \quad (\text{I.21a})$$

$$v_b = -r_s i_b + p\Psi_b \quad (\text{I.21b})$$

$$v_c = -r_s i_c + p\Psi_c \quad (\text{I.21c})$$

où $p=d/dt$ est la dérivée d'une fonction par rapport au temps.

$$v_{abc} = -r_s i_{abc} + p\Psi_{abc} \quad (\text{I.22a})$$

$$v_{qdr} = -r_r i_{qdr} + p\Psi_{qdr} \quad (\text{I.22b})$$

où

$$v_{abc} = [v_a \ v_b \ v_c]^T; \quad i_{abc} = [i_a \ i_b \ i_c]^T; \quad \Psi_{abc} = [\Psi_a \ \Psi_b \ \Psi_c]^T; \quad v_{qdr} = [v_{qk} \ v_{fd} \ v_{kd}]^T;$$

$$i_{qdr} = [i_{qk} \ i_{fd} \ i_{kd}]^T; \quad \text{et} \quad \Psi_{qdr} = [\Psi_{qk} \ \Psi_{fd} \ \Psi_{kd}]^T.$$

L'étape suivante consiste à utiliser les équations du flux qui relient le flux du stator et de l'excitation aux courants du stator et de l'excitation. Comme il est développé dans la sous-section précédente, avec l'association de la relation du flux, illustrée dans (I.16), conduit aux équations de tension suivantes dans la notation matricielle

$$\begin{bmatrix} v_{abc} \\ v'_{qdr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -r_s + pL_s & pL'_{sr} \\ \frac{2}{3}p(L'_{sr})^T & r'_r + pL'_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{abc} \\ i'_{qdr} \end{bmatrix} \quad (\text{I.23})$$

I.5 Changement de variables

Dans la dernière section, les équations de tension de la machine synchrone ont été présentées

en (I.22). Elles peuvent être réécrites comme suit :

$$\begin{cases} p i = L^{-1}[-r i - p \theta_r \frac{\partial L}{\partial \theta_r} - v], \\ \Psi = L i \end{cases} \quad (\text{I.24})$$

et

$$L = \begin{bmatrix} L_s & L'_{sr} \\ \frac{2}{3}(L'_{sr})^T & L'_r \end{bmatrix}, \quad r = \text{diag}[-r_s \ r_r], \quad \Psi = [\Psi_{abcs}^T \ \Psi_{qdr}^T],$$

$$i = [i_{abcs}^T \ i_{qdr}^T], \quad v = [v_{abcs}^T \ v_{qdr}^T].$$

Bien qu'il soit possible de résoudre l'équation (I.24) numériquement, il est presque impossible d'obtenir une solution analytique même lorsque $p\theta_r$ est constant [50]. Cela est dû au fait que la matrice d'inductance, L , varie dans le temps et que le calcul de son inverse, L^{-1} , est nécessaire.

Il serait avantageux que les équations de la machine variant dans le temps puissent être transformées en un ensemble invariant dans le temps. Cela se traduirait par une simplification des calculs à la fois en régime permanent et en régime transitoire.

Il a été montré que certaines inductances de la machine sont des fonctions de la position du rotor, sur quoi les coefficients des équations différentielles de tension qui décrivent le comportement de ces machines dépendent de la position du rotor. Ces complexités peuvent être réduites par un changement de variables qui les élimine [49, 51-56].

Le choix d'un référentiel doit être fait judicieusement. Cependant, il a été constaté que les inductances variables d'une machine synchrone sont éliminées si, et seulement si, le référentiel tourne à la vitesse électrique du rotor [49].

I.6 Transformation de park

L'idée de la Transformation de Park est ancienne, issue des travaux d'André Blondel [57] en France; la technique est parfois appelée la méthode à deux réactions de Blondel. Cependant, une grande partie du développement de la méthode a été réalisée par R. E. Doherty et C. A. Nickel dans [58, 61, 68], et R. H. Park dans [51, 62].

La transformation de Park permet le passage d'un système triphasé (a, b, c) en un système

diphase équivalent (qdo) tournant à une vitesse arbitraire, comme suit :

$$F_{qdo} = KF_{abc} \quad (I.25)$$

Avec

$$K = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ \sin\theta & \sin(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta - 4\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \quad (I.26)$$

$$\theta(t) = \int_0^t \omega(t) dt \quad (I.27)$$

où

θ : Angle entre l'axe magnétique a et l'axe transversal q ,

ω : Vitesse de rotation de référentiel arbitraire.

Selon le choix de ω , on distingue :

$\omega = 0$ Référentiel statorique

$\omega = \omega_e$ Référentiel synchronisme

$\omega = \omega_r$ Référentiel rotorique

et

$$K^{-1} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 1 \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta - 2\pi/3) & 1 \\ \cos(\theta - 4\pi/3) & \sin(\theta - 4\pi/3) & 1 \end{bmatrix} \quad (I.28)$$

Le facteur $2/3$ est choisi afin de garder les valeurs efficaces identiques dans les deux repères abc et dq . La présence de dissymétrie dans le rotor des machines synchrones (surtout à pôles saillants) nécessite l'utilisation du référentiel rotorique, qui permet de supprimer la variation temporelle des inductances, en faisant ($\theta = \theta_r$) dans la relation (I.26). Ainsi on a :

$$F_{qdo}^r = K^r F_{abc} \quad (I.29)$$

La Figure I.2, permet de visualiser une tension de phase sinusoïdale arbitraire v_s et comment les angles, δ , θ_r , θ_s et les vitesses respectives sont liés les unes aux autres. Les axes qd tournent dans le sens inverse des aiguilles d'une montre à la vitesse angulaire du rotor ω_r et les axes QD , à la vitesse angulaire synchrone ω_s . En conséquence, l'angle de charge δ est définie pour montrer la différence d'angle entre l'axe q et le vecteur d'espace v_s .

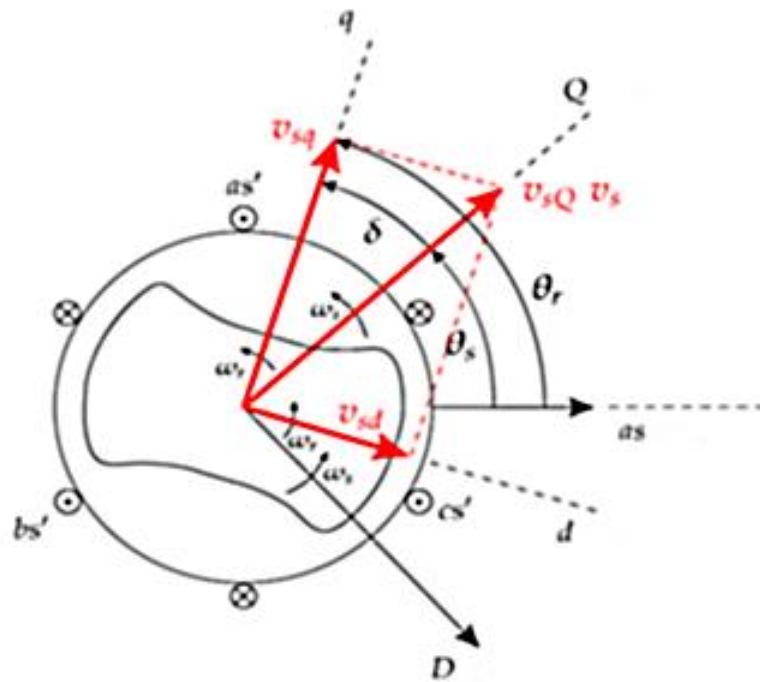


Figure I.2. Une description visuelle des angles, des vitesses et des référentiels dans une machine synchrone simplifiée à pôles saillants.

I.6.1 Equations de tension dans les variables du référentiel rotorique

L'équation de tension pour une machine synchrone à pôles saillants dans le référentiel abc est présentée par l'équation (I.22a). En remplaçant les tensions, les courants et les relations du flux par celles de Park, nous obtenons

$$K^{-1}v_{qd0s} = -r_s K^{-1}i_{qd0s} + pK^{-1}\Psi_{qd0s} \quad (\text{I.30})$$

En multipliant (I.30) par K, elle devient

$$v_{qd0s} = K(-r_s)K^{-1}i_{qd0s} + KpK^{-1}\Psi_{qd0s} \quad (\text{I.31})$$

On a:

$$K(-r_s)K^{-1} = -r_s \quad (\text{I.32})$$

De plus, en appliquant la règle du produit pour les dérivés,

$$KpK^{-1}\Psi_{qd0s} = Kp(K^{-1})\Psi_{qd0s} + KK^{-1}p\Psi_{qd0s}$$

(I.33)

$$= Kp(K^{-1})\Psi_{qd0s} + p\Psi_{qd0s}$$

Avec :

$$p(K^{-1}) = \omega_r \begin{bmatrix} -\sin\theta_r & \cos\theta_r & 0 \\ -\sin(\theta_r - 2\pi/3) & \cos(\theta_r - 2\pi/3) & 0 \\ -\sin(\theta_r - 4\pi/3) & -\sin(\theta_r - 4\pi/3) & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.34a})$$

et donc

$$Kp(K^{-1}) = \omega_r \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.34b})$$

En considérant les résultats dans les équations (I.32), (I.33) et (I.34b), (I.31) devient

$$v_{qd0s} = -r_s i_{qd0s} + p\Psi_{qds0s} + \omega_r [\Psi_d \ 0 \ 0]^T - \omega_r [0 \ \Psi_q \ 0]^T \quad (\text{I.35})$$

$$= -r_s i_{qd0s} + p\Psi_{qds0s} + \omega_r \Psi_{dqs}$$

$$\text{avec } \Psi_{qds} = [\Psi_q \ -\Psi_q \ 0]^T$$

Alternativement, (I.35) peut être exprimé sous une forme développée comme suit

$$v_q = -r_s i_q + p\Psi_q + \omega_r \Psi_d \quad (\text{I.36a})$$

$$v_d = -r_s i_d - \omega_r \Psi_q + p\Psi_d \quad (\text{I.36b})$$

$$v_0 = -r_s i_0 + p\Psi_0 \quad (\text{I.36c})$$

Les bobinages du rotor d'une machine synchrone sont asymétriques; par conséquent, la modification des variables n'offre aucun avantage dans l'analyse des circuits du rotor. Les variables rotoriques n'étant pas transformées, les équations de tensions rotoriques ne sont exprimées que dans le référentiel rotorique. Par conséquent, à partir de (I.22b), avec l'inclusion des rapports de tours appropriés (étant indiqués par primes (.)'), les équations de tension du rotor sont [38] :

$$v'_{qdr} = r'_r i'_{qdr} + p\Psi'_{qdr} \quad (\text{I.37})$$

Comme pour les équations de tension du stator, l'équation matricielle ci-dessus peut être exprimée sous une forme développée

$$v'_{kq} = r'_{kq}i'_{kq} + p\Psi'_{kq} \quad (\text{I.38a})$$

$$v'_{fd} = r'_{fd}i'_{fd} + p\Psi'_{fd} \quad (\text{I.38b})$$

$$v'_{kd} = r'_{kd}i'_{kd} + p\Psi'_{kd} \quad (\text{I.38c})$$

I.6.2 Equations du flux dans les variables du référentiel rotorique

Pour un système magnétiquement linéaire, les équations du flux peuvent être exprimées à partir de (I.16), en transformant les variables du stator dans le référentiel du rotor :

$$\begin{bmatrix} \Psi_{qds0} \\ \Psi'_{qdr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} KL_s K^{-1} & KL'_{sr} \\ \frac{2}{3}(L'_{sr})^T K^{-1} & L'_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qds0} \\ i'_{qdr} \end{bmatrix} \quad (\text{I.39})$$

qui a été obtenu au moyen d'identités trigonométriques et de multiplication matricielle, de la même manière que la procédure utilisée pour les équations de tension.

En outre,

$$KL_s K^{-1} = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_{mq} & 0 & 0 \\ 0 & L_{ls} + L_{md} & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} \end{bmatrix} \quad (\text{I.40a})$$

$$KL'_{sr} = \begin{bmatrix} L_{mq} & 0 & 0 \\ 0 & L_{md} & L_{md} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.40b})$$

$$\frac{2}{3}(L'_{sr})^T K^{-1} = \begin{bmatrix} L_{mq} & 0 & 0 \\ 0 & L_{md} & 0 \\ 0 & L_{md} & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.40c})$$

La substitution des équations (I.18) et (I.40) dans (I.39) donne les expressions du flux. Sous une forme développée :

$$\Psi_q = L_{ls}i_q + L_{mq}(-i_q + i'_{Kq}) \quad (\text{I.41a})$$

$$\Psi_d = L_{ls}i_d + L_{md}(-i_d + i'_{fd} + i'_{kd}) \quad (\text{I.41b})$$

$$\Psi_0 = L_{ls}i_0 \quad (\text{I.41c})$$

$$\Psi'_{kq} = L'_{kq}i'_{kq} + L_{mq}(-i_q + i'_{Kq}) \quad (\text{I.41d})$$

$$\Psi'_{fd} = L'_{fd}i'_{fd} + L_{md}(-i_d + i'_{fd} + i'_{kd}) \quad (\text{I.41e})$$

$$\Psi'_{kd} = L'_{kd}i'_{kd} + L_{md}(-i_d + i'_{fd} + i'_{kd}) \quad (\text{I.41f})$$

Encore une fois, toutes les inductances sont considérées comme constantes, c'est-à-dire qu'elles sont indépendantes des positions du rotor. Afin d'améliorer la visualisation des équations précédentes, une forme matricielle développée devient nécessaire :

$$\begin{bmatrix} \Psi_q \\ \Psi_d \\ \Psi_0 \\ \Psi'_{kq} \\ \Psi'_{fd} \\ \Psi'_{kd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_{mq} & 0 & 0 & L_{mq} & 0 & 0 \\ 0 & L_{ls} + L_{md} & 0 & 0 & L_{md} & L_{md} \\ 0 & 0 & L_{ls} & 0 & 0 & 0 \\ \hline L_{mq} & 0 & 0 & L'_{kq} + L_{mq} & 0 & 0 \\ 0 & L_{md} & 0 & 0 & L'_{fd} + L_{md} & L_{md} \\ 0 & L_{md} & 0 & 0 & L_{md} & L'_{fd} + L_{md} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ i_d \\ i_0 \\ i'_{kq} \\ i'_{fd} \\ i'_{kd} \end{bmatrix} \quad (\text{I.42})$$

I.6.3 Equations de tension et du flux en termes de réactances

Il est souvent commode d'exprimer les équations de tension et du flux en termes de réactances plutôt que d'inductances [38].

$$\Psi_q = x_{ls}i_q + x_{mq}(-i_q + i'_{Kq}) \quad (\text{I.43a})$$

$$\Psi_d = x_{ls}i_d + x_{md}(-i_d + i'_{fd} + i'_{kd}) \quad (\text{I.43b})$$

$$\Psi_0 = x_{ls}i_0 \quad (\text{I.43c})$$

$$\Psi'_{kq} = x'_{kq}i'_{kq} + x_{mq}(-i_q + i'_{Kq}) \quad (\text{I.43d})$$

$$\Psi'_{fd} = x'_{fd} i'_{fd} + x_{md}(i_q + i'_{fd} + i'_{kd}) \quad (\text{I.43e})$$

$$\Psi'_{kd} = x'_{kd} i'_{kd} + x_{md}(i_d + i'_{fd} + i'_{kd}) \quad (\text{I.43f})$$

Les équations (I.36) peuvent s'écrire :

$$v_q = -r_s i_q + \frac{\omega_r}{\omega_b} \Psi_d + \frac{p}{\omega_b} \Psi_q \quad (\text{I.44a})$$

$$v_d = -r_s i_d - \frac{\omega_r}{\omega_b} \Psi_q + \frac{p}{\omega_b} \Psi_d \quad (\text{I.44b})$$

$$v_0 = -r_s i_0 + \frac{p}{\omega_b} \Psi_0 \quad (\text{I.44c})$$

De la même manière, (I.38) peut devenir :

$$v'_{kq} = r'_{kq} i'_{kq} + \frac{p}{\omega_b} \Psi'_{kq} \quad (\text{I.45a})$$

$$v'_{fd} = r'_{fd} i'_{fd} + \frac{p}{\omega_b} \Psi'_{fd} \quad (\text{I.45b})$$

$$v'_{kd} = r'_{kd} i'_{kd} + \frac{p}{\omega_b} \Psi'_{kd} \quad (\text{I.45c})$$

où ω_b est la vitesse angulaire électrique de base utilisée pour calculer les réactances. La forme matricielle développée est

$$\begin{bmatrix} v_q \\ v_d \\ v_0 \\ v'_{kq} \\ v'_{fd} \\ v'_{kd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -r_s & 0 & 0 & | & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -r_s & 0 & | & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -r_s & | & 0 & 0 & 0 \\ \hline 0 & 0 & 0 & | & r'_{kq} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & | & 0 & r'_{fd} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & | & 0 & 0 & r'_{kd} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ i_d \\ v_0 \\ v'_{kq} \\ v'_{fd} \\ v'_{kd} \end{bmatrix} + \frac{\omega_r}{\omega_b} \begin{bmatrix} \Psi_d \\ -\Psi_q \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} + \frac{1}{\omega_b} \begin{bmatrix} p\Psi_q \\ p\Psi_d \\ p\Psi_0 \\ p\Psi'_{kq} \\ p\Psi'_{fd} \\ p\Psi'_{kd} \end{bmatrix} \quad (\text{I.46})$$

I.6.4 Equations de puissance dans les variables du référentiel rotorique

La puissance totale exprimée dans les variables $qd0$, \mathcal{P}_{qd0s} , doit être égale à la puissance totale exprimée dans les variables abc , \mathcal{P}_{abc} :

$$\mathcal{P}_{qd0s} = \mathcal{P}_{abc} \quad (\text{I.47})$$

Par conséquent, :

$$\begin{aligned}
 \mathcal{P}_{qd0s} &= \langle v_{abc}, i_{abc} \rangle \\
 &= \langle k^{-1} v_{qdos}, k^{-1} i_{qds0} \rangle \\
 &= [k^{-1} v_{qdos}]^T k^{-1} i_{qds0} \\
 &= [v_{qdos}]^T [k^{-1}]^T k^{-1} i_{qds0} \\
 &= [v_{qdos}]^T \begin{bmatrix} 3/2 & 0 & 0 \\ 0 & 3/2 & 0 \\ 0 & 0 & 3/2 \end{bmatrix} i_{qds0} \\
 &= \frac{3}{2} (v_q i_q + v_d i_d + 2v_0 i_0)
 \end{aligned} \tag{I.48}$$

La puissance instantanée peut être exprimée sous une forme plus développée comme :

$$\mathcal{P}_{qd0s} = \left\{ \omega_r \frac{3}{2} (\Psi_d i_q - \Psi_q i_d) \right\} + \left\{ \frac{3}{2} (p \Psi_d i_d - p \Psi_q i_q + 2p \Psi_0 i_0) \right\} + \left\{ \frac{3}{2} r_s (i_q^2 + i_d^2 + 2i_0^2) \right\} \tag{I.49}$$

I.6.5 Equation du couple dans les variables du référentiel rotorique

L'expression du couple électromagnétique en fonction des variables du référentiel rotorique peut s'écrire sous la forme suivante :

$$T_e = \rho [k^{-1} i_{qds0}]^T \left\{ \frac{1}{2} \frac{\partial}{\partial \theta_r} [L_s] k^{-1} i_{qds0} + \frac{\partial}{\partial \theta_r} [L'_{sr}] i'_{qdr} \right\} \tag{I.50}$$

qui, après beaucoup de simplifications, elle se réduit à

$$T_e = \frac{3}{2} \rho [L_{md} (-i_d + i_{fd} + i_{kd}) i_q - L_{mq} (-i_q + i_{kq}) i_d] \tag{I.51}$$

De plus, (I.51) peut être exprimée de manière équivalente par

$$T_e = \frac{3}{2} \rho (\Psi_d i_q - \Psi_q i_d) \quad (\text{I.52})$$

I.7 Système per-unit

Le système per-unit est très utile pour effectuer des calculs de conception de machines, car il facilite grandement la comparaison entre différentes machines. Les quantités correspondantes sont du même ordre de grandeur même pour des conceptions très différentes [63].

Les équations de Park présentées écrites en termes de flux et de réactances sont facilement unifiées en divisant chaque terme par le pic de la tension de base (ou la valeur de pic du courant de base multiplié par l'impédance de base). La forme de ces équations reste inchangée.

I.7.1 Grandeurs de base

Jusqu'à présent, toutes les équations de la machine ont été écrites en termes d'unités réelles. Aux fins d'analyse, il convient de convertir ces équations en une forme normalisée ou pu. Le choix des quantités de référence ou de base est arbitraire, mais il est généralement lié à la plaque signalétique de la machine [64].

Les grandeurs de base sont définies comme suit :

I.7.2 Fréquence angulaire de base

$$\omega_b = \omega_{base} = 2\pi f_n \quad (\text{I.53})$$

où f_n est la fréquence nominale, en Hertz.

I.7.3 Courant statorique de base

$$I_b = I_{sbase} = \frac{\mathcal{P}_n \sqrt{2}}{U_n \sqrt{3}} \quad (\text{I.54})$$

où \mathcal{P}_n est la puissance apparente nominale triphasée, en volt-ampère et U_n est la tension entre phases nominale, en volts.

I.7.4 Tension statorique de base

$$V_b = V_{sbase} = \frac{U_n \sqrt{2}}{\sqrt{3}} \quad (\text{I.55})$$

Notez que la valeur de base de la tension du stator est la tension nominale de crête entre phase et neutre.

I.7.5 Puissance de base

Considérant les équations (I.54) et (I.55),

$$\begin{aligned}
 \mathcal{P}_n &= \frac{U_n I_b \sqrt{3}}{\sqrt{2}} \\
 &= \frac{V_b I_b \sqrt{3} \sqrt{3}}{\sqrt{2} \sqrt{2}} \\
 &= \frac{3}{2} V_b I_b
 \end{aligned} \tag{I.56}$$

Ainsi,

$$\mathcal{P}_b = \mathcal{P}_{base} = \mathcal{P}_n \tag{I.57}$$

I.7.6 Impédance statorique de base

$$Z_b = Z_{sbase} = \frac{Z_{sbase}}{I_{sbase}} = \frac{U_n^2}{\mathcal{P}_n} \tag{I.58}$$

I.7.7 Inductance statorique de base

$$L_b = L_{sbase} = \frac{Z_{sbase}}{\omega_{base}} \tag{I.59}$$

I.7.8 Couple de base

$$T_b = T_{base} = \frac{\mathcal{P}_b}{\left(\frac{1}{\rho}\right) \omega_{base}} \tag{I.60}$$

où ρ est le nombre de paires de pôles.

I.7.9 Courant d'excitation de base

$$i_{fbase} = i_{fn} \tag{I.61}$$

où i_{fn} est le courant d'excitation qui produit la tension nominale du stator à vide, en ampères.

I.7.10 Impédance d'excitation de base

$$Z_{fbase} = \frac{V_{fbase}}{i_{fbase}} \tag{I.62}$$

I.7.11 Inductance d'excitation de base

$$L_{fbase} = \frac{Z_{fbase}}{\omega_{base}} \tag{I.63}$$

I.8 Equations de tension en per-unit

Les équations de tension sous forme unitaire sont obtenues en divisant toutes les équations différentielles de tension par V_b ou $Z_b I_b$ selon le cas. A titre d'exemple, les équations de tension de l'axe q peuvent être écrites comme

$$v_q = -r_s i_q + \frac{\omega_r}{\omega_b} \Psi_d + \frac{p}{\omega_b} \Psi_q \quad (\text{I.64a})$$

$$\frac{v_q}{V_b} = \frac{-r_s i_q}{Z_b I_b} + \frac{\omega_r}{\omega_b} \frac{\Psi_d}{V_b} + \frac{p}{\omega_b} \frac{\Psi_q}{V_b} \quad [\text{pu}] \quad (\text{I.64b})$$

$$\overline{v}_q = -\overline{r}_s \overline{i}_q + \overline{\omega}_r \overline{\Psi}_d + \frac{p}{\omega_b} \overline{\Psi}_q \quad [\text{pu}] \quad (\text{I.65a})$$

où les barres indiquent les quantités unitaires.

Les autres équations de tension peuvent être traitées de la même manière.

$$\overline{v}_d = -\overline{r}_s \overline{i}_d - \overline{\omega}_r \overline{\Psi}_q + \frac{p}{\omega_b} \overline{\Psi}_d \quad [\text{pu}] \quad (\text{I.65b})$$

$$\overline{v}_0 = -\overline{r}_s \overline{i}_0 + \frac{p}{\omega_b} \overline{\Psi}_0 \quad [\text{pu}] \quad (\text{I.65c})$$

$$\overline{v}'_{kq} = \overline{r}'_{kq} \overline{i}'_{kq} + \frac{p}{\omega_b} \overline{\Psi}'_{kq} \quad [\text{pu}] \quad (\text{I.65d})$$

$$\overline{v}'_{fd} = \overline{r}'_{fd} \overline{i}'_{fd} + \frac{p}{\omega_b} \overline{\Psi}'_{fd} \quad [\text{pu}] \quad (\text{I.65e})$$

$$\overline{v}'_{kd} = \overline{r}'_{kd} \overline{i}'_{kd} + \frac{p}{\omega_b} \overline{\Psi}'_{kd} \quad [\text{pu}] \quad (\text{I.65f})$$

I.8.1 Equations du flux en per-unité

Considérant l'équation du flux sur l'axe q, sa version par unité est obtenue en divisant les quantités appropriées par V_b ou $Z_b I_b$:

$$\Psi_q = x_{ls} i_q + x_{mq} (-i_q + i'_{kq}) \quad (\text{I.66a})$$

$$\frac{\Psi_q}{V_b} = \frac{x_{ls} i_q}{Z_b I_b} + \frac{x_{mq}}{Z_b} \left(-\frac{i_q}{I_b} + \frac{i'_{kq}}{I_b} \right) \quad [\text{pu}] \quad (\text{I.66b})$$

$$\overline{\Psi}_q = \overline{x}_{ls}\overline{i}_q + \overline{x}_{mq}(-\overline{i}_q + \overline{i}'_{kq}) \quad [\text{pu}] \quad (\text{I.67a})$$

Les autres équations du flux peuvent être traitées de la même manière.

$$\overline{\Psi}_d = \overline{x}_{ls}\overline{i}_d + \overline{x}_{md}(-\overline{i}_d + \overline{i}'_{fd} + \overline{i}'_{kd}) \quad [\text{pu}] \quad (\text{I.67b})$$

$$\overline{\Psi}_0 = \overline{x}_{ls}\overline{i}_0 \quad [\text{pu}] \quad (\text{I.67c})$$

$$\overline{\Psi}'_{kq} = \overline{x}'_{kq}\overline{i}'_{kq} + \overline{x}_{mq}(-\overline{i}_q + \overline{i}'_{kq}) \quad [\text{pu}] \quad (\text{I.67d})$$

$$\overline{\Psi}'_{fd} = \overline{x}'_{fd}\overline{i}'_{fd} + \overline{x}_{md}(-\overline{i}_d + \overline{i}'_{fd} + \overline{i}'_{kd}) \quad [\text{pu}] \quad (\text{I.67e})$$

$$\overline{\Psi}'_{kd} = \overline{x}'_{kd}\overline{i}'_{kd} + \overline{x}_{md}(-\overline{i}_d + \overline{i}'_{kd}) \quad [\text{pu}] \quad (\text{I.67f})$$

I.8.2 Equations de puissance en per-unit

En divisant l'équation de puissance instantanée par la puissance de base et en convertissant toutes les autres quantités en pu, on obtient

$$\mathcal{P}_{qd0s} = \frac{3}{2}(v_q i_q + v_d i_d + 2v_0 i_0) \quad (\text{I.68a})$$

$$\frac{\mathcal{P}_{qd0s}}{\mathcal{P}_b} = \frac{3/2V_b I_b (\overline{v}_q \overline{i}_q + \overline{v}_d \overline{i}_d + 2\overline{v}_0 \overline{i}_0)}{3/2V_b I_b} \quad [\text{pu}] \quad (\text{I.68b})$$

$$\overline{\mathcal{P}}_{qd0s} = \overline{v}_q \overline{i}_q + \overline{v}_d \overline{i}_d + 2\overline{v}_0 \overline{i}_0 \quad [\text{pu}] \quad (\text{I.68c})$$

I.8.3 Equation du couple en per-unit

Le couple de base est la puissance de base divisée par la vitesse synchrone du rotor. Avec toutes les quantités exprimées en pu, (I.52) devient :

$$\overline{T}_e = (\overline{\Psi}_d \overline{i}_q - \overline{\Psi}_q \overline{i}_d) \quad [\text{pu}] \quad (\text{I.69})$$

L'équation mécanique, est exprimée en pu comme :

$$\overline{T}_e = \overline{T}_u - 2Hp\overline{\omega}_r \quad (\text{I.70})$$

$$\text{Avec} \quad H = \frac{1}{2\rho^2} J \frac{\omega_b^2}{P_b} \quad (\text{I.71})$$

H : est la constante du temps mécanique en seconde

J : est le moment d'inertie de la machine.

I.8.4 Equations du mouvement en per-unit

L'équation du mouvement est facilement transformée en per-unit. En considérant les définitions de base, nous obtenons :

$$\omega_r = \omega_b + p\delta \quad (\text{I.72a})$$

$$\omega_b \overline{\omega_r} = \omega_b \overline{\omega_s} + p\delta \quad [\text{pu}] \quad (\text{I.72b})$$

où $\overline{\omega_s}$ est la vitesse synchrone, en pu ; $\overline{\omega_r}$ est la vitesse du rotor, en pu ; et δ est l'angle de charge, en radians électriques.

I.9 Schémas équivalents des machines synchrones

Le concept de la modélisation utilisé dans ce travail constitue la base de tous les modèles de machines synchrones. La plupart des modèles disponibles sont basés sur des représentations en axe direct et en quadrature de la machine synchrone.

Ces représentations peuvent prendre un certain nombre de formes : circuits équivalents, fonctions de transfert, relations flux-courant et tension, équations d'espace d'état, entre autres. Cependant, toutes ces formes sont équivalentes et donnent les mêmes résultats [32]

I.9.1 Schéma équivalent selon l'axe q

Puisqu'il n'y a pas d'enroulement du rotor aux bornes sur l'axe en quadrature, le circuit équivalent d'axe q doit être représenté uniquement comme un réseau à port unique. Bien que la Figure I.3 comprenne deux ports terminaux, il est important de réaliser que $v'_{kq} = 0$, car il s'agit d'un enroulement en court-circuit.

Les circuits en quadrature et d'axe direct ne sont pas découplés en raison des termes de tension de vitesse - représentés par des sources contrôlées. La tension de vitesse d'axe en quadrature dépend des courants d'axe direct et inversement. Ces tensions de vitesse dépendent

également de la vitesse de l'arbre, ω_r , qui n'est pas constant en régime transitoire [65]. Par conséquent, les termes de tension de vitesse ne sont pas linéaires.

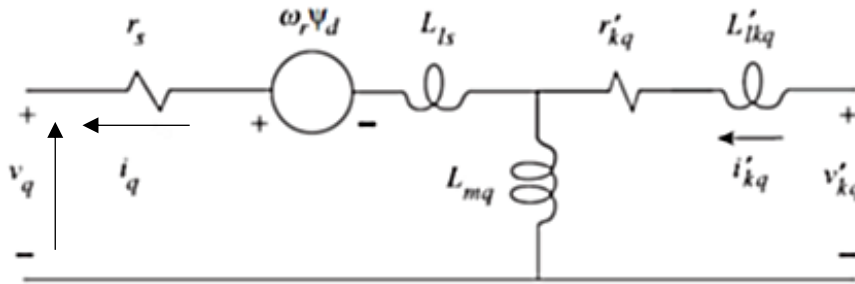


Figure I.3. Circuit équivalent d'axe en quadrature d'une machine synchrones triphasée avec le référentiel fixé dans le rotor

I.9.2 Schéma équivalent selon l'axe d

L'axe direct d'une machine synchrones comprend trois ports terminaux. Ces ports correspondent à l'enroulement statorique équivalent à l'axe direct, à l'enroulement d'excitation et à l'enroulement d'amortisseur. Comme mentionné précédemment, bien que l'enroulement d'amortisseur soit représenté avec des dispositions pour appliquer une tension, c'est en fait un enroulement court-circuité qui représente le trajet d'un courant rotorique [49].

La Figure I.4 montre la représentation du circuit équivalent pour le modèle d'axe direct avec un seul enroulement d'amortisseur. Les variables v'_{fd} , i'_{fd} , v'_{kd} et i'_{kd} correspondent respectivement aux valeurs de la tension et du courant d'excitation, de la tension et du courant de l'enroulement d'amortisseur.

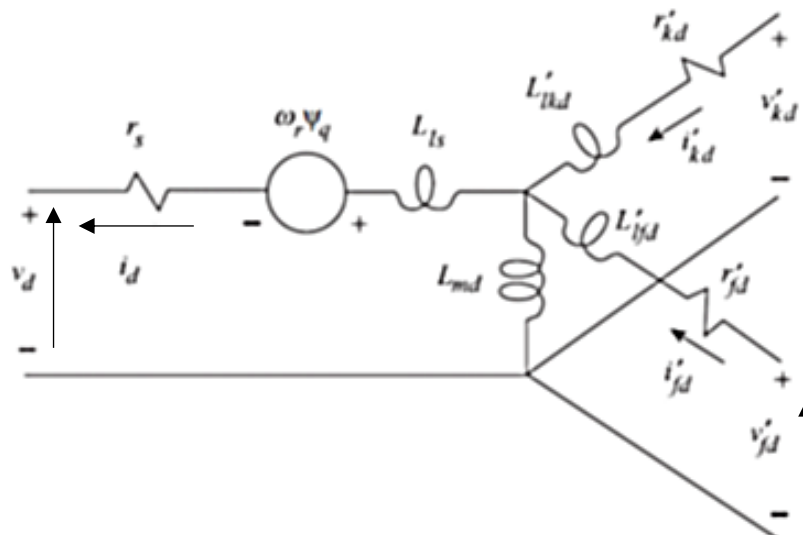


Figure I.4. Circuit équivalent d'axe direct d'une machine synchrones triphasée avec le référentiel fixé dans le rotor

I.10 Conclusion

Nous avons présenté et détaillé dans ce chapitre la modélisation la plus répandue de la machine synchrone à pôles saillants. L'approche de la modélisation basée sur le modèle de Park, par circuits couplés (en anglais coupled circuits modelling) nous semble nécessaire pour pouvoir analyser le comportement dynamique de la machine synchrone et l'identification paramétrique des circuits équivalents selon les axes direct et en quadrature.



Chapitre II

Identification des Modèles des Machines

Synchrones par la Méthode Fréquentielle

(Méthode de Différenciation)

II.1 Introduction

L'approche standard de l'extraction des paramètres de la machine à partir des résultats de tests de réponse en fréquence se concentre généralement sur les techniques d'ajustement de courbe pour faire correspondre l'amplitude et la phase mesurées avec un ensemble de constantes de temps.

Ces processus se heurtent à la difficulté de devoir d'abord définir l'ordre du modèle avant que l'analyse puisse commencer. Et ensuite lancer l'ajustement de la courbe avec les estimations initiales des paramètres. Malheureusement, il n'y a pas un ensemble unique de constantes de temps qui produisent une réponse en fréquence qui correspond aux données mesurées, et une meilleure méthode qu'une méthode numérique « aveugle » est donc nécessaire.

Nous présentons dans ce chapitre l'application de la théorie standard des systèmes linéaires pour prédire les positions des pôles et des zéros dans la réponse en fréquence et déterminer l'ordre du circuit équivalent requis pour modéliser la machine avec précision [66].

Le processus se décompose tout naturellement en deux parties : l'extraction des constantes de temps de la réponse en fréquence et la détermination des paramètres du circuit équivalent à partir de ces constantes de temps à l'aide des méthodes numériques ou continues.

Dans l'objectif d'améliorer les valeurs des constantes de temps, nous appliquerons une méthode basée sur la différenciation de la phase et la pente [66]. La facilité avec laquelle cette méthode fait face aux modèles d'ordre supérieur et la nature séquentielle du processus, travaillant de la fréquence la plus basse à la fréquence la plus élevée dans la réponse en fréquence, justifient l'adoption de la procédure. Les résultats obtenus à partir d'essais sur des machines de production sont utilisés pour illustrer les procédures d'extraction des constantes de temps et de détermination des paramètres des circuit équivalents.

II.2 Paramètres opérationnels

Les paramètres opérationnels peuvent être représentés comme des fonctions de transfert qui relient le comportement entre les bornes du rotor et du stator lorsque la machine est considérée comme un réseau à deux ports [67]. Ceci est illustré dans la Figure II.1. L'idée est que, lorsque les circuits de la machine sont considérés comme une boîte noire, un ensemble de paramètres permet encore de décrire le caractère réactif de la machine.

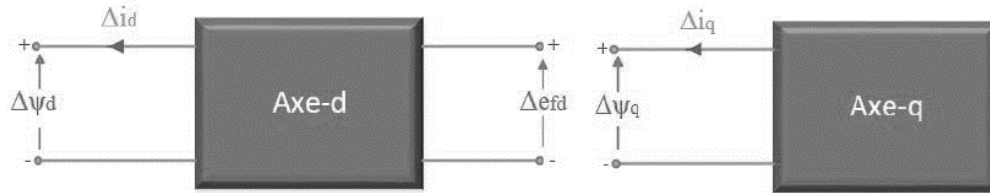


Figure II.1. Quadripôle de l'axe-d et dipôle de l'axe-q

Les grandeurs mesurables, au stator et au rotor, sont liées par un système d'équations utilisant les paramètres opérationnels. Ces derniers, par un autre système d'équations, permettent de retrouver les résistances et réactances des bobinages de la machine. Les équations de flux du stator sont les suivantes :

$$\Delta\Psi_d(s) = G(s) \Delta e_{fd}(s) - L_d(s) \Delta i_d(s) \quad (\text{II.1a})$$

$$\Delta\Psi_q(s) = -L_q(s) \Delta i_q(s) \quad (\text{II.1b})$$

avec

$L_d(s)$: Inductance opérationnelle dans l'axe d.

$L_q(s)$: Inductance opérationnelle dans l'axe q.

$G(s)$: Fonction de transfert du stator vers le rotor.

II.3 Tests de réponse en fréquence à l'arrêt (SSFR)

Les tests de réponse en fréquence à l'arrêt sont fortement recommandés pour obtenir les paramètres des machines synchrones par rapport à d'autres méthodes telles que les tests de court-circuit. Il y a trois raisons principales qui montrent l'avantage de cette méthode, qui sont :

- La possibilité de déterminer les paramètres des deux axes, l'axe direct et l'axe de quadrature.
- La capacité d'identifier les paramètres des modèles d'ordre supérieur.
- Les résultats obtenus à l'aide d'essais de court-circuit brusque ne sont pertinents que pour le modèle du deuxième ordre (circuits à deux rotors). De plus ces tests restent incapables de déterminer les paramètres des machines synchrones dans l'axe q.

Les sous-sections suivantes décrivent la procédure générale de la méthode SSFR, comme indiqué dans la référence [32].

II.3.1 Grandeurs mesurables

Les mesures suivantes sont effectuées pour obtenir les caractéristiques de réponse en

fréquence des grandeurs opérationnelles :

$$Z_d(s) = \left. \frac{\Delta V_d(s)}{\Delta i_d(s)} \right|_{\Delta e_{fd} = 0} \tag{II.2a}$$

$$Z_q(s) = \left. \frac{\Delta V_q(s)}{\Delta i_q(s)} \right|_{\Delta e_{fd} = 0} \tag{II.2b}$$

$$G(s) = \left. \frac{\Delta V_d(s)}{s \Delta e_{fd}(s)} \right|_{\Delta i_d = 0} \tag{II.2c}$$

On peut mesurer aussi $sG(s)$. Le principe de ce test est basé sur la mesure de petites variations des courants d'excitation et du stator, lorsque le circuit d'excitation est court-circuité, comme indiqué dans l'équation (II.2d).

$$sG(s) = \left. \frac{\Delta i_{fd}(s)}{\Delta i_d(s)} \right|_{\Delta e_{fd} = 0} \tag{II.2d}$$

De plus l'impédance de transfert stator-rotor $Z_{af0}(s)$ est mesurée comme suit :

$$Z_{af0}(s) = \left. \frac{\Delta e_{fd}(s)}{\Delta i_d(s)} \right|_{\Delta i_{fd} = 0} \tag{II.2e}$$

II.3.2 Protocol expérimental

La configuration typique des tests SSFR est composée d'un générateur de signal sinusoïdal, d'un amplificateur de puissance, du MST (machine sous test) et d'un analyseur capable de mesurer en même temps les différences d'amplitude et de phase de deux signaux d'entrée, Figure II.2. Le schéma ci-dessous montre le protocole expérimental des tests SSFR. On note que la gamme de fréquences varie de 0,001 Hz à 1000 Hz.

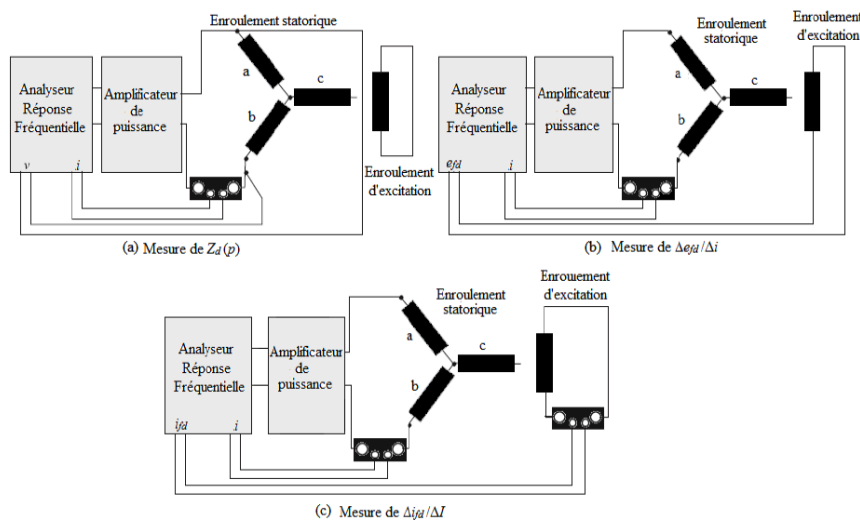


Figure II.2. Protocol expérimental des tests SSFR selon la norme IEEE std 115

II.4 Structure Paramétrique des Modèles de la Machine Synchrone

Il y a trois parties principales du processus d'identification des paramètres qui sont évidentes [72]:

- Conversion de l'impédance en inductance opérationnelle.
- Détermination des constantes de temps à partir de l'inductance opérationnelle.
- Détermination des paramètres de la machine à partir des inductances et des constantes de temps.

La conversion de l'impédance d'axe direct de la machine en inductance opérationnelle est basée sur le circuit équivalent de la machine synchrone d'axe direct utilisé pour les études transitoires, [58], Figure II.3.

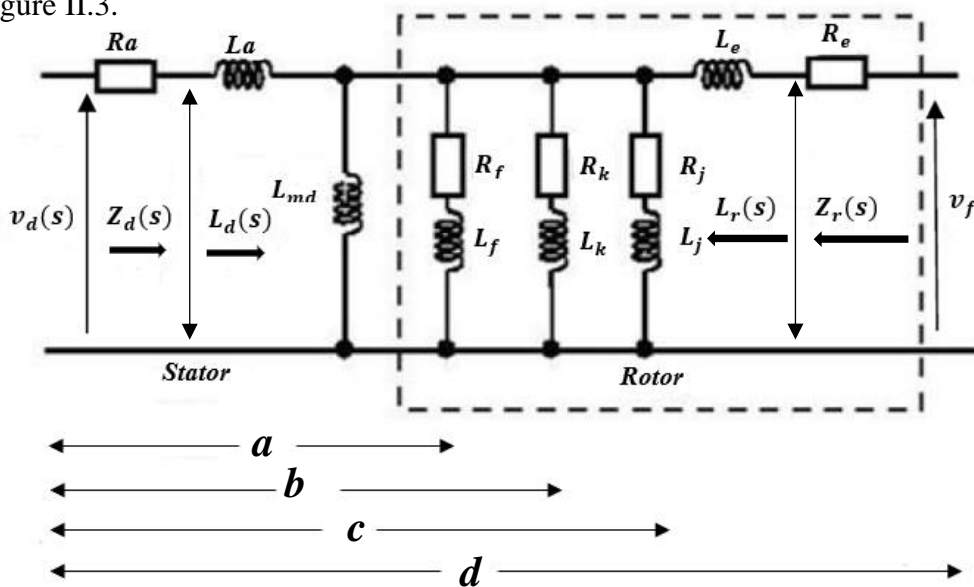


Figure II.3. Circuit équivalent d'un modèle de quatrième ordre d'axe direct

Les indices *f,k,j* et *e* sont valables pour l'axe q.

II.4.1 Analyse de modèles de la machines synchrone

II.4.1.1 Modèle de premier ordre (SSFR1)

Le plus basique des circuits équivalents est celui de l'axe en quadrature avec un seul enroulement d'amortisseur ou l'axe direct avec uniquement le circuit de champ, comme illustré à la Figure II.3.(a). L'inductance opérationnelle peut s'écrire [66] :

$$L_d(s) = \frac{R_f(L_a+L_{md})+s(L_aL_{md}+L_aL_f+L_{md}L_f)}{R_f+s(L_{md}+L_f)} \tag{II.3a}$$

L'équation (II.3a) peut être écrite sous la forme standard suivante :

$$L_d(s) = L_d \frac{(1+sT'_d)}{(1+sT'_{d0})} \tag{II.3b}$$

Avec,

$$L_d = L_a + L_{md} \quad (\text{II.3c})$$

$$T'_{d0} = \frac{L_{md} + L_f}{R_f} \quad (\text{II.3d})$$

$$T'_d = \frac{L_{amd} + L_f}{R_f} \quad (\text{II.3e})$$

$$L_{amd} = \frac{L_a L_{md}}{L_a + L_{md}} \quad (\text{II.3f})$$

La fonction de transfert stator/rotor $G(s)$ avec l'enroulement du champ en circuit ouvert est donnée par :

$$G(s) = \frac{1}{1 + sT'_{d0}} \frac{sL_{md}}{R_f} \quad (\text{II.3g})$$

Les résultats de ces essais permettent d'identifier séparément les constantes de temps en circuit ouvert et peuvent donc être très utiles pour l'extraction ou la comparaison de paramètres.

II.4.1.2 Modèle de deuxième ordre (SSFR2)

La Figure II.3.(b) représente le circuit équivalent de l'inductance opérationnelle du modèle de deuxième ordre. On peut écrire l'inductance opérationnelle de ce modèle sous la forme suivante :

$$L_d(s) = \frac{(L_a + L_{md})(R_f + sL_f)(R_k + sL_k) + sL_a L_{md}(R_f + sL_f + R_k + sL_k)}{(R_f + sL_f)(R_k + sL_k) + sL_{md}(R_f + sL_f + R_k + sL_k)} \quad (\text{II.4a})$$

En simplifiant l'équation (II.4a), on obtient :

$$L_d(s) = L_d \frac{(1 + s(T'_d + T_1) + s^2 T'_d T''_d)}{(1 + s(T_{d0}' + T_2) + s^2 T_{d0}' T_{d0}'')} \quad (\text{II.4b})$$

Avec,

$$T_1 = (L_k + L_{amd}) / R_k \quad (\text{II.4c})$$

$$T_2 = (L_k + L_{md}) / R_k$$

Les constantes de temps exactes des zéros et des pôles de l'équation (II.4b) sont évidemment déterminées en extrayant les racines des équations quadratiques composant le numérateur et le

dénominateur.

Au dénominateur, les racines sont :

$$S_{1,2} = \frac{-(T'_{d0} + T_2)}{2 T'_{d0} T''_{d0}} \pm \frac{1}{2} \sqrt{\frac{T'_{d0} + T_2}{T'_{d0} T''_{d0}} - \frac{4}{T'_{d0} T''_{d0}}} \quad (\text{II.4d})$$

et pour le numérateur

$$S_{1,2} = \frac{-(T'_d + T_1)}{2 T'_d T''_d} \pm \frac{1}{2} \sqrt{\frac{T'_d + T_1}{T'_d T''_d} - \frac{4}{T'_d T''_d}} \quad (\text{II.4e})$$

Par conséquent, l'inductance opérationnelle pour un modèle de deuxième ordre peut s'écrire :

$$L_d(s) = L_d \frac{(1+sT'_d)(1+sT''_d)}{(1+sT'_{d0})(1+sT''_{d0})} \quad (\text{II.4f})$$

La fonction de transfert standard, stator/rotor avec le circuit du champ ouvert est

$$G(s) = \frac{1+sTk}{(1+sT'_{d0})(1+sT''_{d0})} \frac{sL_{md}}{R_f} \quad (\text{II.4f})$$

Avec

$$Tk = \frac{Lk}{Rk} \quad (\text{II.4g})$$

II.4.1.3 Modèle de troisième ordre (SSFR3)

L'effet d'élargir le modèle pour inclure d'autres branches parallèles sur le rotor a pour but d'étudier d'autres effets. En régime transitoire les courants rotoriques ne progressent pas seulement dans les enroulements d'excitation et d'amortisseur, mais aussi dans la surface massive du rotor et des dents. Cet effet est mieux prononcé dans l'axe q, qui ne contient pas d'enroulement d'excitation [73-75]. Par conséquent, il faut ajouter d'autres paires pôle-zéro dans la réponse en fréquence, ce qui nécessite l'identification de paires supplémentaires de constantes de temps. Lorsque le circuit équivalent du rotor est composé de trois branches en parallèle, comme le montre la Figure II.3c, l'équation de l'inductance opérationnelle est naturellement un rapport de polynômes du troisième ordre, dont le numérateur est donné par [66] :

$$\text{Nun} = \left[1 + s \left\{ \frac{L_f + L_{md}}{R_f} + \frac{L_k + L_{md}}{R_k} + \frac{L_j + L_{md}}{R_j} \right\} + s^2 \left\{ \frac{L_f * L_j + L_j * L_{md} + L_{md} * L_f}{R_f * R_j} + \frac{L_j * L_k + L_k * L_{md} + L_{md} * L_j}{R_j * R_k} + \frac{L_f * L_k + L_f * L_{md} + L_{md} * L_k}{R_k * R_f} \right\} + \frac{s^3 (L_f * L_j * L_k + L_f * L_k * L_{md} + L_j * L_k * L_{md} + L_j * L_f * L_{md})}{R_f * R_k * R_j} \right] \quad (\text{II.5a})$$

Le dénumérateur a exactement la même forme que le dénominateur mais avec L_{md} remplacée par L_{amd} dans chacun des coefficients de s , s^2 et s^3 .

$$\text{Den} = \left[1 + s \left\{ \frac{L_f + L_{amd}}{R_f} + \frac{L_k + L_{amd}}{R_k} + \frac{L_j + L_{amd}}{R_j} \right\} + s^2 \left\{ \frac{L_f * L_j + L_j * L_{amd} + L_{amd} * L_f}{R_f * R_j} + \frac{L_j * L_k + L_k * L_{amd} + L_{amd} * L_j}{R_j * R_k} + \frac{L_f * L_k + L_f * L_{amd} + L_{amd} * L_k}{R_k * R_f} \right\} + \frac{s^3 (L_f * L_j * L_k + L_f * L_k * L_{amd} + L_j * L_k * L_{amd} + L_j * L_f * L_{amd})}{R_f * R_k * R_j} \right] (L_a + L_{md}) \quad (\text{II.5b})$$

$$\text{Et} \quad L_d(s) = \frac{\text{Num}}{\text{Den}} \quad (\text{II.5c})$$

Ainsi, l'inductance opérationnelle pour un modèle de troisième ordre peut être exprimée comme suit :

$$L_d(s) = L_d \frac{(1+sT'_d)(1+sT''_d)(1+sT'''_d)}{(1+sT'_{d0})(1+sT''_{d0})(1+sT'''_{d0})} \quad (\text{II.5d})$$

La fonction de transfert stator/rotor est exprimé par

$$G(s) = \frac{(1+sT_k)(1+sT_j)}{(1+sT'_{d0})(1+sT''_{d0})(1+sT'''_{d0})} \frac{sL_{md}}{R_f} \quad (\text{II.5e})$$

$$\text{Avec,} \quad T_j = \frac{L_j}{R_j} \quad (\text{II.5f})$$

II.4.1.4 Modèle de quatrième ordre (SSFR4)

Le circuit équivalent du modèle de quatrième ordre est illustré à la Figure II.3d. Il ressort des analyses précédentes que la fonction de transfert de chaque modèle est construite en ajoutant une paire de pôles zéro au modèle inférieur. L'inductance opérationnelle est donnée par [66]:

$$L_d(s) = L_d \frac{(1+sT'_d)(1+sT''_d)(1+sT'''_d)(1+sT''''_d)}{(1+sT'_{d0})(1+sT''_{d0})(1+sT'''_{d0})(1+sT''''_{d0})} \quad (\text{II.6a})$$

La fonction de transfert stator/rotor peut s'écrire sous la forme

$$G(s) = \frac{(1+sTk)(1+sTb)(1+sTe)}{(1+sT'_{d0})(1+sT''_{d0})(1+sT'''_{d0})(1+sT''''_{d0})} \frac{sL_{md}}{Rf} \quad (\text{II.6b})$$

Avec
$$Te = \frac{Le}{Re} \quad (\text{II.6c})$$

II.5 Essais expérimentaux sur un générateur de production

Les machines synchrones de la centrale électrique de Lambton (Canada) ont été testées dans le cadre du projet financé par EPRI (**Electric Power Research Institute**), qui est un institut qui réalise des recherches pour l'industrie de production électrique des [États-Unis](#). L'objectif de ces tests est la détermination des paramètres des générateurs pour les études de stabilité. Les résultats de SSFR d'une machine de puissance 277.8 MVA et une tension de 16.5 KV sont publiés dans l'ouvrage EPRI [60] dans un colloque, et l'impédance d'axe d a été introduite pour le processus de détermination des modèles de la machine synchrone, (annexe1) Le Tableau II.1 indique les spécifications de cette machine.

Tableau II.1: Caractéristiques de la machine synchrone considérée

Puissance P(MW)	Tension composée U(kV)	Courant de ligne I(A)	Courant d'excitation i_f (A)	Constante de temps mécanique H(s)	Fréquence f_s (Hz)	Vitesse N(tr/mn)	Nombre de paire de pôles p	Facteur de puissance $\cos(\varphi)$
250.02	16.5	9730	756	3.8	60	3600	1	0.9

II.6 Inductance opérationnelle

Afin d'expliquer la procédure de détermination de la réponse en fréquence de $L_d(s)$, nous utilisons les essais expérimentaux de l'impédance $Z_d(s)$ données dans [60], Figure II.4.

L'équation suivante donne l'expression de $L_d(s)$:

$$L_d(s) = \frac{Z_d(s) - R_s}{s} \quad (\text{II.7a})$$

La résistance du stator R_a est exprimée par :

$$R_s = \lim_{s \rightarrow 0} |Z_d(s)| \quad (\text{II.7b})$$

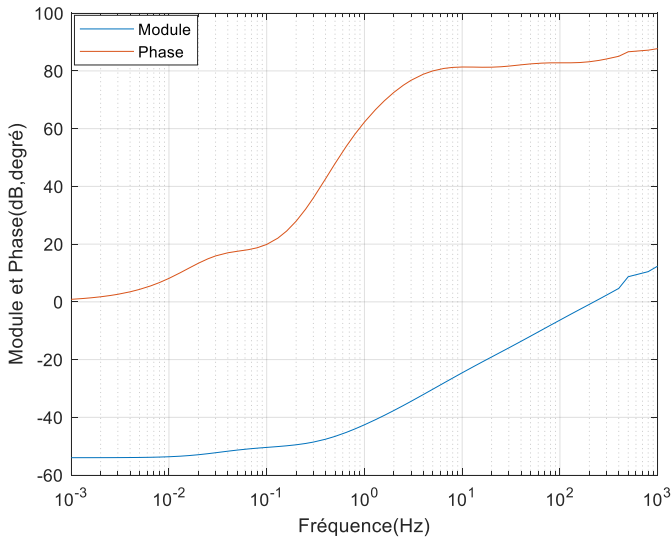


Figure II.4. Réponse en fréquence de l'impédance d'axe d (données mesurées)

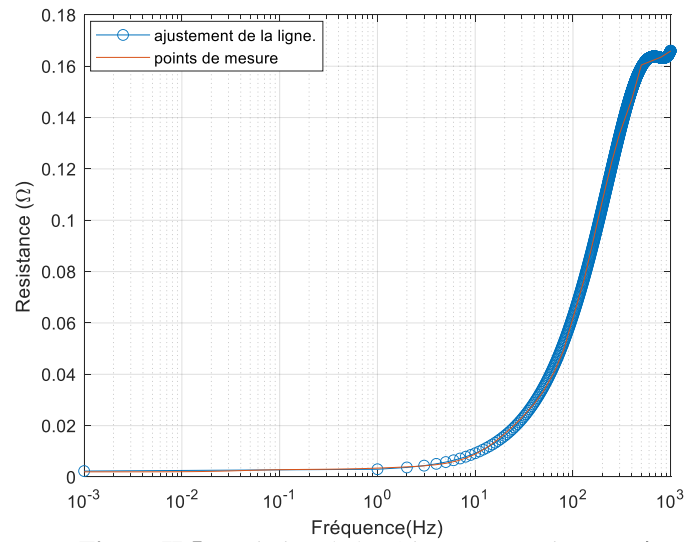


Figure II.5. Variation de la résistance statorique (R_a) en fonction de la fréquence

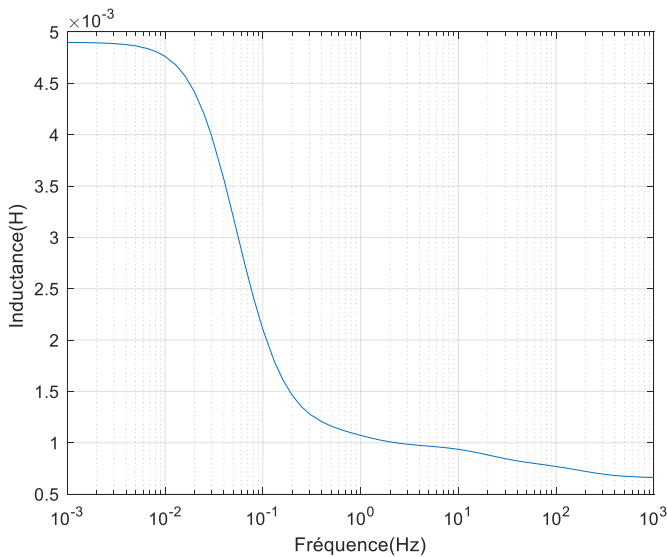


Figure II.6. Variation de l'inductance opérationnelle en (H) en fonction de la fréquence

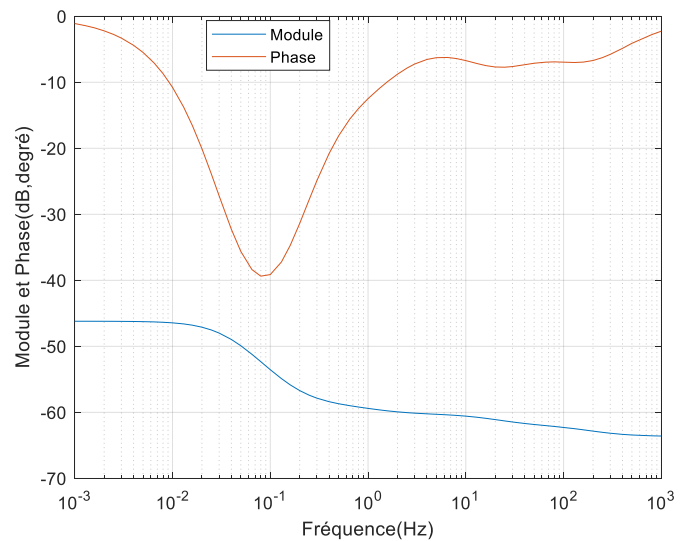


Figure II.7. Réponse en fréquence de l'inductance opérationnelle en termes de module en (dB) et de la phase en (degré)

Le principe de la méthode de mesure de la résistance statorique consiste à considérer la valeur asymptotique (pour fréquence proche de zéro) de la partie réelle de l'impédance opérationnelle. Les données mesurées ont été extrapolées à l'aide de Curve Fitting de MATLAB. L'ajustement de la courbe a été effectué à l'aide de l'option d'ajustement polynomial.

Le degré polynomial est choisi de manière à avoir la meilleure valeur de $R^2 = 0.9996$. Pour cela, un polynôme d'ordre 4, (Figure II.5), fournit la valeur de $R_s = 0.002000 \Omega$.

La Figure II.6 montre la variation du module de l'inductance opérationnelle en Henry [H] en fonction de la fréquence. Lorsque la fréquence tend vers zéro, la valeur asymptotique de $|L_d(s)|$ représente la valeur de l'inductance synchrone $L_d = 0.004898 \text{ H}$.

La Figure II.7 illustre l'amplitude de l'inductance opérationnelle en dB et sa phase en degré en fonction de la fréquence.

II.6.1 Calcul des inductance synchrones L_d et L_q en p.u

$$Z_{sbase} = \frac{Z_{sbase}}{I_{sbase}} = \frac{U_n^2}{S_n} = \frac{16.5^2}{277.8} = 0.98 \Omega, L_{sbase} = \frac{Z_{sbase}}{\omega_{base}} = \frac{0.98}{2 * \pi * 50} = 0.003131 \text{ H}$$

$$L_d(pu) = \frac{L_d}{L_{sbase}} = \frac{0.004898}{0.003131} = 1.564356$$

$$L_q(pu) = \frac{L_q}{L_{sbase}} = \frac{0.004598}{0.003131} = 1.468540, \quad (\text{annexe 2})$$

II.6.1 Calcul de la résistance statorique R_s en p.u

$$R_s(pu) = \frac{R_s}{Z_{sbase}} = \frac{0.002000}{0.98} = 0.002040$$

II.7 Sensibilité à la résistance du stator

Dans cette section, nous analysons l'effet de la résistance du stator sur l'inductance opérationnelle en termes d'amplitude et de phase. Pour cela, plusieurs résistances statoriques ont été considérées, comme suit :

$$R_s - 2\%R_s, \quad R_s - 4\%R_s, \quad R_s, \quad R_s + 2\%R_s, \quad R_s + 4\%R_s$$

Notez que $R_s = 0.00200 \Omega$.

La Figure II.8.(a) et II.8.(b) montrent respectivement l'évolution de l'amplitude de l'inductance opérationnelle et la phase en fonction de la fréquence pour différentes résistances statoriques. Nous remarquons qu'il existe une différence significative dans les phases et les amplitudes de l'inductance opérationnelle au début de la fréquence. La différence entre les courbes diminue avec l'augmentation de la fréquence.

Les valeurs des phases ainsi que les modules commencent à coïncider à partir de la fréquence 0,08 Hz. Pour cette fréquence, toutes les courbes de phase passent par un minimum. La différence entre elles ne dépasse pas six degrés. Cette différence diminue encore avec l'augmentation de la fréquence. Au-delà de 1 Hz, on observe une coïncidence totale entre toutes les courbes.

Dans notre étude, nous nous sommes intéressés au minimum des courbes de phase qui correspond à la fréquence 0,08 Hz, car ce minimum est primordial dans la détermination des constantes de temps initiales, en utilisant la méthode analytique.

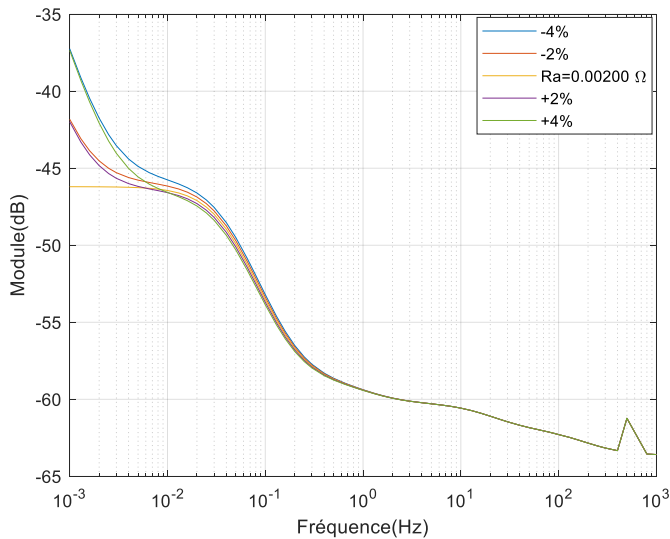


Figure II.8. (a) Réponse en fréquence du module de l'inductance opérationnelle, pour différentes résistances statoriques

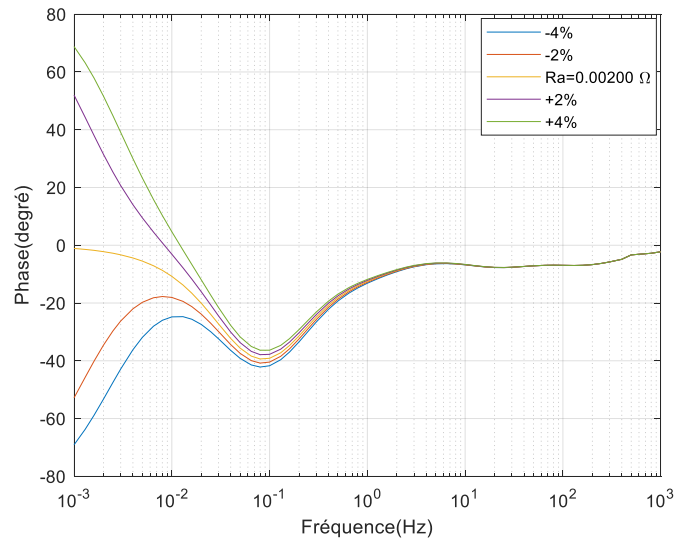


Figure II.8. (b) Réponse en fréquence de la phase de l'inductance opérationnelle, pour différentes résistances statoriques

II.8 Détermination des constantes de temps

Cette partie constitue l'étape la plus importante pour le calcul des paramètres de la machine, sachant que les valeurs des résistances et des inductances des branches du circuit équivalent sont intimement liées à ces constantes de temps.

II.8.1 Techniques numériques d'ajustement de courbe

Les techniques numériques d'ajustement de courbes ont été utilisées pour trouver les meilleures constantes de temps pour les données de la réponse en fréquence en utilisant le module et la phase des données mesurées. La procédure s'effectue en plusieurs étapes à savoir :

- Prédéfinition de l'ordre du modèle.
- Ajustement de la courbe, avec une estimation initiale des paramètres.
- Proposition d'une fonction de coût pour optimiser.

En utilisant les fonctions « freqs » et « invfreqs » de MATLAB, nous pouvons convertir les données mesurées de la réponse en fréquence en fonction de transfert pour différents modèles. Les résultats suivants ont été obtenus avec MATLAB.

Modèle de premier ordre (SSFR1) :

$$L_d(s) = 0.004500 \frac{1+0.491032s}{1+2.301883s} \quad (\text{II.7a})$$

$$L_q(s) = 0.004225 \frac{1+0.139997s}{1+0.675675s} \quad (\text{II.7b})$$

Modèle de deuxième ordre (SSFR2) :

$$L_d(s) = 0.004898 \frac{(1+0.820584s)(1+0.005902s)}{(1+3.858375s)(1+0.008495s)} \quad (\text{II.7c})$$

$$L_q(s) = 0.004628 \frac{(1+0.564652s)(1+0.018628s)}{(1+1.302761s)(1+0.056211s)} \quad (\text{II.7d})$$

Modèle de troisième ordre (SSFR3) :

$$L_d(s) = 0.004899 \frac{(1+0.896976s)(1+0.084855s)(1+0.002473s)}{(1+3.944719s)(1+0.101208s)(1+0.003354s)} \quad (\text{II.7e})$$

$$L_q(s) = 0.004665 \frac{(1+3.068425s)(1+0.153704s)(1+0.002947s)}{(1+4.175365s)(1+0.422119s)(1+0.007468s)} \quad (\text{II.7f})$$

II.8.2 Approche analytique

La méthode analytique est basée sur la théorie standard des systèmes linéaires. Autrement dit, les circuits équivalents de la machine synchrone sont formés par des branches simples (R, L), connectées en parallèle. Ainsi, ces branches peuvent être représentées dans le plan complexe par une série de combinaisons de paires de pôles-zéro. Grâce à cela, il est possible de séparer la fonction de transfert en appliquant une soustraction itérative des réponses en fréquence individuelles pour la branche particulière.

Dans une paire pôle-zéro, la fréquence centrale F_{ce} correspond à la phase minimale. Par conséquent, on peut déduire un paramètre bêta (β), lié à la fois à la valeur phi (φ) de la phase minimale et à la variation du gain G_{ch} de la paire pôle-zéro :

$$\sin(\varphi) = \frac{1-\beta}{1+\beta} \quad (\text{II.8a})$$

$$G_{ch} = 20 \log_{10}(\beta) \text{ (dB)} \quad (\text{II.8b})$$

Les valeurs des constantes de temps T_d et T_{d0} peuvent alors être obtenues à partir de :

$$T_{d0} = \frac{\sqrt{\beta}}{2\pi F_{ce}} \quad (\text{II.8c})$$

$$T_d = \frac{T_{d0}}{\beta} \quad (\text{II.8d})$$

β est une constante supérieure à 1

Afin d'identifier les constantes de temps, la méthode analytique commence par la première identification de la paire pôle-zéro à partir de l'inductance opérationnelle illustrée par la Figure II.9. La soustraction de la réponse en fréquence de l'inductance opérationnelle donne une nouvelle réponse en fréquence résiduelle. L'autre paire pôle-zéro est ensuite identifiée à partir de la prochaine phase minimale.

La soustraction des réponses en fréquence des paires pôle-zéro successives est effectuée jusqu'à ce qu'il n'y ait plus de pics de phase. Le processus est terminé et l'ordre du modèle est finalement identifié.

La procédure analytique peut être représentée par le schéma de la Figure II.9.

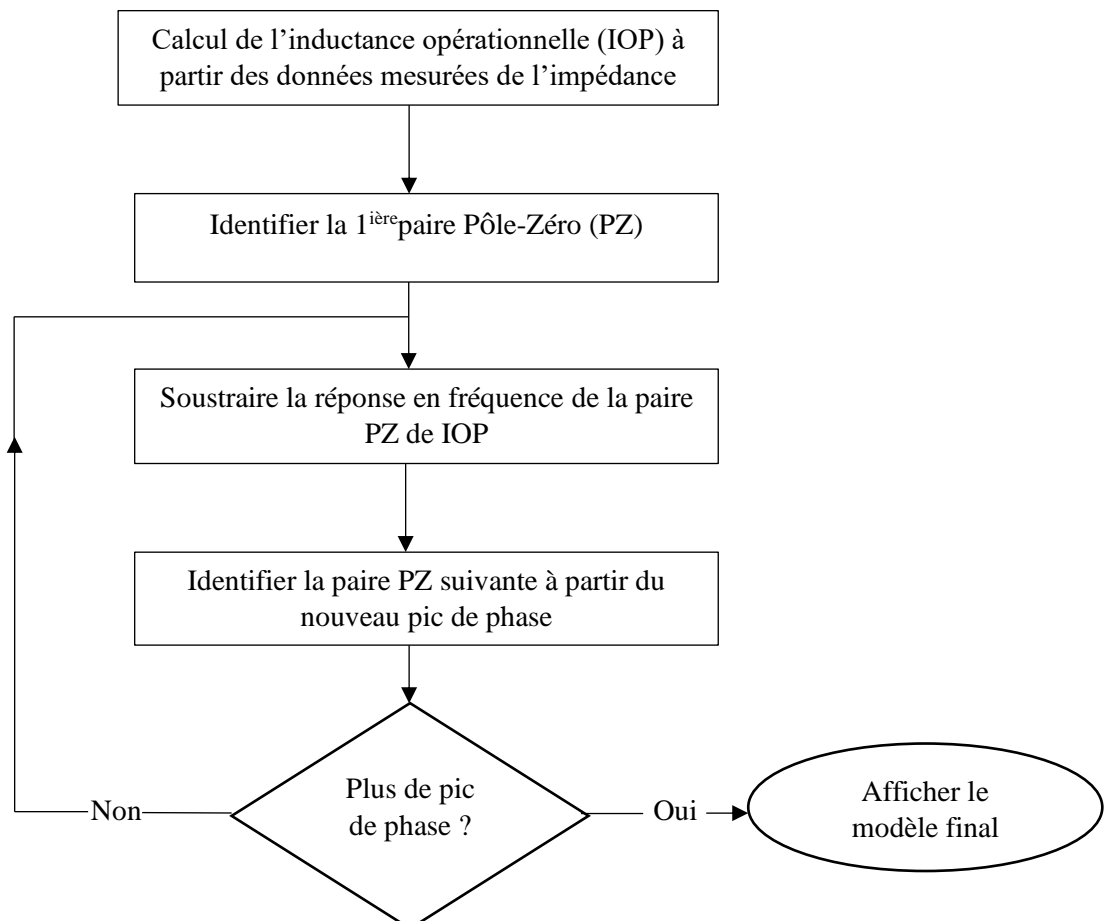


Figure II.9. Diagramme de l'approche analytique

Pour la mise en œuvre de la méthode analytique nous proposons les étapes suivantes avec

$$s = j * \omega :$$

- Étape 1 : première paire pôle-zéro

Selon la Figure II.7, la phase minimale de l'inductance opérationnelle $\varphi_{min} = -39.37$ degré correspond à la fréquence centrale $Fce = 0.08$ Hz. En utilisant l'équation (II.8a), nous trouvons $\beta = 4.4693$, et par les équations (II.8c) et (II.8d), respectivement, nous obtenons $T'_{d0}(\text{sec}) = 4.207969$, $T'_d(\text{sec}) = 0.941527$, où T'_{d0} est le premier pôle et T'_d est le premier zéro.

$$H1(s) = \frac{1+sT'_d}{1+sT'_{d0}} \quad (\text{II.9})$$

$H1(s)$ est la fonction de transfert de la 1ère paire pôle-zéro.

- Étape 2 : deuxième paire pôle-zéro

Nous définissons Erreur1 comme suit :

$$Erreur1_{module} = |L_d(s)| + 46.1991 - 20 \log_{10} |H1(s)| \quad (\text{II.10a})$$

$$Erreur1_{phase} = Phase_{L_d(s)} - Arg |H1(s)| \quad (\text{II.10b})$$

où $L_d(s)$ est l'inductance opérationnelle (données mesurées).

La variation de l'Erreur1 en fonction de la fréquence est représentée sur la Figure II.10. La première phase minimale $\varphi_{min} = -5.211$ degré, ce qui correspond à la fréquence centrale $Fce = 1.3$ Hz, ainsi $\beta = 1.1997$, $T''_d(\text{sec}) = 0.111834$, $T''_{d0}(\text{sec}) = 0.134168$, où T''_{d0} est le deuxième pôle, et T''_d est le deuxième zéro.

$$H2(s) = \frac{1+sT''_d}{1+sT''_{d0}} \quad (\text{II.11})$$

$H2(s)$ est la fonction de transfert de la 2ème paire pôle-zéro.

- Étape 3 : troisième paire pôle-zéro

L'Erreur2 est définie comme suit :

$$Erreur2_{module} = |L_d(s)| + 46.1991 - 20 \log_{10} |H1(s)H2(s)| \quad (\text{II.12a})$$

$$Erreur2_{phase} = Phase_{La(s)} - Arg(H1(s)H2(s)) \tag{II.12b}$$

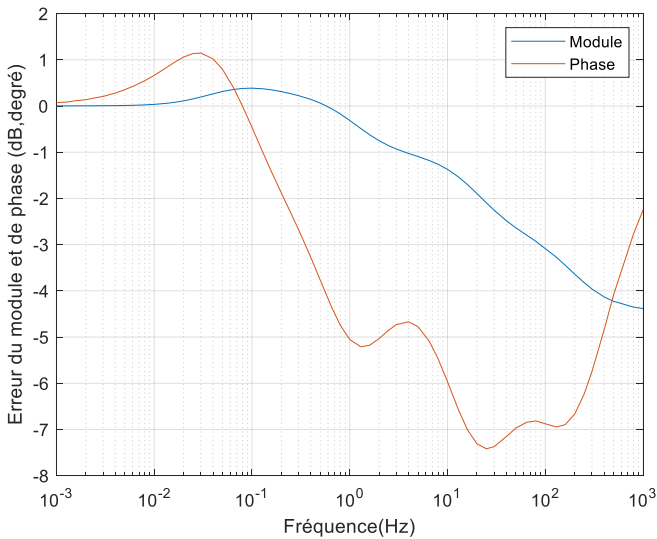


Figure II.10. Variation de l'Erreur1 du module et de la phase en fonction de la fréquence

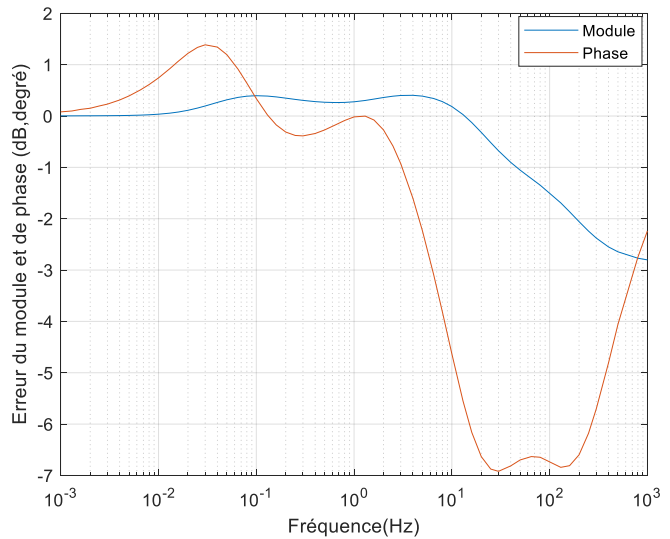


Figure II.11. Variation de l'Erreur2 du module et de la phase en fonction de la fréquence

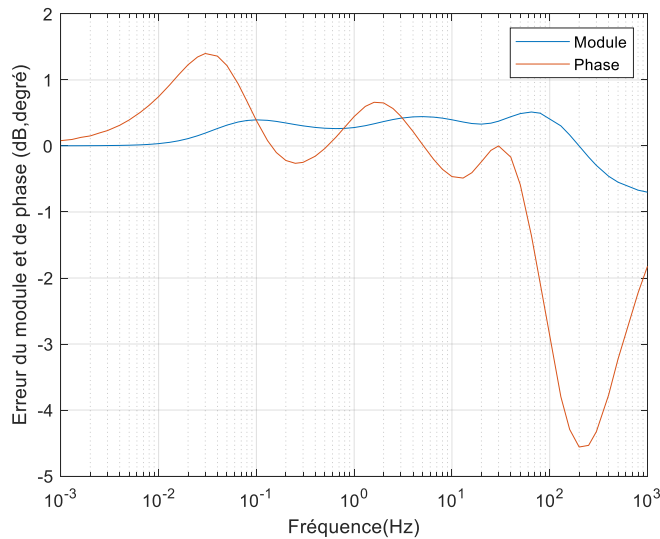


Figure II.12. Variation de l'Erreur3 du module et de la phase en fonction de la fréquence

La Figure II.11 représente la variation de l'Erreur2 du module et de phase en fonction de la fréquence. Nous constatons que la première phase minimale correspond à la valeur $\varphi_{min} = - 6.92$ degré, avec $Fce = 30$ Hz. En appliquant les équations (II.8a), (II.8c) et (II.8d), nous obtenons $\beta = 1.2740$, $T_d'''(\text{sec}) = 0.0047025$, $T_{d0}'''(\text{sec}) = 0.0059910$, où T_{d0}''' est le troisième pôle et T_d''' est le troisième zéro.

$$H3(s) = \frac{1+sT_d'''}{1+sT_{d0}'''} \tag{II.13}$$

$H3(s)$ est la fonction de transfert de la 3ème paire pôle-zéro

- Etape 4 : quatrième paire pôle-zéro

Nous calculons Erreur3 de la manière suivante :

$$Erreur3_{module} = |L_d(s)| + 46.1991 - 20 \log_{10} |H1(s)H2(s)H3(s)| \quad (II.14a)$$

$$Erreur3_{phase} = Phase_{L_d(s)} - Arg(H1(s)H2(s)H3(s)) \quad (II.14b)$$

On note que le module de l'inductance opérationnelle est égal à $|L_d(s)| = -46.1991$ dB pour une fréquence $f = 0$ Hz. La courbe donnant l'évolution du module et de la phase de l'Erreur3 en fonction de la fréquence est représentée par la Figure II.12.

On constate que la fréquence $Fce = 200$ Hz correspond à la dernière phase minimale $\varphi_{min} = -4.56$ degré, ainsi $\beta = 1.1727$, $T_d''''(sec) = 0.0007352$, $T_{d0}''''(sec) = 0.0008622$. Nous concluons qu'il n'y ait pas de pics de phase. Par conséquent, le processus est terminé et le modèle optimal est le quatrième ordre.

Le Tableau II.2 donne les valeurs des constantes de temps initiales.

Tableau II.2 : Valeurs des constantes de temps initiales

Circuit rotorique	Constantes de temps		Fréquence centrale Fce (Hz)	β
	Pôles (T_{d0})(s)	Zéros (T_d)(s)		
f	4.207969	0.941527	0.08	4.4693
k	0.134168	0.111834	1.3	1.1997
j	0.0055991	0.0047025	30	1.2740
e	0.0008622	0.0007352	200	1.1727

L'inductance opérationnelle avec les constantes de temps estimées initialement peut s'écrire :

$$L_d(s) = 0.004898 \frac{(1+0.941527s)(1+0.111834s)(1+0.0047025s)(1+0.0007352s)}{(1+4.207969s)(1+0.134168s)(1+0.0055991s)(1+0.0008622s)} \quad (II.15)$$

La Figure II.13 montre le résidu initial représentant la différence entre la réponse en fréquence De l'inductance opérationnelle donnée par (II.15) et la réponse expérimentale. L'erreur de phase varie entre - 0.2513 et 1,589 degré, tandis que l'erreur du module se situe dans la plage [0, 0.7165] dB.

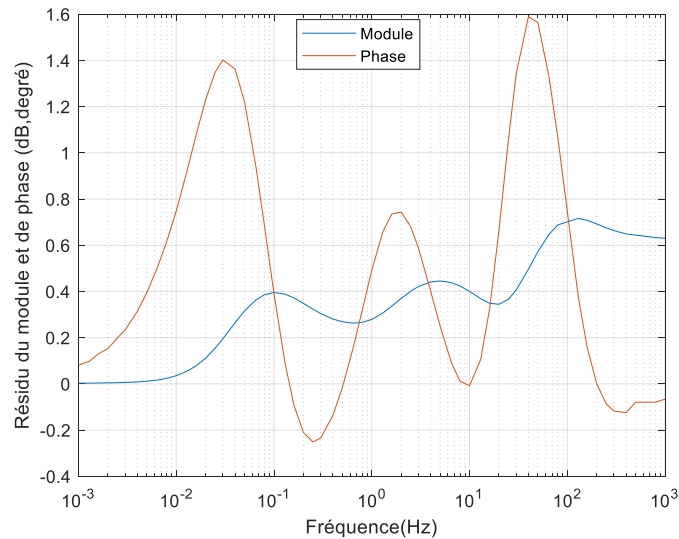


Figure II.13. Variation du Résidu de l'inductance opérationnelle en fonction de la Fréquence

II.9 Optimisation des constantes de temps

Lors de l'identification des constantes de temps de l'inductance opérationnelle de la machine synchrone, nous constatons que de nombreux chercheurs [69, 70] considèrent l'erreur uniquement sur le module, alors que d'autres chercheurs [71] ont utilisé une fonction de pondération contenant à la fois le module et la phase.

Une méthode d'amélioration sera présentée dans cette étude. Elle consiste à prendre le différentiel du module par rapport à la variation de la fréquence. Les données réelles seront également utilisées comme données d'entrée pour le processus d'optimisation.

Une autre étude d'optimisation présentée dans le chapitre III, montre que les erreurs résultantes à la fois du module et de la phase, en variant la fréquence centrale (Fce) et β , peuvent être utilisées de différentes manières pour déterminer les constantes de temps optimales.

II.10 Amélioration des constantes de temps par différenciation

Les variables utilisées dans ce processus sont la fréquence, le module et la phase des données réelles. Nous avons commencé par faire la différence entre le 1^{er} et le 2^{ème} points des données du module et ainsi de suite. Le même processus est répété pour les données de phase et de fréquence, puis nous divisons la différence du module par la différence de fréquence. Enfin, nous obtenons la pente du module par rapport à la fréquence.

Ainsi les nouvelles données deviennent : $\Delta M, \Delta F, \Delta \varphi$ et la pente, où :

- $\Delta M1 = M2 - M1$; $\Delta M2 = M3 - M2$ *etc*
- $\Delta F1 = F2 - F1$; $\Delta F2 = F2 - F1$ *etc*
- $\Delta \varphi1 = \varphi2 - \varphi1$; $\Delta \varphi2 = \varphi3 - \varphi2$ *etc*
- $pente1 = \frac{\Delta M1}{\Delta F1}$; $pente2 = \frac{\Delta M2}{\Delta F2}$ *etc*

A partir des nouvelles données, il faut calculer la valeur moyenne de deux fréquences successives. Ce processus est répété pour différentes valeurs de fréquences.

$$F_{moy1} = \frac{F1+F2}{2} ; F_{moy2} = \frac{F2+F3}{2} \dots \dots \dots etc$$

Nous avons maintenant de nouvelles variables disponibles pour le processus d'amélioration. Les deux variables les plus importantes que nous devons considérer sont $\frac{\Delta M}{\Delta F}$ et F_{moy} .

L'ensemble du processus est résumé sous forme d'organigramme, comme illustré à la Figure II.14. Conformément au diagramme standard de Bode, la courbe de la pente du module en fonction de la fréquence est exprimée en dB/décade.

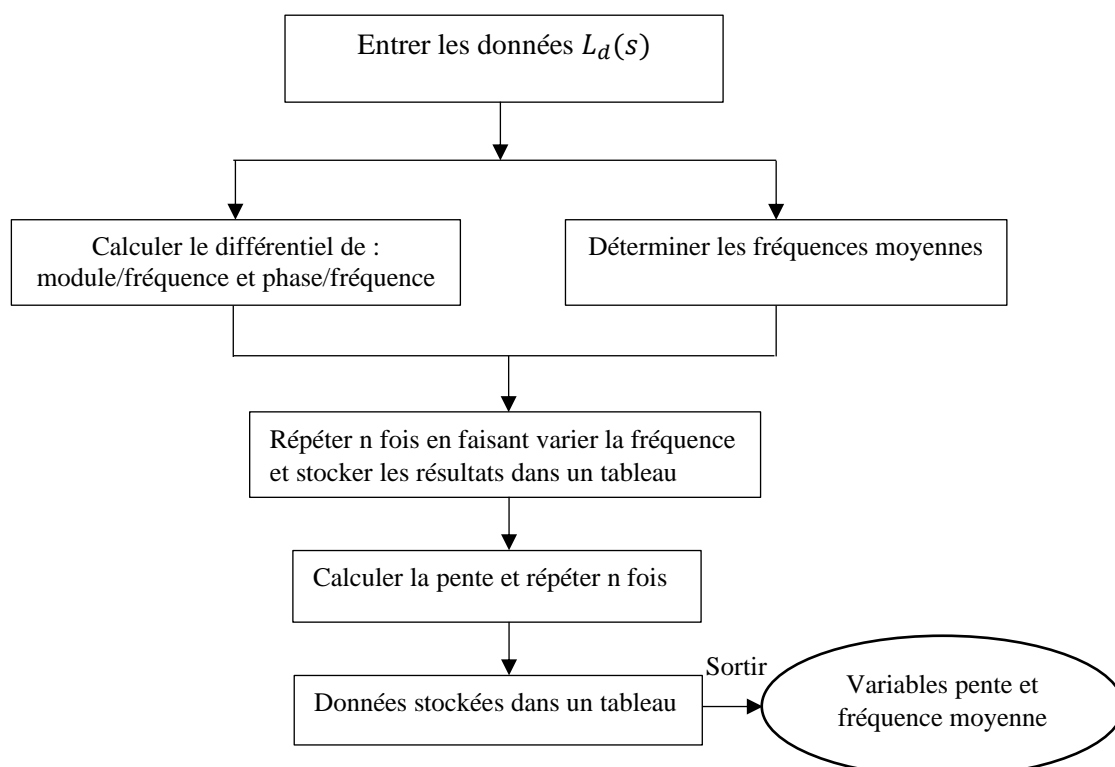


Figure II.14. Organigramme de l'obtention des nouvelles variables fréquence moyenne et pente

II.10.1 Configuration des données pour l'amélioration

Après avoir déterminé les variables, le processus d'amélioration commencera et les résultats de simulation ainsi que les discussions seront faites, aux étapes suivantes :

- Etape 1 : on considère la variation de fréquence :

$$\Delta F1 = F2 - F1 ; \Delta F2 = F3 - F2 \dots\dots etc$$

Les variables $\frac{\Delta M}{\Delta F}$, $\frac{\Delta \phi}{\Delta F}$ en fonction de la fréquence moyenne sont présentés par la Figure II.15. La courbe de la Figure II.15a est presque similaire à celle de la Figure II.7. Cependant, pour la première figure, la pente maximale du module et la phase minimale sont obtenues pour $F_{ce} = 0.035$ Hz (Figure II.15.(a)) contre 0.08 Hz (Figure II.7).

Afin d'obtenir la même forme et la même fréquence pour les deux figures, et puisque l'axe des abscisses est en échelle logarithmique, nous introduisons l'échelle logarithmique.

- Etape 2 : Nous définissons la variable ΔF avec une nouvelle forme :

$$\Delta F1 = \log_{10}(F2) - \log_{10}(F1) ; \Delta F2 = \log_{10}(F3) - \log_{10}(F2) \dots\dots etc$$

Le résultat ainsi obtenu est représenté par la Figure II.16.(a). La forme de ce dernier coïncide totalement avec la courbe souhaitée de la Figure II.7. La pente maximale est fixée à une fréquence de 0.09 Hz. Ainsi, l'objectif de cette étude est atteint.

On rappelle que Bode a démontré que [84] :

$$\arg G(i\omega_0) = \frac{\pi}{2} \int_0^\infty f(\omega) \frac{d \log|G(i\omega)|}{d \log \omega} d \log(\omega) \approx \frac{\pi}{2} \frac{d \log|G(i\omega)|}{d \log \omega} \tag{II.16}$$

Cette équation définit clairement la proportionnalité entre la pente de gain et la phase d'une fonction detransfert.

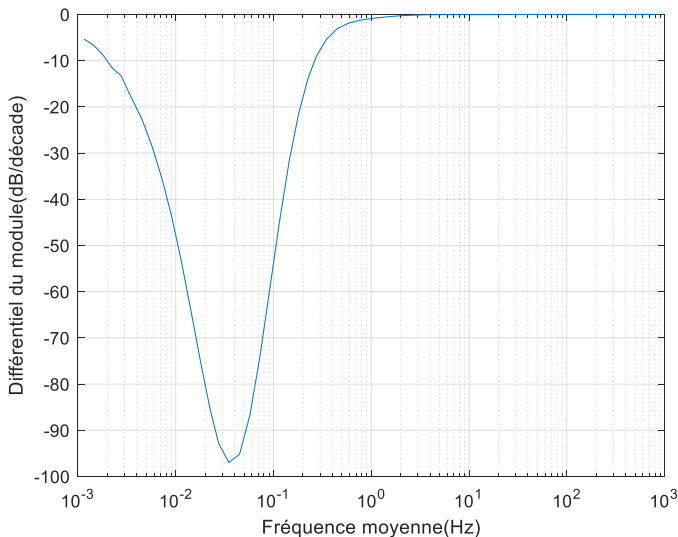


Figure II.15. (a) Variation du différentiel du module en fonction de la fréquence

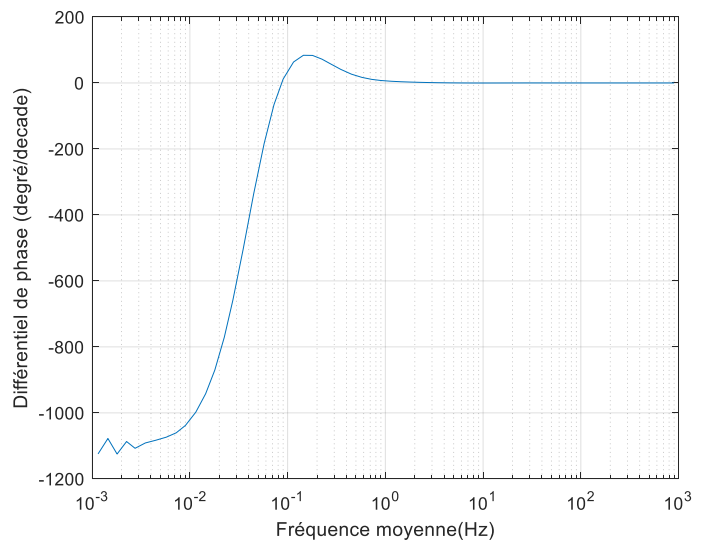


Figure II.15. (b) Variation du différentiel de la phase en fonction de la fréquence

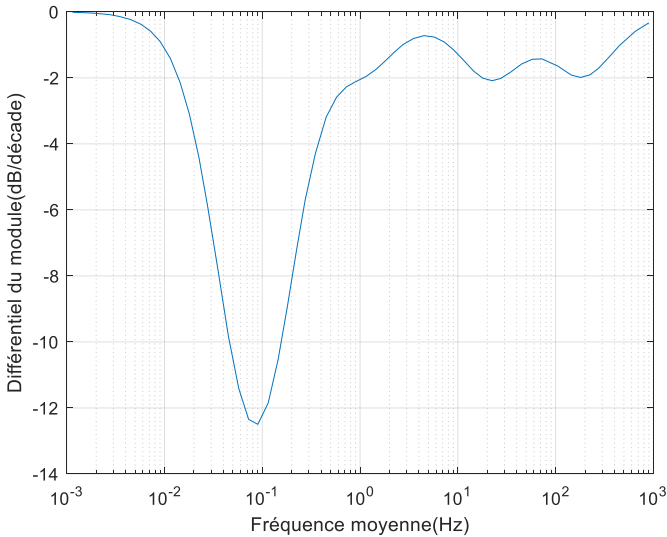


Figure II.16. (a) Variation du différentiel du module en fonction de la fréquence

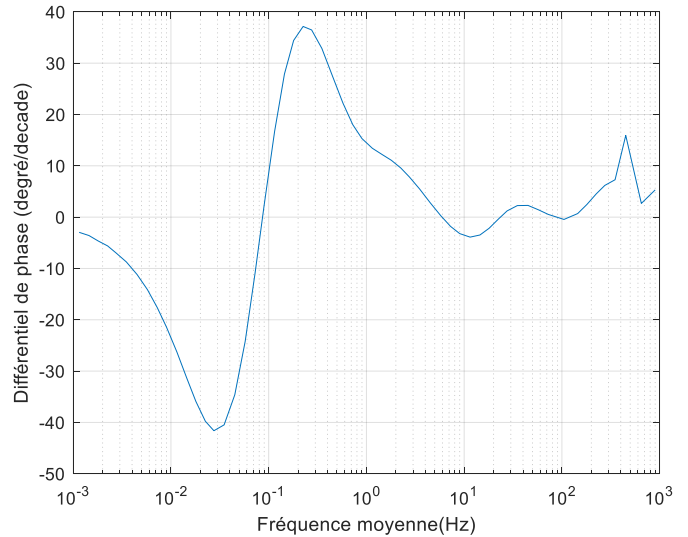


Figure II.16. (b) Variation du différentiel de la phase en fonction de la fréquence

• Discussions

A partir de la simulation, on note que la Figure II.16.(a) donne la courbe désirée qui est caractérisée par un minimum à la fréquence 0,09 Hz. Cette courbe est importante car elle définit la phase minimale de la courbe souhaitée. A travers cette analyse, on peut affirmer que l'utilisation des données du différentiel du module donne la valeur de F_{ce} en utilisant la valeur moyenne de deux points, par rapport aux données de la phase en se basant sur le choix d'une seule fréquence.

II.10.2 Calcul de la réponse en fréquence

Cette étape est importante dans le processus d'amélioration car elle explique comment obtenir la réponse en fréquence à partir des données de différentiel du module. Les équations (II.8c) et (II.8d) sont utilisées ici :

Aussi, nous avons :

$$T_f(s) = \frac{(1+sT_d)}{(1+sT_{d0})} \tag{II.17}$$

où $T_f(s)$ est la fonction de transfert pour calculer la réponse en fréquence, en faisant varier la fréquence de 0 Hz à 100 Hz. Pour déterminer la relation entre la pente du module, et β , nous calculons les réponses en fréquence pour huit valeurs de β dans l'intervalle [1.1, 5.5]. On note que la fréquence centrale a été prise égale à 1 Hz.

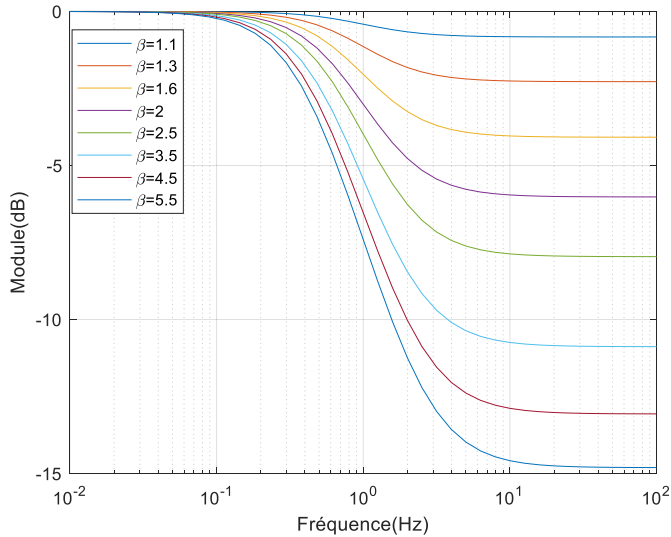


Figure II.17. (a) Variation du module en fonction de la fréquence

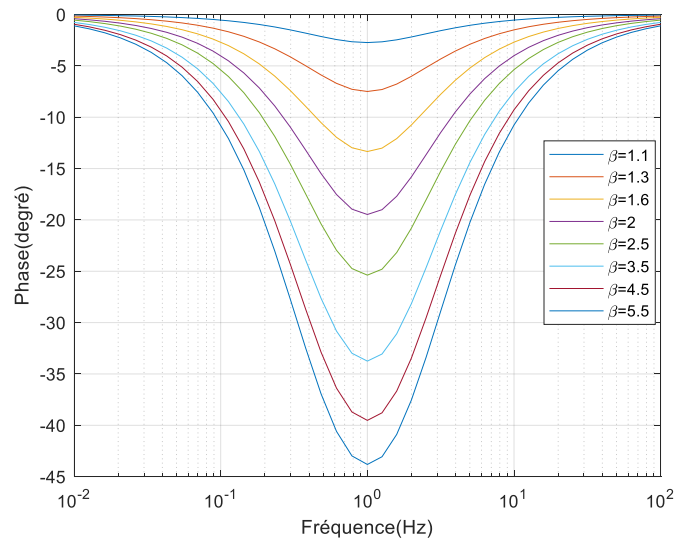


Figure II.17. (b) Variation de la phase en fonction de la fréquence

La Figure II.17 représente la variation du module et de la phase en fonction de la fréquence. On remarque que le maximum de la pente et le minimum de la phase sont situés à la fréquence centrale $F_{ce} = 1$ Hz. L'étape suivante vise à déterminer la pente de chacune des courbes, à partir des réponses en fréquence.

II.10.3 Détermination de la pente

Les trois points, la fréquence $F_{ce} = 1$ Hz pour différentes valeurs de β (voir Figure II.17.(a)), avec les fréquences $F1$ juste en dessous et $F2$ juste au-dessus, doivent être utilisés pour déterminer la pente.

Nous avons:

$$\Delta F1 = F1 - F_c ; \quad \Delta F2 = F_c - F2$$

$$\Delta M1 = M1 - M_c ; \quad \Delta M2 = M_c - M2$$

$$pente1 = \frac{\Delta M1}{\Delta F1} ; \quad pente2 = \frac{\Delta M2}{\Delta F2}$$

On prend la valeur moyenne des pentes :

$$pente = \frac{pente1 + pente2}{2}$$

Le Tableau II.3 représente la variation de la pente en (dB/Hz) en fonction de β .

Tableau II.3 : Calcul des pentes

β	1.1	1.3	1.6	2	2.5	3.5	4.5	5.5
pen t e(dB/Hz)	0.4092	1.1211	1.9847	3.6947	3.6947	4.8003	5.5083	6.0008

La Figure II.18 représente la variation de la pente en (dB/Hz) en fonction de β .

D'après cette courbe, on remarque que la pente croît pseudo-linéairement avec β . Cependant, l'échelle de la pente doit être modifiée. Conformément au diagramme de Bode, la pente du module s'exprime en (dB/décade). Cela permet d'obtenir le graphique représenté par la Figure II.19.

La variation de la pente maximale en (dB / décade) en fonction de β est donnée par l'équation suivante [85] :

$$pen\ t e = 20 \frac{(\beta-1)}{(\beta+1)} \tag{II.18}$$

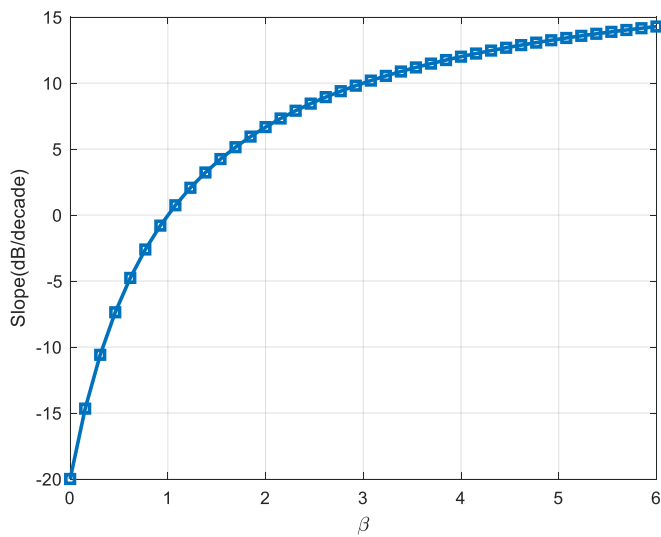


Figure II.19. Variation la de pente en (dB/décade) en fonction de β

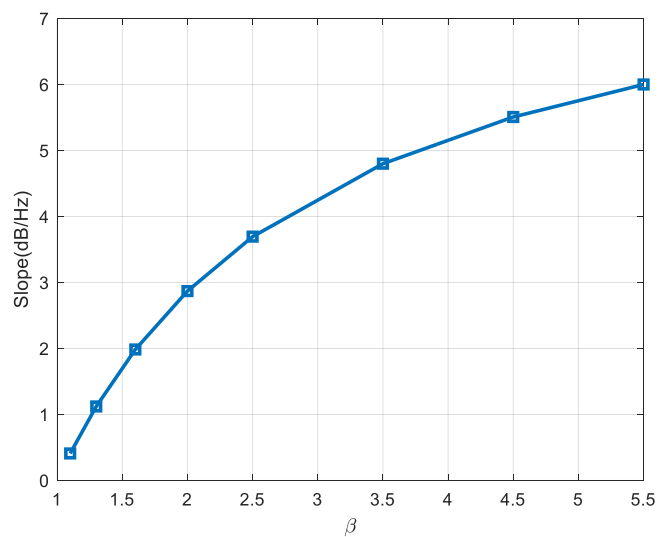


Figure II.18. Variation de la pente en (dB/Hz) en fonction de β

II.10.4 Détermination des constantes de temps améliorées

La courbe de la Figure II.19 est essentielle pour déterminer les constantes de temps améliorées qui dépendent de β selon les équations (II.8c) et (II.8d). En fait, la Figure II.16.(a) permet d'obtenir les différentes maximales pentes trouvées pour différentes fréquences F_{ce} . Les valeurs correspondantes de β sont déduites de la Figure II.19.

Le Tableau II.4 donne les valeurs des constantes de temps améliorées.

Tableau II.4 : Estimation des constantes de temps améliorées

Pente(dB/décade)	12.5	1.958	2.086	1.986
β	4.3495	1.1618	1.2206	1.2078
$Fce(Hz)$	0.084	1.1638	21.23	190.63
$Td0(sec)$	$Td0' = 3.950662$	$Td0'' = 0.147473$	$Td0''' = 0.008286$	$Td0'''' = 0.000918$
$Td(sec)$	$Td' = 0.908283$	$Td'' = 0.126934$	$Td'''(sec) = 0.006788$	$Td'''' = 0.000760$

La fonction de transfert de l'inductance opérationnelle peut s'écrire :

$$L_d(s) = 0.004898 \frac{(1+0.908283s)(1+0.126934s)(1+0.006788s)(1+0.000760s)}{(1+3.950662s)(1+0.147473s)(1+0.008286s)(1+0.000918s)} \quad (\text{II.19})$$

II.10.5 Comparaison des résultats

Le résidu représenté par la Figure II.20 représente l'erreur entre la réponse en fréquence de l'inductance opérationnelle, obtenue par la méthode analytique et celle mesurée. Nous montrons que l'erreur sur la phase varie entre 0,01822 et 0,02204 degrés, tandis que l'erreur sur l'amplitude varie entre 0,002262 et 0,003836 dB.

Nous notons que l'introduction du processus introduit a amélioré les constantes de temps de manière significative et l'erreur devient minimale. La Figure II.21 montre les réponses en fréquence de différentes inductances opérationnelles, à savoir celles mesurées [60], analytiques et numériques. Les inductances opérationnelles numériques ont été obtenues selon les modèles de premier ordre, de deuxième ordre et de troisième ordre.

Nous observons une ressemblance totale entre la courbe mesurée et celle analytique. Concernant la méthode numérique pour le modèle d'ordre 3, on note un léger désaccord sur le module de la gamme de fréquence entre 80 et 1000 Hz.

Pour la phase, on voit une nette différence apparaît dans la gamme de 8 à 1000 Hz. Pour le modèle du second ordre, nous constatons une légère différence du module et de la phase par rapport aux tests. Enfin, pour le modèle du premier ordre, nous remarquons une différence significative dans le module et la phase dans la plage de 0,006 à 1000 Hz.

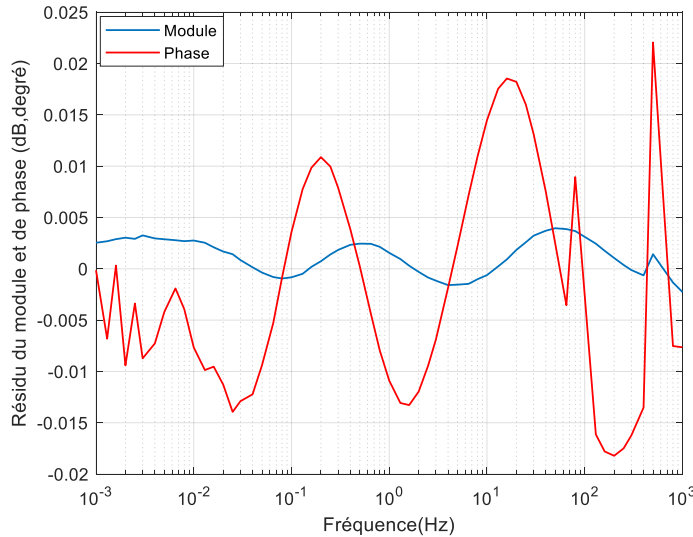


Figure II.20. Variation du Résidu de l'inductance opérationnelle en fonction de la fréquence (après amélioration)

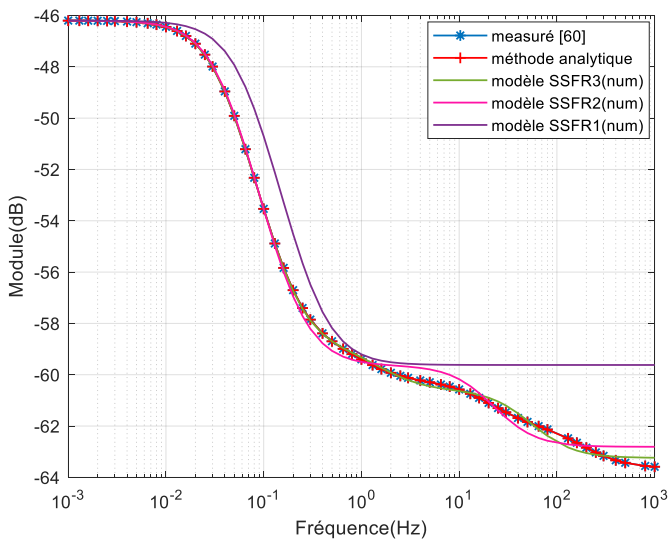


Figure II.21. (a) Module de l'inductance opérationnelle en fonction de la fréquence

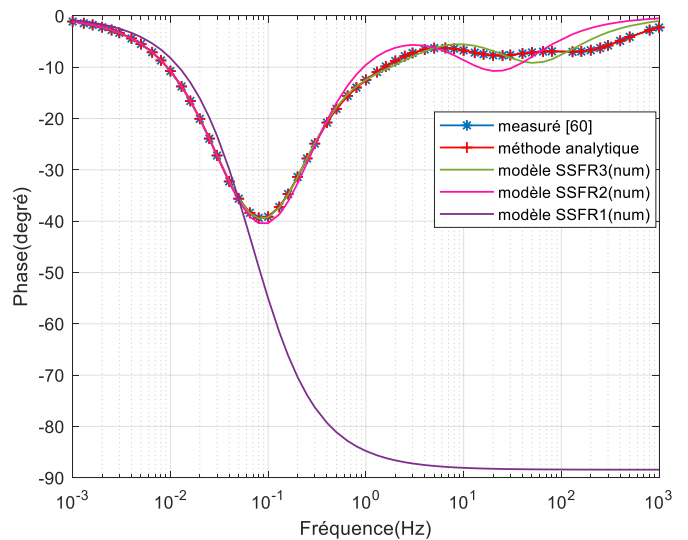


Figure II.21. (b) Phase de l'inductance opérationnelle en fonction de la fréquence

II.11 Paramètres des circuits équivalents

Après avoir trouvé les valeurs de L_d et les constantes de temps de l'inductance opérationnelle il faut alors déterminer les valeurs des résistances et inductances dans les branches rotoriques du circuit équivalent.

Encore une fois, il est possible d'utiliser des techniques numériques pour ajuster les paramètres, mais il est aussi possible d'obtenir une solution analytique en utilisant une transformation linéaire reliant directement les paramètres du circuit équivalent aux constantes de temps de la réponse en fréquence et aux valeurs de l'inductance de fuite L_a et l'inductance magnétisante L_{md} .

Pour permettre des comparaisons entre la méthode numérique et l'approche analytique,

l'analyse présentée ici est détaillée pour les modèles SSFR1, SSFR2, SSFR3 et SSFR4, Figure II.3.

II.11.1 Méthode classique (standard)

Les équations usuelles [80,81], servant à la détermination des résistances et réactances en pu, apparaissant dans la Figure II.3.(d), à l'aide des grandeurs caractéristiques de la machine synchrone sont :

$$L'_d = \frac{L_d T'_d}{T'_{d0}} \quad (\text{II.20a})$$

$$L''_d = \frac{L_d T'_d T''_d}{T'_{d0} T''_{d0}} \quad (\text{II.20b})$$

$$L'''_d = \frac{L_d T'_d T''_d T'''_d}{T'_{d0} T''_{d0} T'''_{d0}} \quad (\text{II.20c})$$

$$L''''_d = \frac{L_d T'_d T''_d T'''_d T''''_d}{T'_{d0} T''_{d0} T'''_{d0} T''''_{d0}} \quad (\text{II.20d})$$

$$L_f = \frac{(L'_d - L_a)(L_d - L_a)}{(L_d - L'_d)} \quad (\text{II.20e})$$

$$R_f = \frac{L'_d (L_d - L_a)^2}{T'_d L_d (L_d - L'_d)} \quad (\text{II.20f})$$

$$L_k = \frac{(L'_d - L_a)(L'_d - L_a)}{(L'_d - L''_d)} \quad (\text{II.20g})$$

$$R_k = \frac{L''_d (L'_d - L_a)^2}{T''_d L'_d (L'_d - L''_d)} \quad (\text{II.20h})$$

$$L_j = \frac{(L'''_d - L_a)(L'_d - L_a)}{(L'_d - L'''_d)} \quad (\text{II.20i})$$

$$R_j = \frac{L'''_d (L'_d - L_a)^2}{T'''_d L'_d (L'_d - L'''_d)} \quad (\text{II.20j})$$

$$L_e = \frac{(L''''_d - L_a)(L'''_d - L_a)}{(L'''_d - L''''_d)} \quad (\text{II.20k})$$

$$R_e = \frac{L''''_d (L'''_d - L_a)^2}{T''''_d L'''_d (L'''_d - L''''_d)} \quad (\text{II.20l})$$

Les paramètres des circuits équivalents des modèles SSFR1, SSFR2, SSFR3 et SSFR4 sont résumés dans le Tableau II.5:

Tableau II.5 : Estimation des paramètres des circuits équivalents par la méthode standard

paramètres	modèle SSFR1	modèle SSFR2	modèle SSFR3	modèle SSFR4
$R_f (\Omega)$	0.002058	0.001372	0.001372	0.001372
$L_f (mH)$	0.0021	0.0023	0.0026	0.0027
$R_k (\Omega)$	-	0.1507	0.0276	0.0224
$L_k (mH)$	-	0.0020	0.0065	0.0081
$R_j (\Omega)$	-	-	0.3430	0.2217
$L_j (mH)$	-	-	0.0019	0.0040
$R_e (\Omega)$	-	-	-	1.2311
$L_e (mH)$	-	-	-	0.0023

II.11.2 Méthodes numériques

Dans cette partie nous essayons de trouver les relations entre les constantes de temps de l'inductance opérationnelle et les paramètres du circuit équivalent des modèles de la machines synchrones. Dans ce cadre, nous nous intéressons au modèle du troisième ordre (SSFR3).

On procède au développement de l'équation (II.5d), puis en l'identifiant avec l'équation (II.5c), on obtient un système d'équations non linéaires, dont les entrées sont les constantes de temps et les sorties sont les paramètres du circuit équivalent. Le choix de la valeur de l'inductance de fuite dans la littérature technique [82,83, 85] est prise $L_a = 8.11\% L_d$.

Le système est :

$$L_{amd} = \frac{L_a * L_{md}}{L_a + L_{md}} \quad (II.21a)$$

$$T'_d + T''_d + T'''_d = \frac{L_f + L_{md}}{R_f} + \frac{L_k + L_{md}}{R_k} + \frac{L_b + L_{md}}{R_j} \quad (II.21b)$$

$$T'_d * T''_d + T''_d * T'''_d + T'''_d * T'_d = \frac{L_k * L_f + L_j * L_{md} + L_f * L_{md}}{R_f * R_j} + \frac{L_j * L_k + L_j * L_{md} + L_k * L_{md}}{R_j * R_k} + \frac{L_f * L_k + L_f * L_{md} + L_k * L_{md}}{R_k * R_f} \quad (II.21c)$$

$$T'_d * T''_d * T'''_d = \frac{L_f * L_j * L_k + L_j * L_k * L_{md} + L_f * L_k * L_{md} + L_f * L_j * L_{md}}{R_f * R_j * R_k} \quad (II.21d)$$

$$T'_{d0} + T''_{d0} + T'''_{d0} = \frac{L_f + L_{amd}}{R_f} + \frac{L_k + L_{amd}}{R_k} + \frac{L_j + L_{amd}}{R_j} \quad (II.21e)$$

$$T'_{d0} * T''_{d0} + T''_{d0} * T'''_{d0} + T'''_{d0} * T'_{d0} = \frac{Lk * Lf + Lj * Lamd + Lf * Lamd}{Rf * Rj} + \frac{Lj * Lk + Lj * Lamd + Lk * Lamd}{Rj * Rk} + \frac{Lf * Lk + Lf * Lamd + Lk * Lamd}{Rk * Rf} \tag{II.21f}$$

$$T'_{d0} * T''_{d0} * T'''_{d0} = \frac{Lf * Lj * Lk + Lj * Lk * Lamd + Lf * Lk * Lamd + Lf * Lj * Lamd}{Rf * Rj * Rk} \tag{II.21g}$$

Cela révèle un ensemble de six équations non linéaires qui peuvent être résolues numériquement en utilisant, par exemple, la fonction "fsolve" de MATLAB.

Le système d'équations non linéaires des modèles SSFR1, SSFR2 et SSFR4 est représenté dans l'annexe 3.

Les résultats de la simulation sont regroupés dans le Tableau II.6.

Tableau II.6 : Estimation des paramètres des circuits équivalents par la méthode numérique

paramètres	modèle SSFR1	modèle SSFR2	modèle SSFR3	modèle SSFR4
$Rf (\Omega)$	0.0021	0.0014	0.0014	
$Lf (mH)$	0.7	0.8	0.9	
$Tf (s)$	0.333333	0.571428	0.600000	
$Rk (\Omega)$	-	0.1563	0.0254	
$Lk (mH)$	-	0.7	1.9	Divergence
$Tk (s)$		0.004492	0.073076	
$Rj (\Omega)$	-	-	0.3467	
$Lj (mH)$	-	-	0.6	
$Tj (s)$			0.001695	
$Re (\Omega)$	-	-	-	
$Le (mH)$	-	-	-	
$Te (s)$				

II.11.3 Méthode analytique

Puisque l'inductance opérationnelle $L_d(s)$ est simplement la réactance de fuite en série avec la combinaison parallèle de la réactance magnétisate et l'impédance du rotor, il est simple de déterminer la réponse en fréquence de l'impédance équivalente du rotor $Z_r(s)$ comme suit, Figure II.3.(c).

On a :

$$sL_d(s) = sLa + (sL_{md} // Z_r(s)) \quad (\text{II.22a})$$

En développant la relation (II.22a), nous obtenons :

$$Z_r(s) = \frac{sL_{md}(L_d(s) - La)}{L_{md} + La - L_d(s)} \quad (\text{II.22b})$$

Ce qui, bien sûr, donne un autre ensemble de données de réponse en fréquence. Ce processus reflète celui de soustraire la résistance statorique de l'impédance mesurée pour produire les données de réponse en fréquence de l'inductance opérationnelle.

Pour calculer les paramètres des circuits équivalents nous envisageons les modèles suivants :

- **Modèle de 3^{ème} ordre :**

L'impédance réelle du rotor $Z_r(s)$ pour le modèle du troisième ordre peut facilement être montrée comme étant :

$$Z_r(s) = \frac{Rp(1+sT_f)(1+sT_k)(1+sT_j)}{(1+sT_v)(1+sT_w)} \quad (\text{II.23a})$$

où T_f , T_k , T_b , T_v et T_w sont liés aux constantes de temps de $L_d(s)$ et aux valeurs de La et L_{md} par un ensemble d'équations linéaires. En fait, les constantes de temps du numérateur sont les constantes de temps individuelles de chacune des branches du rotor,

$$T_f = L_f / R_f, \quad T_k = L_k / R_k \text{ et } T_j = L_j / R_j \quad (\text{II.23b})$$

De même $Z_r(s)$, peut s'écrire sous la forme :

$$Z_r(s) = (R_f + sL_f) // (R_k + sL_k) // (R_j + sL_j) \quad (\text{II.23c})$$

D'où

$$Z_r(s) = \frac{(R_f + sL_f)(R_k + sL_k)(R_j + sL_j)}{(R_f + sL_f)(R_k + sL_k) + (R_f + sL_f)(R_j + sL_j) + (R_k + sL_k)(R_j + sL_j)} \quad (\text{II.23d})$$

et R_p est la combinaison parallèle des résistances de trois branches du rotor :

$$R_p = \frac{R_f R_k R_j}{R_f R_k + R_k R_j + R_f R_j} \quad (II.23e)$$

Lorsque la fréquence tend vers zéro, la valeur asymptotique de $|Z_r(s)|$ représente la valeur de la résistance R_p .

En développant la relation (II.23d) et en l'identifiant avec la relation (II.22b), nous obtenons les relations entre les paramètres inconnus du circuit du rotor et les constantes de temps connues, qui peuvent être écrites sous la forme d'une simple équation matricielle linéaire.

$$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ T_j + T_k & T_f + T_j & T_f + T_k \\ T_j * T_k & T_f * T_j & T_f * T_k \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{R_f} \\ \frac{1}{R_k} \\ \frac{1}{R_j} \end{bmatrix} = \frac{1}{R_p} \begin{bmatrix} 1 \\ T_v + T_w \\ T_v * T_w \end{bmatrix} \quad (II.23f)$$

L'inversion de cette matrice donne alors les valeurs de R_f , R_j et R_k , à partir desquelles, sachant que les constantes de temps étant connues, les inductances sont simplement obtenues à partir de l'équation (II.22b).

En utilisant les techniques d'ajustement de courbes, la fonction $Z_r(s)$ peut s'écrire sous la forme :

$$Z_r(s) = 0.001582 \frac{(1+0.426075s)(1+0.006079s)(1+0.000597s)}{(1+0.009302s)(1+0.000953s)} \quad (II.23g)$$

La méthode précédente est facilement étendue pour un modèle de quatrième ordre.

- **Modèle de 4^{ème} ordre :**

La fonction de transfert de l'impédance rotorique s'écrit :

$$Z_r(s) = \frac{R_p(1+sT_f)(1+sT_k)(1+sT_j)(1+sT_e)}{(1+sT_v)(1+sT_w)(1+sT_x)} \quad (II.24a)$$

Avec,

$$T_e = L_e / R_e,$$

$$(II.24b)$$

$$R_p = \frac{R_f R_k R_j R_e}{R_f R_k R_j + R_f R_k R_e + R_k R_j R_e + R_j R_e R_f}$$

L'équation matricielle peut s'écrire sous la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} 1 & & & \\ T_k + T_j + T_e & & & \\ T_k T_j + T_j T_e + T_k T_e & & & \\ T_k * T_j * T_e & & & \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & & & \\ T_f + T_j + T_e & & & \\ T_f T_k + T_f T_e + T_k T_e & & & \\ T_f * T_j * T_e & & & \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & & & \\ T_f + T_k + T_e & & & \\ T_f T_k + T_f T_e + T_k T_e & & & \\ T_f * T_k * T_j & & & \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & & & \\ T_f + T_k + T_j & & & \\ T_f T_k + T_f T_j + T_k T_j & & & \\ T_f * T_k * T_j & & & \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{Rf} \\ 1 \\ \frac{1}{Rk} \\ \frac{1}{Rj} \\ 1 \\ \frac{1}{Re} \end{bmatrix} \\
 = \frac{1}{Rp} \begin{bmatrix} 1 & & & \\ T_v + T_w + T_x & & & \\ T_v * T_w + T_v * T_x + T_w * T_x & & & \\ T_v * T_w * T_x & & & \end{bmatrix} \quad (II.24c)$$

En utilisant la fonction invfreqs de Matlab, nous obtenons :

$$Z_r(s) = 0.001355 \frac{(1+0.640204s)(1+0.110071s)(1+0.005770s)(1+0.000595s)}{(1+0.145645s)(1+0.008613s)(0.000947)} \quad (II.24d)$$

- **Modèle de 2^{ème} ordre :**

$$Z_r(s) = \frac{Rp(1+sT_f)(1+sT_k)}{(1+sT_v)} \quad (II.25a)$$

L'équation matricielle s'écrit sous la forme :

$$\begin{bmatrix} 1 & 1 \\ T_k & T_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{Rf} \\ \frac{1}{Rk} \end{bmatrix} = \frac{1}{Rp} \begin{bmatrix} 1 \\ T_v \end{bmatrix} \quad (II.25b)$$

Avec,

$$Rp = \frac{Rf Rk}{Rf + Rk} \quad (II.25c)$$

$$Z_r(s) = 0.004085 \frac{(1+0.120700s)(1+0.000677s)}{(1+0.001207s)} \quad (II.25d)$$

- **Modèle de 1^{ier} ordre :**

La relation donnant l'impédance rotorique est :

$$Z_r(s) = Rp(1 + sT_f) \quad (II.26a)$$

Avec,

$$Rp = Rf \quad (II.26b)$$

$$Z_r(s) = 0.02818(1 + 0.010283s) \quad (\text{II.26c})$$

Le Tableau II.7 représente les paramètres des circuits équivalents de différents modèles :

Tableau II.7 : Estimation des paramètres des circuits équivalents par la méthode analytique

paramètres	modèle SSFR1	modèle SSFR2	modèle SSFR3	modèle SSFR4
$Rf(\Omega)$	0.02876	0.0041	0.0016	0.0015
$Lf(mH)$	0.295	0.498	0.681	0.960
$Tf(s)$	0.010283	0.120700	0.426075	0.640204
$Rk(\Omega)$	-	0.9251	0.2205	0.0208
$Lk(mH)$	-	0.626	1.340	2.289
$Tk(s)$	-	0.000677	0.006079	0.110071
$Rj(\Omega)$	-	-	1.1907	0.2419
$Lj(mH)$	-	-	0.723	1.395
$Tj(s)$	-	-	0.000597	0.005770
$Re(\Omega)$	-	-	-	1.1994
$Le(mH)$	-	-	-	0.713
$Te(s)$	-	-	-	0.000595

II.11.4 Résultats et validations

Afin de valider les résultats obtenus, les paramètres estimés par la méthode numérique et l'approche analytique des modèles SSFR1, SSFR2, SSFR3 et SSFR4, cités dans les tableaux II.5 et II.6 respectivement, sont introduits dans les fonctions de transfert de l'inductance opérationnelle des équations II.3a, II.4a, II.5c et II.21b.

Les résultats obtenus par la méthode numérique sont présentés par les Figures II.22.(a) et II.22.(b). La comparaison des réponses fréquentielles de ces dernières avec les données mesurées montre clairement l'efficacité de l'approche proposée.

Une quasi-coïncidence apparaît clairement entre la réponse en fréquence du modèle SSFR3 et les données mesurées. Si on regarde attentivement les résultats obtenus par l'approche analytique Figures II.23.(a) et II.23.(b), on remarque que les réponses en fréquence des modèles SSFR3 et SSFR4 coïncident avec les résultats mesurés.

Bien qu'il n'existe aucun moyen de déterminer lequel des deux ensembles de valeurs est le plus approprié, la comparaison des constantes de temps des circuits rotoriques (T_f , T_k , T_j et T_e) est assez idicatif. Ceux obtenus en utilisant la démarche analytique a une approche très systématique, un ensemble ordonné de valeurs dans la plage attendue tandis que celles obtenues par l'approche numérique sont assez arbitraires et ne suivent pas une tendance aussi systématique.

Cette différence est tout à fait conforme à ce que serait attendu lors de la comparaison des résultats de deux systèmes l'un basé sur les principes fondamentaux de la théorie des circuits, et l'autre sur l'application aveugle des méthodes numériques.

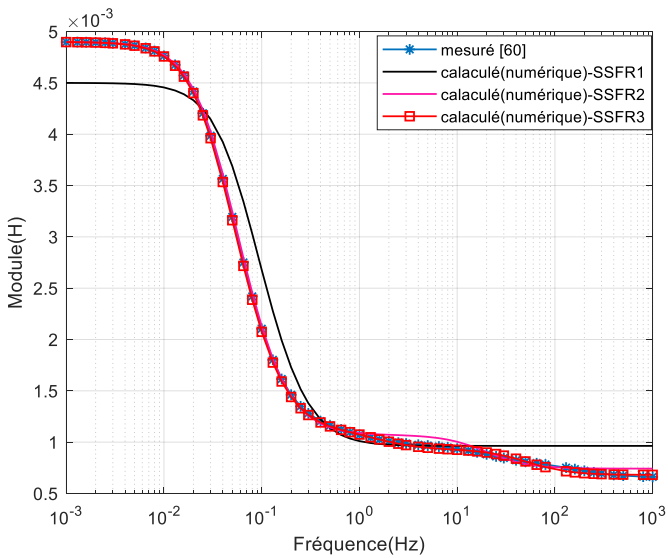


Figure II.22. (a) Module de l'inductance opérationnelle en fonction de la fréquence

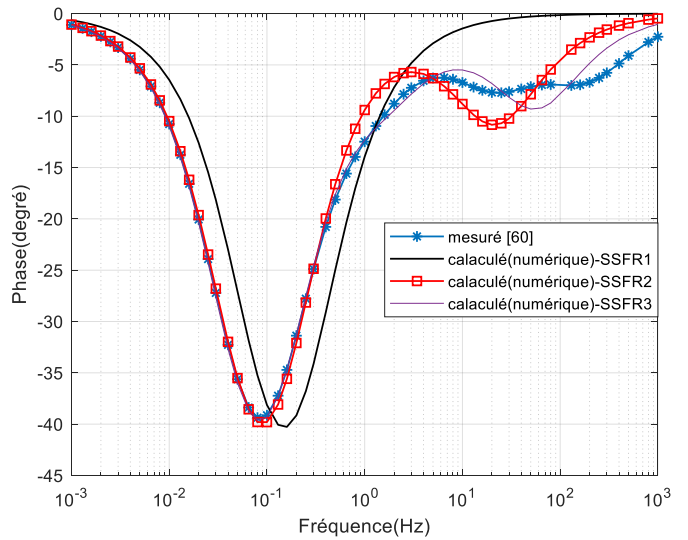


Figure II.22. (b) Phase de l'inductance opérationnelle en fonction de la fréquence

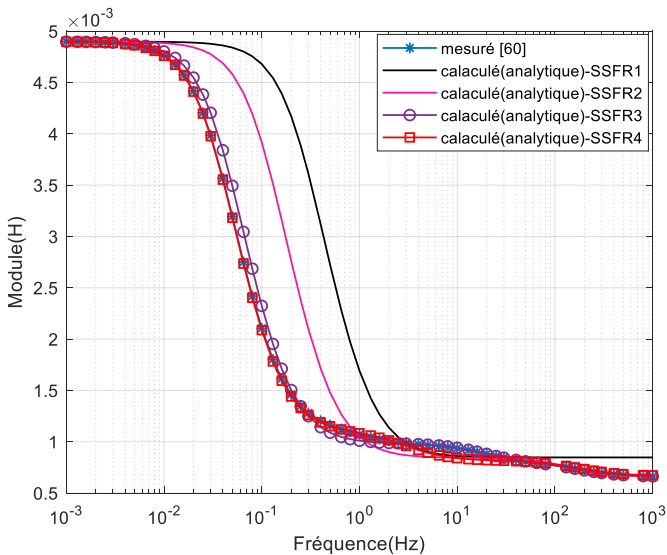


Figure II.23. (a) Module de l'inductance opérationnelle en fonction de la fréquence

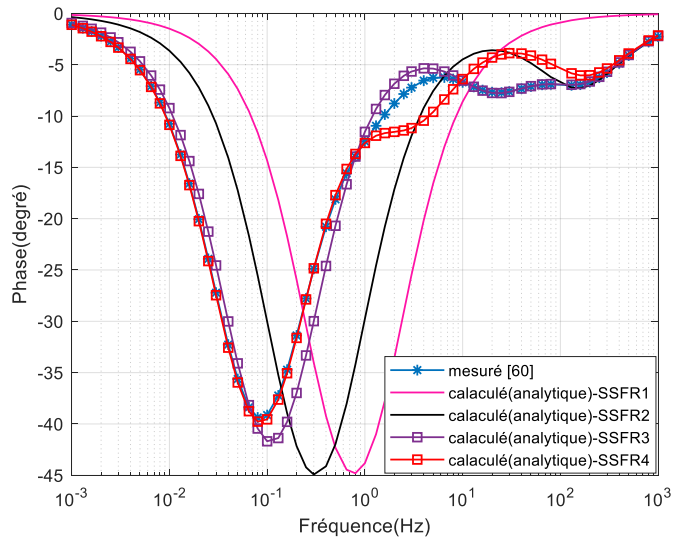


Figure II.23. (b) Phase de l'inductance opérationnelle en fonction de la fréquence

II.12 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons utilisé une méthode analytique pour estimer les constantes de temps de la machine synchrone à partir des tests de réponse en fréquence à l'arrêt (SSFR). Cette méthode est basée sur la théorie standard des systèmes linéaires, pour localiser les valeurs des pôles et des zéros dans la réponse en fréquence et déterminer l'ordre optimal du circuit équivalent qui peut modéliser la machine avec précision.

Il permet également d'utiliser les valeurs des constantes de temps initiales comme vecteur initial pour les méthodes numériques, notamment pour les modèles d'ordre supérieur. Nous avons également montré l'importance de la précision de la valeur de la résistance statorique sur la détermination des constantes de temps.

Dans l'objectif de déterminer les paramètres des circuits équivalents des modèles SSFR1, SSFR2, SSFR3 et SSFR4, nous avons utilisé une méthode numérique et une approche analytique, les résultats obtenus sont satisfaisants.



Chapitre III

Identification des Modèles des Machines

Synchrones par la Méthode Fréquentielle

(Variation des paramètres F_{ce} et β)

III.1 INTRODUCTION

Une stratégie d'optimisation évidente consisterait à maintenir T_p fixe et à faire varier T_z pour trouver la valeur optimale à l'aide d'une fonction de coût appropriée. L'étape suivante consisterait à maintenir T_z fixe et à faire varier T_p pour trouver un meilleur optimal, en répétant le processus jusqu'à ce que l'erreur soit minimisée. Ce processus s'avère avoir de très mauvaises propriétés de convergence [82].

Bien que l'approche analytique est simple et systématique, des erreurs doivent survenir dans les données réelles. Les recherches de [83] ont souligné que ces erreurs sont dues à :

- Les points de données individuels peuvent ne pas être à la fréquence précise pour la phase minimale.
- L'interaction inhérente entre les réponses en fréquence de toutes les paires pôle-zéro.
- La reconnaissance de la présence du bruit présent dans les données d'entrée.

Il existe donc un besoin d'imaginer un procédé d'optimisation pour affiner les valeurs des constantes de temps. Toute optimisation nécessite la définition d'une fonction de coût et la question à laquelle il faut répondre est de savoir si l'erreur sur le module ou sur la phase est la plus importante, ou de quelle manière les deux pourraient être combinées pour déterminer les constantes de temps correctes.

Plutôt que d'utiliser uniquement l'erreur sur le module pour effectuer l'optimisation, on montrera ici que les erreurs à la fois sur le module et sur la phase peuvent être utilisées de différentes manières pour déterminer les meilleures constantes de temps.

III.2 Optimisation par variation de F_{ce} et β

Dans le processus d'optimisation proposé, les variables que nous voulons optimiser sont F_{ce} et β , à la place de T_d et T_{d0} , en adoptant la procédure suivante :

- 1) On change la valeur de F_{ce} , afin de changer les constantes de temps, à condition que la phase minimale reste constante.

On fait varier la valeur de β , et donc les constantes de temps changent, la phase minimale varie, mais la fréquence centrale F_{ce} reste constante.

On note que sur tout le domaine fréquentiel :

- Si l'on fait varier la fréquence centrale Fce autour de la valeur initiale correspondante à la première paire pôle-zéro, avec un pas de $\pm 10\%$ autour de la valeur initiale, l'erreur sur le module varie de valeurs positives et négatives autour de la valeur correcte, Figure III.1.

- De même, en faisant varier β autour de la valeur initiale avec un pas de $\pm 10\%$ autour de la valeur initiale, on montre que l'erreur sur la phase varie positivement et négativement autour de la valeur correcte, Figure III.2 .

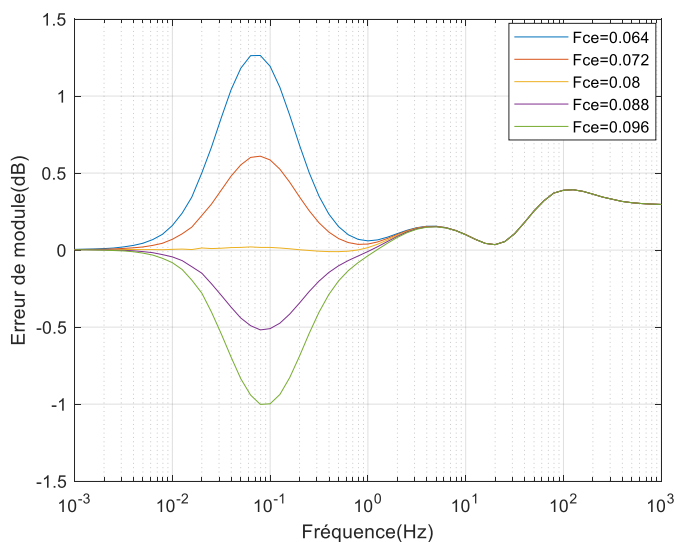


Figure III.1. Variation de l'erreur du module en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de Fce (1^{ière} paire pôle-zéro)

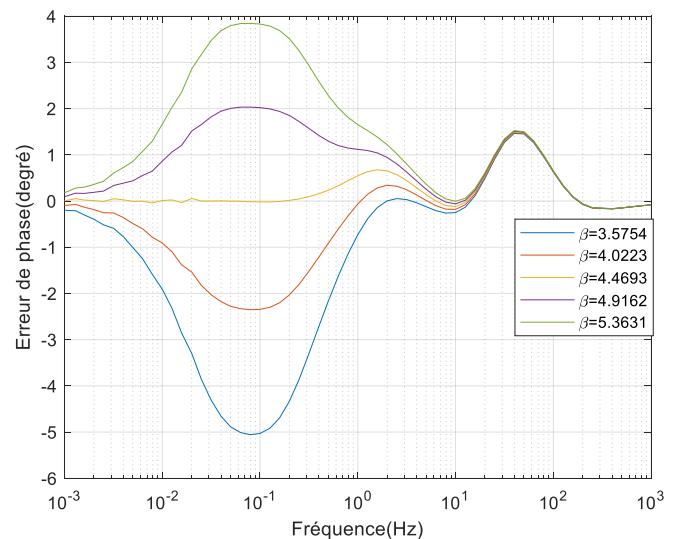


Figure III.2. Variation de l'erreur de la phase en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de β (1^{ière} paire pôle-zéro)

Il est très important de conclure que l'erreur sur le module fournit la meilleure plate-forme pour la valeur optimale de Fce et l'erreur sur la phase est la meilleure base pour trouver l'optimum de β .

III.2. 1 Calcul des constantes de temps optimales

Généralement, le processus d'optimisation peut être classé selon les trois étapes suivantes :

1. Configuration des données pour l'optimisation
2. Calculer les constantes de temps optimales
3. Comparaison à partir du résidu pour obtenir les meilleure constante de temps.

La procédure et l'analyse des trois étapes seront présentées séquentiellement dans les trois

sections suivantes. L'organigramme illustré par Figure III.3 montre la vue globale du processus d'optimisation.

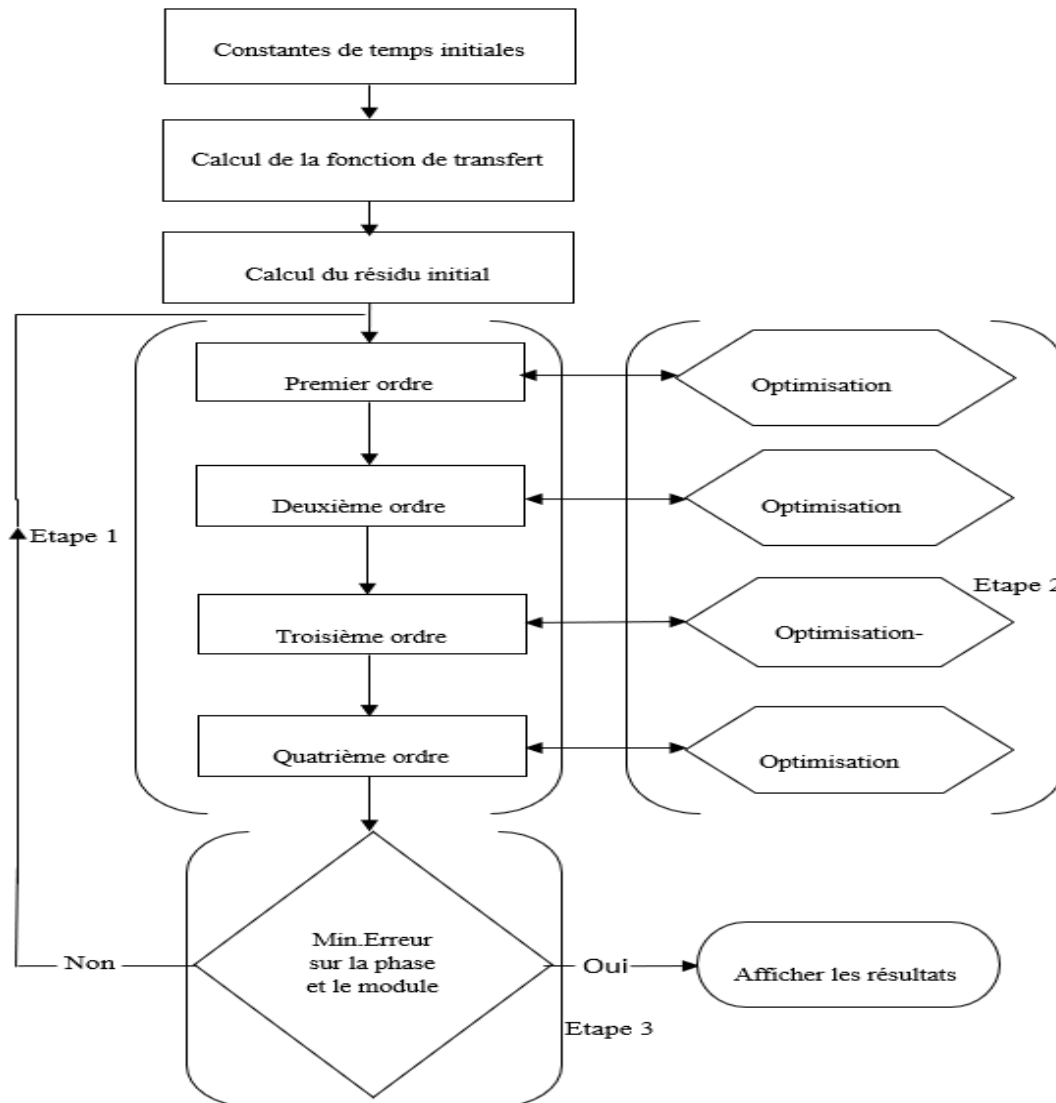


Figure III.3. Schéma du processus d'optimisation

III.2.2 Configuration des données pour l'optimisation

Rappelons que cette analyse est centrée sur un modèle de quatrième ordre, le processus de la mise en place est naturellement divisé en quatre sous-étapes individuelles. Avant de traiter les données, il convient de répondre à un certain nombre de questions :

- Quelle gamme avons-nous dans la variation de F_{ce} et β ?
- Quelle est la plage que nous examinons lorsque nous additionnons l'erreur ?
- La même fourchette s'applique-t-elle aux quatre ordres ?

Pour commencer la discussion, nous allons définir quelques variables à utiliser dans le processus :

Variable α : définie comme la plage pour faire varier à la fois F_{ce} et β .

Variation X_b : définies comme le point le plus bas de la plage lorsque nous additionnons l'erreur.

Variation X_e : définies comme le point le plus élevé de la plage lorsque nous additionnons l'erreur.

Pour examiner les variables systématiquement, nous nous concentrons sur le modèle individuel.

- **Modèle de premier ordre**

Les valeurs initiales des paramètres F_{ce} et β sont :

$$F_{ce1i} = 0.08 \text{ Hz} , \quad \beta_{1i} = 4.4693$$

La valeur utilisée de α est 0,2, ce qui signifie que nous avons fait varier F_{ce} et β de +/- 20 % de leurs valeurs initiales. En utilisant cinq valeurs différentes, la plage de F_{ce} et β est :

F_{ce} (Hz)	0.064	0.072	0.08	0.088	0.096
β	3.5754	4.0223	4.4693	4.9162	5.3631

La plage d'utilisation de la sommation des erreurs est d'une décade au-dessous et au-dessus de la fréquence centrale initiale.

En se référant à l'extrait du tableau de données d'impédance d'entrée indiquées à droite, l'emplacement de F_{ce1i} est au 20^{ème} point de données.

Par inspection, X_b est au 6^{ème} point de données (freq. = 0.0032 Hz) et X_e est au 26^{ème} point de données (freq. = 0.3162 Hz). Par conséquent, nous additionnons sur la plage de onze points de données.

La même procédure est suivie pour les autres modèles.

	Fréquence Hz	Module (dB)	Phase (degré)
14	0.0200	-46.4758	-21.8613
15	0.0251	-46.9771	-26.0588
16	0.0316	-47.6571	-30.3721
17	0.0398	-48.5311	-34.4355
18	0.0501	-49.5889	-37.8222
19	0.0631	-50.7914	-40.1362
20	0.0794	-52.0759	-41.1012
21	0.1000	-53.3666	-40.6154
22	0.1259	-54.5875	-38.7703
23	0.1585	-55.6742	-35.8360
24	0.1995	-56.5855	-32.2109
25	0.2512	-57.3100	-28.3353
26	0.3162	-57.8636	-24.5948
27	0.3981	-58.2801	-21.2531
28	0.5012	-58.6001	-18.4336

- **Modèle de deuxième ordre**

Les valeurs de F_{ce} et β calculées initialement sont :

$$F_{ce2i} = 1.3 \text{ Hz} , \quad \beta_{2i} = 1.1997$$

La valeur de α est de 0,5, ce qui signifie que nous avons fait varier F_{ce} et β de +/- 50 % de leurs valeurs initiales. En utilisant cinq valeurs différentes, la plage de F_{ce} et β s'étend de :

F_{ce} (Hz)	0.65	0.975	1.3	1.625	1.95
β	0.5998	0.8997	1.1997	1.4996	1.7995

La même approche est utilisée ici pour localiser la position de F_{ce2i} à partir des données de l'impédance d'entrée.

En se référant au tableau extrait des données

d'impédance d'entrée, l'emplacement du F_{ce2i} est au 32^{ème} point de données. Par inspection, X_b est au 28^{ème} point de données (fréq. = 0,5012 Hz) et X_e est au 38^{ème} point de données (fréq. = 5,0119 Hz). Encore une fois, nous additionnons sur la plage de onze points de données.

	Fréquence Hz	Module (dB)	Phase (degré)
27	0.3981	-58.2801	-21.2531
28	0.5012	-58.6001	-18.4336
29	0.6310	-58.8607	-16.1381
30	0.7943	-59.0902	-14.2821
31	1.0000	-59.3039	-12.7388
32	1.2589	-59.5048	-11.3880
33	1.5849	-59.6871	-10.1581
34	1.9953	-59.8437	-9.0403
35	2.5119	-59.9715	-8.0699
36	3.1623	-60.0735	-7.2944
37	3.9811	-60.1573	-6.7497
38	5.0119	-60.2329	-6.4512
39	6.3096	-60.3113	-6.3932

- **Modèle de troisième ordre**

Les valeurs initiales des paramètres F_{ce} et β sont :

$$F_{ce3i} = 30 \text{ Hz} , \quad \beta_{3i} = 1.2740$$

Dans cet ordre, nous modifions à nouveau F_{ce} et β de +/- 50 %. Les cinq valeurs différentes, de F_{ce} et β proviennent de :

F_{ce} (Hz)	15	22.5	30	37.5	45
β	0.637	0.9555	1.2740	1.5925	1.911

En se référant au tableau extrait des données d'impédance d'entrée, l'emplacement de F_{cei3} est au 46^{ème} point de données. Par inspection, X_b est au 42^{ème} point des données (freq. = 12,5893 Hz) et X_e est au 52^{ème} point des données (freq. = 125,8925 Hz). Nous additionnons sur la plage de onze points de données.

	Fréquence Hz	Module (dB)	Phase (degré)
41	10.0000	-60.5201	-6.8590
42	12.5893	-60.6678	-7.2434
43	15.8489	-60.8474	-7.5939
44	19.9526	-61.0507	-7.8094
45	25.1189	-61.2622	-7.8348
46	31.6228	-61.4643	-7.6876
47	39.8107	-61.6458	-7.4468
48	50.1187	-61.8056	-7.2112
49	63.0957	-61.9511	-7.0565
50	79.4328	-62.0950	-7.0103
51	100.0000	-62.2497	-7.0446
52	125.8925	-62.4234	-7.0827
53	158.4893	-62.6156	-7.0225
54	199.5262	-62.8161	-6.7767
55	251.1886	-63.0085	-6.3135
56	316.2278	-63.1770	-5.6692
57	398.1072	-63.3125	-4.9239
58	501.1872	-63.4141	-4.1627
59	630.9573	-63.4862	-3.4486
60	794.3282	-63.5354	-2.8165
61	999.9900	-63.5681	-2.2780

• **Modèle de quatrième ordre**

Les valeurs initiales sont :

$$F_{ce4i1} = 200 \text{ Hz} , \quad \beta_{4i} = 1.2727$$

Dans cet ordre, nous modifions à nouveau F_{ce} et β de +/- 50 %. Les cinq valeurs différentes de F_{ce} et β sont :

F_{ce} (Hz)	100	150	200	250	300
β	0.5864	0.8795	1.2727	1.4659	1.7590

En se référant au tableau extrait des données d'impédance d'entrée, l'emplacement de F_{cei4} est au 54^{ème} point de données. Par inspection, X_b est au 50^{ème} point de données (freq. = 79,4328 Hz) et X_e est au 60^{ème} point de données (freq. = 794,3238 Hz). nous additionnons sur la plage de onze points de données.

	Fréquence Hz	Module (dB)	Phase (degré)
49	63.0957	-61.9511	-7.0565
50	79.4328	-62.0950	-7.0103
51	100.0000	-62.2497	-7.0446
52	125.8925	-62.4234	-7.0827
53	158.4893	-62.6156	-7.0225
54	199.5262	-62.8161	-6.7767
55	251.1886	-63.0085	-6.3135
56	316.2278	-63.1770	-5.6692
57	398.1072	-63.3125	-4.9239
58	501.1872	-63.4141	-4.1627
59	630.9573	-63.4862	-3.4486
60	794.3282	-63.5354	-2.8165
61	999.9900	-63.5681	-2.2780

III.3 Estimation des constantes de temps optimales

C'est l'étape la plus cruciale dans le processus d'optimisation. Les valeurs optimales de F_{ce} et β obtenues ici sont directement corrélées avec les constantes optimales.

La procédure engagée dans cette étape peut être résumée ci-dessous :

Étape 1	Calculer la réponse en fréquence de la paire pôle-zéro pour une plage de F_{ce}
Étape 2	Calculer le résidu pour la plage de F_{ce}
Étape 3	Calculer le F_{ce} optimal
Étape 4	Calculer la réponse en fréquence de la paire pôle-zéro pour une plage de β en utilisant le F_{ce} optimisé
Étape 5	Calculer le résidu pour la plage de β
Étape 6	Calculer l'optimum β

En se référant à la Figure III.3 (Schéma du processus d'optimisation); nous observons que cette étape est la même pour les quatre ordres; par conséquent, la procédure et l'analyse ne seront présentées que pour le modèle de premier ordre.

Suite au processus de la mise en place, nous analyserons la séquence en détail.

- Les réponses en fréquence pour les cinq valeurs différentes de F_{ce} sont calculées; ensuite, la réponse en fréquence avec la valeur initiale de F_{ce} est soustraite pour obtenir le tracé illustré par la Figure III. 4.
- Le résidu pour la gamme de F_{ce} est calculé. Ceci est obtenu en soustrayant le tracé de la Figure III. 4. du résidu initial. La Figure III. 5 illustre cela.

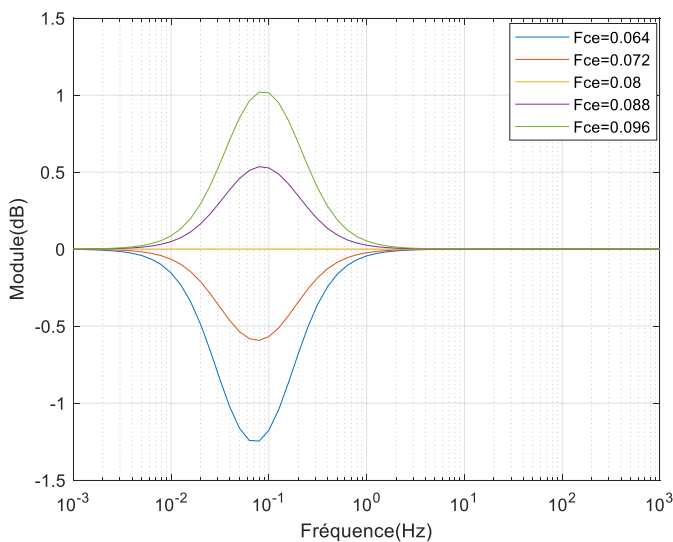


Figure III.4. Réponse en fréquence du module pour une plage de F_{ce}

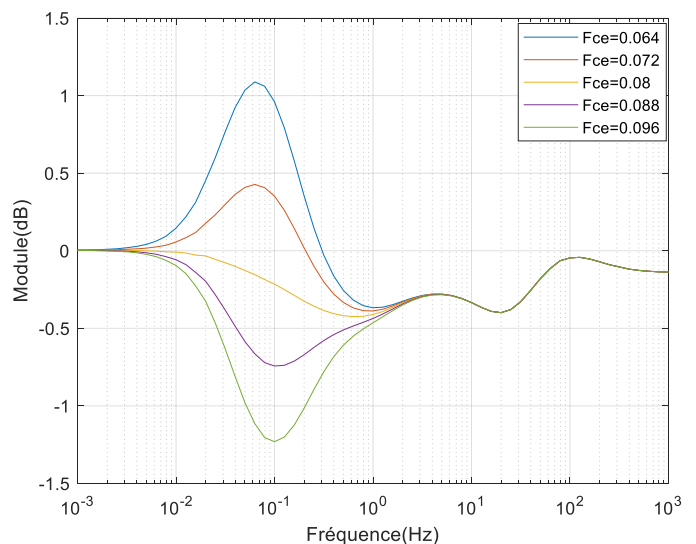


Figure III.5. Résidu du module pour une plage de F_{ce}

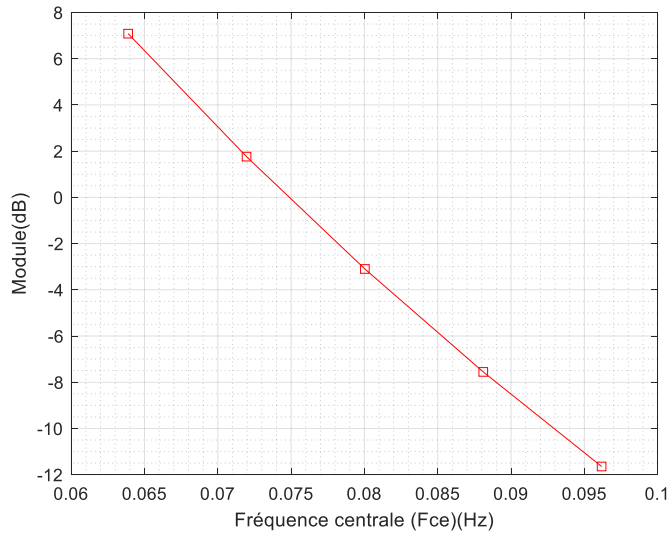


Figure III.6. Erreur cumulée du module pour une plage de F_{ce}

- La valeur optimale de F_{ce} est obtenue en additionnant la plage d'erreur décrite dans la section III.2.2. Pour le premier ordre, elle se situe entre 0.0032 Hz et 0.0316 Hz, la somme d'erreur pour chaque valeur individuelle de F_{ce} est ajustée au polynôme à l'aide de la fonction POLYFIT de MATLAB. Le résultat est présenté par la Figure III. 6.

la Figure III. 6 présente une ligne presque droite. La valeur de F_{ce} qui donne une erreur nulle est de 0.0757 Hz tandis que l'erreur de F_{ce} initial est d'environ $-2,5$ dB.

- Après avoir optimisé F_{ce} , la valeur est transmise à l'optimisation de β . La procédure décrite ici est identique à celle pour F_{ce} . Obtenir la réponse en fréquence pour les cinq valeurs différentes de β , suivie d'une soustraction de l'estimation initiale. La réponse en fréquence est présentée par la Figure III.7.
- Les résidus pour la plage de β sont calculés, ceux-ci sont obtenus en soustrayant le tracé de la Figure III.7 du résidu initial. La Figure III.8 illustre cela.
- La valeur optimale de β est obtenue une fois en additionnant la plage d'erreur comme décrite dans la section III.2.2. La somme d'erreur pour chaque valeur individuelle de β est ajustée au polynôme de 3^{ème} degré et le résultat est illustré par la Figure III.9. D'après le graphique, nous pouvons voir que la valeur de β qui donne une erreur nulle est de 4.7345 tandis que l'erreur de β initial est d'environ -14 degré.

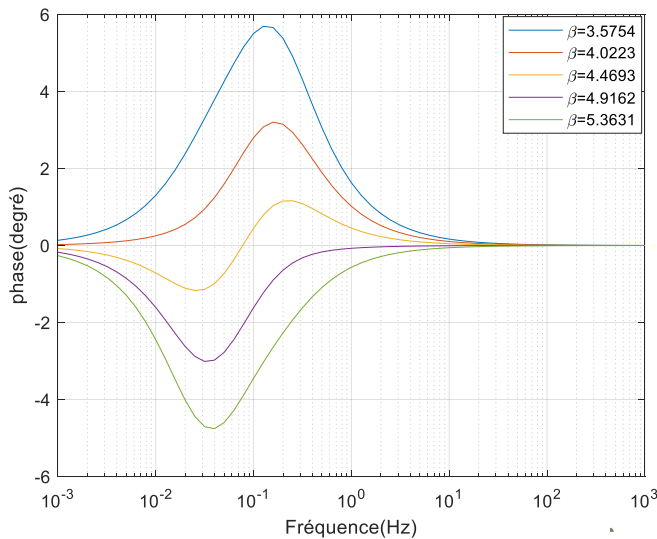


Figure III.7. Réponse en fréquence de la phase pour une plage de β

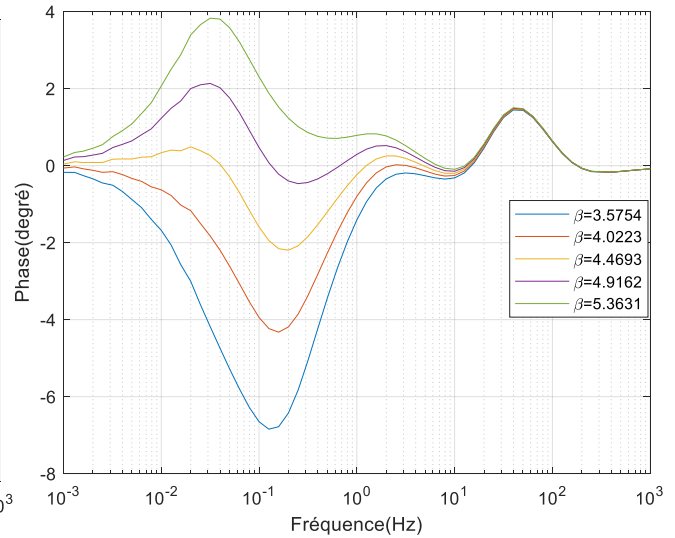


Figure III.8. Phase du résidu pour une plage de β

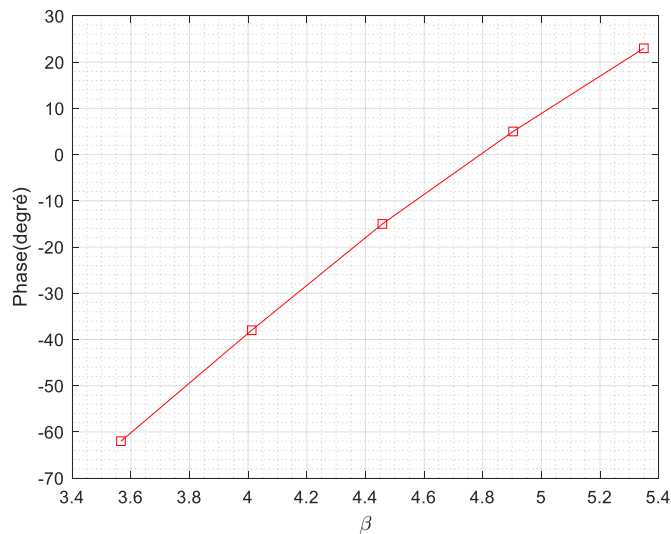


Figure III.9. Erreur cumulée de la phase pour une plage de β

Le tableau III. 2 résume les valeurs de F_{ce} et β des quatres paires pôle-zero pour l'erreur cumulée nulle du module et de la phase.

Tableau III.1 : $Erreur_{cumulée}(module) = 0$, $Erreur_{cumulée}(phase) = 0$

1 ^{er} ordre		2 ^{ème} ordre		3 ^{ème} ordre		4 ^{ème} ordre	
$F_{ce}(\text{Hz})$	β	$F_{ce}(\text{Hz})$	β	$F_{ce}(\text{Hz})$	β	$F_{ce}(\text{Hz})$	β
0.0757	4.7345	1.5196	1.1720	31.9964	1.2290	175	1.20005

Évidemment, nous ne pourrons pas atteindre l'optimum de F_{ce} et de β en une seule itération. En effet les valeurs optimales de F_{ce} et β varieront au-dessus et au-dessous de la valeur correcte

avant de converger vers une valeur particulière. L'étude de cela sera révélée dans la section suivante.

III. 4 Comparaison des Constantes de Temps Optimales à partir du Residu

Il s'agit de la dernière étape du processus d'optimisation, Comme la recherche se concentre sur un modèle de quatrième ordre, la norme IEEE 115A [64] suggère l'utilisation des techniques itératives. La raison est qu'il est nécessaire de prendre en compte l'influence de toutes les paires de pôles zéro sur toute la gamme de fréquences.

L'approche typique consiste à utiliser les différentes données initiales pour l'ensemble du processus et à observer le nombre d'itérations qui produisent le meilleur résultat, définissant ainsi un nombre fixe d'itérations pour le processus. Cette méthode n'est pas pratique, car le résultat optimal ne se produit pas à l'itération particulière pour différentes données; de plus, avec l'introduction du bruit dans les données, l'incohérence prévaut.

Le concept illustré dans ce processus est de permettre au programme informatique de déterminer le nombre d'itérations nécessaires pour le processus plutôt que de laisser l'utilisateur le prédéfinir. Ceci a été réalisé via la comparaison du résidu final du module et de la phase.

III.4. 1 Résultats de la mise en œuvre

La mise en œuvre du processus d'optimisation sera divisée selon les parties suivantes :

1. Variation de la plage de F_{ce} et β pour chaque paire pôle-zéro. Fixer la plage de F_{ce} et β pour chaque paire pôle-zéro.
2. Examen du nombre de cycles d'optimisation requis pour chaque paire pôle-zéro.
3. Variation de la plage de fréquences pour la sommation des erreurs.
4. Etude du nombre d'itérations du processus global requis pour obtenir les constantes de temps optimales.

III.4. 2 Variation de la plage de F_{ce} et β

La variable à laquelle nous nous rapportons est α dont nous avons discuté dans la section III.2.2. Le but de cette implémentation est d'étudier l'effet de la variation de α sur la valeur d'optimisation. La procédure sera identique pour les quatre modèles, en faisant varier α de 10 %, 20 % et 50 %.

Le cycle d'optimisation pour chaque paire pôle-zéro est répété quatre fois. Le F_{ce} et β

indiqués dans le tableau sont les valeurs optimisées pour la répétition individuelle.

Premier ordre Valeur initiale : $F_{ce1i} = 0.08 \text{ Hz}$ et $\beta_{1i} = 4.4693$

	$\alpha=0.1$		$\alpha=0.2$		$\alpha=0.5$	
Répétition	F_{ce}	β	F_{ce}	β	F_{ce}	β
1	0.0757	4.7345	0.0757	4.7345	0.0757	4.7330
2	0.0814	4.6765	0.0814	4.6765	0.0813	4.6746
3	0.0802	4.6866	0.0802	4.6865	0.0801	4.6849
4	0.0804	4.6848	0.0804	4.6847	0.0803	4.6830

Deuxième ordre Valeur initiale : $F_{ce2i} = 1.3 \text{ Hz}$ et $\beta_{2i} = 1.1997$

	$\alpha=0.1$		$\alpha=0.2$		$\alpha=0.5$	
Répétition	F_{ce}	β	F_{ce}	β	F_{ce}	β
1	1.5215	1.1720	1.1596	1.1720	1.5196	1.1714
2	1.1613	1.1813	1.1613	1.1813	1.1531	1.1811
3	1.2867	1.1770	1.2865	1.1769	1.2841	1.1765
4	1.2286	1.1788	1.2284	1.1788	1.2215	1.1785

Troisième ordre Valeur initiale : $F_{ce3i} = 30 \text{ Hz}$ et $\beta_{3i} = 1.2740$

	$\alpha=0.1$		$\alpha=0.2$		$\alpha=0.5$	
Répétition	F_{ce}	β	F_{ce}	β	F_{ce}	β
1	31.9964	1.2290	31.9964	1.2290	31.9964	1.2290
2	23.4613	1.2432	23.4694	1.2432	23.4890	1.2426
3	26.2773	1.2368	26.2705	1.2368	26.1526	1.2364
4	25.0361	1.2393	25.0352	1.2393	24.9506	1.2389

Quatrième ordre Valeur initiale : $F_{ce4i} = 200 \text{ Hz}$ et $\beta_{4i} = 1.1727$

	$\alpha=0.1$		$\alpha=0.2$		$\alpha=0.5$	
Répétition	F_{ce}	β	F_{ce}	β	F_{ce}	β
1	194.8065	1.1957	194.7982	1.1957	194.4860	1.1951
2	222.7511	1.1965	222.7524	1.1965	222.0743	1.1958
3	223.7269	1.1966	223.6940	1.1966	222.4486	1.1958
4	223.8093	1.1966	223.7730	1.1966	222.4706	1.1958

Discussions:

D'après les résultats obtenus, nous observons que les valeurs de F_{ce} et β ne s'écartent pas d'une marge significative pour différentes valeurs de α .

Lors de la sommation des erreurs, l'erreur totalisée pour les cinq F_{ce} et α sera différente.

En prenant le premier ordre comme exemple, l'erreur cumulée en amplitude pour $\alpha = 0,2$ et $\alpha = 0,5$ sur la plage de fréquences d'une décennie est présentée dans le tableau ci-dessous.

Lors de la sommation des erreurs, l'erreur cumulée pour les cinq valeurs de F_{ce} et β sera différente. En prenant le premier ordre comme exemple, l'erreur cumulée du module pour $\alpha = 0,2$ et $\alpha = 0,5$ sur la plage de fréquences d'une décade est indiquée dans le tableau ci-dessous.

F_{ce} est en Hz.

$\alpha = 0.2$	$F_{ce}=0.064$	$F_{ce}=0.072$	$F_{ce}=0.08$	$F_{ce}=0.088$	$F_{ce}=0.096$
Erreur cumulée du module (dB)	7.3853	2.2396	-2.4650	-6.7779	-10.7426
$\alpha = 0.5$	$F_{ce}=0.04$	$F_{ce}=0.06$	$F_{ce}=0.08$	$F_{ce}=0.10$	$F_{ce}=0.12$
Erreur cumulée du module (dB)	25.9926	10.1401	-2.4650	-12.6065	-20.9057

Comme on le voit dans le tableau, lorsque F_{ce} est modifié pour une plage plus grande, l'erreur cumulée dans le module est beaucoup plus élevée. Cependant, si nous adaptons les erreurs dans le polynôme, les deux courbes illustrées par la Figure III.10 ont approximativement la même valeur de F_{ce} optimisé au passage par zéro; de la même manière, cela est également appliqué à la variation de β .

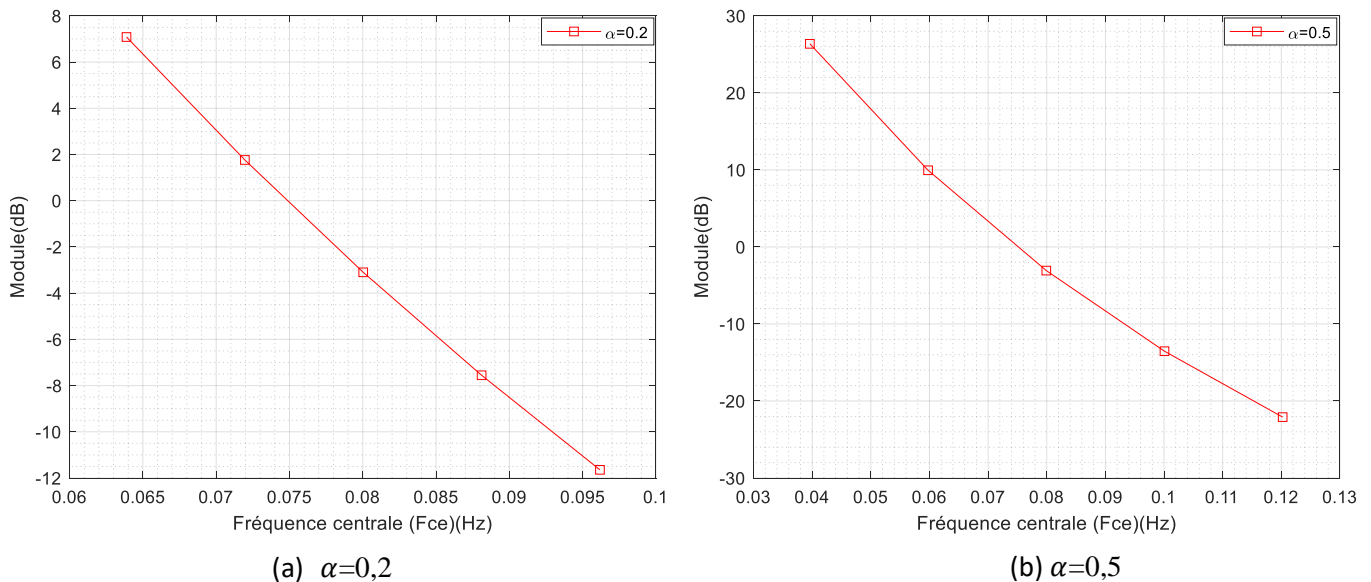


Figure III. 10 Erreur cumulée du Module

L'observation révèle que la variation de la plage de F_{ce} et β a un effet non significatif sur la constante du temps optimale.

Bien qu'un résultat similaire puisse être obtenu en utilisant différentes valeurs de α , la question qui se pose est quelle est la valeur de α doit être utilisée ?

La fonction Polyfit renvoie le polynôme du troisième ordre car elle génère le polynôme "le mieux ajusté" pour l'ensemble de données.

Lorsqu'on fait varier F_{ce} et β de 50 %, les données correspondent exactement à une ligne linéaire, mais avec une observation prudente, l'estimation polyfit sur une plage plus fine entre 0,06 Hz et 0,1 Hz, qui correspond approximativement à la plage où α varie de 20 %. Cela prouve deux choses :

1. La variation de F_{ce} et β ne doit pas dépasser 50 % pour produire une valeur optimale au passage par zéro.
2. Une plage plus petite peut être utilisée si elle peut produire une ligne droite plus linéaire, ce qui implique une valeur plus précise. Pour le modèle du premier ordre présenté ici, on peut faire varier les variables de 20 %.

En utilisant la même analyse, une variation de F_{ce} et β de 50 % pour le deuxième, le troisième et le quatrième ordre est adéquate pour produire le résultat requis.

III.4. 3 Nombre de cycles d'optimisation

Le paramètre examiné est le nombre de cycles d'optimisation pour chaque paire pôle-zéro. La mise en œuvre ici est de savoir quel est le nombre d'itérations avant d'obtenir un résultat constant, en plus de cela, nous pouvons étudier la caractéristique de convergence des deux variables (F_{ce} et β), fournissant ainsi une meilleure compréhension de la relation entre eux .

Pour commencer, la mise en œuvre est à nouveau séparée en quatre ordres; la raison étant d'inspecter chaque modèle individuel afin que nous puissions observer tout écart éventuel. Le processus d'optimisation pour chaque paire pôle-zéro est déterminé à cinq itérations; les résultats graphiques présentés ci-dessous montrent les valeur de F_{ce} et β optimisées pour chaque itération.

L'intention de présenter le résultat graphiquement est d'illustrer la caractéristique de

convergence des variables, Figures III.11, III.12, III.13 et III.14.

- **Discussions**

Avant de discuter le nombre d'itérations nécessaires à la convergence, il est indispensable d'étudier la caractéristique de convergence de F_{ce} et β . A partir des résultats simulés, quatre observations ont été souligné:

1. F_{ce} passe de la valeur haute à la valeur basse

Ceci indique que la valeur initiale de F_{ce} est trop élevée; le processus d'optimisation amène F_{ce} à passer à une valeur inférieure. Le mouvement s'est manifesté par un déplacement vers la gauche dans la réponse du module.

2. F_{ce} passe de la valeur basse à la valeur haute

La valeur initiale de F_{ce} est trop faible; le processus d'optimisation amène F_{ce} à passer à une valeur supérieure. A l'inverse, le mouvement s'est traduit par un déplacement vers la droite de la réponse du module.

3. β passe d'une valeur élevée à une valeur faible

Comme pour F_{ce} , la valeur initiale de β est trop élevée; le processus d'optimisation amène β à passer à une valeur inférieure. Le mouvement était évident comme se déplaçant vers le bas dans la réponse de la phase.

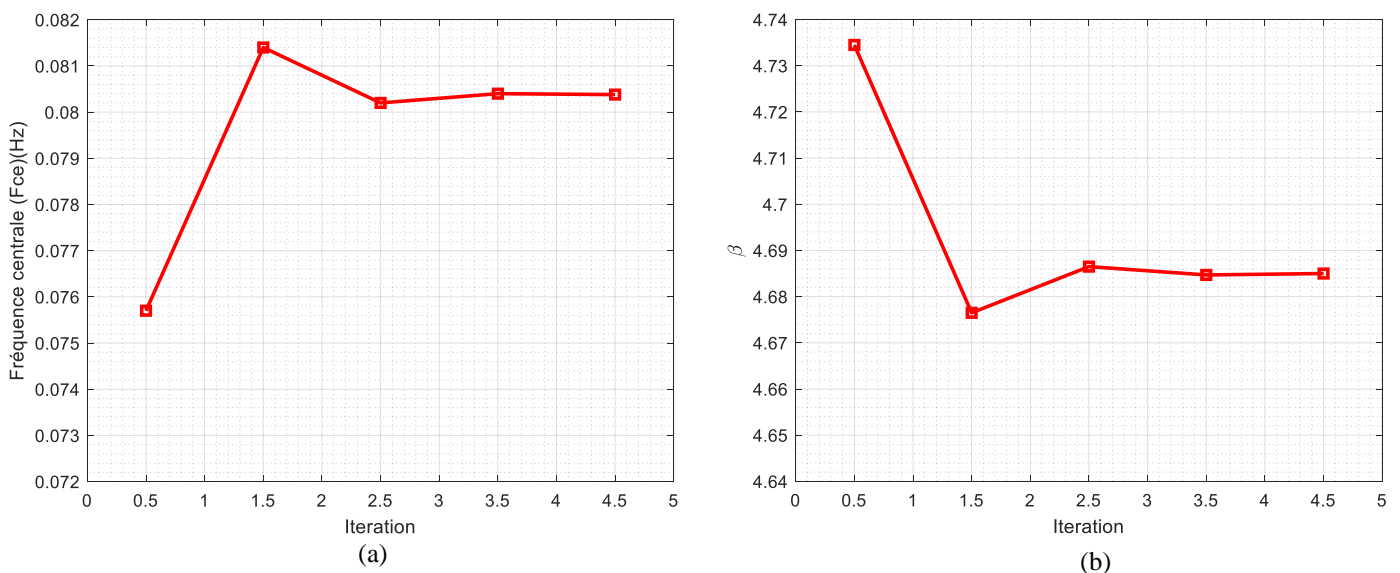


Figure III.11. Valeurs optimales de F_{ce} (a), et β (b) pour chaque itération (1^{er} ordre)

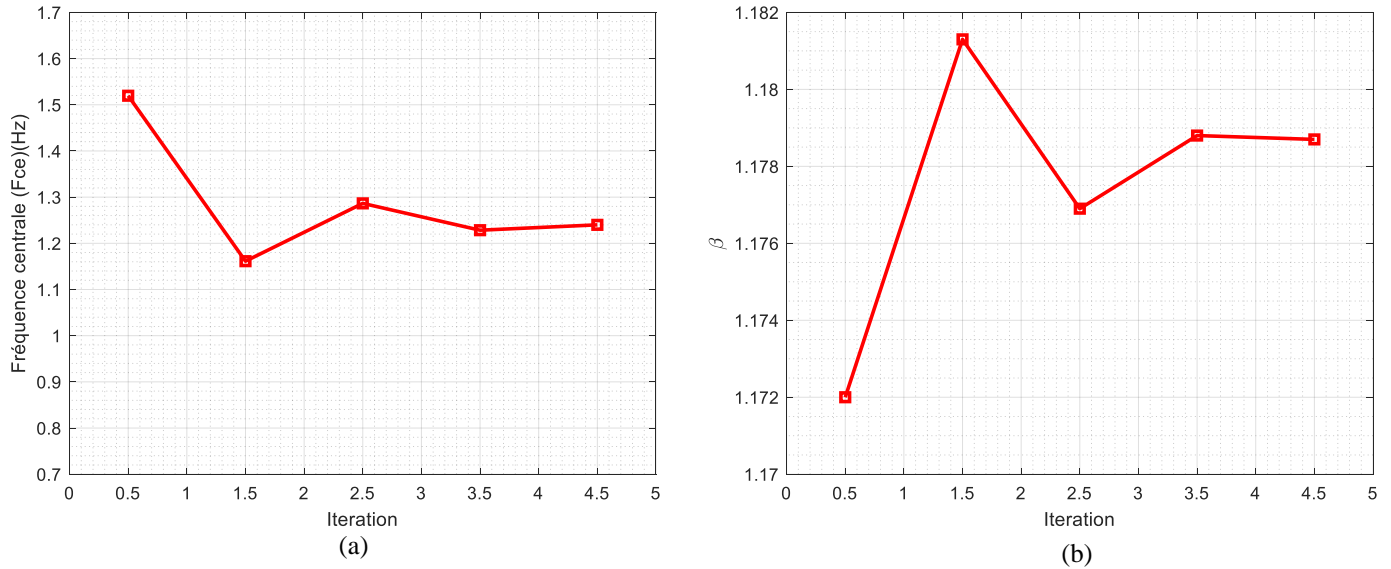


Figure III.12. Valeurs optimales de F_{ce} (a), et β (b) pour chaque itération (2^{ème} ordre)

4. β passe d'une valeur faible à une valeur élevée

La valeur initiale de β est trop faible; le processus d'optimisation fait passer β à une valeur supérieure. Le mouvement était prévisible comme se déplaçant vers le haut dans la réponse de la phase.

Avec les caractéristiques orthogonales des deux variables décrites précédemment, il est évidemment montré que ce sont ces mouvements de décalage en module et en phase qui produisent le résultat correct.

Les résultats obtenus à partir de la simulation révèlent que les valeurs optimales de F_{ce} et β pour chaque pôle-zéro convergent après la quatrième itération.

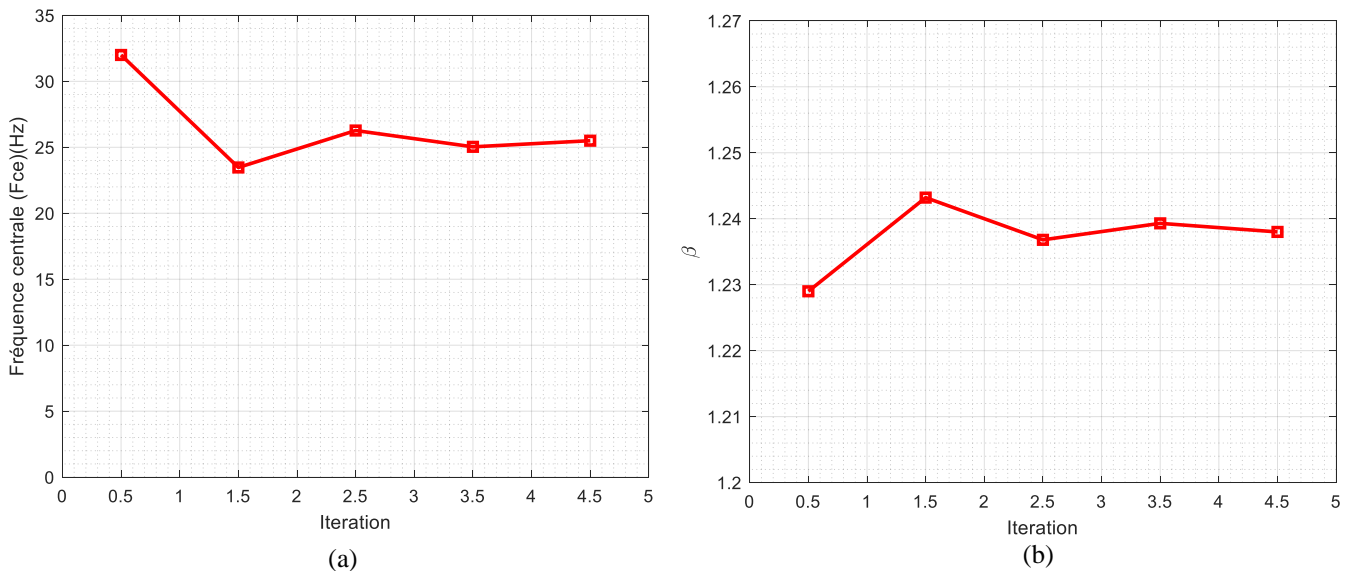


Figure III.13. Valeurs optimales de F_{ce} (a), et β (b) pour chaque itération (3^{ème} ordre)

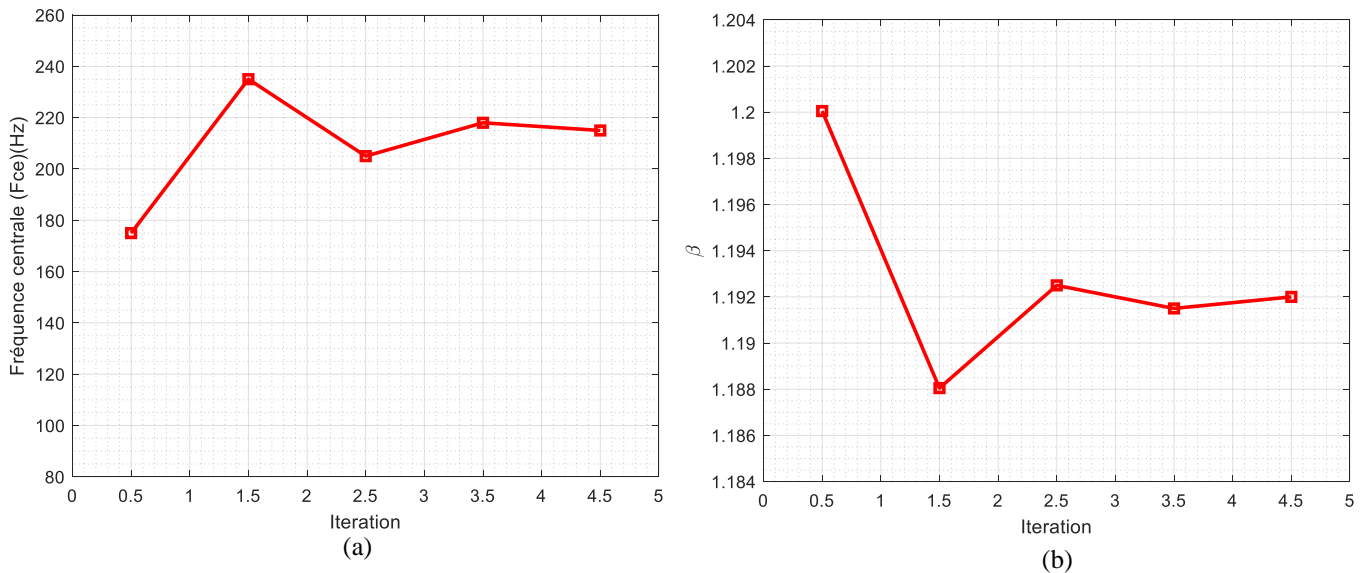


Figure III.14. Valeurs optimales de F_{ce} (a), et β (b) pour chaque itération (4^{ème} ordre)

III.4 .4 Nombre d'itérations du processus global

Cette partie de la mise en œuvre étudie le nombre d'itérations nécessaires pour le processus global (en se référant à la section III. 4). Le concept adopté ici est encore une fois d'évaluer le résidu final, c'est-à-dire l'erreur à la fois en module et en phase.

D'après la simulation effectuée, les résidus ont diminué à mesure que le nombre d'itérations du processus global augmentait.

Le processus comprend une boucle de comparaison pour vérifier si l'erreur dans l'itération actuelle est inférieure aux résultats de la précédente. Si c'est le cas, il le stockera comme résultat actuel et continuera la boucle à la recherche du prochain meilleur résultat suivant. Sinon, il affichera le résultat précédent.

L'implémentation de la simulation est effectuée et les résultats obtenus avec deux conditions extrêmes sont examinés. Il s'agit de : l'utilisation de onze points de données pour tous les modèles suivie d'une simulation utilisant quatre points de données.

Les résultats présentés par les Figures III.15 et III.16 illustrent les erreurs du module et de la phase à l'itération particulière.

Le tableau III .3 représente les constantes de temps optimales

Tableau III.3 : Estimation des constantes de temps optimales

β	4.703309	1.16750	1.228473	1.207698
F_{ce} (Hz)	0.080720	1.226741	21.850788	195.133978
T_{d0} (sec)	$T'_{d0} = 4.276011$	$T''_{d0} = 0.140183$	$T'''_{d0} = 0.008062$	$T''''_{d0} = 0.000896$
T_d (sec)	$T'_d = 0.909150$	$T''_d = 0.120071$	$T'''_d (sec) = 0.006580$	$T''''_d = 0.000742$

Résultats de l'utilisation de 4 points de données pour l'erreur cumulée

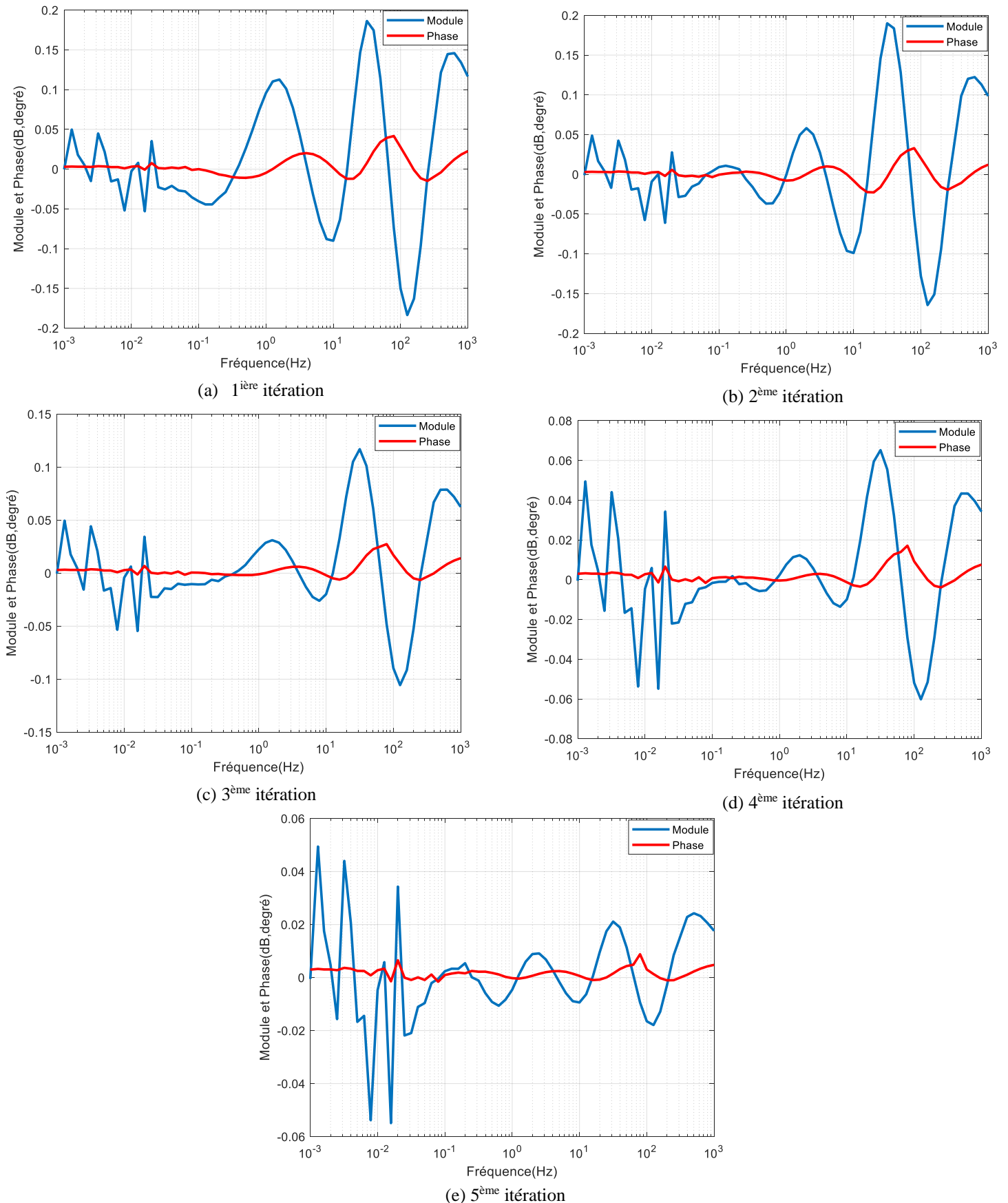


Figure III.15. Variation du Résidu de l'inductance opérationnelle en fonction de la fréquence (4 points)

• Résultats de l'utilisation de 11 points de données pour l'erreur cumulée

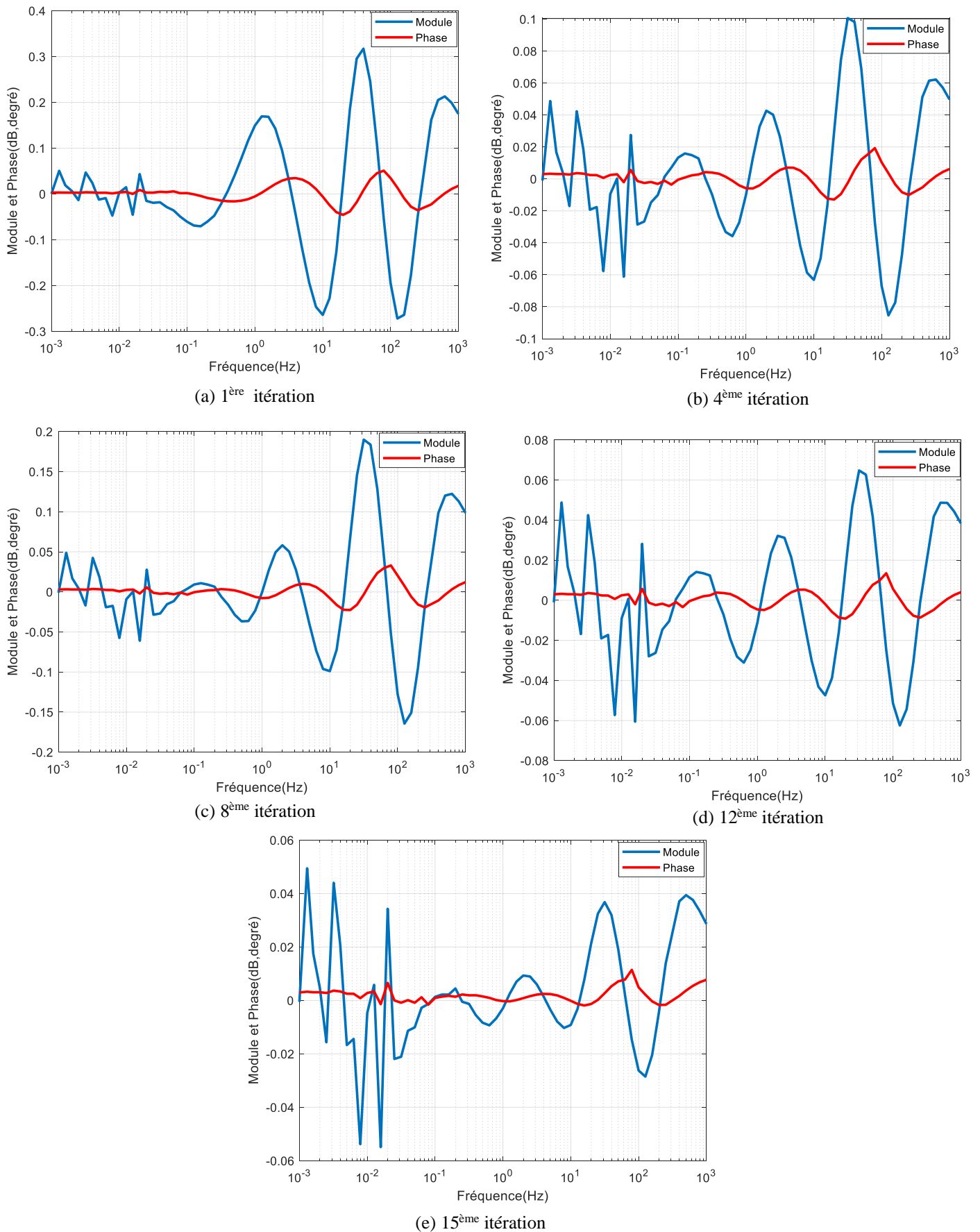


Figure III.16. Variation du Résidu de l'inductance opérationnelle en fonction de la fréquence (11 points)

- **Discussions**

D'après les résultats de simulation, l'erreur en module et en phase diminue progressivement lorsque le nombre d'itérations augmente. Le processus continuera à s'exécuter si les erreurs actuelles du module et de la phase sont inférieures à l'erreur précédente. Il s'arrêtera lorsque les erreurs du module et de la phase n'ont pas pu atteindre une valeur inférieure.

En référant aux résultats graphiques présentés, on distingue deux parties :

1. Analyse du résultat à l'aide de quatre points de données pour l'erreur cumulée

- Les erreurs du module et de la phase restent constantes au-delà de la cinquième itération.
- Le résidu final est :
 - Erreurs maximales dans la plage du module vont de : +0,0494 dB à -0,0549 dB
 - Erreurs maximales dans la plage de la phase varient de : +0,0088 degré à -0,0015 degré

L'erreur moyenne du module est : -0,00275 dB

L'erreur moyenne de la phase est : 0,00365 degré

2. Analyse des résultats à l'aide de onze points de données pour l'erreur cumulée

- Les erreurs du module et de la phase restent constantes au-delà de la 15^{ème} itération.
- Les résidus finaux sont :
 - Erreurs maximales dans la plage du module vont de : +0,05 dB à -0,06 dB
 - Erreurs maximales dans la plage de la phase varient de : +0,0084 degré à -0,0049 degré

L'erreur moyenne du module est : -0,005 dB

L'erreur moyenne de phase est : 0,00175 degré

Si on évalue les deux résidus finaux de la simulation, il est important que la valeur des erreurs du module et de la phase soient approximativement la même, indépendamment de la plage de la sommation, la seule différence étant le nombre d'itérations nécessaires pour obtenir les résultats optimaux.

Les résultats simulés révèlent également que c'est l'erreur à basse fréquence qui domine le résidu final. L'erreur insignifiante était due à la résistance statorique décrite précédemment dans le chapitre II.

La comparaison entre les résidus initiaux avec le résultat optimisé est présentée dans le tableau III.4 :

Tableau III.3 : Résidu initial et optimal

	Résidu initial	Résidu optimal
Erreur du module (dB)	Plage de: 0 dB à 0.72 dB	Plage de: -0.0549 dB à 0.0494 dB
Erreur de la phase (degré)	Plage de: -0.25 degré à 1.6 degré	Plage de: -0.0015 degré à 0.0088 degré

Comme le montre le tableau III.4., les erreurs du module et de la phase ont été considérablement réduites à des niveaux négligeables. Il est évident que la mise en œuvre du processus d'optimisation à l'aide des résultats expérimentaux a été effectué avec succès.

III. 5 Donnés sur le bruit

Étant donné qu'il y aura du bruit inhérent dans les données mesurées, il est judicieux d'étudier les performances du processus d'optimisation dans un environnement bruyant.

L'implémentation consiste ici à « boucler la boucle » en déterminant le niveau de bruit que le processus d'optimisation peut gérer avec une valeur connue, en l'occurrence la constante de temps obtenue à partir des données mesurées.

L'écart sur la valeur de la constante de temps entre les données mesurées et les données bruitées est limité à un pour cent, cela implique, avec le signal de bruit ajouté à l'inductance opérationnelle, que la constante de temps obtenue ne doit pas dépasser la limite d'un pour cent de la constante de temps mesurée.

La Figure III.17 présente l'organigramme de détermination de cette limite de tolérance du bruit.

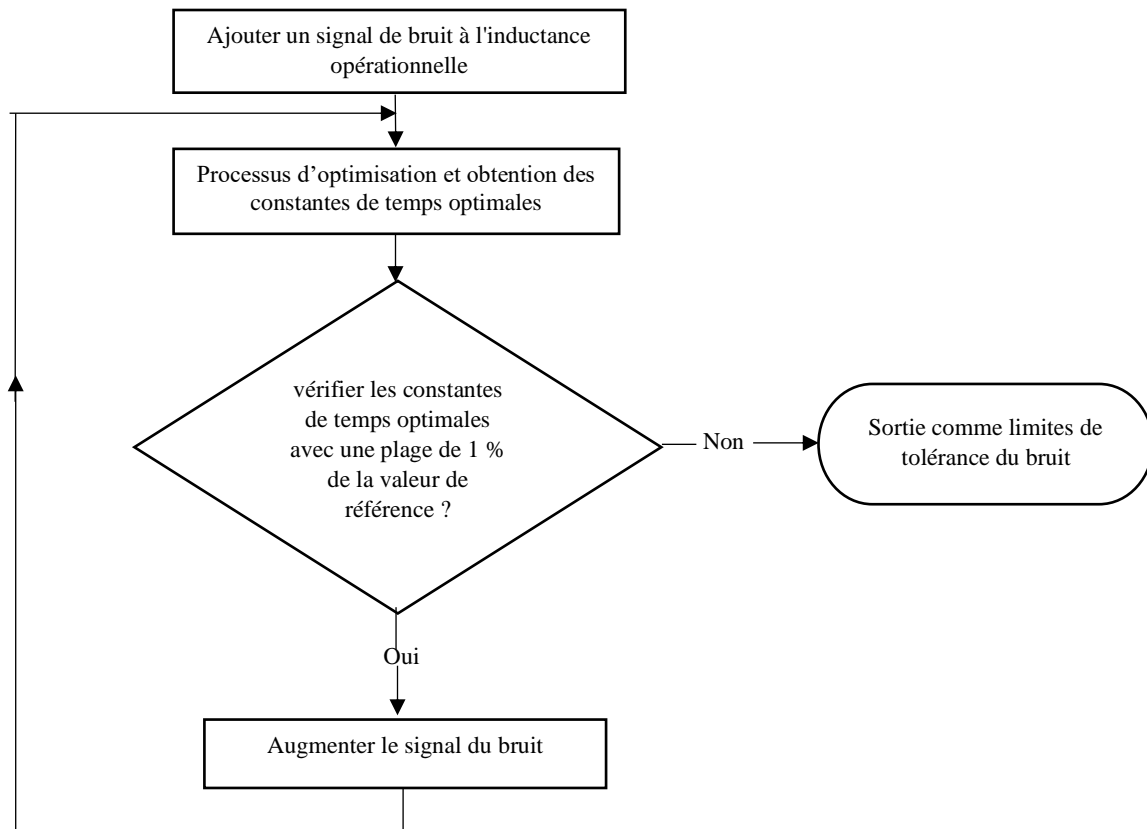


Figure III.17. Organigramme de détermination de la limite de tolérance du bruit.

III.6 Signal du bruit

Le signal de bruit est généré à l'aide de la fonction RAND de MATLAB, Figures III.18 et III.19. Cette fonction génère une série de nombres aléatoires uniformément distribués qui s'ajoutent au signal d'entrée.

Comme le module et la phase du signal ne sont pas corrélés, il est nécessaire de fournir deux ensembles différents de données du bruit pour les deux signaux.

En raison de la caractéristique aléatoire du signal de bruit, les implémentations doivent effectuer plusieurs fois pour justifier que le processus d'optimisation puisse retenir la nature variable d'un même niveau de bruit.

Le niveau du bruit initial ajouté au module et à la phase commencera par une petite valeur. Il augmentera par la suite jusqu'à ce que la constante de temps obtenue dépasse le niveau

prédéterminé (écart d'un pour cent par rapport à la référence), donc la sortie se considère comme limite du niveau de tolérance du bruit.

Le résultat présenté ci-dessous est la valeur moyenne de la constante de temps obtenue lorsque l'implantation est effectuée 5 fois. La constante de temps en surbrillance indique qu'elle a dépassé la valeur prédéterminée.

- **Résultats et discussions:**

La simulation commence par injecter le même niveau du bruit d'entrée dans les données du signal, lorsque la constante de temps obtenue dépasse le niveau prédéterminé, indiquant que la limite du module est atteinte.

L'étape suivante consiste à maintenir le niveau du bruit dans le module et à augmenter progressivement le niveau de bruit dans la phase jusqu'à ce qu'il dépasse à nouveau le niveau prédéterminé; le résultat est le niveau de la tolérance du bruit dans la phase.

Le résultat de cette implémentation est le suivant :

Niveau du bruit : +/- 0.005 dB sur le Module

+/- 0.005 degré sur la phase

Constantes de temps	1 ^{ier} ordre	2 ^{ème} ordre	3 ^{ème} ordre	4 ^{ème} ordre
T_{d0} (pôles) (s)	4.277132	0.142165	0.008198	0.000908
T_d (zéros) (s)	0.909794	0.121837	0.006692	0.000751

Niveau du bruit : +/- 0.025 dB sur le Module

+/- 0.025 degré sur la phase

Constantes de temps	1 ^{ier} ordre	2 ^{ème} ordre	3 ^{ème} ordre	4 ^{ème} ordre
T_{d0} (pôles) (s)	4.279316	0.142360	0.008177	0.000909
T_d (zéros) (s)	0.910572	0.121943	0.006672	0.000752

Niveau du bruit : +/- 0.04 dB sur le Module

+/- 0.04 degré sur la phase

Constantes de temps	1 ^{ier} ordre	2 ^{ème} ordre	3 ^{ème} ordre	4 ^{ème} ordre
T_{d0} (pôles) (s)	4.271272	0.141300	0.008263	0.000911
T_d (zéros) (s)	0.908124	0.121255	0.006746	0.000754

Niveau du bruit : +/- 0.05 dB sur le Module

+/- 0.05 degré sur la phase

Constantes de temps	1 ^{ier} ordre	2 ^{ème} ordre	3 ^{ème} ordre	4 ^{ème} ordre
T_{d0} (pôles)(s)	4.282007	0.142783	0.008142	0.000891
T_d (zéros) (s)	0.911543	0.122248	0.006635	0.000738

D'après les résultats de la simulation, lorsque le niveau de bruit est de +/- 0,05 dB et +/- 0,05 degré, la constante de temps dépasse la limite de la plage de référence. Par conséquent, le niveau de la tolérance au bruit du module se maintiendra à +/- 0,04 dB et la simulation ultérieure est centralisée pour augmenter le niveau de bruit dans la phase.

Niveau du bruit : +/- 0.04 dB sur le Module

+/- 0.1 degré sur la phase

Constantes de temps	1 ^{er} ordre	2 ^{ème} ordre	3 ^{ème} ordre	4 ^{ème} ordre
T_{d0} (pôles) (s)	4.271301	0.142328	0.008315	0.000917
T_d (zéros) (s)	0.908228	0.122203	0.006788	0.0007385

Niveau du bruit : +/- 0.04 dB sur le Module

+/- 0.15 degré sur la phase

Constantes de temps	1 ^{er} ordre	2 ^{ème} ordre	3 ^{ème} ordre	4 ^{ème} ordre
T_{d0} (pôles) (s)	4.285968	0.145779	0.008145	0.000909
T_d (zéros) (s)	0.914592	0.124541	0.006648	0.000753

En examinant les résultats obtenus, la constante de temps a échoué lorsque le niveau de bruit dans la phase dépasse +/- 0,15 degré. Par conséquent, la limite de la tolérance au bruit dans la réponse de la phase est établie à environ +/- 0,1 degré afin d'obtenir un résultat précis.

Nous observons aussi, une bonne adéquation du niveau de la tolérance au bruit pour la réponse du module et de la phase égale respectivement +/- 0,04 dB et +/- 0,1 degré.

Pour comparer la sensibilité des deux réponses, la réponse du module et de la phase sont présentées par les Figures III.20 et III.21, qui représentent le modèle de 2^{ème} ordre car il reflète le phénomène de manière plus visible.

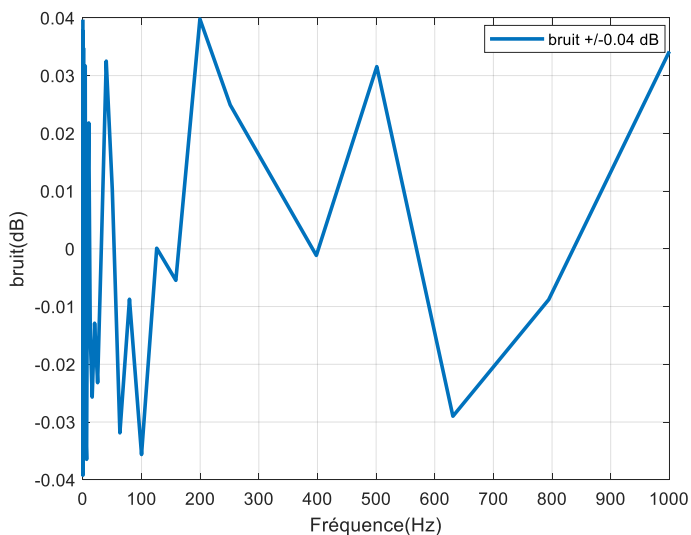


Figure III.18. Variation de bruit du module en fonction de la fréquence

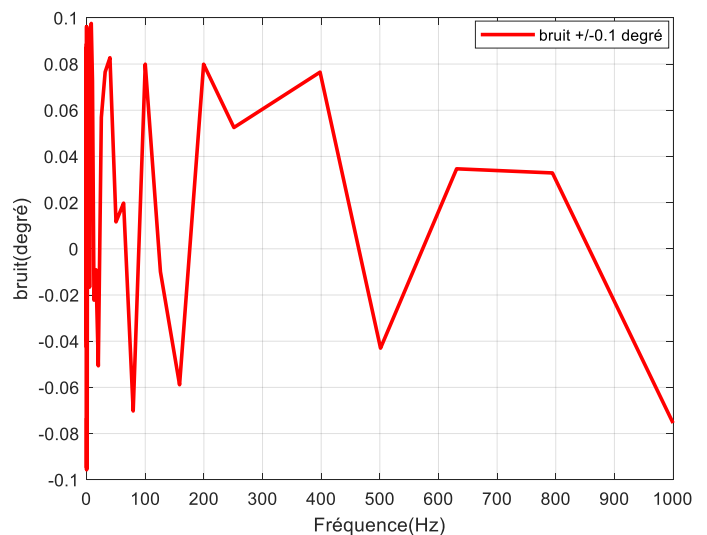


Figure III.19. Variation de bruit de la phase en fonction de la fréquence

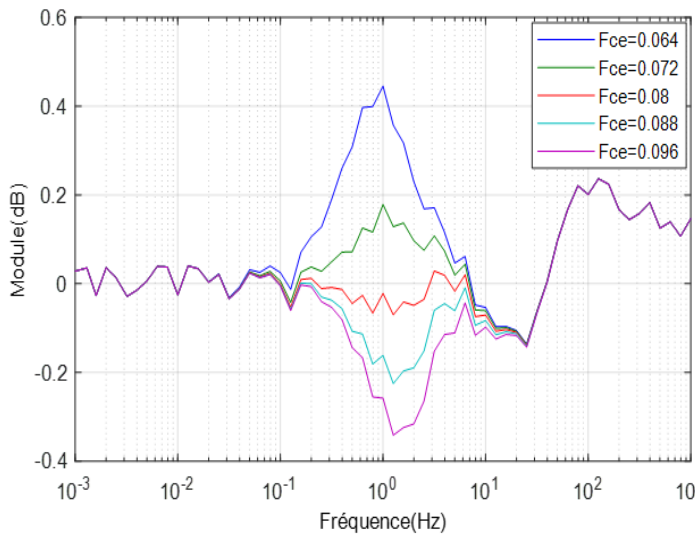


Figure III.20. Résidu du module pour une plage de Fce (avec bruit)

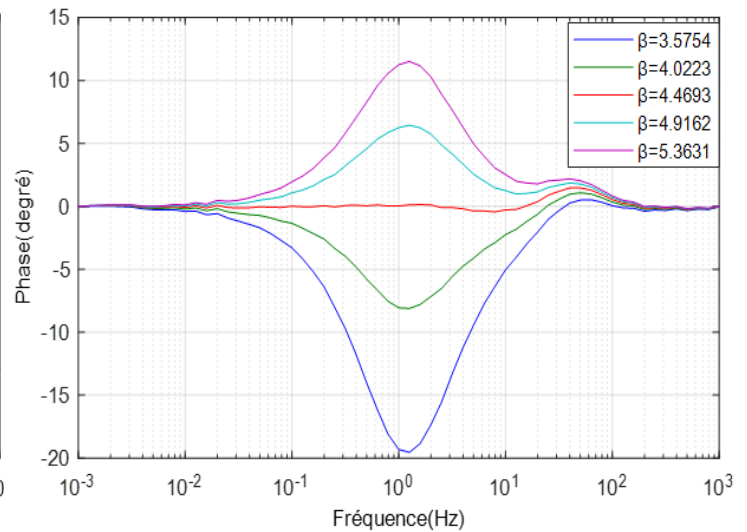


Figure III.21. Résidu de la phase pour une plage de β (avec bruit)

En évaluant les deux dernières figures, il apparaît clairement que le module est moins sensible aux interférences du bruit; cela est évident car la réponse du module est clairement déformée et permet toujours d'obtenir les résultats souhaités. D'un autre côté, bien que le signal de bruit ajouté ne représente qu'une petite fraction de la réponse de la phase, il atteint clairement le niveau maximum de la tolérance au bruit.

III.7 Conclusion

Dans ce chapitre, une analyse sur les variables d'optimisation Fce et β a été réalisée.

Initialement, on varie la plage de Fce et β pour chaque paire pôle-zéro. Les résultats simulés montrent que la variation de la plage augmente la valeur de l'erreur cumulée.

Cependant, lorsque les erreurs sont intégrées au polynôme, la valeur optimisée de Fce et β est identique et indépendante de la plage définie au passage par zéro.

Le nombre de cycles d'optimisation requis pour chaque paire pôle-zéro est étudié. Les résultats simulés montrent que la valeur optimisée pour Fce et β convergent à la quatrième itération. Les résultats simulés montrent que l'erreur du module et de la phase diminue progressivement au fur et à mesure que les itérations du processus global augmentent.

La comparaison entre les résidus initiaux avec les résidus obtenus après l'optimisation a montré qu'avec la procédure systématique et la compréhension des caractéristiques des variables Fce et β , le processus d'optimisation proposé a pu atteindre l'objectif d'obtenir les constantes de temps optimales avec des erreurs négligeables.



Chapitre IV

Impact des Structures de Modèles sur le Régime Transitoire

IV.1 Introduction

Le problème de représentation de la machine synchrone, en particulier le rotor, a souvent été traité devenant ainsi l'objet de nombreuses recherches et de discussions [72-79]. La modélisation précise récente des machines synchrones nécessite parfois, en plus de la connaissance des grandeurs transitoires et sub-transitoires, l'utilisation des grandeurs sub-sub-transitoires et sub-sub-sub-transitoires.

Ces dernières sont des constantes de temps très petites; mais elles peuvent cependant avoir une grande influence sur les performances de la machine.

La signification physique de ces nouvelles grandeurs pour l'étude de la stabilité transitoire et le processus de démarrage de la machine synchrone sont traités dans ce chapitre.

On montre qu'en introduisant les valeurs sub-sub-transitoires, et sub-sub-sub-transitoires, la machine à pôles saillants à pôles massifs peut être traitée avec une précision suffisante [72].

IV.2 Caractéristiques fréquentielles

La Figure IV.1 présente dans un plan gaussien, avec une gamme de fréquence variant de 0.01 Hz à 1000 Hz [60] les admittances opérationnelles $1/X_d(j\omega)$ et $1/X_q(j\omega)$ des modèles SSFR1, SSFR2, SSFR3 et SSFR4 et les résultats expérimentaux obtenus par les tests fréquentiels à l'arrêt. Nous constatons une coïncidence totale des caractéristiques fréquentielles du modèle SSFR4 selon les axes d et q avec celles des mesures. Nous remarquons, qu'au

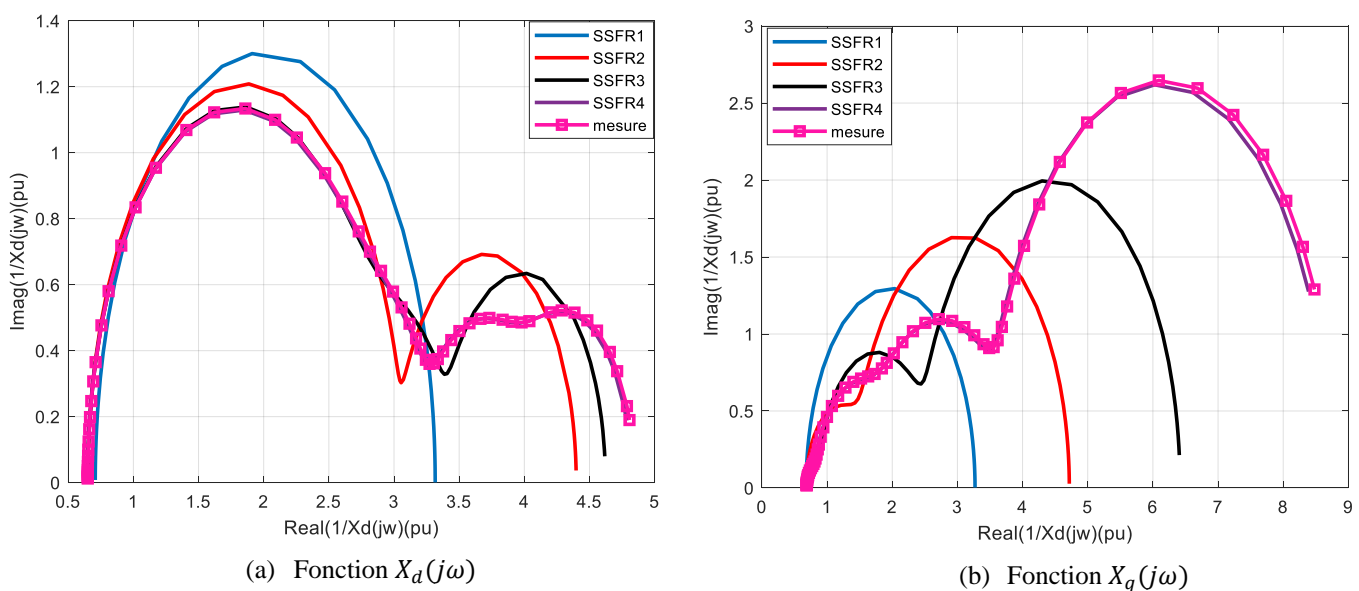


Figure IV.1. Caractéristiques fréquentielles des fonctions $X_d(j\omega)$ et $X_q(j\omega)$ dans un plan gaussien

delà de 10 Hz le modèle standard SSFR2 n'est pas suffisant pour représenter les réponses fréquentielles des fonctions $X_d(j\omega)$ et $X_q(j\omega)$.

Cette déviation est due aux courants de foucault (l'effet de peau), dans les parties massives du rotor [72]. Cela veut dire que pour un tel processus, on tient compte outre les grandeurs transitoires et sub transitoires, des grandeurs sub-sub-transitoires et sub-sub-sub-transitoires pour traiter la machine à rotor massif avec une précision suffisante.

IV.3. L'Effet des Modèles sur le Comportement de la Machine Synchrones

La modélisation de la machine synchrone avec quatre circuits rotoriques (SSFR4), et trois circuits rotoriques (SSFR3), n'est pas toujours nécessaire. Il existe des cas, dont la simulation avec les modèles (SSFR1) et (SSFR2) donne des résultats acceptables [72].

Par contre il y'a des processus qui nécessitent l'utilisation des modèles SSFR3 et SSFR4, comme nous le montrerons ultérieurement.

Les paramètres des modèles sont identifiés par la méthode standard, (annexe 4).

IV.3.1. Simulation du court circuit triphasé brusque

Le départ pour cette simulation est au point nominal avec $V=1$ pu, $\cos(\varphi)=0.9$, $\omega_r=1$ pu et le régime transitoire est créé à partir de $t=0.2$ s par un creux de tension de 0.8 s durant lequel la tension du réseau baisse à 0 V.

Les résultats de la simulation sont présentés par les Figures IV.2, .3, .4, .5, .6, .7, .8 et IV. 9.

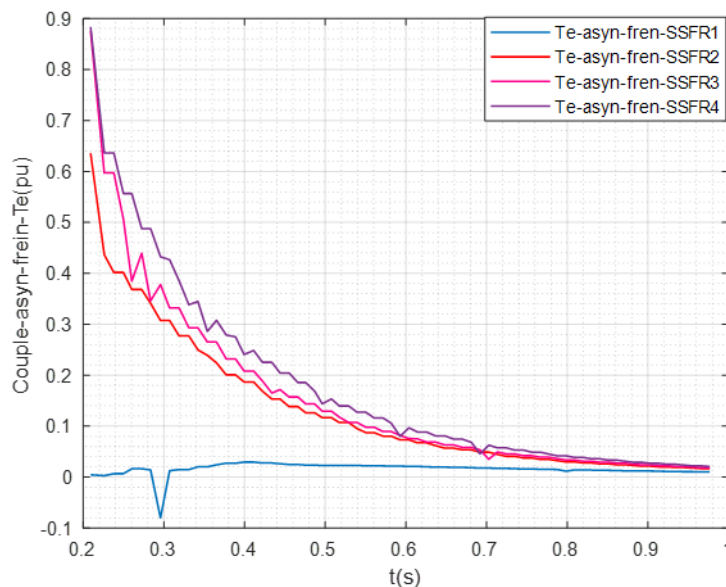
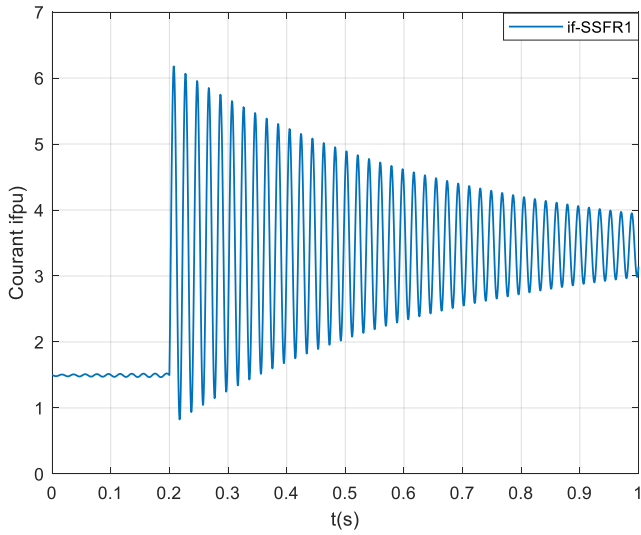
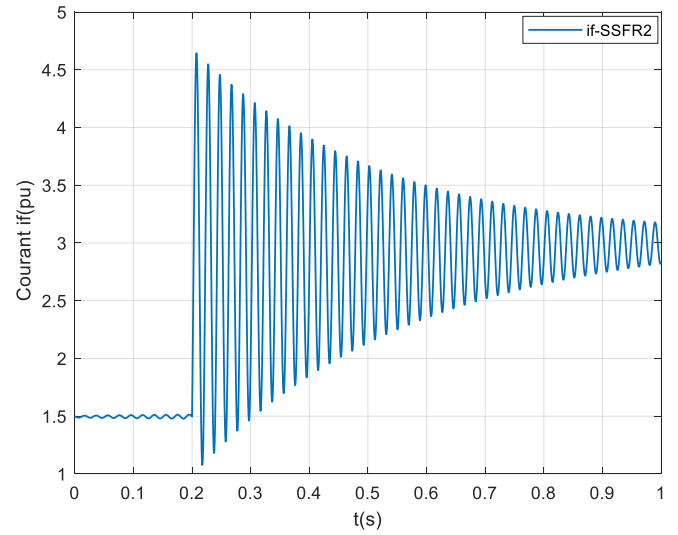


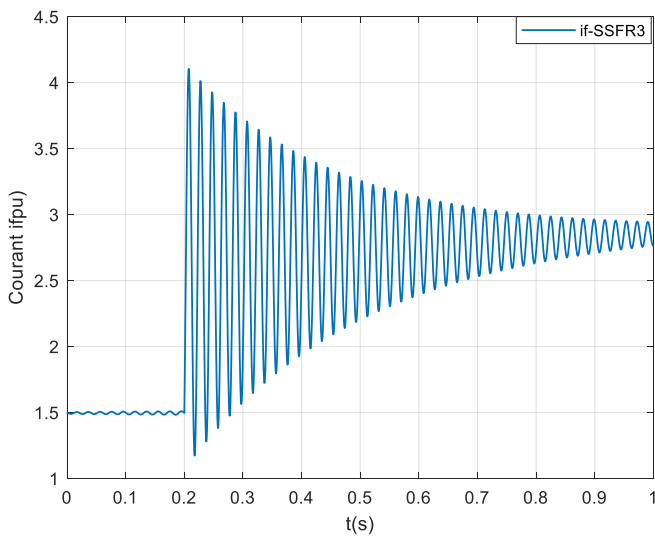
Figure IV.1a. Variation du couple asynchrone de freinage en fonction du temps



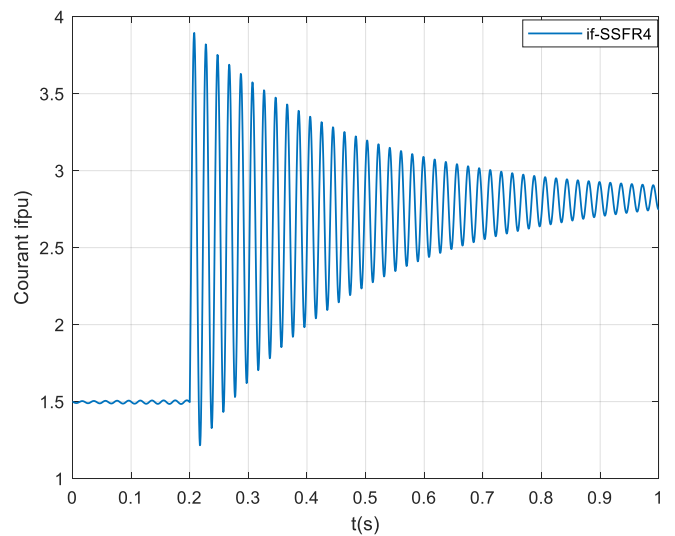
(a) Modèle SSFR1



(b) Modèle SSFR2

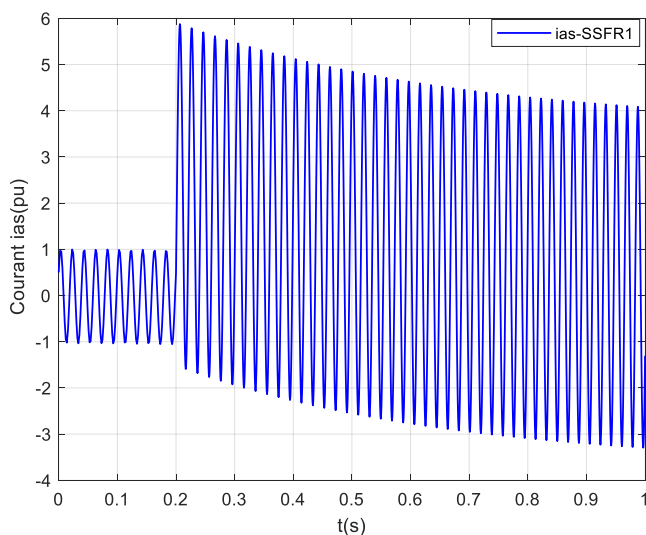


(c) Modèle SSFR3

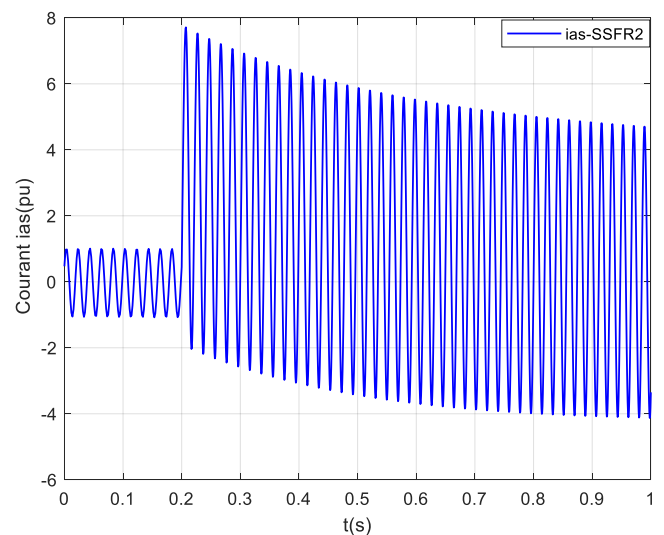


(d) Modèle SSFR4

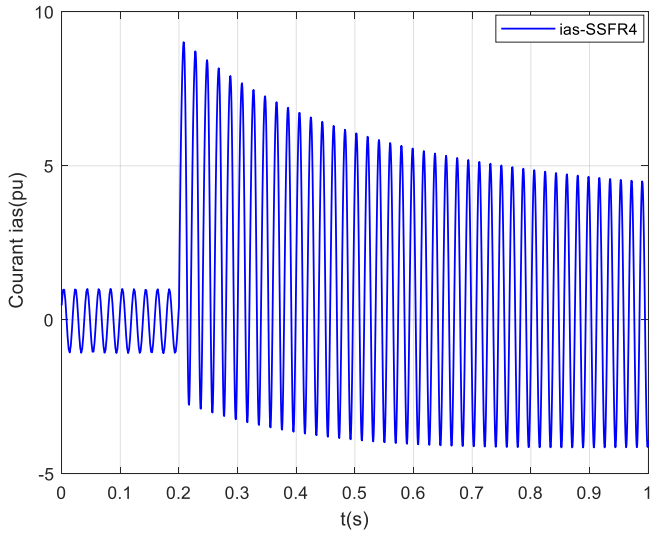
Figure IV. 2. Variation du courant d'excitation if lors d'un c-c triphasé en charge



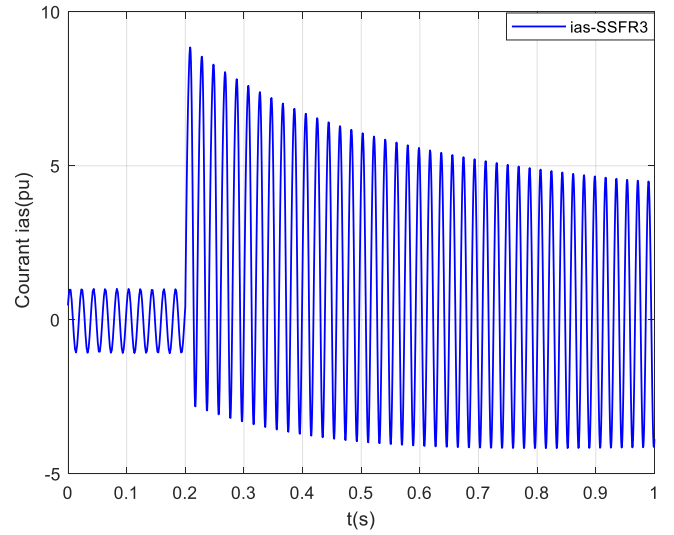
(a) Modèle SSFR1



(b) Modèle SSFR2

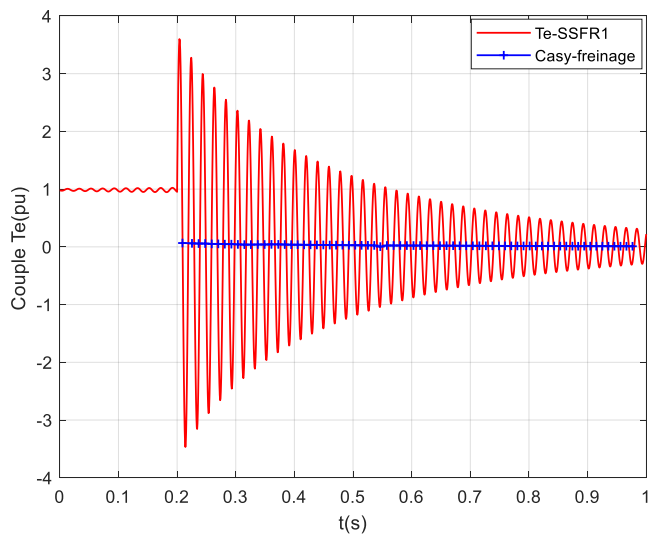


© Modèle SSFR3

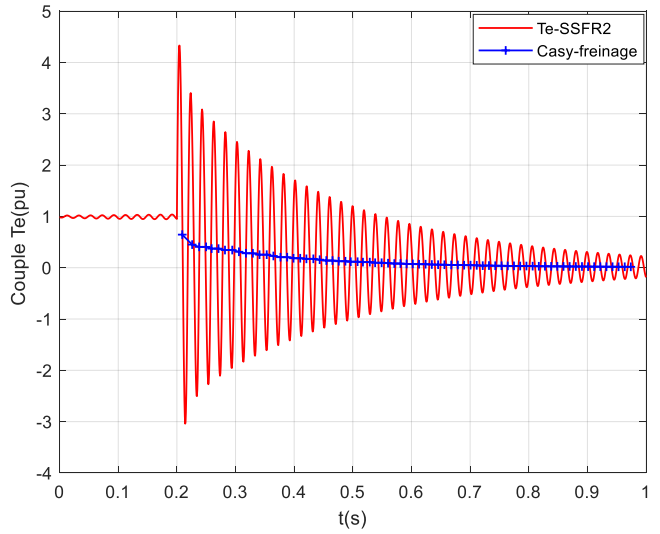


(d) Modèle SSFR4

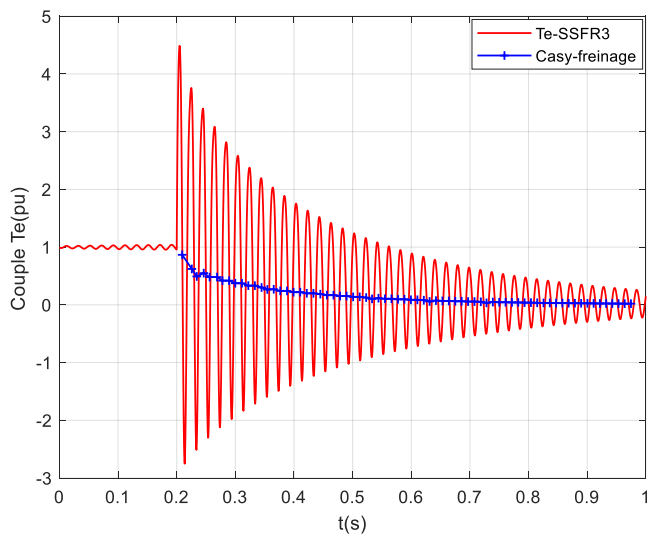
Figure IV. 3. Variation du courant de phase i_{as} lors d'un c-c triphasé en charge



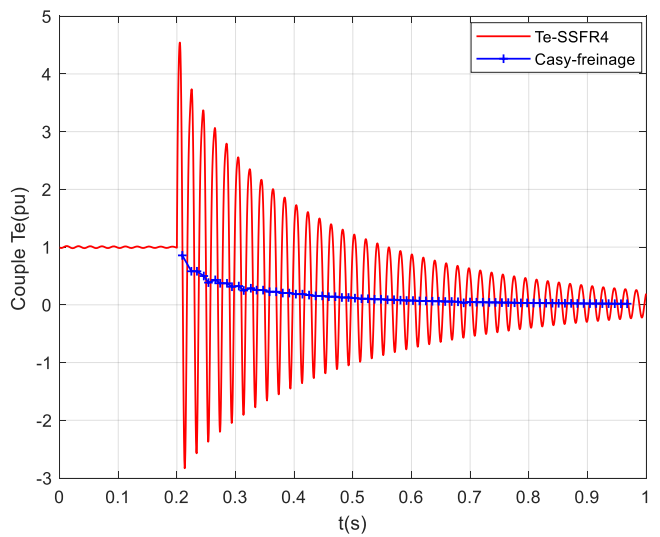
(a) Modèle SSFR1



(b) Modèle SSFR2



© Modèle SSFR3



(d) Modèle SSFR4

Figure IV. 4. Variation du couple électromagnétique T_e lors d'un c-c triphasé en charge

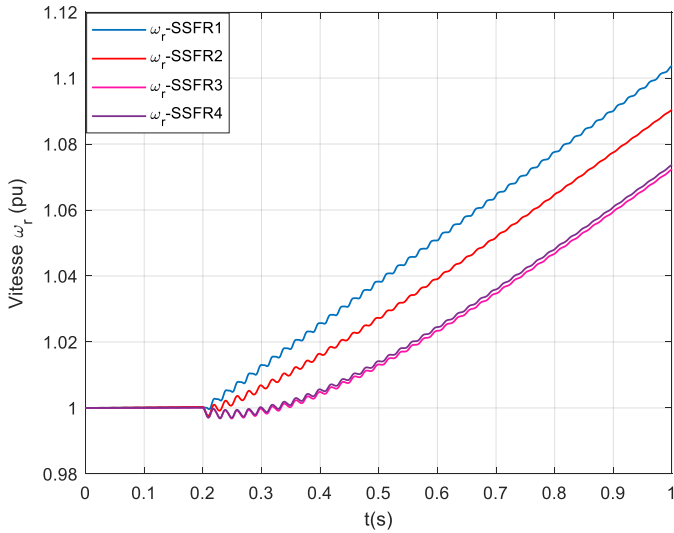


Figure IV. 5. Variation de la vitesse mécanique ω_r lors d'un c-c triphasé en charge

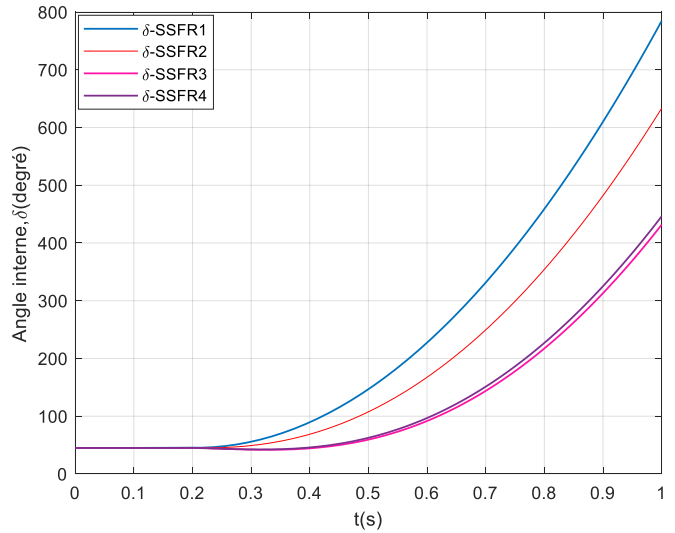
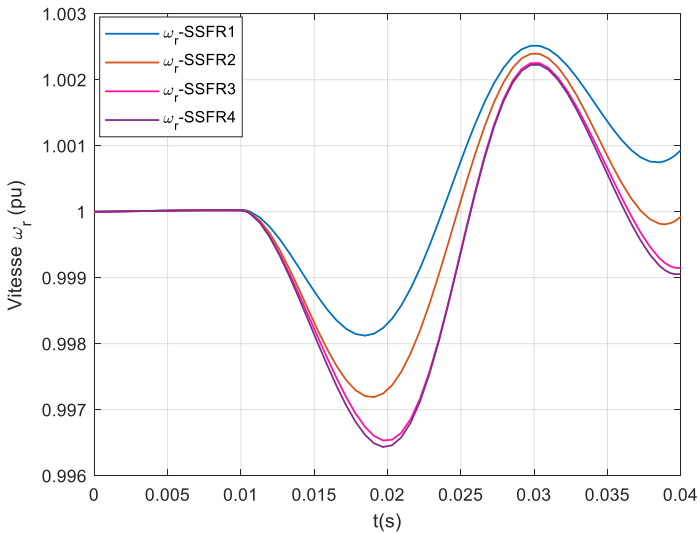
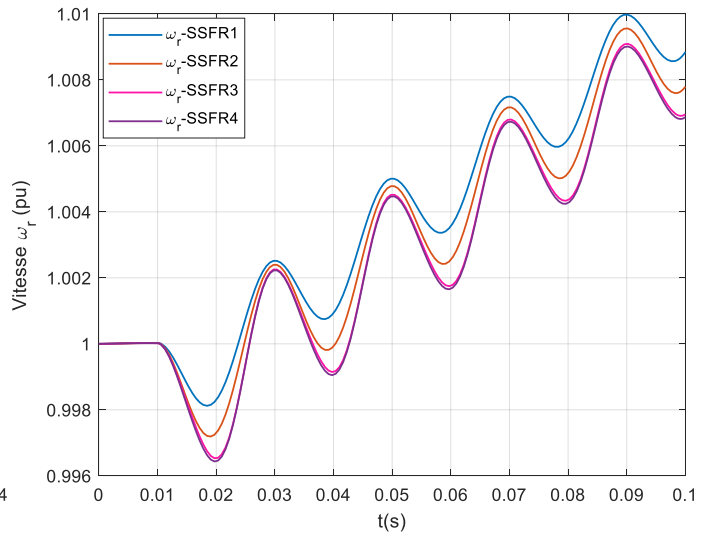


Figure IV. 6. Variation de l'angle interne δ lors d'un c-c triphasé en charge

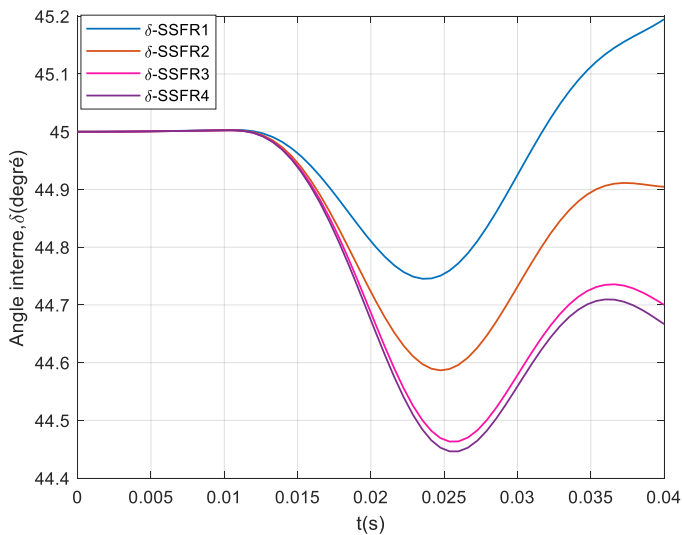


(a) $t_{c-c} = 0.03 \text{ s}$

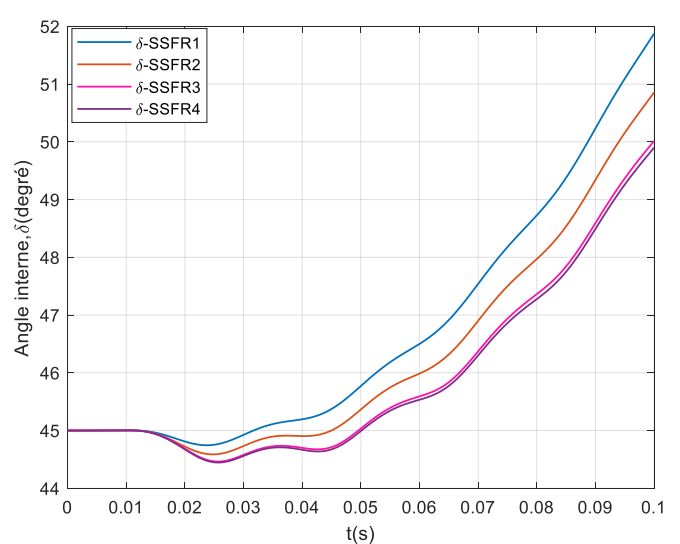


(b) $t_{c-c} = 0.09 \text{ s}$

Figure IV.7. Variation de la vitesse mécanique ω_r lors d'un c-c triphasé en charge



(a) $t_{c-c} = 0.03 \text{ s}$



(b) $t_{c-c} = 0.09 \text{ s}$

Figure IV.8. Variation de l'angle interne δ lors d'un c-c triphasé en charge

- **Discussions**

La Figure IV.2 représente la variation du courant d'excitation en fonction du temps, nous constatons que l'allure générale est pratiquement la même, sauf que le courant présente à l'instant de perturbation un pic de 6.1 pu, 5.25 pu, 5.1 pu et 5.05 pu pour les modèles SSFR1, SSFR2 SSFR3 et SSFR4 respectivement.

La comparaison entre les courants de phase, montre que les quatre modèles donnent pratiquement la même évolution, Figure IV.3.

Concernant le couple électromagnétique, tous les modèles donnent la même allure, Figure IV.4. Cependant pour les modèles SSFR3 et SSFR4 on distingue une remarquable asymétrie du couple pulsatoire et donc la valeur moyenne pour les derniers modèles est supérieure à celles des modèles SSFR1 et SSFR2 Figure IV.1a. La valeur moyenne du couple de court-circuit, donne le couple asynchrone de freinage.

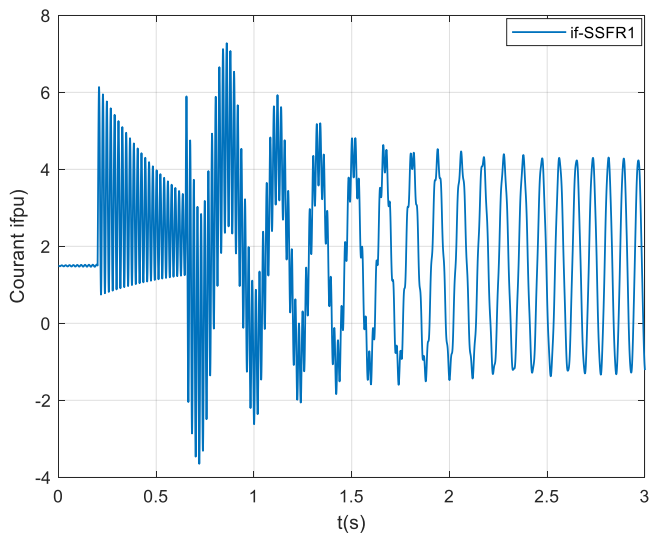
Cette différence de comportement du couple, est nettement apparente dans la variation de l'angle interne en fonction du temps, Figure IV.5. Pour un temps de court-circuit égale 0.8 s, l'angle interne atteint la valeur 781.4 degré (modèle SSFR1), 632.7 degrés (SSFR2), 444.5 degrés (SSFR3) et 423.8 degrés (SSFR4). Le processus 'back-swing' (oscillations en arrière) est déterminé proprement dans le cas des modèles SSFR3 et SSFR4, Figure IV.8.

IV.3.2 Stabilité dynamique (Simulation des transitoires en variation de tension)

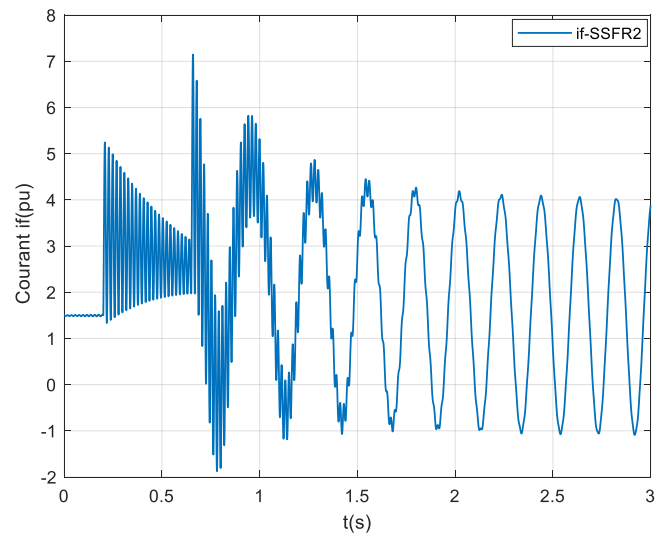
Le processus 'back-swing' affecte la stabilité du générateur [65], et donc il doit être calculé correctement. Pour monter cet effet on fait l'application suivante.

Cette simulation est faite à partir du point nominal avec $V = 1 \text{ pu}$, $\cos(\varphi) = 0.9$, $\omega_r = 1 \text{ pu}$. La perturbation est un creux de tension de 0.45 s. A partir de $t = 0.2 \text{ s}$, la tension du réseau baisse à 0 V et y reste pendant 0.45 s. Après 0.65 s, la valeur initiale de la tension est rétablie.

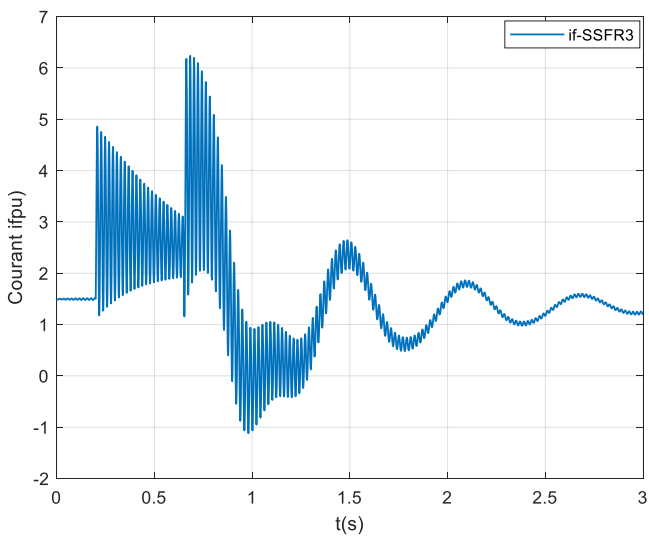
Les résultats de la simulation sont présentés ci-dessous, Figures IV.9, .10, .11, .12, .13...., et IV.16.



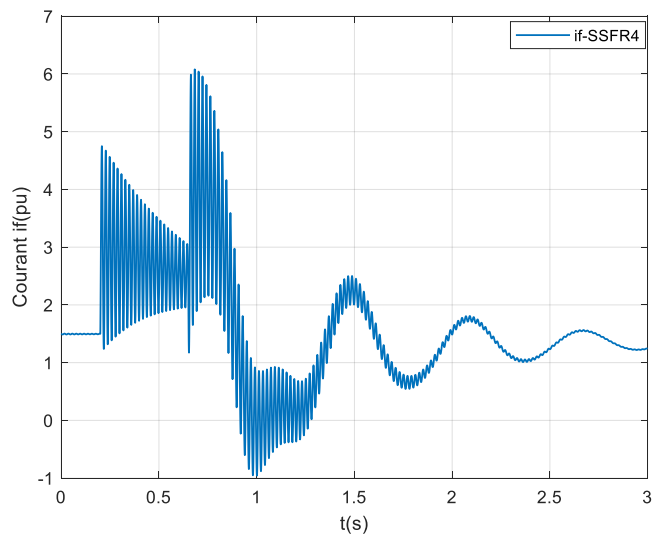
(a) Modèle SSFR1



(b) Modèle SSFR2

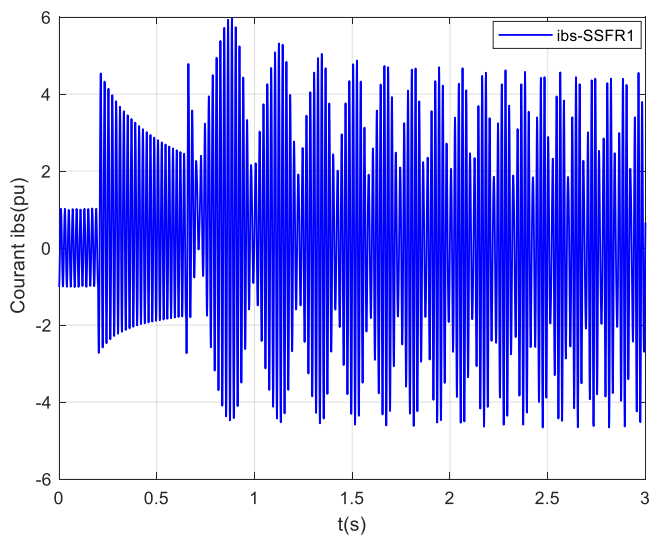


(c) Modèle SSFR3

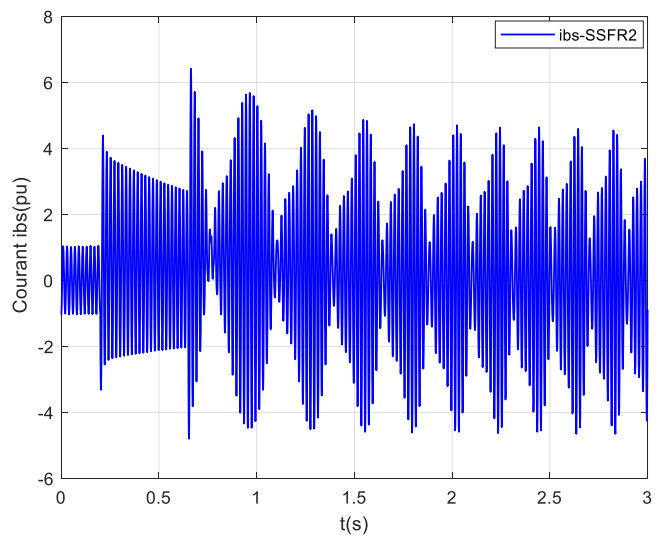


(d) Modèle SSFR4

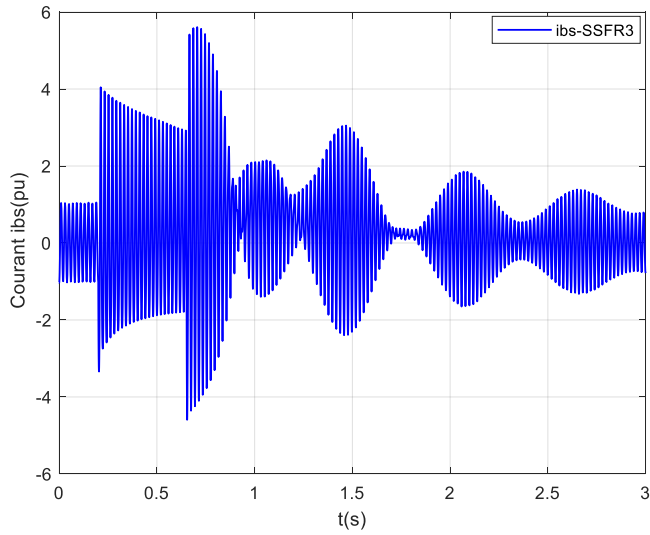
Figure IV.9. Variation du courant d'excitation i_f lors de la suppression du c-c triphasé en charge



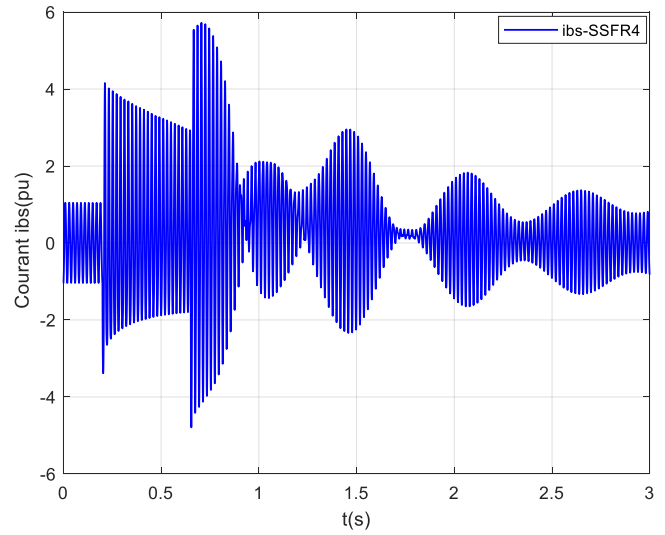
(a) Modèle SSFR1



(b) Modèle SSFR2

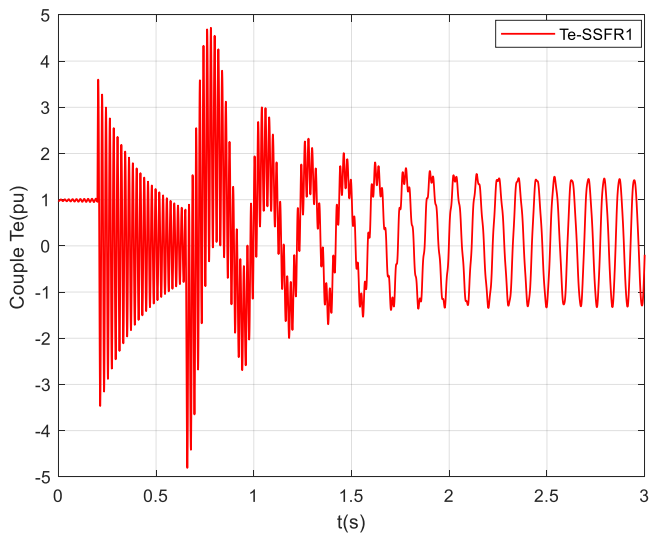


©Modèle SSFR3

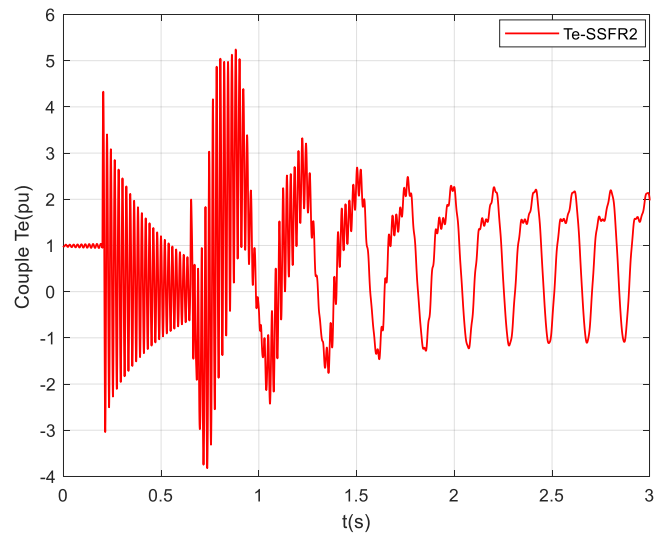


(d) Modèle SSFR4

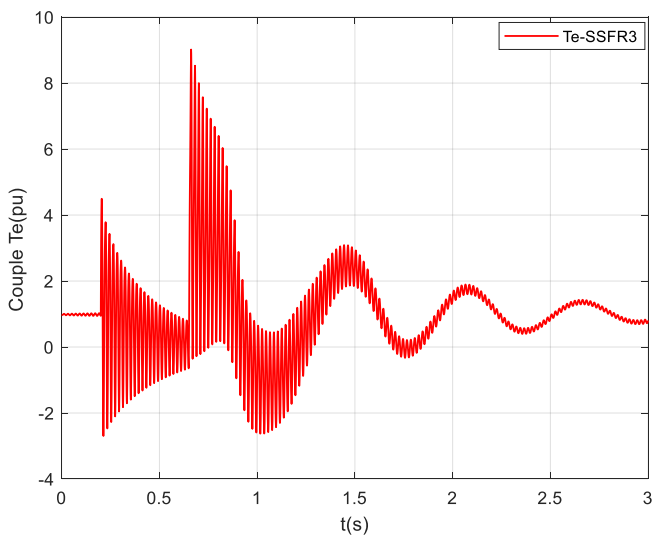
Figure IV.10. Variation du courant de phase i_{bs} lors de la suppression du c-c triphasé en charge



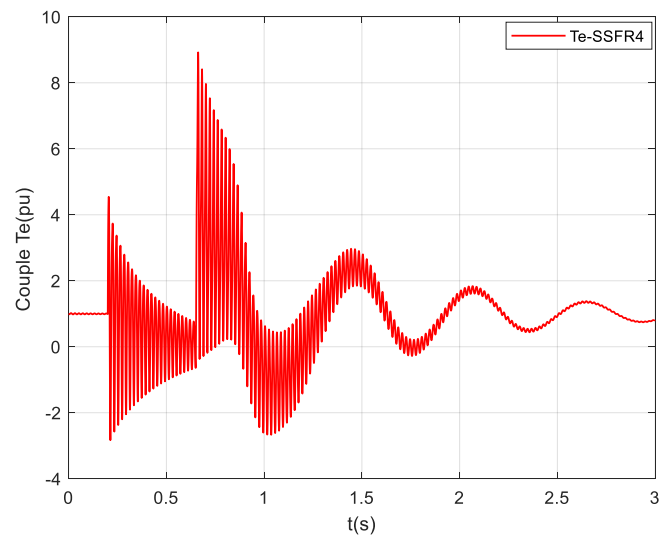
(a) Modèle SSFR1



(b) Modèle SSFR2



© Modèle SSFR3



(d) Modèle SSFR4

Figure IV.11. Variation du couple électromagnétique T_e lors de la suppression du c-c triphasé en charge en fonction du temps

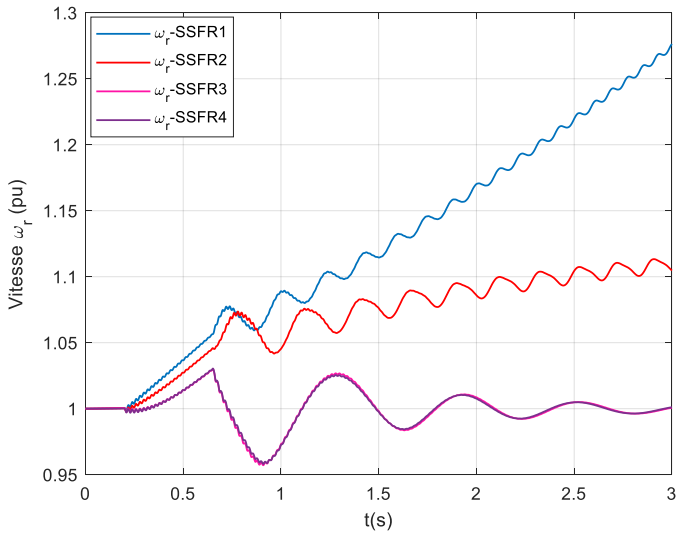


Figure IV.12. Variation de la vitesse mécanique ω_r lors de la suppression d'un d'un c-c triphasé en charge

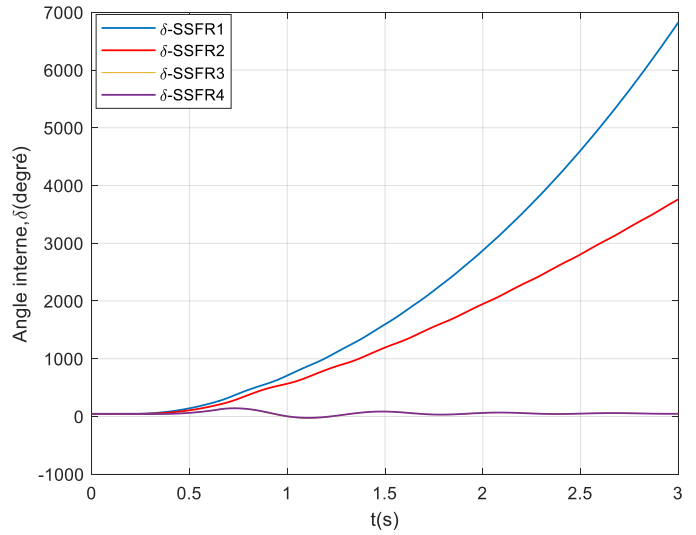


Figure IV.13. Variation de l'angle interne δ lors de la suppression d'un d'un c-c triphasé en charge

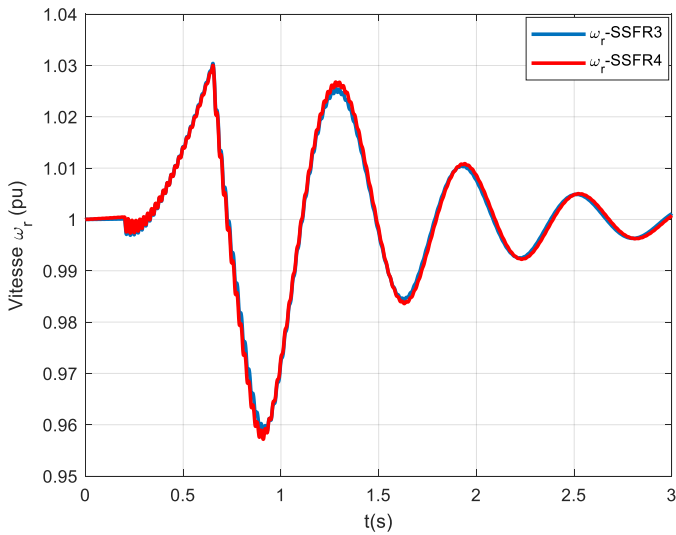


Figure IV.14. Variation de la vitesse mécanique ω_r , (modèles :SSFR3, SSFR4)

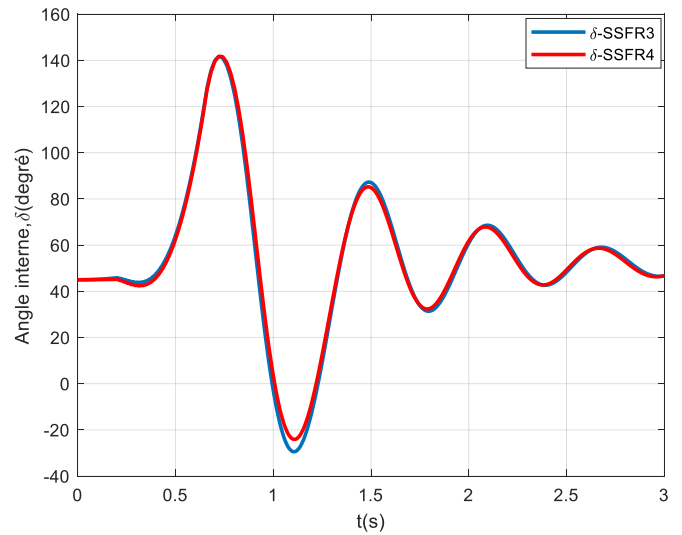


Figure IV.15. Variation de l'angle interne δ , (modèles :SSFR3, SSFR4)

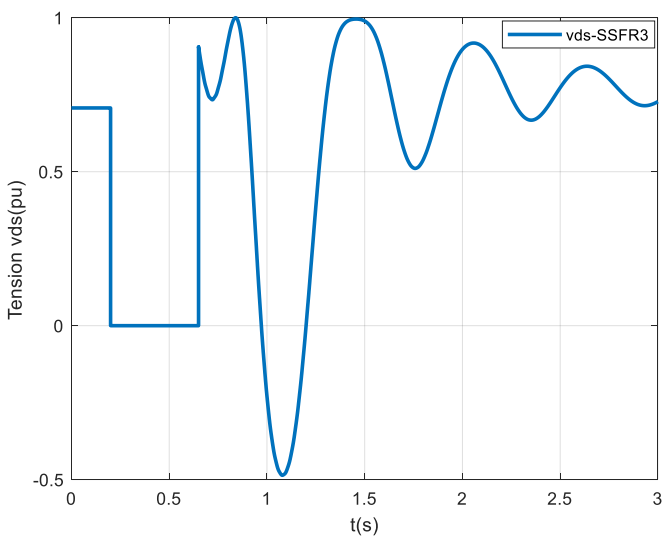


Figure IV.16.(a) Variation de la tension v_{ds} lors de la suppression d'un d'un c-c triphasé en charge

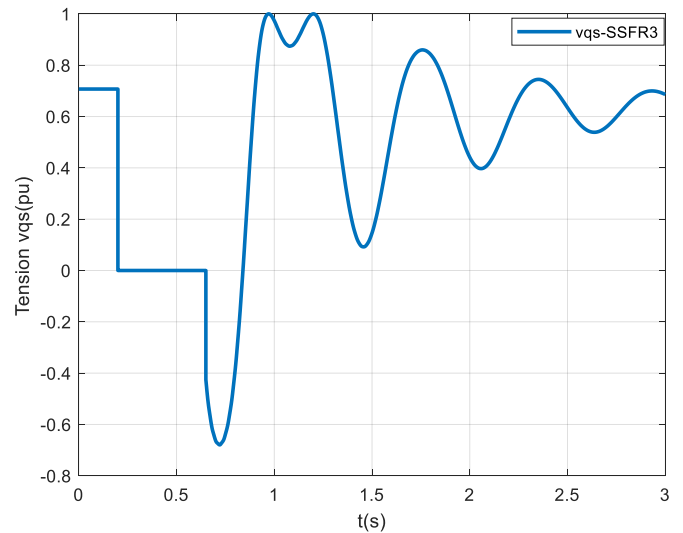


Figure IV.16.(b) Variation de la tension v_{qs} lors de la suppression d'un d'un c-c triphasé en charge

- **Discussions**

La simulation avec les modèles SSFR3 et SSFR4, qui reproduisent correctement les caractéristiques de fréquence de la machine, montre que l'angle de charge du générateur monte à 141.1 degrés (SSFR3), et 141.7 degrés (SSFR4), pendant le court-circuit, Figure IV.13, ensuite elle oscille autour de la valeur nominale après la suppression du défaut, c'est-à-dire que le générateur ne perd pas sa stabilité.

En fait au début du régime transitoire, la vitesse baisse, parce qu'on a une valeur importante du couple de freinage produit par la machine. Ce couple vient du fait que pendant les premiers instants du creux de tension on a encore du flux dans les bobines du stator pendant que les courants atteignent des valeurs importantes. Une fois que les flux sont nuls, il n'y a plus de couple de freinage et la vitesse peut recommencer à augmenter.

La vitesse du rotor s'étant beaucoup élevée, l'angle interne dépasse les 140 degrés. La diminution de la vitesse à la disparition du couple de freinage de la machine permet à l'angle de reprendre des valeurs autour de la valeur nominale (45 degrés).

Au retour de la tension nominale, à $t=0,65$ s, les variations de vitesse se répercutent sur la valeur de l'angle interne et du couple pour générer des oscillations qui durent bien après la fin de la perturbation.

Le temps de retour de la valeur nominale de la tension (critical clearing time) est primordial pour garder la machine stable. Si la chute de tension dure trop longtemps, la machine devient instable. Sur les courbes qui présentent les courants, on peut noter de faibles valeurs des constantes de temps électriques en comparaison aux valeurs fortes des constantes de temps mécaniques.

Cependant, la simulation avec les modèles SSFR1 et SSFR2, cependant, indique que le générateur perdrait le synchronisme Figure IV.12. Ce faux résultat est dû au fait que ces modèles de simulation ne déterminent pas correctement le couple de freinage asynchrone lors du court-circuit comme expliqué précédemment.

IV.3.3 Simulation des transitoires en variation de fréquence

Dans cette étude nous nous focalisons sur le modèle standard SSFR2.

Le point de fonctionnement initial est le point nominal tel que la tension appliquée au stator vaut $V=1\text{pu}$ et l'angle interne δ vaut 30° . On fait chuter la fréquence en baissant sa valeur de 4% À l'instant $t = 1\text{ s}$. Ce transitoire a pour but de faire dépasser la valeur de 90° à l'angle δ et de vérifier si la machine reste stable. Les résultats sont les suivants :

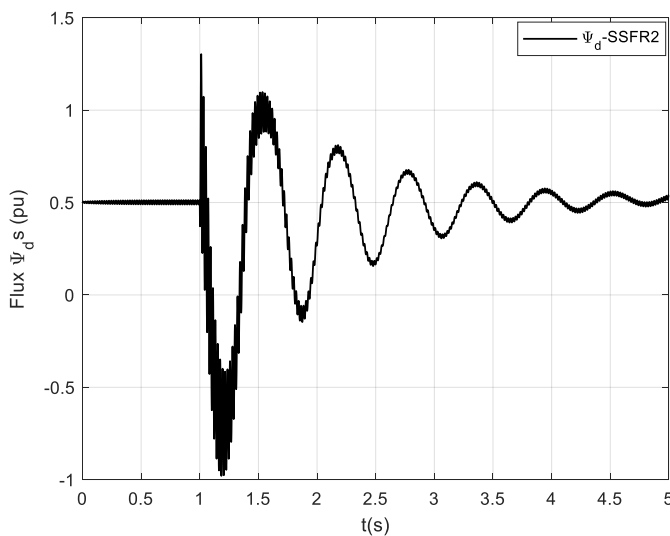


Figure IV.17.(a) Variation du flux Ψ_d en fonction du temps

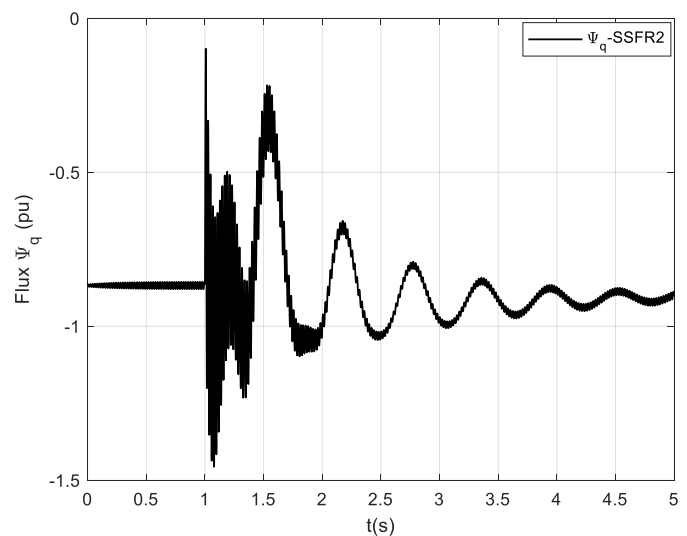


Figure IV.17.(b) Variation du flux Ψ_q en fonction du temps

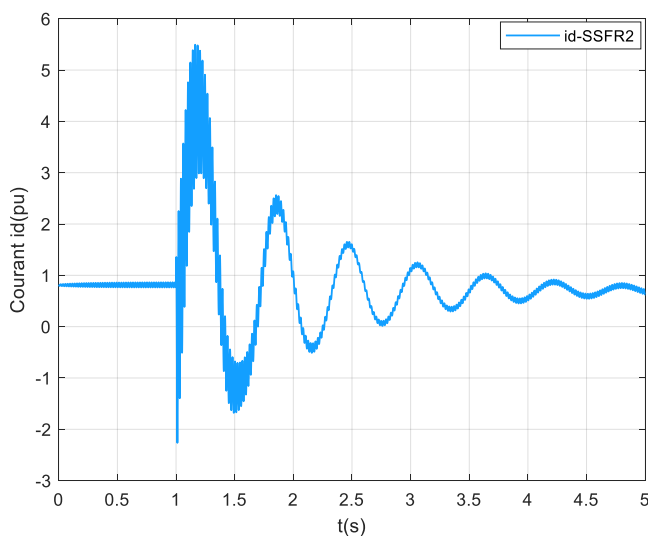


Figure IV.17.(c) Variation du courant i_d en fonction du temps

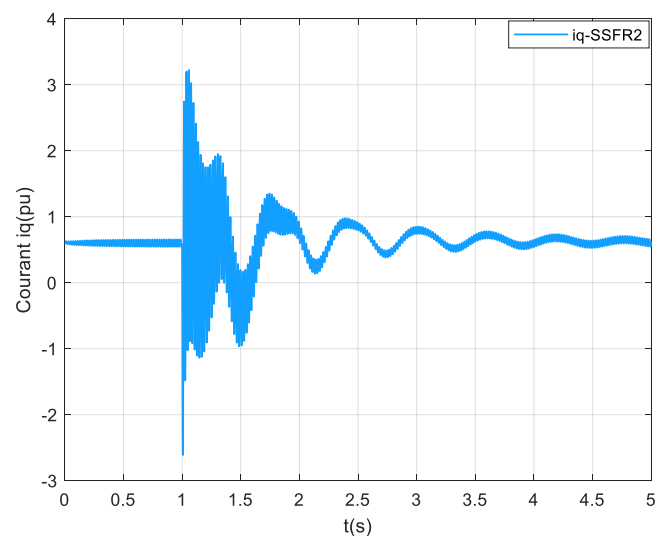


Figure IV.17.(d) Variation du courant i_q en fonction du temps

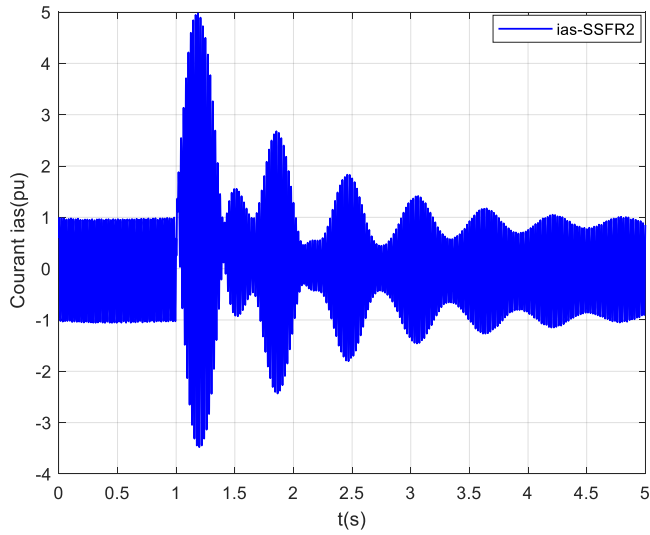


Figure IV.17.(e) Variation du courant i_{as} en fonction du temps

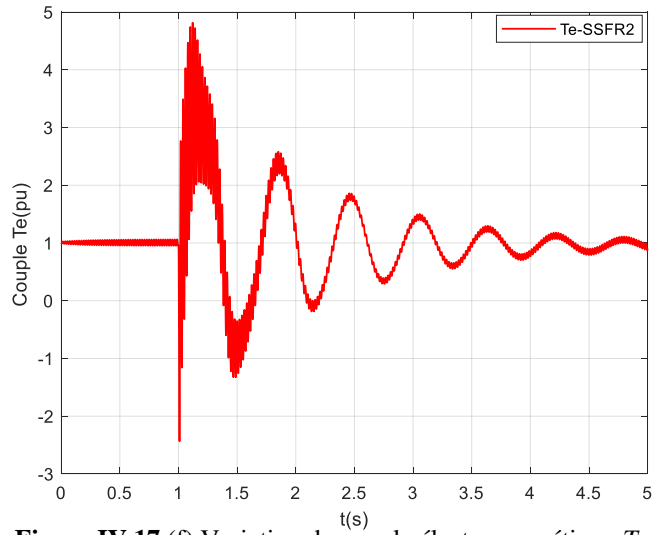


Figure IV.17.(f) Variation du couple électromagnétique T_e en fonction du temps

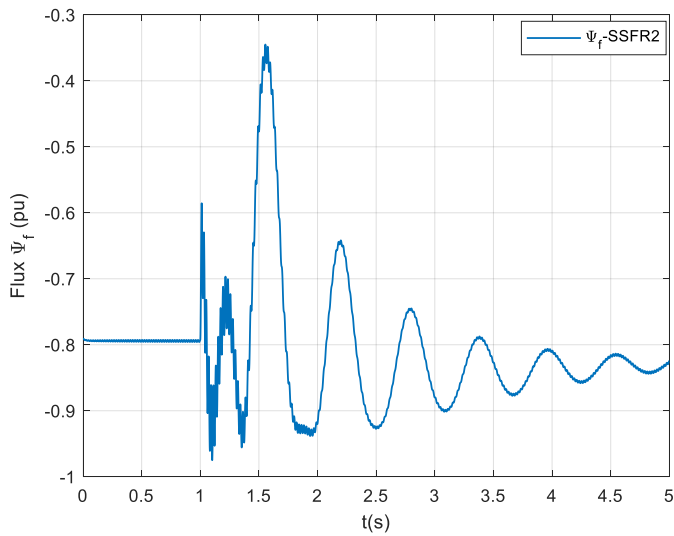


Figure IV.17.(g) Variation du flux Ψ_f en fonction du temps

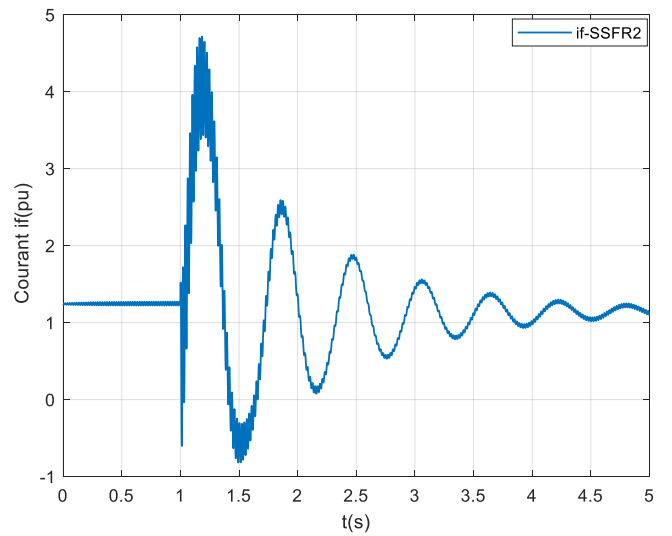


Figure IV.17.(h) Variation du courant i_f en fonction du temps

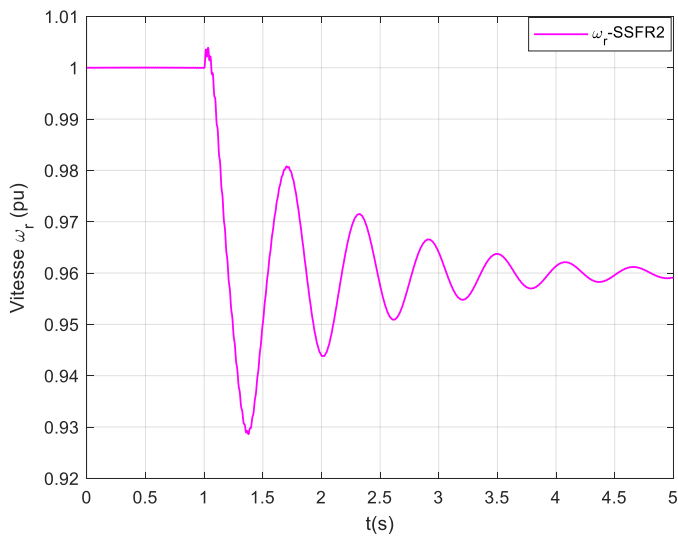


Figure IV.17.(i) Variation de la vitesse mécanique ω_r en fonction du temps

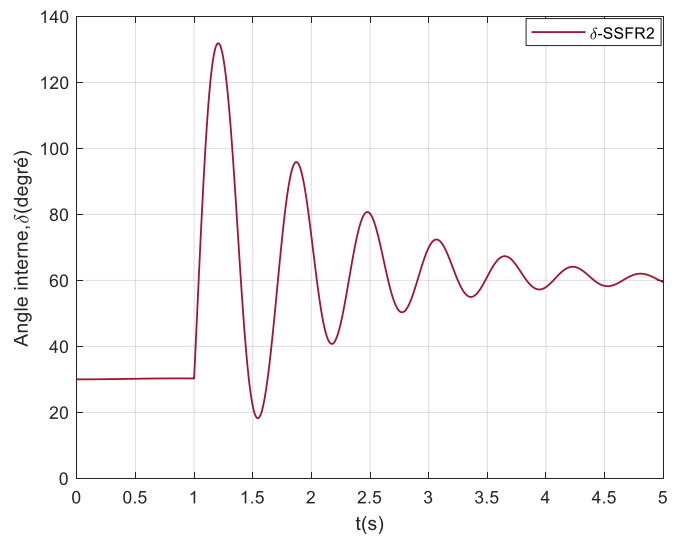


Figure IV.17.(j) Variation de l'angle interne δ en fonction du temps

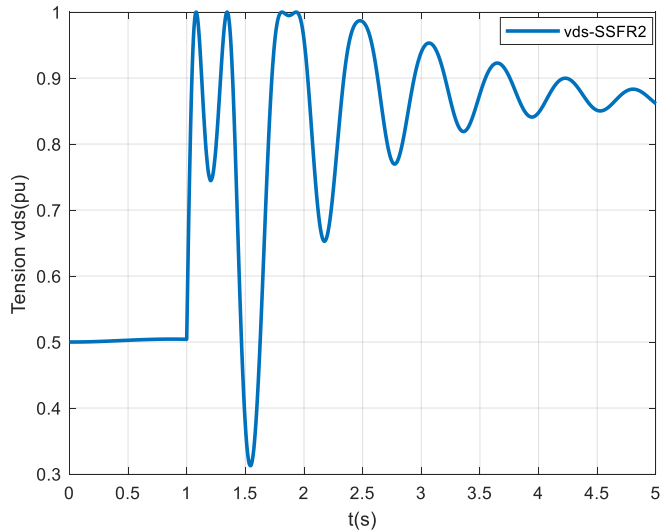


Figure IV.17.(k) Variation de la tension vds en fonction du temps

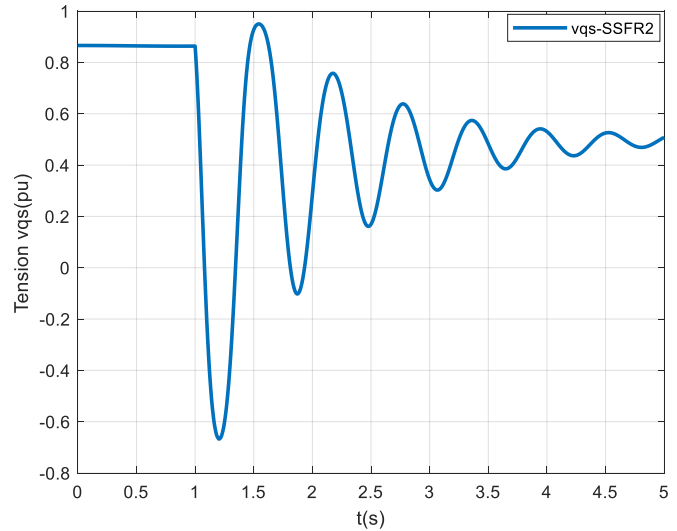


Figure IV.17.(l) Variation de la tension vds en fonction du temps

- **Discussions**

Avec une perturbation importante, l'angle interne présente des variations plus grandes. Il varie entre 18.41 degrés et 131.9 degrés Figure IV.17.(j), mais la machine est stable. La baisse brutale de la fréquence cause l'oscillation des grandeurs à une période assez faible valant environ 0.634 s (≈ 1.577 Hz) et définie par la variation de la vitesse mécanique Figure IV.17.(i).

Avec une connexion du stator sous une tension plus forte, la variation de couple de la machine est plus grande et provoque des accélérations plus fortes en valeur absolue.

La courbe de la Figure IV.17.(h) présente des irrégularités car le courant inducteur atteint les valeurs très petites et veut circuler dans le sens opposé à la tension V_f . Le circuit inducteur est alimenté par un pont de diodes qui empêche le courant inducteur d'atteindre des valeurs négatives.

Les valeurs des flux Ψ_f et Ψ_d évoluent peu par rapport à leurs valeurs initiales.

Pour ce point de fonctionnement où l'angle interne présente une valeur nominale relativement petite, les perturbations risquant de causer l'instabilité de la machine doivent être plus grandes que celle appliquée ici.

IV.3.4 Simulation du transitoire avec une inertie plus grande

L'inertie des masses tournantes est multipliée par 1.2 pour voir comment cela influence la stabilité de la machine. La perturbation est que la fréquence passe de 60 à 57 Hz à partir de $t = 1$ s. Les conditions initiales sont aussi celles du paragraphe IV.3.3 avec une tension au stator $V = 1$ pu. Les résultats sont présentés par les figures suivantes.

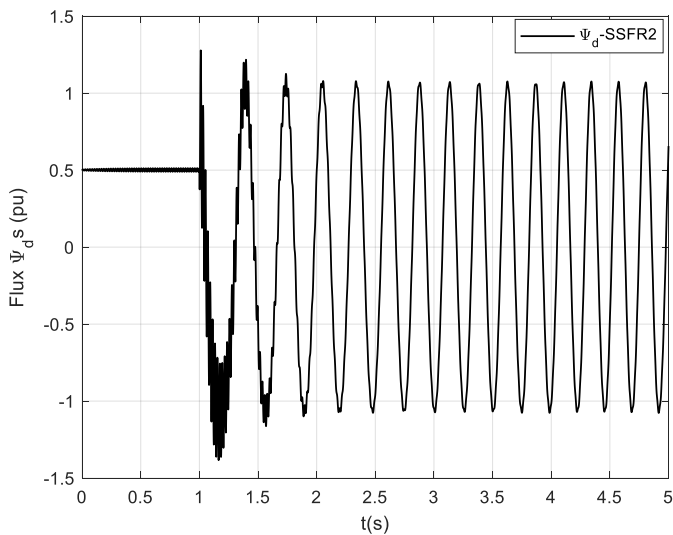


Figure IV.18.(a) Variation du flux Ψ_d en fonction du temps

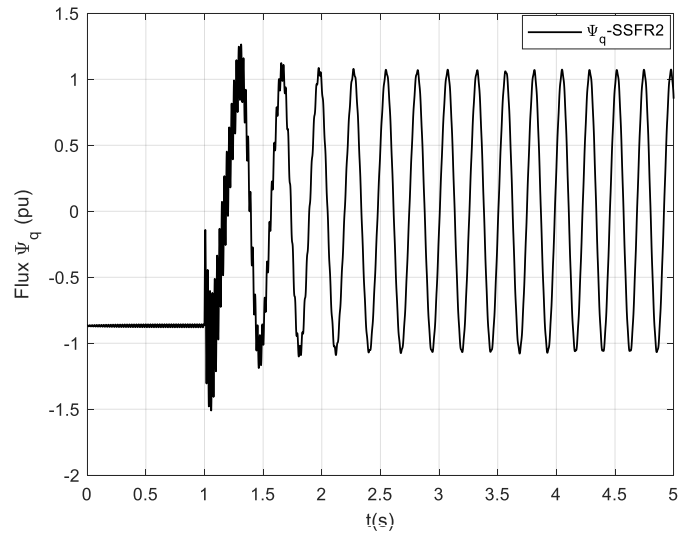


Figure IV.18.(b) Variation du flux Ψ_q en fonction du temps

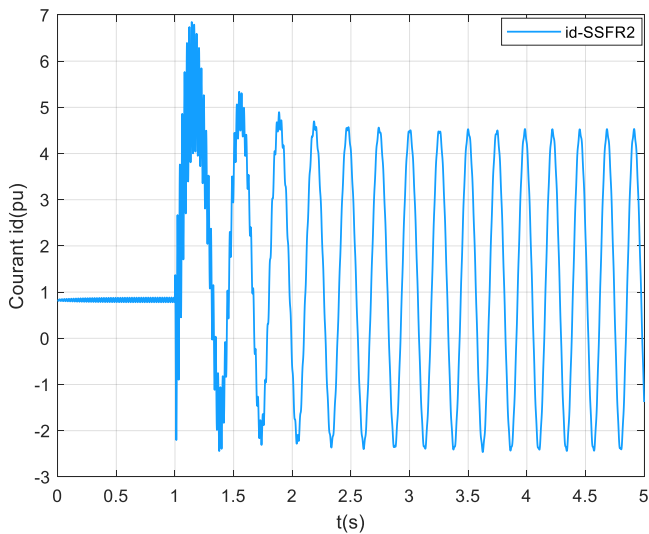


Figure IV.18.(c) Variation du courant i_d en fonction du temps

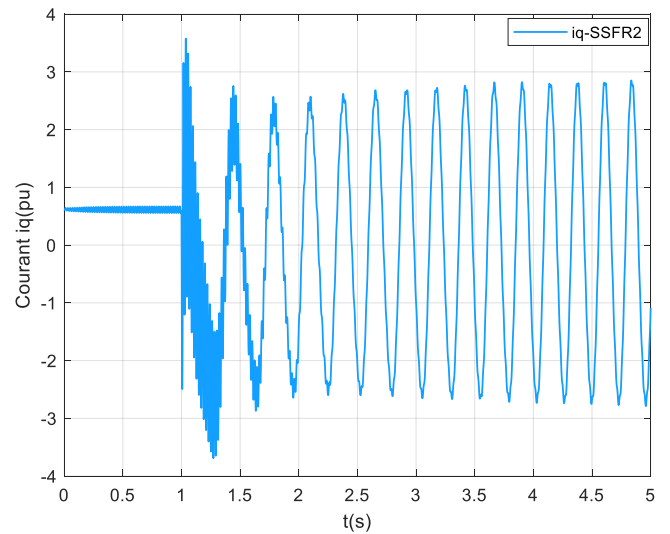


Figure IV.18.(d) Variation du courant i_q en fonction du temps

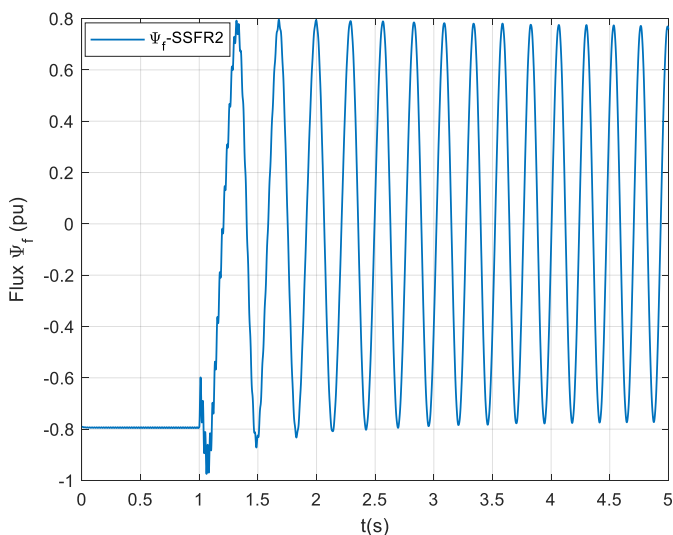


Figure IV.18.(e) Variation du flux Ψ_f en fonction du temps

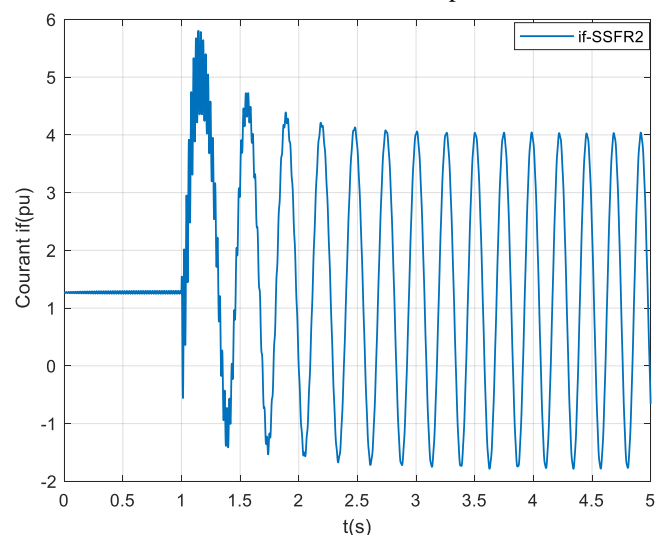


Figure IV.18.(f) Variation du courant i_f en fonction du temps

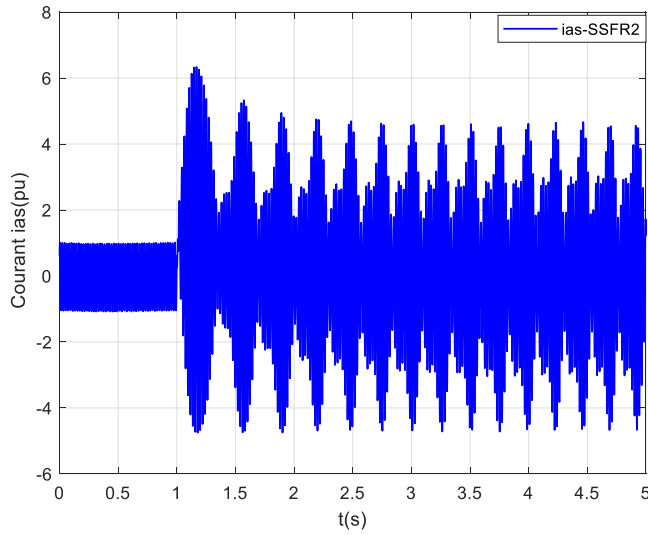


Figure IV.18.(g) Variation du courant i_{as} en fonction du temps

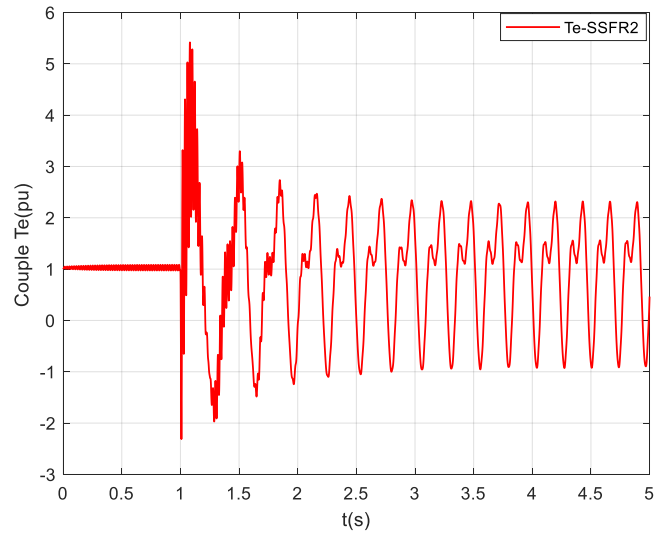


Figure IV.18.(h) Variation du couple électromagnétique T_e en fonction du temps

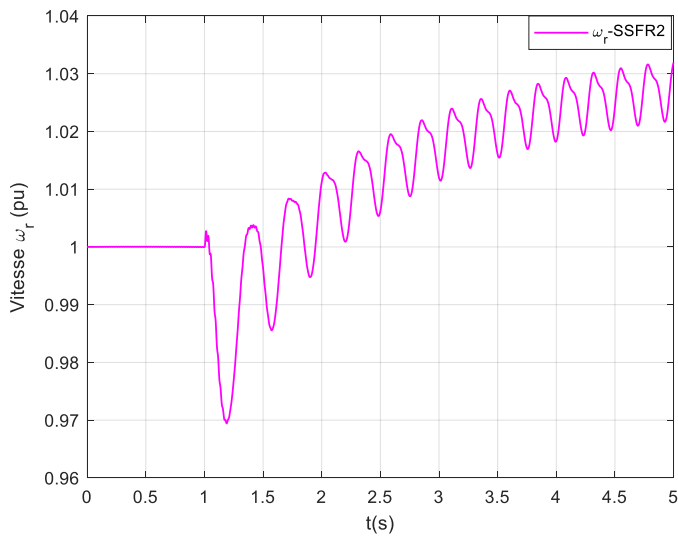


Figure IV.18.(i) Variation de la vitesse mécanique ω_r en fonction du temps

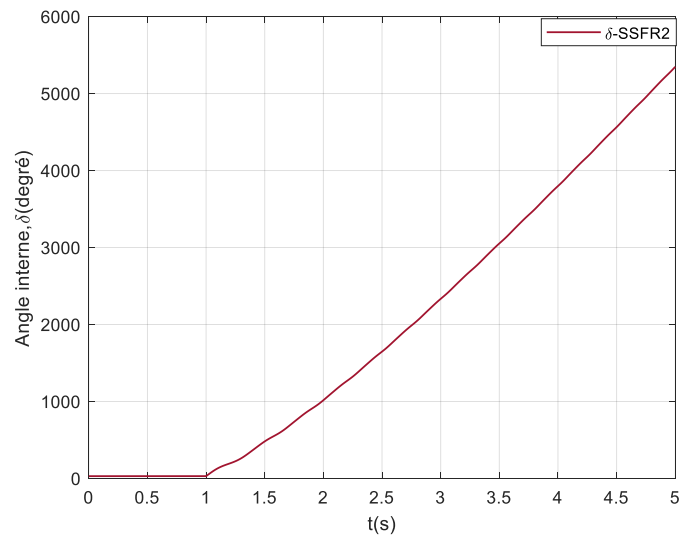


Figure IV.18.(j) Variation de l'angle interne δ en fonction du temps

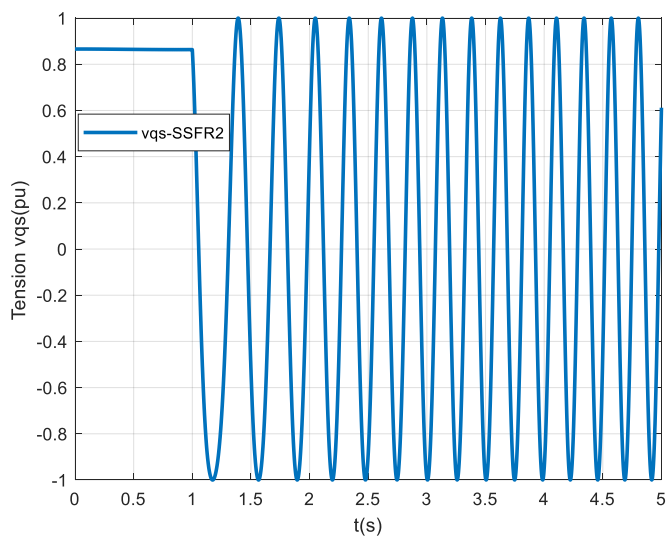


Figure IV.18.(k) Variation de la tension v_{qs} en fonction du temps

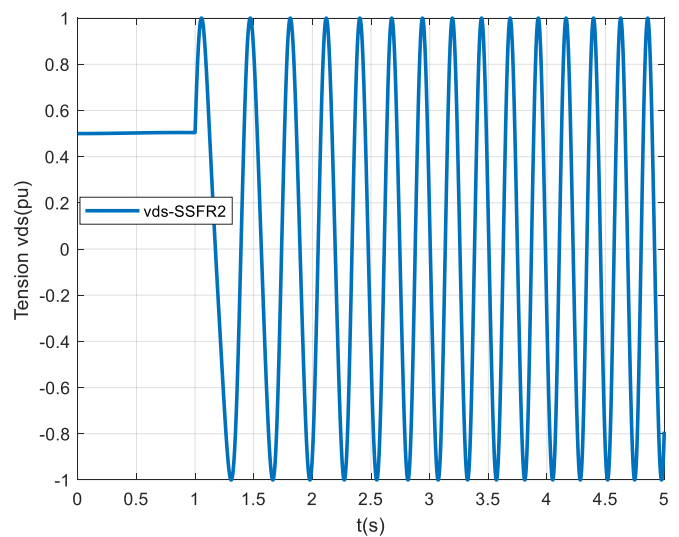


Figure IV.18.(l) Variation de la tension v_{ds} en fonction du temps

- Discussions

L'augmentation de l'inertie rend le système moins stable. Le rotor réagit plus lentement ne peut pas changer sa vitesse assez rapidement pour s'adapter à la nouvelle vitesse de synchronisme. Le système devient instable.

IV.3.5 Simulation du transitoire avec suppression de la perturbation

Le départ pour cette simulation est au point nominal avec $V = 1$ pu, et le régime transitoire est créé à partir de $t = 1$ s par une chute de fréquence de 5%, pour une durée de 3 s. On revient ensuite à la fréquence nominale 60 Hz.

Les résultats de la simulation sont présentés par les figures suivantes.

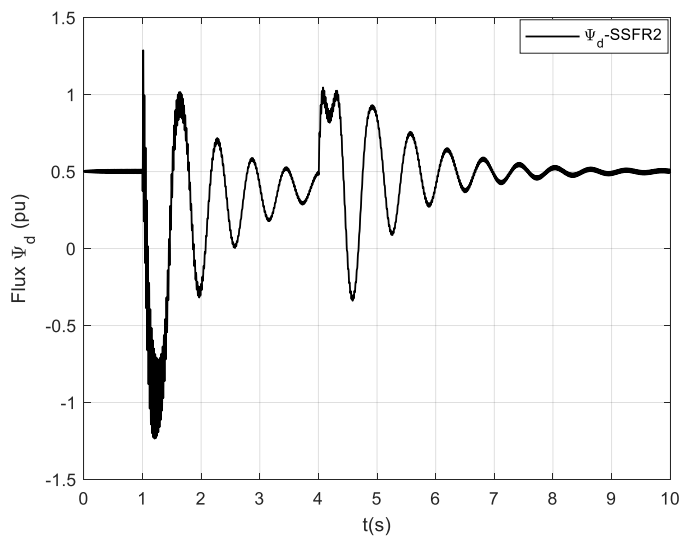


Figure IV.19.(a) Variation du flux Ψ_d en fonction du temps

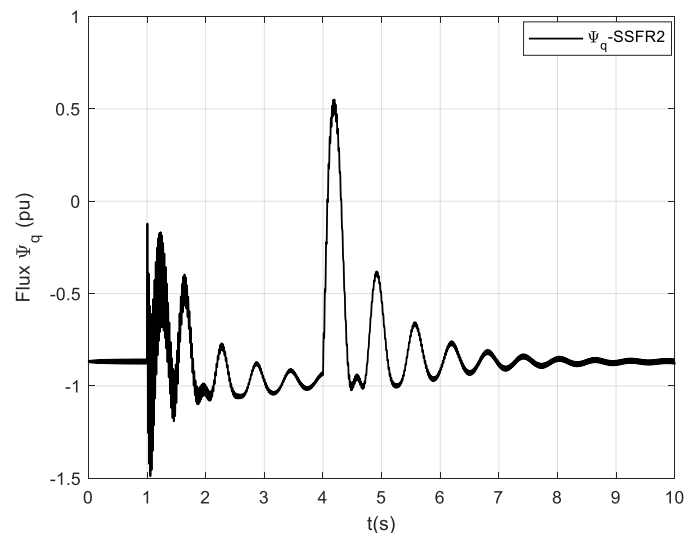


Figure IV.19.(b) Variation du flux Ψ_q en fonction du temps

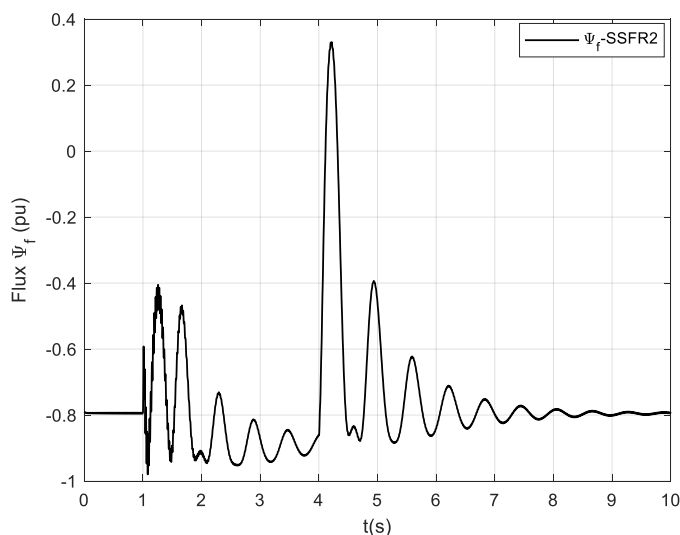


Figure IV.19.(c) Variation du flux Ψ_f en fonction du temps

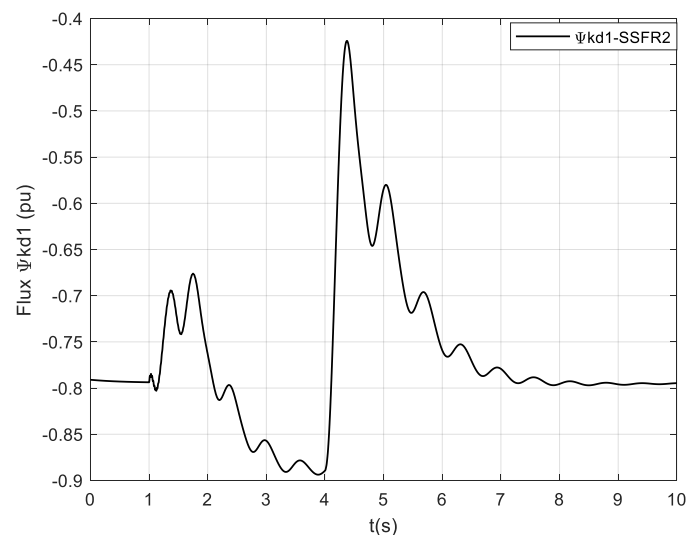


Figure IV.19.(d) Variation du flux d'amortisseur Ψ_{kd1} en fonction du temps

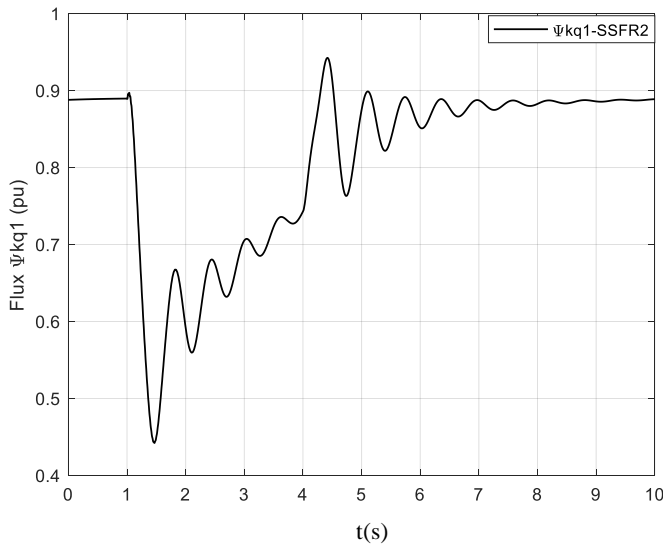


Figure IV.19.(e) Variation du flux d'amortisseur Ψ_{kq1} en fonction du temps

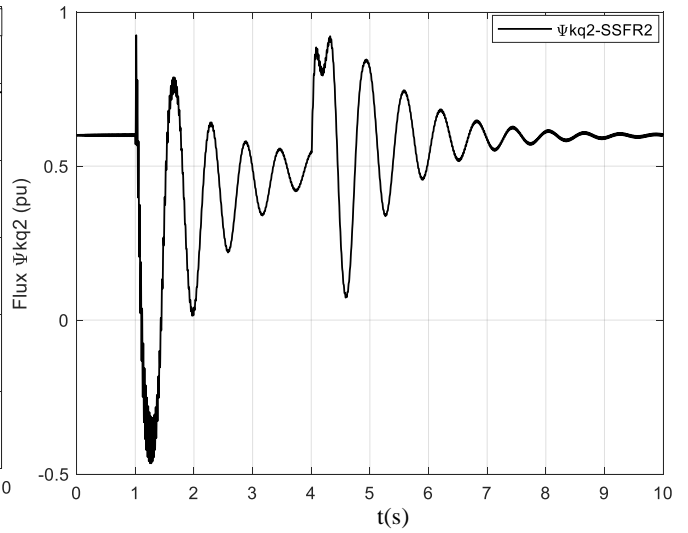


Figure IV.19.(f) Variation du flux d'amortisseur Ψ_{kq2} en fonction du temps

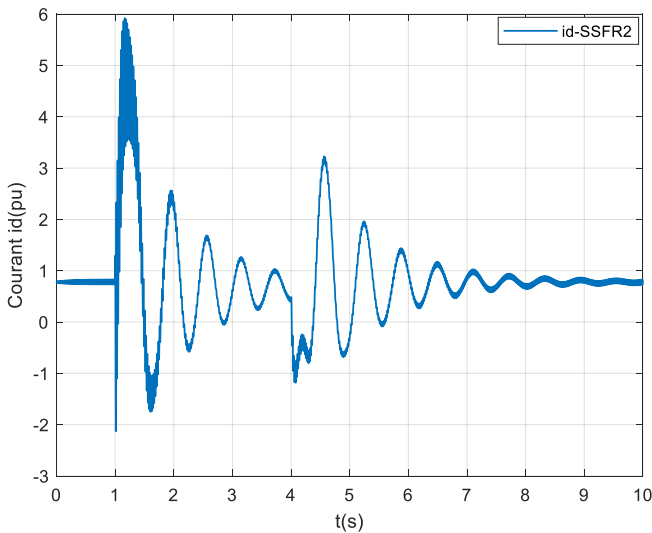


Figure IV.19.(g) Variation du courant i_d en fonction du temps

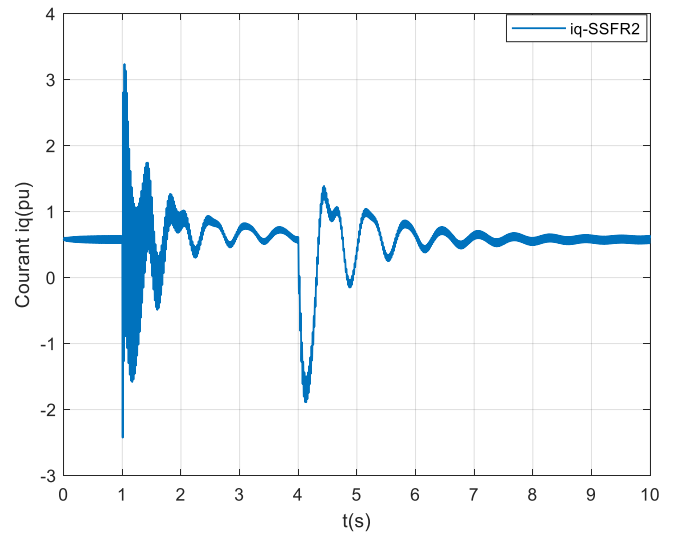


Figure IV.19.(h) Variation du courant i_q en fonction du temps

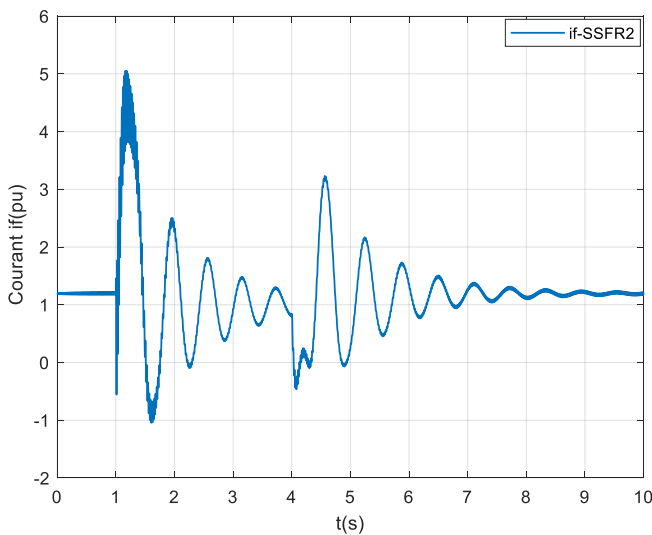


Figure IV.19.(i) Variation du courant d'excitation i_f en fonction du temps

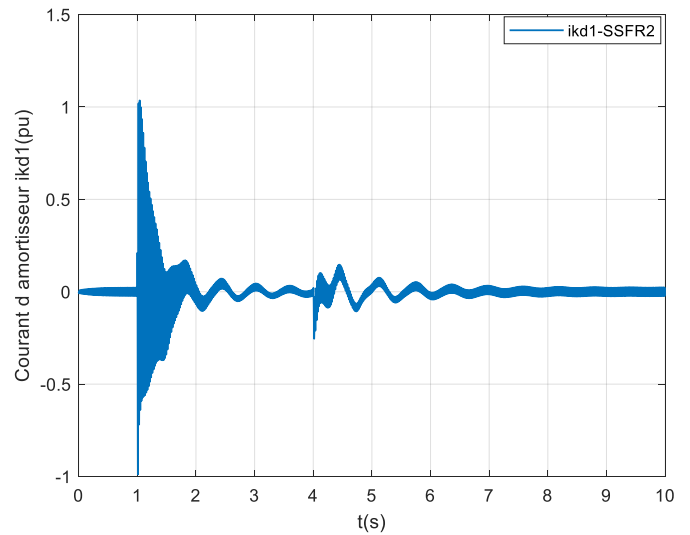


Figure IV.19.(j) Variation du courant d'amortisseur $ikd1$ en fonction du temps

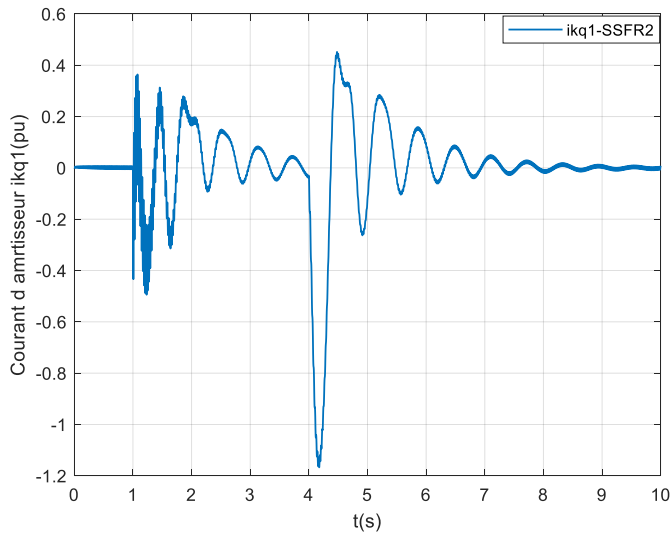


Figure IV.19.(k) Variation du courant d'amortisseur $ikq1$ en fonction du temps

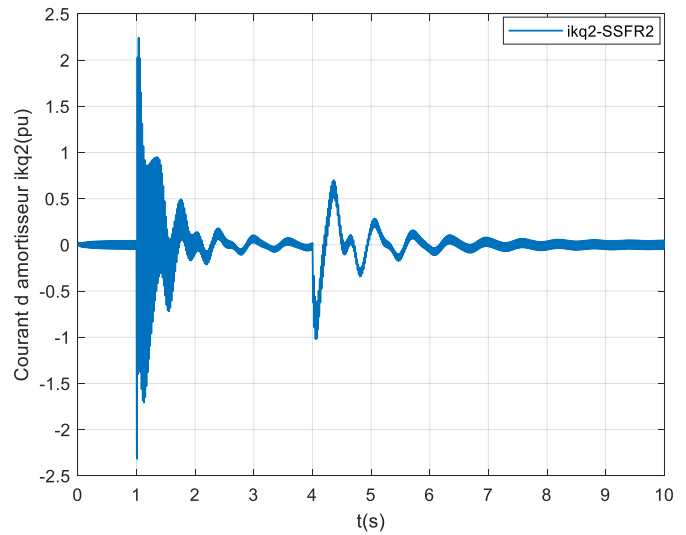


Figure IV.19.(l) Variation du courant d'amortisseur $ikq2$ en fonction du temps

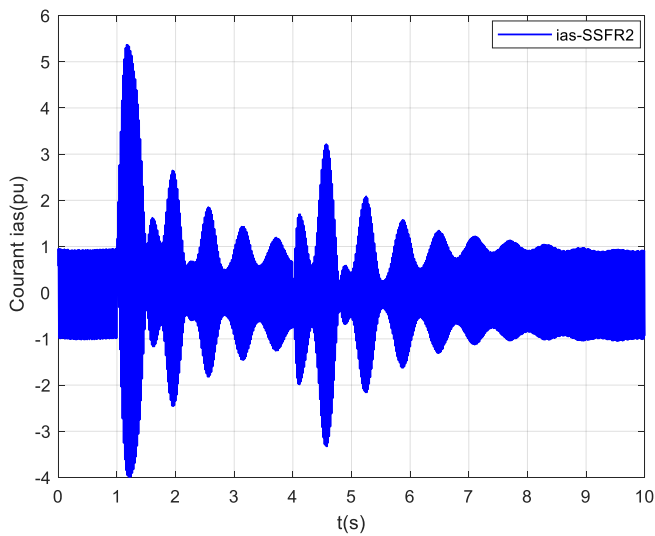


Figure IV.19.(m) Variation du courant de phase ias en fonction du temps

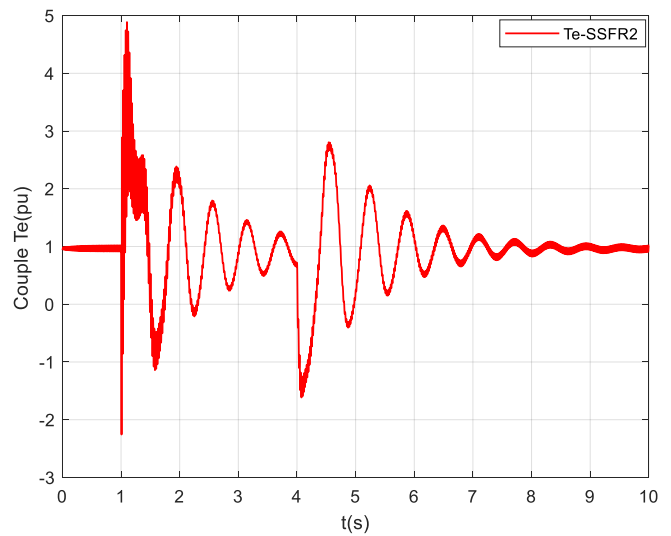


Figure IV.19.(n) Variation du couple électromagnétique Te en fonction du temps

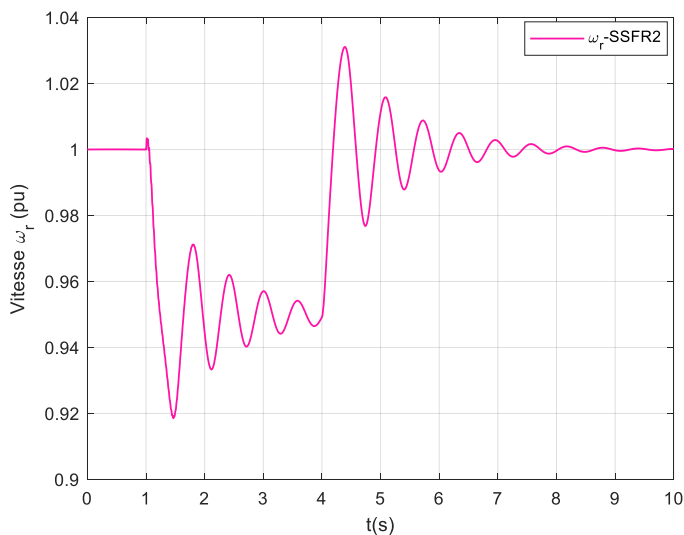


Figure IV.19.(o) Variation de la vitesse mécanique ω_r en fonction du temps

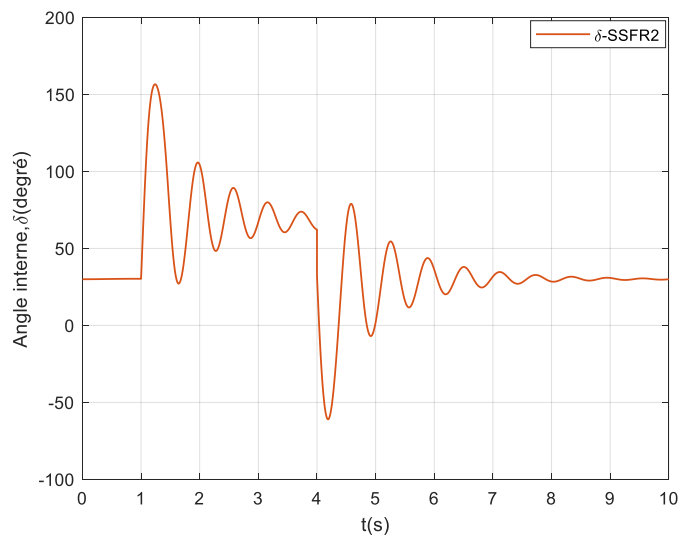


Figure IV.19.(p) Variation de l'angle interne δ en fonction du temps

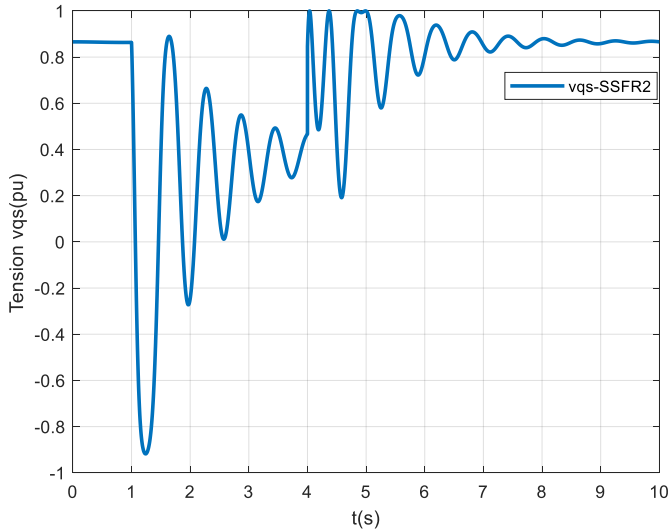


Figure IV.19.(q) Variation de la tension vqs en fonction du temps

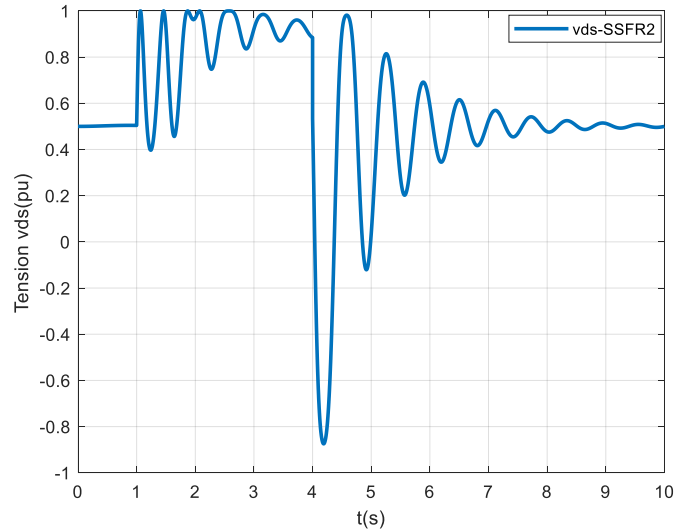


Figure IV.19.(r) Variation de la tension vds en fonction du temps

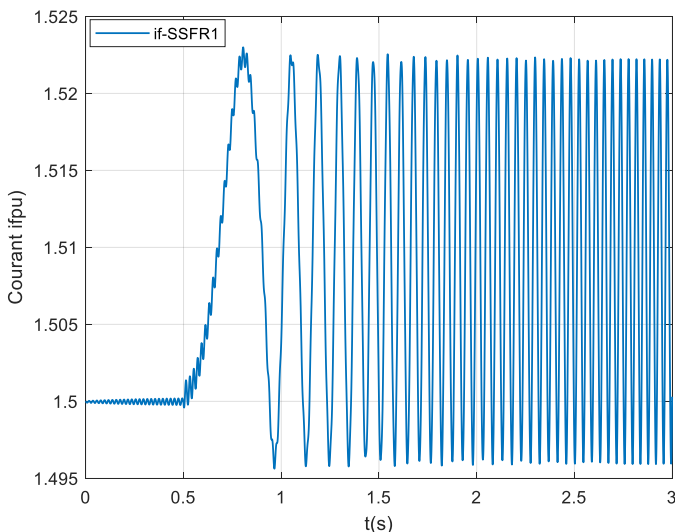
• Discussions

Le changement brutal de la fréquence rend le système stable, avec une nouvelle vitesse de synchronisme qui est de 0.95 pu Figure IV.19.(o). Avec la suppression de la perturbation le rotor réagit rapidement pour s'adapter à la vitesse nominale de synchronisme de 1 pu. Le système reste stable.

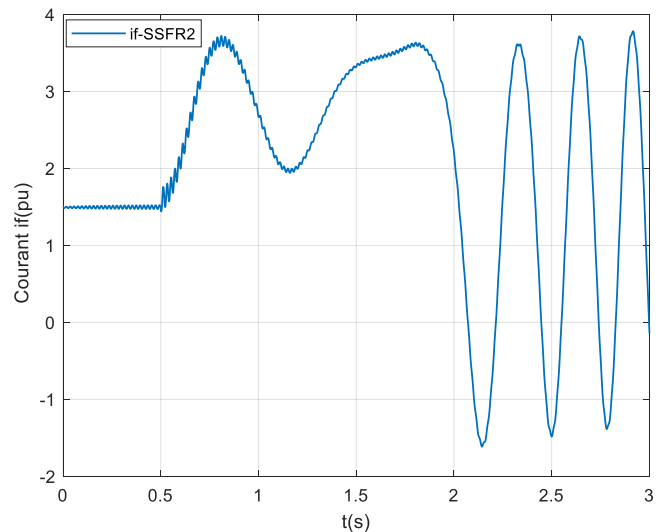
IV.3.6 Simulation du transitoire sous tension $v = 1pu$ (changement du couple utile Tu)

Cette simulation est faite à partir du point nominal avec $V=1 pu$, l'angle interne $\delta = 45$ degré et le couple utile Tu égal à la valeur nominale 1.00 pu. La perturbation est un changement du couple utile de 1.3 s. A partir de $t=0.5 s$, le couple utile devient $Tu=2.45 pu$ et y reste pendant 1.3 s. Après 1.8 s, la valeur initiale du couple utile nominale est rétablie.

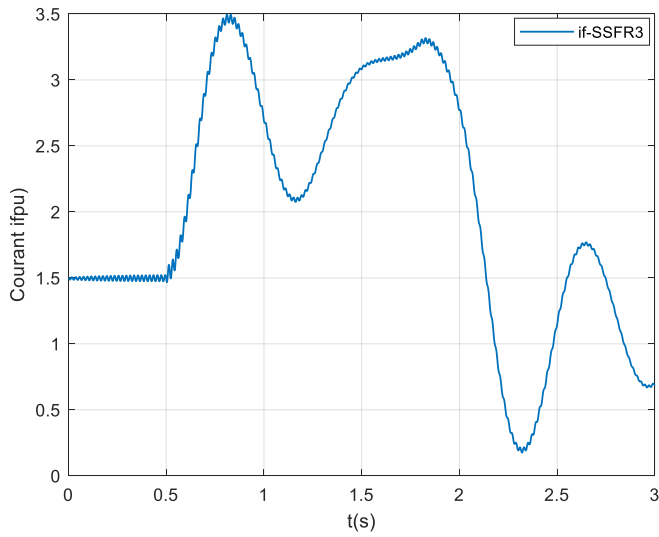
Les Figures IV.20., ...,et IV.28., représentent les résultats de la simulation.



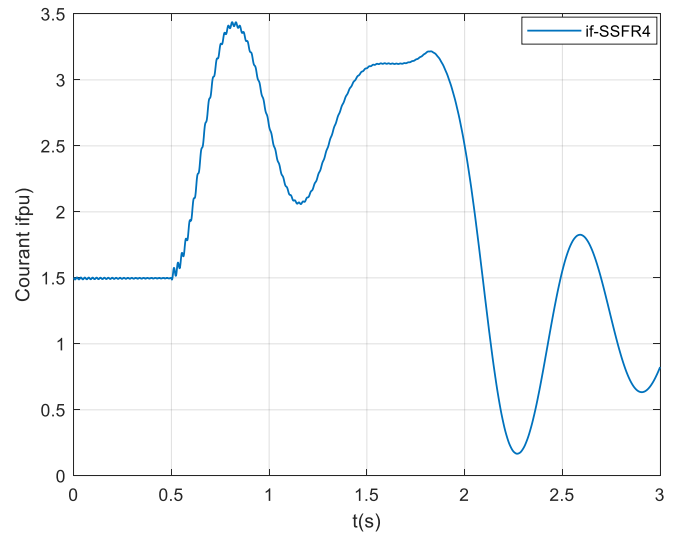
(a) Modèle SSFR1



(b) Modèle SSFR2

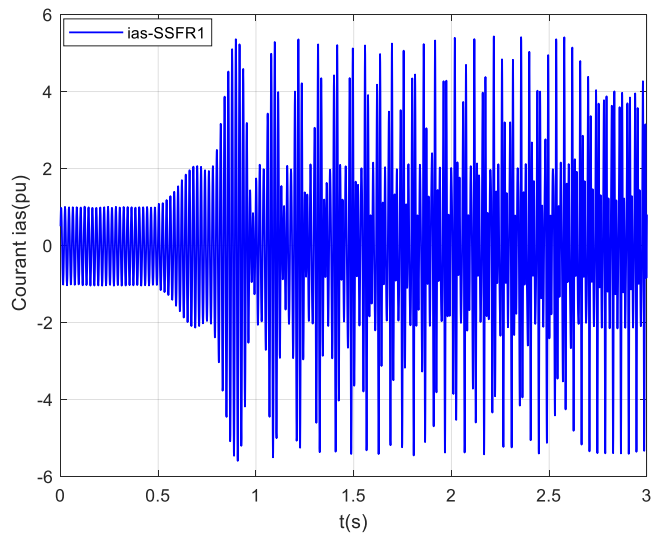


© Modèle SSFR3

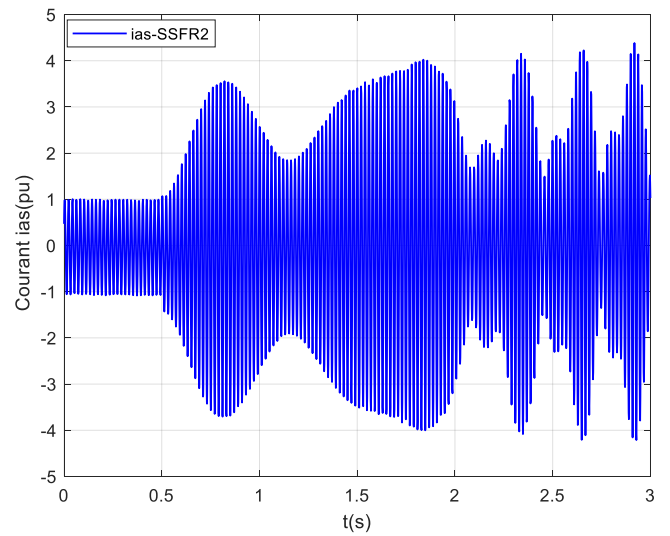


(d) Modèle SSFR4

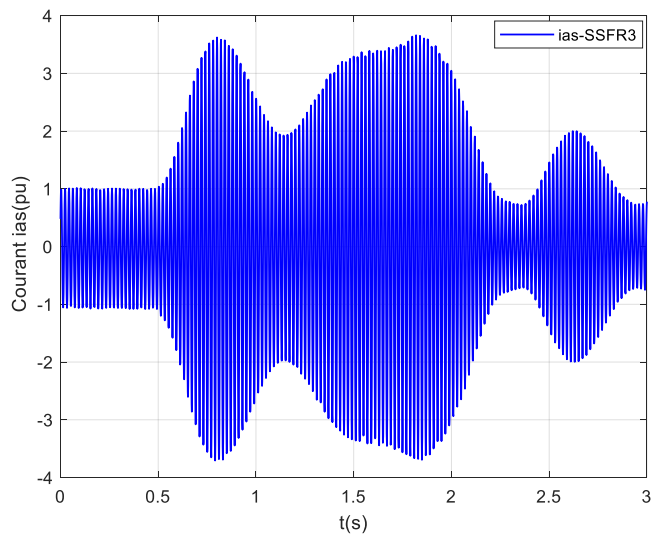
Figure IV.20. Variation du courant d'excitation i_f en fonction du temps



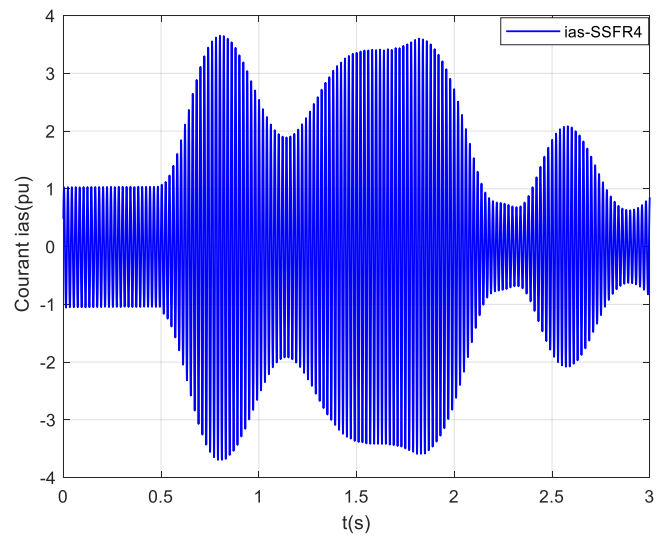
(a) Modèle SSFR1



(b) Modèle SSFR2



© Modèle SSFR3



(d) Modèle SSFR4

Figure IV.21. Variation du courant de phase i_{as} en fonction du temps

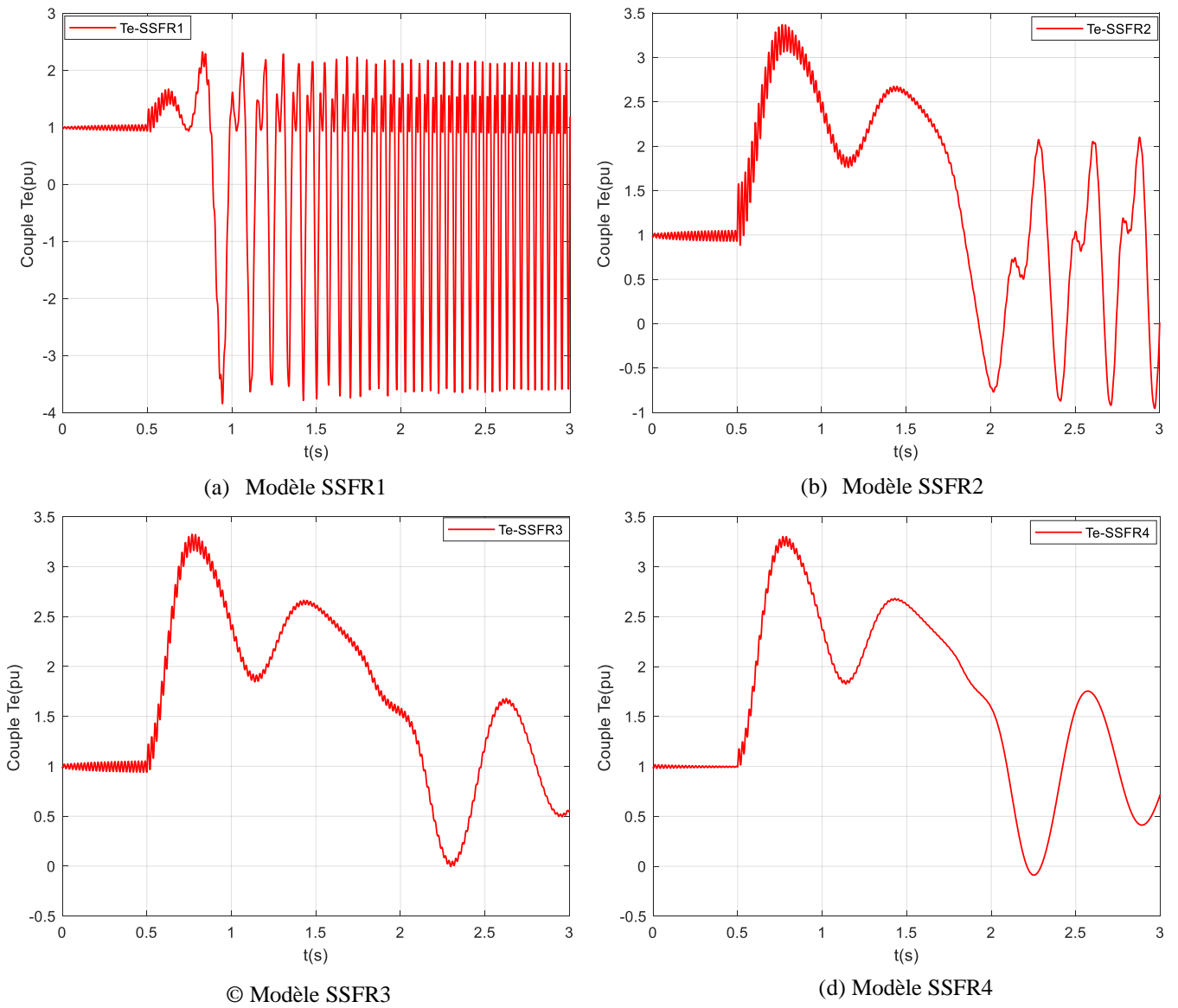


Figure IV.22. Variation du couple électromagnétique T_e en fonction du temps

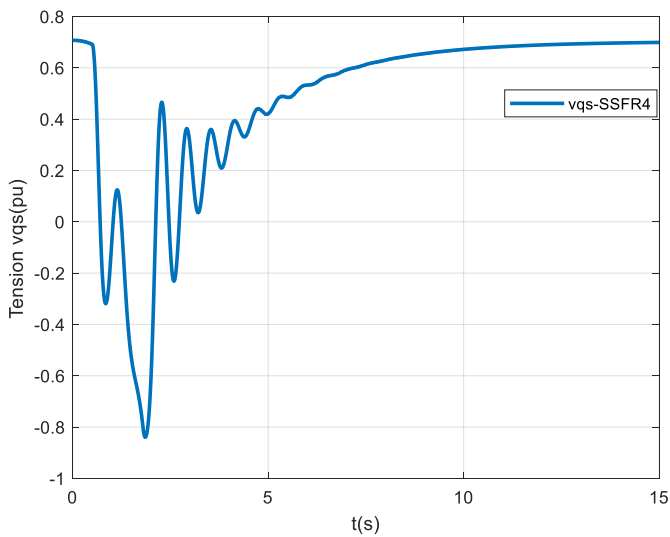


Figure IV.23. Variation de la tension v_{qs} en fonction du temps

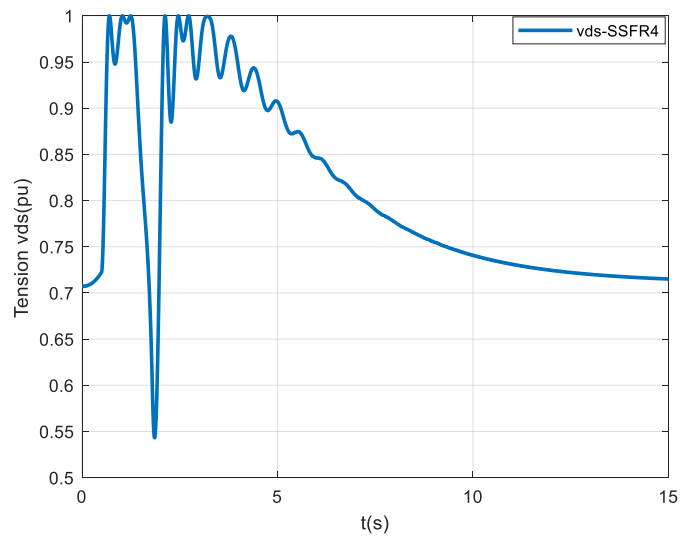


Figure IV.24. Variation de la tension v_{ds} en fonction du temps

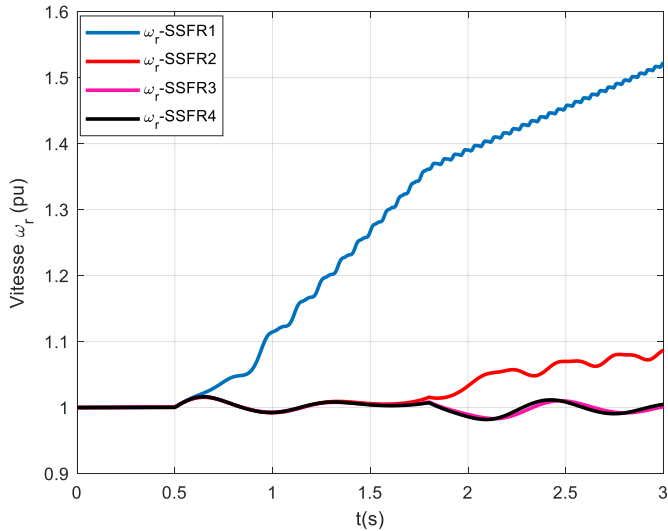


Figure IV.25. Variation de la vitesse mécanique ω_r en fonction du temps

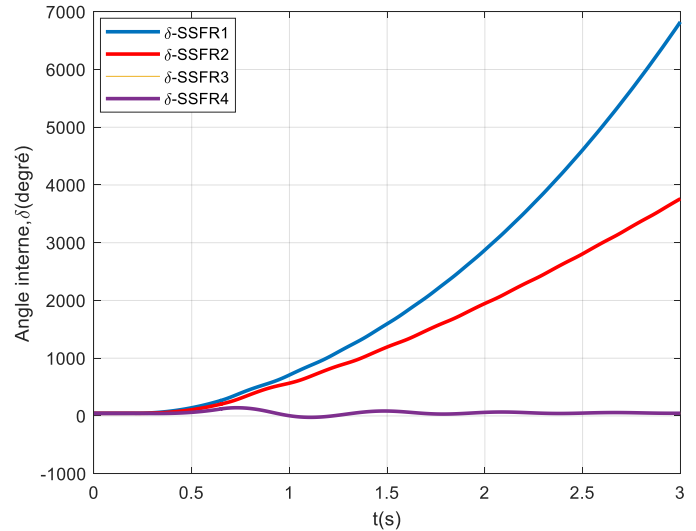


Figure IV.26. Variation de l'angle interne δ en fonction du temps

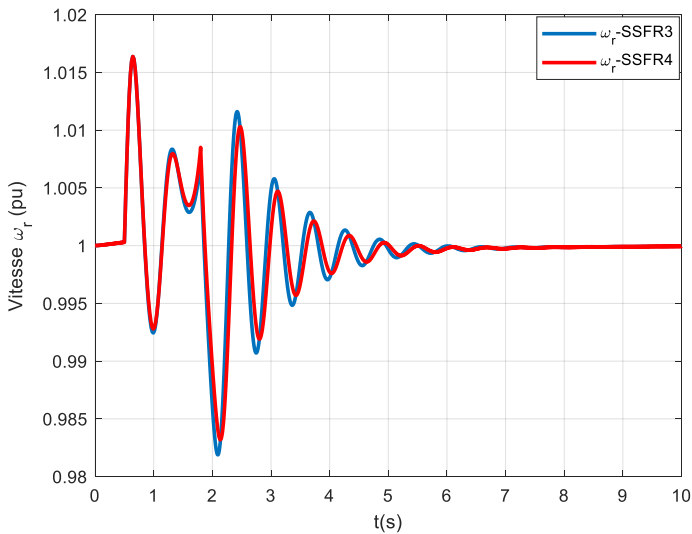


Figure IV.27. Variation de la vitesse mécanique ω_r en fonction du temps, (modèles :SSFR3, SSFR4)

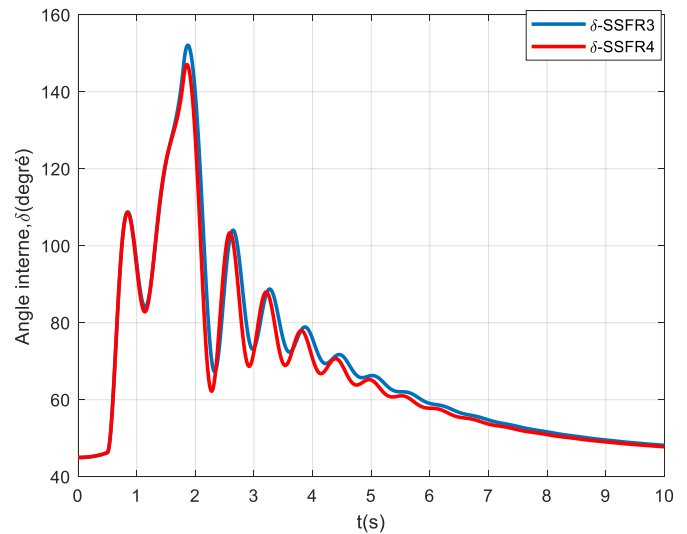


Figure IV.28. Variation de l'angle interne δ en fonction du temps, (modèles :SSFR3, SSFR4)

• Discussions

La simulation avec les modèle SSFR3 et SSFR4, montre clairement que l'angle interne du générateur atteint la valeur à 152.1 degrés (SSFR3) et 147.1 degrés (SSFR4), pendant le changement brutal du couple utile, Figure IV.28. Après la suppression du défaut, l'angle de charge δ présente des oscillations amorties. Le régime nominal est obtenu à l'instant $t=10$ s, et le générateur ne perd pas sa stabilité.

En ce qui concerne les modèles SSFR1 et SSFR2, on constate que le générateur perd le synchronisme, la machine est instable, Figure IV.25..

IV.3.7 Démarrage en asynchrone

Le processus de démarrage dynamique des moteurs synchrones est souvent simulé par le modèle SSFR2. Normalement il n'est pas question de connaître le type de machine (à rotor massif laminaire, etc....).

Paradoxalement, certains chercheurs considèrent que la théorie des deux axes ne peut pas être appliquée dans le cas de démarrage en asynchrone en quasi-stationnaire des machines à pôles saillants à rotor massif [72]. Ce désavantage de la théorie conventionnelle est éliminé par l'utilisation des caractéristiques fréquentielles de la machine.

Si nous représentons les fonctions $(\frac{1}{X_d(j\omega)})$ et $(\frac{1}{X_q(j\omega)})$ dans un plan gaussien, Figure IV.1., nous trouvons les fameuses caractéristiques avec l'hypothèse $R_s = 0$. L'interprétation de ces courbes est connue par la théorie des machines asynchrones; la partie réelle donne les composante réactive du courant de phase et la partie imaginaire donne le couple asynchrone. Pour un modèle ayant n circuits rotoriques selon les deux axes, le couple asynchrone est donné par [72] :

$$C_{asy} = \frac{V^2}{2} \text{Im}g \left\{ \frac{1}{X_d(j\omega)} + \frac{1}{X_q(j\omega)} \right\} \quad (\text{IV.1a})$$

En développant l'expression précédente du couple asynchrone nous obtenons ;

$$C_{asy} = \frac{V^2}{2} \left\{ \left(\frac{1}{X'_d} - \frac{1}{X_d} \right) \frac{g\omega_s T'_d}{1+(g\omega_s)^2 T'^2_d} + \dots \left(\frac{1}{X^{(n)}_d} - \frac{1}{X^{(n-1)}_d} \right) \frac{g\omega_s T^{(n)}_d}{1+(g\omega_s)^2 T^{(n)2}_d} + \left(\frac{1}{X'_q} - \frac{1}{X_q} \right) \frac{g\omega_s T'_q}{1+(g\omega_s)^2 T'^2_q} + \dots \left(\frac{1}{X^{(n)}_q} - \frac{1}{X^{(n-1)}_q} \right) \frac{g\omega_s T^{(n)}_q}{1+(g\omega_s)^2 T^{(n)2}_q} \right\} \quad (\text{IV.1b})$$

V : est la valeur de la tension simple en pu.

La Figure IV.29. montre la caractéristique glissement, couple, pour quatre modèles différents, avec une tension aux bornes constante $V=1$ pu. On constate que les modèles SSFR3 et SSFR4 donnent pratiquement les mêmes résultats.

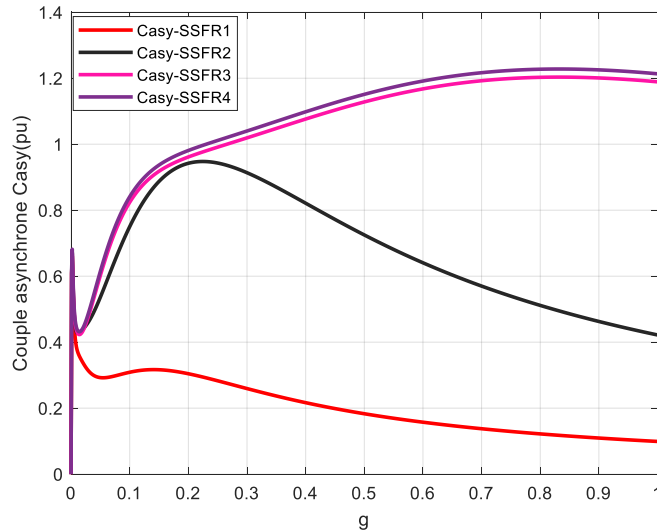


Figure IV.29. Variation du couple asynchrone en fonction de glissement

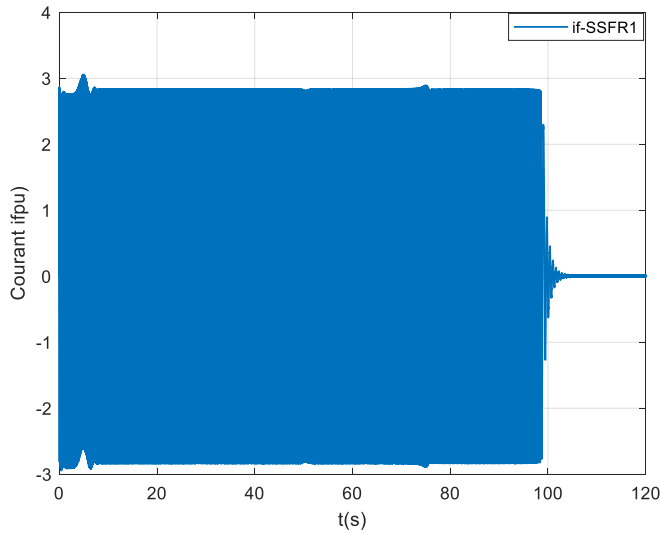
Bien que le modèle, SSFR2 montre pratiquement le même résultat que ceux obtenus par les modèles SSFR3 et SSFR4, dans la plage de glissement $0.2 \leq g \leq 1$. L'écart en dehors de cette plage devient important à mesure que le glissement augmente. Pour le modèle SSFR1, le couple asynchrone coïncide avec les autres modèles au voisinage de glissement $g=0$.

Les Figures IV.30.,....., et IV.34., montrent la différence entre les quatre modèles, pour l'étude du processus de démarrage dynamique, qui est très important en ce qui concerne les contraintes mécaniques dans l'arbre. Afin de ne pas fausser les effets de la simulation, le démarrage a été à nouveau étudié avec une tension aux bornes constante de $V = 1pu$.

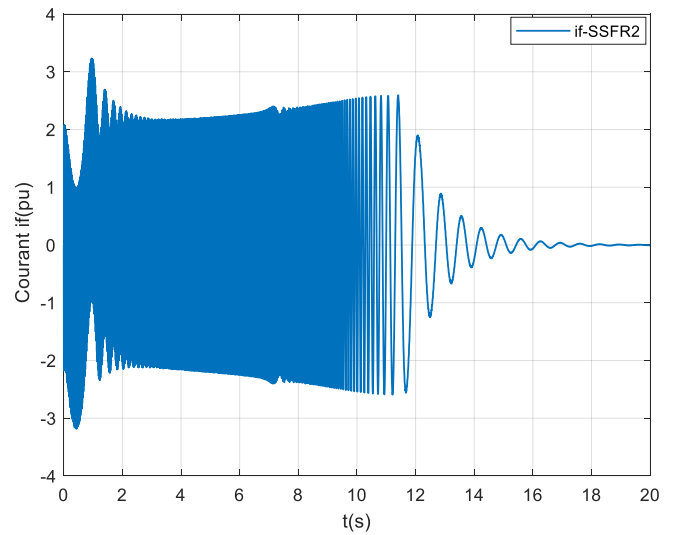
De plus, la position du rotor est restée la même dans les quatre modèles, car l'évolution du couple de démarrage dépend fortement de la position du rotor. Dans les simulations, on constate une grande différence dans les courbes de couple, vitesse, courants de phase et courant d'excitation en fonction du temps; le modèle SSFR4 et un peu moins le modèle SSFR3 représentent la performance correcte.

Le régime permanent obtenu par les modèles SSFR1, SSFR2, SSFR3 et SSFR4 est à l'instant 100 s, 13s, 10.5 s et 9.5 s respectivement.

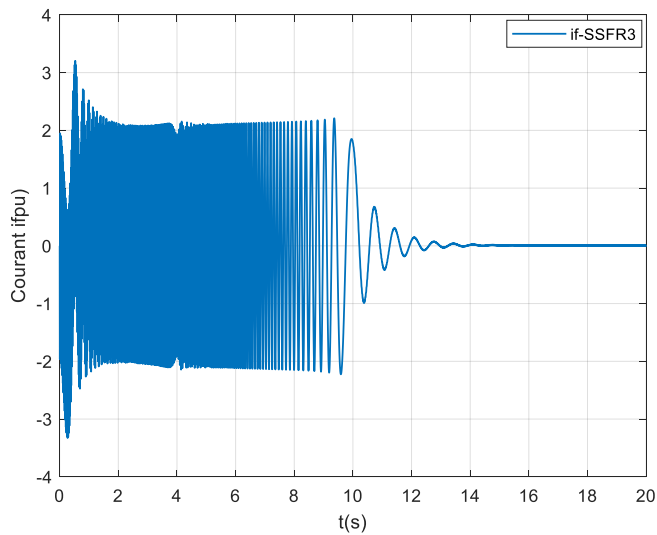
Cette différence, pour les machine à pôles massifs, est sérieuse; elles montre à quel point il peut être important de tenir compte des constantes de temps sub-sub-transitoires et sub-sub-sub-transitoires extrêmement petites lors du calcul de certains processus dans la machine.



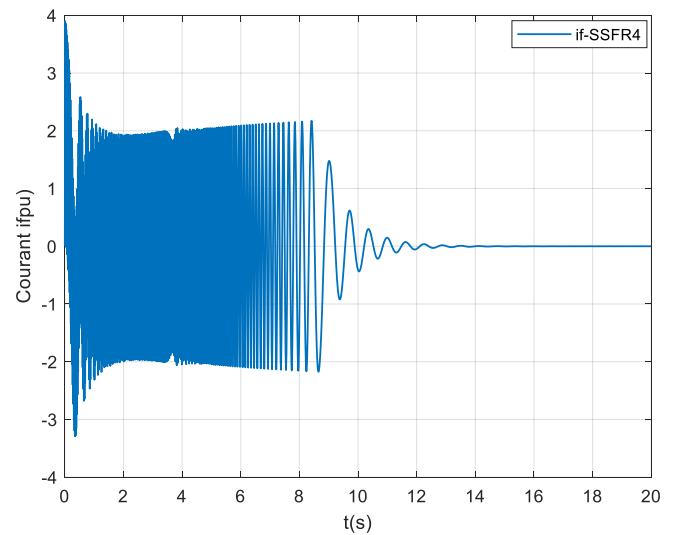
(a) Modèle SSFR1



(b) Modèle SSFR2

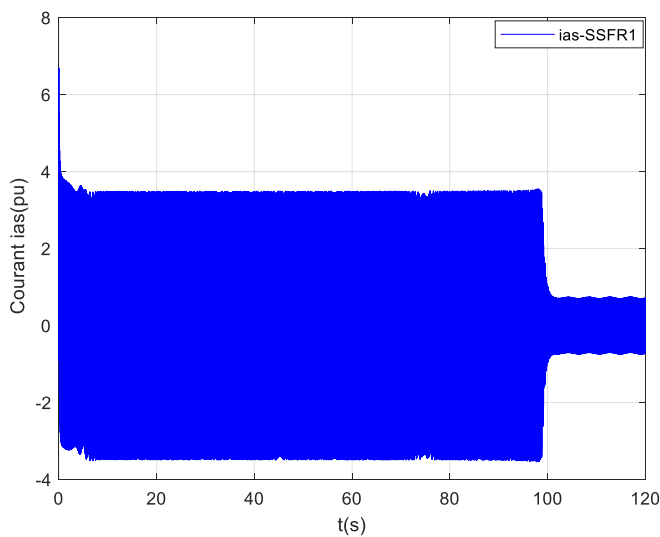


(c) Modèle SSFR3

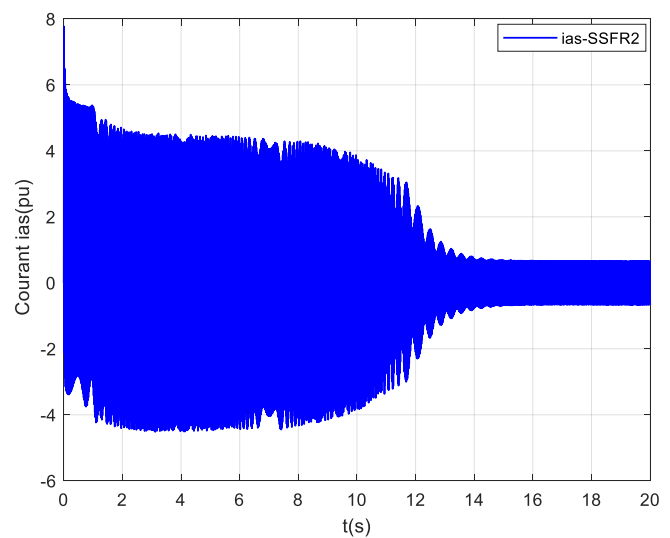


(d) Modèle SSFR4

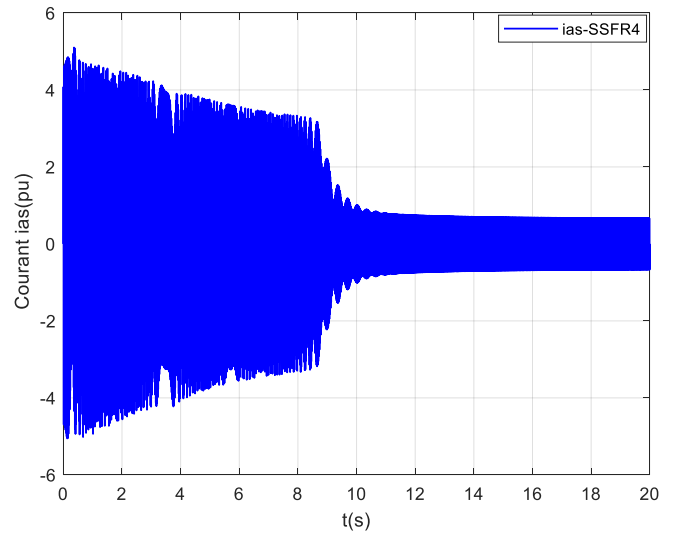
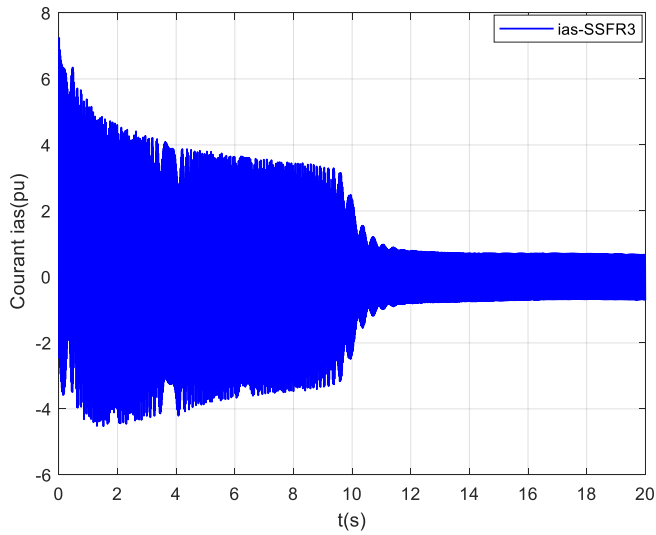
Figure IV.30. Variation du courant d'excitation i_f en fonction du temps



(a) Modèle SSFR1



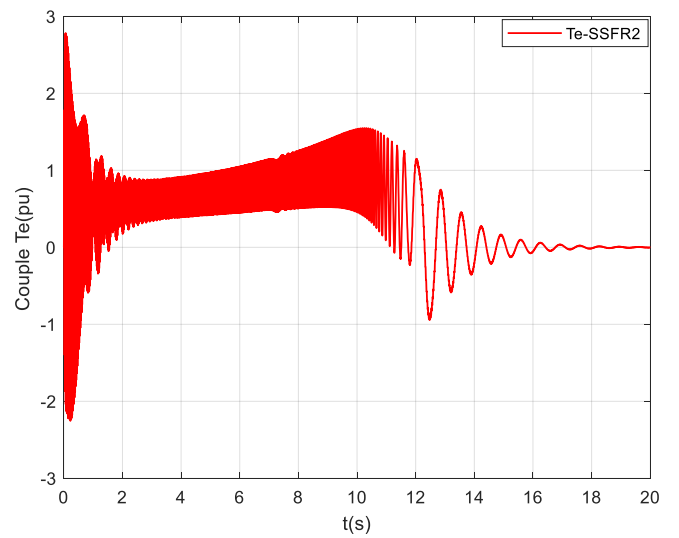
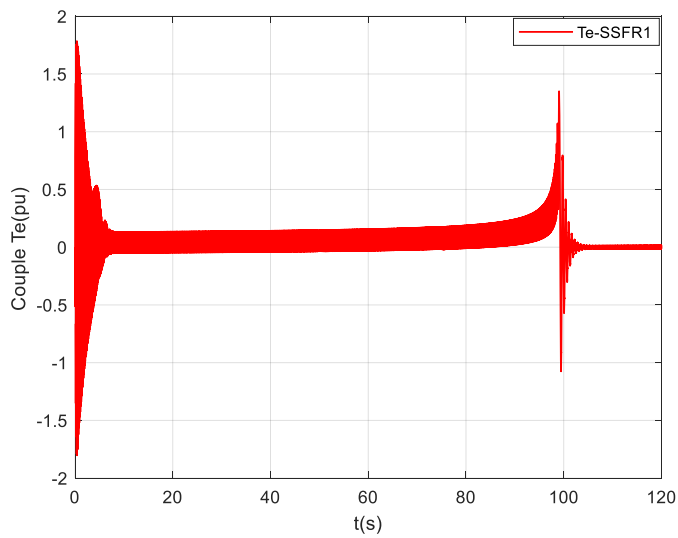
(b) Modèle SSFR2



(c) Modèle SSFR3

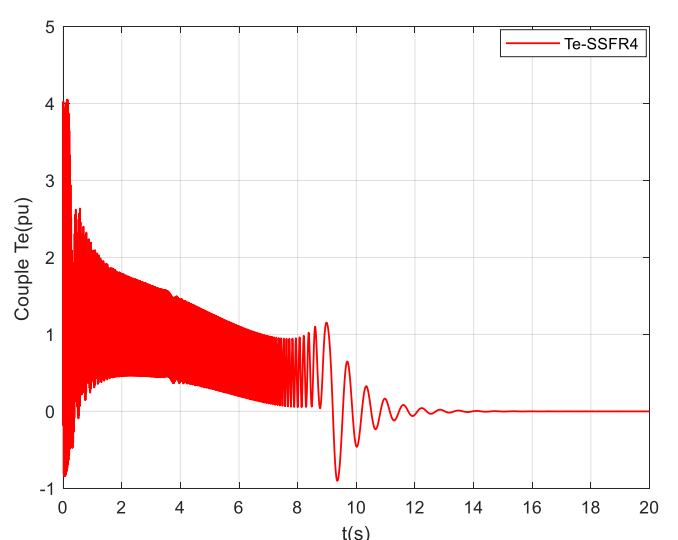
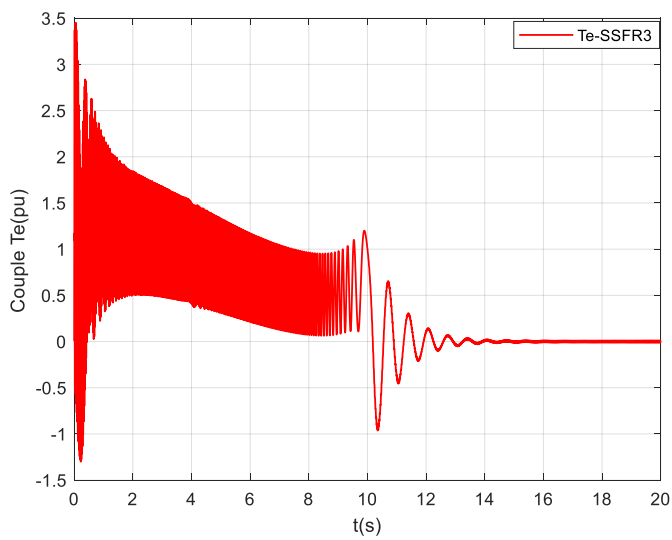
(d) Modèle SSFR4

Figure IV.31. Variation du courant de la phase ia en fonction du temps



(a) Modèle SSFR1

(b) Modèle SSFR2



(c) Modèle SSFR3

(d) Modèle SSFR4

Figure IV.32. Variation du couple électromagnétique Te en fonction du temps

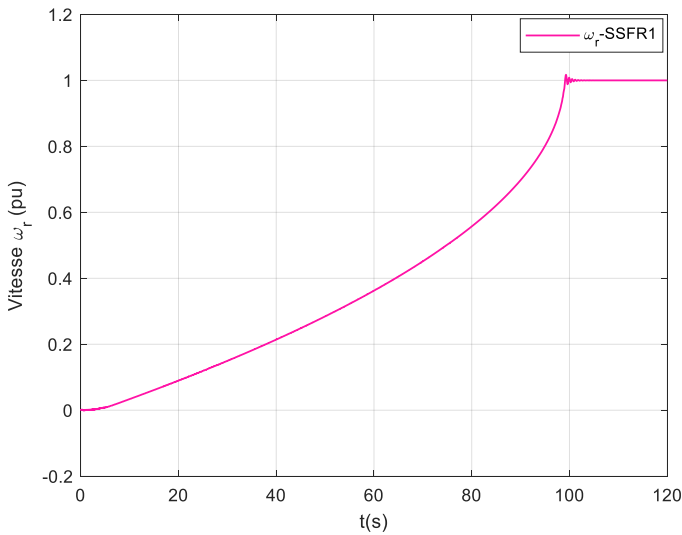


Figure IV.33.(a) Variation de la vitesse mécanique ω_r en fonction du temps (modèle SSFR1)

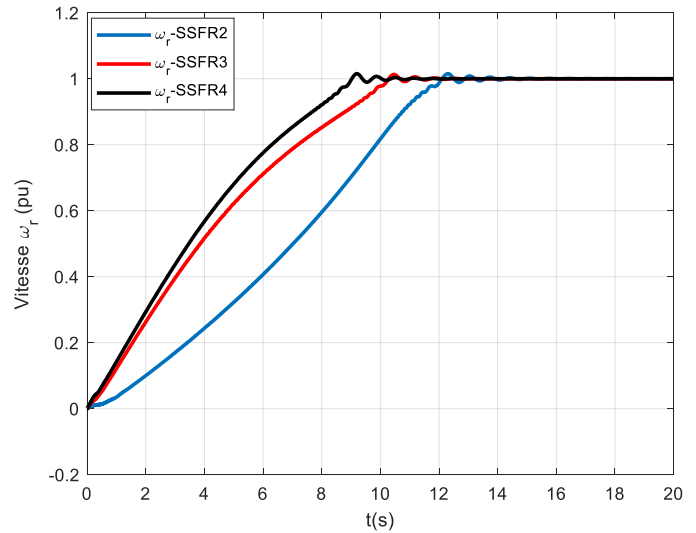


Figure IV.33.(b) Variation de la vitesse mécanique ω_r en fonction du temps

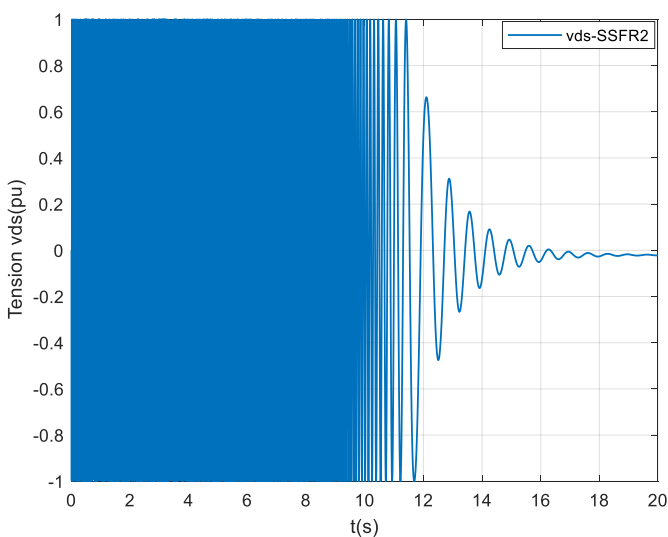


Figure IV.34.(a) Variation de la tension vds en fonction du temps

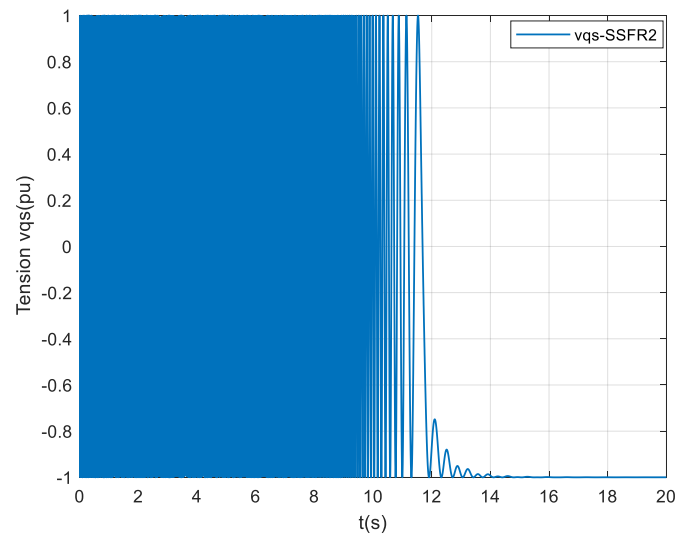


Figure IV.34.(b) Variation de la tension vqs en fonction du temps

IV.4 Conclusion

Dans l'étude des processus dynamiques de la machine synchrone, la modélisation avec uniquement des grandeurs transitoires et sub-transitoires, c'est-à-dire avec deux circuits rotoriques selon les deux axes d et q, est souvent suffisante, mais pas toujours.

Du fait des courants de Foucault (effet de peau) dans les parties solides du rotor, trois circuits équivalents et même quatre sont nécessaires pour chaque axe pour obtenir une modélisation suffisamment précise des réactances opérationnelles $X_d(j\omega)$, $X_q(j\omega)$ pour une machine réelle. Les constantes de temps résultantes T_d'' , T_q'' , et T_d'''' , T_q'''' sont beaucoup plus petites que T_d' et

T_q''' . C'est pourquoi ces nouvelles valeurs sont appelées sub-sub-transitoires et sub-sub-sub-transitoires respectivement.

L'opinion selon laquelle les constantes de temps sub-sub-transitoires de seulement 0.002473 s à 0.007468 s ne peuvent pas avoir d'effet sur le comportement de la machine n'est pas correcte. La prise en compte de ces très petites constantes de temps permet une détermination exacte du couple asynchrone de freinage.

Par conséquent, dans les cas où le couple asynchrone est important, les valeurs sub-sub-transitoires doivent également être prises en compte afin de déterminer avec une précision suffisante le comportement de la machine.

Les valeurs sub-sub-transitoires sont absolument nécessaires pour une évaluation réaliste des processus de démarrage à l'arrêt et des processus de démarrage dynamique.



Conclusion Générale

Les méthodes de la réponse en fréquence sont devenues un moyen standard pour la détermination des paramètres des machines synchrones en vue de l'étude de la stabilité transitoire.

En décidant de la structure des circuits équivalents d'ordre élevé, il est essentiel de s'assurer que le processus de calcul des paramètres fournit un modèle qui reflète les caractéristiques physiques de la machine. De nombreuses approches numériques ne permettent pas de satisfaire ces exigences. Grâce à l'utilisation du modèle analytique, il a été démontré qu'il est possible de modéliser avec précision l'axe direct et en quadrature d'une machine de production à l'aide d'un modèle de quatrième ordre.

À partir des propriétés de base des circuits L-R en cascade et des caractéristiques fondamentales de leurs réponses en fréquence, un nouvel ensemble de relations analytiques pour les paramètres du circuit équivalent a été établi.

Une nouvelle procédure pour la détermination des constantes de temps nécessaires pour caractériser les réponses en fréquence des inductances opérationnelles mesurées des machines synchrones a ensuite été décrite. La procédure présentée ne nécessite pas de connaissance préalable de l'ordre du modèle à utiliser, elle est fondée sur des notions de la théorie des systèmes linéaires. Cette approche s'avère bien adaptée pour les circuits équivalents utilisés pour les machines synchrones.

Il est évident, d'après les résultats des étapes intermédiaires présentées, que la méthode décrite modélise les effets individuels des circuits du rotor d'une manière adéquate.

Dans ce travail de thèse, nous avons présenté d'abord une première méthode basée sur la différenciation des grandeurs module et phase, suivie d'une méthode numérique et une méthode analytique pour identifier les paramètres des circuits équivalent d'ordre supérieur. Les résultats obtenus sont satisfaisants.

Ensuite, nous avons développé une deuxième méthode basée sur la variation de la fréquence centrale F_{ce} et le paramètre β . En raison d'un certain nombre d'incertitudes survenant au cours de la procédure de calcul, le processus d'analyse doit être étudié de manière systématique. Initialement, la plage de F_{ce} et β pour chaque paire pôle-zéro a été fixée à $\pm 20\%$. Lorsque les erreurs ont été ajustées dans le polynôme, la valeur optimisée de F_{ce} et β est obtenue au passage par zéro. Le nombre de cycles d'optimisation requis pour chaque paire-zéro

a été étudié.

Les résultats de simulation ont montré que les valeurs optimisées pour F_{ce} et β s'obtiennent à la quatrième itération. D'après l'étude de la caractéristique de convergence pour les deux variables, la réponse du module s'est décalée de gauche à droite lorsque le F_{ce} optimisé converge. En conséquence, la réponse de phase s'est décalée de haut en bas lorsque β optimisé converge.

Les résultats de simulation ont montré que les erreurs du module et de la phase diminuaient progressivement lorsque les itérations du processus global augmentent. Le programme d'optimisation s'est arrêté lorsque les erreurs à la fois dans le module et la phase ne diminuent plus. Les erreurs moyennes finales sur le module et la phase sont, respectivement, -0.005 dB et 0.002 degré sur toute la gamme de fréquences.

Finalement, nous avons mené une étude détaillée sur l'influence de la complexité des structures de modèles de la machine synchrone sur la stabilité transitoire et le démarrage en asynchrone. Nous avons montré que les modèles SSFR3 et SSFR4 représentent fidèlement les caractéristiques dynamiques de la machine.

Bien que cette thèse ait fourni une étude significative sur une procédure d'optimisation de la modélisation de la machine synchrone par variation de la fréquence centrale F_{ce} et β , il existe d'autres domaines à explorer pour de futures études.

- La réponse en fréquence de l'inductance opérationnelle est obtenue à partir de l'impédance mesurée $Z_d(s)$. Un développement ultérieur peut éventuellement permettre d'étudier la fonction de transfert obtenue à partir des données de tension et de courant mesurés.
- Etude de l'effet de la variation de la résistance statorique et du bruit de mesure sur les modèles d'identification et par conséquent sur la stabilité des générateurs synchrones.



Bibliographie

- [1] Aghamohammadi, M. R., A. Beik Khormizi, and M. Rezaee, "Effect of generator parameters inaccuracy on transient stability performance," *Power and Energy Engineering Conference (APPEEC)*, 1-5, Mar. 2010.
- [2] A. Blondel, "The two-reaction method for study of oscillatory phenomena in coupled alternators, *Revue Générale de l'Electricité*," vol. 13; pp.515-531, 1923.
- [3] I.M. Canay, "Causes of discrepancies on calculation of rotor quantities and exact equivalent diagrams of the synchronous machine," *IEEE Trans on PAS*, Vol. PAS-88, 1969.
- [4] P.L. Dandeno, P. Kundur, R. P. Schulz, "Recent trends and progress in synchronous machine modelling in electric utility industry," *Proceedings of the IEEE*, vol.62, N17, July 1974.
- [5] IEEE Std 1110.-2002, "Guide for Synchronous Generator Modeling Practices and Applications in Power System Stability Analyses," (Revision of IEEE Std 1110-1991).
- [6] R. H. Park, "two- reaction theory of synchronous machines – Generalized method of analysis," – *Part I, AIEE Tran.*, Vol. 48, pp, 716.727, 1929.
- [7] M. Ghomi, and Y. N. Sarem, "Review of synchronous generator parameters estimation and model identification," *2007 42nd International Universities Power Engineering Conference*, 228-235, 2007.
- [8] E. S. Boije, J. C. Balda, R. G. Harley and R. C. Beck, "Time Domain Identification of Synchronous machine Parameters from Standstill Tests," *IEEE Trans. On Energy Conversion*, 5(1), pp. 164-175, 1990.
- [9] J. D. Ghali, "Essais spéciaux sur machines électriques – détermination des paramètres de la machine synchrone," Ed, 1972, Mod1985 et 1994, Ecole Polytechniques Fédérale de Lausanne- Laboratoire d'Électromécanique et de Machines Electrique, Lausanne 1994.
- [10] IEEE-std 115-1987, "Standard procedures for obtaining synchronous machine parameters by standstill frequency response testing".
- [11] Y. Jin, A. M. El-Serafi, "A Three transfer function approach for the standstill frequency response test of synchronous machines," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 5, No.4, pp 740-748, Dec,1990.
- [12] O. Touhami et C. Iung, "Identification paramétrique et définitions des grandeurs physiques d'une machine synchrone," *j_ phys. III, France 2,pp 1943-1953, 1992.*
- [13] Kamwa, I., M. Pilote, H. Carle, P. Viarouge, B. Mpanda-Mabwe, and M. Crappe, "Computer software to automate the graphical analysis of sudden-short-circuit oscillograms of

large synchronous machines,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, Vol. 10, No. 3, 399-406, Sep. 1995.

[14] Kamwa, I., P. Viarouge, and R. Mahfoudi, “Phenomenological models of large synchronous machines from short-circuit tests during commissioning—a classical/modern approach,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, Vol. 9, No. 1, 85-97, Mar. 1994.

[15] “IEEE guide for test procedures for synchronous machines part i acceptance and performance testing Part II. Test procedures and parameter determination for dynamic analysis,” *IEEE Std 115-2009 Revis. IEEE Std 115-1995*, 1-219, May 2010.

[16] F. S. Sellschopp, and M. A. Arjona, “DC decay test for estimating d -axis synchronous machine parameters: A two-transfer-function approach,” *IEE Proc. / Electr. Power Appl.*, Vol. 153, No. 1, 123-128, Jan. 2006.

[17] F. S. Sellschopp, and M. A. Arjona, “Semi-analytical method for determining d -axis synchronous generator parameters using the dc step voltage test,” *IEE Proc. / Electr. Power Appl.*, Vol. 1, No. 3, 348-354, May 2007.

[18] F. Maurer, T. Xuan, and J. Simond, “Two full parameter identification methods for synchronous machine applying DC-decays tests for a rotor in arbitrary position,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 53, No. 4, 3505-3518, Jul.–Aug. 2017.

[19] R. Wamkeue, C. Jolette, and I. Kamwa, “Advanced modeling of a synchronous generator under line-switching and load-rejection tests for isolated grid applications,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, Vol. 25, No. 3, 680-689, Sep. 2010.

[20] D. Hiramatsu, M. Kakiuchi, K. Nagakura, Y. Uemura, K. Koyanagi, K. Hirayama, S. Nagano, R. Nagura, and K. Nagasaka, “Analytical study on generator load rejection characteristic using advanced equivalent circuit,” *2006 IEEE Power Engineering Society General Meeting*, 18-22, Montreal, QC, Jun. 2006.

[21] J. J. R. Melgoza, G. T. Heydt, A. Keyhani, B. L. Agrawal, and D. Selin, “An algebraic approach for identifying operating point dependent parameters of synchronous machines using orthogonal series expansions,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, Vol. 16, No. 1, 92-98, Mar. 2001.

[22] J. J. R. Melgoza, G. T. Heydt, A. Keyhani, B. L. Agrawal, and D. Selin, “Synchronous machine parameter estimation using the Hartley series,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, Vol. 16, No. 1, 49-54, Mar. 2001.

[23] C. F. Rengifo, C. Giron, J. Palechor, A. Diego, and M. Bravo, “Identification of a synchronous generator parameters using recursive least squares and kalman filter,” *20 Revista Ciencia en Desarrollo*, Vol. 12, No. 1, 13-21, Jan.–Jun. 2021.

- [24] O. Shariati, A. A. M. Zin, and M. R. Aghamohammadi, "Application of neural network observer for on-line estimation of salient-pole synchronous generator's dynamic parameters using the operating data," *2011 4th International Conference on Modeling, Simulation and Applied Optimization (ICMSAO)*, 1-9, 2011.
- [25] L. Henrique, D. Kornrumpf, and S. I. Nabeta, "Determination of synchronous parameters through the SSFR test and artificial neural networks," *The 9th International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PMD 2018)*, 2018.
- [26] R. D. Fard, M. Karrari, and O. P. Malik, "Synchronous generator model identification using Volterra series," *IEEE Power Engineering Society General Meeting*, Vol. 2, 1344-1349, 2004.
- [27] S. K. Sen, and B. Adkins, "The application of the frequency response method to electrical machines," *Proc. IEE*, Vol. 103, No. 4, 378-391, 1956.
- [28] A. Belqorchi, U. Karragac, J. Mehseredjian, and I. Kamwa, "Standstill frequency response test and validation of a large Hy-drogenerator," *IEEE Transactions on Power Systems*, Vol. 34, No. 3, 2261-2269, May 2019, ISSN: 0885-8950, DOI: 10.1109/TPWRS.2018.2889510.
- [29] F. S. Sellschopp, and M. A. Arjona, "Determination of synchronous machine parameters using standstill frequency response tests at different excitation levels," *2007 IEEE International Electric Machines & Drives Conference*, Vol. 2, 1014-1019, 2007.
- [30] F. Kutt S. Racewicz, and M. Michna, "SSFR test of synchronous machine for different saturation levels using finite-element method," *IECON 2014 / 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 907-911, 2014.
- [31] H. Radjeai, A. Barakat, S. Tnani, and G. Champenois, "Identification of synchronous machine by Standstill Frequency Response (SSFR) method influence of the stator resistance," *2010 XIX International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, 1-5, 2010.
- [32] "IEEE-1110. IEEE Guide for Synchronous Generator Modeling Practices and Applications in Power System Stability Analyses,". IEEE Std 1110-2002 Revision of IEEE Std 1110-1991, p. 01–72, 2003. DOI: 10.1109/IEEESTD.2003.94408.
- [33] P. L. Dandeno, and A. T. Poray, "Development of detailed turbogenerator equivalent circuits from standstill frequency response measurements," *IEEE Trans. Power Appar. Syst.*, Vol. 100, No. 4, 1646-1655, Apr. 1981.
- [34] B. B. Firouzi, E. Jamshidpour, and T. Niknam, "A new method for estimation of large synchronous generator parameters by genetic algorithm," *World Applied Sciences Journal*, Vol. 4, No. 3, 326-331, 2008.

- [35] G. K. Srinivasan, and H. T. Srinivasan, "In situ parameter estimation of synchronous machines using genetic algorithm method," *Advances in Electrical and Electronic Engineering*, Vol. 14, No. 3, 254-266, 2016, DOI: 10.15598/aeec.v14i3.1707.
- [36] E. Bendaoud, H. Radjeai, and O. Boutalbi, "Parameters identification of synchronous machine based on particle swarm optimization," *The International Conference on Energy and Green Computing (ICEGC'2021)*, Vol. 336, 00052, 2022.
- [37] E. Bendaoud, H. Radjeai, and O. Boutalbi, "Identification of nonlinear synchronous generator parameters using stochastic fractal search algorithm," *Journal of Control, Automation and Electrical Systems*, Vol. 32, 1639-1651, 2021.
- [38] P. C. Krause, O. Wasynczuk, S. D. Sudhoff, and S. Pekarek, "Analysis of Electric Machinery and Drive Systems," Third ed. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, Inc., 2013. (IEEE Press Series on Power Engineering). ISBN 978-1-118-02429-4.
- [39] P. Vas, K. E. Hallenius, and J. E. Brown, "Cross-Saturation in Smooth-Air-Gap Electrical Machines," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. EC-1, no 1, p. 103-112, mars 1986.
- [40] A. El-Serafi, A. Abdallah, M. El-Sherbiny, and E. Badawy, "Experimental verification of the cross-magnetizing phenomenon in saturated synchronous machines," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 23, no 5, p. 3029-3031, sept. 1987.
- [41] J. C. Moreira and T. A. Lipo, "Modeling of saturated AC machines including air gap flux harmonic components," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 28, no 2, p. 343-349, mars 1992.
- [42] A. Y. Hannalla and D. C. MacDonald, "Sudden 3-phase short-circuit characteristics of turbine generators from design data using electromagnetic field calculations," *Transm. Distrib. IEE Proc. C - Gener.*, vol. 127, no 4, p. 213-220, juill. 1980.
- [43] T. A. Lipo, "Analysis of Synchronous Machines," Second Edition. CRC Press, 2012.
- [44] I. Boldea, "Synchronous Generators," Second Edition. CRC Press, 2015.
- [45] F. Giri, "AC Electric Motors Control" Advanced Design Techniques and Applications. John Wiley & Sons, 2013.
- [46] R. H. Park, "Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis-part I," *Trans. Am. Inst. Electr. Eng.*, vol. 48, no 3, p. 716-727, juill. 1929.
- [47] H. Radjeai, "Contribution à l'amélioration des modèles mathématiques des machines synchrones", Docteur d'Etat en Electrotechnique, 06/05/2007.
- [48] C. Concordia, "Synchronous Machines: Theory and Performance," New York, NY, USA: John Wiley & Sons, Inc., 1951. (General Electric Series). ISBN 978-0608100029.
- [49] P. C. Krause, P. O. Wasynczuk, S. D. Sudhoff, S. Pekarek, "Analysis of Electric Machinery

and Drive Systems,” Third ed. Hoboken, NJ, USA: JohnWiley & Sons, Inc., 2013. (IEEE Press Series on Power Engineering). ISBN 978-1-118-02429-4.

[50] K. R. Padiyar, “Power System Dynamics: Stability & Control,” Second ed. Hyderabad, India: BS Publications, 2008. ISBN 978-81-7800-186-9.

[51] R. H. Park, “Two-reaction theory of synchronous machines - Generalized method of analysis - Part I,” Transactions of the American Institute of Electrical Engineers, v. 48, n. 3, p. 716–727, July 1929. ISSN 0096-3860. DOI: 10.1109/T-AIEE.1929.5055275.

[52] G. Kron, “Equivalent Circuits of Electric Machinery,” New York, NY, USA: John Wiley & Sons, 1951. ISBN 978-0-84-462409-9.

[53] H. C. Stanley, “An analysis of the induction motor,” AIEE Transactions, v. 48, p. 716–727, 1938. ISSN 2376-7804. DOI: 10.1109/EE.1938.6431069.

[54] D. S. Bereton, D. G. Lewis, C. G. Young, “Representation of induction motor loads during power system stability studies,” AIEE Transactions, v. 76, p. 451–461, Apr. 1957. ISSN 2379-6766. DOI: 10.1109/AIEEPAS.1957.4499587.191.

[55] P. C. Krause, C. H. Thomas, “Simulation of symmetrical induction machinery,” IEEE Transactions on Power Apparatus Systems, v. 84, p. 1038–1053, Nov. 1965. ISSN 0018-9510. DOI: 10.1109/TPAS.1965.4766135.

[56] P. C. Krause, F. Nozari, T. L. Skvarenina, and D. W. Olive, “The theory of neglecting stator transients,” IEEE Transactions on Power Apparatus Systems, v. 98, p. 141–148, Jan. 1979. ISSN 0018-9510. DOI: 10.1109/TPAS.1979.319542.

[57] A. E. Blondel, “Synchronous Motors and Converters: Theory and Methods of Calculation and Testing,” Ed. by C. O. Mailloux. New York, NY, USA: McGraw-Hill Book Company, 1913. ISBN 978-1-33-061889-9.

[58] R. E. Doherty, C. A. Nickle, “Synchronous machines I: An extension of Blondel’s two-reaction theory,” Journal of the A.I.E.E., v. 45, n. 10, p. 974–987, Oct. 1926. ISSN 0095-9804. DOI: 10.1109/JAIEE.1926.6537307.

[59] R. E. Doherty, C. A. Nickle, “Synchronous machines III: Torque-angle characteristics under transient conditions,” Journal of the A.I.E.E., v. 46, n. 12, p. 1339–1339, Dec. 1927. ISSN 0095-9804. DOI: 10.1109/JAIEE.1927.6538137.

[60] Electric Power Research Institute, “Compendium of the EPRI Workshop on determination of synchronous machine stability study constants,” by N. E. I Parsons, Aug. 1980.

[61] R. E. Doherty, and C. A. Nickle, “Synchronous machines V: Three-phase short circuit synchronous machines,” Transactions of the American Institute of Electrical Engineers, v. 49,

- n. 2, p. 700–714, Apr. 1930. ISSN 0096-3860. DOI: 10.1109/T-AIEE.1930.5055558.
- [62] R. H. Park, “Two-reaction theory of synchronous machines - Part II,” Transactions of the American Institute of Electrical Engineers, v. 52, n. 2, p. 352–354, June 1933. ISSN 0096 3860. DOI: 10.1109/T-AIEE.1933.5056309.
- [63] B. Adkins, “The General Theory of Electrical Machines,” London, UK: Chapman & Hall, 1957. ISBN 978-0-41-207840-8.
- [64] T. A. Lipo, “Analysis of Synchronous Machines,” Second ed. Boca Raton, FL, USA: CRC Press, May 2012. ISBN 978-1-4398-8068-5.
- [65] P. M. Anderson, B. L. Agrawal, and J. E. V. Ness, “Subsynchronou Resonance in Power Systems,” New York, NY, USA: Wiley–IEEE Press, 1990. ISBN 978-0-87942-258-5.
- [66] F. Leguebedj, D. Boukhetala, and M. Tadjine, “An Optimization Analytical Method for Synchronous Machine Model Design from Operational Inductance $Ld(s)$,” *Progress In Electromagnetics Research B*, Vol. 97, pp. 115-130, 2022.
- [67] P. Kundur, “Power system stability and control,” McGraw-Hill, inc., 1994. isbn: 0- 07-035958-X.
- [68] R. E. Doherty, and C. A. Nickle, “Synchronous machines IV,” Transactions of the American Institute of Electrical Engineers, v. 47, n. 2, p. 457–487, Apr. 1928. ISSN 0096-3860. DOI: 10.1109/T-AIEE.1928.5055006.
- [69] T. Niewierowicz, R. Escarela-Perez, and E. Campero-Littlewood, “Hybrid genetic algorithm for the identification of high-order synchronous machine two-axis equivalent circuits,” *Computers and Electrical Engineering*, Vol. 29, 5055-22, 2003.
- [70] T. Kano, H. Nakayama, T. Ara, and T. Matsumura, “A calculation method of equivalent circuits constants with mutual leakage reactance on synchronous machine with damper winding,” *IEEJ 2007*, Vol. 127-D, No. 7, 761-766, 2007.
- [71] IEEE Standard 115A-1987, “IEEE Standard Procedures for Obtaining Synchronous Machine Parameters by Standstill Frequency Response Testing,” in *IEEE Standards Collection “Electric Machinery”*. IEEE, Inc., August 1995.
- [72] I.M. Canay, “Physical significance of sub-subtransient quantities in dynamic behaviour of synchronous machines”, IEE proceedings, Vol.135, pt.B, No.6, November 1988, pp. 334-340.
- [73] P L. Dandeno, R L. Hauts, and R. P. Schulz, “effects of synchronous machine modeling in large scale system studies,” *IEEE Trans. Power on App. Syst*, Mar./Apr. 1973, pp - 28-35.
- [74] T. J. Hammons, U. K. Scoltanc and I. M. Canay, “effect of damper modelling and the fault on clearing process on response Torque and stressing of Turbine generators shafts”, IEEE

Transactions on Energy Conversion, Vol. EC-1, No. 1, March 1986 pp- 113-121.

[75] R. P. Schulz, W. D. Jones, and D. N. Ewart, "Dynamic Models of Turbine generators derived from solid rotor equivalent circuits". IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol: PAS-92, Issue: 3, May 1973, pp- 926-933.

[76] O. Touhami, F. Leguebedj, and H. Guesbaui, "Study of de rotor complexity influence on synchronous machine transient responses," E.P.E symposium, pp. 437-441, 1994.

[77] I.M. Canay, "Extended synchronous machine model for the calculation of transient processes and stability," Electric Machines & Power Systems, 1977, 1:2, pp-137-150, DOI: 10.1080/03616967708960024.

[78] I.M. Canay, "Equivalent circuits of synchronous machines for calculating quantities of the rotor during transient process and asynchronous starting, Part. I, turbogenerators," BBR, pp. 60-71.

[79] I. M. Canay, "Modeling of alternating current machines having multiple rotor circuits," IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 8, N. 2, pp. 280-296, June 1993.

[80] I. M. Canay, " Determination of the model parameters of machines from the reactance operators $X_d(p)$, $X_q(p)$, (Evaluation of Stand still Frequency Response Test)," IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 8, N. 2, pp. 272-278, June 1993.

[81] I. M. Canay, " Advance calculation of the characteristic quantities of synchronous machines and comparison with measured values," *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*, Vol. 141. No. 1, January 1994.

[82] A. Walton, "Characteristics of Equivalent Circuits of Synchronous Machines," *IEE Proceedings-Electric-Power-Applications*, Vol. 143, No. 1, Jan. 1996, pp. 31-40.

[83] A. Walton, "A Systematic Method for the Determination of the Parameters of the Synchronous Machines form the Results of Frequency Response Tests," *IEEE Transactions On Energy Conversion*, Vol. 15, No.2, June 2000, pp. 218-223.

[84] Feedback Systems, "An Introduction for Scientists and Engineers Karl Johan Aström and Richard M. Murray," 2008 PRINCETON UNIVERSITY PRESS PRINCETON AND OXFORD Published by Princeton University Press 41 William Street, Princeton, New Jersey 08540 ISBN-13: 978-0-691-13576-2.

[85] A. Walton, "The extraction of parameters for synchronous machines from the results of frequency response tests," James Cook University of North Queensland. Australia, pp. 480-484.



Annexes

Annexe 1:

Tests SSFR de l'impédance d'axe direct Z_d [60]

Fréquence (Hz)	Module (dB)	Phase (degré)			
[0.0010	-53.9758	0.8812	5.0000	-30.2693	80.0040
0.0013	-53.9733	1.1449	6.5000	-28.0987	80.8610
0.0016	-53.9702	1.4081	8.0000	-26.3887	81.2171
0.0020	-53.9650	1.7580	10.0000	-24.5700	81.3565
0.0025	-53.9570	2.1933	13.0000	-22.4664	81.3286
0.0030	-53.9472	2.6259	16.0000	-20.8295	81.2751
0.0040	-53.9226	3.4806	20.0000	-19.0906	81.2919
0.0050	-53.8915	4.3183	25.0000	-17.3587	81.4439
0.0065	-53.8334	5.5351	30.0000	-15.9378	81.6665
0.0080	-53.7628	6.6949	40.0000	-13.6701	82.1105
0.0100	-53.6521	8.1388	50.0000	-11.8872	82.4333
0.0130	-53.4591	10.0610	65.0000	-9.7741	82.6924
0.0160	-53.2459	11.6793	80.0000	-8.1003	82.8016
0.0200	-52.9503	13.3876	130.0000	-4.2309	82.8105
0.0250	-52.5907	14.9081	160.0000	-2.6008	82.9045
0.0300	-52.2631	15.9130	200.0000	-0.8557	83.1702
0.0400	-51.7289	16.9969	250.0000	0.8970	83.6337
0.0500	-51.3396	17.5189	300.0000	2.3450	84.1391
0.0650	-50.9409	18.0800	400.0000	4.6709	85.0696
0.0800	-50.6724	18.7407	500.0000	8.7099	86.6252
0.1000	-50.4153	19.8947	800.0000	10.4707	87.1913
0.1300	-50.1197	22.0692	1000.0000	12.3767	87.7124];
0.1600	-49.8570	24.5290			
0.2000	-49.5085	27.9410			
0.2500	-49.0520	32.1085			
0.3000	-48.5723	35.9824			
0.4000	-47.5807	42.6302			
0.5000	-46.6014	47.8963			
0.6500	-45.2317	53.8108			
0.8000	-44.0079	58.1026			
1.0000	-42.5846	62.2731			
1.3000	-40.7960	66.6194			
1.6000	-39.3048	69.6662			
2.0000	-37.6349	72.5611			
2.5000	-35.9035	75.0450			
3.0000	-34.4510	76.7545			
4.0000	-32.1098	78.8574			

Tests SSFR de l'impédance d'axe en quadrature Z_q [60]

Fréquence (Hz)	Module (dB)	Phase (degré)			
[1000	10.1433	49.61	0.1501	-44.9747	40.05
793.6	8.6625	55.00	0.1193	-45.9740	37.34
630.5	7.1202	59.35	0.1005	-46.6531	35.22
500.4	5.5231	62.9	0.07976	-47.5018	31.92
397.5	3.8972	65.54	0.06336	-48.2129	28.52
315.5	2.2567	67.42	0.05029	-48.8261	24.97
250.6	0.6440	68.7	0.03995	-49.3123	21.38
199.1	-0.9554	69.5	0.0317	-49.6859	18.16
158	-2.4926	69.62	0.02519	-49.9683	15.18
125.5	-4.0659	69.67	0.02001	-50.1843	12.66
99.64	-5.6012	69.57	0.01588	-50.3346	10.31
78.49	-7.3560	69.51	0.01261	-50.4546	8.42
63.05	-8.5911	68.79	0.01123	-50.4907	7.56
50.04	-10.1719	68.57	0.01001	-50.5277	6.81
39.75	-11.7887	68.46	0.00794	-50.5761	5.49
31.55	-13.4042	68.23	0.007066	-50.5939	4.93
25.06	-15.0084	68	0.006298	-50.6156	4.47
19.91	-16.8069	67.65	0.005614	-50.6270	3.89
15.8	-18.1966	67.32	0.005004	-50.6353	3.55
11.94	-20.1641	66.74	0.004455	-50.6389	3.05
9.512	-21.7469	66.34	0.003971	-50.6441	2.86
7.541	-23.3721	65.78	0.003155	-50.6584	2.23
5.991	-24.3664	65.17	0.002812	-50.6627	2.01
4.755	-26.5573	64.22	0.002504	-50.6678	1.78
3.777	-28.1139	63.21	0.002231	-50.6627	1.58];
2.998	-29.6293	61.7			
2.381	-31.1157	60.21			
1.892	-32.5122	58.43			
1.580	-33.5470	56.93			
1.193	-35.1166	54.65			
0.9493	-36.2976	52.76			
0.7541	-37.4438	51.1			
0.5991	-38.5470	49.55			
0.4755	-39.6357	48.17			
0.3777	-40.7166	46.36			
0.2998	-41.7952	45.54			
0.2381	-42.3609	43.99			
0.1892	-43.9376	42.27			

Annexe 2:

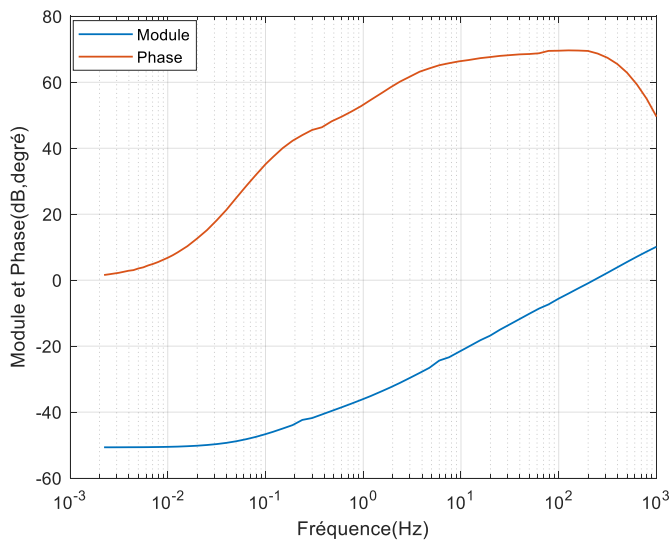


Figure (a) Réponse en fréquence de l'impédance d'axe q [60]

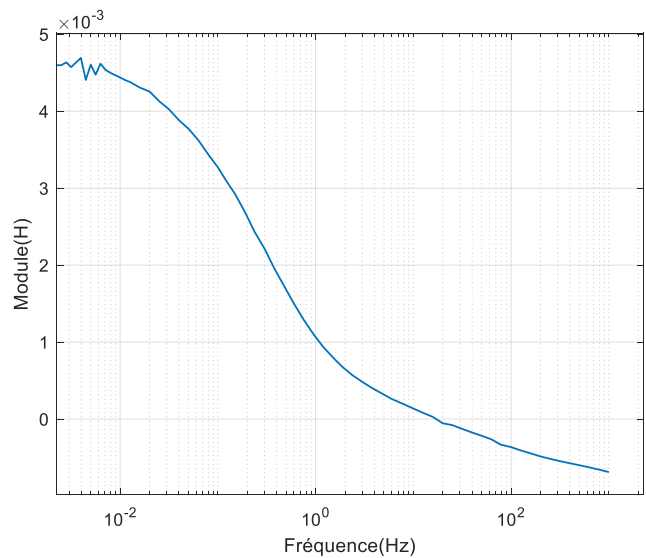


Figure (b) Variation de l'inductance opérationnelle d'axe q en (H) en fonction de la fréquence [60]

D'après la Figure (b) : $L_q = 0.4598 \text{ H}$

Annexe 3:

Modèle SSFR 1:

$$L_{md} = L_d - L_a$$

$$L_{amd} = \frac{L_a * L_{md}}{L_a + L_{md}}$$

$$T'_{d0} = (L_f + L_{md}) / R_f$$

$$T'_d = (L_f + L_{amd}) / R_f$$

Modèle SSFR2 :

$$L_{md} = L_d - L_a$$

$$L_{amd} = \frac{L_a * L_{md}}{L_a + L_{md}}$$

$$T'_{d0} + T''_{d0} = \frac{L_f + L_{md}}{R_f} + \frac{L_k + L_{md}}{R_k}$$

$$T'_{d0} * T''_{d0} = (L_f * L_k + L_f * L_{md} + L_k * L_{md}) / (R_f * R_k)$$

$$T'_d + T''_d = \frac{L_f + L_{amd}}{R_f} + \frac{L_k + L_{amd}}{R_k}$$

$$T'_d * T''_d = \frac{L_f * L_k + L_f * L_{amd} + L_k * L_{amd}}{R_f * R_k}$$

Modèle SSFR4 :

$$L_{md} = L_d - L_a$$

$$L_{amd} = \frac{L_a * L_{md}}{L_a + L_{md}}$$

$$T'_{d0} + T''_{d0} + T'''_{d0} + T''''_{d0} = \frac{L_f + L_{md}}{R_f} + \frac{L_k + L_{md}}{R_k} + \frac{L_j + L_{md}}{R_j} + \frac{L_e + L_{md}}{R_e}$$

$$T'_{d0} * T''_{d0} * T'''_{d0} + T'_{d0} * T''_{d0} * T''''_{d0} + T'_{d0} * T'''_{d0} * T''''_{d0} + T'_{d0} * T''_{d0} * T''''_{d0} =$$

$$= \frac{L_f * L_k * L_j + L_f * L_{md} + L_k * L_{md} + L_j * L_{md}}{R_f * R_k * R_j}$$

$$+ \frac{L_k * L_j * L_e + L_k * L_{md} + L_j * L_{md} + L_e * L_{md}}{R_k * R_j * R_e}$$

$$+ \frac{L_j * L_e * L_f + L_j * L_{md} + L_e * L_{md} + L_f * L_{md}}{R_j * R_e * R_f}$$

$$+ \frac{L_e * L_f * L_k + L_e * L_{md} + L_f * L_{md} + L_k * L_{md}}{R_e * R_f * R_k}$$

$$T'_{d0} * T''_{d0} + T'_{d0} * T'''_{d0} + T'_{d0} * T''''_{d0} + T'_{d0} * T''_{d0} * T'''_{d0} + T'_{d0} * T''_{d0} * T''''_{d0} =$$

$$= \frac{L_f * L_k + L_f * L_{md} + L_k * L_{md}}{R_f * R_k} + \frac{L_k * L_j + L_k * L_{md} + L_j * L_{md}}{R_k * R_j}$$

$$+ \frac{L_j * L_e + L_j * L_{md} + L_e * L_{md}}{R_j * R_e} + \frac{L_e * L_f + L_e * L_{md} + L_f * L_{md}}{R_e * R_f}$$

$$+ \frac{L_f * L_j + L_f * L_{md} + L_j * L_{md}}{R_f * R_j} + \frac{L_k * L_e + L_k * L_{md} + L_e * L_{md}}{R_k * R_e}$$

$$T'_{d0} * T''_{d0} * T'''_{d0} * T''''_{d0} =$$

$$\frac{L_f * L_k * L_j * L_e + L_f * L_k * L_j * L_{md} + L_k * L_j * L_e * L_{md} + L_j * L_e * L_f * L_{md} + L_e * L_f * L_k * L_{md}}{R_f * R_k * R_j * R_e}$$

$$T'_d + T''_d + T'''_d + T''''_d = \frac{L_f + L_{amd}}{R_f} + \frac{L_k + L_{amd}}{R_k} + \frac{L_j + L_{amd}}{R_j} + \frac{L_e + L_{amd}}{R_e}$$

$$T'_d * T''_d * T'''_d + T''_d * T'''_d * T''''_d + T'''_d * T''''_d * T'_d + T''''_d * T'_d * T''_d =$$

$$\frac{L_f * L_k * L_j + L_f * L_{amd} + L_k * L_{amd} + L_j * L_{amd}}{R_f * R_k * R_j} + \frac{L_k * L_j * L_e + L_k * L_{amd} + L_j * L_{amd} + L_e * L_{amd}}{R_k * R_j * R_e} + \frac{L_j * L_e * L_f + L_j * L_{amd} + L_e * L_{amd} + L_f * L_{amd}}{R_j * R_e * R_f} + \frac{L_e * L_f * L_k + L_e * L_{amd} + L_f * L_{amd} + L_k * L_{amd}}{R_e * R_f * R_k}$$

$$T'_d * T''_d + T''_d * T'''_d + T'''_d * T''''_d + T''''_d * T'_d + T'_d * T''_d + T''_d * T'''_d + T'''_d * T''''_d =$$

$$\frac{L_f * L_k + L_f * L_{amd} + L_k * L_{amd}}{R_f * R_k} + \frac{L_k * L_j + L_k * L_{amd} + L_j * L_{amd}}{R_k * R_j} + \frac{L_j * L_e + L_j * L_{amd} + L_e * L_{amd}}{R_j * R_e} + \frac{L_e * L_f + L_e * L_{amd} + L_f * L_{amd}}{R_e * R_f} + \frac{L_f * L_j + L_f * L_{amd} + L_j * L_{amd}}{R_f * R_j} + \frac{L_k * L_e + L_k * L_{amd} + L_e * L_{amd}}{R_k * R_e}$$

$$\frac{T'_d * T''_d * T'''_d * T''''_d}{L_f * L_k * L_j * L_e + L_f * L_k * L_j * L_{amd} + L_k * L_j * L_e * L_{amd} + L_j * L_e * L_f * L_{amd} + L_e * L_f * L_k * L_{amd}} = \frac{1}{R_f * R_k * R_j * R_e}$$

Annexe 4 :

Tableau IV.1 : Estimation des paramètres des circuits équivalents d'axe d par la méthode standard

Paramètres (pu)	modèle SSFR1	modèle SSFR2	modèle SSFR3	modèle SSFR4
R_f	0.0021	0.0014	0.0014	0.0014
L_f	6.9498e-04	7.5216e-04	8.5235e-04	8.7006e-04
R_k	-	0.1538	0.0282	0.0229
L_k	-	6.6176e-04	0.0021	0.0026
R_j	-	-	0.3500	0.2263
L_j	-	-	6.3731e-04	0.0013
R_e	-	-	-	1.2563
L_e	-	-	-	7.5743e-04

Tableau IV.2 : Estimation des paramètres des circuits équivalents d'axe q par la méthode standard

Paramètres (pu)	modèle SSFR1	modèle SSFR2	modèle SSFR3	modèle SSFR4
<i>Rkq1</i>	0.0084	0.0060	0.0029	0.0021
<i>Lkq1</i>	8.3560e-04	0.0030	0.0085	0.0114
<i>Rkq2</i>		0.0407	0.0117	0.0109
<i>Lkq2</i>		4.3082e-04	0.0014	0.0029
<i>Rkq3</i>			0.1396	0.0529
<i>Lkq3</i>			8.7692e-05	0.0011
<i>Rkq4</i>				0.4719
<i>Lkq4</i>				4.0035e-05

Travaux effectués dans le cadre de cette thèse de Doctorat en Sciences

Publication internationale

- F. Leguebedj, D. Boukhetala, and M. Tadjine, “An Optimization Analytical Method for Synchronous Machine Model Design from Operational Inductance $L_d(s)$,” *Progress In Electromagnetics Research B*, Vol. 97, pp. 115-130, 2022.
doi.org/10.2528/PIERB22070103

Publication nationale

- Farid LEGUEBEDJ, and Djamel BOUKHETALA, “Estimation of Synchronous Machine Parameters by Stand Still Frequency Responses Testing,” *ENP Engineering Science Journal*, Vol. 3, No. 2, December, 2023.
doi.org/10.53907/enpesj.v3i2.192

Communications internationales

- O. Touhami, F. Leguebedj, and H. Guesbaui, “Study of de rotor complexity influence on synchronous machine transient responses,” Conference: European Power Electronics Chapter Symposium At: Lausanne (EPFL), Volume: EPE Chapter Symposium - Electric Drive and Applications, 19-20 Oct. 1994, pp.437-441
- F. Leguebedj, O. Tohami ” Influence of the synchronous machine calculation methods on their transient responses operations” ACEMP Conférence, Turkey pp. 1-6, 1995.

Communications nationales

- F. Leguebedj, D. Boukhetala, and M. Tadjine, “A New Approach for Synchronous Machine Model Design from Operational Inductance $L_d(s)$, ” national seminar on aeronautics, Ecole supérieure des techniques d’aéronautique, Dar-Albida, Alger, pp. 1-6, mars 2017.