



Ecole Nationale Polytechnique
LABORATOIRE DE RECHERCHE EN ELECTROTECHNIQUE

Thèse de Doctorat

Intitulé :

Etude des Transformateurs ferrorésonnants utilisés en tant que régulateurs dans les alimentations électroniques et autres équipements

Abdelmalik DJEBLI
Ingénieur/Mastère en Electrotechnique ENP

Soutenue publiquement le 01/03/2022 à l'ENP devant le Jury suivant :

| | | |
|----------------|----------------------------------|----------------------|
| Président : | Monsieur MAHMOUDI Mohand Oulhadj | Professeur à l'ENP |
| Directeur : | Monsieur TOUHAMI Omar | Professeur à l'ENP |
| Co-directeur : | Monsieur IBTIOUEN Rachid | Professeur à l'ENP |
| Examineurs : | Monsieur HADJOUT Larbi | Professeur à l'USTHB |
| | Monsieur HADJI Seddik | Professeur à l'ESSA |
| | Monsieur ZEBBADJI Tahar | MCA à l'ENP |
| Invité : | Monsieur ABOURA Faouzi | MCB à l'USTHB |

Thèse préparée au Laboratoire de Recherche en Électrotechnique, Ecole Nationale Polytechnique, 10 Rue des Frères OUDEK, El-Harrach 16200, Alger, Algérie

ENP 2022



Ecole Nationale Polytechnique
LABORATOIRE DE RECHERCHE EN ELECTROTECHNIQUE

Thèse de Doctorat

Intitulé :

**Etude des Transformateurs ferrorésonnants utilisés en tant que
régulateurs dans les alimentations électroniques et autres
équipements**

Abdelmalik DJEBLI
Ingénieur/Mastère en Electrotechnique ENP

Soutenue publiquement le 01/03/2022 à l'ENP devant le Jury suivant :

| | | |
|----------------|----------------------------------|----------------------|
| Président : | Monsieur MAHMOUDI Mohand Oulhadj | Professeur à l'ENP |
| Directeur : | Monsieur TOUHAMI Omar | Professeur à l'ENP |
| Co-directeur : | Monsieur IBTIOUEN Rachid | Professeur à l'ENP |
| Examineurs : | Monsieur HADJOUT Larbi | Professeur à l'USTHB |
| | Monsieur HADJI Seddik | Professeur à l'ESSA |
| | Monsieur ZEBBADJI Tahar | MCA à l'ENP |
| Invité : | Monsieur ABOURA Faouzi | MCB à l'USTHB |

Thèse préparée au Laboratoire de Recherche en Électrotechnique, Ecole Nationale Polytechnique, 10 Rue des Frères OUDEK, El-Harrach 16200, Alger, Algérie

ENP 2022

ملخص - في هذه المذكرة قمنا بدراسة ظاهرة الرنين غير الخطي من وجهات نظر مختلفة. تمثل المحولات الكهربائية بمختلف بنياتها وارتباطها مع دارات خارجية المكان الرئيسي لحدوث هذه الظاهرة، تم إجراء الكثير من دراسات على أنواع مختلفة من المحولات الكهربائية لفهم كيفية حدوث ظاهرة الرنين غير الخطي وسلوكه. هذه الدراسات تضمنت السلوك غير الخطي لنواة المحولات الكهربائية، أثر مختلف توصيلات اللفات، التفاعل مع دارات خارجية تحتوى على مكثفات. الجزء الثاني خصص لإمكانية استخدام ظاهرة الرنين غير الخطي كميزة في عمل منظم الجهد المعروف باسم CVT، وقد تم تحقيق نمذجة وتصميم لهذا CVT لغرض فهم مختلف العوامل المؤثرة على أداء CVT وكيفية تحسين أداءه من خلال إجراء تغييرات على العوامل المتحكممة في طريقة عمله.

الكلمات المفتاحية: الرنين غير الخطي، المحول الكهربائي، منظم الجهد ،

Abstract- In this thesis, we have studied the ferroresonance phenomenon from different points of view. Transformers with its different topologies and its connections with external circuits are the main subject of this phenomenon. Many studies were conducted on different types of transformers to understand how ferroresonance occur and its behavior. These studies, including the nonlinear behavior of transformer cores, the connection effects of windings, the interaction with an external circuit including capacitors. A second part was about using ferroresonance as an advantage to design a voltage regulator known as CVT, the modeling and design of this CVT were achieved with purpose to understand the different parameters that control the performance of the CVT and how to increase its performance by acting on these parameters.

Keywords: Ferroresonance, Transformer, Voltage regulator

Résumé- Dans cette thèse, nous avons étudié le phénomène de la ferrorésonance de différents points de vue. Les transformateurs avec ses différentes topologies et ses connexions avec des circuits externes sont le sujet principal de ce phénomène. De nombreuses études ont été menées sur différents types de transformateurs pour comprendre comment se produit la ferrorésonance et son comportement. Ces études, notamment le comportement non linéaire des noyaux de transformateurs, les effets de connexion des enroulements, l'interaction avec un circuit externe comprenant des condensateurs. Une deuxième partie concernait l'utilisation de la ferrorésonance comme avantage pour concevoir un régulateur de tension appelé CVT, la modélisation et la conception de cette CVT ont été réalisées dans le but de comprendre les différents paramètres qui contrôlent les performances de la CVT et comment augmenter ses performances en agissant sur ces paramètres.

Mots clés : Ferrorésonance, Transformateur, Régulateur de tension.

Remerciement

Je tiens à remercier en tout premier lieu les directeurs de thèse, le Professeur Omar TOUHAMI et le Professeur Rachid IBTIOUEN qui m'ont encadré tout au long de cette thèse et qui m'ont fait part de leurs brillantes intuitions. Qu'ils soient également remerciés pour leur gentillesse, leur disponibilité permanente et pour les nombreux encouragements qu'ils m'ont prodigués.

Je remercie Monsieur Yacine AMARA Professor au laboratoire du haver ,qui m'a aimablement accueilli dans son laboratoire.

J'adresse tous mes remerciements à M, MAHMOUDI Mohand Oulhadj, Professeur à l'ENP , M. HADJOUT Larbi Professeur à l' USTBH, M. HADJI Seddik Professeur à l' ESSA, M. ZEBBADJI Tahar Maitrede Conférence A à l'ENP, M. ABOURA Faouzi Maitrede Conférence A à l'USTBH, de l'honneur qu'ils m'ont fait en acceptant d'être rapporteurs de cette thèse.

Je remercie aussi M, Abdelhakim KHELAFI et M, Seddik KHELAFI pour leurs efforts et aide lors de construction des Transformateurs.

Mes remerciements s'adressent également a tous les enseignants ayant contribué à ma formation jusqu'à la dernière année de graduation. J'adresse également mes sincères remerciements à ma famille, mes amis et l'ensemble des doctorants/docteurs au sein du Laboratoire de Recherche en Électrotechniques (LRE),qui m'ont aidé de prêt ou de loin dans l'élaboration de cette thèse.

Table des matières

| | |
|--|-----------|
| Table des figures | |
| Liste des tableaux | |
| INTRODUCTION GÉNÉRALE | 11 |
| 1 ÉTAT DE L'ART SUR LA FERRORESONANCE | 14 |
| 1.1 Introduction | 14 |
| 1.2 Méthode graphiques | 14 |
| 1.3 Méthodes analytiques | 15 |
| 1.4 Méthodes fréquentielles | 17 |
| 1.5 Dynamique non linéaire | 19 |
| 1.6 Simulation numérique | 21 |
| 1.7 Conclusion | 21 |
| 2 MODÉLISATION DES TRANSFORMATEURS | 22 |
| 2.1 Introduction | 22 |
| 2.2 Modèle des éléments inductifs non linéaire | 24 |
| 2.2.1 Modèles d'hystérésis | 24 |
| 2.2.1.1 Modification sur le modèle de Jiles/Atherton | 25 |
| 2.2.1.2 Optimisation des paramètres par les algorithmes gé- nétiques | 25 |
| 2.3 Élaboration du modèle électrique du transformateur triphasé asymé- trique | 28 |
| 2.3.1 Mesures des caractéristiques magnétiques du transformateur triphasé asymétrique | 28 |
| 2.3.2 Modèles des phases. | 30 |
| 2.3.3 Simplification en vue d'obtenir le modèle complet | 34 |
| 2.4 Résultats d'expérimentation et de simulation | 37 |
| 2.5 Conclusion | 43 |
| 3 DEFAUTS DE LA FERRORESONANCE | 44 |
| 3.1 Introduction | 44 |
| 3.2 Modèle dynamique de l'élément non linéaire | 47 |
| 3.3 Modes de ferrorésonance utilisant le diagramme de bifurcation | 52 |
| 3.4 Résultats expérimentaux et de simulation | 53 |
| 3.4.1 Mode fondamental | 53 |
| 3.4.2 Mode sous-harmonique | 55 |
| 3.4.3 Mode quasi-périodique | 56 |
| 3.4.4 Mode chaotique | 58 |
| 3.5 Discussion sur le mode chaotique | 59 |
| 3.6 Les exposants de Liapounov | 62 |
| 3.6.1 Test de l'algorithme | 64 |
| 3.7 Sensibilité aux conditions initiales | 68 |
| 3.8 Conclusion | 71 |

| | | |
|----------|---|-----------|
| 4 | MODELISATION DU TRANSFORMATEUR FERRORESONANT | 72 |
| 4.1 | Introduction | 72 |
| 4.2 | Principe de fonctionnement | 73 |
| 4.3 | Modélisation du transformateur ferrorésonant. | 75 |
| 4.3.1 | Topologie des modèles magnétiques. | 75 |
| 4.4 | Modèle magnétique d'un CVT Core. | 76 |
| 4.5 | Résultats des Tests expérimentaux et Simulation. | 80 |
| 4.5.1 | Caractéristiques de régulation | 81 |
| 4.5.2 | Performances en surcharge | 83 |
| 4.6 | Perturbations Transitoires dans les CVT | 84 |
| 4.6.1 | Résister aux harmoniques | 84 |
| 4.6.1.1 | Tests expérimentaux : Alimentation avec Gradateur | 85 |
| 4.6.2 | Assurer la régulation | 86 |
| 4.6.2.1 | Régulation pour une charge continue. | 86 |
| 4.6.2.2 | Régulation pour une charge AC | 87 |
| 4.6.2.3 | Protection contre les courts-circuits | 87 |
| 4.6.2.4 | Simulation par Éléments Finis du court-circuit | 88 |
| 4.7 | Conclusion | 91 |
| 5 | CONCEPTION DU CVT | 92 |
| 5.1 | Introduction | 92 |
| 5.2 | Paramètres contrôlant la conception du CVT | 93 |
| 5.3 | Conception du CVT utilisant les Tôles EI | 93 |
| 5.3.1 | Contrôle de la réductance du shunt | 93 |
| 5.3.2 | Enroulement du condensateur | 94 |
| 5.3.3 | Valeur de la capacité du condensateur | 94 |
| 5.4 | Conception du CVT à l'aide d'un circuit magnétique du transforma- teur conventionnel | 95 |
| 5.4.1 | Modèle EF | 95 |
| 5.4.1.1 | Premier Modèle | 95 |
| 5.4.1.2 | Deuxième modèle | 99 |
| 5.4.2 | Construction du CVT | 102 |
| 5.5 | Amélioration de la conception du CVT | 103 |
| 5.6 | Résultat du CVT | 109 |
| 5.6.1 | Caractéristiques de régulation | 109 |
| 5.7 | Conclusion | 110 |
| | CONCLUSION GÉNÉRALE | 111 |
| | Bibliography | 113 |

Table des figures

| | | |
|------|---|----|
| 1.1 | Méthode graphique utilisée pour identifier la région d'instabilité . . . | 16 |
| 1.2 | (a) circuit ferroresonant série (b) circuit ferroresonant parallèle (c) caractéristique de saturation [travis] | 17 |
| 1.3 | Situation de ferrorésonance dans le transformateur condensateur de tension [kothari] | 18 |
| 1.4 | (a) système de ferroresonance triphasé (b) modèle en schéma block [bhadra] | 19 |
| 1.5 | (a) Plan de phase d'un mode quasi-périodique (b) Plan de phase d'un mode chaotique (c) Section de Poincaré du mode chaotique (d) Bassin d'attraction | 20 |
| 2.1 | schéma du banc d'essai pour tirer les cycles d'hystérésis | 26 |
| 2.2 | Stratégie de sélection des individus avec mécanisme de sélection du tournoi | 26 |
| 2.3 | Minimisation de l'erreur efficace en fonction du nombre de générations pour les deux modèles, avec σ et sans σ | 27 |
| 2.4 | Courant de magnétisation du transformateur à deux niveaux de tension expérimentale et simulée pour les deux modèles (a) sans σ et (b) avec σ | 28 |
| 2.5 | Caractéristique magnétique. (a) Circuit de test pour mesurer la caractéristique ($i_{m1} - \Phi_A$) et ($i_{m2} - \Phi_B$) (b) Résultats de simulation par EF . | 29 |
| 2.6 | Cycle d'hystérésis mesuré des trois colonnes de transformateur | 29 |
| 2.7 | Modèles magnétiques d'un transformateur triphasé asymétrique | 30 |
| 2.8 | Circuit équivalent en Γ pour modéliser les cycles d'hystérésis | 32 |
| 2.9 | Cycle d'hystérésis mesuré des trois colonnes de transformateur | 32 |
| 2.10 | Modèle de phase du transformateur triphasé asymétrique. (a) Phase A, (b) Phase B. (c) Phase (C) | 33 |
| 2.11 | Cycles d'hystérésis utilisées dans les modèles de phases de la Fig.6. (a) ($N_1\phi_1 - 1/3i_{m1}$) et ($N_1\phi_3 - 1/3i_{m3}$). (b) ($N_1\phi_2 - 1/3i_{m2}$) | 34 |
| 2.12 | Étape de simplification pour l'obtention du modèle complet | 36 |
| 2.13 | Modèle complet du transformateur triphasé asymétrique | 37 |
| 2.14 | Photographie du banc d'essais | 38 |
| 2.15 | Forme d'onde simulée et mesurée pour un couplage en étoile a) Courants à vide b) courants d'appel | 39 |
| 2.16 | Courants simulés et mesurés des phases A, B et C pendant le mode fondamental de la ferrorésonance | 41 |
| 2.17 | Forme d'onde simulée et mesurée du courant primaire pour une charge déséquilibrée lorsque les enroulements primaires sont en connexion delta. | 41 |

| | | |
|------|--|----|
| 2.18 | Cycles d'hystérésis terminaux simulés et mesurés des phases A, B et C. | 42 |
| 3.1 | Modèle dynamique du transformateur monophasé. (a) Modèle du transformateur. (b) Circuit de simulation de la ferrorésonance | 50 |
| 3.2 | Banc d'essai pour l'étude de la ferrorésonance | 51 |
| 3.3 | Cycles d'hystérésis générés par les deux modèles avec et sans σ_e . (a) famille de cycles d'hystérésis quasi-statiques et dynamiques; (b) comparaison entre cycles d'hystérésis simulés et mesurés. | 51 |
| 3.4 | Diagramme de bifurcation des différents modes de ferrorésonance, avec σ_e et sans σ_e , et avec $C_{shunt} = 1nF$ pour une valeur nominale de la tension d'alimentation | 52 |
| 3.5 | Résultats simulés et mesurés durant le mode fondamental. (a) ondes du courant primaire et de la tension secondaire; (b) diagramme du plan de phase; (c) FFT de la tension secondaire | 54 |
| 3.6 | Résultats de simulation et d'expérimentation durant le mode sous-harmonique. (a) ondes du courant primaire et tension secondaire; (b) diagramme de plan de phase; (c) FFT de tension secondaire | 56 |
| 3.7 | Résultats expérimentaux et simulés durant le mode quasi-périodique. (a) ondes du courant primaire et de la tension secondaire; (b) diagramme du plan de phase; (c) FFT de la tension secondaire | 57 |
| 3.8 | Résultats de simulation durant le mode chaotique. (a) Ondes du courant primaire et tension secondaire; (b) diagramme du plan de phase; (c) FFT de tension secondaire | 59 |
| 3.9 | Courant primaire d'un mode ferrorésonant. | 60 |
| 3.10 | Tension secondaire d'un mode ferrorésonant. | 61 |
| 3.11 | (a) Diagramme de plans de phase (b) Section de Poincaré | 61 |
| 3.12 | Spectre de la tension secondaire | 61 |
| 3.13 | Divergence de deux orbites | 62 |
| 3.14 | Modèle dynamique « Logistique », (a) signal du modèle, (b) spectre de l'exposant de Liapounov (c) Moyen de l'exposant de Liapounov | 64 |
| 3.15 | Modèle dynamique « Hénon », (a) section de Poincaré du modèle, (b) spectre de l'exposant de Liapounov. (d) Moyen de l'exposant de Liapounov | 65 |
| 3.16 | Modèle dynamique de « Lorenz », (a) plans de phase du modèle, (b) spectre de l'exposant de Liapounov. (d) Moyen de l'exposant de Liapounov | 66 |
| 3.17 | Modèle dynamique de « Rössler », (a) plan de phase du modèle (b) spectre de l'exposant de Liapounov (d) Moyen de l'exposant de Liapounov | 66 |
| 3.18 | Comparaison des résultats simulés avec ceux expérimentaux (a) courants primaires (b) tension secondaire | 67 |
| 3.19 | Diagrammes de plans de phase et section de Poincaré des différentes phases | 67 |
| 3.20 | Exposant de Liapounov calculé pour chaque phase | 68 |
| 3.21 | Bassin d'attraction de la solution périodique et de la solution non périodique. (a) Modèle avec σ_e ; (b) modèle sans σ_e . | 69 |

| | | |
|------|---|----|
| 3.22 | Résultats expérimentaux et de simulation : Mode quasi-périodique instable obtenu pour $C_{série} = 3\mu F$ pour le modèle avec σ_e , et le Mode quasi-périodique stable pour le modèle sans σ_e | 70 |
| 3.23 | Effet de l'instant initial. (a) Forme d'onde simulée du modèle avec σ_e , (b) Forme d'onde simulée du modèle sans σ_e | 71 |
| 4.1 | Schéma du CVT type Core avec connexion du circuit résonant | 74 |
| 4.2 | Type de géométrie du transformateur ferrorésonant. (a) Core (b) Shell | 75 |
| 4.3 | Modèle magnétique dérivé de différentes topologies du CVT. (a) Modèle Type I du CVT Core; (b) Modèle Type II du CVT Core; (c) Modèle Type I du CVT Shell; (d) Modèle Type II du CVT Shell. | 76 |
| 4.4 | Circuits utilisés pour la modélisation du CVT. (a) Connexion électrique du CVT; (b) Modèle magnétique du CVT. | 77 |
| 4.5 | Modélisation du cycle d'hystérésis. (a) Circuit électrique équivalent à la réductance non-linéaire à perte de noyau constante; (b) Caractéristique $(\Phi_1 - i_{m1})$ | 79 |
| 4.6 | Modèle magnétique du CVT implémenté dans Matlab / Simulink | 80 |
| 4.7 | Courant et Tension du condensateur (a) Pour $V_{in} = 110 V$; (b) Pour $V_{in} = 170 V$ | 81 |
| 4.8 | Caractéristiques de régulation du CVT. (a) courbe $(V_{in} - V_{out})$ pour différentes charges; (b) courbe $(V_{in} - V_{out})$ pour différentes valeurs de la Capacité | 82 |
| 4.9 | Comportement non réversible du CVT (à vide, $C = 35\mu F$. (a) courbe $(V_{in} - V_{out})$; (b) courbe instantanée $(V_{in} - V_{out})$ | 83 |
| 4.10 | Performances du CVT. (a) Performances de surcharge; (b) Puissance maximale délivrée par la CVT | 84 |
| 4.11 | Réponse du CVT pour différent onde de tension d'entrée. (a) Tension riche en harmonique. (b) Tension d'un onduleur a MLI. (c) Tension d'un gradateur. (d) tension carrée. | 85 |
| 4.12 | Circuit de test avec gradateur | 86 |
| 4.13 | Résultats de tests expérimentaux sur un gradateur. (a) tension d'entrée et tension de sortie du CVT, (b) Spectres de tensions du gradateur et du CVT | 86 |
| 4.14 | Défaut de tension primaire pour une charge DC. (a) chute de tension de 30%; (b) perte de tension pour une période. | 87 |
| 4.15 | Défaut de tension primaire pour une charge AC. (a) chute de tension de 30%; (b) perte de tension pour une période. | 87 |
| 4.16 | Court circuit du CVT utilisé pour un fonctionnement en DC. (a) Tension primaire et tension de charge; (b) Courant de charge; (c) Courant primaire. | 88 |
| 4.17 | Distribution du champ en fonctionnement normal. (a) Densité magnétique $B(T)$; (b) Champ magnétique $H(A/m)$ | 89 |
| 4.18 | Court circuit du CVT utilisé pour un fonctionnement en DC résultats FE. (a) Tension primaire et tension de charge; (b) Courant de charge; (c) Courant primaire | 90 |
| 4.19 | Distribution du champ après court-circuit. (a) Densité magnétique $B(T)$; (b) Champ magnétique $H(A/m)$ | 90 |

| | | |
|------|---|-----|
| 5.1 | Variation de la réluctance de shunt en agissant sur (a) entrefer. (b) section du shunt | 94 |
| 5.2 | Model 3D du CVT, (a) Modèle complet (b) après application de la condition de symétrie | 95 |
| 5.3 | Empilement des tôles. | 96 |
| 5.4 | Caractéristique anhystérétique de matériau utilisé | 96 |
| 5.5 | Modèle de Co-simulation Simplorer-Maxwell pour le 1er CVT | 97 |
| 5.6 | Distribution de l'induction magnétique B dans le CVT | 97 |
| 5.7 | Résultats de paramétrage du 1er modèle du CVT, (a) caractéristiques $v_{in} - v_{out}$ pour une charge de 100%. (b) caractéristiques de surcharge. (c) (a) caractéristiques $v_{in} - v_{out}$ pour différentes charges. (d) tension de la capacité. (e) courant de la capacité (f) puissance de sortie en fonction de la charge. | 98 |
| 5.8 | Modèle de Co-simulation Simplorer-Maxwell pour le 1er CVT | 99 |
| 5.9 | Distribution de l'induction magnétique dans le CVT | 99 |
| 5.10 | Distribution de l'induction magnétique dans l'entrefer du shunt. (a) 1er CVT. (b) 2eme CVT. | 100 |
| 5.11 | Résultats de paramétrage du 2eme modèle du CVT, (a) caractéristiques $V_{in} - V_{out}$ pour une charge de 100%. (b) caractéristiques de surcharge. (c) (a) caractéristiques $V_{in} - V_{out}$ pour différentes charges. (d) tension de la capacité. (e) courant de la capacité (f) puissance de sortie en fonction de la charge. | 101 |
| 5.12 | Première conception du CVT (a) Position des enroulements et chemin de flux dans le CVT avec un laminage conventionnel «EI». (b) CVT physique. | 102 |
| 5.13 | Schéma des paramètres qui influencent le fonctionnement et les performances du CVT | 104 |
| 5.14 | Puissance de sortie en fonction de la charge et de la tension d'entrée | 104 |
| 5.15 | Augmentation de la puissance pour une plage de variation de la réluctance du shunt | 105 |
| 5.16 | Simulation paramétrique sur la variation de la réluctance du shunt. (a) courbe $(V_{in} - V_{out})$. (b) $(V_{in} - V_{out})$ pour 3 valeurs de réluctance shunt 0. (c) $(V_{in} - V_{out})$ lors de l'augmentation de la valeur de la capacité du condensateur. (d) $(V_{in} - V_{out})$ lors de l'augmentation du nombre de spires N_C | 106 |
| 5.17 | Valeur optimale du facteur de puissance par rapport à l'augmentation de la réluctance du shunt. (a) Sans augmenter ni le condensateur ni le nombre de spires N_C . (b) Avec augmentation de la valeur de la capacité du condensateur. (c) En augmentant le nombre de spires N_C | 107 |
| 5.18 | Deuxième CVT conçu (a) Position des enroulements et chemin de flux dans le deuxième CVT avec section de dérivation plus petite (b) CVT physique. | 108 |
| 5.19 | Comportement du modèle avec les deux CVT. (a) caractéristiques mesurées $(V_{in} - V_{out})$. (b) Puissance de sortie maximale des deux CVT à une tension d'entrée différente. | 109 |

Liste des tableaux

| | | |
|-----|---|-----|
| 2.1 | Paramètres de modèle d JA obtenus | 27 |
| 2.2 | Identification des paramètres du modèle | 33 |
| 2.3 | Erreur RMS entre les résultats expérimentaux et ceux du modèle électrique sous différents tests. | 42 |
| 3.1 | Paramètres du modèle d'hystérésis. | 48 |
| 3.2 | Paramètres du transformateur | 48 |
| 3.3 | Harmoniques d'ordre élevé et d'ordre inférieur en fonction des deux fréquences de base f_1 et f_2 | 58 |
| 3.4 | Exposants de Liapounov pour des systèmes connus | 65 |
| 4.1 | Paramètres du modèle. | 81 |
| 5.1 | Paramètres du CVT 1 | 103 |
| 5.2 | Paramètres du CVT 2 | 109 |

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Les transformateurs utilisés comme dispositifs électromagnétiques pour l'isolement et l'adaptation des niveaux de tension et de courant, ils peuvent faire l'objet de régulation de tension (cas des stabilisateur de la tension) [1–4] et de conception d'un nombre élevé de phases [5–9].

Les problèmes et les dangers causés quotidiennement par les surtensions au niveau des réseaux électriques poussent les chercheurs et les compagnies d'électricité, depuis une centaine d'années, à s'investir dans les phénomènes qui les engendrent pour la conception des protections convenables des équipements coûteux. Les transformateurs sont présents partout au niveau des réseaux électriques et sont susceptibles d'être touchés par un phénomène qui cause des surtensions dangereuses appelées : "la ferrorésonance". La présence d'un élément inductif non-linéaire et d'un système de capacité de lignes, de capacité de disjoncteur, ou de capacités utilisées pour la compensation de la chute de tension inductive dans un système de puissance avec une tension de fréquence fondamentale, risque de développer des grandeurs électriques avec des amplitudes élevées et des fréquences différentes de la fréquence de transmission.

Les transformateurs de puissance, les relais de protection, les transformateurs condensateurs de tension constituent les conditions nécessaires à la production de la ferrorésonance. Les transformateurs de tension utilisés pour les mesures sont plus sensibles à la ferrorésonance à cause des caractéristiques fortement inductives ainsi que le fonctionnement presque à vide de ces transformateurs. Les problèmes inhérents à la ferrorésonance rassemblent tous les effets de surtension transitoire et permanente, les problèmes de coordination d'isolement, l'échauffement des transformateurs, le vieillissement des huiles du transformateur, le mauvais fonctionnement des relais de protection, etc. Dans un tel phénomène, le transformateur peut être endommagé par les surintensités causées par les surtensions engendrées par la ferrorésonance. A partir d'un certain niveau de tension où le transformateur atteint la saturation, de légères augmentations en tension conduisent à des surintensités énormes. Le mode de ferrorésonance, en plus de l'amplitude des surintensités, apparaît à des effets, tels que :

- l'échauffement du circuit magnétique dû à la présence des fréquences élevées,
- le facteur des pertes harmoniques recommandé par IEEE [10] qui donne la capacité au transformateur de fournir des courants non-sinusoïdaux. Ce qui conduit à l'effet thermique sur le circuit magnétique même si le transformateur est désigné pour supporter des courants deux ou trois fois plus élevé que celui nominal.

Les études sur le phénomène de la ferrorésonance et les problèmes qui en résultent, sont apparues depuis 1900 à nos jours, [11–16]. La qualité d'analyse et de l'étude dépendent des moyens disponibles [11–16]. Les méthodes analytiques et

celles des graphes pour l'explication et l'approximation des résultats trouvés en pratique sont très utiles à l'époque où les moyens de calcul et les logiciels de simulation étaient moins développés. Les méthodes fréquentielles ont été utilisées pour l'identification du point de saut, lors de l'apparition de la ferroresonance [17–23]. La théorie de la dynamique non-linéaire est très utile pour le traitement des problèmes qui prennent en compte la non-linéarité du système [24–30] et l'analyse de la bifurcation [31–33].

Aujourd'hui, les études prennent un chemin basé sur les simulations numériques, les travaux sur l'hystérésis magnétique [34, 35] et la modélisation des transformateurs [36–39] qui donnent une approximation plus proche de la réalité des transformateurs. Ces études donnent la possibilité de conduire à une simulation numérique précise malgré la complexité du système et du circuit magnétique. Les modèles dynamiques sont plus convenables pour l'étude de la ferroresonance, mais la complexité d'implémentation de ces modèles nous oblige à passer à la simplification et la négligence de certains paramètres. Bien que la précision du modèle dépende de la géométrie du circuit magnétique, la prise en compte des pertes par courant de Foucault, des pertes par hystérésis, l'interaction magnétique et électrique entre les phases, les couplages entre les bobines, etc., il est possible d'atteindre de hautes performances notamment celles liées à la stabilisation de la tension.

La reconnaissance de la ferroresonance par les dispositifs de protection usuels (relais) en tant que problème de surtension reste très difficile. La protection, elle-même, peut être l'objet du phénomène, une fois que la ferroresonance ait lieu, le système continue de fonctionner sous régime de ferroresonance jusqu'à ce que la source devienne incapable de fournir l'énergie nécessaire. Les protections et les techniques d'atténuation existantes contrôlent l'effet de la ferroresonance, par action sur le secondaire du transformateur, avec insertion des circuits amortisseurs adéquats pour éliminer les oscillations dues à la ferroresonance. Cette technique assure la protection des appareils au secondaire des transformateurs (appareils de mesures, relais de protection) ainsi que leur fonctionnements. Quant à contrôler la ferroresonance du côté primaire, cela reste difficile puisqu'elle conduit à contrôler la cause de la ferroresonance. Mais si cela est possible, alors elle serait plus performante et plus économique, une fois l'élimination des oscillations et des surtensions est totale. Il faut s'assurer de pas charger les transformateurs de tension, garder la précision des mesures et éviter qu'il y est pertes d'énergie dues à la charge des transformateurs hors fonctionnement.

Le phénomène de la ferroresonance peut être utilisé comme avantage pour stabiliser la tension et éliminer les perturbations dans les circuits d'alimentation. Ceci peut être assuré par un Transformateur régulateur de tension appelé aussi Transformateur ferroresonant du terme anglais : "Constant Voltage Transformer (Abréviation CVT)" doit être distincte de celle de Capacitor Voltage Transformer qui est un dispositif de transformateur qui utilise un diviseur de tension capacitif à l'entrée du transformateur pour abaisser la tension. Le transformateur (CVT) peut-être l'objet d'étude des transformateurs ordinaires qui englobent généralement l'étude de l'hystérésis, la topologie du circuit magnétique et les connexions des phases et des bobines ainsi que les fuites magnétiques. Il peut être également l'objet d'étude du phénomène de la ferroresonance.

Nous avons organisé notre travail de recherche en cinq chapitres répartis comme suit :

Le premier chapitre traite de l'état de l'art sur la ferrorésonance dans lesquelles plusieurs techniques et méthodes ont été testées notamment en identification sur les phénomènes de la ferrorésonance. Un accent est mis sur les avantages et inconvénients en rapport avec les disponibilités des moyens d'étude.

Le deuxième chapitre présente le défaut de la ferrorésonance dans les transformateurs triphasés. Les effets de la ferrorésonance sur l'alliage de fer amorphe se sont révélés être plus nocifs que sur l'acier à grain-orienté Si-steel [40]. Il faut dire que lors de la ferrorésonance, une asymétrie peut être produite dans la formation du cycle d'hystérésis qui passe par des cycles mineures asymétriques. Toutes les techniques et méthodes sont utilisées pour comprendre la ferrorésonance afin de concevoir un mécanisme approprié permettant l'atténuation de la ferrorésonance [41, 42].

Le troisième chapitre présente la mise en évidence de l'impact de la prise en compte des courants de Foucault dans un modèle de transformateur. Les tests de la ferrorésonance montrent que lorsqu'on tient compte de l'effet du courant de Foucault, le modèle réagit mieux et est proche du transformateur réel. Ainsi, la ferrorésonance est étudiée en considérant un facteur qui affecte la formation du cycle d'hystérésis lorsque la valeur crête de l'induction change. La formation d'hystérésis a également un impact important sur le phénomène de ferrorésonance. Le comportement du modèle aux points critiques (point de saut) a été prouvé dans cette étude. Un tel modèle peut être exploité dans la simulation des convertisseurs électroniques de puissance car il est capable de se comporter correctement sous une tension non-sinusoidale.

Le quatrième chapitre a trait à la modélisation du transformateur Ferrorésonant. Nous visons, dans ce chapitre, à élaborer un modèle magnétique topologique du CVT qui prend en compte les paramètres géométriques et électromagnétiques que sont : l'entrefer, la valeur de la capacité, les caractéristiques magnétiques et le nombre de spires des enroulements du condensateur. Ce qui donne la possibilité de faire varier les paramètres afin d'obtenir une meilleure puissance de sortie, un très bon rendement, une régulation de la tension et un facteur de puissance élevé. En d'autres termes, cela permet de rechercher une conception optimale du CVT.

Cependant, l'apparition de la ferrorésonance n'est pas toujours considérée comme un défaut où les transformateurs à tension constante (CVT) ont leur fonction basée sur la ferrorésonance [1, 2, 43, 44]. Dans ce type de régulateur, la ferrorésonance met en saturation profonde la partie du noyau où existe l'enroulement secondaire.

Le cinquième et dernier chapitre traite de la conception du CVT. La recherche d'une conception optimale du CVT permet d'augmenter le rapport Puissance/Volume pour le rendre apte à être utilisé dans des applications notamment aéroportées. Cependant, sa fonction de limitation de la puissance de sortie offre une protection contre le défaut de court-circuit.

Chapitre 1

ÉTAT DE L'ART SUR LA FERRORESONANCE

1.1 Introduction

Le phénomène de la ferroresonance a été largement traité au cours de ces dernières années, [24–27, 30, 33, 45–49]. Plusieurs techniques ont été testées notamment en identification sur les phénomènes de la ferroresonance [28, 32, 33, 50–52]. Ces techniques présentent des avantages et des inconvénients en rapport avec la disponibilité des moyens d'étude. Les méthodes graphiques ont disparu de nos jours et les méthodes analytiques sont bien moins utilisées, par contre la simulation numérique et par éléments finis (EF) sont devenus un moyen efficace, précis et moins coûteux. Cependant, d'autres techniques existent telles que, la dynamique non-linéaire qui est toujours introduite dans les études sur la ferroresonance et les phénomènes non-linéaires, à cause de leur fiabilité dans le traitement du phénomène. Ce chapitre tente de donner un aperçu sur les techniques utilisées pour traiter la ferroresonance depuis l'an 1900 à ce jour, en citant les travaux les plus éminents pour chaque méthode.

1.2 Méthode graphiques

Partons de la première fois où le mot "ferroresonance" a été utilisé par P. Bouche-rot dans une étude sur les "surtensions provoquées par les câbles armés", l'auteur a défini la ferroresonance comme étant un phénomène de résonance complexe qui apparaît lorsque la self-inductance est développée dans une bobine contenant du fer [11]. Le même auteur a développé un article en 1921 sur la ferroresonance [12], où il a utilisé une méthode graphique, lors des tests effectués au laboratoire, pour donner une explication physique aux régimes de fonctionnement ferroresonants (régime des courants forts et régime des courants faibles). Entre ces deux régimes, il y a une transition brusque correspondant à un changement très important de l'amplitude du courant. C'est la variation brusque du régime de faible courant vers le régime de fort courant ou l'inverse qui peut avoir lieu dans un intervalle de courant pour des valeurs définies par les paramètres du circuit. Les deux points limitant l'intervalle sont stables et sont les points qui donnent la possibilité d'avoir une variation rapide de l'amplitude du courant. Le choix des deux points correspondant au régime stable est justifié par Margand [13]. Le raisonnement adopté est le suivant.

Considérons, dans un circuit non-linéaire RLC, une excitation sinusoïdale, le courant électrique étant également supposé sinusoïdal, l'équation du circuit s'écrit :

$$E = RI + jXI \quad (1.1)$$

En valeur efficace,

$$E^2 = R^2 I^2 + \left(L\omega I - \frac{I}{C\omega} \right)^2 \quad (1.2)$$

Bien que la tension dans l'inducteur possède une caractéristique non linéaire donc, $L\omega I$ peut être remplacé par $U_l = f(I)$, qui représente la caractéristique magnétique de l'inducteur, Fig.1.1a. Le courant dans le circuit est donné par :

$$R^2 I^2 = E^2 - (\Psi(I))^2 \quad (1.3)$$

Avec :

$$(\Psi(I))^2 = \left(f(I) - \frac{I}{C\omega} \right)^2$$

On suppose une augmentation du courant I de ΔI en amplitude, ceci entraîne une augmentation de la quantité $(\Psi(I))^2$ en valeur absolue hors les deux points 1 et 2, Fig.1.1a. Donc le terme $(R^2 I^2)$ diminue selon l'Eq.1.3. La variation du courant I est en contradiction à la variation qui a été supposée. Ceci est en faveur de la stabilité. Par contre, dans la portion entre les points 1 et 2, la quantité $(\Psi(I))^2$ diminue sous ces conditions, le courant tend à croître, ce qui caractérise cette partie comme instable. Cette règle de stabilité basée sur l'effet global de la quantité $(\Psi(I))^2$ et qui ne tient pas compte du signe est discutée en [14]. L'auteur propose une correction pour amener les résultats de ce raisonnement théorique à s'accorder à ceux obtenus expérimentalement. La solution graphique est donnée par l'Eq.1.4.

$$f(I) = \pm \sqrt{E^2 - (RI)^2} + \frac{I}{C\omega} \quad (1.4)$$

Le terme $\pm \sqrt{E^2 - (RI)^2}$ représente une ellipse Fig.1.1b.

Pour des variations de la capacité, les points stables gardent leur nature dans tout leur intervalle d'existence, le point 2' est un point instable en considérant la Fig.1.1b, appliquant la règle d'Eq.1.2 qui est un point stable. Une discussion des résultats expérimentaux comparés à ceux théoriques, montre l'utilité du circuit ferromagnétique dans les relais et les problèmes de contrôle.

1.3 Méthodes analytiques

Le traitement analytique d'un circuit électrique linéaire s'effectue à partir de l'établissement des équations différentielles linéaires utilisant les lois connues des circuits électriques, la variable indépendante t est prise en compte. La résolution d'un tel système non autonome permet de donner la variation des grandeurs électriques en fonction du temps, et l'influence des différents paramètres du circuit. La solution est la somme de deux parties, à savoir :

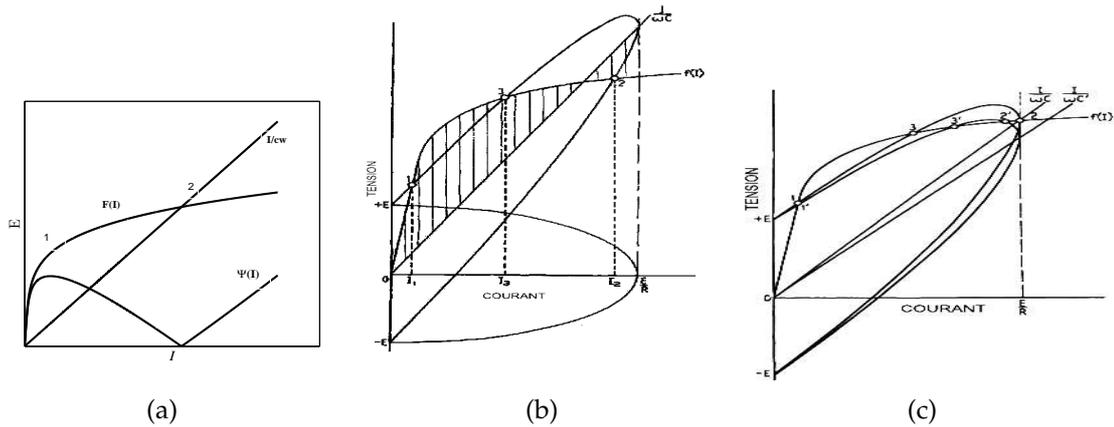


FIGURE 1.1 – Méthode graphique utilisée pour identifier la région d'instabilité

- Une solution complémentaire dépendant des conditions initiales donne le régime transitoire du système. La présence d'un élément amortisseur (résistance) rend le circuit dissipatif et la solution complémentaire disparaît après un moment.
- La deuxième partie est une intégrale particulière donnant le régime permanent totalement indépendant des conditions initiales.

Lors de la présence des éléments non linéaires dans le circuit, le système devient très compliqué à intégrer analytiquement. Un circuit de base qui peut engendrer la ferrorésonance est une mise en série d'une capacité et d'une inductance non-linéaire, alimentées par une source de tension alternative, Fig.1.2a. La résistance est un élément intrinsèque, il s'agit d'un circuit de Ferrorésonance série et, d'autres possibilités de circuits peuvent exister Fig.1.2b. Il s'agit de la ferrorésonance parallèle qui représente le cas d'un transformateur alimenté via une ligne très longue. L'équation différentielle qui traduit le circuit, Fig.1.2b, est non-linéaire et de second ordre. La séparation de la solution en deux parties n'est plus valable et la solution à tout instant dépend de l'état initial du circuit. La caractéristique $(\Psi - i)$ de la bobine est approximée en Fig.1.2c. La méthode "step by step" utilisée en [15] a pour but de calculer le régime sous-harmonique produit dans un circuit RLC dans un domaine temporel. Elle sert à analyser l'équation différentielle pour trouver la solution dans un intervalle où la caractéristique $(\Psi - i)$ est dans la partie linéaire et ensuite, utiliser la formule de récurrence pour approximer la solution dans la deuxième partie de la caractéristique $(\Psi - i)$.

$$\frac{d\Psi}{dt} + \frac{1}{C} \int i dt = E \sin(t) \tag{1.5}$$

La résistance est supposée négligeable, l'équation ci-dessous donne la solution avec K constant dépendante des conditions initiales, durant le fonctionnement sur la partie linéaire de la caractéristique $(\Psi - i)$, le courant i est négligé donc $\frac{1}{C} \int \int i dt^2$ est négligé. D'où,

$$\Psi = -E \cdot \cos(t) - \frac{1}{C} \int \int i dt^2 + K \tag{1.6}$$

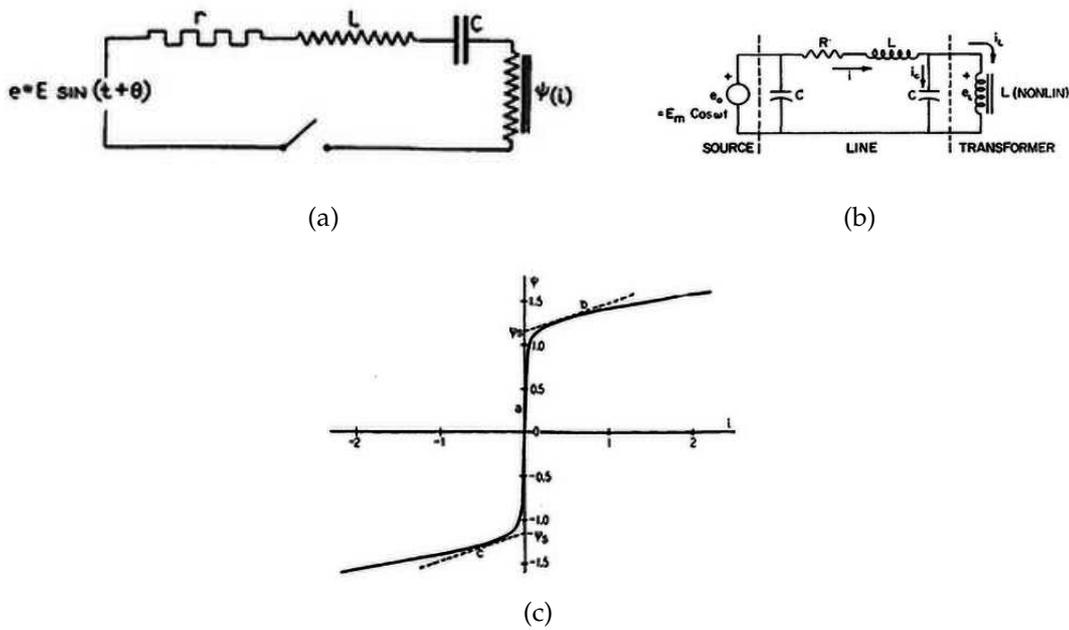


FIGURE 1.2 – (a) circuit ferroresonant série (b) circuit ferroresonant parallèle (c) caractéristique de saturation [15]

La solution est donnée par $\Psi = -E \cdot \cos(t) + K$, en fonctionnement saturable la caractéristique $(\Psi - i)$ est approximée par une droite de pente L . L'utilisation de cette méthode permet l'approximation du signal en régime sous-harmonique et donne une explication comment le régime sous-harmonique peut se produire dans un circuit RLC non-linéaire.

1.4 Méthodes fréquentielles

Les travaux antérieurs ont tous eu recours à une approche analytique dans un domaine fréquentiel. La méthode de description incrémentale (i.d) est un moyen approprié pour de telles analyses, les détails de la théorie sont donnés dans [17]. Dans [18], Swift a utilisé cette méthode en tenant compte de la non-linéarité, la méthode est appliquée à différents circuits de configurations avec un élément non-linéaire et une source de tension. Le diagramme bloc commun représente le circuit destiné à l'étude dans le domaine fréquentiel, illustré à la Fig.1.3a. Les deux fonctions de transfert $G_0(s)$ et $G(s)$ représentent l'élément linéaire du circuit, Fig.1.3b, et N est la caractéristique de transfert non-linéaire, c'est-à-dire :

$$G_0(s) = \frac{1}{s(s^2LC + sRC + 1)} \tag{1.7}$$

$$G(s) = \frac{R + sL}{s(s^2LC + sRC + 1)} \tag{1.8}$$

$$i = a_1\Psi + a_2\Psi^n \tag{1.9}$$

Avec : $s = j\omega$

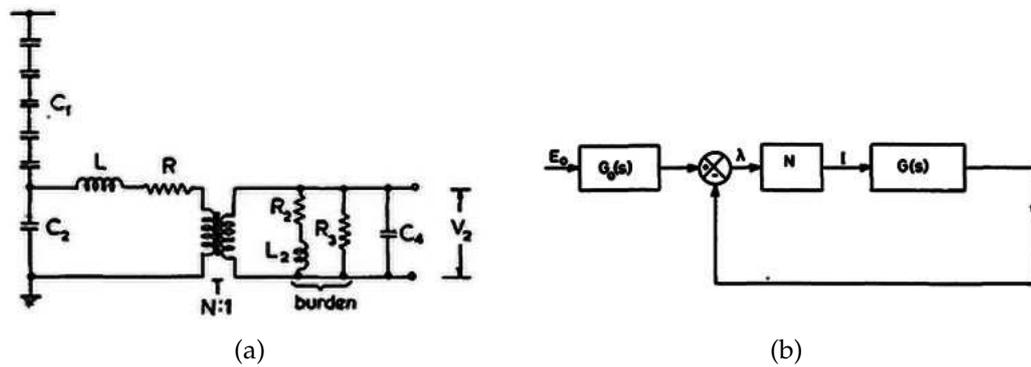


FIGURE 1.3 – Situation de ferrorésonance dans le transformateur condensateur de tension [19]

La caractéristique non-linéaire ($\Psi - i$) a été approximée selon l'Eq.1.9. Une limitation à "une entrée" et à "une non-linéarité" limite le type de problème pouvant être analysé par cette méthode à un système monophasé, ou passant à l'approximation monophasée, pour les systèmes polyphasés. Cette analyse spécifie l'amplitude de la tension d'entrée qui fera que le circuit saute dans la ferrorésonance pour des valeurs de L , C et R données.

Kothari, [19], a mis au point une méthode analytique utilisant la fonction de description à double entrée (d.i.d.f) [22] pour déterminer l'amplitude de l'oscillation dans quatre situations pouvant donner lieu à la ferrorésonance dans un transformateur diviseur de tension capacitif Fig.1.3a. Le système inclut un système de transmission compensé, un système de distribution et des lignes de transmission non compensées. Une Méthode itérative utilisant (i.d.f) appliquée à un circuit monophasé [20], peut être appliquée à un système triphasé sans passer par l'approximation monophasée. De plus, la méthode a l'avantage de calculer plus d'une fréquence.

Une approche hybride combinant la fonction de description dans le domaine fréquentiel (d.f) et la fonction de description à double entrée (d.i.d.f) utilisée dans [21] pour un système triphasé, consiste en un circuit d'alimentation du transformateur, Fig.1.4a, pour déterminer la susceptibilité du système d'alimentation au phénomène de saut en ferrorésonance, à la fréquence fondamentale et au sous-harmonique d'ordre n .

La méthode de la fonction descriptive utilisée dans [20, 21] est accompagnée d'un calcul numérique par ordinateur, qui est en fait, une méthode puissante pour traiter le système triphasé, bien que la méthode (d.f) puisse être appliquée à un système triphasé comme dans la réf. [22]. Le même circuit de la Fig.1.4a a été analysé sous la forme d'un schéma fonctionnel complet, en tenant compte de l'interaction des courants de la bobine et des flux de base, Fig.1.4b. Ce schéma est adapté au calcul numérique.

L'analyse dans le domaine fréquentiel est moins appropriée pour le traitement des modes ferrorésonants compliqués pouvant être produits dans un système, tel que le quasi-périodique et le chaotique. La configuration du système électrique fait également obstacle à la méthode d.f pour établir un schéma fonctionnel approprié. De plus, cela ne nous permet pas de prédire la distorsion de la forme d'onde due à la ferrorésonance.

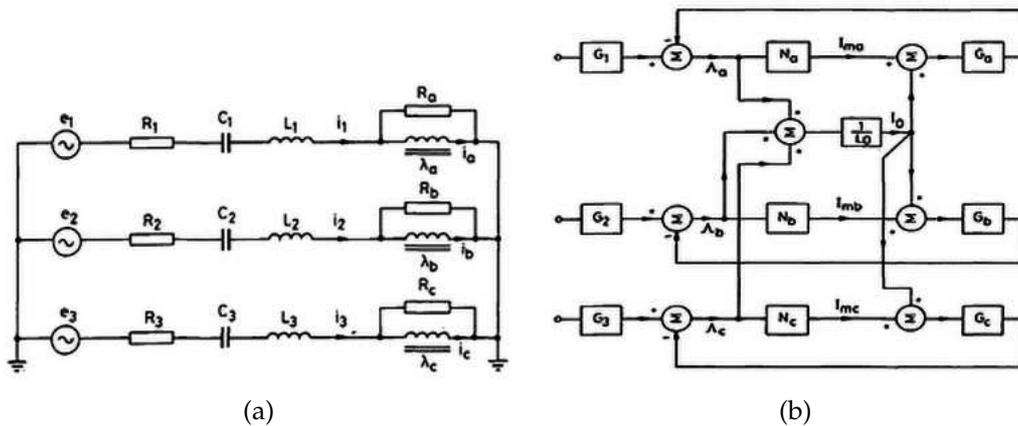


FIGURE 1.4 – (a) système de ferroresonance triphasé (b) modèle en schéma block [22]

L'approche analytique permet de donner une solution périodique approximative d'équations différentielles non-linéaires, par plusieurs méthodes : la méthode de **l'équilibrage des harmoniques** (Harmonic balance method), la méthode de **d'expansion des paramètres** (parameter expansion) et la méthode de **calcul de la moyenne** (averaging method). Toutes ces méthodes et bien d'autres sont utilisées pour résoudre les problèmes d'équations différentielles non-linéaires. La méthode de l'équilibrage des harmoniques est basée sur la série de Fourier pour la détermination des coefficients pour différentes harmoniques et leur fréquence angulaire. L'avantage de la méthode de l'équilibrage des harmoniques sur les autres méthodes utilisées pour les problèmes non-linéaires est qu'elle peut être appliquée à des problèmes oscillatoires non-linéaires pour lesquels les termes non-linéaires ne sont pas petits, c'est-à-dire qu'il n'existe aucun paramètre de perturbation.

L'application de la méthode de l'équilibrage des harmoniques au problème de la ferroresonance consiste à supposer une solution sous forme de somme d'harmoniques selon l'approximation, puis de calculer l'amplitude et la fréquence angulaire de différents harmoniques. Pour la première approximation, la solution prend la forme de $A \cos(\omega t)$ tandis que pour la deuxième approximation elle consiste en deux harmoniques sous la forme de : $A_1 \cos(\omega t) + A_2 \cos(2\omega t)$. La méthode de l'équilibrage des harmoniques a été utilisée dans le problème de la ferroresonance par de nombreux auteurs [53], il est possible d'établir un diagramme de bifurcation qui spécifie la zone de ferroresonance et la zone de fonctionnement normal en fonction des paramètres du système.

1.5 Dynamique non linéaire

L'application de la théorie de la dynamique non-linéaire pour l'étude de la ferroresonance a été largement utilisée dans plusieurs travaux [24–30]. Comme exemple le diagramme de plan de phase d'un system non-linéaire peut avoir différentes formes selon le mode d'oscillations du système. En général, une étude de la ferroresonance avec dynamique non-linéaire rassemble :

1. L'identification des modes d'oscillations à l'aide du plan de phase, du diagramme de bifurcation et de la section de point carré.
2. L'étude de l'effet des conditions initiales sur les modes et la stabilité des modes également à travers le bassin d'attraction.

L'étude de la ferrorésonance dans un système formé d'un transformateur monophasé avec capacité série et parallèle, alimenté par une source de tension sinusoïdale, peut donner tous les régimes ferrorésonants du fonctionnement normal jusqu'au mode chaotique.

Le diagramme du plan de phase qui représente le mode ferrorésonant quasi-périodique est donné en Fig.1.5a, Le mode chaotique en Fig.1.5b. La Figure 1.5c présente la section de Poincaré du mode chaotique. Il rassemble un nuage de points qui prouvent la non-répétitivité de la trajectoire.

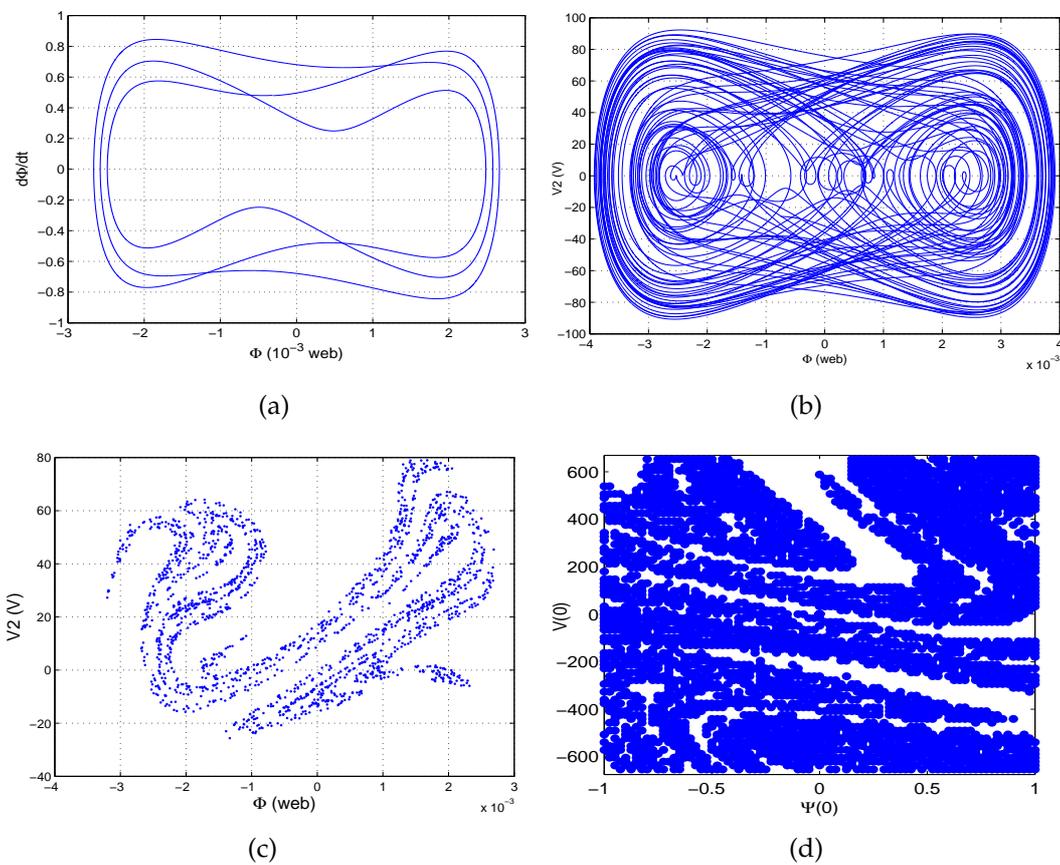


FIGURE 1.5 – (a) Plan de phase d'un mode quasi-périodique (b) Plan de phase d'un mode chaotique (c) Section de Poincaré du mode chaotique (d) Bassin d'attraction

La Figure.1.5d donne le bassin d'attraction pour les solutions non périodiques. Donc les conditions initiales relatives au flux et à la tension initiale donnent des oscillations non périodiques tandis que d'autres donnent des oscillations périodiques.

1.6 Simulation numérique

La simulation numérique, actuellement, couvre la majorité des études sur le régime transitoire et les défauts des transformateurs [45, 48, 54, 55]. Elle sert à établir des modèles numériques des transformateurs pour simuler différents défauts et les transitoires sur les transformateurs dans les réseaux électriques. Les modèles sont généralement dérivés directement du circuit magnétique basés sur le principe de la dualité. L'utilisation des méthodes de dynamique non-linéaire est en général associée à la simulation numérique pour identifier les modes ferrorésonants, ou bien associée à l'analyse du spectre des grandeurs électriques (tension et courant).

Les techniques d'identification des modes ferrorésonants varient avec la simplicité et la capacité pour l'identifier. Avec le diagramme du plan de phase, il est difficile de distinguer entre les modes quasi-périodiques et les modes sous-harmoniques puisque les deux modes ont une trajectoire qui se referme après un nombre fini de périodes.

1.7 Conclusion

Toutes les méthodes et techniques présentées pour l'identification des modes ferrorésonants servent principalement à éviter, lors de l'implémentation d'un système électrique, de tomber sur ces défauts. Elles servent également à concevoir des protections convenables. La reconnaissance de la ferrorésonance par des appareils de protection n'est pas facile, par contre ces appareils de protection peuvent reconnaître la ferrorésonance en tant que surtension ou surintensité. Ils peuvent également mesurer le taux d'harmoniques dans les signaux électriques. Mais la ferrorésonance peut différer les perturbations transitoires puisqu'elle se caractérise par des oscillations durables.

Chapitre 2

MODÉLISATION DES TRANSFORMATEURS

2.1 Introduction

La considération de la ferroresonance en tant que phénomène qui se produit durant un défaut conduit à effectuer des études pour son identification ainsi que le développement de protections adéquates. Puisque la ferroresonance se produit en général en présence des transformateurs (cas des inductances saturables), alors la modélisation du transformateur devient obligatoire pour l'étude du phénomène de la ferroresonance.

La modélisation, la conception et l'optimisation du transformateur de puissance ont fait l'objet d'un grand nombre de travaux publiés durant ces dernières années [56–58]. Le transformateur triphasé asymétrique est le transformateur le plus utilisé dans les réseaux électriques. Ces transformateurs peuvent être sujets à différentes perturbations transitoires sur le réseau électrique, ce qui peut mettre gravement en péril leur fonctionnalité et leur durée de vie. La prédiction de ces perturbations transitoires par un modèle de transformateur approprié donne une bonne image du danger auquel le transformateur peut être soumis en réalité. Par conséquent, une protection doit être conçue en fonction du niveau de risque. Ces problèmes donnent une bonne raison de prospecter dans la recherche d'un modèle pouvant représenter fidèlement le transformateur physique à n'importe quelle fréquence. Cependant, un tel modèle n'existe pas, ou à défaut trouver un modèle capable de répondre à une large bande de fréquence.

Certains auteurs ont utilisé différentes techniques, notamment l'analyse dans le domaine fréquentiel [57] pour prédire la magnétisation et le courant d'appel. Aussi la modélisation du courant d'appel dans les transformateurs est basée sur des algorithmes d'optimisation et utilisent le modèle d'hystérésis de Jile Atherton. La méthode des éléments finis (FEM), est utilisée en 2D [58] et en 3D [59, 60] pour montrer l'impact du courant d'appel et du courant de court-circuit sur la contrainte mécanique du transformateur. L'inconvénient de cette méthode FEM est qu'elle est coûteuse en terme de temps de calcul lors de l'analyse des transitoires électromagnétiques. Cependant, la modélisation dynamique offre la possibilité de prendre en compte la dépendance de la fréquence. Dans [61], l'auteur présente le modèle existant utilisé pour les basses et moyennes fréquences, soit en passant par un circuit équivalent électrique, soit en utilisant un modèle topologique. Ce type de modélisation est plus précis car il a une base physique; il considère le couplage à la fois

magnétique et électrique et prend en compte la géométrie du noyau magnétique, [62, 63].

Les modèles déduits de la topologie du transformateur et les relations mathématiques du modèle en π et celles du modèle en T ont été bien expliquées dans la référence [64]. L'auteur propose un modèle du flux de fuite couplé pour surmonter certains problèmes liés aux modèles topologiques. Les modèles des transformateurs basés sur le principe de la dualité ont été utilisés, soit par convertir un circuit magnétique en circuit électrique équivalent [65] soit directement à partir de la géométrie du noyau [66]. Dans la référence [67], un modèle de transformateur asymétrique triphasé est proposé dans lequel l'estimation des paramètres est obtenue à partir des mesures. Une étude comparative des méthodes précédentes est discutée dans [66] et [68] montrant les avantages et les inconvénients de chaque modèle.

Le processus pour une modélisation précise du transformateur consiste à prendre en compte l'effet de la géométrie et le comportement magnétique des matériaux. La modélisation de l'hystérésis magnétique considère les pertes par hystérésis, les pertes par courants de Foucault et autres pertes... ; c'est une étape importante pour effectuer une analyse transitoire [42, 46, 69]. L'interaction entre les flux magnétiques, la complexité géométrique du circuit magnétique, la prise en compte du flux de fuite et du couplage électrique entre les différentes phases sont également considérés dans le processus de modélisation [70].

L'évaluation de la dynamique du modèle est capitale pour la modélisation, car elle fournit le taux de précision et montre si le modèle traduit fidèlement le comportement d'un transformateur réel en cas de perturbations transitoires. Le courant à vide, le courant d'appel et la ferrorésonance sont des bons tests pour évaluer l'hystérésis et la saturation. Le biais du courant continu causé par les phénomènes des courants induits géomagnétiques (GIC) crée une composante continue dans le courant magnétisant. L'étude des GICs a été effectuée à l'aide d'un modèle topologique [71] d'un transformateur triphasé à cinq branches. L'effet de ce courant sur les transformateurs a également été étudié à l'aide des éléments finis (FEM) et du circuit électrique équivalent [72–74].

L'objet dans ce chapitre est d'élaborer une procédure claire pour déduire un modèle électrique du transformateur triphasé asymétrique avec des circuits équivalents de chaque phase du transformateur. Ces circuits de chaque phase donnent l'équivalence du transformateur tel qu'il est vu par différents enroulements de phase. Le comportement du transformateur peut être prédit par ces trois circuits pour des conditions à vide ainsi que le courant d'appel. Cependant, pour d'autres conditions de défaut tel que la ferrorésonance, un couplage entre le circuit de phase est nécessaire. L'élaboration du circuit équivalent de chaque phase est effectuée en utilisant les mesures de deux cycles d'hystérésis. Les cycles d'hystérésis sont modélisés par un circuit équivalent élémentaire. Ensuite, les circuits qui représentent chaque phase sont couplés pour obtenir le modèle électrique total du transformateur triphasé asymétrique.

Les cycles d'hystérésis peuvent être représentés par un modèle statique ou dynamique, ou encore par un circuit équivalent où la caractéristique non linéaire ($\Psi - i$) est modélisée par une forme polynomiale. La simulation du comportement d'un transformateur triphasé peut être réalisée en résolvant les équations mathématiques sous le code Matlab. Il est également plus sophistiqué de mettre en œuvre un schéma

électrique en utilisant EMTP Works (ElectroMagnetic Transient Program). Les résultats obtenus sont comparés à ceux expérimentaux sous les conditions à vide et en charge : Courant à vide, Courant d'appel, Ferrorésonance et Charge déséquilibrée.

2.2 Modèle des éléments inductifs non linéaire

La modélisation des transformateurs dépend généralement du nombre de phase, de la géométrie du circuit magnétique et du couplage. Lorsque la non-linéarité du circuit magnétique est prise en compte alors l'hystérésis du comportement du matériau, les courants de Foucault et les différents effets de saturation traduisent le modèle. Les pertes dues aux courants de Foucault dépendent de la fréquence et de l'induction. Plusieurs modèles d'hystérésis considèrent la dépendance en fréquence des pertes par courant de Foucault [34, 35]. Quelques résultats obtenus dans la référence [75] présentent la dépendance des pertes par courant de Foucault sur l'induction dans le matériau ferromagnétique.

2.2.1 Modèles d'hystérésis

Le modèle électromagnétique rassemble deux parties, à savoir :

- Partie électrique ou la source de tension dans les bobines où le flux se produit.
- Partie magnétique, c'est le milieu où le flux est créé par la bobine.

La modélisation de cycle d'hystérésis est une partie très importante dans la modélisation des transformateurs. A cet effet, on peut citer plusieurs modèles existants tels que : le modèle de Jiles/Atherton [34], le modèle de Priesach [76], le modèle de Tellinen [35]...etc.

Dans le modèle de Jiles/Atherton qui est considéré à la base comme modèle physique, plusieurs améliorations ont été apportées [77]. Le modèle de Jiles/Atherton inverse est le plus utilisé puisqu'il représente le cas des transformateurs où, à partir de l'induction (B) on calcule le champ magnétique (H). Les paramètres mesurés de ce modèle donnent, en général, des résultats moins précis. Ce qui impose d'utiliser des méthodes d'optimisation. Le modèle a besoin de cinq paramètres nommés A, Ms, c, k et Alpha, ces paramètres permettent d'obtenir des cycles d'hystérésis avec différentes formes. Il s'agit de la droite de la partie linéaire et de la pente de la saturation. Malgré des niveaux de tension différents le cycle d'hystérésis généré par le modèle possède cinq paramètres mais peut ne pas répondre correctement à la variation réelle du cycle d'hystérésis puisque ces cinq paramètres sont déterminés et optimisés pour une tension nominale. Une amélioration du modèle de Jiles/Atherton considère les paramètres du modèle variant en fonction du champ H où le facteur k est pris comme variable en fonction du champ H, [77]. En principe le facteur k contrôle la variation de la largeur du cycle ou bien le champ coercitif. C'est ce qui se passe, exactement, lorsque le niveau de tension appliquée change. L'expression du facteur k est donnée en Eq.2.1

$$k = k_0 e^{(-H^2/2\sigma^2)} \quad (2.1)$$

2.2.1.1 Modification sur le modèle de Jiles/Atherton

La variation du niveau de tension dans un transformateur implique la variation du pic d'induction. Lorsque le niveau de tension varie, l'erreur du modèle apparaît dans le champ coercitif. Donc, il faut introduire un autre paramètre qui tiendrait compte de cette variation du niveau de tension pour corriger ce problème. Le facteur σ est considéré dans l'équation 2.2.

$$H = H_0 + \sigma \frac{dB}{dt} \quad (2.2)$$

Les équations du modèle :

$$\frac{dM}{dB} = \frac{(1-c) \frac{dM_{irr}}{dB_e} + \frac{c}{\mu_0} \frac{dM_{an}}{dH_e}}{1 + \mu_0(1-c)(1-\alpha) \frac{dM_{irr}}{dB_e} + c(1-\alpha) \frac{dM_{an}}{dH_e}} \quad (2.3)$$

En cas ou il y a pas de pertes d'hysteresis la magnétisation suivre la courbe anhystérétique donnée par :

$$M_{an} = M_s \left(\coth \frac{H_e}{a} - \frac{a}{H_e} \right) \quad (2.4)$$

La dérivation de M_{an} par rapport au champs effective H_e est :

$$\frac{dM_{an}}{dH_e} = \frac{M_s}{a} \left(2 - \coth^2 \frac{H_e}{a} + \left(\frac{a}{H_e} \right)^2 \right) \quad (2.5)$$

Avec le champ effective H_e donné par :

$$H_e = H + \alpha M \quad (2.6)$$

$$\frac{dM_{irr}}{dB_e} = \frac{M_{an} - M_{irr}}{\mu_0 k \delta} \quad (2.7)$$

Avec M_{irr} : le composant de magnétisation irréversible,
 $\delta = +1$ pour $dH/dt > 0$, 0 et -1 pour $dH/dt < 0$. les densités de champ effectives B_e et B sont données par

$$B_e = \mu_0 H_e \quad (2.8)$$

$$B = \mu_0 (H + M) \quad (2.9)$$

Les paramètres a, α, c, k , et M_s doivent être déterminés

2.2.1.2 Optimisation des paramètres par les algorithmes génétiques

Un algorithme d'optimisation est implémenté utilisant un codage réel. Les équations du modèle de Jile/Atherton sont utilisées pour minimiser l'erreur entre les cycles d'hystérésis mesurés et celui calculés. Les cycle sont mesurés selon le schéma du Fig.2.1

Les étapes suivies sont connues dans les algorithmes génétiques : création de population initiale, sélection de meilleurs individus, création de nouveaux individus (par croisement), mutation, et obtention de nouvelle population. La méthode de sélection utilisée est la sélection du tournoi (in english "tournament selection") [78], où un nombre aléatoire d'individus est sélectionné dans la population pour faire le croisement Fig.2.2.

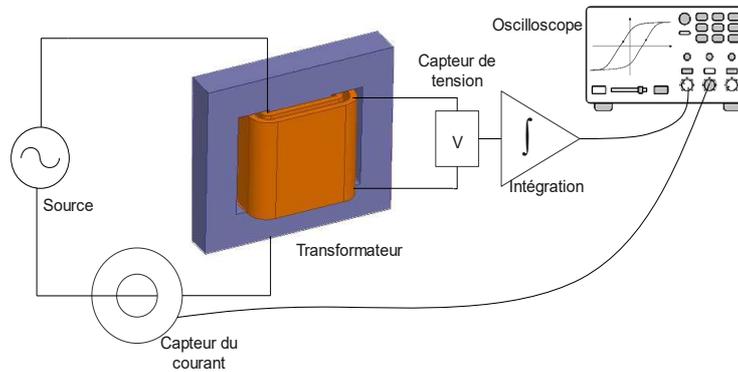


FIGURE 2.1 – schéma du banc d'essai pour tirer les cycles d'hystérésis

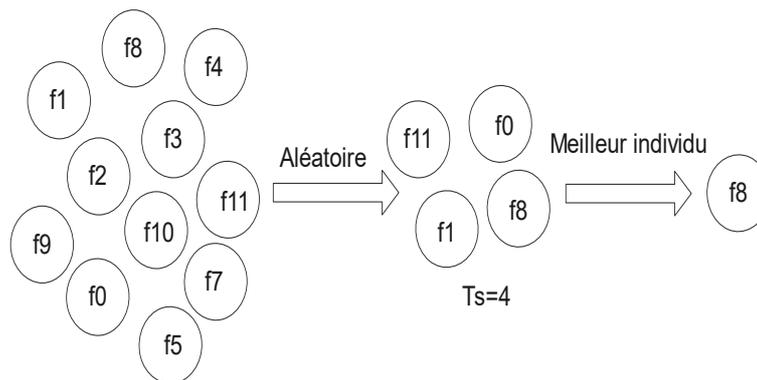


FIGURE 2.2 – Stratégie de sélection des individus avec mécanisme de sélection du tournoi

La convergence de l'erreur en fonction du nombre de générations est plus rapide. Elle est minimale pour le cas du modèle modifié par le facteur σ comme illustré sur la Fig.2.3.

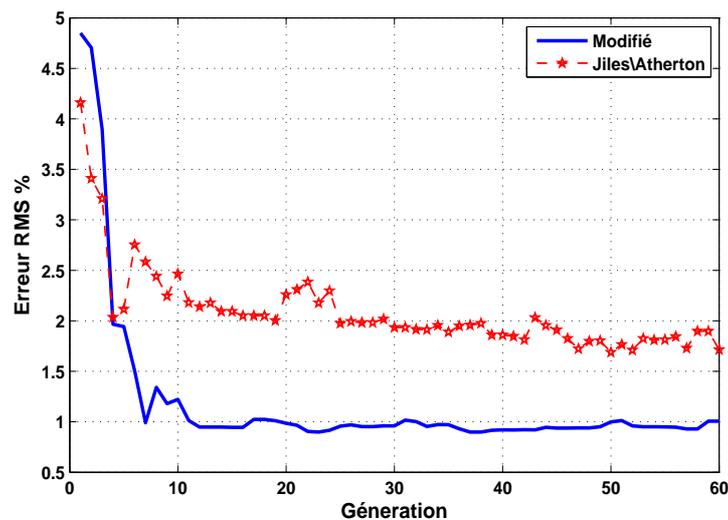


FIGURE 2.3 – Minimisation de l'erreur efficace en fonction du nombre de générations pour les deux modèles, avec σ et sans σ .

La considération du coefficient σ pour prendre en compte la dépendance des pertes fer dues au pic de l'induction rend le modèle d'hystérésis plus précis. Le test s'effectue à partir de comparaison entre les courants à vide à des niveaux de tension différents. Sur la Fig.2.4 les courants à vide du modèle avec σ sont plus proches des résultats expérimentaux qu'avec ceux du modèle sans σ . Les paramètres du modèle optimisés par les algorithmes génétiques sont présentés au Tab.2.1.

TABLE 2.1 – Paramètres de modèle d JA obtenus

| Paramètres | | Valeurs |
|------------|---------------------------------------|-------------|
| A | Comportement Anhysteretic | 567.1740 |
| Ms | Saturation magnétique | 1.4270e+006 |
| K | Pertes irréversibles | 255.3107 |
| C | Proportions réversibles/irréversibles | 0.6479 |
| Alpha | Champ effectif | 0.0012 |
| σ | Pertes par courant de Foucault | 0.19 |

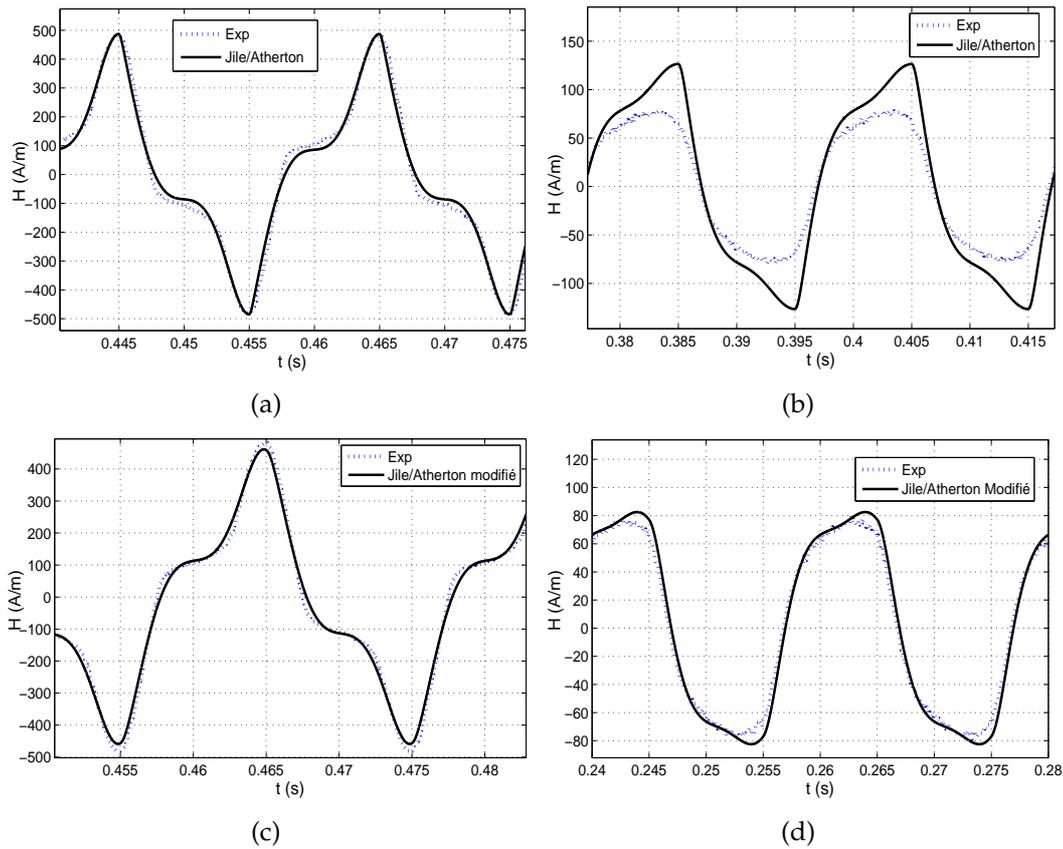


FIGURE 2.4 – Courant de magnétisation du transformateur à deux niveaux de tension expérimentale et simulée pour les deux modèles (a) sans σ et (b) avec σ

2.3 Élaboration du modèle électrique du transformateur triphasé asymétrique

Nous élaborons le modèle électrique du transformateur triphasé asymétrique en tenant compte du comportement non linéaire du transformateur.

2.3.1 Mesures des caractéristiques magnétiques du transformateur triphasé asymétrique

La caractéristique $(\Psi - i)$ de chaque colonne du transformateur asymétrique peut être obtenue en utilisant le test présenté en [79]. Dans ce test expérimental, on alimente les deux bobines primaires de deux phases en antiparallèle par une tension sinusoïdale. Pour obtenir les caractéristiques de la première et de la deuxième phase, on alimente par une tension sinusoïdale la phase A et la phase B, Fig.2.5a. Dans ce cas, le flux dans la troisième colonne est pratiquement nul. Les résultats de simulation par éléments finis (EF) du test sont présentés sur la Fig.2.5b, à chaque instant le flux dans la troisième colonne est nul.

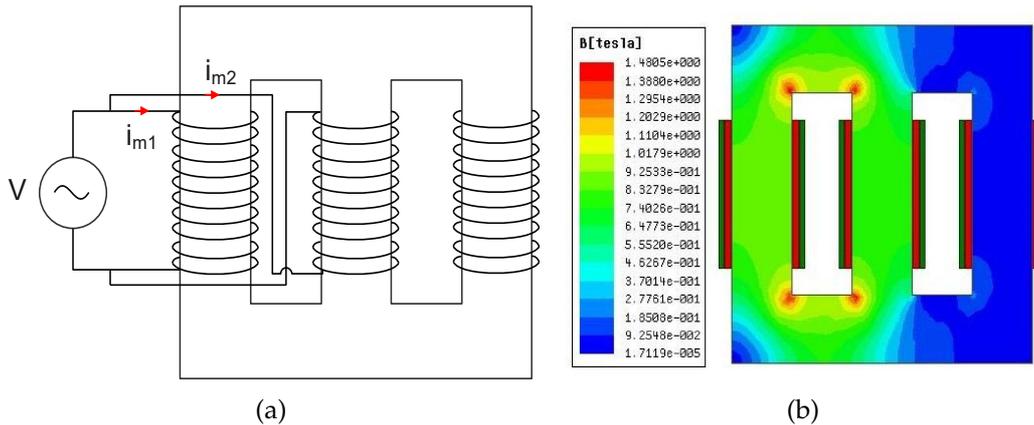


FIGURE 2.5 – Caractéristique magnétique. (a) Circuit de test pour mesurer la caractéristique ($i_{m1} - \Phi_A$) et $i_{m2} - \Phi_B$ (b) Résultats de simulation par EF

Pour obtenir la caractéristique ($\Psi - i$) de la troisième colonne, on alimente par une tension sinusoïdale la phase B et la phase C en antiparallèle.

Le test expérimental de la Fig.2.5a permet de mesurer trois caractéristiques magnétiques des colonnes du transformateur. Les résultats apparaissent sous la forme d'un cycle d'hystérésis qui traduit la variation du courant magnétisant en fonction du flux. Ces cycles d'hystérésis représentent le comportement de chaque colonne du transformateur. Les cycles d'hystérésis de la première et de la troisième colonne sont identiques.

La Figure 2.6 montre les caractéristiques magnétiques mesurées ($i_{m1} - \Phi_A$), $i_{m2} - \Phi_B$) et ($i_{m3} - \Phi_C$) d'un transformateur abaisseur $Y - Y$, 380/220 V, avec un nombre de spires $N_1 = 250$ pour chaque enroulement primaire et $N_2 = 153$ pour les enroulements secondaires, avec une puissance nominale de 3kVA. Le comportement de ces cycles d'hystérésis peut être prédit sur la base des modèles d'hystérésis existants.

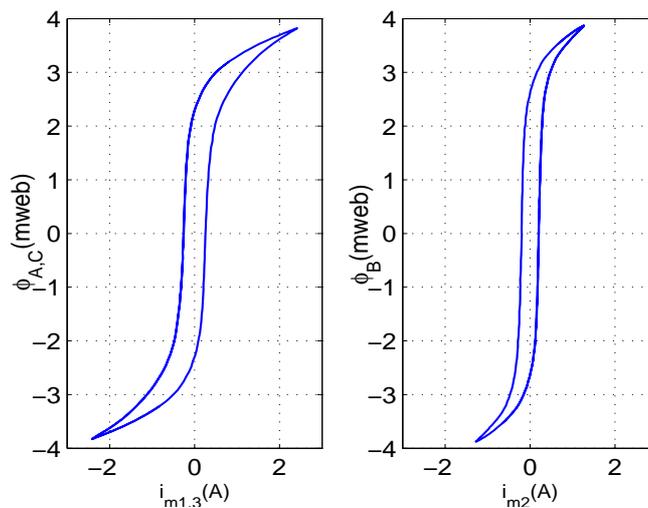


FIGURE 2.6 – Cycle d'hystérésis mesuré des trois colonnes de transformateur

2.3.2 Modèles des phases.

Dans cette partie, on propose une méthode qui permet d'établir un modèle pour chaque phase du transformateur triphasé asymétrique et qui répond au comportement non linéaire du transformateur. Le modèle des phases est capable de produire le comportement du transformateur sous des conditions à vide (test de la saturation et hystérésis) et en cas d'enclenchement (test de la saturation profonde). Ces deux conditions des principaux tests permettent la vérification de la dynamique des modèles de transformateur.

Dans un transformateur triphasé asymétrique les courants à vide sont dus à la magnétisation du circuit magnétique. Les formes d'onde sont différentes de celles du cas monophasé et également du cas triphasé créées avec trois transformateurs monophasés. Ceci est dû à l'interaction des flux dans les colonnes du transformateur. Le circuit magnétique est créé en utilisant différents types de tôles magnétiques. Le type **EI** est utilisé pour des transformateurs généralement de faible puissance. Par contre dans des transformateurs de grande puissance où le matériau est à grain orienté (**GO**), les feuilles sont coupées en partie 'I' avec angle de 45° .

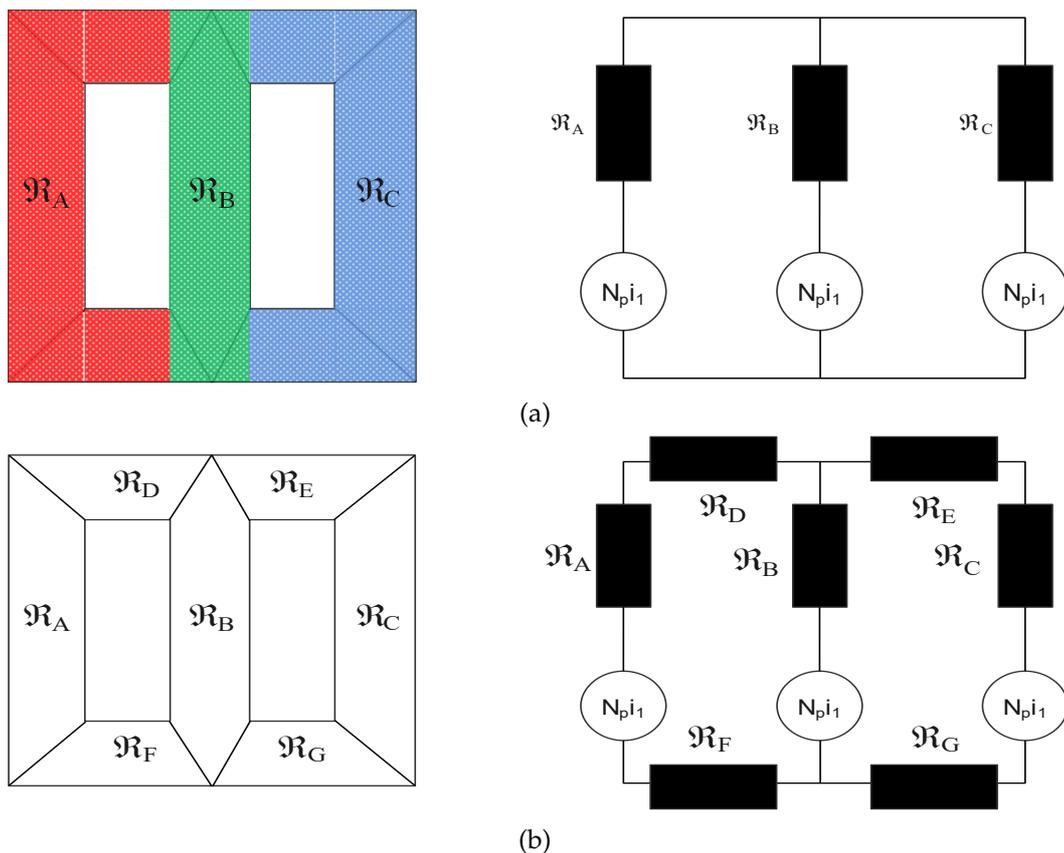


FIGURE 2.7 – Modèles magnétiques d'un transformateur triphasé asymétrique

Le modèle topologique déduit directement du circuit magnétique est élaboré en considérant les réluctances du noyau. Principalement, trois flux existent dans un transformateur triphasé. Donc, on considère seulement trois reluctances et par suite, les flux dans le Joug (Yoke in english) du transformateur est égal au flux dans les

colonnes. Le modèle magnétique équivalent est donné à la Fig.2.7b. Les équations magnétiques du modèle s'écrivent :

$$N_p i_1 = \mathfrak{R}_A \phi_1 + \mathfrak{R}_B \phi_2 \quad (2.10a)$$

$$N_p i_2 = \mathfrak{R}_B \phi_2 + \mathfrak{R}_C \phi_3 \quad (2.10b)$$

$$N_p i_3 = \mathfrak{R}_C \phi_3 + \mathfrak{R}_A \phi_1 \quad (2.10c)$$

à partir des equations 2.10a on peut tirer les courant à vide en fonction des flux et des réluctances :

$$N_p i_1 = \frac{1}{3}(2\mathfrak{R}_A \phi_1 - \mathfrak{R}_B \phi_2 - \mathfrak{R}_C \phi_3) \quad (2.11a)$$

$$N_p i_2 = \frac{1}{3}(2\mathfrak{R}_B \phi_2 - \mathfrak{R}_A \phi_1 - \mathfrak{R}_C \phi_3) \quad (2.11b)$$

$$N_p i_3 = \frac{1}{3}(2\mathfrak{R}_C \phi_3 - \mathfrak{R}_A \phi_1 - \mathfrak{R}_B \phi_2) \quad (2.11c)$$

on remplace les grandeurs magnétiques par les grandeurs électriques avec l'équation $\mathfrak{R}i = N\Phi$, donc on fait représenter les trois grandeur $\mathfrak{R}_A \phi_1$, $\mathfrak{R}_B \phi_2$ et $\mathfrak{R}_C \phi_3$ sous la forme de trois sources de courant, i_{m1} , i_{m2} et i_{m3} respectivement.

$$i_1 = \frac{1}{3}(2i_{m1} - i_{m2} - i_{m3}) \quad (2.12a)$$

$$i_2 = \frac{1}{3}(2i_{m2} - i_{m1} - i_{m3}) \quad (2.12b)$$

$$i_3 = \frac{1}{3}(2i_{m3} - i_{m1} - i_{m2}) \quad (2.12c)$$

L'approche de dérivation est basée sur les équations électriques et magnétiques précédentes. Les cycles d'hystérésis mesurés Fig.2.6, sont modélisés par un simple circuit électrique équivalent en Γ , Fig.2.8. Ce qui signifie que les colonnes du transformateur sont modélisées séparément par des circuits électriques. Dans le circuit électrique équivalent en Γ , les paramètres linéaires r_p , l_f et R_m désignent respectivement la résistance de l'enroulement primaire, l'inductance de fuite et la résistance des pertes fer. Ils peuvent être identifiés à l'aide d'essais à vide et de court-circuit. L'inductance non linéaire L_m est donnée par la caractéristique $(\psi - i)$.

Basé sur les équations (2.12a) et sur le couplage électrique des phases, on peut déduire les modèles de chaque phase. Ces modèles donnent celui du transformateur vu par chaque bobine de la phase.

On considère une phase du transformateur triphasé asymétrique, l'équation électrique de fonctionnement s'écrit par :

$$v_1 = r_p i_1 + l_f \frac{di_1}{dt} + N_1 \frac{d\Phi_1}{dt} \quad (2.13)$$

Avec i_1 le courant primaire à vide du transformateur exprimé par :

$$i_1 = \frac{1}{3}(2i_{m1} - i_{m2} - i_{m3}) \tag{2.14}$$

Les courants i_{m1} , i_{m2} et i_{m3} représentent respectivement les courants de magnétisation de première, deuxième et troisième colonne du transformateur. Chacun des courants i_m peut être obtenu par un circuit équivalent Γ avec une inductance non-linéaire en parallèle avec une résistance comme indiqué sur la Fig.2.8.

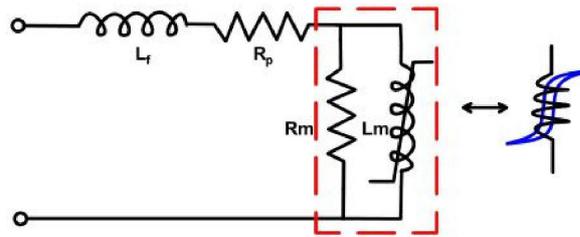


FIGURE 2.8 – Circuit équivalent en Γ pour modéliser les cycles d’hystérésis

Soit un circuit Γ_1 avec ses paramètres r_1 , l_1 , L_{m1} et R_{m1} qui donne un courant $i_{m1}/3$ pour une tension sinusoïdale V_1 . Les circuits Γ_2 et Γ_3 donnent respectivement les courant $i_{m2}/3$ et $i_{m3}/3$, Fig.2.9.

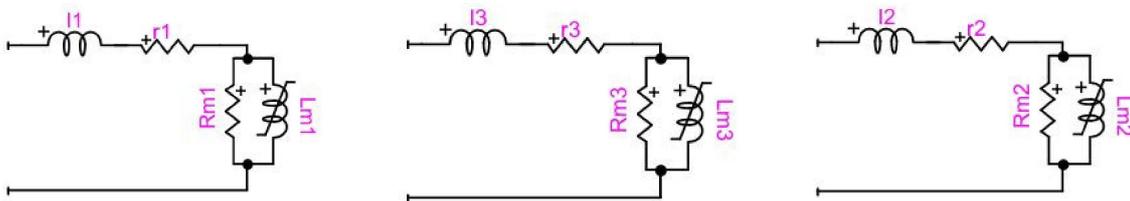


FIGURE 2.9 – Cycle d’hystérésis mesuré des trois colonnes de transformateur

L’expression des trois courants est donnée en (2.12a). Pour obtenir le terme $2/3i_{m1}$ de l’équation (2.14) on connecte deux circuits en parallèle pour qu’un courant $2/3i_{m1}$ soit absorbé de la source v_1 . Pour obtenir le terme $2/3i_{m2}$ le circuit Γ_2 doit être alimenté par une source de tension v_2 . Il en est de même pour le terme $1/3i_{m3}$ le circuit Γ_3 doit être alimenté par une tension v_3 . L’équation 2.13 montre le courant i_1 qui doit être absorbé de la source v_1 , donc les trois termes du courant donné par l’équation (2.14) doivent être absorbés de la même source v_1 . Pour atteindre cette condition, la source v_2 s’exprime par la relation $v_2 = v_1 + v_3$. Et donc, il suffit de connecter la source v_3 en série avec la source v_1 via la branche Γ_2 et le courant $2/3i_{m1}$ sera absorbé de la source v_1 . Le terme $1/3i_{m3}$ est également obtenu en connectant la source v_2 en série avec v_1 via la branche Γ_3 comme il est montré en Fig.2.10.

TABLE 2.2 – Identification des paramètres du modèle

| | | |
|-----------------|-----------------|---------------|
| $R_{m1} = 3R_1$ | $r_1 = 3r_{p1}$ | $l_1 = 3l_f1$ |
| $R_{m2} = 3R_2$ | $r_2 = 3r_{p2}$ | $l_2 = 3l_f2$ |
| $R_{m3} = 3R_3$ | $r_3 = 3r_{p3}$ | $l_3 = 3l_f3$ |

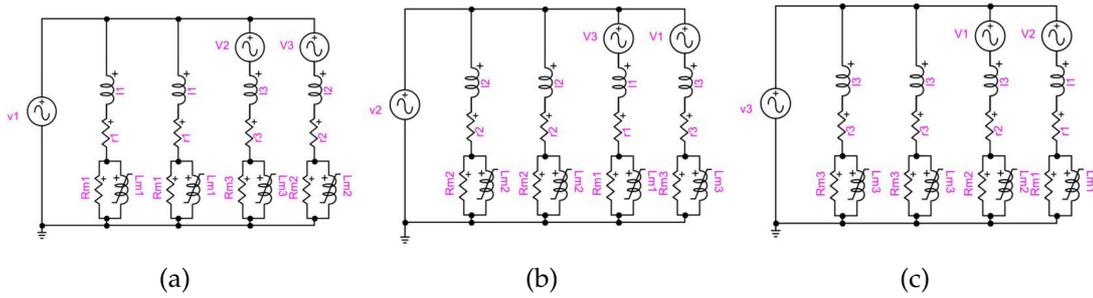


FIGURE 2.10 – Modèle de phase du transformateur triphasé asymétrique. (a) Phase A, (b) Phase B, (c) Phase (C)

Pour les phases B et C on procède de la même façon en utilisant les équations de chaque phase données par :

$$v_2 = r_p i_2 + l_f \frac{di_2}{dt} + N_1 \frac{d\Phi_2}{dt} \quad (2.15)$$

$$v_3 = r_p i_3 + l_f \frac{di_3}{dt} + N_1 \frac{d\Phi_3}{dt} \quad (2.16)$$

$$i_2 = \frac{1}{3}(2i_{m2} - i_{m1} - i_{m3}) \quad (2.17)$$

$$i_3 = \frac{1}{3}(2i_{m3} - i_{m1} - i_{m2}) \quad (2.18)$$

Dans les transformateurs asymétriques les colonnes latérales sont égales en longueur. Donc pour obtenir le modèle du transformateur vu par la phase C il suffit d'inverser les sources V_1 et V_3 dans le circuit de la phase A comme présenté en Fig.2.10c.

L'identification des paramètres du circuit s'effectue à partir des tests à vide et en court-circuit. La résistance R_m (Fig.2.8) représente les pertes fer d'une colonne du transformateur mesurée en utilisant le test comme celui illustré à la Fig.2.5. Les essais effectués permettent de trouver les pertes fer de chaque colonne du transformateur, représentées par trois résistances désignées par R_1 , R_2 et R_3 . De plus, les inductances non linéaires trouvées lors des tests sont données par les caractéristiques $(\Psi_A - i_{m1})$, $(\Psi_B - i_{m2})$ et $(\Psi_C - i_{m3})$. Les éléments utilisés dans le modèle sont calculés à partir de ceux mesurés, (voir tableau 2.2).

Les inductances non linéaires L_{m1} , L_{m2} et L_{m3} parallèles aux résistances R_{m1} , R_{m2} et R_{m3} sont mesurées à partir de l'essai présenté en Fig.2.5. Ces caractéristiques

sont données respectivement par $(\Psi_1 - 1/3i_{m1})$, $(\Psi_2 - 1/3i_{m2})$ et $(\Psi_3 - 1/3i_{m3})$, (voir Fig.2.11).

Les modèles d'hystérésis existants permettent de prédire les caractéristiques magnétiques lorsque le transformateur va dans la zone de saturation profonde. D'un autre côté, l'approximation linéaire par morceau de l'inductance L_m nécessite une mesure précise lorsque le transformateur est alimenté par une source de tension importante pour enregistrer la valeur de l'inductance au point de saturation profonde. Cela peut endommager le transformateur. Cependant, l'utilisation d'une tension élevée peut être évitée par la technique présentée dans la référence [80] où l'estimation de l'inductance du noyau d'air est effectuée grâce à un redresseur à faible puissance non idéal.

Un modèle d'hystérésis dynamique peut être utilisé à la place d'une résistance linéaire parallèle à une inductance non linéaire. Alors, un modèle de trois cycles d'hystérésis doit être implémenté et chaque cycle d'hystérésis est donnée par : $(N_1\phi_1 - 1/3i_{m1})$, $(N_1\phi_2 - 1/3i_{m2})$ et $(N_1\phi_3 - 1/3i_{m3})$.

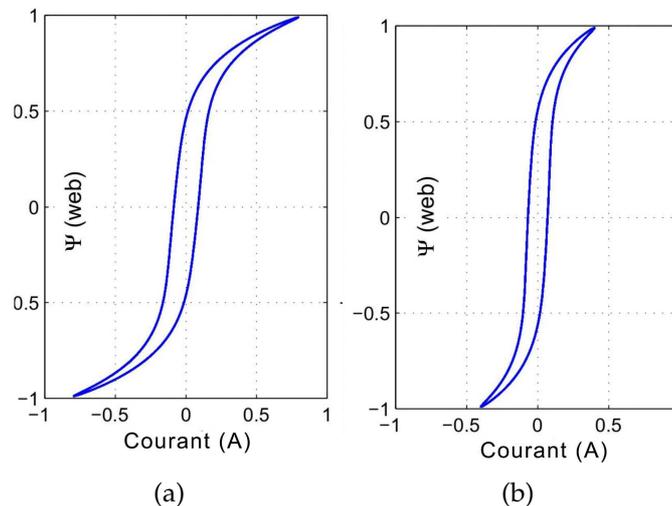


FIGURE 2.11 – Cycles d'hystérésis utilisées dans les modèles de phases de la Fig.6. (a) $(N_1\phi_1 - 1/3i_{m1})$ et $(N_1\phi_3 - 1/3i_{m3})$. (b) $(N_1\phi_2 - 1/3i_{m2})$

2.3.3 Simplification en vue d'obtenir le modèle complet

La connexion des trois modèles monophasés donne le modèle triphasé du transformateur, Fig.2.10. Cependant, il faut une synchronisation entre les sources de tension utilisées dans les circuits de phase. Aussi, il est difficile d'étudier l'effet d'une phase sur les autres phases lorsqu'il y a une interaction avec un circuit extérieur (cas de la ferroresonance). Pour cela, la simplification est effectuée par élimination de six (6) sources de tension utilisées dans les circuits de phases et, en gardant seulement trois (3) qui représentent celle de l'alimentation triphasée.

Considérons la phase B, la source v_1 est remplacée par un transformateur idéal T_1 avec son primaire connecté à la source de tension v_1 de la phase A et, son secondaire est connecté en série avec v_2 de la phase B, Fig.11. Dans ce cas, dans la phase A, le courant absorbé de la source v_1 augmente et s'ajoute au courant $1/3i_{m3}$. Pour cela

on élimine la branche qui absorbe le même courant de la phase A en V_2 en série avec I_3 encadré en vert. Dans la phase C la source V_2 est remplacée par un transformateur idéal T_2 tout en éliminant la branche I_1 de la phase B. Dans la phase A, la source V_3 est remplacée par T_3 en éliminant la branche I_2 de la phase C (voir Fig.2.12).

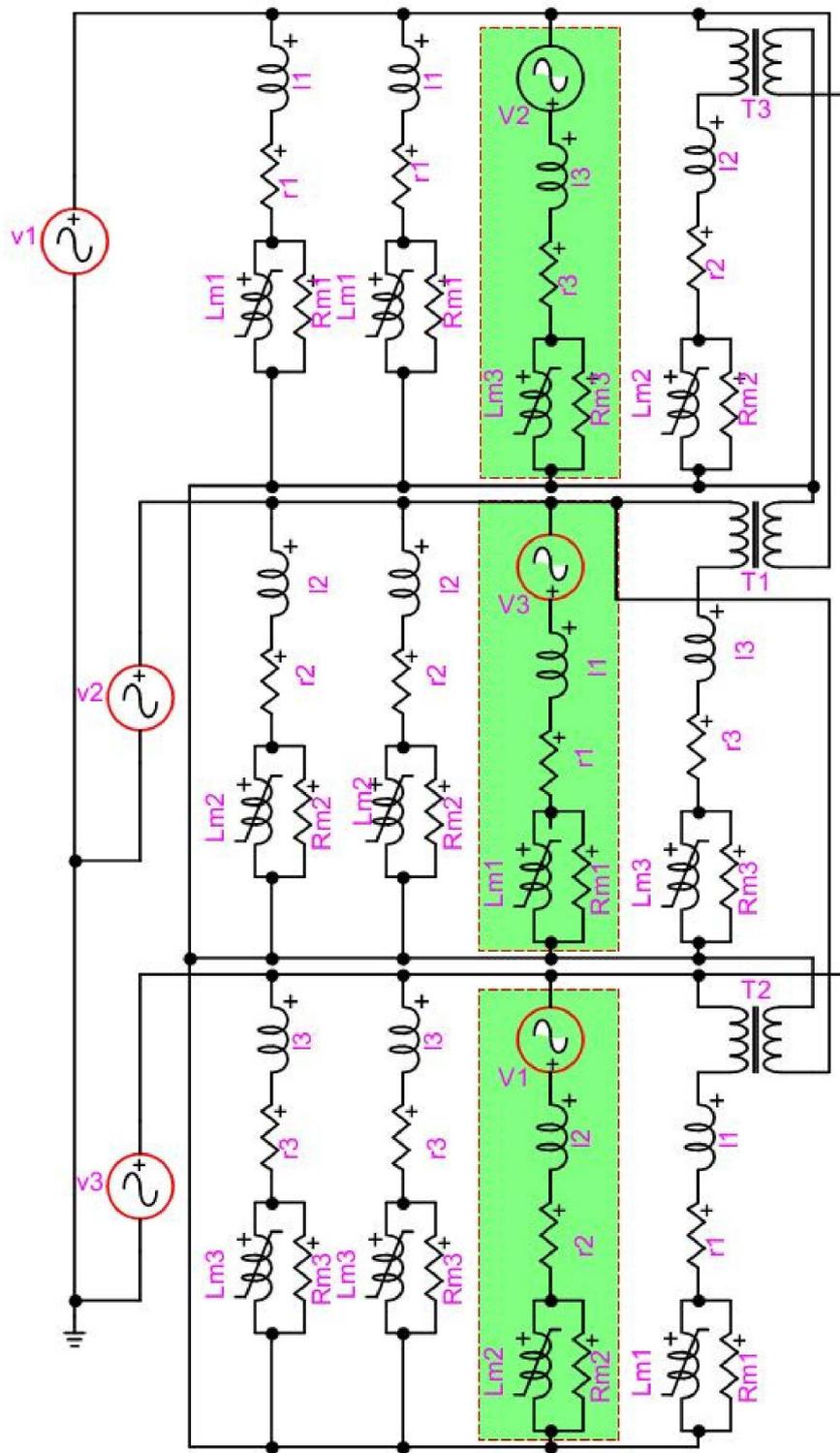


FIGURE 2.12 – Étape de simplification pour l’obtention du modèle complet

Avec le processus de simplification illustré à la Fig.2.12, le nombre de sources est limité à trois avec des transformateurs idéaux et le modèle complet devient celui de la Fig.2.13.

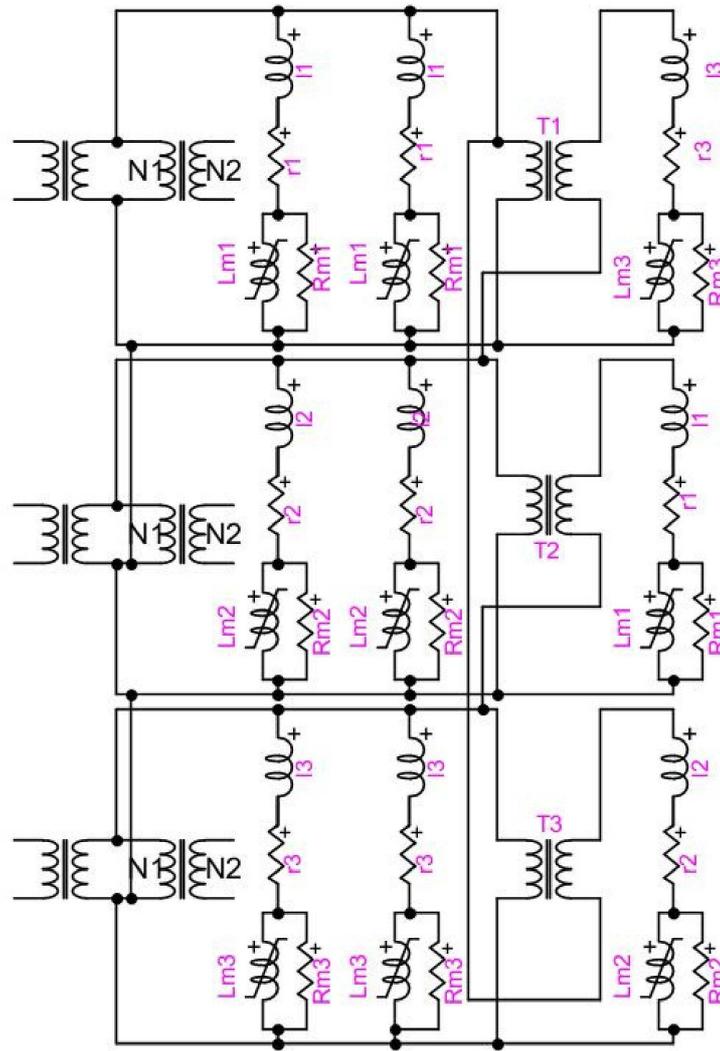


FIGURE 2.13 – Modèle complet du transformateur triphasé asymétrique

2.4 Résultats d'expérimentation et de simulation

Les tests sont effectués sur un transformateur triphasé asymétrique de 3kVA à tension nominale. Les cas de tests considérés sont : le test à vide, le test d'enclenchement, le test de la ferrorésonance et le test en charge déséquilibrée. Une photographie du banc d'essais est présentée à la Fig.2.14.

Les résultats expérimentaux obtenus sont comparés à ceux simulés pour le modèle électrique implémenté dans le programme "EMTP Works". Deux simulations sont effectuées : l'une, avec les circuits de phases de la Fig.2.10 et l'autre, avec le modèle couplé, Fig.2.13.

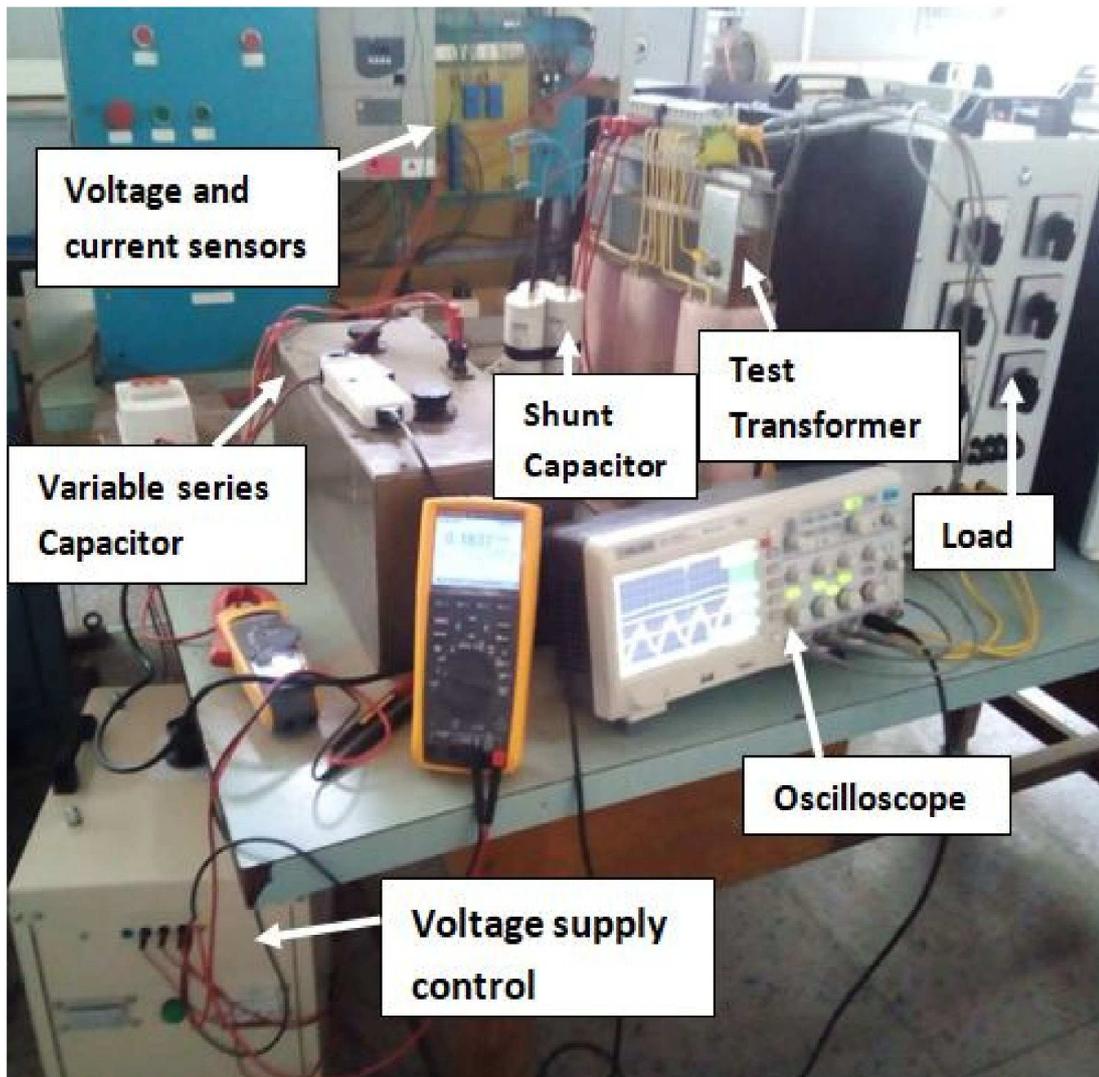
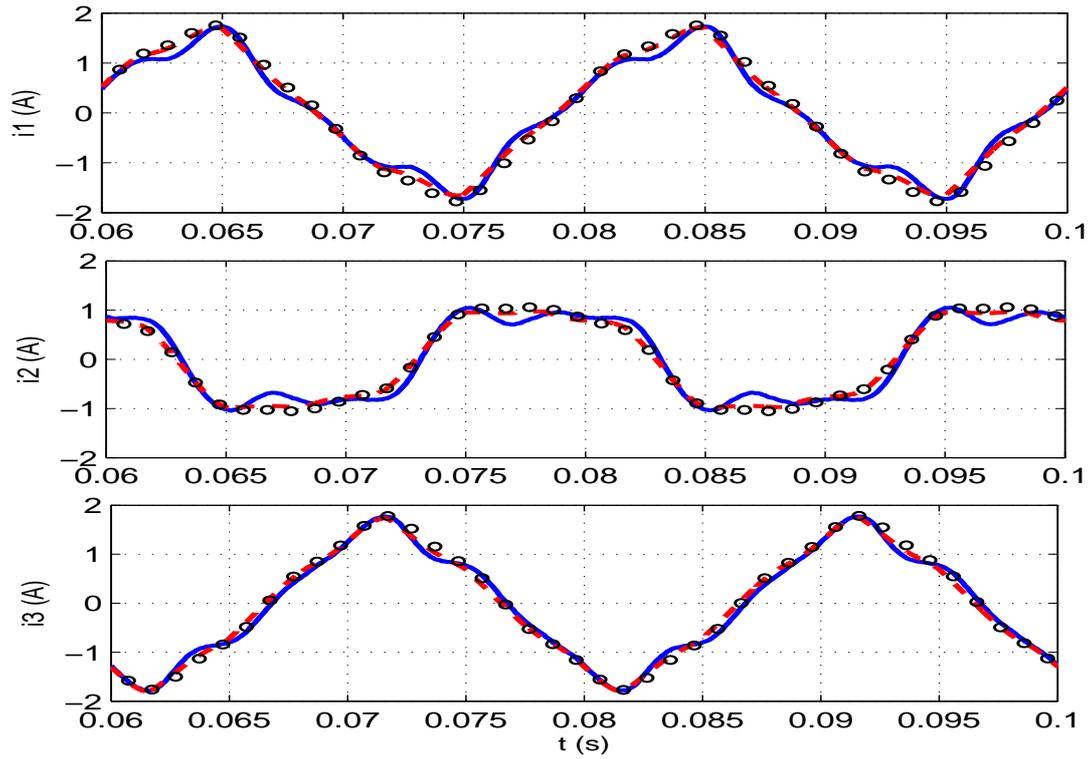
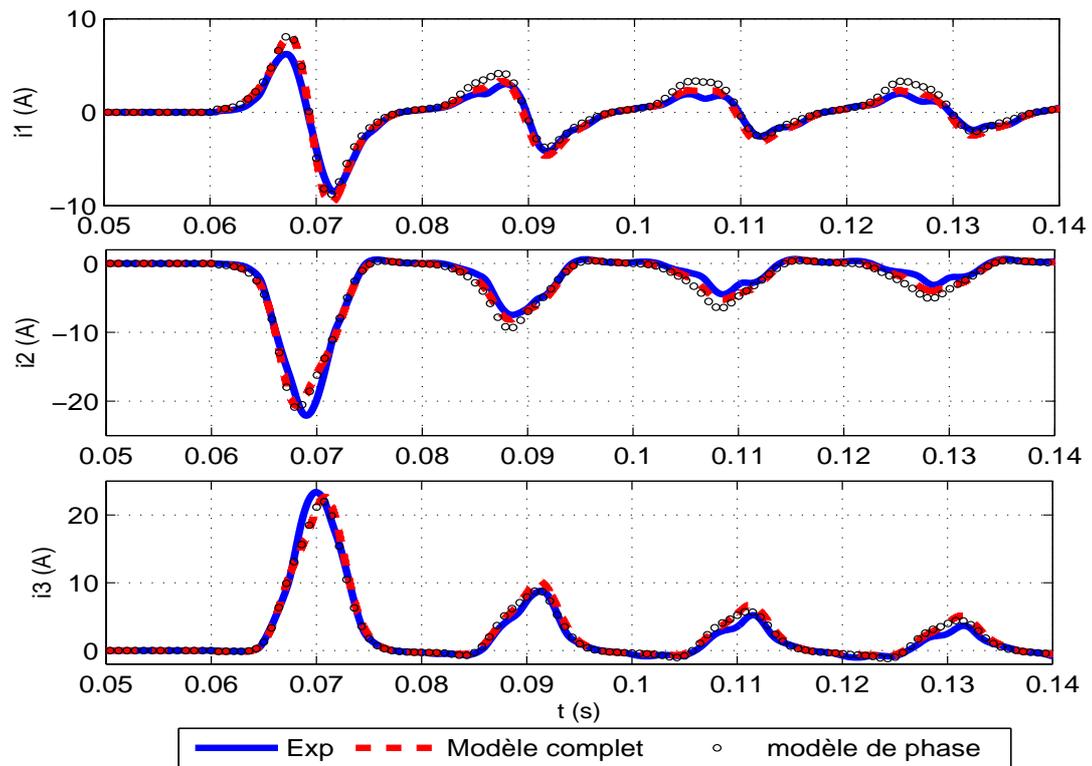


FIGURE 2.14 – Photographie du banc d'essais

La Figure 2.10a représente le schéma équivalent du transformateur vu par la première phase lorsque le transformateur est alimenté par une source de tension triphasée sinusoïdale. Le modèle est capable de donner le courant primaire à vide i_1 , Fig.2.15a, le courant d'appel de la phase A Fig.2.15b et les pertes de la première phase P_a .



(a)



(b)

FIGURE 2.15 – Forme d’onde simulée et mesurée pour un couplage en étoile a) Courants à vide b) courants d’appel

Le cycle terminal de la phase A Fig.2.18a est plus grand que celui des autres cycles terminaux des phases B et C ; ce qui signifie également que la puissance à vide (les pertes dans la phase A) est supérieure à celle des phases B et C, ou en d'autres termes $P_a > P_b > P_c$. C'est ce que nous avons obtenu lors des tests expérimentaux pour le cas des transformateurs triphasés asymétriques. La comparaison entre les courants à vide mesurés et simulés est illustrée à la Fig.2.15a. Les formes d'onde montrent qu'il existe un bon accord entre les résultats expérimentaux et les résultats obtenus par simulation que ce soit pour le modèle complet ou les modèles de phases.

Le courant d'appel est principalement contrôlé par la résistance série, la caractéristique de saturation profonde, les conditions initiales, ainsi que le flux résiduel et l'instant de mise sous tension du transformateur. Les résultats donnés dans la Fig.2.15b montrent la capacité du modèle à prédire le courant de démarrage du transformateur. De plus, les circuits de phase proposés sont capables de réagir au comportement transitoire du transformateur lorsque celui-ci n'alimente aucune charge (conditions à vide et enclenchement). La surintensité provoquée par la mise sous tension du transformateur peut endommager le transformateur. Il est montré dans [81], [82] que le contrôle du temps de fermeture du disjoncteur réduit de plus de 90%, au pire des cas, le courant d'appel (pic). Par conséquent, les circuits de phase pourraient faire l'objet d'un bon choix pour l'étude et le contrôle des courants d'appels lors de l'enclenchement du transformateur puisque ses phases sont modélisées séparément.

Dans le test de la ferrorésonance, les condensateurs en série et shunt sont ajoutés au côté primaire du transformateur avec enroulements secondaires ouverts. Ces condensateurs peuvent représenter le condensateur du disjoncteur, le condensateur de compensation série et le condensateur shunt des lignes de transmission. L'apparition de la ferrorésonance, en général, est atteinte lors d'un défaut d'ouverture d'une ou deux phases du disjoncteur. Lorsque le transformateur est non mis à la terre et accidentellement mis sous tension via une ou ses deux phases, la ferrorésonance se produit, [83], [47].

Dans ce chapitre, nous présentons la ferrorésonance et l'évaluation de la dynamique du modèle lorsque l'onde de la tension et du courant sont fortement déformées dues aux harmoniques. La Figure 2.16 montre un cas de ferrorésonance. Les résultats expérimentaux obtenus sont confondus avec ceux simulés par le modèle électrique. L'erreur **RSM** est donnée dans le tableau 2.3. L'identification des modes ferrorésonants n'est pas mise en évidence dans ces travaux, de nombreuses techniques peuvent être utilisées, [42], [84] et de nombreux paramètres peuvent influencer ces modes [48], [85].

Une charge résistive déséquilibrée est ajoutée en couplage étoile et les enroulements primaires sont en connexion triangle. Les courants de ligne du côté primaire sont représentés sur la Fig.16 avec une charge utilisée : $z_1 = 130\Omega$, $z_2 = 140\Omega$ et $z_3 = 200\Omega$.

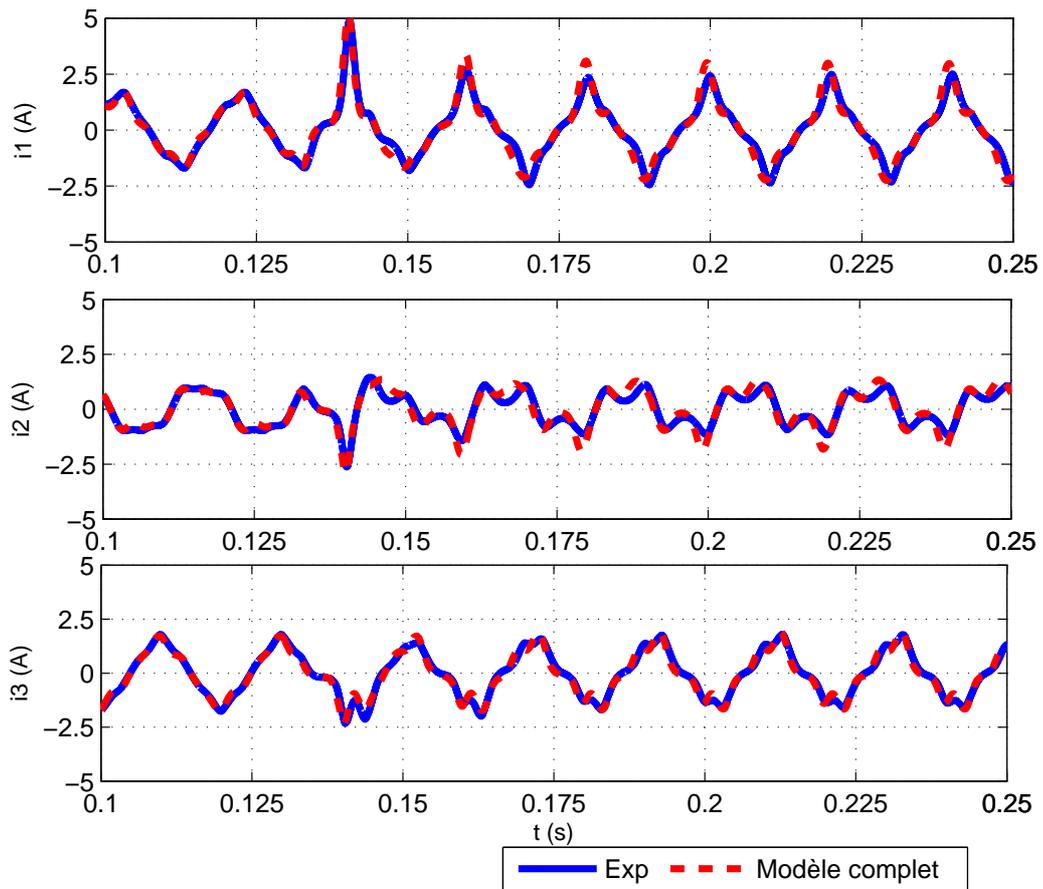


FIGURE 2.16 – Courants simulés et mesurés des phases A, B et C pendant le mode fondamental de la ferrorésonance

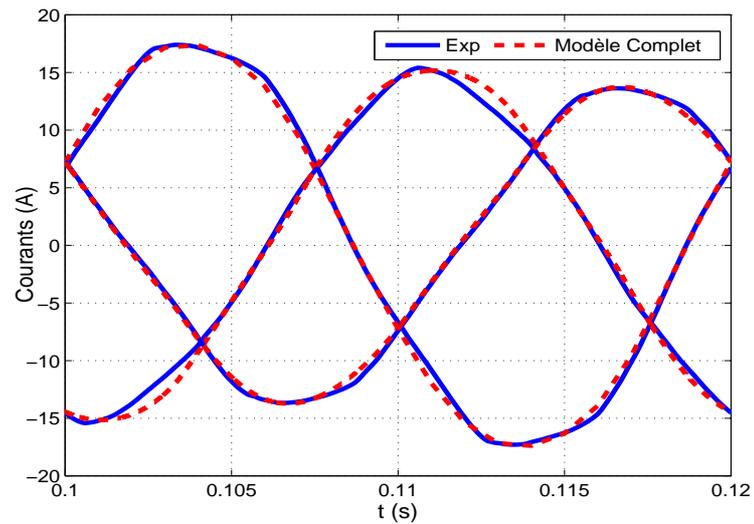


FIGURE 2.17 – Forme d’onde simulée et mesurée du courant primaire pour une charge déséquilibrée lorsque les enroulements primaires sont en connexion delta.

TABLE 2.3 – Erreur RMS entre les résultats expérimentaux et ceux du modèle électrique sous différents tests.

| Erreur RMS (%) | I1 | I1 | I1 |
|---------------------|-------|-------|-------|
| A vide | 1.130 | 1.621 | 2.754 |
| Courant d'appel | 1.284 | 0.992 | 2.768 |
| Ferroresonance | 0.711 | 1.334 | 2.051 |
| Charge déséquilibré | 3.660 | 6.884 | 4.073 |

Sur la Fig.2.18, les cycles terminaux présentés donnent une image de la puissance dans les phases A, B et C. Il y a un déséquilibre de puissance entre les phases du transformateur à vide, ceci apparaît dans la largeur des cycles terminaux. Pour les phases A et C telles qu'elles sont représentées dans les circuits équivalents Fig.2.10a et Fig.2.10b, leur différence réside seulement dans les sources V_1 et V_3 décalées l'une par rapport à l'autre de $4\pi/3$. Les autres éléments sont identiques, car les colonnes latérales ont la même longueur, Fig.2.5. Ce qui explique que le déséquilibre qui existe est dû à la charge équivalente instantanée vue par les phases A et C. Cela signifie également que la phase A voit le transformateur comme une réluctance variable différente de celle vue par la phase C.

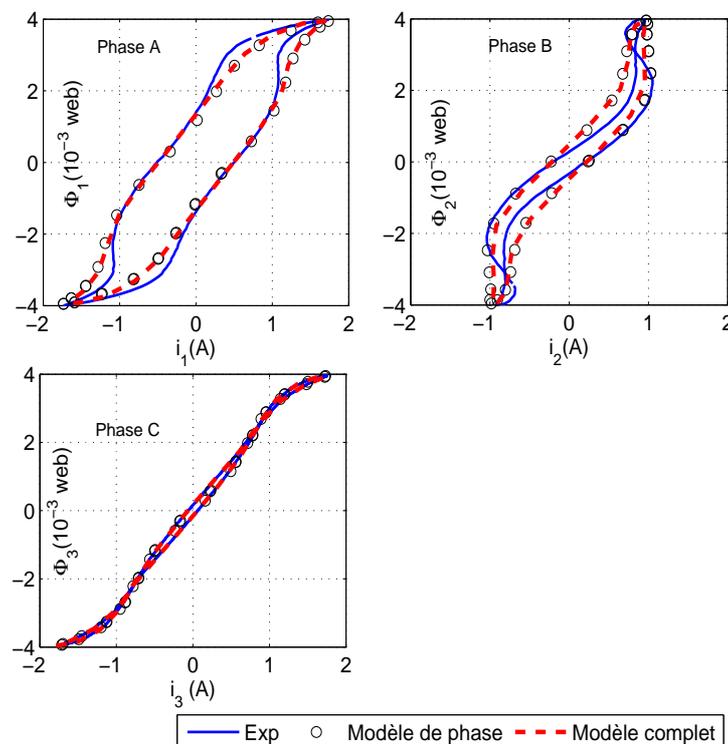


FIGURE 2.18 – Cycles d'hystérésis terminaux simulés et mesurés des phases A, B et C.

2.5 Conclusion

L'approche utilisée pour la modélisation du transformateur triphasé asymétrique présente l'avantage de la simplicité dans la mise en œuvre et fournit une bonne précision. La mise en œuvre du modèle a été conçue à l'aide du logiciel "EMTP Works". La modélisation du transformateur vu à partir des différentes phases constitue une première étape. Son comportement dynamique et la précision du modèle mis en œuvre dépendent de la précision du circuit utilisé pour modéliser l'hystérésis.

Les circuits électriques équivalents donnés sur la Fig.2.10 représentent le modèle des phases du transformateur. Ils peuvent produire le comportement du transformateur dans des conditions de fonctionnement à vide ou d'enclenchement (courant d'appel d'une phase donnée). Cela permet de comprendre le déséquilibre existant entre les phases lors d'un fonctionnement à vide.

Pour le cas du test de ferrorésonance, un système de condensateurs est ajouté au côté primaire du transformateur; le modèle couplé est donc nécessaire pour obtenir l'interaction du modèle du transformateur avec un circuit externe et l'impact d'une phase sur les autres lors des défaillances.

Les modèles dérivés, que ce soit les modèles de circuits de phase ou le modèle complet, constituent un modèle de base pour un transformateur à trois colonnes. Le transformateur de test est du type sec sans réservoir. Où la présence d'un réservoir conduit à l'apparition d'un chemin de flux du noyau du transformateur au réservoir, d'où la nécessité de prendre en compte plus d'inductance de fuite. Pour les autres transformateurs à trois colonnes avec réservoir, il apparaît d'autres relucances. Le modèle peut être corrigé avec plus d'inductances de fuites. Ce qui permet de corriger ainsi le flux de fuite pour prendre en compte l'effet réservoir.

Chapitre 3

DEFAUTS DE LA FERRORESONANCE

3.1 Introduction

Le désir d'une bonne modélisation des équipements physiques rend les chercheurs attentifs au plus petit phénomène qui peut être produit avec les matériaux. Dans la modélisation des matériaux ferromagnétiques, il existe de nombreux modèles d'hystérésis qui prennent en compte la dépendance du cycle d'hystérésis de la fréquence. Le comportement dynamique de la feuille FeSi a été étudié pour une plage de fréquences et une plage de valeurs crêtes d'induction magnétique [75]. Il montre la dépendance des pertes fer avec la valeur crête d'induction magnétique. Par conséquent, la prise en compte de la fréquence et sa dépendance à l'induction magnétique dans la modélisation du cycle d'hystérésis permet d'établir un modèle aussi proche que possible d'un véritable noyau de fer, lors des perturbations transitoires.

Les études sur le phénomène de ferrorésonance et les problèmes qui en résultent ont été effectués depuis les années 1900 à nos jours. Dans la référence [11] le mot ferrorésonance est utilisé pour la première fois par P. Boucherot dans une étude sur la surtension provoquée par des câbles armés. L'auteur a défini le mot ferrorésonance comme "Un phénomène de résonance complexe qui se produit lorsque l'auto-inductance est développée dans une bobine contenant du fer".

La qualité de l'analyse et les outils utilisés pour étudier la ferrorésonance ont été traités par plusieurs auteurs, à savoir :

- Les méthodes analytiques ainsi que l'utilisation des graphes pour expliquer et approcher les résultats expérimentaux de la ferrorésonance [12–14].
- L'analyse du domaine fréquentiel a été adoptée pour identifier le point saut en ferrorésonance [15, 16].
- La théorie de la dynamique non linéaire est également largement utilisée par les chercheurs pour le traitement du problème de la ferrorésonance compte tenu de la nonlinéarité du système [24–30].
- L'influence des paramètres des circuits sur la ferrorésonance a été longtemps traitée dans de nombreux travaux à travers le diagramme de bifurcation [31–33]. L'hystérésis magnétique [34, 35] et les modèles des transformateurs fournissent des résultats très précis [36–39, 86, 87].

L'identification des modes de ferrorésonance a été effectuée par la transformée

en ondelettes [50] ou encore par des techniques analytiques [88, 89]. Dans la référence [51] les exposants de Lyapunov ont été utilisés pour extraire les caractéristiques et identifier la ferrorésonance à partir d'un signal numérique de tension.

Aujourd'hui, la simulation numérique est devenue un outil de base pour l'étude de la ferrorésonance en raison de la disponibilité des calculateurs rapides et des logiciels de simulation développés. Certaines études sur la ferrorésonance ont été réalisées soit en simulation soit en expérimentation [49, 54]. L'effet de la ferrorésonance sur les équipements électriques dépend des nombreux facteurs tels que la puissance nominale, le matériau utilisé et autres... Les effets de la ferrorésonance sur l'alliage de fer amorphe se sont révélés être plus nocifs que sur l'acier à grains orientés Si-steel [40]. Pendant la ferrorésonance, une asymétrie peut être produite dans la formation du cycle d'hystérésis qui passe par des cycles mineures asymétriques [41, 42]. Toutes ces techniques et méthodes sont utilisées pour comprendre la ferrorésonance afin de concevoir un mécanisme approprié permettant l'atténuation de la ferrorésonance [90–92]. Cependant, l'apparition de la ferrorésonance n'est pas toujours considérée comme un défaut où les transformateurs à tension constante (CVT) ont leur fonction basée sur la ferrorésonance [1, 2, 43, 44]. Dans ce type de régulateur, la ferrorésonance met en saturation profonde la partie du noyau où existe l'enroulement secondaire.

Les modèles d'hystérésis constituent la base de la modélisation du transformateur pour l'étude des différents phénomènes transitoires [69]. Un bon modèle peut prédire le comportement du transformateur, ce qui aide à prévoir une protection appropriée contre les risques électriques. Dans la référence [45], les auteurs présentent l'influence de l'hystérésis et du couplage magnétique dans un transformateur asymétrique triphasé sur les modes de ferrorésonance, utilisant le modèle d'hystérésis quasi-statique de Tellinen [35]. Le modèle dynamique de Tellinen obtenu considère les courants de Foucault dans les feuilles de transformateur.

Nous avons inclut l'effet des courants de Foucault dans un modèle de transformateur pour montrer l'impact sur la stabilité des modes de ferrorésonance et sur la précision lors de l'identification du point de saut. A cet effet, une comparaison a été effectuée entre le modèle avec et celui sans effet des courants de Foucault. L'analyse d'un circuit RLC par la méthode des éléments finis a été effectuée en considérant le modèle de Preisach classique (CPM) et le modèle de Preisach dynamique (DPM) avec et sans effet des courants de Foucault. L'effet des courants de Foucault est représenté par une conductivité donnée σ [93]. D'autres modèles considèrent l'effet de peau dans le laminage dans le modèle dynamique de Preisach (DPM) [94]. La simulation 2D par élément finis tenant compte de l'effet d'hystérésis a été effectuée dans la référence [95].

Ce chapitre vise à mettre en évidence l'impact de la prise en compte des courants de Foucault dans un modèle de transformateur. Grâce aux tests de la ferrorésonance, il est montré que lorsqu'on tient compte de l'effet du courant de Foucault, le modèle réagit plus près du transformateur réel. Ainsi, la ferrorésonance est étudiée en considérant un facteur qui affecte la formation du cycle d'hystérésis lorsque la valeur crête de l'induction change. La formation d'hystérésis a un impact important sur le phénomène de ferrorésonance [55]. Le comportement du modèle aux points critiques (point de saut) a été prouvé. Un tel modèle pourrait être exploité dans la simulation des convertisseurs électroniques de puissance car il est capable

de se comporter correctement sous une tension non sinusoïdale. Comme on sait que les phénomènes de ferrorésonance résultent d'une forme d'onde fortement déformée alors la tension induite à l'entrée du transformateur contient un grand nombre d'harmoniques. D'où la nécessité d'un modèle répondant à des sources de tension non sinusoïdale. De plus, le modèle avec le facteur (σe) qui prend en considération les courants Foucault dans le modèle d'hystérésis, donne un bon choix pour représenter les transformateurs à tension constante (CVT) car il fonctionne toujours dans des conditions de ferrorésonance. Plus précisément (σe) est un facteur qui tient en compte la dépendance des pertes Foucault en pic d'induction.

Le modèle implémenté comprend deux parties, à savoir :

- Une partie électrique comprenant les résistances des enroulements, les condensateurs série et shunt pour la réalisation des tests de ferrorésonance ainsi que la source de tension.
- Une partie magnétique qui représente le modèle du noyau du transformateur. Il comprend les enroulements et le noyau du transformateur représenté par une réluctance non linéaire en plus d'une réluctance linéaire qui donne le flux de fuite. Ainsi le modèle est un modèle magnétique.

Les modèles du transformateur à base topologique offrent une meilleure précision pour mener à bien l'étude. Ils combinent les équations magnétiques et électriques du transformateur. Dans la référence [70] l'auteur utilise le modèle d'hystérésis de Jile/Atherton pour établir un modèle du transformateur asymétrique en transitoire électromagnétique à basse fréquence. Dans le modèle d'hystérésis dynamique de Tellinen, les cycles d'hystérésis à différentes fréquences et valeurs crêtes d'induction peuvent être prédits. De plus, il est simple d'adapter les paramètres du modèle. La prise en compte de la dépendance des pertes par courants de Foucault et par valeur crête d'induction est caractérisée par un coefficient appelé : "facteur de courant de Foucault pour le laminage (σe)".

Nous avons introduit le problème de la ferrorésonance par un circuit contenant un élément non linéaire et un condensateur alimenté à travers une source de tension sinusoïdale. Un modèle électromagnétique est implémenté pour la simulation de la ferrorésonance. Une analyse de bifurcation a été réalisée pour établir un diagramme de bifurcation permettant de prévoir les modes de ferrorésonance soutenus pour une plage de valeurs de condensateur. Dans la quatrième partie, différents modes de ferrorésonance ont été obtenus. L'identification des modes de ferrorésonance a été réalisée grâce à des techniques connues telles que le diagramme du plan de phase et la FFT de la tension secondaire mesurée. L'influence du temps initial sur l'oscillation survenue a également été étudiée à travers un bassin d'attraction où on identifie les points de départ pour lesquels la solution converge vers une solution périodique ou non périodique.

La protection contre la ferroresonance s'obtient en général en mettant le transformateur en charge. La ferroresonance se produit au primaire du transformateur et la protection contre la ferroresonance s'effectue au secondaire du transformateur. Plusieurs méthodes et équipements peuvent être utilisés pour la protection contre la ferroresonance. La protection peut voir la ferroresonance comme une surtension et une surintensité. Et dans ce cas, on peut juste utiliser des protections ordinaires contre les surtensions. Mais la présence des harmoniques, même si la surtension n'est pas importante, provoque des problèmes d'échauffement du transformateur

pouvant détruire les équipements électroniques sensibles. Le système de protection qui détecte la présence de la ferroresonance comme phénomène, est plus que souhaité. Il tient compte du temps de réponse, du coût de protection et également de l'importance de l'équipement à protéger.

3.2 Modèle dynamique de l'élément non linéaire

L'élément non linéaire est représenté par un transformateur monophasé. Ses caractéristiques sont indiquées dans le Tab.1. La modélisation du transformateur est effectuée en utilisant le modèle d'hystérésis dynamique donné par Tellinen dans [35]. Il présente deux versions du modèle d'hystérésis appelé modèle dynamique et modèle quasi-statique. Les deux modèles prennent en compte la dépendance en fréquence, le modèle dynamique est plus avantageux que celui quasi-statique par la considération des courants de Foucault dans les feuilles d'alliages. Le modèle nécessite un cycle d'hystérésis majeur pour générer des cycles d'hystérésis mineures. Les limites ascendantes et descendantes du cycle d'hystérésis majeur sont données par les expressions (3.1) et (3.2) où les coefficients α , β , et σ sont utilisés pour contrôler les limites ascendantes et descendantes, [36].

$$B^+(h) = \text{sgn}(h - \sigma)\alpha \cdot \log(\beta \cdot |h - \sigma| + 1) \quad (3.1)$$

$$B^-(h) = \text{sgn}(h + \sigma)\alpha \cdot \log(\beta \cdot |h + \sigma| + 1) \quad (3.2)$$

Le champ appliqué "h" peut être calculé par l'intégration des équations suivantes :

$$\frac{dh}{dt} = \frac{1}{\mu_0 + \frac{B^-(h) - B}{B^-(h) - B^+(h)}(dB^+(h) - \mu_0)}; \text{if} : \frac{dB}{dt} > 0 \quad (3.3)$$

$$\frac{dh}{dt} = \frac{1}{\mu_0 + \frac{B - B^+(h)}{B^-(h) - B^+(h)}(dB^-(h) - \mu_0)}; \text{if} : \frac{dB}{dt} < 0 \quad (3.4)$$

Le terme qui représente la pente ascendante et descendante est représenté par la fonction :

$$dB^\pm(h) = \frac{\alpha \cdot \beta}{\beta |h \mp \alpha| + 1} \quad (3.5)$$

Le modèle dynamique obtenu prend en compte les courants de Foucault pour le laminage en ajoutant l'équation suivante :

$$h_\sigma = h + \sigma_e \frac{dB}{dt} \quad (3.6)$$

Où σ_e est le facteur des courants de Foucault pour la stratification. Le calcul de σ_e s'effectue en utilisant la formulation de la référence [35].

$$\sigma_e = \frac{P_e N^2 A}{U^2 L_{mean}} \quad (3.7)$$

Où P_e indique les pertes par courants de Foucault mesurées, N le nombre de spires de l'enroulement de mesure, U est la tension induite dans l'enroulement, A est la section transversale du transformateur et L_{mean} est la longueur moyenne du circuit magnétique. Le facteur σ_e calculé peut être optimisé pour obtenir le meilleur ajustement entre les cycles d'hystérésis mesurés et calculés à différentes valeurs crêtes d'induction magnétique. Le modèle dynamique du transformateur est implémenté dans Matlab /Simulink. Au début, le flux magnétique est calculé en intégrant l'équation de tension puis en utilisant les équations précédentes pour calculer le champ magnétique appliqué, à savoir : le courant. Le modèle implémenté dans Simulink est donné à la Fig.3.1, il est couplé à des condensateurs série et shunt pour réaliser la simulation de la ferro-résonance. Le tableau 2 donne les paramètres du modèle avec et sans facteur σ_e .

TABLE 3.1 – Paramètres du modèle d'hystérésis.

| | limites ascendantes | limites descendantes |
|-----------------|---|--|
| Avec σ_e | $\sigma = 30, \alpha = 0.225, \beta = 0.3$ $\sigma_e = 0.2185$ | $\sigma = 30, \alpha = 0.225, \beta = 0.3$ |
| Sans σ_e | $\sigma = 106, \alpha = 0.225, \beta = 0.35$ $\sigma_e = 0$ | $\sigma = 106, \alpha = 0.225, \beta = 0.35$ |

TABLE 3.2 – Paramètres du transformateur .

| Paramètres | Valeurs |
|------------------------------|---------------------------|
| Puissance | 300 Watt |
| N_1, N_2 | 630, 43 |
| Tension primaire V_p | 220 V |
| R_p, R_s | 6 Ohm, 0.41 Ohm |
| A (section du noyau) | $14.2 \times 10^{-4} m^2$ |
| L_{mean} (langueur moyen) | 0.13 m |

Le modèle est un modèle magnétique, les paramètres sont indiqués dans Tab.3.2. Il est implémenté dans "Matlab/Simulink 2011a" utilisant la bibliothèque "Simscape" basée sur l'équation $Ni = \mathfrak{R}\Phi$. La fonction Matlab (modèle de Tellinen) dans la Fig.3.1 contient le système d'équations (3.1)-(3.6). L'élément appelé "Primary winding" donne le flux lorsqu'une tension est appliquée. Ensuite, ce flux sera divisé en deux parties : un flux principal dans le transformateur et un flux de fuite dans l'air. Le noyau est représenté par une réluctance non linéaire. Le flux de fuite réparti dans l'air est représenté par une réluctance linéaire nommée Rleakage. La réluctance non linéaire est donnée par le modèle d'hystérésis décrit par les Eqs. (3.1)-(3.6). Ce modèle a besoin des entrées $h, B, et dB/dt$. Dans le modèle d'hystérésis "diagram-block", les entrées im, qm et dqm , où im est la force magnétomotrice (mmf), qm est le flux Φ et dqm désigne le terme $d\Phi/dt$.

Les quantités physiques h , B et dB/dt peuvent être obtenues à partir de im , qm , et dqm par : $h.Lmean=im$, et $dB=qm/A$, $dB=dqm/A$. Le flux qm est observé par le capteur de flux comme on le voit sur la Fig.3.1. Le terme dB/dt est obtenu par l'équation $V=N1A.dB/dt$ où la tension est obtenue à partir du capteur.

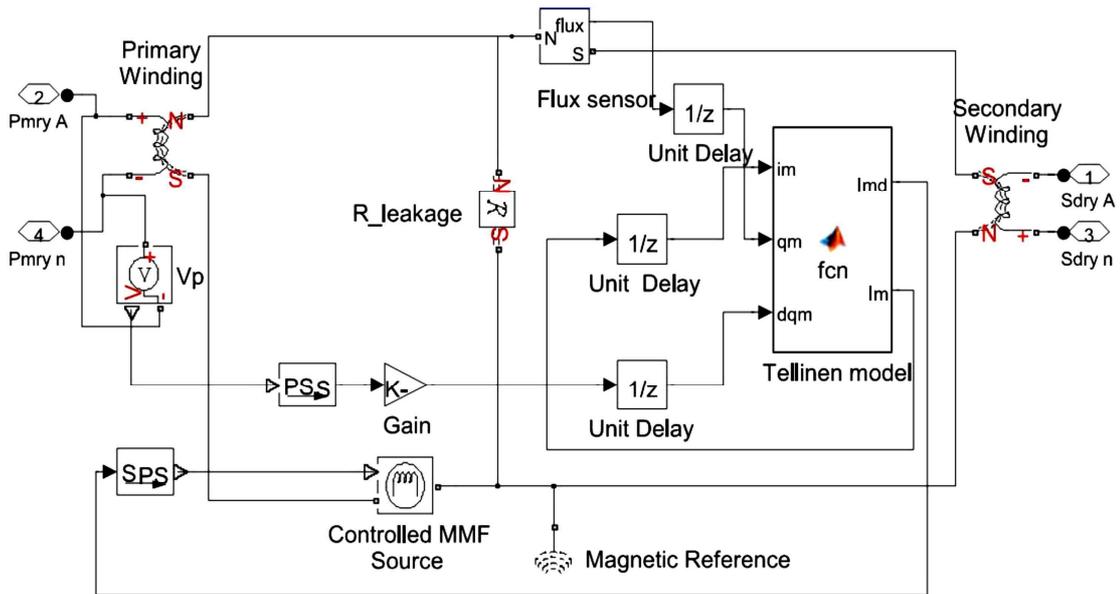
Lorsque l'enroulement primaire crée un flux qm qui s'établit dans le noyau du transformateur peut être exprimé par $\Re.qm = im$. Pour équilibrer l'équation, nous avons utilisé une source contrôlée de mmf . Dans un modèle sans σ_e , im est utilisé pour contrôler la source mmf .

Pour inclure le facteur des courants de Foucault σ_e dans le modèle, un retour d'état a été effectué pour calculer le champ dynamique hd , im est utilisé comme entrée, alors nous obtenons le champ $h=im/Lmean$. En utilisant l'Eq.(3.6) on obtient hd , d'où $imd =hd.Lmean$. La force magnétomotrice nommée imd est utilisée pour contrôler la source mmf , Fig.3.1.

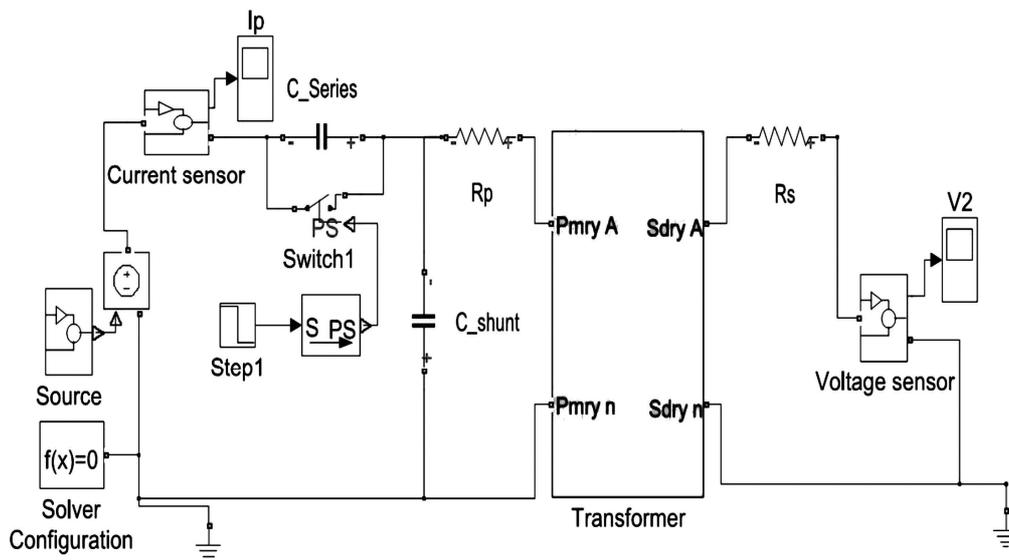
Les équations du modèle (eq 3.1- eq 3.7) sont intégrés utilisant la **méthode d'Euler**. Le code d'intégration est inclus dans la fonction Matlab nommée **Tellinen model**.

Code

```
function [Imd,Im] = fcn(im,qm,dqm)
mu=4*pi*10^-7;
s=14.2e-4;l=0.13;
Lo=mu*s/l;
a=0.225*s;b=0.3/l;seg=30*l;segma=20;
q_p=(im-seg)/abs(im-seg)*a.*log(b*abs(im-seg)+1);
q_m=(im+seg)/abs(im+seg)*a.*log(b*abs(im+seg)+1);
dq_p=a*b./(b*abs(im-seg)+1);
dq_m=a*b./(b*abs(im+seg)+1);
if dqm>0
    dim=dqm*1/abs((Lo+(q_m-qm)/(q_m-q_p)*(dq_p-Lo)));
else
    dim=dqm*1/abs((Lo+(qm-q_p)/(q_m-q_p)*(dq_m-Lo)));
end
Im=im+dim*1e-6;
Imd=Im+segma*dqm;
```



(a)



(b)

FIGURE 3.1 – Modèle dynamique du transformateur monophasé. (a) Modèle du transformateur. (b)Circuit de simulation de la ferrorésonance

Les résultats de simulation obtenus sont présentés à la Fig.3.3. Deux familles de cycles d’hystérésis sont présentées. Cela montre la différence entre les cycles d’hystérésis avec et sans facteur de courant de Foucault σ_e . La figure 3.3b présente les cycles d’hystérésis simulés et mesurés à deux niveaux de valeurs de tension d’alimentation. D’où deux valeurs crêtes d’induction magnétique. Le modèle avec σ_e est plus précis que le modèle sans σ_e .

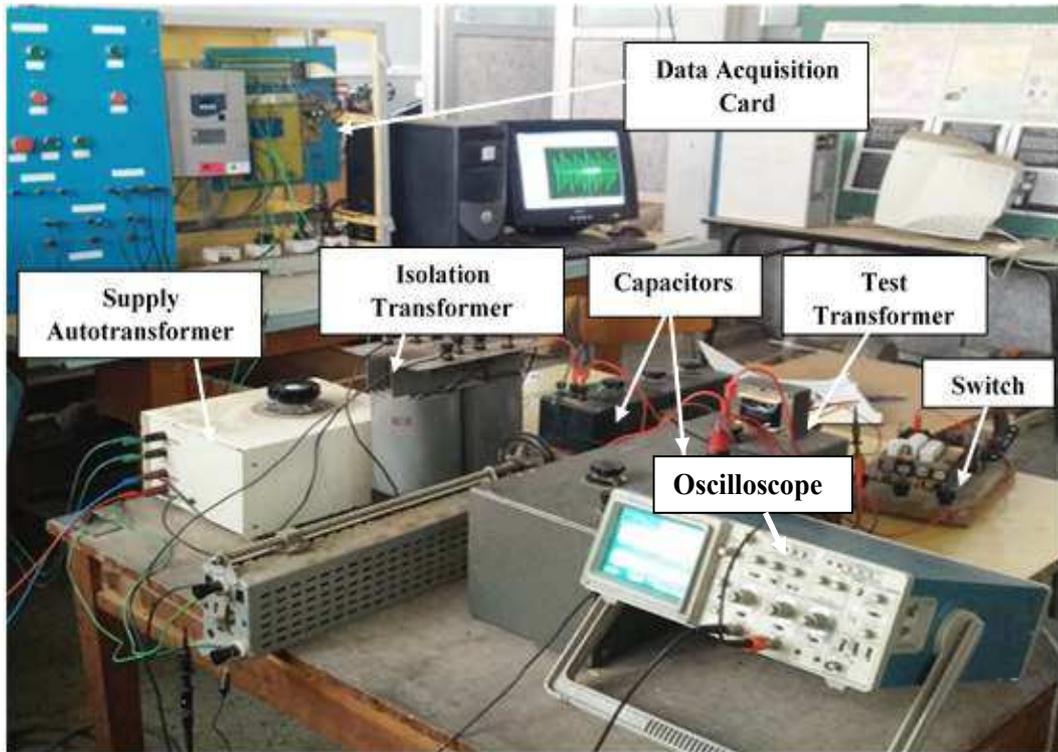


FIGURE 3.2 – Banc d’essai pour l’étude de la ferrorésonance

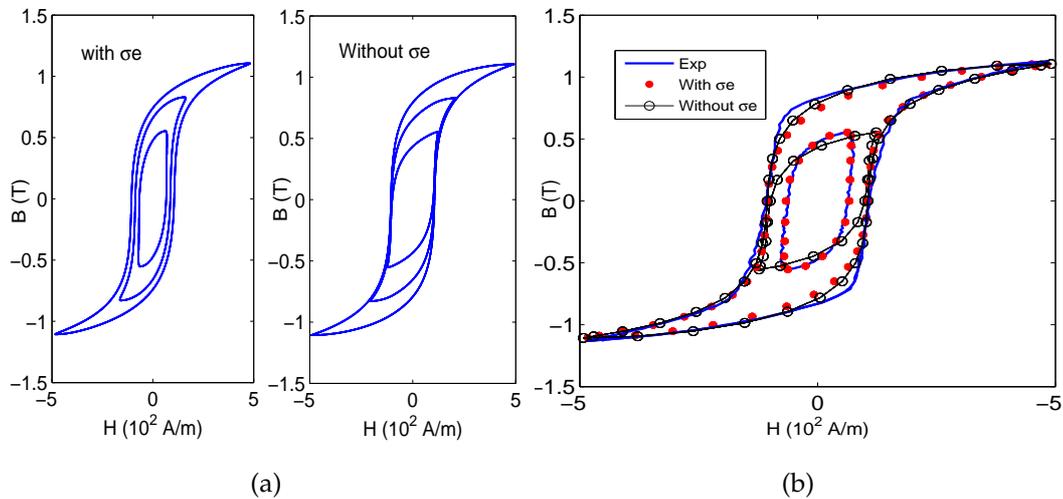


FIGURE 3.3 – Cycles d’hystérésis générés par les deux modèles avec et sans σ_e . (a) famille de cycles d’hystérésis quasi-statiques et dynamiques; (b) comparaison entre cycles d’hystérésis simulés et mesurés.

3.3 Modes de ferrorésonance utilisant le diagramme de bifurcation

Le diagramme de bifurcation est obtenu par un calcul itératif utilisant le modèle implémenté. Cela permet de prédire les paramètres donnant le mode d'oscillation approprié que l'on peut rencontrer lors d'un test de ferrorésonance y compris les valeurs de l'amplitude du courant. La valeur du condensateur série est prise comme paramètre de bifurcation. Aussi, la source de tension peut également être prise comme paramètre de bifurcation. Dans le diagramme présenté, Fig.3.4, la source de tension est fixée à sa valeur nominale. Les résultats sont spécifiques pour un temps initial fixe. Ce qui signifie qu'un diagramme de bifurcation différent peut être obtenu pour un temps différent d'ouverture de l'interrupteur.

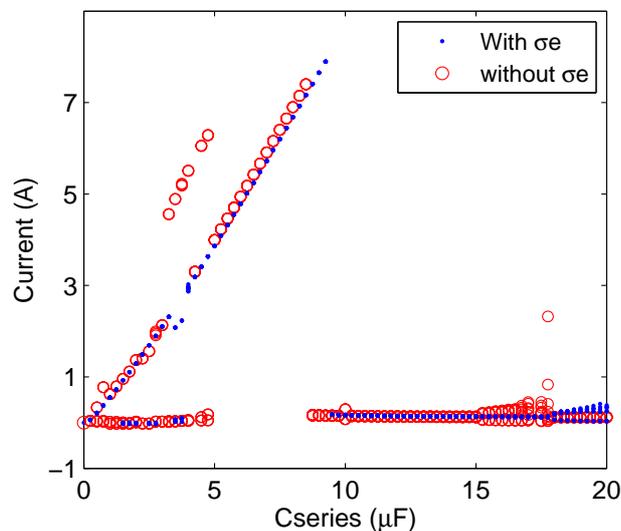


FIGURE 3.4 – Diagramme de bifurcation des différents modes de ferrorésonance, avec σ_e et sans σ_e , et avec $C_{shunt} = 1\text{nF}$ pour une valeur nominale de la tension d'alimentation

Le diagramme de la Fig.3.4 montre que la ferrorésonance apparaît pour des valeurs de capacité de $1\mu\text{F}$ à $20\mu\text{F}$, sur différents modes. Une bifurcation apparaît sur le diagramme pour le modèle avec σ_e entre deux valeurs de capacité $3\mu\text{F}$ et $4\mu\text{F}$. L'amplitude du courant est importante. Cela montre l'existence d'une oscillation de deux périodes, qui donne la ferrorésonance quasi-périodique. Le modèle sans σ_e agit un peu différemment lorsque la bifurcation apparaît à des valeurs du condensateur série C_s entre $1\mu\text{F}$ et $5\mu\text{F}$. L'amplitude du courant est supérieure à celle du cas où σ_e est pris en compte.

L'amplitude du courant, pour une valeur de capacité comprise entre $4\mu\text{F}$ et $9\mu\text{F}$, est élevée et le diagramme apparaît comme une branche donnant le mode fondamental de la ferrorésonance. Pour le modèle sans σ_e , les valeurs du condensateur, donnant le mode fondamental, sont comprises entre $5\mu\text{F}$ et $9\mu\text{F}$. Le diagramme de bifurcation montre que le saut entre le mode ferrorésonant et le fonctionnement normal se produit après une valeur de condensateur de $9\mu\text{F}$ pour le modèle avec σ_e , et après une valeur de condensateur de $8\mu\text{F}$ pour le modèle sans σ_e . Le mode de

ferrorésonance fondamental a été obtenu expérimentalement pour une capacité de $C_{\text{series}} = 9\mu\text{F}$, cette valeur de condensateur donne la limite entre le mode de ferrorésonance fondamental et le fonctionnement normal. Le circuit passe entre le régime de ferrorésonance où le courant est élevé et le régime à courant faible.

Le modèle avec σ_e montre l'existence du mode fondamental avec un courant d'amplitude élevé pour $C_{\text{serie}} = 9\mu\text{F}$, en revanche dans le modèle sans σ_e l'amplitude du courant est très faible et il ne donne pas le mode fondamental, le mode obtenu sera traité dans la partie suivante.

Une bifurcation apparaît pour des valeurs du condensateur comprises entre $15\mu\text{F}$ et $20\mu\text{F}$. Mais l'amplitude du courant est faible comparée à celle du mode fondamental, c'est le mode sous-harmonique. Comme dans les modes fondamental et quasi-périodique, il existe un retard, dû aux valeurs de condensateur, qui donne le mode pour le modèle avec σ_e et le modèle sans σ_e .

3.4 Résultats expérimentaux et de simulation

Les tests de ferrorésonance ont été effectués en faisant varier la valeur du condensateur série. Pour chaque valeur du condensateur, le test est répété plusieurs fois, pour observer l'influence du temps de commutation initial sur les modes de ferrorésonance. Le circuit de test est illustré à la Fig.3.2. Les condensateurs utilisés dans les tests peuvent représenter dans le réseau électrique, le condensateur de gradation utilisé dans un disjoncteur, la capacité de ligne de transmission ou les condensateurs de compensation. L'élément non linéaire représente le transformateur de puissance ou tout élément inductif non linéaire. Le comportement de la ferroresonance dépend de nombreux paramètres du circuit et des conditions initiales [96]. Les conditions initiales peuvent inclure, le temps de commutation, le flux résiduel [85], la tension initiale du condensateur et autres...

Dans le circuit de tests, le transformateur est alimenté pendant un certain temps. Ensuite, on ouvre brusquement l'interrupteur. Ainsi, le flux initial dans le transformateur est donné par la source d'alimentation. Le flux, lorsque le commutateur est ouvert, peut être prédit en fonction de la forme d'onde de la source de tension. La tension initiale du condensateur est nulle. Le condensateur shunt est fixé à une petite valeur (1 nF).

3.4.1 Mode fondamental

Dans le mode fondamental, les oscillations sont périodiques et introduisent des harmoniques d'ordre élevé, la plupart du temps impairs et également multiples de la fréquence fondamentale [97].

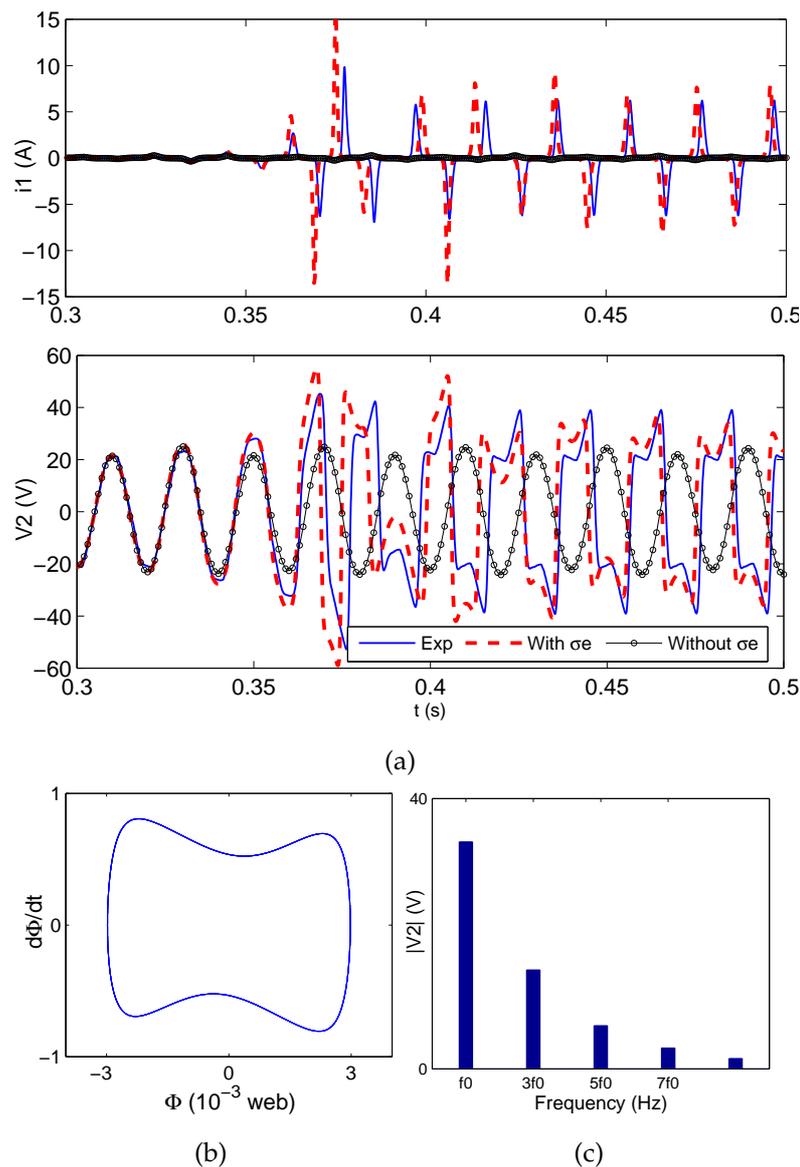


FIGURE 3.5 – Résultats simulés et mesurés durant le mode fondamental. (a) ondes du courant primaire et de la tension secondaire; (b) diagramme du plan de phase; (c) FFT de la tension secondaire

La figure 3.5c présente la trajectoire du plan de phase du mode fondamental de la ferrorésonance où il est montré la périodicité du mode. Le spectre de la tension secondaire Fig.3.5a, présente des harmoniques impairs d'ordre élevé. Le diagramme de bifurcation montre la possibilité d'obtenir le mode fondamental en utilisant le modèle avec σ_e pour une valeur du condensateur comprise entre $4\mu\text{F}$ et $9\mu\text{F}$. L'amplitude du courant étant comprise entre 3A et 8A. Le modèle sans σ_e peut donner le mode fondamental de la ferrorésonance pour des valeurs du condensateur comprises entre $5\mu\text{F}$ et $8\mu\text{F}$, pour des C_{serie} supérieures à $8\mu\text{F}$. L'amplitude du courant est également très faible. Le mode identifié est celui sous-harmonique instable, amorti lors de l'ouverture du commutateur et donne le mode normal à l'état stable.

L'instabilité signifie que l'oscillation n'est pas maintenue et que la ferrorésonance passe d'un mode à un autre. Les résultats mesurés et simulés pour $C_{\text{serie}} = 9\mu\text{F}$, sont

présentés sur la Fig.3.5a. La tension secondaire mesurée ainsi que le courant primaire présentent des valeurs élevées. Le courant passe de 0.1A avant l'ouverture du commutateur à 7A en mode fondamental à l'état stable.

Les résultats de simulation avec σ_e montrent que l'amplitude du courant passe de 0.1A à 8A en mode de ferrorésonance. Parallèlement, le modèle sans σ_e présente un mode sous-harmonique amorti, avec une faible amplitude du courant 0,2 A. Ceci est négligeable par rapport à celui expérimental. Il n'apparaît pas sur la Fig.3.5a car l'amplitude est trop faible. Cependant, la simulation est considérée au point critique où la ferrorésonance passe du mode à courant élevé à la ferrorésonance à faible courant, appelée "point de saut". Pour des valeurs de condensateur comprises entre $5\mu\text{F}$ et $8\mu\text{F}$, les deux modèles sont proches comme indiqué dans le diagramme de bifurcation, Fig.3.4. Le modèle sans σ_e peut être utilisé pour prédire les résultats des tests avec moins de précision si les points critiques sont évités. Ainsi, cela montre la capacité du modèle, lorsque σ_e est pris en compte, à prédire les résultats expérimentaux aux points critiques. Les ondes de tension et du courant simulés avec le modèle qui prend en compte σ_e sont assez proches de celles expérimentales, Fig.3.5a.

3.4.2 Mode sous-harmonique

Dans le diagramme de la Fig.3.4, une bifurcation apparaît pour des valeurs de la capacité C_{serie} comprises entre $15\mu\text{F}$ et $20\mu\text{F}$, le courant ayant deux valeurs d'amplitude. Les valeurs pour lesquelles la bifurcation apparaît dans les deux modèles avec et sans σ_e sont différentes. Les résultats de tests expérimentaux et de simulation avec les deux modèles pour une valeur de $C_{\text{series}}=18\mu\text{F}$, donnent le mode sous-harmonique.

Lors des oscillations sous-harmoniques, apparaît une période double, appelée également bifurcation de retournement ou bifurcation sous-harmonique [98]. La trajectoire dans le plan de phase du mode sous-harmonique est illustrée à la Fig.3.6b. En général le spectre du mode sous-harmonique présente des harmoniques dans la gamme de $1/n$ de la fréquence fondamentale [96], avec n entier. Le spectre de tension de la ferrorésonance obtenu est présenté sur la Fig.3.6c. Il représente l'harmonique d'ordre $1/3$ de la fréquence fondamentale.

D'autres types de modes sous-harmoniques peuvent être obtenus pour d'autres niveaux de tension d'alimentation, des valeurs de capacité du condensateur et des caractéristiques magnétiques du transformateur. Dans une étude expérimentale présentée dans la référence [99], le deuxième, troisième et neuvième sous-harmonique sont obtenus.

Le taux de distorsion du signal de tension secondaire est inférieur à celui du cas du mode fondamental. La surtension et la surintensité sont faibles, Fig.3.6a. Nous pouvons observer que ce mode est le moins néfaste pour le transformateur lors de la ferrorésonance. Le mode sous-harmonique obtenu est stable et l'oscillation est également stable. La comparaison entre les résultats expérimentaux et ceux simulés avec et sans σ_e est illustrée à la Fig.3.6a. Il est clair que les formes d'ondes simulées du modèle avec σ_e sont plus proches de celles expérimentales.

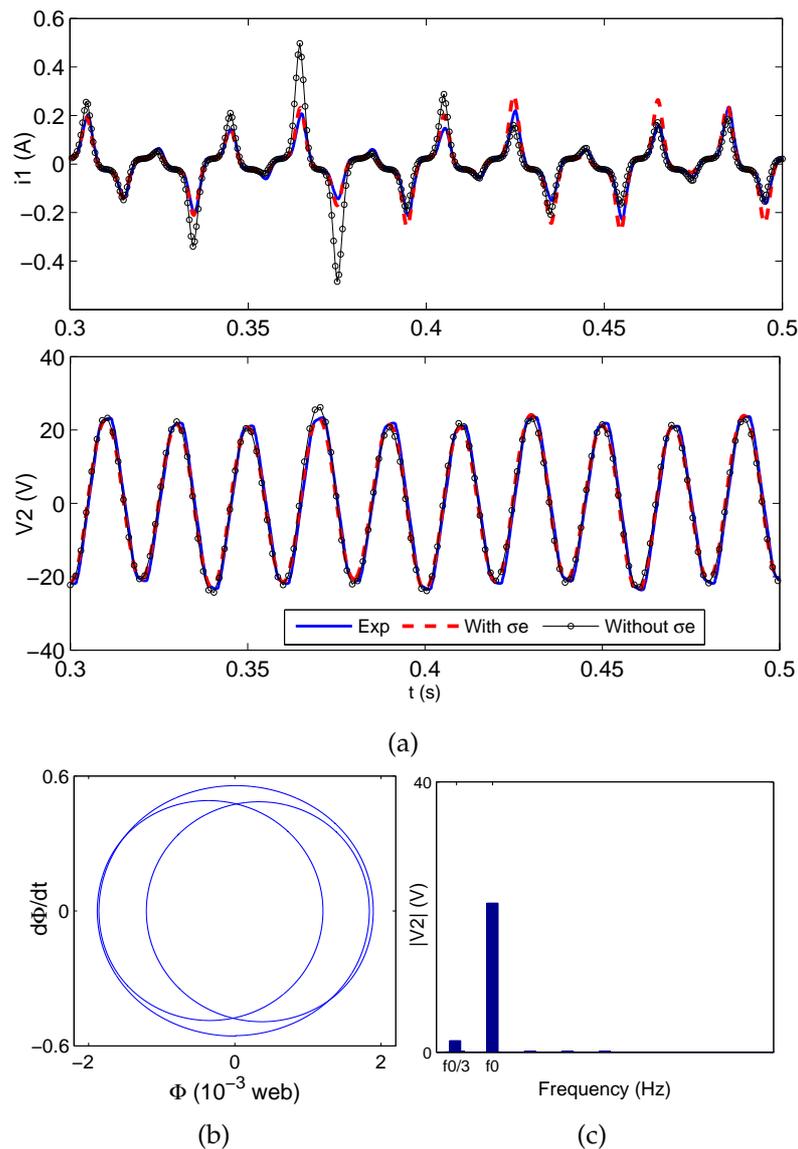


FIGURE 3.6 – Résultats de simulation et d'expérimentation durant le mode sous-harmonique. (a) ondes du courant primaire et tension secondaire; (b) diagramme de plan de phase; (c) FFT de tension secondaire

3.4.3 Mode quasi-périodique

Pour une valeur de capacité de $3\mu\text{F}$, le mode ferro-résonant quasi-périodique (QP) est obtenu. Le mode est stable, tandis que la tension et le courant ont des formes d'onde fortement déformées. L'amplitude du courant est suffisamment élevée, elle passe de 0.1A en fonctionnement normal à 4A en mode ferro-résonant (QP). Les oscillations peuvent être identifiées mathématiquement par la transformation du système non-linéaire en deux oscillateurs également non-linéaires couplés, comme indiqué dans la référence [100]. A cet effet, le spectre en tension doit être calculé. Ce spectre des oscillations (QP) peut être caractérisé par deux fréquences de base f_1 et f_2 , en plus des harmoniques exprimés sous forme linéaire par deux fréquences de

base $nf_1 + mf_2$, [96]. En plus de la surintensité et de la surtension, la présence des harmoniques peut conduire à un sur-échauffement du transformateur.

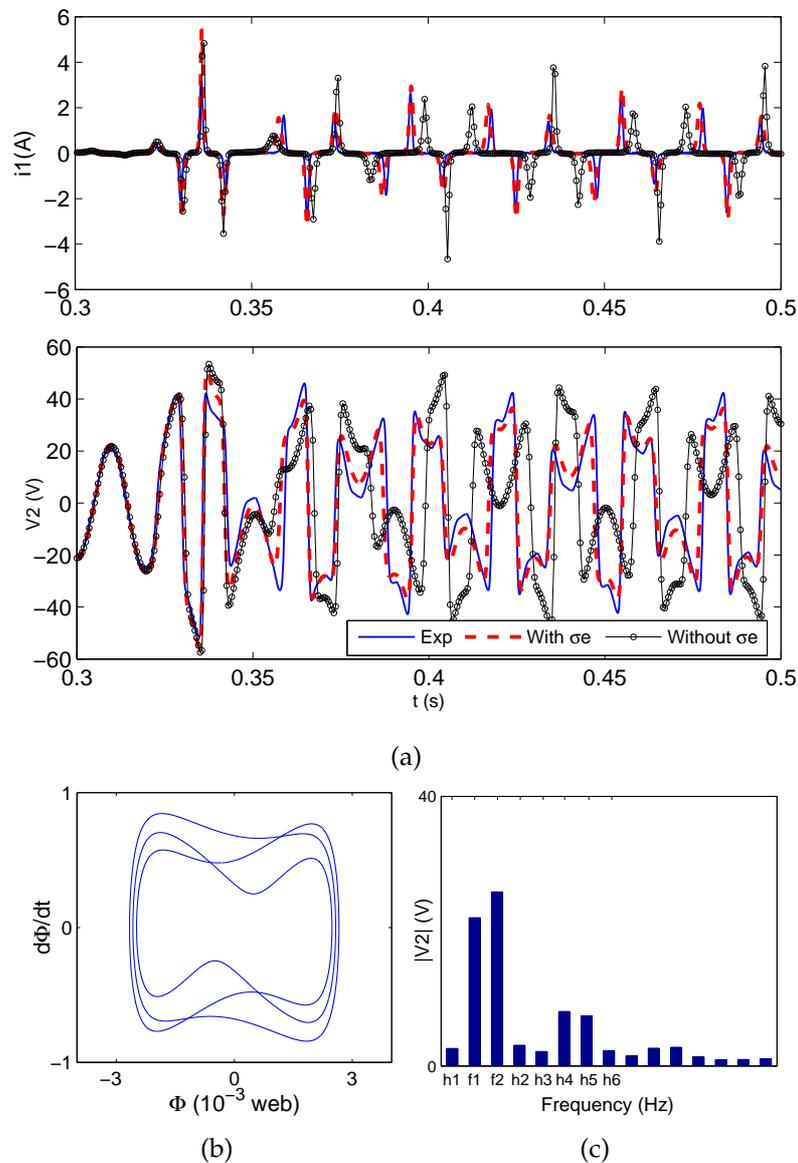


FIGURE 3.7 – Résultats expérimentaux et simulés durant le mode quasi-périodique. (a) ondes du courant primaire et de la tension secondaire; (b) diagramme du plan de phase; (c) FFT de la tension secondaire

Le spectre de la tension secondaire est illustré à la Fig.3.7c. Les deux fréquences de base sont $f_1=50\text{Hz}$ et $f_2=84\text{Hz}$, les autres harmoniques sont fonction linéaire des deux fréquences f_1 et f_2 . Sur la Fig.3.7c, la distance entre deux harmoniques adjacents est donnée par $d=f_2-f_1$. A titre d'exemple, on peut citer : l'harmonique $h_2=f_2+d=2f_2-f_1$, l'harmonique $h_1=f_1-d=2f_1-f_2$, il en est de même pour les autres harmoniques.

La combinaison entre f_1 et f_2 donne les harmoniques représentés à la Fig.3.7c. Le tableau 3 donne un calcul complet des harmoniques d'ordre élevé et d'ordre faible en fonction des deux fréquences. Le diagramme du plan de phase du mode quasi-périodique (QP) est représenté sur la Fig.3.7b, le mode n'est pas périodique, la forme

d'onde de tension se répète après chaque trois périodes , Fig.3.7a. Les deux modèles avec et sans σ_e donnent le mode quasi-périodique. Le modèle sans σ_e ne peut pas suivre la forme d'onde expérimentale Fig.3.7a, en dépit du fait que les deux formes d'onde partent du même point.

TABLE 3.3 – Harmoniques d'ordre élevé et d'ordre inférieur en fonction des deux fréquences de base $f1$ et $f2$

| Harmonique | $nf1+mf2$ | Fréquence Hz |
|------------|------------|--------------|
| h1 | $2f1-f2$ | 16 |
| h2 | $2f2-f1$ | 118 |
| h3 | $3f2-2f1$ | 152 |
| h4 | $4f2-3f1$ | 184 |
| h5 | $5f2-4f1$ | 220 |
| h6 | $6f2-5f1$ | 254 |
| h7 | $7f2-6f1$ | 288 |
| h8 | $8f2-7f1$ | 322 |
| h9 | $9f2-8f1$ | 356 |
| h10 | $10f2-9f1$ | 390 |

3.4.4 Mode chaotique

Le mode chaotique (Chao) de la ferrorésonance est le plus nuisible au système électrique. Il est caractérisé par une surtension et une surintensité Fig.3.8a. De plus, la forme d'onde de la tension contient un taux élevé d'harmoniques Fig.3.8c. Le mode chaotique peut être identifié à l'aide de la trajectoire du plan de phase, section de Poincaré [24–27] ou des exposants de Lyapunov [84]. Les résultats de simulation que nous avons obtenus, pour une capacité de $3\mu f$ et une tension d'alimentation de 640V, ont donné le mode chaotique (Chao) de la ferrorésonance. La trajectoire dans le plan de phase du mode chaotique est non répétitive. Ce qui signifie qu'après chaque période de la tension, la trajectoire passe par un nouveau point Fig.3.8b.

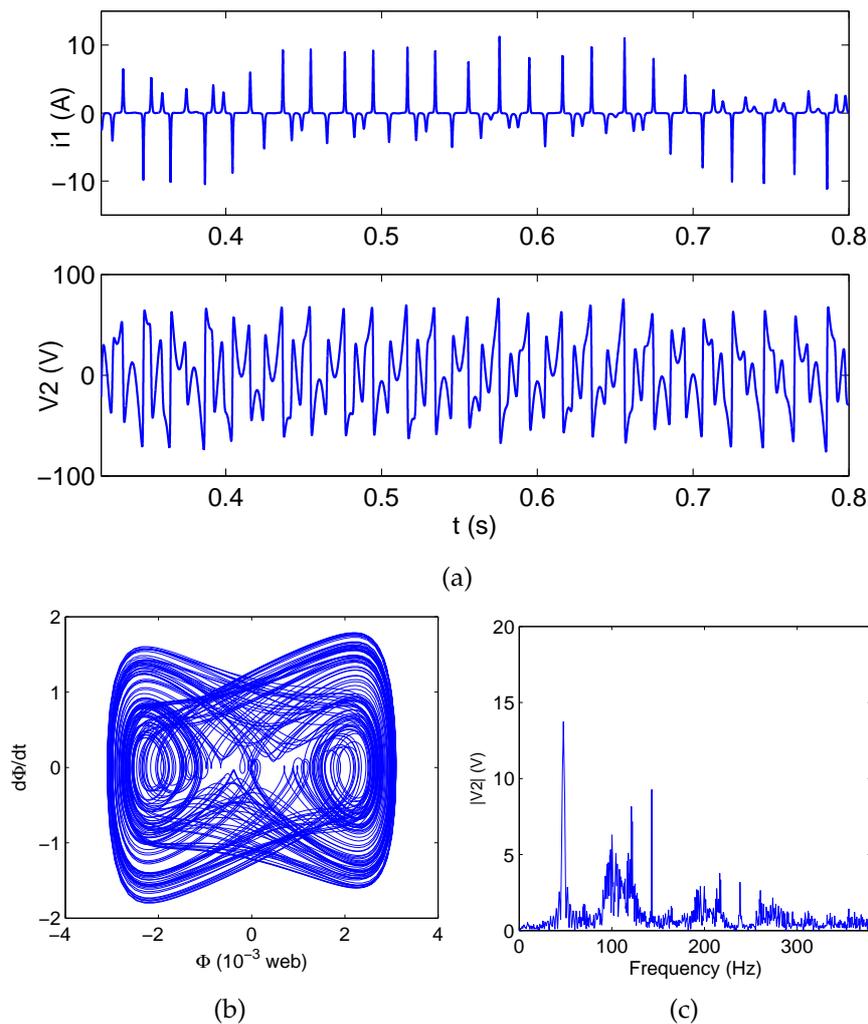


FIGURE 3.8 – Résultats de simulation durant le mode chaotique. (a) Ondes du courant primaire et tension secondaire; (b) diagramme du plan de phase; (c) FFT de tension secondaire

3.5 Discussion sur le mode chaotique

Le mode quasi-périodique est un mode où l'oscillation produite se répète après un nombre fini de périodes n . Il faut le distinguer du mode sous-harmonique où un doublement de période apparaît.

Le mode ferro-résonant chaotique par définition est un mode où le signal résultant (tension ou courant) ne se répète jamais dans un intervalle infini. Mais dans un intervalle fini, lors d'un défaut de ferro-résonance, la protection d'un système électrique doit réagir pour protéger les équipements électriques. Les harmoniques engendrés dans cet intervalle peuvent causer des problèmes.

Si on prend le spectre de la tension secondaire dans cet intervalle, il donne un mode chaotique. Donc, dans un intervalle où la protection doit réagir, l'étude du mode peut se restreindre seulement à un intervalle fini.

Il faut noter que le mode ferrorésonant est identifié en régime permanent sans tenir compte du régime transitoire pour ne pas se tromper dans les harmoniques dus au régime transitoire. Soit par diagramme du plan de phase ou par FFT le transitoire du signal doit être éliminé pour une réelle identification du mode ferrorésonant.

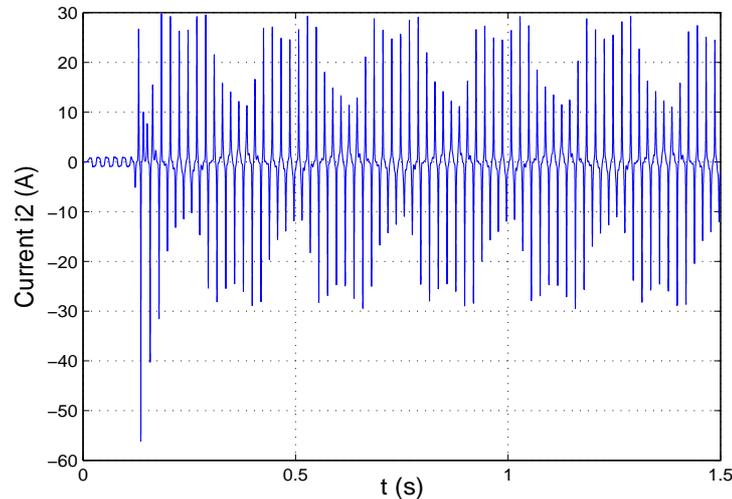


FIGURE 3.9 – Courant primaire d'un mode ferrorésonant.

Lors de notre étude sur le transformateur triphasé (chap II), un mode ferrorésonant a été obtenu où les oscillations du signal de la tension et du courant se répètent après chaque seconde.

Dans les Figs.3.9 et 3.10, les deux signaux de tension et de courant présentent une augmentation en amplitude plus une déformation due à la présence des harmoniques. Le diagramme du plan de phase, Fig.3.11a, montre l'existence d'un nombre élevé de tours plus ou moins comme dans le cas du mode chaotique Fig.1.5b. Par contre, la section de Poincaré donnée en Fig.3.11b apparaît comme un contour fermé.

Ce mode ferrorésonant est une limite entre le mode quasi-périodique et celui chaotique. Dans un intervalle d'une seconde, en fréquence de 50 Hz, nous avons 50 périodes qui représentent le mode chaotique. Il est évident que le mode est différent du vrai mode chaotique, comme il apparaît une différence entre les plans de phase des deux modes dans les Figs.1.5b et Fig.3.11a. La section de Poincaré d'un mode chaotique se présente sous la forme d'un nuage, Fig.1.5c.

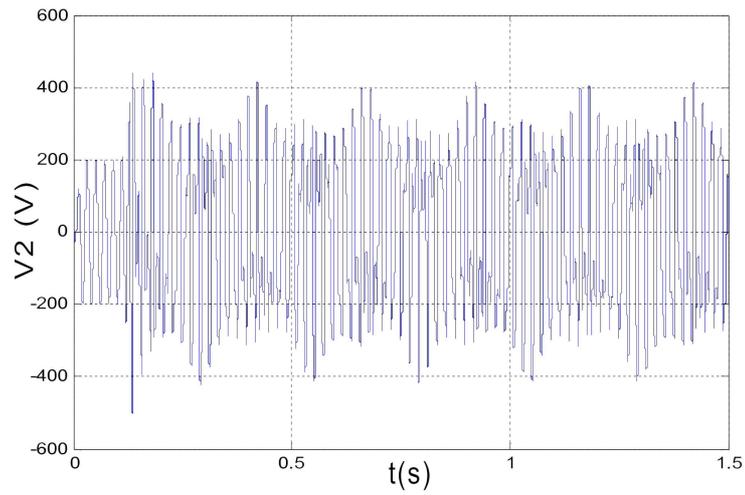


FIGURE 3.10 – Tension secondaire d'un mode ferrorésonant.

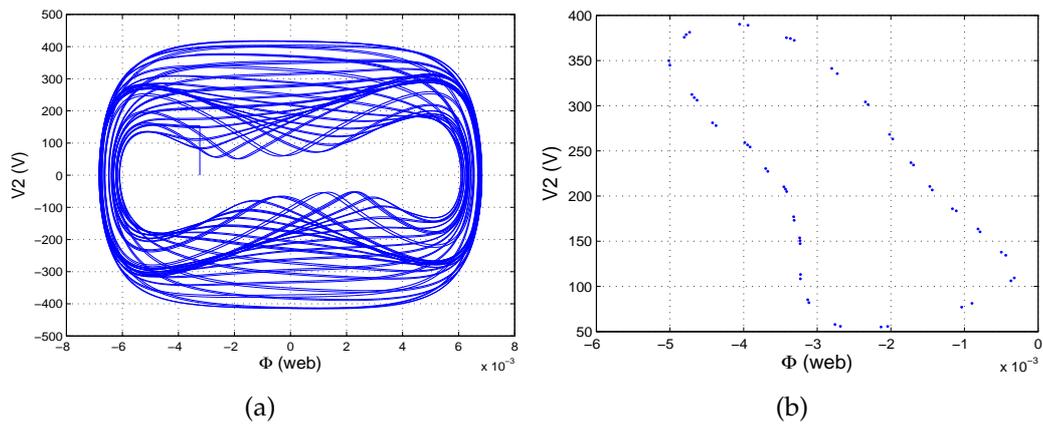


FIGURE 3.11 – (a) Diagramme de plans de phase (b) Section de Poincaré

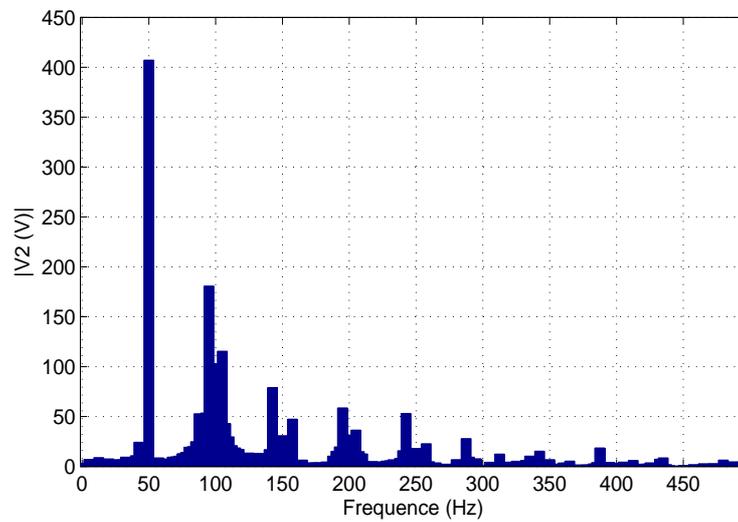


FIGURE 3.12 – Spectre de la tension secondaire

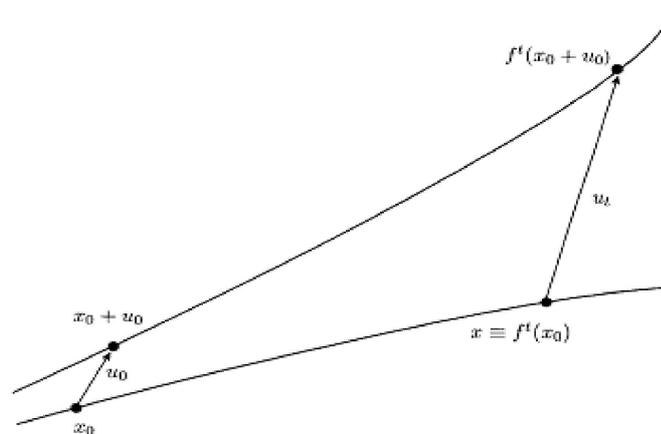


FIGURE 3.13 – Divergence de deux orbites

La FFT du signal de tension est illustrée en Fig.3.12. Il est difficile d'identifier le mode chaotique basé sur le spectre de la tension, puisque le mode chaotique n'est pas défini seulement par l'apparition de certains harmoniques.

3.6 Les exposants de Liapounov

Les exposants de Liapounov aident à la mesure du taux de convergence ou de divergence des trajectoires qui démarrent des points initiaux proches, et décrivent le comportement des systèmes dynamiques ainsi que leurs susceptibilités aux conditions initiales.

Le système dynamique autonome à étudier est défini par une équation différentielle de la forme :

$$\dot{x} = F(x) \quad (3.8)$$

Considérant deux points proches x_0 et $x_0 + u_0$ dans un plan de phase, avec u_0 une petite perturbation, l'évolution des deux points après un certain temps t est générée par le système Eq.3.8, les deux nouveaux points sont donnés par $F(x_0)$ et $F(x_0 + u_0)$ et la perturbation devient :

$$u_t = F(x_0 + u_0) - F(x_0) = D_{x_0}F(x_0).u_0 \quad (3.9)$$

L'augmentation de la distance entre les deux trajectoires voisines en termes exponentiels est donnée par :

$$\|u_t\| = e^{\lambda t} \|u_0\| \quad (3.10)$$

Avec λ le taux exponentiel de séparation des deux trajectoires. λ est estimée pour une valeur de "t" assez importante, par :

$$\lambda \simeq \frac{1}{t} \left(\frac{\|u_t\|}{\|u_0\|} \right) \quad (3.11)$$

On prend u_0 comme distance initiale et on fait suivre la séparation des deux trajectoires jusqu'à ce que $\|u_{t_1}\|$ est suffisamment grand puis on enregistre $t_1 \lambda_1 = \left(\frac{\|u_{t_1}\|}{\|u_0\|} \right)$, on normalise u_{t_1} , on divise par u_0 , et on continue, l'exposant de Liapounov devient :

$$\lambda = \lim_{t \rightarrow \infty} \frac{1}{t} \sum t_i \lambda_i \quad (3.12)$$

Le choix de la distance pour laquelle on échelonner le vecteur u est un grand problème, parce que la mesure du taux d'augmentation de la distance entre deux points est une mesure locale, ce qui est valable pour l'étude d'une série de valeurs expérimentales. Par contre, si on connaît les équations du mouvement pour une perturbation très petite, la quantité $\frac{u_{ti}}{u_{0j}}$ est exactement connue et représente la matrice

Jacobienne $\frac{u_{ti}}{u_{0j}}$.

Un algorithme de calcul des exposants adopté par [101], pour ré-échelonner les vecteurs, utilise la technique d'orthonormalisation de Gram-Schmidt.

Pour une base de données u_1, u_2, \dots, u_n avec n vecteurs (linéairement indépendants) la procédure permet de générer une base orthonormale v_1, v_2, \dots, v_n donnée par :

$$\begin{aligned} w_1 &= u_1 & v_1 &= \frac{u_1}{\|u_1\|} \\ w_2 &= u_2 - \langle u_2 | v_1 \rangle v_1 & v_2 &= \frac{w_2}{\|w_2\|} \\ w_n &= u_n - \sum_{i=1}^{n-1} \langle u_n | v_i \rangle v_i & v_n &= \frac{w_n}{\|w_n\|} \end{aligned}$$

Les exposants de Liapounov sont liés à l'extension ou à la contraction de la trajectoire des plans de phase.

Dans l'étude des systèmes dynamiques continus, les exposants de Liapounov peuvent être calculés directement. Au cas où l'information disponible sur un système est une série de valeurs numériques obtenue par expérimentation ou par simulation, un algorithme de calcul de l'exposant de Liapounov doit être implémenté.

Il existe des systèmes continus décrits par des équations où leurs exposants λ sont déjà calculés. Ces systèmes sont les plus utilisés comme par exemple : lors du calcul de λ en cas d'étude sur les modes chaotiques, il s'agit des modèles de Lorenz, Logistique, Hénon et Rössler.

Les exposants de Liapounov aident à mesurer le taux de divergence de deux trajectoires ou plus, qui partent de points initiaux proches, à déterminer la stabilité, et à catégoriser le comportement définitif d'une solution si elle est chaotique, quasi-périodique ou périodique.

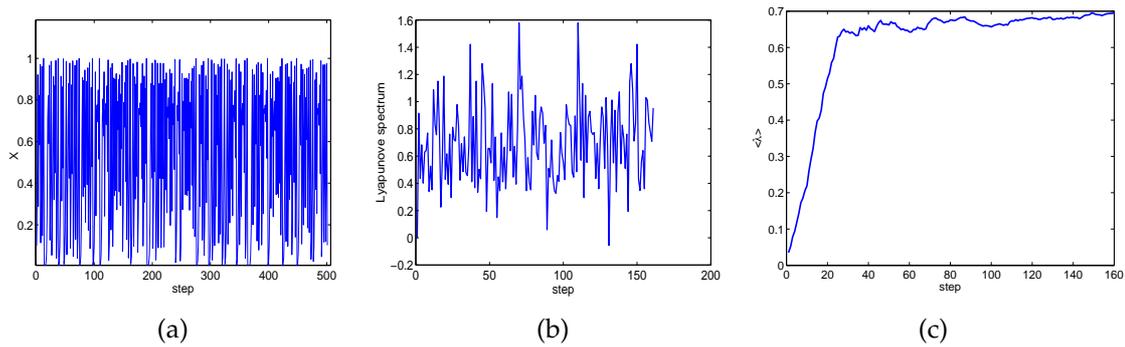


FIGURE 3.14 – Modèle dynamique « Logistique », (a) signal du modèle, (b) spectre de l'exposant de Liapounov (c) Moyenne de l'exposant de Liapounov

Il existe plusieurs méthodes pour l'estimation des exposants pour les systèmes continus. Aussi plusieurs algorithmes ont été utilisés pour le calcul des exposants à partir d'une série de valeurs [101, 102]. La détermination de la nature d'évolution du système basée sur ces exposants dépend du dimensionnement du système.

Les phénomènes de ferroresonance créent des oscillations non-linéaires durables. Si au moins un des exposants de Liapounov est positif, alors le système est chaotique. Si l'exposant de Liapounov est négatif, l'orbite est périodique et si l'exposant de Liapounov est égal à zéro, le système est marginalement stable (la bifurcation se produit).

En règle générale

1. Point fixe : tous les exposants de Liapounov sont négatifs. ($\lambda_i < 0$) Cycle limite (mode normal ou mode fondamental)
2. Un cycle : l'exposant de Liapounov est nul ($\lambda_1 = 0, \lambda_i < 0, i = 2, 3, \dots, n$).
3. Torus : (mode quasi-périodique) k exposants de Liapounov sont nuls ($\lambda_1 = 0, \lambda_2 = 0, \dots, \lambda_k = 0, \lambda_i < 0, i = k + 1, \dots, n$)
4. Attracteur étrange : (mode chaotique) au moins un exposant de Liapounov est positif ($\lambda_1 > 0$ au moins).

Il est possible de reconstruire l'attracteur à partir d'une série de données numériques. L'analyse non-linéaire des séries de données numériques permet d'obtenir des informations à partir de données expérimentales à une dimension sans aucune connaissance préalable sur les équations du système.

3.6.1 Test de l'algorithme

Pour tester si l'algorithme implémenté donne des valeurs correctes ou proches, on le teste sur des systèmes connus par leur plus grand exposant de Liapounov. Les systèmes utilisés pour le test sont présentés au tableau 1 avec leurs équations et la valeur du plus grand exposant de Liapounov prévue pour celle calculée par l'algorithme.

Modèle Logistique[103]

Le modèle logistique est présenté par son signal Fig.3.14a. Le spectre de l'exposant de Liapounov et sa valeur moyenne sont présentés aux Figs.3.14b et 3.14c respectivement.

TABLE 3.4 – Exposants de Liapounov pour des systèmes connus

| Modèles | Équations | Paramètres | Calculés < λ > | Résultats attendus |
|------------|--|--|---------------------------|-----------------------|
| Logistique | $X_{i+1} = \mu X_i(1 - X_i)$ | $\mu = 4$ $\Delta t = 1 ; n=500$ $X_0 = 0.1$ | 0.6954 | 0.693 [103] |
| Hénon | $X_{i+1} = 1 - aX_i^2 + Y_i$ $Y_{i+1} = bY_i$ | $a=1.4 ; b=0.3$ $n=400 ; X(1)=0.63$ $Y(1)=0.18$ | 0.3790 | 0.418 [101] |
| Rössler | $x = -y - z$ $y = x + ay$ $z = b + z(x - c)$ | $a=0.15 ; b=0.2$ $c=10$ $n=2000 ; \Delta t = 0.1$ | 0.1030 | 0.09 [101] |
| Lorenz | $x = \sigma(y - x)$ $y = x(R - z) - y$ $z = xy - bz$ | $\sigma=16 ; R=45.92$ $b=4$ $n=3000 ; \Delta t = 0.01$ | 1.5153 | 1.5 [101] |

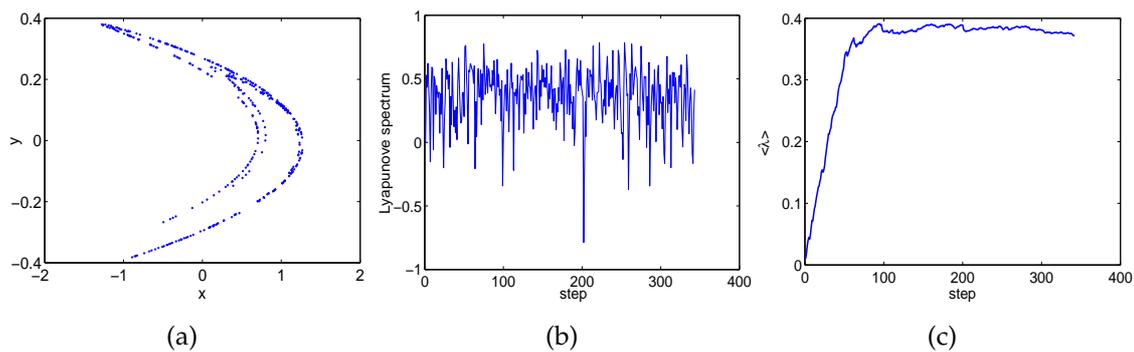


FIGURE 3.15 – Modèle dynamique « Hénon », (a) section de Poincaré du modèle, (b) spectre de l'exposant de Liapounov. (d) Moyen de l'exposant de Liapounov

Modèle Hénon[104]

Le modèle Hénon est en général présenté par sa section de Poincaré Fig.3.15a. Le spectre de l'exposant de Liapounov obtenu par l'algorithme et sa valeur moyenne sont présentés aux Figs.3.15b et 3.15c respectivement.

Modèle de Lorenz[105]

Le modèle de Lorenz est présenté par son diagramme du plan de phase, Fig.3.16a. Le spectre de l'exposant de Liapounov obtenu par l'algorithme et sa valeur moyenne sont présentés aux Fig.3.16b et 3.16c respectivement.

Modèle de Rössler[106]

Le modèle de Rössler est présenté par son diagramme du plan de phase Fig.3.17a. Le spectre de l'exposant de Liapounov obtenu par l'algorithme et sa valeur moyenne sont présentés aux Fig.3.17b et 3.17c respectivement.

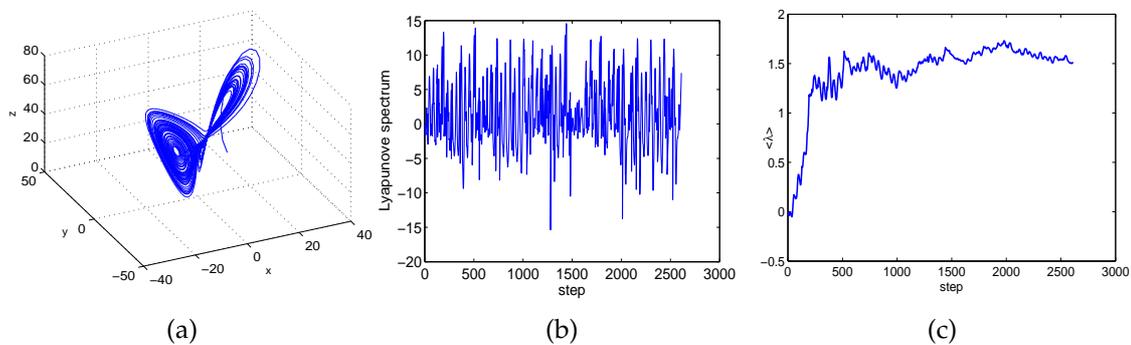


FIGURE 3.16 – Modèle dynamique de « Lorenz », (a) plans de phase du modèle, (b) spectre de l'exposant de Liapounov. (d) Moyen de l'exposant de Liapounov

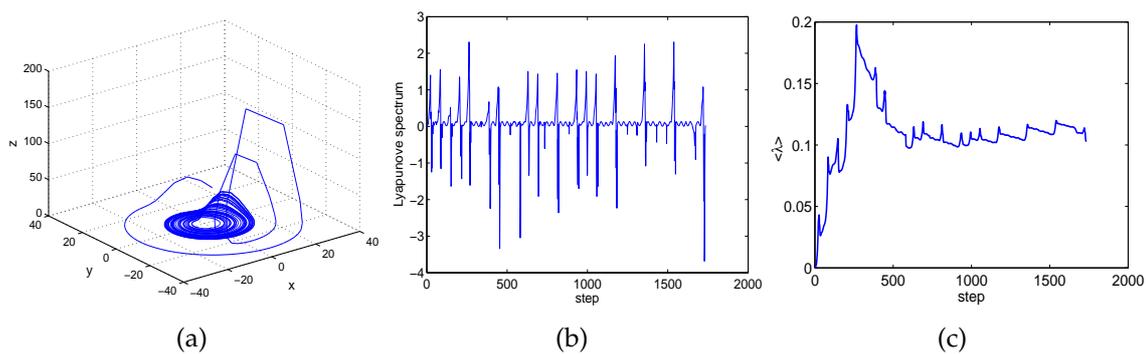


FIGURE 3.17 – Modèle dynamique de « Rössler », (a) plan de phase du modèle (b) spectre de l'exposant de Liapounov (d) Moyen de l'exposant de Liapounov

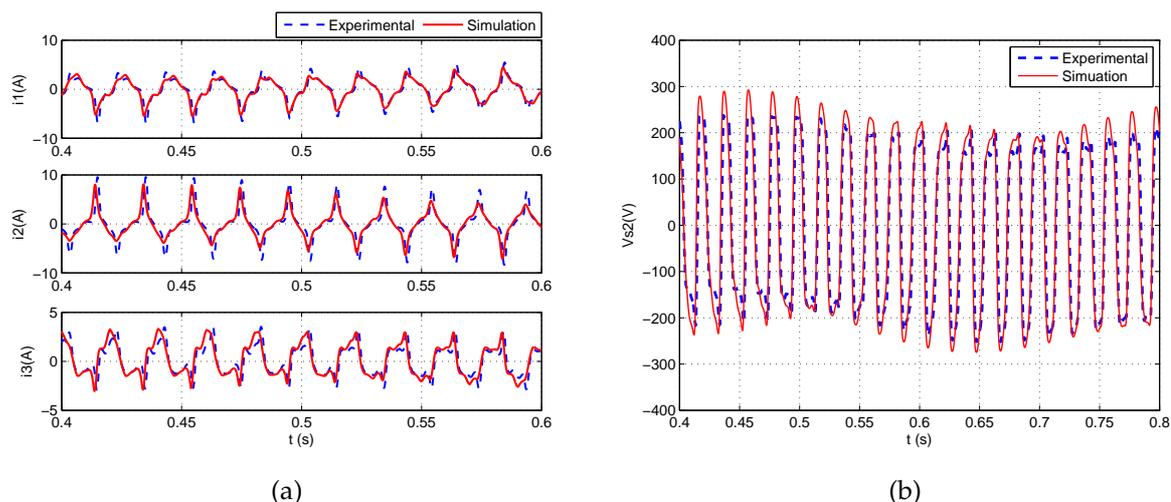


FIGURE 3.18 – Comparaison des résultats simulés avec ceux expérimentaux (a) courants primaires (b) tension secondaire

Les résultats des tests et de simulation de la ferrorésonance obtenus pour un système triphasé sont présentés en Fig.3.18

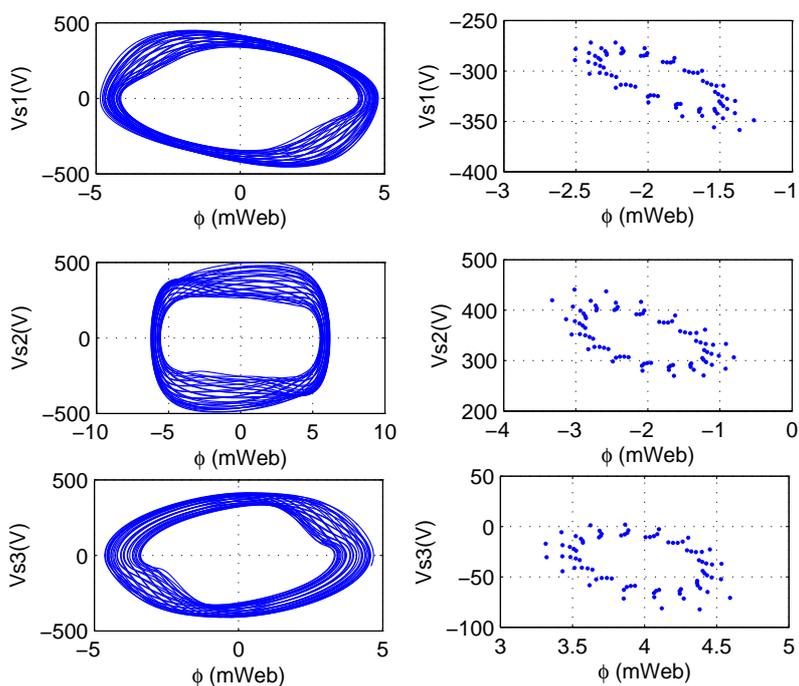


FIGURE 3.19 – Diagrammes de plans de phase et section de Poincaré des différentes phases

Les résultats expérimentaux sont comparés à ceux simulés pour la validation du modèle élaboré. Ainsi, ces séries de valeurs numériques produites par les simulations seront utilisées à la place des valeurs expérimentales. Dans le cas contraire, il faut s’assurer que les signaux ne contiennent pas de bruit produit par les capteurs ou

d'autres équipements de tests. L'algorithme de calcul des exposants de Liapounov est très sensible à la détection de la répétitivité du signal.

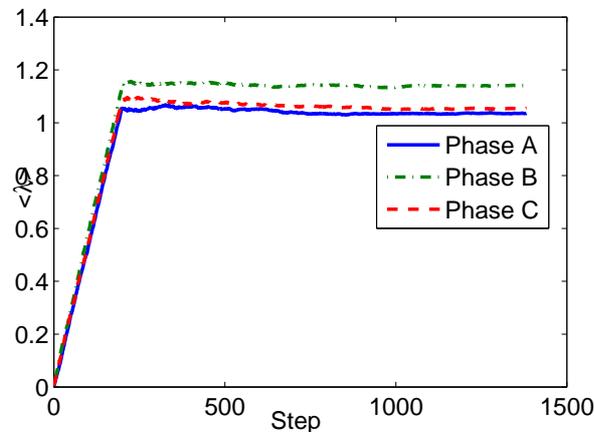


FIGURE 3.20 – Exposant de Liapounov calculé pour chaque phase

Le signal de tension secondaire du transformateur est utilisé pour identifier les modes de ferroséonance. Comme la tension secondaire est alternative sinusoïdale en fonctionnement normal, alors toute anomalie due à la ferroséonance apparaît comme une perturbation de la forme d'onde de la tension secondaire. Il faut donc prendre un nombre suffisant de points pour que l'exposant de Liapounov converge vers la valeur finale. Les résultats des exposants sont présentés à la Fig.3.20 où la valeur moyenne du plus grand exposant de Liapounov converge vers une valeur positive. D'après les résultats obtenus, les trois exposants de Liapounov sont positifs, donc le mode chaotique est présent dans les trois phases.

3.7 Sensibilité aux conditions initiales

Le temps de commutation initial affecte le comportement en régime permanent du circuit ferroséonant, puisque l'équation qui modélise le circuit est une équation différentielle non-linéaire de second ordre.

- La solution de l'équation différentielle linéaire est la somme de deux parties représentant deux états différents, à savoir : le régime transitoire et le régime permanent. La solution complémentaire est l'intégrale de l'équation sans excitation, avec deux constantes représentant les conditions initiales du circuit. La présence naturelle de la résistance rend le circuit dissipatif et la solution transitoire s'éteint après un moment. La fonction particulière donne la solution dans l'état d'équilibre stable. Il ne dépend que de l'excitation et n'est pas affecté par l'état du circuit à l'instant $t=0$.

- Dans le cas non-linéaire, la séparation des deux solutions n'est plus vraie, et la solution totale de l'équation à l'état permanent dépend des conditions initiales. Par conséquent, le comportement du circuit ferroséonant est affecté par l'état du circuit au moment de l'ouverture du commutateur. Les conditions initiales nécessaires pour résoudre l'équation différentielle qui modélise le circuit ferroséonant sont Φ_0

et $d\Phi_0$. Le bassin d'attraction peut être utilisé pour spécifier les conditions initiales qui rendent le circuit convergent vers un attracteur périodique ou non périodique.

Dans certains cas, le mode ferro-résonant peut être instable et les oscillations peuvent être amorties du fait du point de départ. Sur la Fig.3.21, le mode ferro-résonant passe du quasi-périodique au mode fondamental. Le modèle avec σ_e donne un mode quasi-périodique instable et le modèle sans σ_e donne un mode quasi-périodique stable.

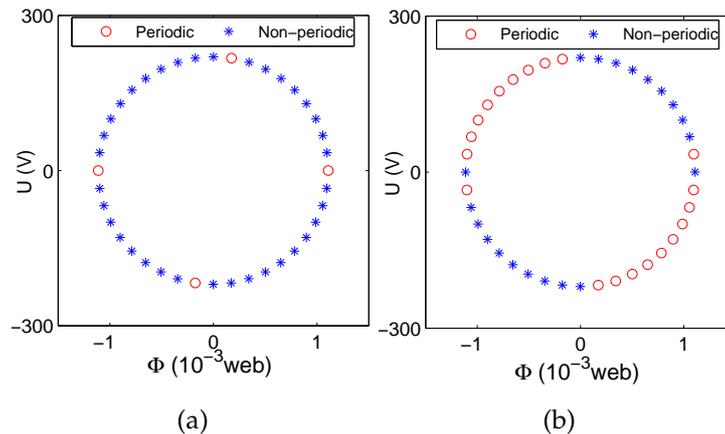


FIGURE 3.21 – Bassin d'attraction de la solution périodique et de la solution non périodique. (a) Modèle avec σ_e ; (b) modèle sans σ_e .

Dans la référence [69], le bassin d'attraction est donné pour une équation non-linéaire modélisant un circuit ferro-résonant. Il apparaît comme une carte de Φ_0 et $d\Phi_0$, et donne toutes les possibilités des points initiaux qui conduisent à la convergence vers une oscillation périodique ou non périodique. Cependant, dans le cas présenté, concernant l'état du circuit, les deux conditions initiales Φ_0 et $d\Phi_0$ changent de manière sinusoïdale avant l'ouverture de l'interrupteur. Ainsi, il n'existe qu'un ensemble limité de conditions initiales possibles représenté par un cercle. Le bassin d'attraction (voir Fig.3.21a et 3.21b), est donné pour une capacité C_{serie} de $3\mu\text{f}$ et une valeur de tension nominale. La solution périodique obtenue pour ces valeurs de paramètres donne le mode fondamental, la solution non-périodique donne le mode quasi-périodique. Les bassins d'attraction des deux modèles avec σ_e et sans σ_e sont donnés respectivement aux Fig.3.21a et Fig.3.21b. Le modèle avec σ_e est plus pertinent pour prédire les résultats expérimentaux.

Le bassin d'attraction représenté sur les Fig.3.21a et Fig.3.21b donne le temps de commutation qui favorise l'apparition d'une oscillation non-périodique. L'oscillation non-périodique apparaît lorsque la tension est positive et le flux est positif ou lorsque la tension et le flux sont tous deux négatifs. Dans un autre contexte, lorsque la tension d'alimentation passe de zéro au maximum (positif) ou lorsqu'elle passe de zéro au minimum (négatif), l'oscillation non-périodique apparaît. Dans ces deux cas, le transformateur se magnétise et passe au point de saturation. La solution périodique est obtenue lorsque la tension passe de la valeur maximale à zéro, cela signifie que le transformateur se démagnétise.

Dans certains cas, le mode de ferroresonant peut être instable et les oscillations peuvent être amorties en raison du point de départ. Dans la Fig.3.22, le mode de ferroresonant passe du quasi-périodique au fondamental. Le modèle avec σ_e donne un mode quasi-périodique instable, par contre le modèle sans σ_e donne un mode quasi-périodique stable.

Le bassin d'attraction avec le modèle sans σ_e donne des oscillations presque non-périodiques à l'exception d'un nombre limité de points. Sur les Figs.3.23a et 3.23b la forme d'onde de la tension secondaire est représentée à différents moments de commutation dans lesquels la tension et le flux ont différentes combinaisons, à savoir : $(U+, \Phi^-)$, $(U-, \Phi^-)$, $(U-, \Phi^+)$ et $(U+, \Phi^+)$.

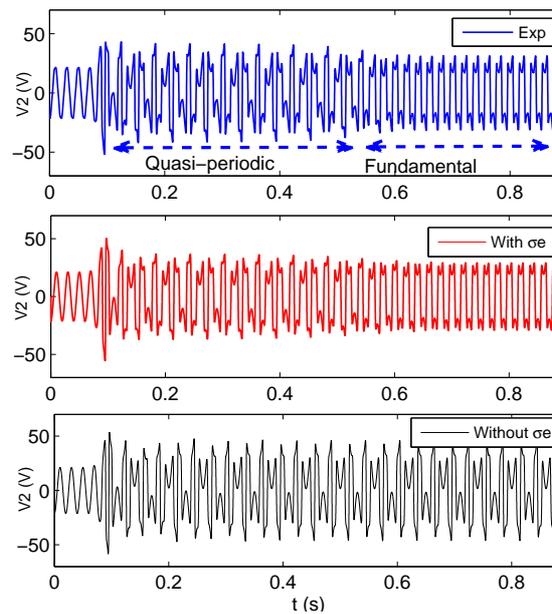


FIGURE 3.22 – Résultats expérimentaux et de simulation : Mode quasi-périodique instable obtenu pour $C_{série} = 3\mu F$ pour le modèle avec σ_e , et le Mode quasi-périodique stable pour le modèle sans σ_e

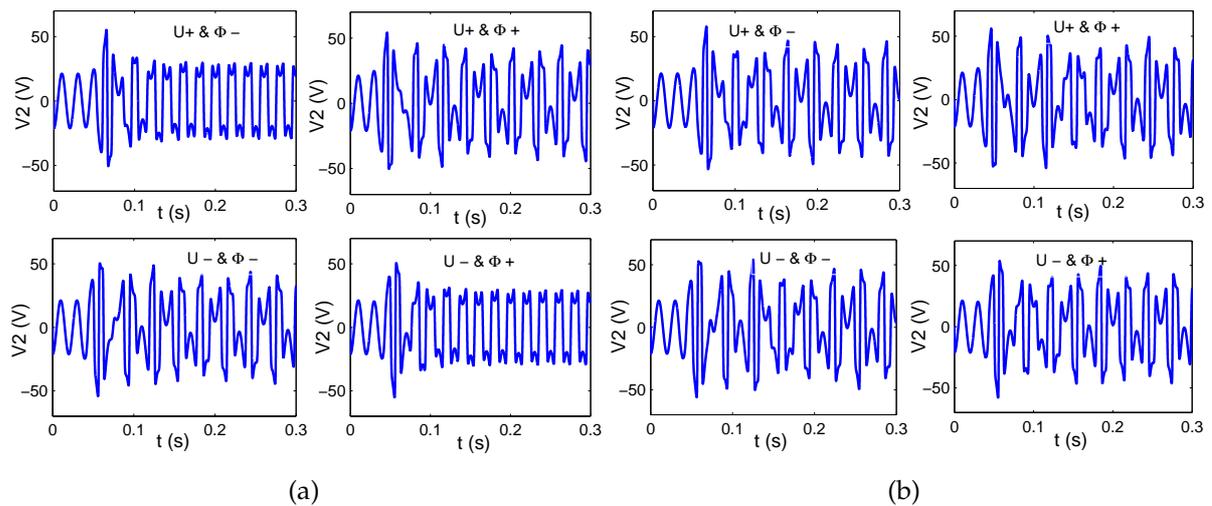


FIGURE 3.23 – Effet de l’instant initial. (a) Forme d’onde simulée du modèle avec σ_e , (b) Forme d’onde simulée du modèle sans σ_e

3.8 Conclusion

La ferrorésonance est une oscillation non-linéaire complexe qui apparaît dans les transformateurs sous différents modes. L’étude de la ferrorésonance nécessite la modélisation du transformateur dans laquelle les paramètres du cycle d’hystérésis doivent être identifiés ou mesurés. D’où le nombre important de paramètres pour réduire la complexité de la modélisation.

Le modèle du transformateur a été mis en œuvre à l’aide d’un modèle d’hystérésis prenant en compte l’effet du courant de Foucault avec seulement quatre paramètres. Aussi, il est caractérisé par la simplicité d’ajustement des paramètres. Le modèle repose fondamentalement sur la résolution des équations magnétiques du transformateur. Il a été structuré sous forme de circuit, facile à utiliser.

Des circuits magnétiques autres que le transformateur triphasé peuvent être mis en équations représentant ce modèle. Le modèle magnétique du transformateur permet de prédire le comportement du transformateur sous des perturbations transitoires. En tenant compte des courants de Foucault, la précision augmente et permet au modèle de suivre le comportement transitoire et permanent du transformateur Fig.3.7a. De plus, le modèle avec σ_e est capable de prédire des situations critiques telles que le point de saut Fig.3.5a, qui désigne les limites entre le fonctionnement normal et le fonctionnement néfaste. Il prédit également l’instabilité des modes ferrorésonants, Fig.3.22. Les tests effectués sur un transformateur monophasé ont permis d’obtenir les modes : fondamental, subharmonique et quasi-périodique. Cependant, pour certains cas le mode ferrorésonant n’est pas stable.

Chapitre 4

MODELISATION DU TRANSFORMATEUR FERRORESONANT

4.1 Introduction

Le CVT (Constant Voltage Transformer), en plus de son utilisation en tant que stabilisateur de tension, se caractérise par une protection contre les affaissements, les surtensions, les baisses de tension et garantit une onde sinusoïdale à la sortie, quelle que soit l'entrée. Cette caractéristique offre un bon avantage pour la conception des onduleurs [107], en particulier lorsqu'il est nécessaire de recourir à une onde sinusoïdale à haute fréquence ou pour utiliser une onde carrée et éviter le mode de commutation en haute fréquence. Pour leur alimentation en courant continu ou alternatif, les CVT sont utilisés dans les systèmes d'alimentation sans coupure (UPS) [108, 109] afin d'assurer une source d'alimentation fiable et sans entretien.

La modélisation des CVT regroupe la modélisation du transformateur et l'analyse du phénomène de ferrorésonance. La modélisation des transformateurs peut être réalisée via différentes techniques. Les modèles basés sur la topologie constituent un élément pertinent et largement utilisé aujourd'hui. Les équations électriques et magnétiques du modèle topologique sont combinées et la géométrie du circuit magnétique est considérée [39, 86, 87]. Que ce soit avec un transformateur triphasé ou monophasé, la modélisation du cycle d'hystérésis est un besoin inhérent en raison de l'importance des caractéristiques non linéaires du matériau sur le comportement d'un modèle de transformateur. La détermination des paramètres d'un modèle de transformateur peut être réalisée uniquement avec les techniques de géométrie et d'optimisation [110].

En général, la ferrorésonance est considérée comme un défaut dans les transformateurs. Elle apparaît comme une surtension et une surintensité élevée et provoque la saturation du transformateur. L'étude et la modélisation de la ferrorésonance ont été abordées dans de nombreux travaux [49, 52, 111] et différentes techniques ont été utilisées pour identifier ses modes. La ferrorésonance peut également affecter le convertisseur électronique de puissance [112]. Les oscillations produites par la ferrorésonance apparaissent dans la tension secondaire, où elle présente une forme d'onde déformée. Ces oscillations peuvent être répétitives avec la présence d'harmoniques dans le cas d'une ferrorésonance fondamentale, quasi-périodique ou subharmonique [46]. Elle peuvent également ne pas être répétitives quand il passe en

mode chaotique [113]. Dans les CVT, la ferrorésonance est utilisée comme un avantage certain pour maintenir une partie du transformateur dans un état saturé qui assure l'amplitude de la tension constante.

Certains travaux ont été réalisés pour donner un circuit électrique équivalent du CVT. Dans [1], le modèle couvre l'identification des éléments du modèle électrique en tant que résistance et inductance de fuite de la structure du CVT. L'analyse de Fourier sur les équations électromagnétiques du CVT montre une bonne prédiction du comportement du CVT [2]. La modélisation des CVT permet également de simuler un adaptateur d'alimentation, avec sa géométrie différente. Dans [3], la conception d'un CVT est donnée pour un système de commande de diodes électroluminescentes, qui s'est avérée plus efficace qu'un transformateur classique. L'analyse de performance et la conception du CVT avec une géométrie différente ont été réalisées par un calcul analytique [4, 114].

Nous visons dans ce chapitre à donner un modèle magnétique topologique du CVT qui prend en compte les paramètres géométriques et électromagnétiques que sont : l'entrefer, la valeur de la capacité, les caractéristiques magnétiques et le nombre de spires des enroulements du condensateur. Ce qui donne la possibilité de faire varier les paramètres afin d'obtenir une meilleure puissance de sortie, une efficacité, une régulation de la tension et un facteur de puissance. En d'autres termes, cela permet de rechercher une conception optimale du CVT.

Le modèle est basé sur le circuit magnétique équivalent en tenant compte de la non-linéarité du matériau. En outre, il se caractérise par sa simplicité, car il est implémenté dans son état magnétique sans passer à un modèle dérivé électrique. Le cadre du transformateur conventionnel a été modifié pour créer un CVT dans le but d'extraire le maximum de puissance possible du CVT conçue. L'introduction d'un circuit résonant électrique dans le modèle permet de déterminer les meilleurs paramètres de fonctionnement comme la valeur de la capacité et le nombre de spires des bobines du CVT en basant sur le modèle implémenter, évitant ainsi le recours au calcul analytique.

4.2 Principe de fonctionnement

Dans un transformateur ferrorésonant, 4.1, il y a trois bobines, une bobine primaire et deux secondaires. La bobine primaire est mise sur une colonne du noyau ferromagnétique et les deux secondaires sur une autre colonne. Une des bobines secondaire est court-circuitée sur un condensateur, l'ensemble formé devient un circuit résonant. L'autre bobine est connectée à la charge. Le circuit magnétique contient un shunt avec un entrefer.

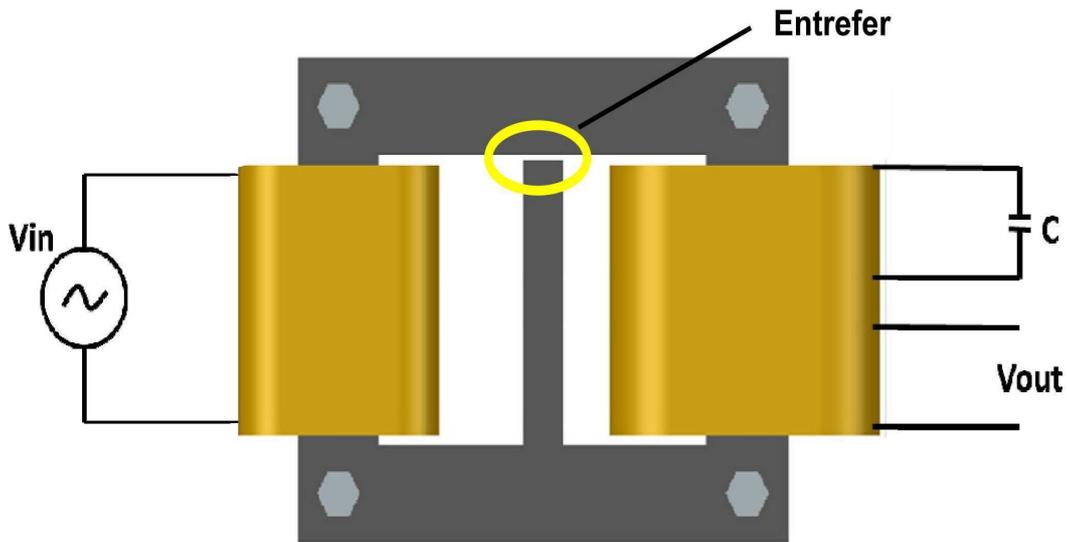


FIGURE 4.1 – Schéma du CVT type Core avec connexion du circuit résonant

Lorsque le transformateur est alimenté, un flux s'établit dans le circuit magnétique. Une partie du flux va dans le shunt et l'autre partie induit une tension dans la bobine secondaire. Dans la bobine court-circuitée sur la capacité il y a toutes les conditions qui peuvent causer la ferroresonance, donc une surtension dans le circuit résonant. Ce qui implique la saturation du circuit magnétique. L'existence du shunt empêche la saturation de la partie où il y a la bobine primaire. La saturation d'une partie du circuit magnétique implique une très faible variation du flux magnétique, donc une tension induite presque constante.

Plusieurs topologies de ce type de transformateur existent, 4.2, avec plusieurs connexions de circuit résonant avec ou sans circuit de contrôle. Ce dernier est appelé CVT contrôlé (la régulation de la tension de sortie est complétée par un dispositif d'électronique de puissance). En général, ce type de stabilisateur n'utilise aucun composant d'électronique, ce qui le rend fiable.

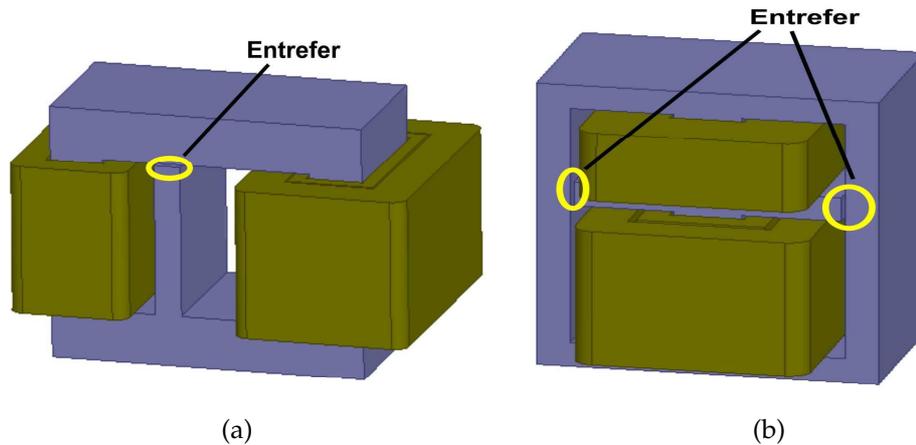


FIGURE 4.2 – Type de géométrie du transformateur ferrorésonant. (a) Core (b) Shell

4.3 Modélisation du transformateur ferrorésonant.

Dans les transformateurs ordinaires à géométrie Core ou Shell, les enroulements primaire et secondaire sont coaxiaux. Cela signifie que les deux enroulements sont pratiquement soumis au même flux. Dans les CVT, les enroulements se trouvent dans différentes parties du circuit magnétique. Ainsi, il est possible que deux flux différents puissent exister dans le transformateur. De plus, les deux flux observés dans les enroulements primaire et secondaire sont presque indépendants. Dans ce cas, le fonctionnement du primaire et du secondaire est séparé et toute perturbation du côté primaire n'apparaîtra pas du côté secondaire.

4.3.1 Topologie des modèles magnétiques.

Dans un CVT de type Core comme indiqué sur la Fig.4.2a, on peut diviser le circuit magnétique en trois parties représentant trois réluctances dans lesquelles trois flux différents peuvent exister. Deux réluctances non-linéaires représentant les colonnes latérales, et une réluctance linéaire dans le shunt magnétique. Ce qui donne un modèle magnétique illustré sur la Fig.4.3a peut être utilisé pour modéliser le CVT avec des équations magnétiques, ou avec le modèle électrique équivalent déduit.

Basé sur le principe de la dualité dans la modélisation des transformateurs, chaque partie du circuit magnétique est considérée comme réluctance, en plus des réluctances de fuites. Ce qui donne un modèle magnétique très compliqué. Dans l'exemple de la Fig.4.2a, le circuit magnétique sera divisé en sept parties, le modèle magnétique est présenté en Fig.4.3b avec la prise en compte des réluctances de fuite. Pour le cas de la géométrie Shell illustré à la Fig.4.2b, on peut obtenir un modèle magnétique équivalent en considérant les réluctances en référence au chemin du flux, cela revient à mettre six réluctances non linéaires et deux réluctances linéaires représentant le shunt.

La représentation de chaque partie du circuit magnétique par une réluctance donne un modèle magnétique équivalent plus compliqué que celui dans le cas de

géométrie Core, et le rend difficile à modéliser et à en identifier les paramètres comme il est indiqué à la Fig.4.3b. Grâce à la symétrie de la géométrie donnée à la Fig.4.2b, le flux Φ_1 dans le modèle, Fig.4.3c, se divise en deux parties égales. Donc le modèle peut être simplifié et devient comme celui donné pour le cas de la géométrie Core, Fig.4.3a.

C'est la raison pour laquelle certains auteurs ont représenté chaque partie du circuit magnétique par une réluctance qui révèle l'existence des fuites magnétiques. Donc les flux dans les deux réluctances en série ne sont pas séparés. Si les flux dans les réluctances sont différents, le comportement des réluctances (qui sont non-linéaires) est différent.

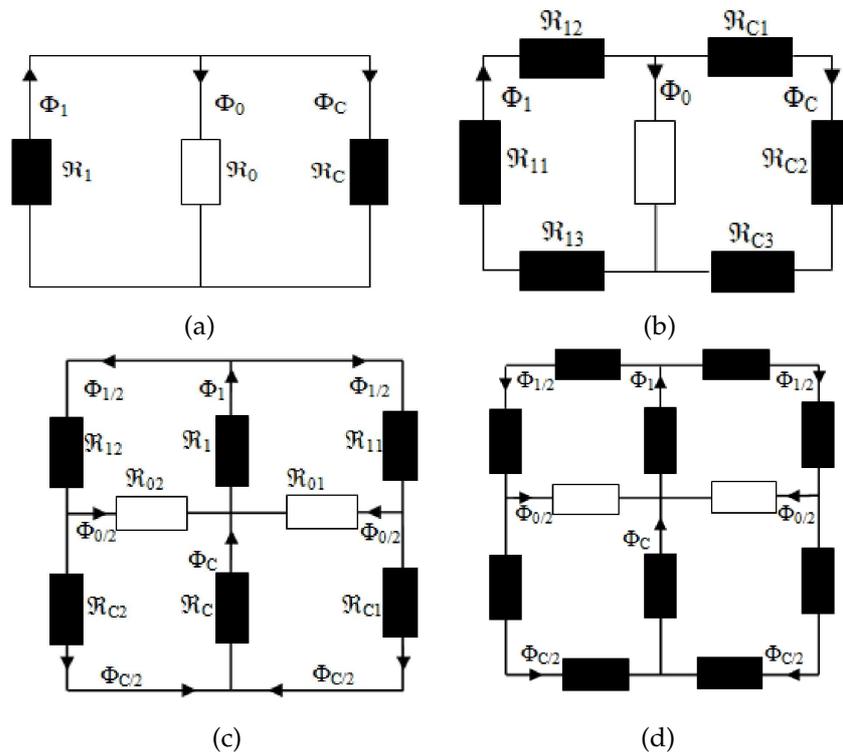


FIGURE 4.3 – Modèle magnétique dérivé de différentes topologies du CVT. (a) Modèle Type I du CVT Core; (b) Modèle Type II du CVT Core; (c) Modèle Type I du CVT Shell; (d) Modèle Type II du CVT Shell.

Les modèles donnés en Fig.4.4 sont à compléter par des sources FMM représentant les courants électriques dans les différentes bobines et les reluctances de fuites.

4.4 Modèle magnétique d'un CVT Core.

Le circuit électrique du CVT est présenté à la Fig.4.4a. L'enroulement primaire est alimenté par une source de tension alternative V_{in} , l'enroulement du condensateur appelé N_C est la connexion en série des deux enroulements N_2 et N'_2 , il est court-circuité sur un condensateur C . L'enroulement secondaire N_2 est connecté à la charge.

Le modèle magnétique du CVT Fig.4.2a, qui peut être déduit directement de la topologie du transformateur est donné à la Fig.4.4b. Il considère trois parties du circuit magnétique. La première partie est la branche où l'enroulement primaire N_1 est représenté par une réluctance non linéaire \mathfrak{R}_1 dans laquelle le flux Φ_1 est établi. La deuxième partie est le shunt magnétique par où passe un flux Φ_0 , elle est donnée par une réluctance linéaire \mathfrak{R}_0 . La troisième partie dans laquelle existent deux enroulements secondaires représentés par une réluctance non-linéaire \mathfrak{R}_C . Les réluctances \mathfrak{R}_1 et \mathfrak{R}_C sont fonction des flux Φ_1 et Φ_C respectivement.

Pour déduire un modèle topologique du CVT, une combinaison d'équations électriques et magnétiques est nécessaire. Les modèles topologiques prennent également en compte la géométrie du transformateur, c'est-à-dire des paramètres tels que l'épaisseur de l'entrefer du shunt, la section du shunt ainsi que les deux branches latérales, d'où les caractéristiques magnétiques des deux réluctances \mathfrak{R}_1 et \mathfrak{R}_C .

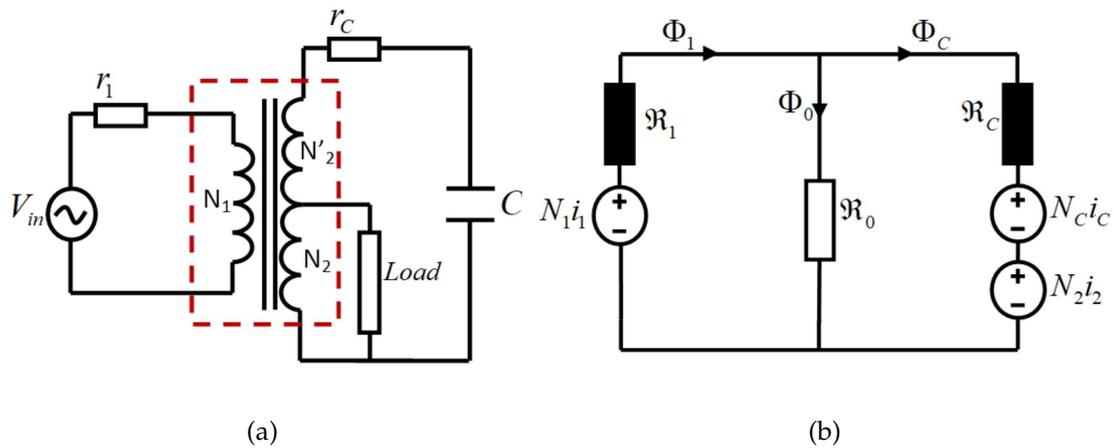


FIGURE 4.4 – Circuits utilisés pour la modélisation du CVT. (a) Connexion électrique du CVT; (b) Modèle magnétique du CVT.

Les équations électriques et magnétiques du CVT couvrent le phénomène de ferrorésonance et les paramètres qui l'affectent, tels que : la valeur du condensateur, le niveau de tension et la caractéristique de saturation profonde. Cela rend le modèle valide pour tester les performances du CVT et pour être utilisée dans l'optimisation de la conception.

L'objectif en matière de conception du CVT est de réduire certains paramètres : le condensateur, le volume du transformateur et l'augmentation des autres paramètres tels que : le rendement, la puissance et le facteur de puissance.

Les équations électriques du CVT déduites de la Fig. 4.4a sont :

$$V_{in} = r_1 i_1 + N_1 \frac{d\Phi_1}{dt} \quad (4.1)$$

$$N_c \frac{d\Phi_c}{dt} = r_c i_c + V_c \quad (4.2)$$

$$N_2 \frac{d\Phi_c}{dt} = V_{out} = R i_2 + L \frac{di_2}{dt} \quad (4.3)$$

Avec : $N_c = N_2 + N_2'$

Les équations magnétiques déduites de la Fig.4.4b sont :

$$N_1 i_1 = \mathfrak{R}_1 \Phi_1 + \mathfrak{R}_0 \Phi_0 \quad (4.4)$$

$$N_c i_c = \mathfrak{R}_0 \Phi_0 - \mathfrak{R}_c \Phi_c - N_2 i_2 \quad (4.5)$$

Pour éviter de traiter les réluctances, les équations (4.4) et (4.5) sont exprimées en termes de force magnétomotrice basée sur les équations (4.6 et 4.7). La non-linéarité de la réluctance peut être exprimée avec un modèle de cycle d'hystérésis.

$$\mathfrak{R}_c \Phi_c = N_c i_{mc} \quad (4.6)$$

$$\mathfrak{R}_1 \Phi_1 = N_1 i_{m1} \quad (4.7)$$

Avec,

i_{m1} et $i = mc$ indiquent les courants de magnétisation dus à la magnétisation des réluctances \mathfrak{R}_1 et \mathfrak{R}_c respectivement. Par la substitution des équations (4.6) et (4.7) dans les équations (4.4) et (4.5), on obtient :

$$N_1 i_1 = N_1 i_{m1} + N_0 i_0 \quad (4.8)$$

$$N_c i_c = N_0 i_0 - N_c i_{mc} - N_2 i_2 \quad (4.9)$$

Avec :

$$N_0 i_0 = \mathfrak{R}_0 \Phi_0 \quad (4.10)$$

$$\Phi_0 = \Phi_1 - \Phi_c \quad (4.11)$$

La réluctance linéaire du shunt magnétique, incluant l'entrefer, est donnée par la relation suivante :

$$\mathfrak{R}_0 = \frac{g}{\mu_0 A_{sh}} + \frac{l_{sh}}{\mu_0 \mu_r A_{sh}} \quad (4.12)$$

Où g est la longueur de l'entrefer, A_{sh} est la section du shunt magnétique, l_{sh} la longueur du shunt, μ_r la perméabilité du shunt magnétique et μ_0 est la perméabilité de l'air. Le deuxième terme de l'équation (4.12) peut être négligé par rapport au premier terme. La liaison entre le primaire et le secondaire est réalisée via le terme $N_0 i_0$ (équations (4.8 et 4.9)).

La relation entre le courant magnétisant et le flux dans un circuit magnétique est en général donnée par un cycle d'hystérésis. Un circuit électrique équivalent qui peut représenter un cycle d'hystérésis est une résistance linéaire qui représente les pertes fer, en parallèle avec une inductance non-linéaire telle que présentée à la Fig.4.5a. La modélisation du cycle d'hystérésis peut être réalisée avec des modèles très précis tels que Jiles / Atherton et Tellinen [34, 35], mais pour des raisons de simplicité, la représentation choisie est donnée à la Fig.4.5a.

La représentation polynomiale de la caractéristique $(\Phi_1 - i_{m1})$ d'une inductance non-linéaire est donnée par :

$$i = A_1\Phi + A_2\Phi^n \quad (4.13)$$

Les paramètres sont donnés dans Tab.4.1.

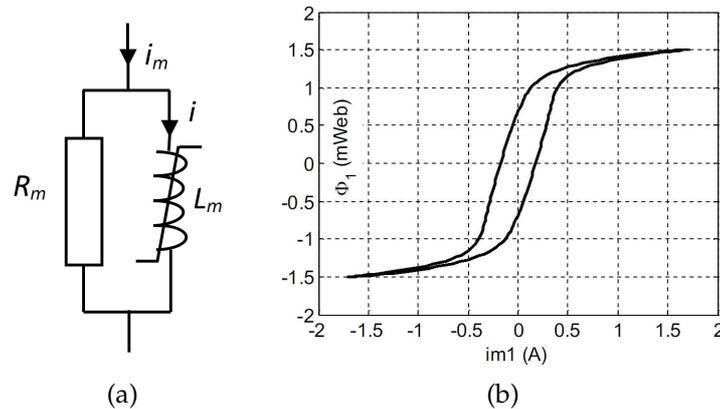


FIGURE 4.5 – Modélisation du cycle d'hystérésis. (a) Circuit électrique équivalent à la réluctance non-linéaire à perte de noyau constante; (b) Caractéristique $(\Phi_1 - i_{m1})$

Nous obtenons la relation du courant magnétisant comme suit :

$$i_m = \frac{Nd\Phi}{R_m dt} + A_1\phi + A_2\Phi^n \quad (4.14)$$

Avec n entier impair, A_1 et A_2 sont des constantes à déterminer. La résistance R_m représente les pertes de noyau de réluctance. Pour résoudre les équations (4.1 à 4.3) et (4.8 et 4.9), nous devons déterminer les variables inconnues, y compris les flux, Φ_1 , Φ_C et Φ_0 . Les courants i_{m1} et i_{mC} sont calculés à partir des flux Φ_1 et Φ_C basés sur la caractéristique non-linéaire des réluctances \mathcal{R}_1 et \mathcal{R}_C , Eq.4.14. Le calcul des courants i_1 et i_C s'effectue via les équations (4.8) et (4.9).

L'intégration numérique des équations du modèle s'effectue avec une certaine hiérarchie afin d'assurer un bon comportement du modèle. Le flux Φ_1 peut être le premier calculé avec l'équation (1). Le flux Φ_C induit une tension aux bornes du condensateur, cette dernière joue le rôle de source de tension qui magnétise la réluctance \mathcal{R}_C . Le courant magnétisant i_{mC} circulant dans le condensateur entraîne une résonance non-linéaire et la saturation de la colonne du CVT.

La présence du shunt empêche la partie primaire du CVT d'entrer en saturation. Les deux réluctances \mathcal{R}_1 et \mathcal{R}_C peuvent avoir les mêmes caractéristiques si les deux colonnes sont égales en longueur et en section. Ainsi, les paramètres R_m , A_1 et A_2 seront les mêmes lors du calcul des courants i_1 et i_{mC} . Cependant, les flux Φ_1 et Φ_C sont différents, ce qui conduit à des valeurs de réluctance différentes.

Lorsqu'un phénomène de ferorésonance se produit dans le secondaire du CVT, il entraîne la saturation de la troisième colonne. L'interaction entre la non-linéarité du noyau (réluctance \mathcal{R}_C) et le condensateur C produit la ferorésonance. Ceci est garanti par la présence du courant non-sinusoidal i_{mC} (courant magnétisant). Ainsi,

le couplage entre le circuit électrique Fig.4.4a et le circuit magnétique Fig.4.4b est nécessaire pour modéliser le comportement du CVT.

Une représentation schématique du modèle est donnée à la Fig.4.6, où il est implémenté dans Matlab/Simulink. En utilisant le modèle magnétique de la Fig.4.4b, les réluctances \mathfrak{R}_1 et \mathfrak{R}_C sont remplacées par une source de force magnétomotrice (FMM) conformément aux équations (4.8) et (4.9). Le flux Φ_1 créé dans l'enroulement primaire est établi dans la réluctance \mathfrak{R}_1 , ce qui donne une FMM1 conforme à l'équation (4.7). Puisque la réluctance \mathfrak{R}_1 est non-linéaire, la FMM1 est contrôlée par la relation $(\Phi_1 - i_{m1})$ donnée par l'équation (4.14). Une partie du flux Φ_1 établi dans la réluctance linéaire \mathfrak{R}_0 , et l'autre partie Φ_C est établie dans \mathfrak{R}_C . La FMMc résultante est contrôlée par la caractéristique $(\Phi_C - i_{mC})$ de la réluctance \mathfrak{R}_C , et peut également être obtenue avec l'équation (4.14).

Les sources FMM nommées FMM1 et FMMc sur la Fig.4.6 représentent respectivement les termes $N_1 i_{m1}$ et $N_C i_{mC}$, et sont contrôlées à l'aide de deux fonctions Matlab, Fig.4.6. Les deux fonctions qui contrôlent les sources de FMM comprennent l'équation (4.14) avec la nécessité de deux entrées, la tension primaire et le flux Φ_1 pour la *Function1* et la tension du condensateur et le flux Φ_C pour *Function2*, comme illustré à la Fig.4.6.

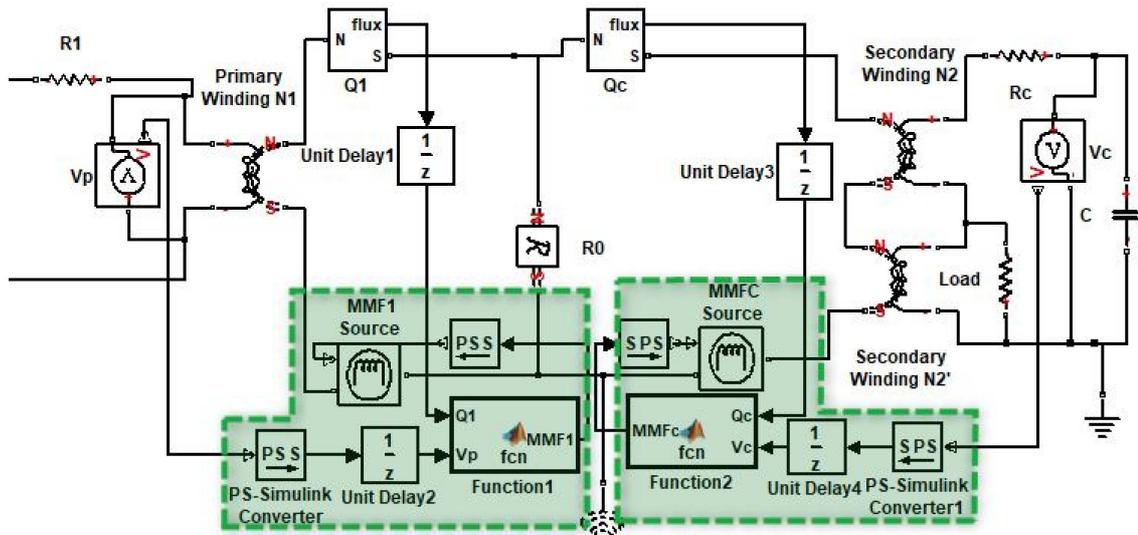


FIGURE 4.6 – Modèle magnétique du CVT implémenté dans Matlab / Simulink

4.5 Résultats des Tests expérimentaux et Simulation.

Les essais expérimentaux sont effectués sur un CVT pour tester le comportement du modèle implémenté. Il s'agit d'un paramétrage du CVT à partir de différentes conditions sur lesquelles les essais ont été réalisés.

Les formes d'onde issues des simulations et celles expérimentales sont proches les unes des autres, Fig.4.7. Les performances du transformateur peuvent être évaluées par rapport aux changements de paramètres effectués à l'aide du modèle.

TABLE 4.1 – Paramètres du modèle.

| | Paramètres du CVT conçu |
|---|-------------------------------------|
| Entrefer g | 1mm |
| Reluctance \mathfrak{R}_0 | 2.9×10^5 |
| Nombre de spires des bobines | $N_1=448, N_2=160, N_2'=224$ |
| Valeur de la capacité du condensateur C | $30 \mu\text{F}$ |
| Les constantes $A_1, A_2,$ et n | $228.48, 3.41 \cdot 10^{25}$ et 9 |

Il est possible d’obtenir une tension de sortie presque carrée en augmentant la tension d’entrée. Une tension de sortie carrée est préférable pour le convertisseur AC-DC afin de réduire le condensateur de filtrage du côté DC. Lorsque la tension d’entrée est supérieure à 170 V avec une charge légère, la tension de sortie est proche d’une forme carrée avec les mêmes valeurs crête à crête comme dans le cas d’une forme sinusoïdale, Fig.4.7. La forme d’onde carrée n’est que le résultat de la saturation élevée de la colonne due à la ferrorésonance. Le courant du condensateur a une amplitude élevée, et il se présente sous une forme non sinusoïdale, comme dans le cas du mode de ferrorésonance fondamental, avec la présence d’harmoniques d’ordre élevé [46]. Un condensateur fiable est nécessaire pour ces transformateurs, car les grandeurs courant et tension dans le circuit résonant sont généralement de grande amplitude.

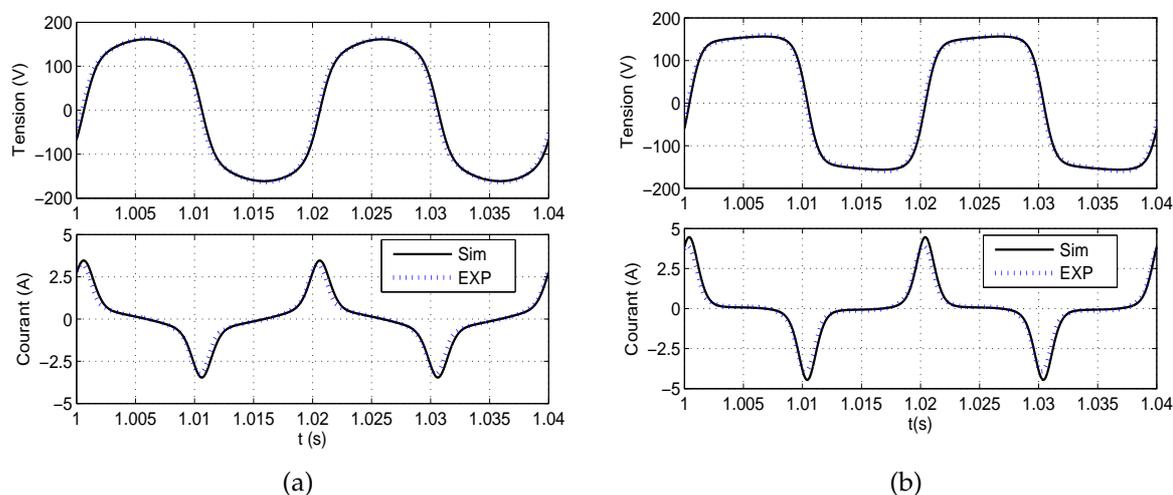


FIGURE 4.7 – Courant et Tension du condensateur (a) Pour $V_{in} = 110 \text{ V}$;
(b) Pour $V_{in} = 170 \text{ V}$

4.5.1 Caractéristiques de régulation

Le fonctionnement du transformateur CVT est spécifié pour des valeurs données du condensateur C . Il est également possible qu’il fonctionne avec d’autres valeurs du condensateur C . Cependant, il se comportera différemment.

L'une des caractéristiques assurées par le bon choix du condensateur et la courbe de régulation de tension. La relation entre la tension d'entrée et la tension de sortie garantie une tension constante au secondaire du CVT. Dans la Fig.4.8a la courbe ($V_{in} - V_{out}$) à vide est présentée pour différentes valeurs du condensateur C . Différentes charges sont connectées au secondaire du CVT et différentes courbes ($V_{in} - V_{out}$) sont tracées sur la Fig.4.8a. D'autres courbes ($V_{in} - V_{out}$) sont tracées pour différentes valeurs du condensateur. En ce qui concerne la relation entre la tension d'entrée et la tension de sortie, le modèle se comporte correctement, dans des conditions à vide et en charge.

Les simulations utilisant le modèle implémenté sont effectuées sous différentes conditions. La régulation concernant la variation de la tension d'entrée est bien garantie pour une plage de variation de la tension d'entrée Fig.4.8b. Une variation de 4% est obtenue à la tension de charge pour une variation de 33% de la tension d'entrée. La courbe de régulation est garantie pour une plage de valeurs du condensateur, Fig.4.8b.

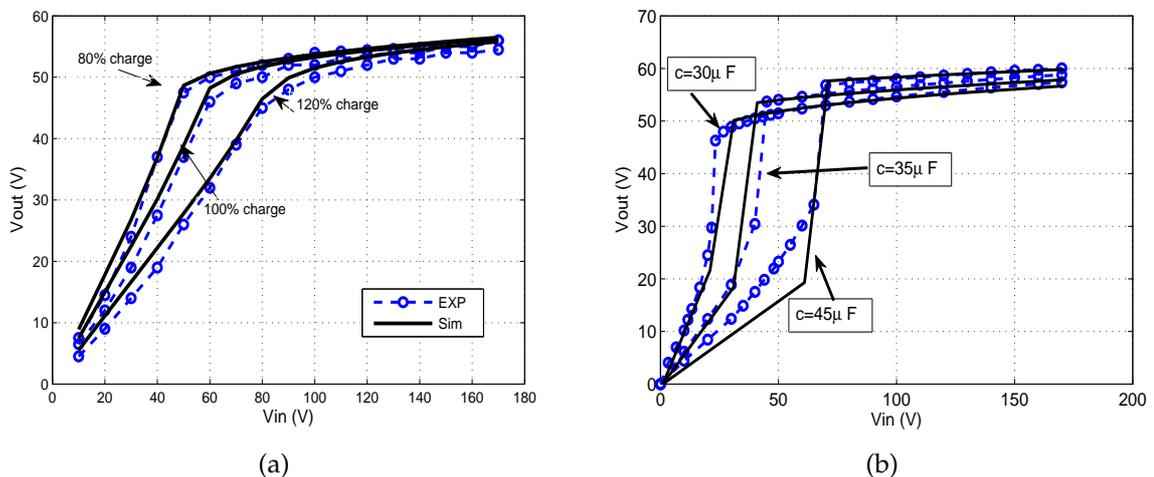


FIGURE 4.8 – Caractéristiques de régulation du CVT. (a) courbe ($V_{in} - V_{out}$) pour différentes charges; (b) courbe ($V_{in} - V_{out}$) pour différentes valeurs de la Capacité

Le comportement du CVT est remarquable concernant la non-réversibilité des caractéristiques de régulation lors de la variation de la tension d'entrée. Cela est obtenu lorsque on augmente la tension de zéro jusqu'au point de tension maximale, puis on diminue la tension du point maximal à la tension zéro. La courbe ($V_{in} - V_{out}$) dans Fig.4.9a, présente une hystérésis ou le CVT entre dans la zone de régulation pour une tension d'entrée autour de 45 V, par contre le CVT perd la régulation pour une tension de 25 V. Ce qui augmente la zone de régulation lorsque le CVT est en fonction puis une chute de tension primaire peut avoir lieu.

Ce comportement montre bien l'impact des conditions initiales sur l'apparition de la ferroresonance et le comportement non-linéaire du circuit ferrorésonant (voir Chp.II).

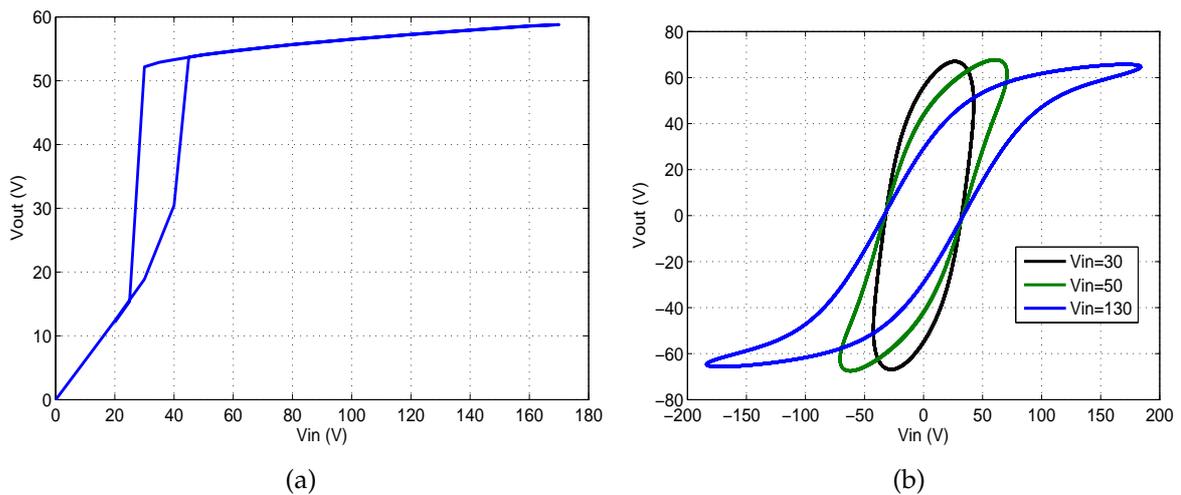


FIGURE 4.9 – Comportement non réversible du CVT (à vide, $C=35\mu F$.
 (a) courbe ($V_{in} - V_{out}$); (b) courbe instantanée ($V_{in} - V_{out}$)

4.5.2 Performances en surcharge

Sur la figure Fig.4.10a, la tension de charge chute brusquement lorsque le courant de charge dépasse une certaine valeur. Ceci garantit la protection contre la surcharge et les courts-circuits.

Les performances en surcharge représentées à la Fig.4.10a montrent le courant maximal pouvant être fourni par le CVT pour différentes valeurs de tensions d'entrée. La régulation sur la variation de charge est également examinée.

Sur la Fig.4.10b, la puissance en fonction du courant de charge exprime la puissance demandée et la puissance délivrée. Il montre la puissance maximale que le transformateur CVT peut fournir à une tension d'entrée donnée. La région linéaire de la courbe est la région où le CVT fonctionne correctement. Jusqu'à environ 67 watts, où la courbe diminue fortement, cela signifie que le CVT est chargée au-dessus de sa capacité. Ce qui n'est pas le cas d'un transformateur conventionnel, qui au point de surcharge commence à s'endommager si aucun dispositif de protection n'est associé. Le CVT délivre plutôt une puissance inférieure à celle demandée par la charge connectée. Sur la Fig.4.10a, la région linéaire est jusqu'au courant de charge de 1,4 A. Ce qui représente la limite lorsque la tension de sortie commence à chuter.

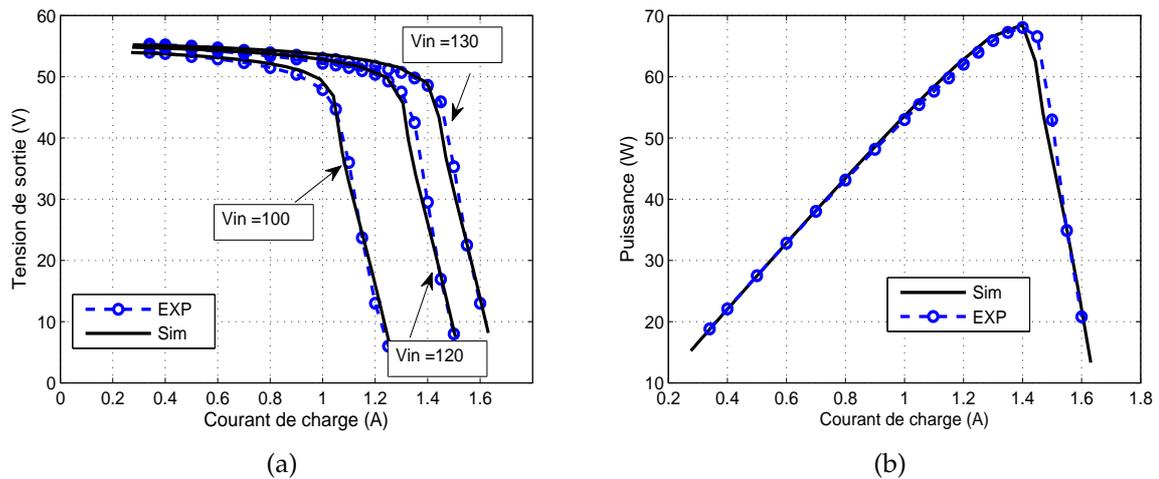


FIGURE 4.10 – Performances du CVT. (a) Performances de surcharge; (b) Puissance maximale délivrée par la CVT

4.6 Perturbations Transitoires dans les CVT

Le transformateur ferroresonant est caractérisé par sa résistance aux différentes perturbations transitoires. La présence d'un élément inductif non-linéaire avec un condensateur constitue une condition appropriée pour une résonance non-linéaire ou une ferrorésonance. Avec le transformateur conventionnel, le sujet de la ferrorésonance a été largement examiné et étudié [40, 41, 49–51, 54, 88–90]. Il en résulte une saturation du transformateur due à la surtension. Cette surtension produite au primaire du transformateur est visible sur la tension secondaire. La protection contre la ferrorésonance se fait en chargeant le transformateur. Les moyens de la protection sont du côté secondaire. Les CVT fonctionnent principalement avec les phénomènes de la ferrorésonance, et la ferrorésonance est utilisée pour saturer une partie du circuit magnétique. De plus, les différentes oscillations néfastes enregistrées en cas de défaut de ferrorésonance ne sont pas compatibles avec les CVT. Une question se pose alors : les CVT supportent-ils le défaut de ferrorésonance puisqu'ils sont protégés contre les surtensions ?

4.6.1 Résister aux harmoniques

Il est bien connu que l'une des performances des CVT est leur fiabilité en plus de leur capacité à éliminer les harmoniques uniquement avec un composant magnétique. L'apparition d'une harmonique à l'entrée du CVT due à une perturbation n'affecte ni le fonctionnement du régulateur (CVT), ni la charge. Certaines charges, telles que les tableaux de commande électronique, par exemple, sont très sensibles aux harmoniques qui peuvent perturber leur fonctionnement ou provoquer leur défaillance.

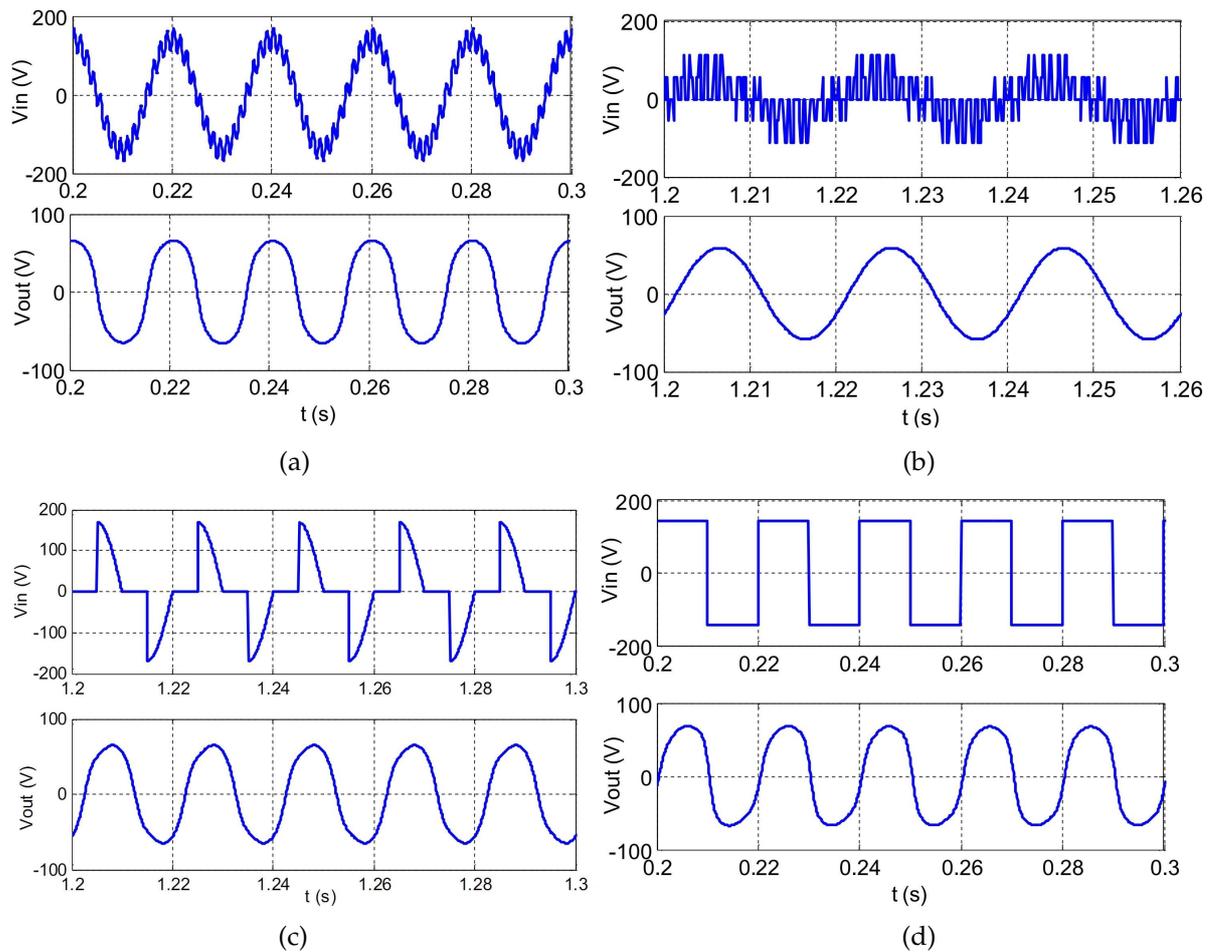


FIGURE 4.11 – Réponse du CVT pour différent onde de tension d’entrée. (a) Tension riche en harmonique. (b) Tension d’un onduleur à MLI. (c) Tension d’un gradateur. (d) tension carrée.

Il est observé sur la Fig.4.11a que la tension d’entrée est très riche en harmoniques alors qu’en sortie la tension est bien filtrée, ce qui montre bien la capacité des CVT à éliminer les harmoniques. Lors de l’alimentation du CVT avec un convertisseur de tension AC/AC (gradateur) qui donne une onde alternative non sinusoïdale, la sortie du CVT indique une onde sinusoïdale, comme illustré à la Fig.4.11b. De même l’alimentation avec un onduleur de tension (PWM), tous les harmoniques sont supprimés, Fig.4.11c. Pour une onde de tension d’alimentation carrée, également, tous les harmoniques sont éliminés, Fig.4.11d.

Ceci offre la possibilité obtenir un onduleur avec une onde sinusoïdale sans utilisation de commutation MLI haut fréquence; basant seulement sur un signal de sortie carrée [107].

4.6.1.1 Tests expérimentaux : Alimentation avec Gradateur

Le CVT est alimenté avec un simple gradateur qui fournit une tension non-sinusoïdale contenant un taux important d’harmoniques à éliminer. Les tensions d’entrée et de sortie du CVT sont présentées à la Fig.4.13a. Le spectre de la tension

d'entrée donnée à la Fig.4.13b montre la présence des harmoniques créés par le gradateur et éliminés par le CVT.

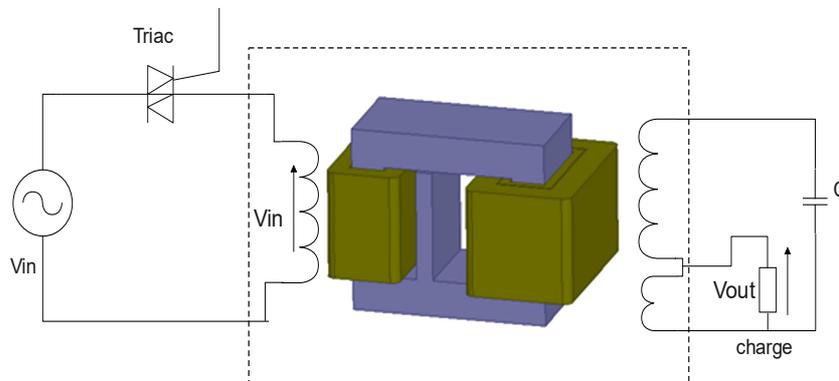


FIGURE 4.12 – Circuit de test avec gradateur

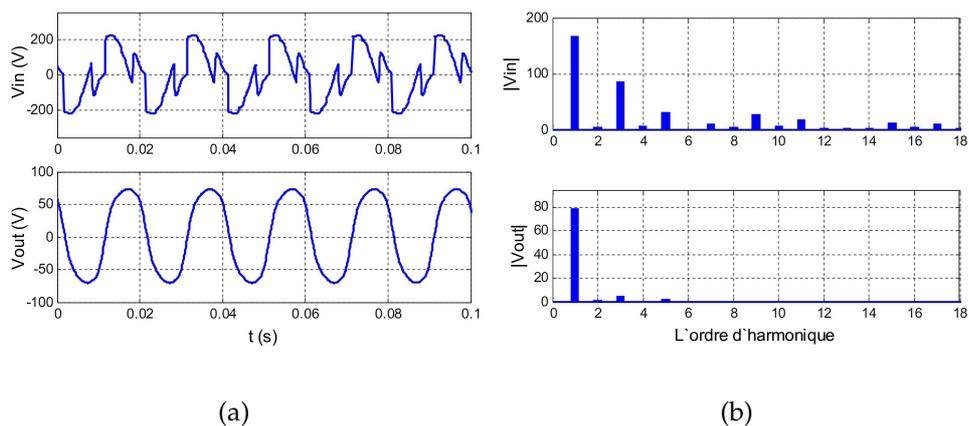


FIGURE 4.13 – Résultats de tests expérimentaux sur un gradateur. (a) tension d'entrée et tension de sortie du CVT, (b) Spectres de tensions du gradateur et du CVT

4.6.2 Assurer la régulation

La sortie d'un CVT est utilisée pour l'alimentation en courant alternatif ou en courant continu. La régulation concernant toute variation de tension d'entrée a été bien conçue. Lors des tests, un léger régime transitoire est observé lorsque le CVT est soumise à une variation de la tension d'entrée. Ce qui est, habituellement, le cas dans les régulateurs électroniques de puissance.

4.6.2.1 Régulation pour une charge continue.

En cas d'utilisation du CVT pour une alimentation en courant continu, la chute de tension d'entrée d'environ 30% provoque un transitoire très faible, comme indiqué sur la Fig.4.14a. Aussi, il en est de même pour le cas des surtensions à l'entrée

Fig.4.14b. Cependant, en cas de perte de tension d'une ou de deux périodes, le comportement transitoire est assez remarquable.

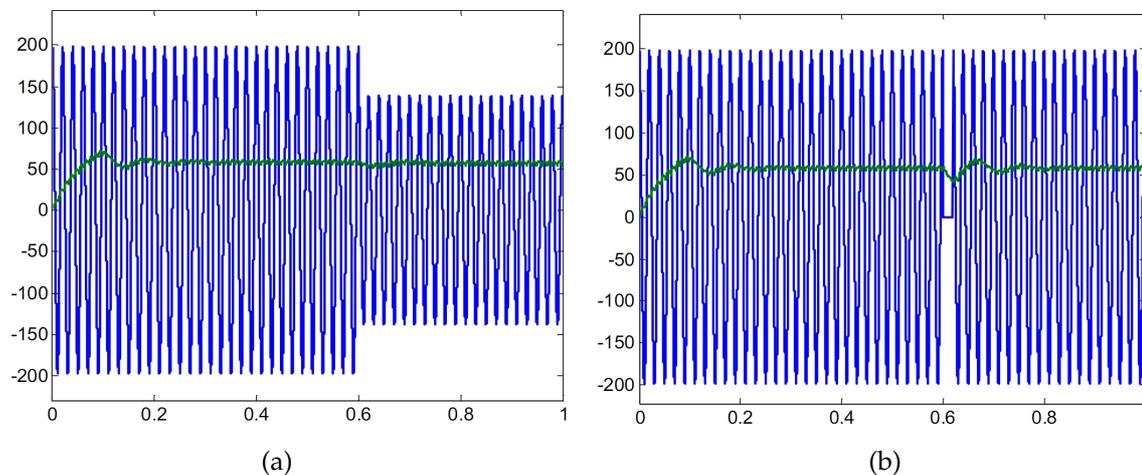


FIGURE 4.14 – Défaut de tension primaire pour une charge DC. (a) chute de tension de 30%; (b) perte de tension pour une période.

4.6.2.2 Régulation pour une charge AC

Lorsque le secondaire du CVT est en AC et la durée du régime transitoire est faible, la tension de sortie garde la même valeur d'amplitude Fig.4.15a. La perte de la tension d'entrée, durant une période, provoque une diminution de la tension de sortie mais ne s'annule pas, Fig.4.15b.

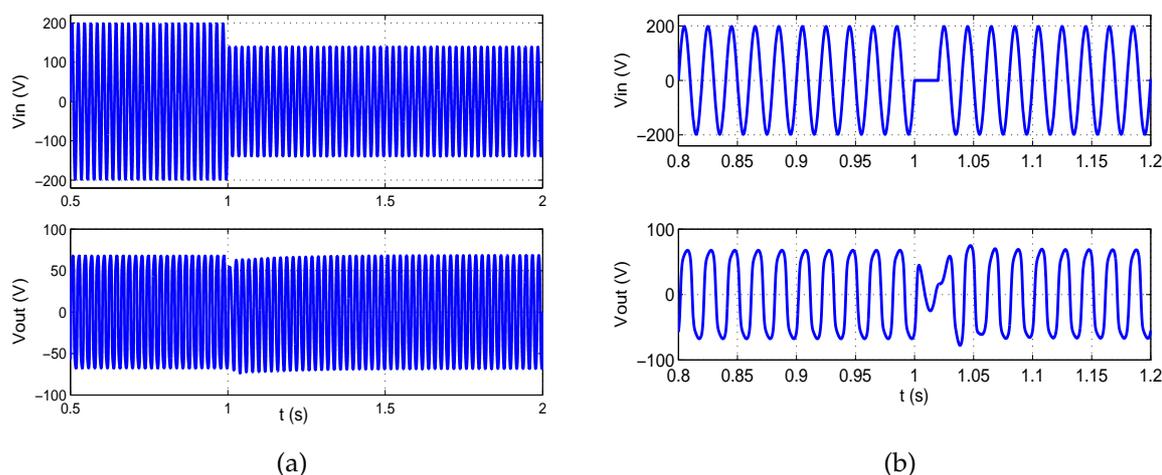


FIGURE 4.15 – Défaut de tension primaire pour une charge AC. (a) chute de tension de 30%; (b) perte de tension pour une période.

4.6.2.3 Protection contre les courts-circuits

Une des caractéristiques du CVT est la protection contre les courts-circuits. La tension de sortie DC lors d'un court-circuit est montrée à la Fig.4.16a.

Le courant de charge est également très faible lors d'un court circuit, il ne présente aucun danger pour le CVT, Fig.4.16b. Le pic en courant dure un quart de période. Pendant le court-circuit, les flux ont un chemin à travers le shunt magnétique, ce qui fait que le flux dans la partie secondaire chute à un niveau bas. Cela réduit la tension et assure la protection des enroulements secondaires.

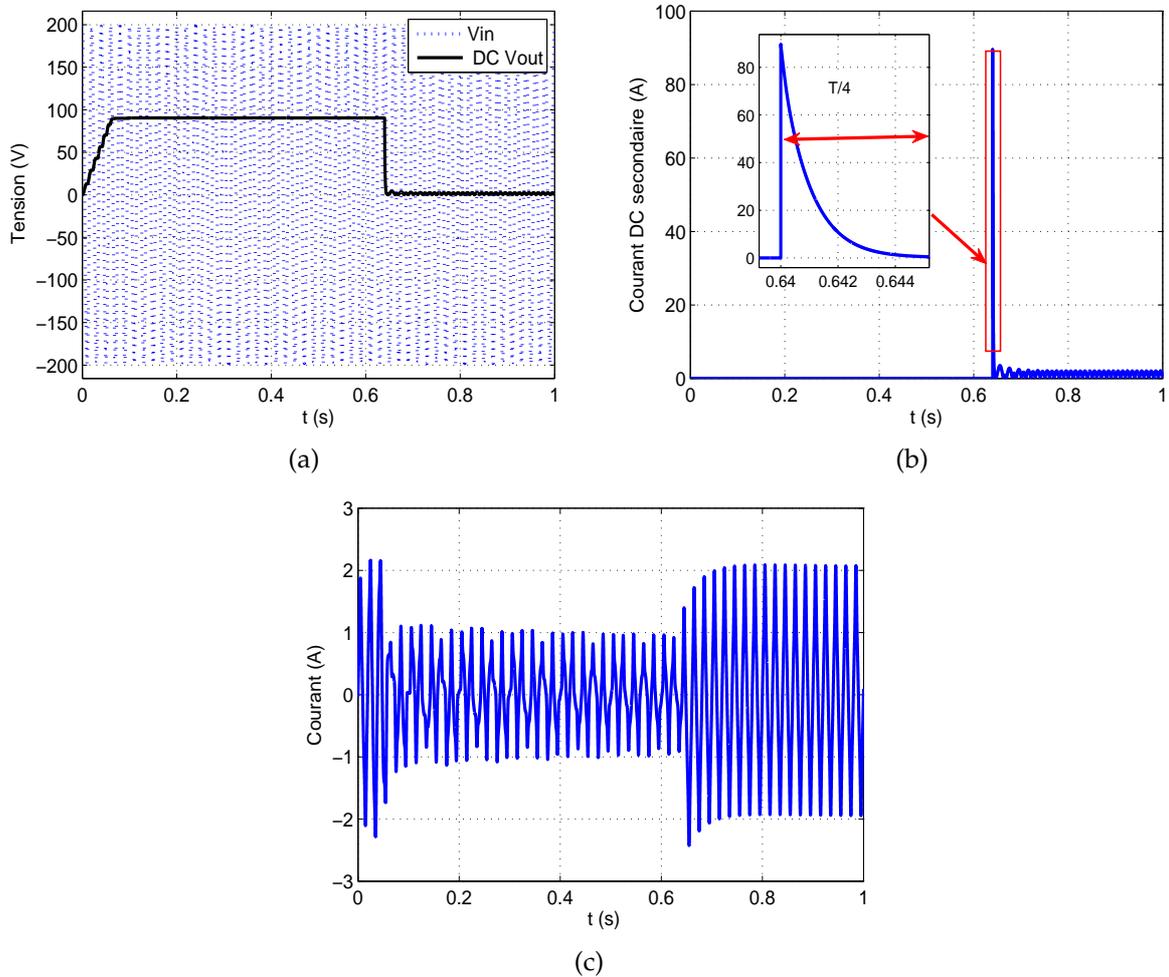


FIGURE 4.16 – Court circuit du CVT utilisé pour un fonctionnement en DC. (a) Tension primaire et tension de charge; (b) Courant de charge; (c) Courant primaire.

4.6.2.4 Simulation par Éléments Finis du court-circuit

Le modèle d'éléments finis d'un CVT est donné à la Fig.4.17. La simulation FE est utilisée pour montrer ce qui se passe dans le CVT du côté flux magnétique et du champ magnétique en cas de perturbations transitoires et de défauts.

La distribution de la densité du flux d'induction dans un CVT est montrée à la Fig.4.17a. Les trois états remarquables montrent le principe de fonctionnement en cas de condition sans défauts. Le premier état correspond à la situation où le flux magnétique est distribué sur la première colonne avec le shunt magnétique formant un circuit fermé. Dans le cas du deuxième état, le flux dans le shunt magnétique est faible et le flux principal est établi dans un chemin qui relie la première colonne

à la troisième colonne. Le troisième état concerne le flux dans le chemin du shunt magnétique avec la troisième colonne.

Ce fonctionnement est similaire à un convertisseur DC-DC (hacheur). Ce qui est remarquable est qu'une partie de la troisième colonne est plus saturée que celle de la première colonne.

La distribution du champ magnétique H est présentée en Fig.4.17b pour les trois états. Le champ H est visible pour les deux états où le flux s'établit dans le shunt magnétique. La valeur du champ magnétique est élevée autour de l'entrefer du shunt où la reluctance est grande. La distribution du champ magnétique donne, en cas de court-circuit, l'image du courant de court-circuit, puisque le champ prend un chemin autour des bobines pour un transformateur conventionnel.

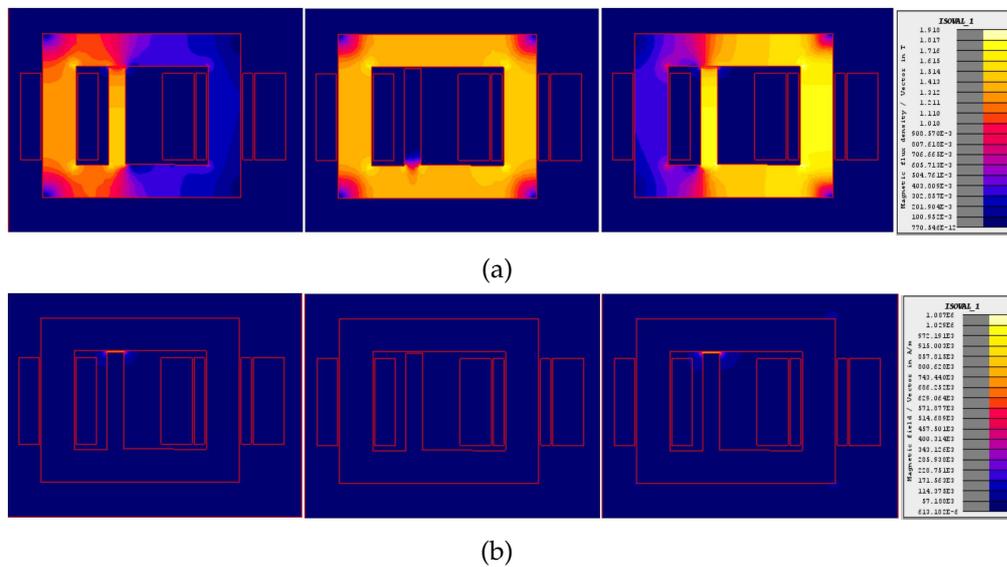


FIGURE 4.17 – Distribution du champ en fonctionnement normal. (a) Densité magnétique $B(T)$; (b) Champ magnétique $H(A/m)$

Lors d'un défaut de court-circuit, le flux dans la partie secondaire du transformateur, où la charge existe, chute presque à zéro, ainsi la tension est basse et le courant l'est également. Les résultats de simulation par FE sont montrés sur la Fig.4.17. Les formes d'onde de tension secondaire et de courant de charge sont illustrées à la Fig.4.18

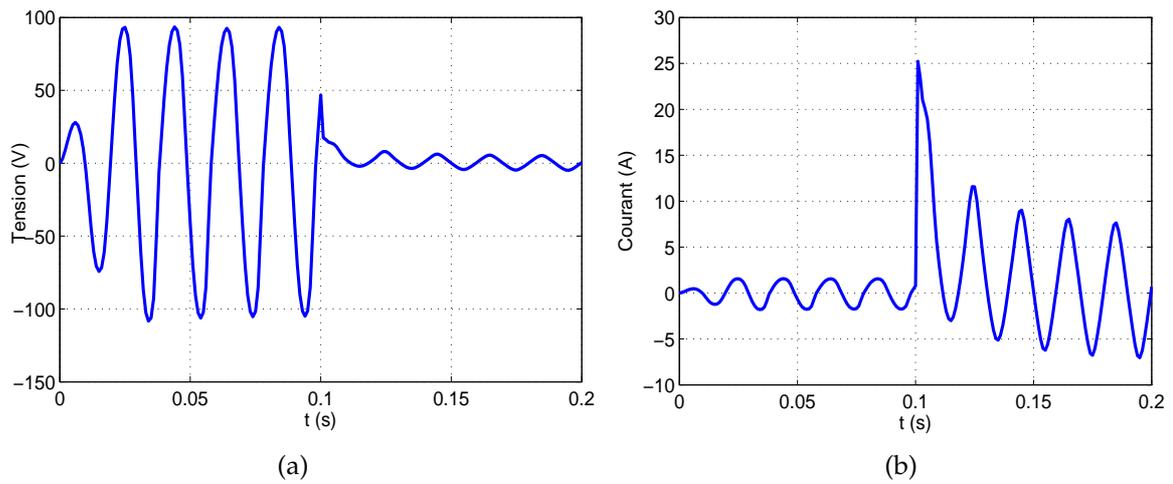


FIGURE 4.18 – Court circuit du CVT utilisé pour un fonctionnement en DC résultats FE. (a) Tension primaire et tension de charge; (b) Courant de charge; (c) Courant primaire

Sur la Fig.4.19 est représentée la distribution du flux, pendant le court-circuit, à travers le chemin du shunt magnétique. Le troisième état dans lequel le flux devrait s'établir, dans le troisième membre, a disparu, ce qui rend la valeur du flux toujours autour de zéro. La protection contre le court-circuit apparait clairement sur la Fig18.b, car le champ magnétique, en cas de court-circuit, reste faible comme dans le cas du fonctionnement normal. Donc, le CVT ne subit aucun dommage dû au court circuit.

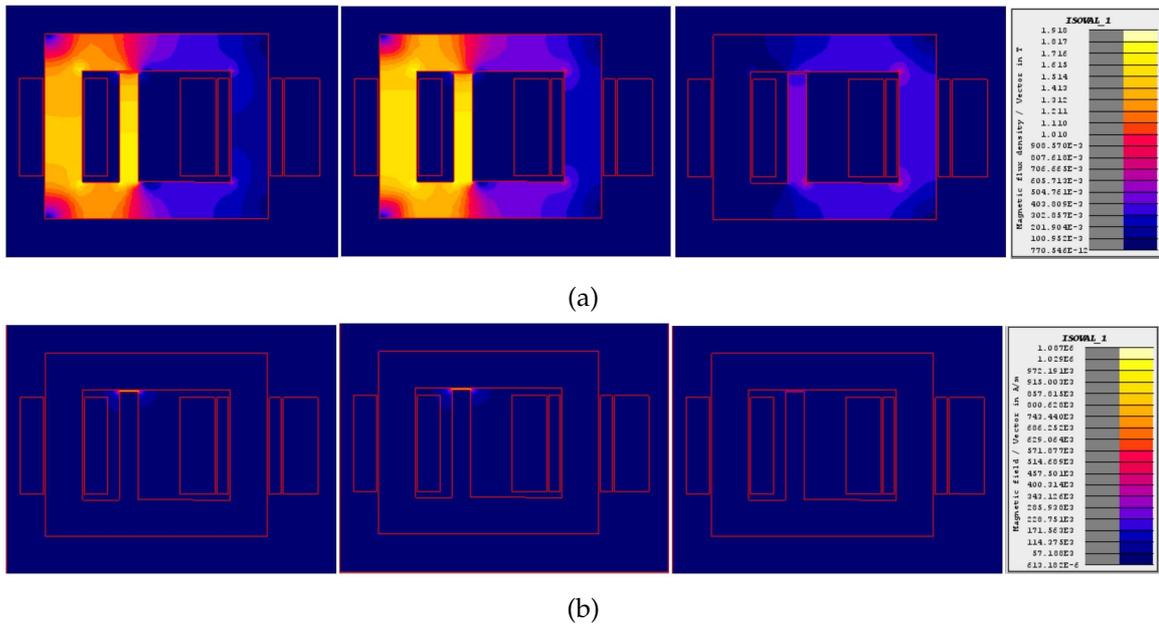


FIGURE 4.19 – Distribution du champ après court-circuit. (a) Densité magnétique $B(T)$; (b) Champ magnétique $H(A/m)$

4.7 Conclusion

Le comportement du modèle implémenté est vérifié par les résultats des tests expérimentaux. Le modèle dérivé est basé sur la topologie du CVT et sur l'utilisation des équations magnétiques couplées au circuit résonant.

Le modèle implémenté peut être également utilisé pour analyser le comportement du CVT en cas de fonctionnement avec défauts, et de perturbations transitoires.

Différents paramètres du circuit résonant ont conduit aux différents comportements du CVT concernant la régulation et les performances en cas de surcharge. Donc les paramètres, pour lesquels le CVT fonctionne avec des performances optimales, doivent être bien choisis, d'où l'utilisation d'un modèle pouvant faciliter le paramétrage du CVT.

L'avantage de prendre en compte la géométrie du transformateur est qu'il permet de tester les performances du CVT pour différentes dimensions du shunt et différentes valeurs des paramètres du circuit résonant (enroulement et condensateur).

Chapitre 5

CONCEPTION DU CVT

5.1 Introduction

La conception des transformateurs à tension constante (CVT), également appelés transformateurs ferrorésonants est différente de celle des transformateurs conventionnels. Dans les transformateurs classiques, les paramètres qui définissent le niveau de tension à la fois du côté primaire et du côté secondaire sont le nombre de spires des deux enroulements. La puissance d'un transformateur est liée au circuit magnétique et à la limitation des conducteurs (produit de surface) [115].

Dans les CVT, en plus des paramètres mentionnés pour les transformateurs conventionnels, des paramètres doivent être spécifiés pour le fonctionnement du CVT. Le condensateur résonant, l'enroulement du condensateur, l'enroulement secondaire et le shunt magnétique sont des paramètres qui définissent la tension de sortie, la régulation et la puissance. Le shunt magnétique et le circuit résonant limitent la puissance maximale au secondaire. Par conséquent, pour un CVT donné, si une charge élevée est connectée au secondaire du transformateur, la puissance délivrée par le CVT ne peut pas dépasser une certaine limite. En conséquence, la recherche d'une conception optimale du CVT permet d'augmenter le rapport puissance/volume pour le rendre apte à être utilisé dans des applications aéroportées. Sa fonction de limitation de la puissance de sortie offre également une protection contre le défaut de court-circuit.

Les calculs analytiques sont utilisés pour déterminer les paramètres du CVT, à savoir : les dimensions géométriques et des éléments du circuit résonant. En [114] La détermination de l'entrefer du shunt et de la valeur de la capacité du condensateur a été effectuée avec des calculs analytiques. Cependant, les calculs analytiques peuvent être évités si l'on considère un calcul numérique fiable. Les résultats du modèle numérique seront plus précis, si l'on considère la non-linéarité du circuit magnétique. L'utilisation des éléments finis peut également fournir un modèle où les grandeurs calculées sont proches des grandeurs réelles, mais le temps de calcul pose un grand problème si on veut faire une optimisation ou bien un paramétrage, surtout que le fonctionnement d'un CVT doit être évalué en fonction d'un paramètre et pas en temporelles.

Le choix du matériau peut se faire de la même façon que dans le cas des transformateurs ordinaires si on se base sur la fréquence de fonctionnement et la puissance. Quelques problèmes sont liés à la conception et à la construction du CVT :

- 1 La caractéristique magnétique du matériau,
- 2 La mise en forme des feuilles du transformateur,

- 3 L'assemblage des feuilles pour différentes formes du CVT,
- 4 Le bobinage du transformateur.

5.2 Paramètres contrôlant la conception du CVT

Plusieurs paramètres géométriques et ceux du circuit résonant jouent un rôle dans la détermination des performances du CVT. La prise en compte de tous ces paramètres en même temps rend la conception du CVT assez compliquée, surtout en présence de la colinéarité. Pour cela la séparation de ces paramètres permet de réduire le degré de liberté lors de la conception du CVT, et simplifie la simulation des paramètres ou bien l'optimisation de la conception. Ces paramètres sont :

- 1 Le shunt magnétique,
- 2 L'enroulement du condensateur,
- 3 La caractéristique magnétique du matériau,
- 4 La valeur de la capacité du condensateur,
- 5 L'enroulement secondaire,
- 6 La forme de stratification.

Les performances de sortie du CVT sur lesquelles la conception doit être effectuée peuvent être différentes de celles des transformateurs conventionnels. Aussi, les performances du CVT sont liées aux paramètres électriques et magnétiques en plus des limitations des matériaux utilisés. Les performances à contrôler sont :

- 1 La puissance de sortie,
- 2 La Tension de sortie,
- 3 La régulation (courbe $V_{in} - V_{out}$),
- 4 La taille du CVT,
- 5 Le facteur de puissance,
- 6 Le rendement,
- 7 Le courant du condensateur,
- 8 Le bruit du CVT.

5.3 Conception du CVT utilisant les Tôles EI

Le matériel utilisé peut être choisi de la même façon que dans le cas des transformateurs conventionnels en considérant la puissance et la fréquence de fonctionnement. La section du circuit magnétique et la section des fenêtres pouvant abriter les bobines sont également calculées en considérant ces bobines et la taille du shunt magnétique. En utilisant un transformateur conventionnel de type Shell classique avec tôle EI, on peut contrôler trois paramètres :

- La réluctance du shunt magnétique,
- Les enroulements primaire et secondaire et le condensateur,
- La valeur de la capacité du condensateur.

5.3.1 Contrôle de la réluctance du shunt

On peut contrôler la réluctance du shunt en faisant varier la longueur de l'entrefer l_g et la section du shunt A_{sh} .

L'augmentation de la réluctance du shunt augmente la puissance transmise de l'entrée à la sortie du transformateur, mais diminue la séparation entre le fonctionnement du côté primaire et celui du côté secondaire. Cela conduit aux pertes dues à la régulation de la tension de sortie. Ce qui fait que plusieurs paramètres doivent être calculés selon la valeur de la réluctance du shunt.

La position du shunt magnétique peut être au milieu du circuit magnétique comme le montre la Fig.5.1b ou bien décalé. Généralement, pour une telle géométrie (Core) le shunt magnétique est décalé vers le côté primaire pour que la fenêtre dans laquelle les bobines secondaires sont mises, sera plus grande, car les spires des bobines secondaires occupent plus d'espace.

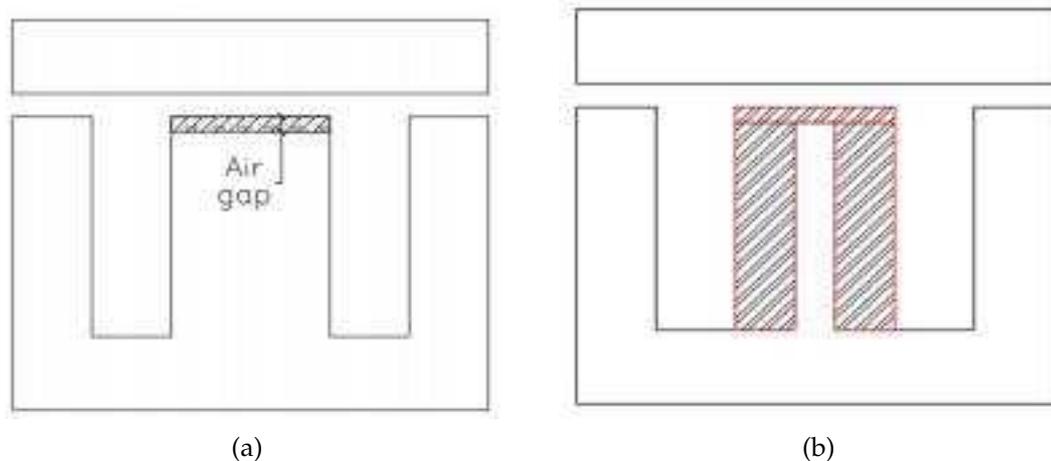


FIGURE 5.1 – Variation de la réluctance de shunt en agissant sur (a) entrefer. (b) section du shunt

5.3.2 Enroulement du condensateur

Le nombre de spires de l'enroulement du condensateur augmente la tension aux bornes du condensateur. Par conséquent, il faut réduire la valeur de la capacité du condensateur. Cependant, cela augmente la taille du transformateur.

5.3.3 Valeur de la capacité du condensateur

La capacité appropriée du condensateur, pour que le CVT fonctionne correctement avec les performances désirées, dépend du nombre de spires de la bobine du condensateur et du shunt magnétique. Le paramétrage de la valeur de la capacité du condensateur est effectué expérimentalement ou par simulation. La première investigation sera très compliquée et chère vu le nombre du CVT à construire.

Le deuxième cas, où l'on cherche la valeur de la capacité à partir de la simulation se fait par EF (Eléments finis) ou bien par un modèle fiable. Les calculs analytiques pour déterminer la valeur de la capacité sont approximatifs puisque le phénomène de la ferroresonance est non linéaire et les études analytiques ne sont pas assez adéquats pour le traiter. Le modèle par EF est coûteux en matière de temps de calcul. De plus, la considération de l'hystérésis est importante puisqu'on parle de la ferroresonance, et cela rend l'opération plus compliquée. Un modèle topologique nécessite

des informations sur le matériau ou des testes de mesure pour modéliser l'hystérésis des différentes reluctances de circuit magnétique du CVT, mais il est rapide en matière de temps de calcul et assez précis pour la simulation de la ferroresonance.

5.4 Conception du CVT a l'aide d'un circuit magnétique du transformateur conventionnel

5.4.1 Modèle EF

5.4.1.1 Premier Modèle

Le modèle par EF permet de faire une vérification de fonctionnement du CVT, bien que la prédiction de performance du CVT à partir du modèle par EF ne sera pas précis. La considération du phénomène d'hystérésis est importante dans ce cas.

Du fait que la simulation 3D par EF est coûteuse en matière de temps du calcul, on applique une condition de symétrie pour réduire le nombre d'éléments du maillage. La seule symétrie qu'on puisse appliquer est par rapport au milieu de la profondeur du CVT comme indiqué dans Fig.5.2b

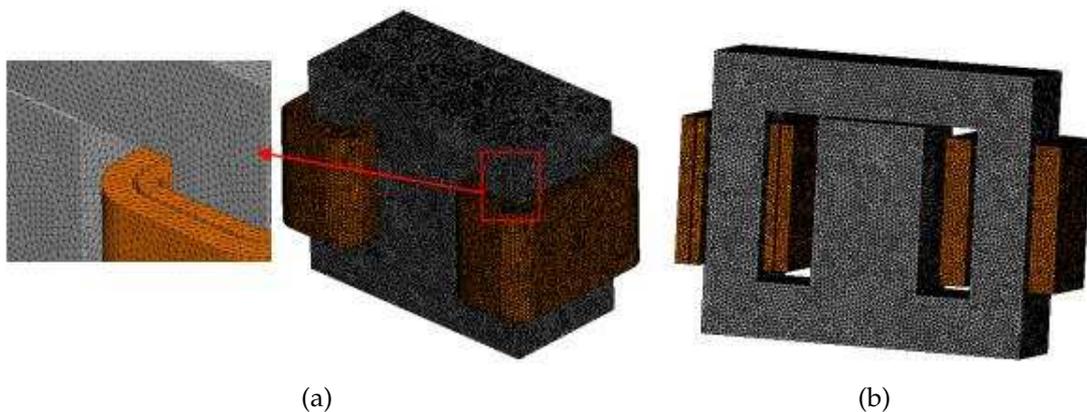


FIGURE 5.2 – Model 3D du CVT, (a) Modèle complet (b) après application de la condition de symétrie

De plus pour considérée les pertes dans le modèle EF la conductivité équivalente sur l'axe de feuilletage doit être calculée. Pour ce point il existe des formules analytiques peuvent nous donner la conductivité équivalente du circuit magnétique à partir des connaissances sur le type de tôle utilisée [116]. Le logiciel Ansys Maxwell est utilisé pour le calcul des grandeurs B et H en 3D sur les axes x, y et z (coordonnés cartésien).

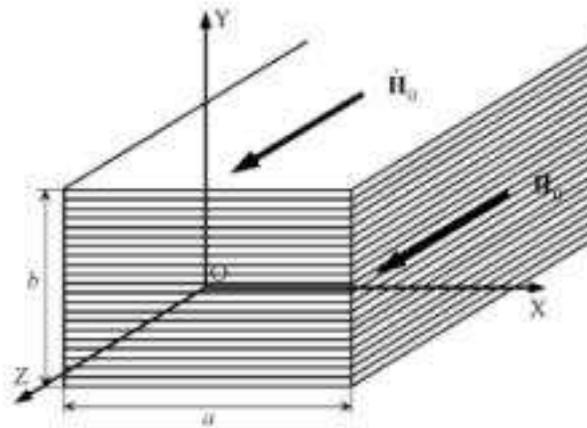


FIGURE 5.3 – Empilement des tôles.

La conductivité équivalente est donnée par :

$$\sigma_{eq} = \frac{1}{F} \left(\frac{d}{a}\right)^2 \sigma \quad (5.1)$$

Avec F le facteur d'empilement, d l'épaisseur des tôles et σ la conductivité de tôle, et « a » la largeur de colonne Fig.5.3.

La considération du milieu anisotrope augmente le temps de calcul par EF. La conductivité équivalente sur l'axe du feuilletage $\sigma_{eq} = 933 \text{ S/m}$, sur les deux autre axe la conductivité $\sigma = 2000000 \text{ S/m}$. La caractéristique magnétique du matériau est donnée par la courbe (B-H) à la Fig.5.4

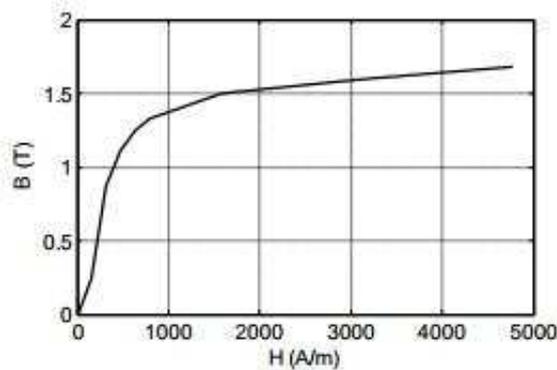


FIGURE 5.4 – Caractéristique anhystrétique de matériau utilisé

La simulation par EF et faite avec le couplage circuit électrique en transitoire pour considérer tous les harmoniques présents au cours du fonctionnement du CVT.

Utilisant Maxwell avec Simplorer on peut achever le paramétrage du CVT sur plusieurs paramètres du circuit (C , charge, V_{in}). Le modèle de la co-simulation Maxwell-Simplorer utilisé est montré en Fig.5.5.

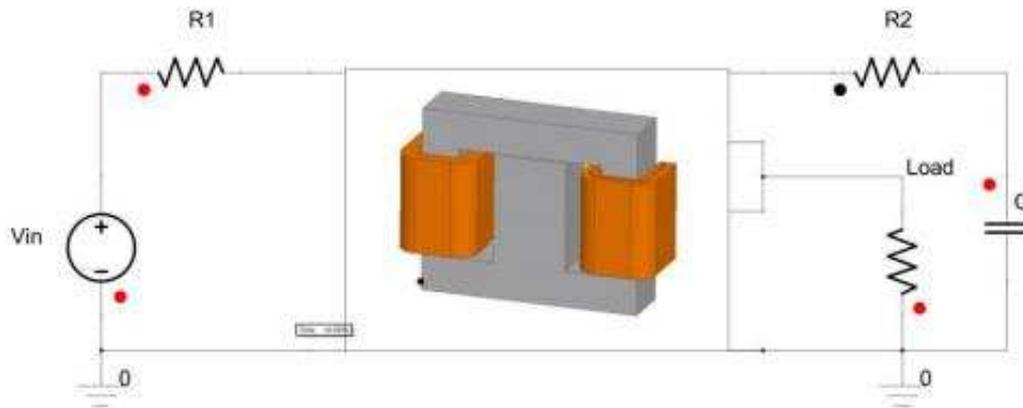


FIGURE 5.5 – Modèle de Co-simulation Simpler-Maxwell pour le 1er CVT

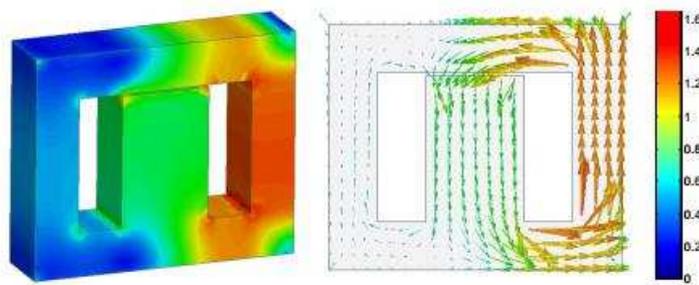


FIGURE 5.6 – Distribution de l'induction magnétique B dans le CVT

Le modèle 3D par EF donne une image sur le comportement du CVT. Le principe de fonctionnement peut être bien illustré avec les états de distribution du flux magnétique dans le CVT. Pour bien valider les caractéristiques du CVT comme la régulation (courbe $v_{in} - v_{out}$) et les caractéristiques de performance de surcharge il faut passer à une simulation paramétrique en faisant varier des paramètres comme la tension d'entrée et la charge. .

Dans la figure 5.6 la distribution de l'induction magnétique à un état donné montre que le niveau de B est différent dans les trois parties du CVT (première colonne, shunt et deuxième colonne). Le shunt magnétique est suffisamment large pour canaliser le flux magnétique Φ_0 sans avoir de saturation.

Les résultats de simulation par EF sont reportés dans la Fig.5.7. On peut bien conclure que l'influence des paramètres de circuit (tension d'entrée, valeur de capacité) est moins remarquable que dans le cas des résultats expérimentaux

Quoique le fonctionnement du CVT soit garanti, les valeurs de la tension et de courant de sortie Fig.5.7a, Fig.5.7b et Fig.5.7c ne sont pas assez proches des résultats expérimentaux (voir Fig.5.6) où l'on peut remarquer du point de saut et les valeurs maximales du courant et de la tension.

Les formes d'ondes de la tension de sortie et du courant de la capacité sont indiquées dans les Figs.5.7d et Fig.5.7e On remarque que la valeur du courant dans le condensateur est un peu élevée par rapport celle relevée expérimentalement. La deuxième remarque concerne les formes d'onde qui sont différentes de celles relevées expérimentalement. (voir chap II).

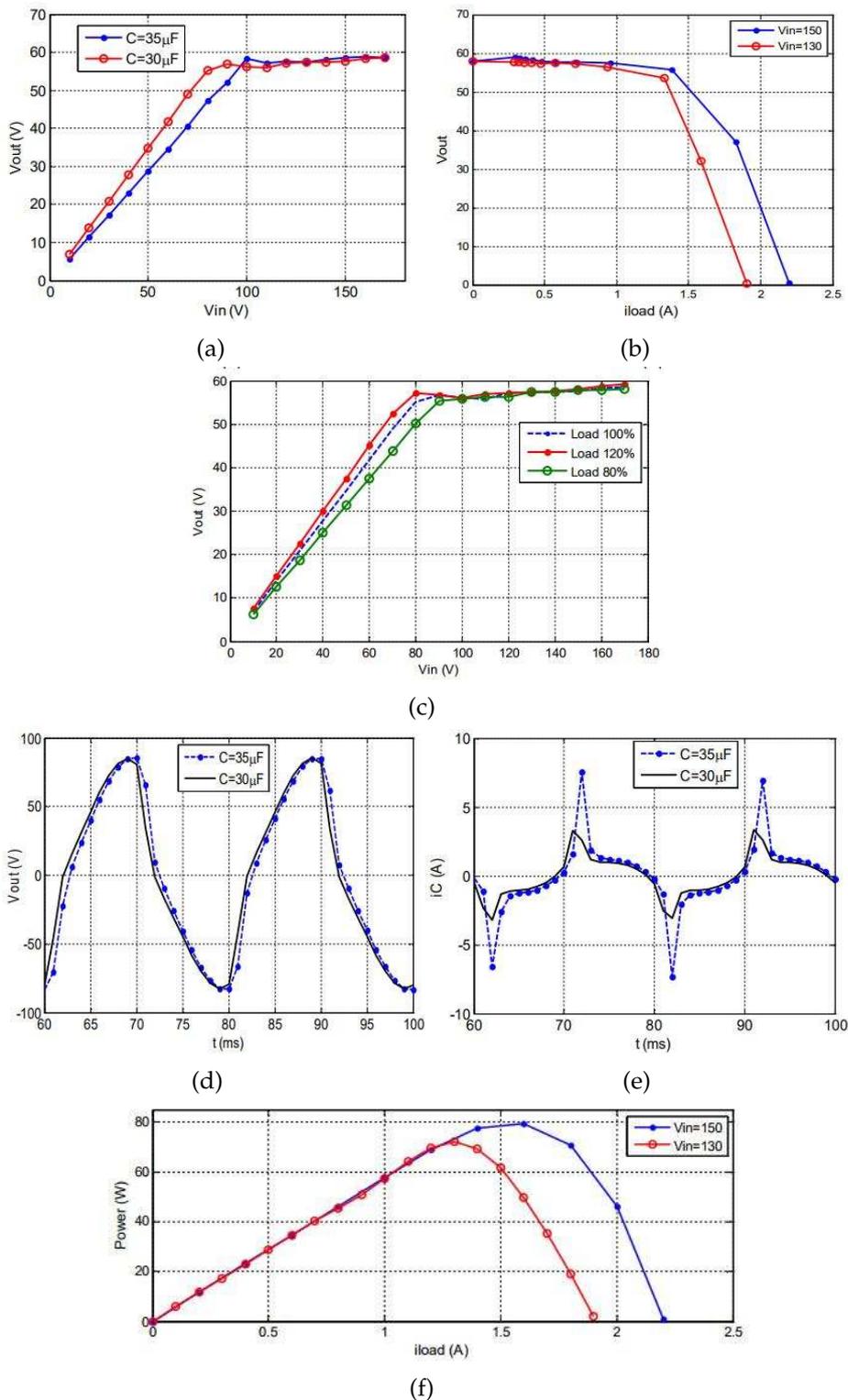


FIGURE 5.7 – Résultats de paramétrage du 1er modèle du CVT, (a) caractéristiques $v_{in} - v_{out}$ pour une charge de 100%. (b) caractéristiques de surcharge. (c) (a) caractéristiques $v_{in} - v_{out}$ pour différentes charges. (d) tension de la capacité. (e) courant de la capacité (f) puissance de sortie en fonction de la charge.

La figure 5.7f donne la puissance de sortie en fonction de la charge pour une valeur de capacité $c = 30\mu F$. Comme dans le cas des grandeurs courant et tension, la puissance montre une augmentation par rapport à la puissance mesurée. La puissance maximale pour une tension de 150 V est autour de 80 watts.

Cette différence est due au comportement électromagnétique du CVT et les différents effets qui sont pris en charge ou non, comme l'effet d'hystérésis et l'effet du courant de Foucault. Comme il est à mentionner que le fonctionnement du CVT est fortement basé sur la saturation et aussi la prise en compte de l'hystérésis est très importante pour déterminer avec précision les différents paramètres du circuit.

L'inclusion d'un modèle vectoriel d'hystérésis dans le modèle par EF augmente la précision, mais aussi la complexité de son implantation de modèle vectoriel d'hystérésis, en plus le temps de calcul devient très important.

5.4.1.2 Deuxième modèle

Un deuxième transformateur CVT a été considéré dont les paramètres sont obtenus après des simulations paramétriques par le modèle magnétique implémenté dans Matlab (chap 4). Le modèle de simulation est donné en Fig.5.8, il est différent de celui de la Fig.5.5 (1er modèle) en géométrie du circuit magnétique (shunt plus étroit) est en nombre de spires des bobines secondaires.

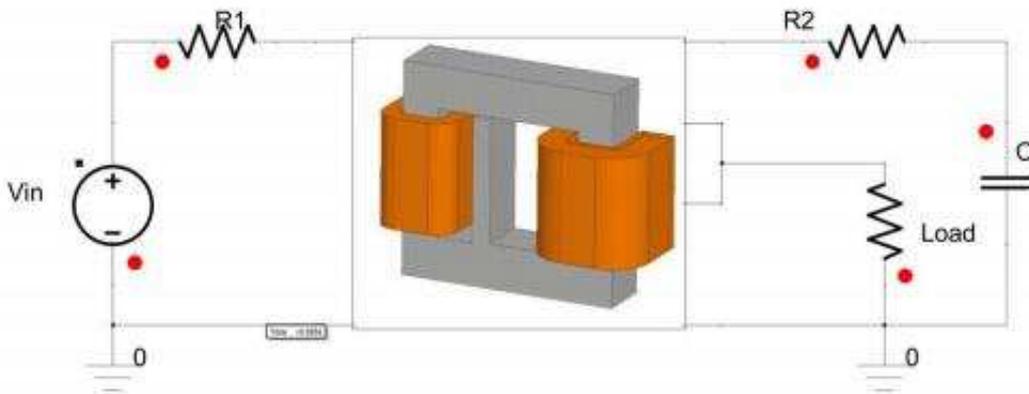


FIGURE 5.8 – Modèle de Co-simulation Simplorer-Maxwell pour le 1er CVT

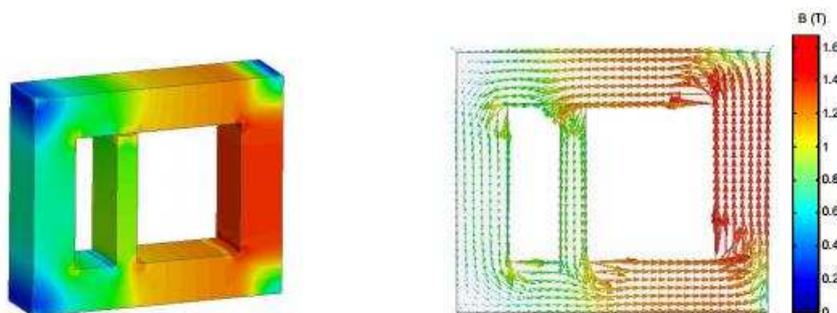


FIGURE 5.9 – Distribution de l'induction magnétique dans le CVT

Les résultats de simulation présentés en Fig.5.9 montrent la distribution de B dans le circuit magnétique, on remarque que B est plus élevé que dans le cas du 1er modèle. Le shunt magnétique est plus étroit donc un flux plus intense s'établit dans les deux colonnes latérales. De plus, dans le deuxième modèle, le nombre de spires du secondaire est plus élevé. La tension appliquée aux bornes du condensateur est donc très élevée.

La position du shunt magnétique bien évidemment a influence la détermination de la réluctance des deux parties primaire et secondaire en plus de la densité du flux et a donc un impact sur le comportement du CVT. Les bobines secondaires sont toujours plus grandes que la bobine primaire, ce qui impose de mettre le shunt magnétique proche du côté primaire afin de laisser suffisamment d'espace pour les bobines secondaires.

En bref, il est trouvé que pour augmenter la puissance du CVT tout en gardant le même volume, on doit réduire la réluctance du shunt magnétique. De plus, on doit augmenter le nombre de spires N'_2 pour garder la même valeur de la capacité qui assure la saturation (ferrorésonance), et le nombre de spires N_2 connecté à la charge est alors réduit légèrement pour maintenir le niveau de tension de sortie.

La distribution de la densité du flux dans la partie de l'entrefer entre le shunt magnétique et la culasse du CVT est plus dense dans le cas du shunt étroit (2eme CVT) que dans celui du shunt large (1er CVT) Fig.5.10.

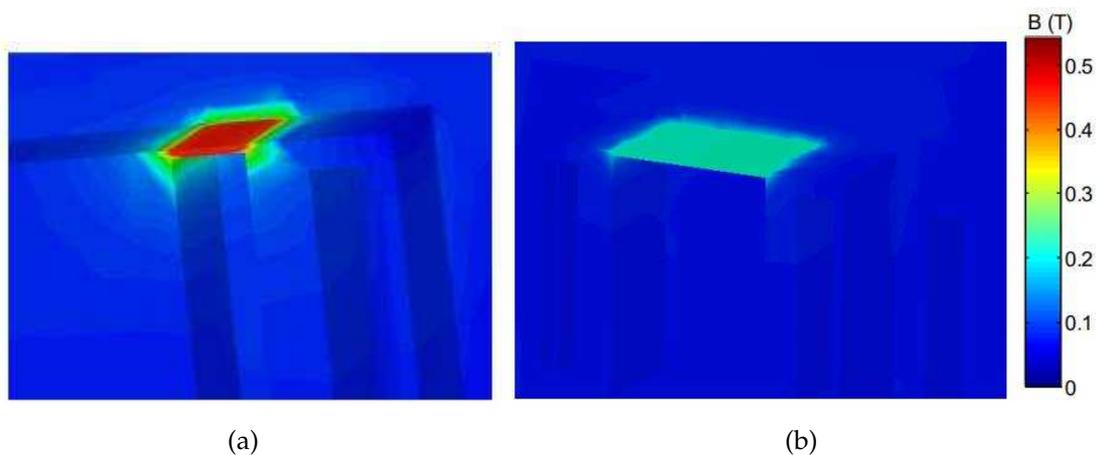


FIGURE 5.10 – Distribution de l'induction magnétique dans l'entrefer du shunt. (a) 1er CVT. (b) 2eme CVT.

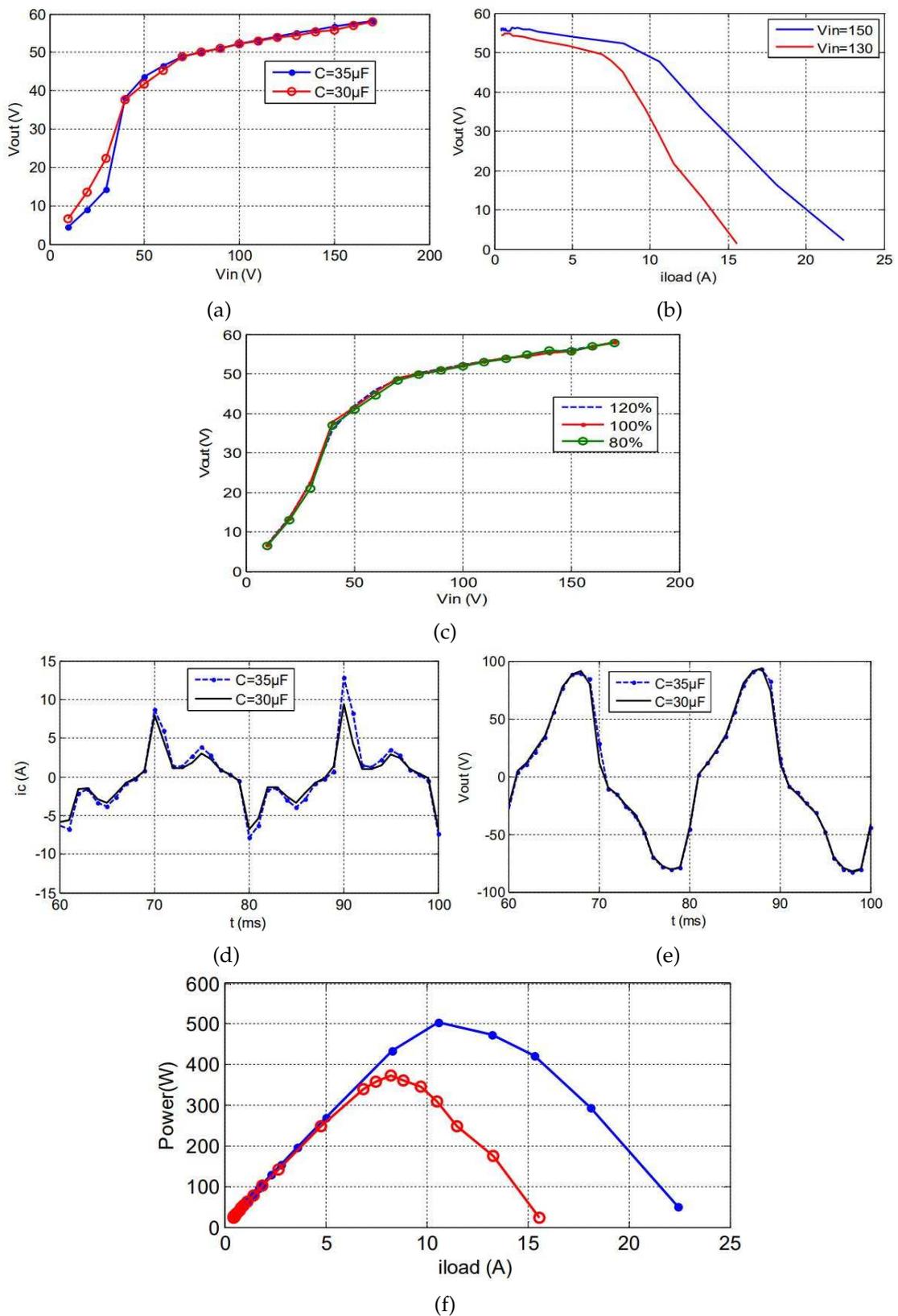


FIGURE 5.11 – Résultats de paramétrage du 2eme modèle du CVT, (a) caractéristiques $V_{in} - V_{out}$ pour une charge de 100%. (b) caractéristiques de surcharge. (c) (a) caractéristiques $V_{in} - V_{out}$ pour différentes charges. (d) tension de la capacité. (e) courant de la capacité (f) puissance de sortie en fonction de la charge.

On remarque sur les résultats des nouveaux CVT Fig.5.11 que, la puissance de sortie est plus grande, comme l'indique le courant de charge qui atteint 20 A. Les valeurs de courant de charge obtenues par expérimentation (chap4) sont plus faibles que dans le cas du modèle par EF, la différence résultant des causes mentionnées précédemment et qui sont : la considération des différents phénomènes (hystérésis, courant de Foucault).

Dans la Fig.5.11c la tension de sortie pour différentes charges 120%, 100% et 80%, est presque la même, les charges sont celles du premier CVT, alors que la puissance de sortie du deuxième CVT est plus élevée que celle du premier. Donc le CVT fonctionne presque à vide.

5.4.2 Construction du CVT

Un transformateur de type Shell classique est modifié pour créer le noyau du CVT. En prenant une feuille EI basique, nous pouvons obtenir la géométrie d'un CVT, où la colonne centrale de la feuille E est coupée pour créer un entrefer. Les stratifications «E» et «I» sont empilées séparément puis rassemblées avec un système de fixation comme indiqué sur la figure Fig.5.12b. L'enroulement primaire et l'enroulement secondaire sont disposés séparément sur les colonnes latérales, Fig.5.12a.

Le shunt assure la séparation du flux entre le côté primaire et le côté secondaire du CVT. Si aucun condensateur n'est ajouté à l'enroulement secondaire, le flux se divise en deux parties et une grande partie passe à travers le shunt (Φ_0). Deux enroulements du côté secondaires avec un nombre de spires N_2 et N'_2 sont connectés en série. L'enroulement résultant appelé enroulement de condensateur à un nombre de spires $N_C = N_2 + N'_2$.

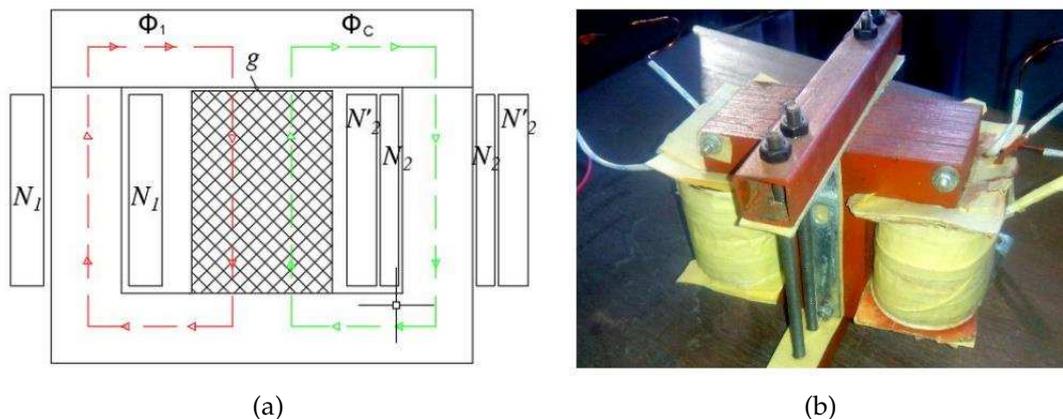


FIGURE 5.12 – Première conception du CVT (a) Position des enroulements et chemin de flux dans le CVT avec un laminage conventionnel «EI». (b) CVT physique.

Bien que les flux Φ_1 et Φ_C aient des valeurs différentes et que la réluctance de deuxième colonne (Φ_C) est saturée, le lien entre les flux Φ_1 et Φ_C toujours existe. Le flux Φ_1 est responsable de la création du flux Φ_C . La présence d'un condensateur au secondaire avec la tension induite dans l'enroulement de condensateur N_C et la réluctance non linéaire \mathfrak{R}_C constitue une condition appropriée pour l'apparition de

la ferrorésonance. En cas de ferrorésonance, une surtension apparaît du côté secondaire, ce qui augmente le flux Φ_C et conduit à la saturation de la partie où se trouve l'enroulement secondaire.

La longueur de l'entrefer g et la section de shunt A_{sh} sont des paramètres qui spécifient la valeur de la réluctance linéaire (Eq. (1)). Les autres paramètres tels que la valeur de la capacité du condensateur et le nombre de spires N_C et N_2 doivent être pris en fonction de la réluctance pour obtenir le comportement souhaité du CVT.

$$\mathfrak{R}_0 = \frac{g}{\mu_0 A_{sh}} \frac{l_{sh}}{\mu_0 \mu_r A_{sh}} \quad (5.2)$$

Un transformateur est conçu avec des dimensions préliminaires, avec une grande section de dérivation A_{sh} , et l'entrefer créé est d'environ 1 mm. Les paramètres géométriques du CVT sont donnés dans le Tab.5.1. Les tests expérimentaux ont été réalisés en faisant varier la valeur de la capacité du condensateur à rechercher du point de régulation approprié. Cela montre que la valeur de la capacité du condensateur qui donne la meilleure caractéristique de régulation est $30\mu F$.

TABLE 5.1 – Paramètres du CVT 1

| Paramètre | valeur |
|---|------------------------------|
| Entrefer g | 1mm |
| Reluctance \mathfrak{R}_0 | 2.9×10^5 |
| Nombre de spires des bobines | $N_1=448, N_2=160, N'_2=224$ |
| Valeur de la capacité du condensateur C | $30 \mu F$ |

Bien que le transformateur conçu assure une bonne régulation de la tension de sortie, ses performances restent faibles par rapport à son volume. Cela montre un point important dans la conception des CVT, où la puissance délivrée est limitée par des paramètres qui en assurent le fonctionnement en tant que circuit de réluctance shunt et résonant.

5.5 Amélioration de la conception du CVT

L'amélioration dans la conception du CVT peut être effectuée avec une simulation paramétrique ou bien avec optimisation, où ont fait varier les paramètres qui contrôlent les performances du CVT pour obtenir un point de performance optimale.

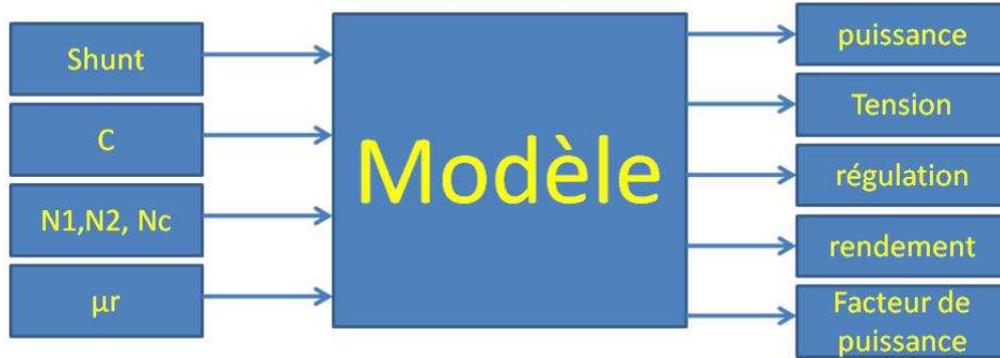


FIGURE 5.13 – Schéma des paramètres qui influencent le fonctionnement et les performances du CVT

Afin d'augmenter la puissance de sortie du CVT, nous effectuons une simulation paramétrique à l'aide du modèle implémenté. Quatre paramètres doivent être pris en compte, à savoir le nombre de spires de l'enroulement de condensateur N_C , l'enroulement secondaire N_2 , la valeur de la capacité du condensateur C et la réluctance shunt \mathcal{R}_0 .

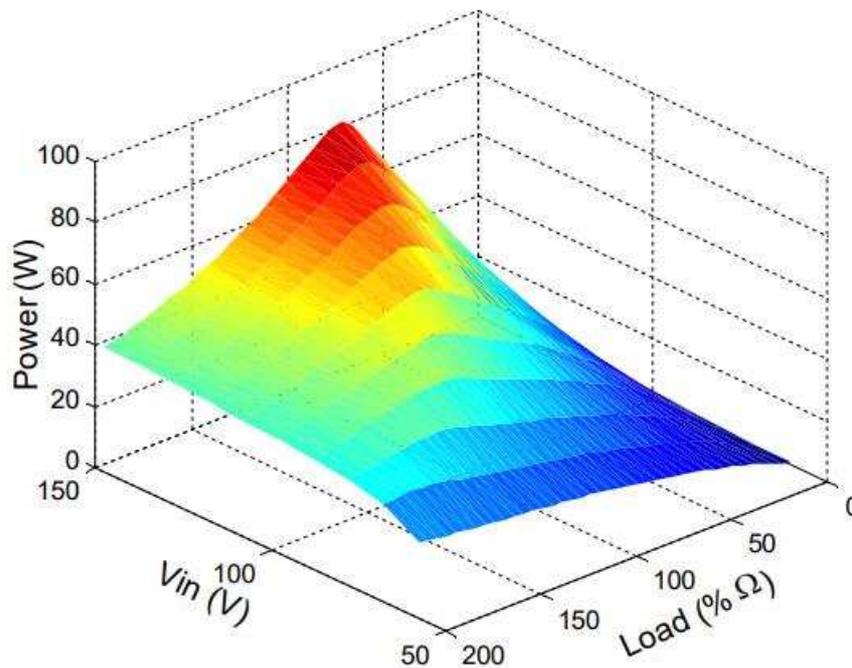


FIGURE 5.14 – Puissance de sortie en fonction de la charge et de la tension d'entrée

Cependant, les caractéristiques magnétiques des réluctances peuvent être considérées comme des paramètres prédéfinis, car le matériau utilisé et l'épaisseur du feuilletage peuvent être déterminés de la même manière que dans le cas de transformateurs ordinaires. La longueur du membre est déterminée à partir de la fenêtre où sont placées les bobines. Parmi les principaux critères de choix du matériau, figurent la fréquence de fonctionnement, la puissance du transformateur et les conditions de travail telles que le type de charge du convertisseur électronique de puissance [115].

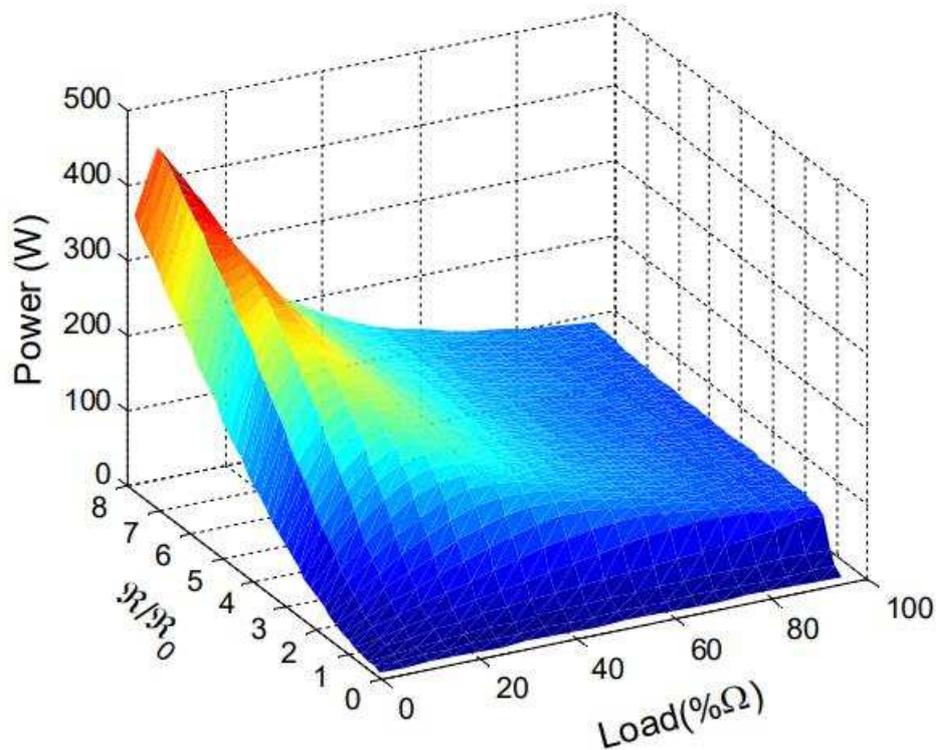


FIGURE 5.15 – Augmentation de la puissance pour une plage de variation de la réductance du shunt

Sans agir sur les paramètres géométriques et électriques du CVT, la simulation permet de tester les performances limites du CVT. Un résultat important est la puissance de sortie maximale relative à la variation de la tension d'entrée et de la charge. Comme on le voit sur la Fig.5.14, la puissance pour une tension d'entrée donnée est limitée, elle tombe en cas de surcharge et passe à zéro en cas de court-circuit (charge 0).

Pour augmenter la puissance transmise de l'entrée à la sortie, nous augmentons la valeur de la réductance du shunt \mathcal{R}_0 . En Fig.5.15 la puissance transmise du primaire au secondaire augmente avec l'augmentation de la réductance du shunt. Il y a deux possibilités pour changer la réductance du shunt. Soit en changeant la longueur de l'entrefer g , soit avec la section de shunt $A_s h$. La longueur de l'entrefer ne doit pas dépasser une certaine longueur pour éviter le flux de fuite autour du shunt. Même si le flux dans le shunt Φ_0 est faible comparé aux principaux flux Φ_1 et Φ_C , en cas de charge élevée, une saturation se produit dans certaines régions du shunt. Ainsi, cela conduit à un comportement non linéaire de la réductance du shunt \mathcal{R}_0 . La section du shunt ne doit pas être trop petite pour que le shunt puisse tenir le flux sans entrer dans une saturation profonde.

Si le shunt est complètement supprimé, toute la puissance d'entrée est transmise à la sortie sauf une petite perte de puissance. Dans ce cas, la caractéristique de régulation sera perdue. Pour une certaine valeur de la réductance shunt \mathcal{R}_0 , la régulation est garantie comme indiquée à la Fig.5.16a. La relation $(V_{in} - V_{out})$ est la meilleure car la région de régulation est plus grande pour une valeur de réductance de $1\mathcal{R}_0$, où une déformation apparaît dans le tracé. Sur la figure Fig.5.16b, le comportement du

CVT à deux valeurs de la réductance du shunt différentes de la valeur de $1\mathfrak{R}_0$ donne une $(V_{in} - V_{out})$ courbe indésirable.

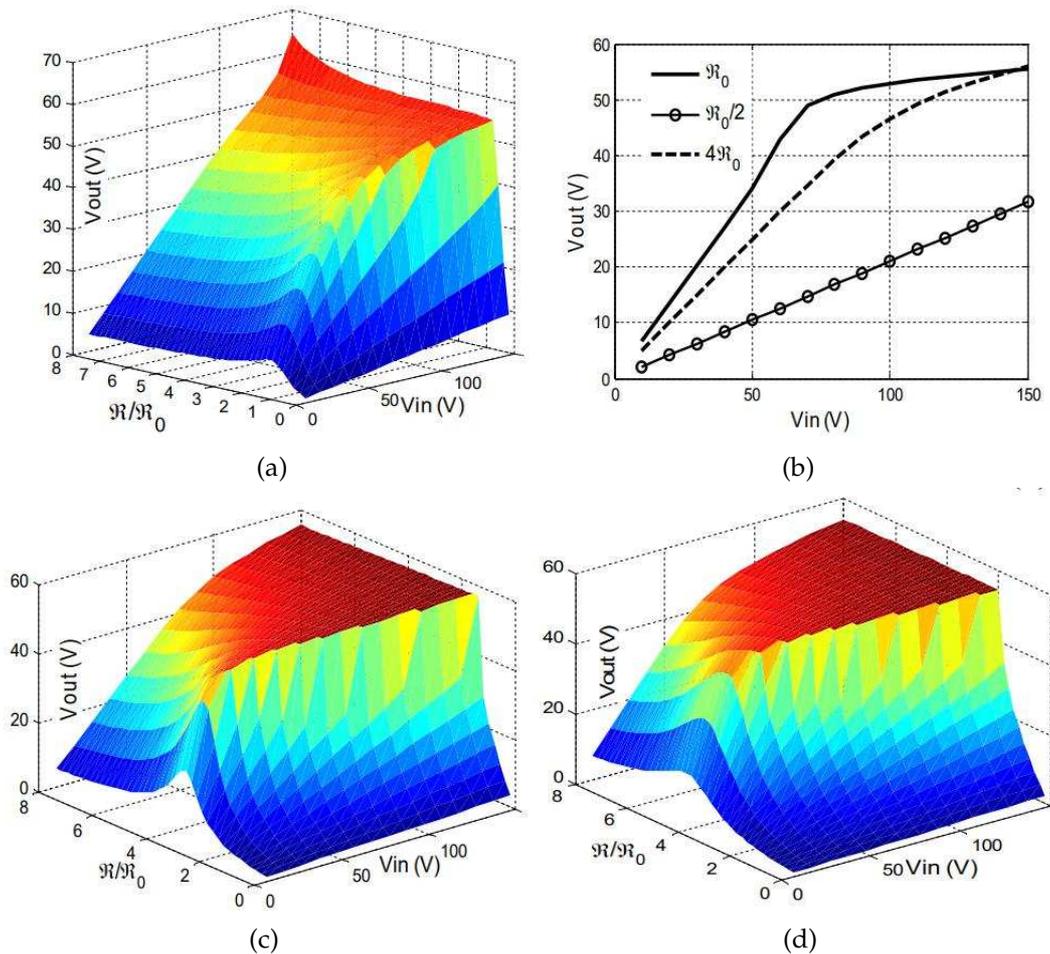


FIGURE 5.16 – Simulation paramétrique sur la variation de la réductance du shunt. (a) courbe $(V_{in} - V_{out})$. (b) $(V_{in} - V_{out})$ pour 3 valeurs de réductance shunt 0. (c) $(V_{in} - V_{out})$ lors de l'augmentation de la valeur de la capacité du condensateur. (d) $(V_{in} - V_{out})$ lors de l'augmentation du nombre de spires N_C

Pour assurer la régulation lorsque la réductance du shunt est augmentée à $4\mathfrak{R}_0$, une méthode possible consiste à augmenter la valeur de la capacité du condensateur. Ceci déplacera le point de régulation vers la nouvelle valeur de la réductance ($4\mathfrak{R}_0$), comme indiqué sur la Fig.5.16c. Cependant, la valeur de la capacité du condensateur doit également être aussi petite que possible afin de réduire la taille et le coût. Pour éviter l'augmentation de la valeur de la capacité du condensateur tout en conservant la même régulation, il est possible d'augmenter le nombre de spires de l'enroulement du condensateur N_C comme illustré à la Fig.5.16d.

La performance optimale du CVT est obtenue pour la valeur de réductance d'environ $1\mathfrak{R}_0$ car tous les paramètres du circuit résonant (N_C et C) sont pris en fonction de cette valeur.

Sur la figure 5.17a, la variation du facteur de puissance concernant la valeur de réductance et la tension d'entrée indique une valeur maximale pour la réductance

égale à $1\mathfrak{R}_0$. Comme dans le cas de la courbe de $V_{in} - V_{out}$, les points optimaux du facteur de puissance peuvent être obtenus pour une valeur de réluctance de $4\mathfrak{R}_0$ avec modification de la valeur de la capacité du condensateur (voir Fig.5.17b) ou du nombre de spires de l'enroulement N_C (voir Fig.5.17c).

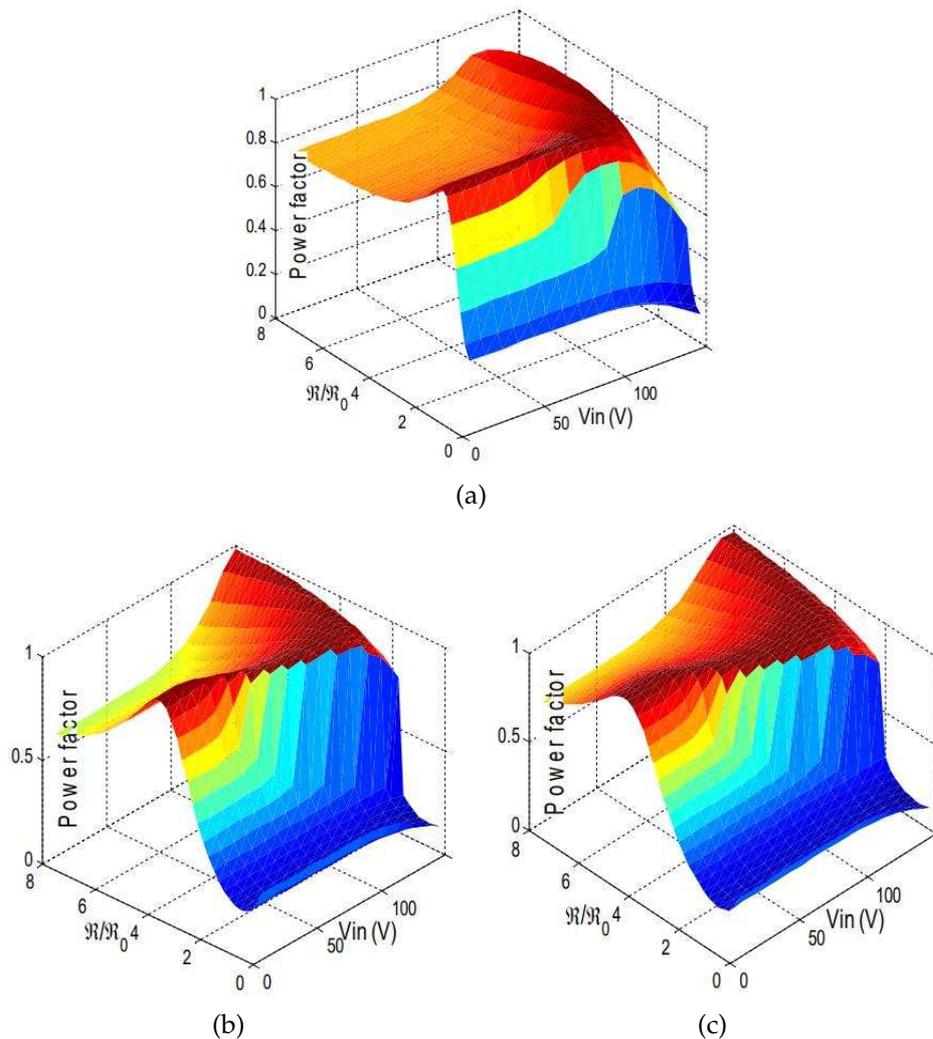


FIGURE 5.17 – Valeur optimale du facteur de puissance par rapport à l’augmentation de la réluctance du shunt. (a) Sans augmenter ni le condensateur ni le nombre de spires N_C . (b) Avec augmentation de la valeur de la capacité du condensateur. (c) En augmentant le nombre de spires N_C

On constate que, lors de l’augmentation de la valeur de la capacité du condensateur, le courant maximal du condensateur est de 4,7A, tandis que dans le cas d’une augmentation du nombre de spires N_C , le courant maximal du condensateur est de 3A.

Malgré cela, l’augmentation du nombre de spires de l’enroulement du condensateur réduira la valeur de la capacité du condensateur. Certaines restrictions imposent la taille et le nombre de spires de N_C . Le nombre de spires du bobinage du condensateur N_C est choisi de manière à ce que la tension appliquée au condensateur soit adéquate et ne dépasse pas la tension de claquage du condensateur. Une

autre limite à N_C est la taille occupée par les conducteurs d'enroulement, qui doivent être installés dans la fenêtre du transformateur. Le fil utilisé dans les enroulements de condensateur peut être considéré comme étant plus gros que l'un des enroulements primaires pour supporter le courant dans le circuit résonant, ce qui augmente la taille de l'enroulement de condensateur N_C .

L'enroulement secondaire N_2 spécifie la valeur de la tension de sortie et contribue au circuit résonant. Il est connecté en série avec N'_2 pour créer l'enroulement du condensateur au lieu de créer deux enroulements distincts pour la tension de sortie et pour le circuit résonant. Cela réduit la taille des enroulements du côté secondaires.

La valeur de $4\mathcal{R}_0$ est prise comme la nouvelle valeur de la réluctance du shunt; elle garantit une puissance de sortie appropriée. La tension de sortie est maintenue comme dans le premier CVT. La photo du nouveau CVT est présentée à la Fig.5.18. Sur la figure 5.19a, la courbe $(V_{in} - V_{out})$ est proche dans les deux CVT. L'enroulement du condensateur, la valeur de la capacité du condensateur et la réluctance shunt sont les paramètres qui ont été modifiés.

La valeur de la capacité du condensateur est réduite à $20 \mu\text{F}$ à cette valeur un fonctionnement approprié du CVT est trouvé. Au contraire, le nombre de spires de l'enroulement du condensateur est augmenté à N_{CN} . Comme la tension de sortie est liée à tous les paramètres, il y a une légère augmentation de la tension de sortie qui a été corrigée en diminuant le nombre de spires de l'enroulement secondaire N_2 (enroulement de charge) à N_{2N} en maintenant $N_{CN} = N_{2N} + N'_{2N}$. Les deux courbes des deux CVT sont présentées à la Fig.5.19a.

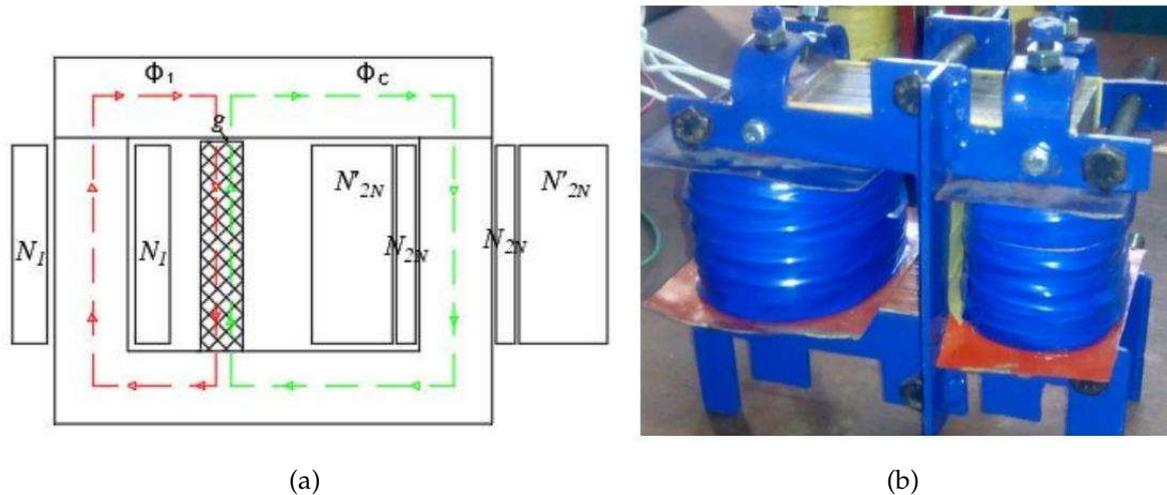


FIGURE 5.18 – Deuxième CVT conçu (a) Position des enroulements et chemin de flux dans le deuxième CVT avec section de dérivation plus petite (b) CVT physique.

L'augmentation de la puissance maximale délivrée pour une plage de variation de charge et une plage de variation de tension d'entrée est illustrée à la Fig.5.19b. Dans le nouveau CVT, la réluctance du shunt est quatre fois supérieure à celle du premier CVT. La simulation paramétrique concernant la réluctance du shunt, le nombre de spires des enroulements, la valeur de la capacité du condensateur et les

critères de maintien des mêmes caractéristiques de régulation permettent de spécifier la valeur de la réluctance, d'où la dimension du shunt. Une technique d'optimisation est plus préférable à une simulation paramétrique pour une conception globale et optimale.

5.6 Résultat du CVT

Les paramètres de deuxième CVT sont donnés dans le Tab.5.2. Les résultats du premier CVT sont donnés au chapitre 3, il assure la régulation mais il peut alimenter des charges faibles, le courant maximum qu'il peut fournir est de 2 A. Le deuxième CVT peut fournir un courant plus grand à la charge avec le même niveau de tension.

TABLE 5.2 – Paramètres du CVT 2

| Paramètre | valeur |
|---|------------------------------|
| Entrefer g | 1mm |
| Réductance \mathfrak{R}_0 | $(4) \times 2.9 \times 10^5$ |
| Nombre de spires des bobines | $N_1=448, N_2=150, N'_2=520$ |
| Valeur de la capacité du condensateur C | 30 μ F |

5.6.1 Caractéristiques de régulation

La puissance de sortie maximale attendue pour une plage de tension d'entrée indique que le modèle peut prédire les performances du CVT et contribue à l'optimisation de la conception du CVT.

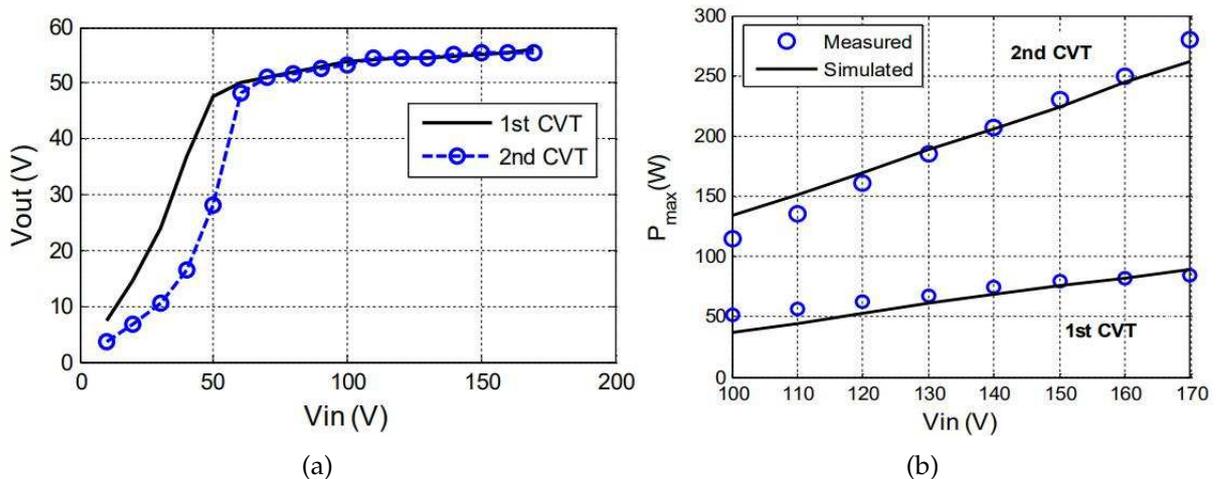


FIGURE 5.19 – Comportement du modèle avec les deux CVT. (a) caractéristiques mesurées ($V_{in} - V_{out}$). (b) Puissance de sortie maximale des deux CVT à une tension d'entrée différente.

5.7 Conclusion

Deux transformateurs ont été conçus et testés. Il est démontré que la puissance du CVT peut être augmentée en agissant sur certaines dimensions et certains paramètres. Dans la conception optimisée, la réluctance du shunt est augmentée pour permettre à davantage de puissance de passer du côté primaire au côté secondaire. D'autre part, le nombre de spires de l'enroulement du condensateur est augmenté pour maintenir la valeur de la capacité du condensateur faible.

Assurer la caractéristique de régulation d'un CVT est nécessaire mais pas suffisant, car la puissance de sortie peut être faible par rapport au volume du transformateur. Il a été démontré que la réluctance du shunt joue le rôle principal dans la transmission de l'énergie du primaire au secondaire. Avec une augmentation de la réluctance du shunt en agissant sur les dimensions du shunt, la puissance de sortie est augmentée. Toutefois, pour conserver la caractéristique de régulation, il est nécessaire de modifier les paramètres du circuit résonant. Cela peut être fait en augmentant la valeur de la capacité du condensateur ou le nombre de spires des enroulements secondaires.

Le fonctionnement d'un CVT donné peut-être adapté à notre système en modifiant les paramètres du circuit résonant. Il peut également être poussé à l'extrême en ce qui concerne la régulation lorsqu'il est nécessaire d'étendre la zone de régulation de la tension de sortie ou d'augmenter la puissance et le facteur de puissance.

CONCLUSION GÉNÉRALE

Le travail de recherche scientifique que nous avons entrepris englobe la modélisation et la conception d'une machine statique (transformateur) particulière appelée "Transformateur ferroresonant" ou en d'autres termes "transformateur à tension constante" (CVT). L'avantage majeur du CVT est sa fiabilité dans le fonctionnement car la stabilisation se fait sans aucune utilisation de composants d'électronique de puissance ni de micro-chip pour la commande. Ce qui conduit à l'augmentation de son utilisation dans des milieux sévères voire durs, des milieux à forte radiation et des perturbations venant des champs électrique et magnétique.

C'est dans ce contexte que nous avons exploré les techniques et phénomènes qui interviennent pour garantir le bon fonctionnement en termes de stabilisation de la tension ainsi que la puissance maximale qui peut la fournir. Pour atteindre ce but nous avons élaboré un travail nécessaire composé de trois grandes parties, à savoir :

- 1 Une première partie du travail sur les transformateurs ordinaires avec une modélisation des circuits magnétiques avec ses différentes topologies ainsi que l'interaction d'une ou plusieurs phases électriques comme on le voit sur les transformateurs monophasés et triphasés. Cette partie nécessite d'élaborer des modèles d'hystérésis ainsi que des méthodes de modélisation des transformateurs triphasés, le plus souvent, en se basant sur les principes de la dualité. Notons qu'il existe une possibilité d'avoir plusieurs bobines secondaires avec des courants déphasés les uns par rapport aux autres.
- 2 La deuxième partie concerne les phénomènes de la ferroresonance comme principe fondamental du fonctionnement des CVTs. Cependant, cette ferroresonance est considérée dans les transformateurs ordinaires comme défaut à éliminer. Nous avons mis en œuvre le modèle du transformateur à l'aide d'un modèle d'hystérésis prenant en compte l'effet du courant de Foucault avec seulement quatre (04) paramètres. Aussi, il est caractérisé par la simplicité d'ajustement des paramètres. Ce modèle repose fondamentalement sur la résolution des équations magnétiques du transformateur. Il est structuré sous forme de circuit, facile à utiliser. Il prédit le comportement du transformateur sous des perturbations transitoires.
- 3 La troisième partie est l'utilisation de la ferroresonance pour assurer le bon fonctionnement du CVT tout en assurant la saturation d'une partie du circuit magnétique. Les différents paramètres qui interviennent dans le fonctionnement du CVT sont ses performances, tels que : la Régulation, la Puissance, le Facteur de Puissance et le Rendement. Aussi, dans les conceptions optimisées des CVT, on augmente la réluctance du shunt pour permettre à davantage de puissance de passer du primaire au secondaire. On augmente également le nombre de spires de l'enroulement du condensateur pour maintenir la valeur de la capacité du condensateur faible.

Les différents paramètres qui contrôlent le fonctionnement du CVT peuvent être déterminés avec précision si, les phénomènes de la ferroresonance qui interviennent sont bien maîtrisés. Ce qui rend la conception de ce type de stabilisateur plus aisée. Le CVT conçu pour assurer une stabilisation très affinée, peut être utilisé dans des applications aéroportées où le rapport volume/puissance est en grande partie favorisé.

Comme perspective nous insistons sur son utilisation en cas de haute fréquence. De nombreuses caractéristiques et avantages seront présentés et de nombreuses restrictions seront surmontées, en particulier le problème de la taille et du poids, donc le rapport volume/puissance.

Bibliographie

- [1] M. G. J. Lind, Weidong Xiao, and W. G. Dunford. Modeling of a constant voltage transformer. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 53(2) :409–418, 2006. doi : 10.1109/TCSI.2005.857550.
- [2] Y. Zhilichev. Models of ferroresonant transformers. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 29(6) :2631–2639, 2014. doi : 10.1109/TPWRD.2014.2322365.
- [3] Ray-Lee Lin, Chia-Hao Tsai, and Nian-Ci Chen. Design and implementation of ferroresonant transformer for led driver systems. *2016 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, pages 1–9, 2016. doi : 10.1109/IAS.2016.7731891.
- [4] N. Subramanian. Analysis and design of a new breed of constant voltage transformers. *IEEE Transactions on Magnetics*, 33(5) :3337–3339, 1997. doi : 10.1109/20.617936.
- [5] A. Iqbal, S. Moinuddin, M. R. Khan, S. M. Ahmed, and H. Abu-Rub. A novel three-phase to five-phase transformation using a special transformer connection. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 25(3) :1637–1644, 2010. doi : 10.1109/TPWRD.2010.2042307.
- [6] S. Moinoddin, A. Iqbal, H. Abu-Rub, M. Rizwan Khan, and S. Moin Ahmed. Three-phase to seven-phase power converting transformer. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 27(3) :757–766, 2012. doi : 10.1109/TEC.2012.2201483.
- [7] Abdelmalik Djebli, O. Touhami, and R. Ibtouen. Configuration of three-phase to eleven-phase power transformer. *2018 International Conference on Electrical Sciences and Technologies in Maghreb (CISTEM)*, pages 1–6, 2018. doi : 10.1109/CISTEM.2018.8613556.
- [8] Abdelmalik Djebli, Abdelhakim Khelafi, Omar Touhami, and Rachid Ibtouen. Impact of windings stacking of three-phase to multiphase transformer on the output voltage balance. pages 1–2, 2019. doi : 10.1109/ISEF45929.2019.9096919.
- [9] Furmanczyk K and Stefanich M. Demonstration of very high power airborne ac to dc converter. *SAE International, Power Systems Conference Reno, Nevada November*, pages 2–4, 2004.
- [10] Ieee recommended practice for establishing liquid-immersed and dry-type power and distribution transformer capability when supplying nonsinusoidal load currents. *IEEE Std C57.110™-2018 (Revision of IEEE Std C57.110-2008)*, pages 1–68, 2018. doi : 10.1109/IEEESTD.2018.8511103.

- [11] P. Boucherot. Surtensions par câbles armés et les moyens d'y parer. *Revue Générale de l'électricité*, pages 675–689, 22 mai 1920.
- [12] P. Boucherot. Existence de deux régimes en ferorésonance. *Revue Générale de l'électricité*, pages 827–828, 11 Dec 1920.
- [13] F. Margand. sujet de l'existence de deux régimes en ferorésonance. *Revue Générale de l'électricité*, pages 635–637, 7 mai 1921.
- [14] H. B. Dwight. Critical conditions in ferroresonance. *Electrical Engineering*, 57(11) :466–466, 1938. doi : 10.1109/EE.1938.6431000.
- [15] I. Travis and C. N. Weygandt. Subharmonics in circuits containing iron-cored reactors. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, 57(8) :423–431, 1938. doi : 10.1109/T-AIEE.1938.5057830.
- [16] W. T. Thomson. Similitude of critical conditions in ferroresonant circuits. *Electrical Engineering*, 58(3) :127–130, 1939. doi : 10.1109/EE.1939.6431827.
- [17] J. C. West, J. L. Douce, and R. K. Livesley. The dual-input describing function and its use in the analysis of non-linear feedback systems. *Proceedings of the IEE - Part B : Radio and Electronic Engineering*, 103(10) :463–473, 1956. doi : 10.1049/pi-b-1.1956.0191.
- [18] G. W. Swift. An analytical approach to ferroresonance. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, PAS-88(1) :42–46, 1969. doi : 10.1109/TPAS.1969.292336.
- [19] G. C. Kothari, B. S. Ashok Kumar, K. Parthasarathy, and H. P. Khincha. Analysis of ferro-oscillations in power systems. *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, 121(7) :616–622, 1974. doi : 10.1049/piee.1974.0143.
- [20] D. E. Hirst and E. E. Barakat. Improved analysis of jump resonance in single-phase circuits. *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, 125(12) :1380–1382, 1978. doi : 10.1049/piee.1978.0292.
- [21] E. E. Baràkat and D. E. Hirst. Susceptibility of 3-phase power systems to ferro-nonlinear oscillations. *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, 126(12) :1295–1300, 1979. doi : 10.1049/piee.1979.0225.
- [22] S. N. Bhadra. Validity of describing function analysis for 3-phase power systems. *IEE Proceedings C - Generation, Transmission and Distribution*, 130(4) :224–227, 1983. doi : 10.1049/ip-c.1983.0036.
- [23] S. N. Bhadra. A note on some computational aspects of the jump-resonance problem in 3-phase systems. *IEE Proceedings C - Generation, Transmission and Distribution*, 132(5) :248–250, 1985. doi : 10.1049/ip-c.1985.0041.
- [24] S. Mozaffari, S. Henschel, and A. C. Soudack. Chaotic ferroresonance in power transformers. *IEE Proceedings - Generation, Transmission and Distribution*, 142(3) :247–250, 1995. doi : 10.1049/ip-gtd:19951749.

- [25] Z. Emin, B. A. T. Al Zahawi, D. W. Auckland, and Y. K. Tong. Ferroresonance in electromagnetic voltage transformers : a study based on nonlinear dynamics. *IEE Proceedings - Generation, Transmission and Distribution*, 144(4) : 383–387, 1997. doi : 10.1049/ip-gtd:19971061.
- [26] S. Mozaffari, M. Sameti, and A. C. Soudack. Effect of initial conditions on chaotic ferroresonance in power transformers. *IEE Proceedings - Generation, Transmission and Distribution*, 144(5) :456–460, 1997. doi : 10.1049/ip-gtd:19971459.
- [27] B. A. T. Al Zahawi, Z. Emin, and Y. K. Tong. Chaos in ferroresonant wound voltage transformers : effect of core losses and universal circuit behaviour. *IEE Proceedings - Science, Measurement and Technology*, 145(1) :39–43, 1998. doi : 10.1049/ip-smt:19981616.
- [28] B. A. Mork and D. L. Stuehm. Application of nonlinear dynamics and chaos to ferroresonance in distribution systems. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 9(2) :1009–1017, 1994. doi : 10.1109/61.296285.
- [29] L. Chua, M. Hasler, J. Neiryneck, and P. Verburgh. Dynamics of a piecewise-linear resonant circuit. *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, 29(8) :535–547, 1982. doi : 10.1109/TCS.1982.1085192.
- [30] S. K. Chakravarthy and C. V. Nayar. Ferroresonant oscillations in capacitor voltage transformers. *IEE Proceedings - Circuits, Devices and Systems*, 142(1) : 30–36, 1995. doi : 10.1049/ip-cds:19951674.
- [31] J. R. Marti and A. C. Soudack. Ferroresonance in power systems : fundamental solutions. *IEE Proceedings C - Generation, Transmission and Distribution*, 138(4) : 321–329, 1991. doi : 10.1049/ip-c.1991.0040.
- [32] T. Van Craenenbroeck, W. Michiels, D. Van Dommelen, and K. Lust. Bifurcation analysis of three-phase ferroresonant oscillations in ungrounded power systems. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 14(2) :531–536, 1999. doi : 10.1109/61.754099.
- [33] S. R. Naidu and B. A. Souza. Analysis of ferroresonant circuits using a newton-raphson scheme. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 12(4) :1793–1798, 1997. doi : 10.1109/61.634207.
- [34] D. Jiles and D. Atherton. Ferromagnetic hysteresis. *IEEE Transactions on Magnetics*, 19(5) :2183–2185, 1983. doi : 10.1109/TMAG.1983.1062594.
- [35] J. Tellinen. A simple scalar model for magnetic hysteresis. *IEEE Transactions on Magnetics*, 34(4) :2200–2206, 1998. doi : 10.1109/20.703856.
- [36] P. S. Moses, M. A. S. Masoum, and H. A. Toliyat. Dynamic modeling of three-phase asymmetric power transformers with magnetic hysteresis : No-load and inrush conditions. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 25(4) :1040–1047, 2010. doi : 10.1109/TEC.2010.2065231.

- [37] J. A. Martinez and B. A. Mork. Transformer modeling for low- and mid-frequency transients - a review. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 20(2) : 1625–1632, 2005. doi : 10.1109/TPWRD.2004.833884.
- [38] M. Lambert, M. Martínez-Duró, J. Mahseredjian, F. de León, and F. Sirois. Transformer leakage flux models for electromagnetic transients : Critical review and validation of a new model. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 29(5) :2180–2188, 2014. doi : 10.1109/TPWRD.2013.2293978.
- [39] F. de Leon and J. A. Martinez. Dual three-winding transformer equivalent circuit matching leakage measurements. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 24(1) :160–168, 2009. doi : 10.1109/TPWRD.2008.2007012.
- [40] W. Sima, M. Zou, M. Yang, Q. Yang, and D. Peng. Modeling of grain-oriented si-steel and amorphous alloy iron core under ferroresonance using jiles/atherton hysteresis metho. *AIP ADVANCES*, 8(5) :1–6, 2017.
- [41] A. Rezaei-Zare and R. Iravani. On the transformer core dynamic behavior during electromagnetic transients. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 25(3) : 1606–1619, 2010. doi : 10.1109/TPWRD.2010.2046678.
- [42] Wenxia Sima, Mi Zou, Ming Yang, Daixiao Peng, and Yonglai Liu. Saturable reactor hysteresis model based on jiles–atherton formulation for ferroresonance studies. *International Journal of Electrical Power and Energy Systems*, 101 :482 – 490, 2018. ISSN 0142-0615. doi : <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2018.04.003>. URL <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0142061518301340>.
- [43] R. Basu. A new approach in the analysis and design of a ferroresonant transformer. *IEEE Transactions on Magnetics*, 3(1) :43–49, 1967. doi : 10.1109/TMAG.1967.1066012.
- [44] Ieee standard for ferroresonant voltage regulators. *IEEE Std*, 449(1998 500) : 1–38, 1999.
- [45] P. S. Moses, M. A. S. Masoum, and H. A. Toliyat. Impacts of hysteresis and magnetic couplings on the stability domain of ferroresonance in asymmetric three-phase three-leg transformers. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 26(2) :581–592, 2011. doi : 10.1109/TEC.2010.2088400.
- [46] Abdelmalik Djebli, Faouzi Aboura, Lazhar Roubache, and Omar Touhami. Impact of the eddy current in the lamination on ferroresonance stability at critical points. *International Journal of Electrical Power and Energy Systems*, 106 :311 – 319, 2019. ISSN 0142-0615. doi : <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2018.10.008>. URL <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0142061518306380>.
- [47] Mi Zou. Accurate simulation model for a three-phase ferroresonant circuit in emtp–atp. *International Journal of Electrical Power and Energy Systems*, 107 :68 – 77, 2019. ISSN 0142-0615. doi : <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2018.11.016>. URL <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0142061518325717>.

- [48] Kruno Miličević and Zia Emin. Impact of initial conditions on the initiation of ferroresonance. *International Journal of Electrical Power and Energy Systems*, 31(4) :146 – 152, 2009. ISSN 0142-0615. doi : <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2008.10.015>. URL <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S014206150800104X>.
- [49] A. Tokić and J. Smajić. Modeling and simulations of ferroresonance by using bdf/ndf numerical methods. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 30(1) :342–350, 2015. doi : 10.1109/TPWRD.2014.2346766.
- [50] Tahir Cetin Akinci, Nazmi Ekren, Serhat Seker, and Sezen Yildirim. Continuous wavelet transform for ferroresonance phenomena in electric power systems. *International Journal of Electrical Power and Energy Systems*, 44(1) :403 – 409, 2013. ISSN 0142-0615. doi : <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2012.07.001>. URL <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0142061512003614>.
- [51] M. Yang, W. Sima, Q. Yang, J. Li, M. Zou, and Q. Duan. Non-linear characteristic quantity extraction of ferroresonance overvoltage time series. *IET Generation, Transmission Distribution*, 11(6) :1427–1433, 2017. doi : 10.1049/iet-gtd.2016.0873.
- [52] J. A. Corea-Araujo, F. González-Molina, J. A. Martínez, J. A. Barrado-Rodrigo, and L. Guasch-Pesquer. Tools for characterization and assessment of ferroresonance using 3-d bifurcation diagrams. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 29(6) :2543–2551, 2014. doi : 10.1109/TPWRD.2014.2320599.
- [53] T. Van Craenenbroeck, D. Van Dommelen, J. Driesen, and R. Belmans. Application of the harmonic balance method to study ferroresonance in voltage transformers. *1999 Eleventh International Symposium on High Voltage Engineering*, 1 :303–306 vol.1, 1999. doi : 10.1049/cp:19990567.
- [54] W. Sima, M. Yang, Q. Yang, T. Yuan, and M. Zou. Simulation and experiment on a flexible control method for ferroresonance. *IET Generation, Transmission Distribution*, 8(10) :1744–1753, 2014. doi : 10.1049/iet-gtd.2014.0046.
- [55] A. Rezaei-Zare, R. Iravani, and M. Sanaye-Pasand. Impacts of transformer core hysteresis formation on stability domain of ferroresonance modes. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 24(1) :177–186, 2009. doi : 10.1109/TPWRD.2008.2002668.
- [56] E. I. Amoiralis, M. A. Tsili, and A. G. Kladas. Transformer design and optimization : A literature survey. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 24(4) : 1999–2024, 2009. doi : 10.1109/TPWRD.2009.2028763.
- [57] J. J. Rico, E. Acha, and M. Madrigal. The study of inrush current phenomenon using operational matrices. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 16(2) :231–237, 2001. doi : 10.1109/61.915488.

- [58] F. Aboura and O. Touhami. Integration of the hysteresis in models of asymmetric three-phase transformer : finite-element and dynamic electromagnetic models. *IET Electric Power Applications*, 10(7) :614–622, 2016. doi : 10.1049/iet-epa.2015.0476.
- [59] M. Steurer and K. Frohlich. The impact of inrush currents on the mechanical stress of high voltage power transformer coils. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 17(1) :155–160, 2002. doi : 10.1109/61.974203.
- [60] J. Faiz, B. M. Ebrahimi, and T. Noori. Three- and two-dimensional finite-element computation of inrush current and short-circuit electromagnetic forces on windings of a three-phase core-type power transformer. *IEEE Transactions on Magnetics*, 44(5) :590–597, 2008. doi : 10.1109/TMAG.2008.917819.
- [61] J. A. Martinez and B. A. Mork. Transformer modeling for low- and mid-frequency transients - a review. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 20(2) : 1625–1632, 2005. doi : 10.1109/TPWRD.2004.833884.
- [62] J. Arrillaga, W. Enright, N. R. Watson, and A. R. Wood. Improved simulation of hvdc converter transformers in electromagnetic transient programs. *IEE Proceedings - Generation, Transmission and Distribution*, 144(2) :100–106, 1997. doi : 10.1049/ip-gtd:19970849.
- [63] Xusheng Chen. A three-phase multi-legged transformer model in atp using the directly-formed inverse inductance matrix. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 11(3) :1554–1562, 1996. doi : 10.1109/61.517516.
- [64] M. Lambert, M. Martínez-Duró, J. Mahseredjian, F. de León, and F. Sirois. Transformer leakage flux models for electromagnetic transients : Critical review and validation of a new model. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 29 (5) :2180–2188, 2014. doi : 10.1109/TPWRD.2013.2293978.
- [65] F. de Leon and J. A. Martinez. Dual three-winding transformer equivalent circuit matching leakage measurements. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 24(1) :160–168, 2009. doi : 10.1109/TPWRD.2008.2007012.
- [66] S. Jazebi, S. E. Zirka, M. Lambert, A. Rezaei-Zare, N. Chiesa, Y. Moroz, X. Chen, M. Martinez-Duro, C. M. Arturi, E. P. Dick, A. Narang, R. A. Walling, J. Mahseredjian, J. A. Martinez, and F. de León. Duality derived transformer models for low-frequency electromagnetic transients—part i : Topological models. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 31(5) :2410–2419, 2016. doi : 10.1109/TPWRD.2016.2517327.
- [67] Q. Wu, S. Jazebi, and F. de Leon. Parameter estimation of three-phase transformer models for low-frequency transient studies from terminal measurements. *IEEE Transactions on Magnetics*, 53(7) :1–8, 2017. doi : 10.1109/TMAG.2016.2563389.

- [68] S. Jazebi, A. Rezaei-Zare, M. Lambert, S. E. Zirka, N. Chiesa, Y. I. Moroz, X. Chen, M. Martinez-Duro, C. M. Arturi, E. P. Dick, A. Narang, R. A. Walling, J. Mahseredjian, J. A. Martinez, and F. de León. Duality-derived transformer models for low-frequency electromagnetic transients—part ii : Complementary modeling guidelines. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 31(5) : 2420–2430, 2016. doi : 10.1109/TPWRD.2016.2556686.
- [69] M. Popov, L. Van Der Sluis, G. C. Paap, and P. H. Schavemaker. On a hysteresis model for transient analysis. *IEEE Power Engineering Review*, 20(5) :53–55, 2000. doi : 10.1109/39.841350.
- [70] M. Zou, W. Sima, M. Yang, L. Li, Q. Yang, and P. Sun. Improved low-frequency transformer model based on jiles–atherton hysteresis theory. *IET Generation, Transmission Distribution*, 11(4) :915–923, 2017. doi : 10.1049/iet-gtd.2016.0866.
- [71] S.E. Zirka, Y.I. Moroz, J. Elovaara, M. Lahtinen, R.A. Walling, H.Kr. Høidalen, D. Bonmann, C.M. Arturi, and N. Chiesa. Simplified models of three-phase, five-limb transformer for studying gic effects. *International Journal of Electrical Power and Energy Systems*, 103 :168 – 175, 2018. ISSN 0142-0615. doi : <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2018.05.035>. URL <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0142061517320070>.
- [72] Yingying Yao, Chang Seop Koh, Guangzheng Ni, and Dexin Xie. 3-d nonlinear transient eddy current calculation of online power transformer under dc bias. *IEEE Transactions on Magnetics*, 41(5) :1840–1843, 2005. doi : 10.1109/TMAG.2005.846496.
- [73] O. Biro, G. Buchgraber, G. Leber, and K. Preis. Prediction of magnetizing current wave-forms in a three-phase power transformer under dc bias. *IEEE Transactions on Magnetics*, 44(6) :1554–1557, 2008. doi : 10.1109/TMAG.2007.916041.
- [74] F. Aboura and O. Touhami. Effect of the gics on magnetic saturation of asymmetric three-phase transformer. *IET Electric Power Applications*, 11(7) :1306–1314, 2017. doi : 10.1049/iet-epa.2016.0868.
- [75] C. Appino, G. Bertotti, O. Bottauscio, F. Fiorillo, and P. Tiberto. Power losses in thick steel laminations with hysteresis. *Journal of Applied Physics*, 61 :346 – 354, 1996. ISSN 0142-0615.
- [76] F. Preisach. Über die magnetische nachwirkung. *Zeitschrift für Physik*, 94 (5) :277–302, May 1935. ISSN 0044-3328. doi : 10.1007/BF01349418. URL <https://doi.org/10.1007/BF01349418>.
- [77] Zou M, Sima W, Yang M, Li L, Yang Q, Sun P, and etal. Improved low-frequency transformer model based on jiles/atherton hysteresis theory. *IET Gener, Transm Distrib*, 11 (4) :915–923, 2017.
- [78] Hari Mohan Pandey. Performance evaluation of selection methods of genetic algorithm and network security concerns. *Procedia Computer Science*, 78 :

- 13 – 18, 2016. ISSN 1877-0509. 1st International Conference on Information Security and Privacy 2015.
- [79] E. F. Fuchs and Y. You. Measurement of $\lambda - i$ characteristics of asymmetric three-phase transformers and their applications. *IEEE Power Engineering Review*, 22(8) :69–70, 2002. doi : 10.1109/MPER.2002.4312518.
- [80] F. de León, S. Jazebi, and A. Farazmand. Accurate measurement of the air-core inductance of iron-core transformers with a non-ideal low-power rectifier. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 29(1) :294–296, 2014. doi : 10.1109/TPWRD.2013.2288023.
- [81] J. H. Brunke and K. J. Frohlich. Elimination of transformer inrush currents by controlled switching. i. theoretical considerations. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 16(2) :276–280, 2001. doi : 10.1109/61.915495.
- [82] J. H. Brunke and K. J. Frohlich. Elimination of transformer inrush currents by controlled switching. ii. application and performance considerations. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 16(2) :281–285, 2001. doi : 10.1109/61.915496.
- [83] M. R. Iravani, A. K. S. Chaudhary, W. J. Giesbrecht, I. E. Hassan, A. J. F. Keri, K. C. Lee, J. A. Martinez, A. S. Morched, B. A. Mork, M. Parniani, A. Sharshar, D. Shirmohammadi, R. A. Walling, and D. A. Woodford. Modeling and analysis guidelines for slow transients. iii. the study of ferroresonance. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 15(1) :255–265, 2000. doi : 10.1109/61.847260.
- [84] M. Yang, W. Sima, Q. Yang, J. Li, M. Zou, and Q. Duan. Non-linear characteristic quantity extraction of ferroresonance overvoltage time series. *IET Generation, Transmission Distribution*, 11(6) :1427–1433, 2017. doi : 10.1049/iet-gtd.2016.0873.
- [85] Kruno Milicevic, Davor Vinko, and Dragan Vulin. Experimental investigation of impact of remnant flux on the ferroresonance initiation. *International Journal of Electrical Power and Energy Systems*, 61 :346 – 354, 2014. ISSN 0142-0615.
- [86] S. Jazebi, S. E. Zirka, M. Lambert, A. Rezaei-Zare, N. Chiesa, Y. Moroz, X. Chen, M. Martinez-Duro, C. M. Arturi, E. P. Dick, A. Narang, R. A. Walling, J. Mahseredjian, J. A. Martinez, and F. de León. Duality derived transformer models for low-frequency electromagnetic transients—part i : Topological models. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 31(5) :2410–2419, 2016. doi : 10.1109/TPWRD.2016.2517327.
- [87] S. Jazebi, A. Rezaei-Zare, M. Lambert, S. E. Zirka, N. Chiesa, Y. I. Moroz, X. Chen, M. Martinez-Duro, C. M. Arturi, E. P. Dick, A. Narang, R. A. Walling, J. Mahseredjian, J. A. Martinez, and F. de León. Duality-derived transformer models for low-frequency electromagnetic transients—part ii : Complementary modeling guidelines. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 31(5) : 2420–2430, 2016. doi : 10.1109/TPWRD.2016.2556686.

- [88] Yunge Li, Wei Shi, and Furong Li. Novel analytical solution to fundamental ferroresonance-part i : power frequency excitation characteristic. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 21(2) :788–793, 2006. doi : 10.1109/TPWRD.2005.859303.
- [89] Yunge Li, Wei Shi, and Furong Li. Novel analytical solution to fundamental ferroresonance - part ii : criterion and elimination. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 21(2) :794–800, 2006. doi : 10.1109/TPWRD.2005.859302.
- [90] Ming Yang, Wenxia Sima, Lijun Chen, Pan Duan, Potao Sun, and Tao Yuan. Suppressing ferroresonance in potential transformers using a model-free active-resistance controller. *International Journal of Electrical Power and Energy Systems*, 95 :384 – 393, 2018. ISSN 0142-0615. doi : <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2017.08.035>. URL <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S014206151631242X>.
- [91] Ming Yang, Wenxia Sima, Pan Duan, Mi Zou, Daixiao Peng, Qing Yang, and Qichang Duan. Electromagnetic transient study on flexible control processes of ferroresonance. *International Journal of Electrical Power and Energy Systems*, 93 :194 – 203, 2017. ISSN 0142-0615. doi : <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2017.05.026>. URL <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0142061516321275>.
- [92] Hamid Reza Abbasi Fordoei, Ahmad Gholami, Seyyed Hamid Fathi, and Ataollah Abbasi. A new approach to eliminating of chaotic ferroresonant oscillations in power transformer. *International Journal of Electrical Power and Energy Systems*, 67 :152 – 160, 2015. ISSN 0142-0615. doi : <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2014.11.021>. URL <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0142061514007030>.
- [93] Oriano Bottauscio and Mario Chiampi. Hysteresis and eddy current effects in ferroresonant lcr circuits. *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, 304(2) :e801 – e803, 2006. ISSN 0304-8853. doi : <https://doi.org/10.1016/j.jmmm.2006.02.228>. URL <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0304885306005713>. Proceedings of the 17th International Symposium on Soft Magnetic Materials.
- [94] Edoardo Barbisio, Oriano Bottauscio, Mario Chiampi, Gabriella Crotti, and Domenico Giordano. Experimental and modelling analysis of ferroresonant electric circuits. *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, 316(2) :e299 – e301, 2007. ISSN 0304-8853. doi : <https://doi.org/10.1016/j.jmmm.2007.02.125>. URL <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0304885307002235>. Proceedings of the Joint European Magnetic Symposia.
- [95] F. Delincé, A. Nicolet, W. Legros, and A. Genon. Analysis of ferroresonance with a finite element method taking hysteresis into account. *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, 133(1) :557 – 560, 1994. ISSN 0304-8853. doi : [https://doi.org/10.1016/0304-8853\(94\)90621-1](https://doi.org/10.1016/0304-8853(94)90621-1). URL <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/0304885394906211>.

- [96] Hamdi Abdi, Shahriar Abbasi, and Mohammad Moradi. Analyzing the stochastic behavior of ferroresonance initiation regarding initial conditions and system parameters. *International Journal of Electrical Power and Energy Systems*, 83 :134 – 139, 2016. ISSN 0142-0615.
- [97] P. Ferracci. Ferroresonance. *Group Schneider : Cahier technique*, 190 :1 – 28, 1998.
- [98] S. Rudiger. From equilibrium to chaos : Practical bifurcation and stability analysis. *Elsevier*, 1988.
- [99] G. E. Kelly. The ferroresonant circuit. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers, Part I : Communication and Electronics*, 77(6) :843–848, 1959. doi : 10.1109/TCE.1959.6372903.
- [100] S. K. Chakravarthy and Y. V. Nayar. Frequency-locked and quasiperiodic (qp) oscillations in power systems. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 13(2) :560–569, 1998. doi : 10.1109/61.660929.
- [101] Alan Wolf, Jack B. Swift, Harry L. Swinney, and John A. Vastano. Determining lyapunov exponents from a time series. *Physica D : Nonlinear Phenomena*, 16(3) :285 – 317, 1985. ISSN 0167-2789. doi : [https://doi.org/10.1016/0167-2789\(85\)90011-9](https://doi.org/10.1016/0167-2789(85)90011-9). URL <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/0167278985900119>.
- [102] Michael T. Rosenstein, James J. Collins, and Carlo J. De Luca. A practical method for calculating largest lyapunov exponents from small data sets. *Physica D : Nonlinear Phenomena*, 65(1) :117 – 134, 1993. ISSN 0167-2789. doi : [https://doi.org/10.1016/0167-2789\(93\)90009-P](https://doi.org/10.1016/0167-2789(93)90009-P). URL <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/016727899390009P>.
- [103] J. P. Eckmann and D. Ruelle. Ergodic theory of chaos and strange attractors. *Rev. Mod. Phys.*, 57 :617–656, Jul 1985. doi : 10.1103/RevModPhys.57.617. URL <https://link.aps.org/doi/10.1103/RevModPhys.57.617>.
- [104] M. Hénon. A two-dimensional mapping with a strange attractor. *Communications in Mathematical Physics*, 50(1) :69–77, February 1976. doi : 10.1007/BF01608556.
- [105] Edward N. Lorenz. Deterministic Nonperiodic Flow. *Journal of Atmospheric Sciences*, 20(2) :130–141, March 1963. doi : [https://doi.org/10.1175/1520-0469\(1963\)020<0130:DNF>2.0.CO;2](https://doi.org/10.1175/1520-0469(1963)020<0130:DNF>2.0.CO;2).
- [106] O. E. Rössler. An equation for continuous chaos. *Physics Letters A*, 57(5) : 397–398, July 1976. doi : 10.1016/0375-9601(76)90101-8.
- [107] E. Rhyne, K. Smith, and D. Bratton. A 3-phase inverter using a ferroresonant transformer assembled on a single laminated core. *[Proceedings] Fourteenth International Telecommunications Energy Conference - INTELEC '92*, pages 165–171, 1992. doi : 10.1109/INTLEC.1992.268446.

- [108] K. Harada, Y. Ji, Y. Katayama, C. J. Chen, and T. Nakamizo. Stability improvement of constant voltage transformer for triport ups system. *10th International Telecommunications Energy Conference*, pages 536–541, 1988. doi : 10.1109/INTLEC.1988.22404.
- [109] T. H. Sloane and F. Mekanik. Effects of line-failure phase angle in ferroresonant ups. *Proceedings of Applied Power Electronics Conference. APEC '96*, 2 : 716–721 vol.2, 1996. doi : 10.1109/APEC.1996.500519.
- [110] R. Aghmasheh, V. Rashtchi, and E. Rahimpour. Gray box modeling of power transformer windings based on design geometry and particle swarm optimization algorithm. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 33(5) :2384–2393, 2018. doi : 10.1109/TPWRD.2018.2808518.
- [111] K. Milicevic and Z. Emin. Initiation of characteristic ferroresonance states based on flux reflection model. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II : Express Briefs*, 60(1) :51–55, 2013. doi : 10.1109/TCSII.2012.2234897.
- [112] A. Rezaei-Zare, A. H. Etemadi, and R. Iravani. Challenges of power converter operation and control under ferroresonance conditions. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 32(6) :2380–2388, 2017. doi : 10.1109/TPWRD.2016.2626266.
- [113] A. Rezaei-Zare, M. Sanaye-Pasand, H. Mohseni, S. Farhangi, and R. Iravani. Analysis of ferroresonance modes in power transformers using preisach-type hysteretic magnetizing inductance. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 22(2) : 919–929, 2007. doi : 10.1109/TPWRD.2006.877078.
- [114] J. Biela and J. W. Kolar. Analytic design method for (integrated-) transformers of resonant converters using extended fundamental frequency analysis. *presented at the IPEC, Niigata, Japan*, pages 4–8, 2005.
- [115] T. Mcllyman. Transformer and inductor design handbook. *New York, USA : Taylor and Francis*, 2004.
- [116] J. Wang, H. Lin, Y. Huang, and X. Sun. A new formulation of anisotropic equivalent conductivity in laminations. *IEEE Transactions on Magnetics*, 47(5) : 1378–1381, 2011. doi : 10.1109/TMAG.2010.2081352.