

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية  
Popular and Democratic Republic of Algeria  
Ministry Of Higher Education And Scientific Research



**UNIVERSITY FERHAT ABBAS - SETIF1**

**FACULTY OF TECHNOLOGY**

**THESIS**

**Presented in the Department of Electrical Engineering**

**To obtain the Degree of**

**PhD IN SCIENCES**

**Option: Power systems**

**by**

**YAHIOU Abelghani**

**THEME**

**Contribution to study and simulation of transients in  
power transformers**

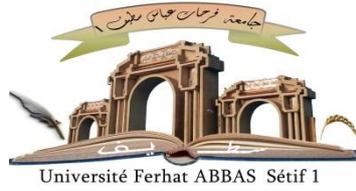
Defended on **March, 13<sup>th</sup>, 2021** in front of the Jury commission:

<b>RADJELI Hammoud</b>	<b>Professor</b>	<b>Univ. Ferhat Abbas Sétif 1</b>	<b>President</b>
<b>BAYADI Abdelhafid</b>	<b>Professor</b>	<b>Univ. Ferhat Abbas Sétif 1</b>	<b>Thesis supervisor</b>
<b>LOPEZ-FERNANDEZ Xose M.</b>	<b>Professor</b>	<b>Univ. Vigo, Spain</b>	<b>Thesis co-supervisor</b>
<b>NOURI Hamou</b>	<b>Professor</b>	<b>Univ. Ferhat Abbas Sétif 1</b>	<b>Examiner</b>
<b>BENSAID Samir</b>	<b>Professor</b>	<b>Univ. Akli Mohand Oulhadj Bouira</b>	<b>Examiner</b>
<b>HOUASSINE Hamza</b>	<b>M.C.A.</b>	<b>Univ. Akli Mohand Oulhadj Bouira</b>	<b>Examiner</b>

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de L'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



UNIVERSITÉ FERHAT ABBAS - SETIF1

FACULTÉ DE TECHNOLOGIE

**THESE**

Présentée au Département d'Electrotechnique

Pour l'obtention du diplôme de

**DOCTORAT EN SCIENCES**

Option: Réseaux Electriques

Par

**YAHIOU Abelghani**

**THÈME**

**Contribution à l'étude et à la simulation des régimes transitoires dans les transformateurs de puissance**

Soutenue le 13/03/2021 devant le Jury:

<b>RADJELI Hammoud</b>	<b>Professeur</b>	<b>Univ. Ferhat Abbas Sétif 1</b>	<b>Président</b>
<b>BAYADI Abdelhafid</b>	<b>Professeur</b>	<b>Univ. Ferhat Abbas Sétif 1</b>	<b>Directeur de thèse</b>
<b>LOPEZ-FERNANDEZ Xose M.</b>	<b>Professeur</b>	<b>Univ. Vigo, Espagne</b>	<b>Co-Directeur de thèse</b>
<b>NOURI Hamou</b>	<b>Professeur</b>	<b>Univ. Ferhat Abbas Sétif 1</b>	<b>Examineur</b>
<b>BENSAID Samir</b>	<b>Professeur</b>	<b>Univ. Akli Mohand Oulhadj Bouira</b>	<b>Examineur</b>
<b>HOUASSINE Hamza</b>	<b>M.C.A.</b>	<b>Univ. Akli Mohand Oulhadj Bouira</b>	<b>Examineur</b>

## DEDICACES

---

*A mes chers parents : Makhlouf et Djamila MAAZOUZI*

*A ma femme: A. BENAMRAOUI*

*A mon fils: Mouadh Abderrahmane*

*A mes chers frères.*

*A mes chères sœurs.*

*Aux enfants de ma famille.*

*A ma famille et à tous mes amis.*

---

# REMERCIEMENTS

---

Je tiens à remercier en tout premier lieu Dr. Abdelhafid BAYADI : Professeur à l'université Ferhat Abbas Sétif 1, directeur de cette thèse, pour m'avoir proposé ce sujet de doctorat et de m'avoir aidé par ses idées, ses conseils, surtout ses encouragements durant toute les étapes de réalisation de ce travail.

Je remercie également tous les membres du jury pour l'intérêt qu'ils ont porté à mon travail :

- Dr. Hammoud RADJELI : Professeur à l'université Ferhat Abbas Sétif 1, président du jury. Je le remercie vivement pour m'honorer de sa présence.
- Dr. Xose M. Lopez-Fernandez: Professeur à l'université de Vigo, Espagne, co-directeur de cette thèse, Pour m'accueillir et pour l'opportunité de visiter l'université de Vigo, Espagne, dans le cadre du programme national exceptionnel PNE 2019-2020.
- Dr. Hamou NOURI: Professeur à l'université Ferhat Abbas Sétif 1, par cette occasion je tiens à le remercier pour s'intéresser à juger et examiner mon travail.
- Dr. Samir BENSALIM: Professeur à l'université Akli Mohand Oulhadj de Bouira, par cette occasion je tiens à le remercier pour s'intéresser à juger et examiner mon travail.
- Dr. Hamza HOUASSINE: Maitre de conférence classe A à l'université Akli Mohand Oulhadj de Bouira, par cette occasion je tiens à le remercier pour s'intéresser à juger et examiner mon travail.

Je remercie Dr. Baderddine BABES, Maitre de recherche au Centre de Recherche en Technologies Industrielles CRTI pour son collaboration dans la réalisation des essais expérimentaux.

Mes remerciements aussi au staff administratif du département d'électrotechnique et de Laboratoire d'Automatique de Sétif (L.A.S) à l'université de Sétif pour les facilités trouvées tel que l'accès au laboratoire et aussi la disponibilité du matériel des essais.

Enfin je remercie toute personne de près ou de loin qui a participé pour rendre ce travail réalisable et présentable.

Abdelghani

09/12/2020

---

---

# SOMMAIRE

---

DEDICACES	
REMERCIEMENTS	
SOMMAIRE	
LISTE DES FIGURES	
LISTE DES TABLEAUX	
LISTES DES ACRONYMES ET SYMBOLES	
PLAN DE LA THESE	

## **Chapitre 01** ..... **1.1**

CHAPITRE INTRODUCTIF	1.1
1.1. Introduction	1.1
1.2. Description du problème	1.2
1.3. Objectifs et contributions de la thèse	1.3
1.4. Publications	1.4
1.5. Conclusion	1.4

## **Chapitre 02** ..... **2.1**

CONTEXTE ET ETAT D'ART	2.1
2.1. Introduction	2.1
2.2. Modélisation des transformateurs	2.2
2.3. Modélisation de transformateur à basse fréquence	2.4
2.3.1. Représentation matricielle (modèle BCTRAN)	2.5
2.3.2. Modèle du transformateur saturable (modèle STC)	2.6
2.3.3. Modèles basés sur la topologie	2.7
2.3.3.1. Modèles basés sur la dualité	2.7
2.3.3.2. Modèles géométriques	2.9
2.3.4. Modèle hybride de transformateur	2.10
2.4. Modélisation de transformateur à haute fréquence	2.11
2.4.1. Modèle de boîte noire	2.12
2.4.2. Modèle de boîte grise	2.12

---

2.4.3. Modèle de boîte blanche.....	2.13
2.4.3.1. Modèle de réseau en échelle mutuellement couplé d'un enroulement de transformateur.....	2.13
2.4.3.2. Modèle de ligne de transmission (MTL).....	2.14
2.4.3.3. Modèle hybride.....	2.15
2.5. Modélisation du noyau de transformateur .....	2.16
2.5.1. Construction du noyau.....	2.17
2.5.2. Matériau pour noyau de transformateur .....	2.17
2.5.3. Modélisation du noyau de transformateur (revue de littérature).....	2.18
2.6. Courant d'appel.....	2.22
2.6.1. Simulation du courant d'appel.....	2.23
2.6.2. Atténuation du courant d'appel .....	2.24
2.7. Conclusion .....	2.26

## **Chapitre 03 .....**

**3.1**

### **MODELISATION DU TRANSFORMATEUR.....**

**3.1**

3.1. Introduction .....	3.1
3.2. Description du transformateur à modéliser.....	3.1
3.3. Identification des paramètres du transformateur d'essai .....	3.2
3.3.1. Essai à vide.....	3.3
3.3.2. Essai en court-circuit.....	3.5
3.3.3. Résultats.....	3.7
3.4. Modélisation de la non-linéarité du noyau .....	3.8
3.4.1. Courbe de tension-courant mesurée.....	3.8
3.4.2. Nouvelle méthode pour le calcul de caractéristique Flux-Courant.....	3.11
3.5. Cycle d'hystérésis pour le transformateur.....	3.19
3.6. Conclusion .....	3.20

## **Chapitre 04 .....**

**4.1**

### **TECHNIQUE D'ATTENUATION DU COURANT D'APPEL.....**

**4.1**

4.1. Introduction .....	4.1
4.2. Dispositif expérimental et procédure de mesure.....	4.1
4.2.1. Mesure de courant magnétisant en régime permanent.....	4.4
4.2.2. Mesure de courant d'appel en régime transitoire .....	4.4
4.3. Validation du modèle.....	4.4

---

4.4. Technique d'atténuation du courant d'appel .....	4.7
4.4.1. Equations de la technique.....	4.7
4.4.2. Procédure de la technique de contrôle.....	4.9
4.5. Stratégie de mesure et de contrôle en temps réel.....	4.11
4.6. Résultats obtenues .....	4.13
4.7. Conclusion .....	4.17

## **Chapitre 05 .....** **5.1**

### **COURANT D'APPEL SYMPATHETIQUE .....** **5.1**

5.1. Introduction .....	5.1
5.2. Définition du courant d'appel sympathétique .....	5.1
5.3. Mesure et simulation du courant d'appel sympathétique .....	5.4
5.4. Résultats .....	5.7
5.5. Atténuation du courant d'appel sympathétique par commutation contrôlée .....	5.8
5.5.1. Procédure de la commande.....	5.8
5.5.2. Résultats.....	5.9
5.6. Courant d'appel dans un transformateur triphasé .....	5.12
5.6.1. Courant d'appel mesuré .....	5.14
5.6.2. Application de la commande dans un transformateur triphasé .....	5.15
5.7. Conclusion .....	5.17

## **Chapitre 06 .....** **1**

### **CONCLUSIONS ET PERSPECTIVES .....** **1**

6.1. Travaux réalisés .....	6.1
6.2. Résultats et conclusions .....	6.2
6.3. Perspectives .....	6.2

## **REFERENCES**

---



# LISTE DES FIGURES

---

<b>Figure 2.1.</b> <i>Modèle linéaire du transformateur monophasé (basse fréquence)</i> .....	2.3
<b>Figure 2.2.</b> <i>Modèle BCTRAN de transformateur (noyau attaché à l'extérieur) [32]</i> .....	2.6
<b>Figure 2.3.</b> <i>Représentation des transformateurs monophasés à N enroulement</i> .....	2.7
<b>Figure 2.4.</b> <i>Modèle hybride d'un transformateur [35]</i> .....	2.10
<b>Figure 2.5.</b> <i>Modèle électrique de transformateur hybride [36]</i> .....	2.11
<b>Figure 2.6.</b> <i>Modèle HF mutuellement couplé d'un enroulement</i> .....	2.14
<b>Figure 2.7.</b> <i>Schéma représentatif du modèle MTL</i> .....	2.15
<b>Figure 2.8.</b> <i>Modèle hybride en HF d'un enroulement</i> .....	2.16
<b>Figure 2.9.</b> <i>Types de noyau de transformateur</i> .....	2.17
<b>Figure 2.10.</b> <i>Banc d'essai utilisé pour estimer la caractéristique flux-courant [57]</i> .....	2.19
<b>Figure 2.11.</b> <i>Modèle de transformateur utilisé dans [59]</i> .....	2.19
<b>Figure 2.12.</b> <i>Représentation avancée du noyau [36]</i> .....	2.20
<b>Figure 2.13.</b> <i>Modèle de transformateur par le principe de la dualité [65]</i> .....	2.21
<b>Figure 2.14.</b> <i>Caractéristiques flux, courant magnétisant</i> .....	2.22
<b>Figure 2.15.</b> <i>Deux régimes sur la courbe de saturation</i> .....	2.22
<b>Figure 3.1.</b> <i>Transformateur utilisé</i> .....	3.2
<b>Figure 3.2.</b> <i>Modèle linéaire du transformateur monophasé (basse fréquence)</i> .....	3.2
<b>Figure 3.3.</b> <i>Circuit équivalent de transformateur sous l'essai à vide</i> .....	3.3
<b>Figure 3.4.</b> <i>Montage de l'essai à vide</i> .....	3.4
<b>Figure 3.5.</b> <i>Code de simulation MATLAB: Cas de l'essai à vide</i> .....	3.4
<b>Figure 3.6.</b> <i>Circuit équivalent de transformateur sous l'essai en court-circuit</i> .....	3.5
<b>Figure 3.7.</b> <i>Circuit équivalent à paramètres ramenés au primaire</i> .....	3.5
<b>Figure 3.8.</b> <i>Montage de l'essai en court-circuit</i> .....	3.6
<b>Figure 3.9.</b> <i>Code de simulation MATLAB: Cas de l'essai en court-circuit</i> .....	3.7
<b>Figure 3.10.</b> <i>Analyseur de puissance</i> .....	3.8
<b>Figure 3.11.</b> <i>Caractéristique à vide <math>V_{eff} = f I_{eff}</math> mesurée</i> .....	3.9
<b>Figure 3.12.</b> <i>Modèle non-linéaire du noyau</i> .....	3.10
<b>Figure 3.13.</b> <i>Modèle non-linéaire du transformateur</i> .....	3.10
<b>Figure 3.14.</b> <i>Courbes non linéaires (a) Caractéristique <math>v = f(ir)</math>, (b) Caractéristique <math>\lambda = f(il)</math></i> .....	3.11
<b>Figure 3.15.</b> <i>Caractéristique des puissances réactives en fonction des tensions <math>Q_i = fV_{eff}</math></i> .....	3.12
<b>Figure 3.16.</b> <i>Un 1/4 de la période du signal de la tension</i> .....	3.12
<b>Figure 3.17.</b> <i>Organigramme de calcul</i> .....	3.15
<b>Figure 3.18.</b> <i>Partie positive de la courbe pour la résistance non linéaire <math>v = fir</math></i> .....	3.17

---

---

<b>Figure 3.19.</b> <i>Partie positive de la courbe de saturation <math>\lambda = f(i_l)</math></i> .....	3.17
<b>Figure 3.20.</b> <i>Les deux parties de la courbe de saturation <math>\lambda = f(i_l)</math> (symétrie par rapport à l'origine)</i> .....	3.18
<b>Figure 3.21.</b> <i>Courant total de la branche magnétisante</i> .....	3.19
<b>Figure 3.22.</b> <i>Flux en fonction du Courant total de la branche magnétisante (Cycle d'hystérésis)</i> .....	3.19
<b>Figure 4.1.</b> <i>Schéma synoptique de banc de la mesure.</i> .....	4.2
<b>Figure 4.2.</b> <i>Photo de banc de la mesure du courant d'appel.</i> .....	4.2
<b>Figure 4.3.</b> <i>Interface de l'acquisition des données utilisée.....</i>	4.3
<b>Figure 4.4.</b> <i>Courant magnétisant en régime permanent.....</i>	4.5
<b>Figure 4.5.</b> <i>Différences entre l'expérimental et les simulations.</i> .....	4.5
<b>Figure 4.6.</b> <i>Courant d'appel en régime transitoire.</i> .....	4.6
<b>Figure 4.7.</b> <i>Erreur entre les crêtes de courant d'appel.....</i>	4.7
<b>Figure 4.8.</b> <i>Mise sous tension optimale du transformateur.....</i>	4.9
<b>Figure 4.9.</b> <i>Procédure de la commande pour la commutation du disjoncteur.....</i>	4.10
<b>Figure 4.10.</b> <i>Organigramme du système d'acquisition de données (étapes à suivre).</i> .....	4.10
<b>Figure 4.11.</b> <i>Stratégie de contrôle et de mesure du flux.....</i>	4.12
<b>Figure 4.12.</b> <i>Algorithme de calcul du temps de fermeture optimal.....</i>	4.12
<b>Figure 4.13.</b> <i>Atténuation du courant d'appel par commutation contrôlée avec <math>\alpha = \pi</math></i> .....	4.14
<b>Figure 4.14.</b> <i>Atténuation du courant d'appel par commutation contrôlée avec <math>\alpha = 7\pi/6</math></i> .....	4.15
<b>Figure 4.15.</b> <i>Atténuation du courant d'appel par commutation contrôlée avec <math>\alpha = 11\pi/6</math></i> .....	4.16
<b>Figure 5.1.</b> <i>Interaction sympathétique entre deux transformateurs connectés en parallèle</i> .....	5.3
<b>Figure 5.2.</b> <i>Forme d'onde du courant d'appel sympathétique dans le transformateur</i> .....	5.4
<b>Figure 5.3.</b> <i>Schéma synoptique de banc de la mesure.</i> .....	5.5
<b>Figure 5.4.</b> <i>Photo du montage de mesure du courant d'appel sympathétique.....</i>	5.6
<b>Figure 5.5.</b> <i>Interface de ControlDesk utilisée pour l'acquisition de données.</i> .....	5.6
<b>Figure 5.6.</b> <i>Interaction du courant d'appel sympathétique (expérimental)</i> .....	5.7
<b>Figure 5.7.</b> <i>Interaction du courant d'appel sympathétique (simulation).....</i>	5.8
<b>Figure 5.8.</b> <i>Stratégie de commande et de mesure du flux.</i> .....	5.9
<b>Figure 5.9.</b> <i>Atténuation du courant d'appel sympathétique par commutation contrôlée pour l'angle <math>\alpha = \pi/6</math></i> .....	5.10
<b>Figure 5.10.</b> <i>Atténuation du courant d'appel sympathétique par commutation contrôlée pour l'angle <math>\alpha = 5\pi/6</math></i> .....	5.11
<b>Figure 5.11.</b> <i>Schéma synoptique de banc de la mesure.</i> .....	5.13
<b>Figure 5.12.</b> <i>Photo de banc de la mesure.</i> .....	5.13
<b>Figure 5.13.</b> <i>Interface de ControlDesk utilisée pour l'acquisition de données.</i> .....	5.14
<b>Figure 5.14.</b> <i>Transformateur triphasé de test.....</i>	5.15
<b>Figure 5.15.</b> <i>Courant d'appel d'un transformateur triphasé.</i> .....	5.15

---

<b>Figure 5.16.</b> <i>Algorithme de calcul du temps de fermeture optimal.....</i>	5.16
<b>Figure 5.17.</b> <i>Schéma explicatif de la mise sous tension séquentielle d'un transformateur triphasé.....</i>	5.16
<b>Figure 5.18.</b> <i>Atténuation du courant d'appel par commutation contrôlée avec <math>\alpha = \pi/2</math>.....</i>	5.17
<b>Figure 5.19.</b> <i>Atténuation du courant d'appel par commutation contrôlée avec <math>\alpha = 0</math>.....</i>	5.17

---

# LISTE DES TABLEAUX

---

<b>Tableau 3.1.</b> <i>Données de la plaque signalétique du transformateur.....</i>	3.2
<b>Tableau 3.2.</b> <i>Essai à vide.....</i>	3.3
<b>Tableau 3.3.</b> <i>Essai en court-circuit.....</i>	3.6
<b>Tableau 3.4.</b> <i>Paramètres calculés.....</i>	3.7
<b>Tableau 3.5.</b> <i>Résultats de l'essai à vide du transformateur. ....</i>	3.9
<b>Tableau 3.6.</b> <i>Caractéristiques calculées en valeurs.....</i>	3.16



# LISTES DES ACRONYMES ET SYMBOLES

---

<i>AC</i>	Alternative Current
<i>ATP</i>	Alternative Transients Program
<i>BT</i>	Basse Tension
<i>C</i>	Condensateur (F)
$G_{cg}$	Conductance entre un disque et la masse
$C_g$	Capacité de masse
<i>CIGRE</i>	Conseil international des grands réseaux électriques
<i>ConrolDesk</i>	Universal modular experiment and instrumentation software
$\cos(\varphi)$	Facteur de puissance
<i>CRGOS</i>	Cold Rolled Grain Oriented Silicon Steel
$C_s$	capacité série
<i>DC</i>	Direct Current
<i>DE</i>	Differential Evolution
<i>DPL</i>	DigsiLent Programming Language
<i>dSPACE</i>	Digital Signal Processing and Control Engineering
<i>EMTP</i>	Electromagnetic Transients Program
$\mathfrak{F}$	Force magnétomotrice
<i>f</i>	Fréquence
<i>FRA</i>	Frequency Response Analysis
<i>G</i>	Conductance
$G_{cs}$	Conductance série
<i>HF</i>	Haute fréquence
<i>HT</i>	Haute Tension
<i>I</i>	Courant (A)
<i>i</i>	Courant instantané (A)
$I_0$	Courant à vide mesuré
$I_{cc}$	Courant en court-circuit mesuré
$I_{eff}$ et $I_{rms}$	Courant efficace
$i_l$	Courant réactif
$i_r$	Courant actif
<i>L</i>	Inductance (H)
$L_1$	Inductance du coté primaire (H)
$L_2$	Inductance du coté secondaire (H)
$L_{air}$	Inductance air-noyau
$L_M$	Inductance de magnétisation (H)
$L_s$	Inductance propre
$M_{ij}$	Inductance mutuelle
<i>MMF</i>	Magnetomotive force
<i>MPIC</i>	Maximum Peak of Inrush Current
<i>MTL</i>	Multi-Conductor Transmission Line
<i>N</i>	Nombre de spires
$P_0$	Pertes de puissance active à vide mesurée
$P_{cc}$	Puissance active en court-circuit
<i>PLL</i>	Phase-Locked Loop

---

---

<i>POW</i>	Point-On-Wave
<i>PSCAD</i>	Power System Computer Aided Design
<i>PSpice</i>	Personal Computer Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis
$Q_i$	Puissance réactive à vide.
$\mathfrak{R}$	Reluctance.
$R$	Résistance ( $\Omega$ )
$R_1$	Résistance du coté primaire ( $\Omega$ )
$R_2$	Résistance du coté secondaire ( $\Omega$ )
$R_M$	Résistance de magnétisation ( $\Omega$ )
$R_s$	Résistance série
<i>STC</i>	Saturable Transformer Component
<i>STL</i>	Single Transmission Line
$t$	Temps (s)
$V$	Tension (V)
$v$	Tension instantanée (V)
$V_0$	Tension à vide mesurée
$V_{cc}$	Tension en court-circuit à vide mesurée
$V_{eff}$ et $V_{rms}$	Tension efficace
<i>VFTO</i>	Very Fast Transient Overvoltages
$V_{max}$	Valeur maximale de la tension
$\omega$	Pulsation angulaire (rd/s)
$X_{eq}$	Réactance équivalente de l'enroulement
$X_m$	Réactance de magnétisation
$Y$	Admittance ( $1/\Omega$ )
<i>Y-Y, Y-DY et Yn-D</i>	Type de montage des enroulements triphasé
$Z$	Impédance ( $\Omega$ )
$\phi$	Flux élémentaire.
$\lambda_S$	Flux de saturation
$\lambda_R$	Flux rémanent (résiduel)

---

# PLAN DE LA THESE

---

Le travail de cette thèse contient principalement six chapitres, qui sont résumés comme suit :

Dans le chapitre 1 est un chapitre introductif où on présente le contexte de thèse, l'énoncé du problème et les objectifs de cette recherche. De plus on montre les portées, les principales contributions, la structure de la thèse. On termine ce chapitre par la présentation des travaux publiés et communiqués pour chaque partie.

Dans le chapitre 2 on présente l'état de l'art dans lequel un résumé des différents modèles trouvés dans la littérature utilisés pour simuler les phénomènes transitoires, que ce soit dans les basses, moyennes ou hautes fréquences. Ensuite on a présenté une discussion des méthodes de modélisation du noyau du transformateur. Enfin, le courant appelé, ses causes, ses effets et les différentes techniques utilisées pour le limiter sont présentés.

Le chapitre 3 est destiné à la modélisation du transformateur, en premier lieu, une identification des paramètres du circuit équivalent est faite puis une méthode pour calculer la caractéristique de saturation de noyau de transformateur est proposée. Une comparaison des résultats obtenus avec celles de la littérature est faite.

Le chapitre 4 est consacré à une validation du modèle proposé par la comparaison des résultats de simulation en utilisant les courbes obtenues par la méthode proposée et celle de la littérature avec les résultats expérimentaux. De plus une technique pour atténuer le courant d'appel est présentée.

Dans le chapitre 5, après une présentation du concept de l'interaction entre les transformateur (Courant d'appel sympathétique), la technique pour réduire le courant d'appel présentée dans le chapitre 4 est exploitée pour atténuer le courant d'appel sympathétique et est utilisé pour un transformateur triphasé avec le prise en considération du déphasage entre les trois phases.

Le chapitre 6 est réservé à la conclusion qui présente les principaux résultats, les contributions à la recherche et des suggestions pour de futures recherches dans ce domaine.

---

---

# Chapitre 01

---

## CHAPITRE INTRODUCTIF

---

### 1.1. Introduction

Les transformateurs sont des composants essentiels du réseau de transport et de distribution. Ils sont nécessaires dans tout le réseau électrique pour transmettre l'énergie d'une manière fiable et augmenter ou réduire la tension selon les besoins et les niveaux de la transmission de l'énergie électrique. Ils jouent également un rôle important dans le maintien de la qualité de service d'un système d'énergie électrique. Cependant, dans certains cas, la complexité du système conduit à une variété de surtensions de transmission et de distribution qui peuvent conduire à une panne des transformateurs. La défaillance d'un transformateur de puissance entraîne une perte de revenus pour le service public et peut entraîner des périodes d'arrêt pour les consommateurs du service public.

La recherche sur la mise sous tension des transformateurs (considérée comme un régime transitoire à basse fréquence (Fréquence industrielle)) comprend des études sur la modélisation des transformateurs. Parmi les effets des régimes transitoires il existe ce qui est connu sous le nom courant d'appel transitoire (*Inrush current*). Pour étudier ce courant ou le courant d'appel sympathétique, il faut d'abord savoir comment modéliser le transformateur. Pour les études sur les transitoires à basses fréquences, les phénomènes de courant d'appel lors de la mise sous tension du transformateur de puissance à vide doivent être analysés différemment par rapport aux autres phénomènes. Cependant, ce n'est pas une tâche facile, car le modèle de calcul doit d'abord être établi. La représentation équivalente monophasée utilisée dans la plupart des logiciels de simulation ne tient pas suffisamment compte des différences causées par des caractéristiques de noyau ferromagnétique variables. L'effet non linéaire de l'hystérésis, des pertes particulières et de la rémanence nécessite également une investigation plus approfondi.

Ce chapitre permet d'introduire cette thèse et comprend les parties suivantes :

- 1- Description du problème
- 2- Objectifs et contributions de la thèse
- 3- Publications

## 1.2. Description du problème

La représentation correcte de la structure du noyau ferromagnétique des transformateurs est cruciale pour l'étude des transitoires à basses fréquences. Le comportement physique du matériau utilisé dans la construction du noyau (ferromagnétique) est non linéaire et est dépendu de la fréquence, de sorte que des modèles d'hystérésis dynamiques (dépendant de la fréquence et de la tension) sont nécessaires pour la simulation précise de certaines transitoires à basse fréquence tel que le courant d'appel. Ce noyau est généralement modélisé par une inductance. Cette inductance est souvent nommée sous : inductance air-noyau ou inductance de saturation, mais généralement le terme «inductance de saturation» est préféré pour désigner la région de saturation de la caractéristique de magnétisation d'un transformateur.

Comment ce noyau de fer est-il modélisée pour la simulation des transitoires à base fréquence? Cette question est considérée comme la première problématique de cette thèse.

Le courant d'appel implique une composante continue importante et durable, et il est riche en harmoniques, suppose de grandes valeurs de crête au début environ 6 à 30 fois la valeur du courant nominal d'un transformateur [70]. Cette condition provoque un déséquilibre de la boucle de courant des relais différentiels qui se produira avec un défaut de déclenchement.

La deuxième problématique est la suivante : Comment peut on contrôler et limiter la valeur de la première crête du courant d'appel ? Et quelle est la méthode pour atténuer ce phénomène transitoire ? Aussi comment éliminer l'interaction entre le transformateur connecté en parallèle, l'un est mis en régime transitoire et l'autre étant en fonctionnement ?

### 1.3. Objectifs et contributions de la thèse

Les contributions de cette thèse sont présentées comme suit:

- Modéliser la branche magnétisante qui représente le noyau de fer d'un transformateur monophasé par une résistance et une inductance non linéaires contrairement aux modèles classiques, cette modélisation prend en considération des puissances réactives à vide avec la représentation du comportement réel du noyau. La représentation réelle de la saturation du noyau est effectuée par le calcul de la courbe flux-courant calculée en utilisant la courbe V-I mesurée à vide.
- Valider la méthode proposée. Pour atteindre cet objectif, les deux courbes obtenues (calculées par la méthode proposée et celle de la littérature) sont introduites dans le modèle du transformateur, puis une comparaison des résultats de simulation en régime permanent et en régime transitoire à basse fréquence avec les résultats expérimentaux sera effectuée, le régime transitoire ici concerne le courant d'appel.
- Mesurer le courant d'appel en temps réel via un banc d'essai réalisé dans le laboratoire.
- Appliquer cette technique d'atténuation du courant d'appel expérimentalement et dans les simulations dans le but d'estimer la valeur du flux rémanent dans le transformateur, et en fonction de cette valeur l'instant optimal est déterminé pour fermer le disjoncteur de telle façon que le courant d'appel n'apparaît pas lors de la remise en service du transformateur. En d'autres termes, L'algorithme proposé est basé principalement sur le processus de compensation de la valeur de flux résiduel dans le noyau du transformateur par la valeur instantanée du flux à l'instant de fermeture du disjoncteur.
- Analyser l'interaction transitoire entre deux transformateurs connectés en parallèle (courant sympathétique) lors de la mise en service de premier transformateur par un disjoncteur et le deuxième transformateur est toujours connecté au réseau électrique. Par ailleurs, appliquer la technique d'atténuation de courant d'appel pour éliminer ce phénomène d'interaction.

- Mesurer le courant d'appel dans un transformateur triphasé. Finalement, appliquer de la technique d'atténuation de courant d'appel sur un transformateur triphasé en considérant le déphasage entre les trois phases U, V et W.

#### 1.4. Publications

- A.YAHIOU, A. BAYADI and B. BABES, "*Modified method for transformer magnetizing characteristic computation and point-on-wave control switching for inrush current mitigation*", International Journal of Circuit Theory and Applications, vol. 47, no. 10, pp. 1664–1679, October 2019, DOI: <https://doi.org/10.1002/cta.2682>
- A.YAHIOU and A. BAYADI, "*Transformer core modeling for magnetizing inrush current investigation*", Mediterranean Journal of Modeling and Simulation (MJMS), vol. 1, no. 1, pp. 77–88, 2014.
- A.YAHIOU, A. BAYADI and B. BABES, "*Point on Voltage Wave Switching for Sympathetic Inrush Current Reduction*", International Conference on Applied Smart Systems (ICASS), Médéa, Algeria, November 2019, IEEE digital library, no. 18490188, DOI: 10.1109/ICASS.2018.8651972.
- A. YAHIOU, A. BAYADI and B. BABES, "*Mitigation of Sympathetic Inrush Current in Transformer Using the Technique of Point on Voltage Wave Control Switching*", International Conference on Communications and Electrical Engineering (ICCEE), El-Oued, Algeria, December 2019, IEEE digital library, no. 18457910, DOI: 10.1109/CCEE.2018.8634501
- A.YAHIOU and A. BAYADI, "*Data Acquisition System for Magnetizing Inrush Current Measurement in Three Phase Transformer*", International Conference on Electrical Engineering and Automatic Control ICEEAC13, Sétif, Algeria, November 2013.
- A. YAHIOU, A. BAYADI and X. M. Lopez-Fernandez, "*Inrush Current Reduction by a Point-on-Wave Energization Strategy and Sequential Phase Shifting in Three-Phase Transformer.*", 2nd International Conference On Electronics & Electrical Engineering (IC3E'2020); Bouira, Algeria, November, 2020,

#### 1.5. Conclusion

Dans ce premier chapitre, la problématique et le but de cette thèse sont présentés. Ensuite, nous avons détaillé les contributions et le travail à réaliser, ainsi que le plan et la composition de la thèse d'une façon générale, et à la fin nous avons cités les articles que nous avons publiés soit dans des journaux ou dans des conférences internationales.

---

# Chapitre 02

---

## CONTEXTE ET ETAT D'ART

---

### 2.1. Introduction

Dans les systèmes de transport et de distribution de l'énergie électrique, la mise sous tension du transformateur est une opération assez courante. Cependant, une telle opération peut déclencher des problèmes tels que des perturbations de la qualité de la tension et du courant. Le transformateur lui-même est un élément crucial et coûteux de l'infrastructure d'un tel système. Leur fiabilité est très importante pour les performances de transmission et de distribution des sociétés de services publics. Historiquement, la mise sous tension du transformateur et ses transitoires associés ont été étudiés dans diverses recherches sur les réseaux électriques. Même si les problèmes de mise sous tension des transformateurs dans les réseaux de transport et de distribution sont connus depuis longtemps, les problèmes deviennent de plus en plus courants. Cela est dû à deux facteurs majeurs: (i) les marchés de l'électricité ont conduit à une augmentation du nombre de participants avec des changements fréquents dans la topologie du réseau, et (ii) la tendance émergente à l'échelle mondiale vers l'utilisation d'énergies renouvelables propres (éolien, solaire, etc.) grâce à la production décentralisée avec un degré de coupure intrinsèquement élevé. Il en résulte un nombre accru d'opérations de commutation [1, 2].

La recherche sur la mise sous tension des transformateurs comprend des études sur la modélisation des transformateurs. Pour faire une investigation du courant transitoire spécifiquement du courant d'appel magnétisant ou sympathétique, il est nécessaire de savoir d'abord comment modéliser le transformateur électrique. Pour les études transitoires basse fréquence, les phénomènes de courant d'appel lors de la mise sous tension du transformateur à vide doivent être analysés différemment par rapport aux autres phénomènes transitoires. Cependant, ce n'est pas une tâche facile, car le modèle de calcul doit d'abord être établi. La représentation équivalente monophasée utilisée dans la plupart des logiciels de simulation ne tient pas suffisamment compte des différences causées par la variation des caractéristiques du noyau ferromagnétique. L'effet non linéaire de l'hystérésis et des pertes de la rémanence nécessitent également une étude plus approfondie [3].

Dans ce chapitre, la revue de la littérature couvre une sélection d'articles de chercheurs. Sujets clés des recherches précédentes, y compris la modélisation d'un transformateur pour l'étude des régimes transitoires à basses fréquences, aussi la modélisation en haute fréquence. La saturation du transformateur et le courant d'appel, les techniques d'atténuation pour ce courant d'appel transitoire sont décrites en détail dans les sections suivantes.

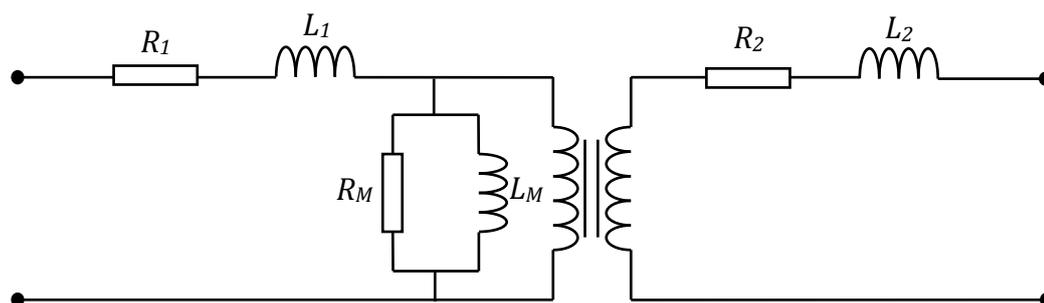
## **2.2. Modélisation des transformateurs**

La modélisation des transformateurs est un domaine très vaste et les modèles sont largement utilisés pour la simulation des comportements transitoires [4–8]. Une représentation précise de chaque situation transitoire nécessite un modèle valable pour une gamme de fréquences de quelques Hertz à plusieurs Méga Hertz. C'est très difficile et dans la plupart des cas, ce n'est pas faisable. Les modèles de transformateurs peuvent être développés pour être précis pour une gamme de fréquences. Une classification des gammes de fréquences des transitoires est proposée dans [7] conformément à ce qui est recommandé par [119].

- transitoires lents: de 5 Hz à 1 kHz.
- transitoires de commutation: de la fréquence industrielle fondamentale jusqu'à 10 kHz.
- transitoires rapides: de 10 kHz à 1 MHz.
- transitoires très rapides: de 100 kHz à 50 MHz

Chaque plage de fréquences correspond à certains phénomènes transitoires particuliers. Des modèles de transformateur avec un niveau de détail différent peuvent être développés pour représenter les transitoires dans la gamme de fréquences spécifique comme décrit ci-dessous [7].

Des modèles classiques en basse fréquence des transformateurs similaires à celui montré sur la figure 2.1 peuvent être utilisés pour la simulation de la dynamique basse fréquence.



**Figure 2.1.** *Modèle linéaire du transformateur monophasé (basse fréquence).*

Des modèles de transformateurs triphasés sont développés à partir de cette représentation monophasée avec une connexion correcte des enroulements primaire et secondaire.

Les transitoires de commutation sont causés par la mise sous tension et la mise hors tension des équipements des réseaux électriques. L'étude de ces phénomènes de commutation est utile pour la coordination de l'isolement, la détermination des caractéristiques des parafoudres, le calcul des tensions de récupération transitoires et l'établissement de solutions d'atténuation de ces transitoires. Les transformateurs sont généralement représentés par des modèles à enroulement couplé à paramètres regroupés. Un nombre suffisant d'éléments  $R - L - C$  assure la réponse en fréquence appropriée d'un modèle. La caractéristique non linéaire du noyau est généralement incluse, et pour les transitoires inférieurs à 5 kHz, la caractéristique de fréquence du noyau peut être négligée.

L'une des principales causes des transitoires rapides sont les coups de foudre sur les lignes de transmission aériennes et les sous-stations électriques. Les études réalisées pour ces genres de transitoires visent la conception et la représentation des lignes de transmission, des sous-stations, ainsi que la protection des équipements. Ici, les transformateurs sont représentés par leurs capacités parasites à la terre. Un modèle peut être amélioré en ajoutant le modèle de transformateur inductif et les capacités pertinentes entre les enroulements. L'influence du noyau magnétique est généralement négligée dans l'étude des transitoires hautes fréquences.

Des transitoires très rapides se produisent généralement dans les sous-stations isolées au gaz. Pour de tels transitoires à haute fréquence, il est courant de modéliser un transformateur comme un condensateur. Les capacités entre enroulements sont représentées lorsque le

transfert de tension doit être calculé. À très haute fréquence, les impédances de fuite et de magnétisation peuvent être négligées.

La but de ce chapitre est d'examiner les modèles de transformateurs pour l'étude des transitoires de commutation à basse fréquence où les effets de saturation, les non-linéarités et la représentation des pertes sont les principales préoccupations. Donc, ce chapitre on présente l'état d'art des thèmes centraux de ce travail: modélisation des transformateurs basse fréquence, estimation du courant d'appel et représentation des inductances hystérétiques non linéaires.

### **2.3. Modélisation de transformateur à basse fréquence**

Dans les logiciels modernes, le transformateur fait partie des composants qui ne possèdent pas de modèle robuste pour des simulations transitoires. Il existe de nombreuses possibilités d'améliorer la simulation de ses comportements complexes, notamment la saturation magnétique du noyau, la dépendance en fréquence, le couplage capacitif et l'exactitude topologique de la structure du noyau et de la bobine. Les points saillants des références clés existants sont présentés et discutés afin de donner un aperçu accessible du développement, de la mise en œuvre et des limites des modèles les plus utiles proposés à ce jour. Les techniques de représentation des comportements les plus importants sont examinés dans le but de fournir les bases nécessaires au développement et à l'amélioration continue des modèles de transformateurs.

Un modèle de transformateur peut être séparé en deux parties: représentation des enroulements et représentation du noyau de fer. La première partie est linéaire, la seconde est non linéaire et les deux dépendent de la fréquence. Chaque partie joue un rôle différent, selon l'étude pour laquelle le modèle de transformateur est requis. Par exemple, la représentation du noyau est critique dans les simulations de la ferrorésonance et du courant d'appel, mais elle est généralement négligée dans les calculs de l'écoulement de puissance et de court-circuit.

Plusieurs critères peuvent être utilisés pour classer les modèles de transformateurs: le nombre de phases, le comportement (linéaires/non linéaires, constants/dépendants de la fréquence) et les modèles mathématiques. Cette section présente un résumé des grands principes et des équations d'assemblage des modèles de transformateur basse fréquence les plus courants. Ils ont été classés en trois groupes. Le premier groupe utilise soit une matrice

impédance de branche soit une matrice d'admittance. Le deuxième groupe est une extension du modèle de transformateur saturable aux transformateurs polyphasés. Les deux types de modèles ont été mis en œuvre dans le du programme électromagnétique transitoire (EMTP) (*Electromagnetic Transient Program*), et les deux ont des limites importantes pour simuler certaines conceptions de base. Les modèles basés sur la topologie forment un groupe plus large pour lequel de nombreuses approches ont été proposées. Leur dérivation est effectuée à partir de la topologie du noyau et peut représenter très précisément tout type de conception de noyau dans les transitoires basses fréquences si les paramètres sont correctement déterminés.

### 2.3.1. Représentation matricielle (modèle BCTRAN)

Les équations en régime permanent d'un transformateur multi-phase à enroulement multiple peuvent être exprimées en utilisant la matrice d'impédance de branche.

$$[V] = [Z][I] \quad (2.1)$$

Dans les calculs transitoires, (2.1) doit être réécrit comme :

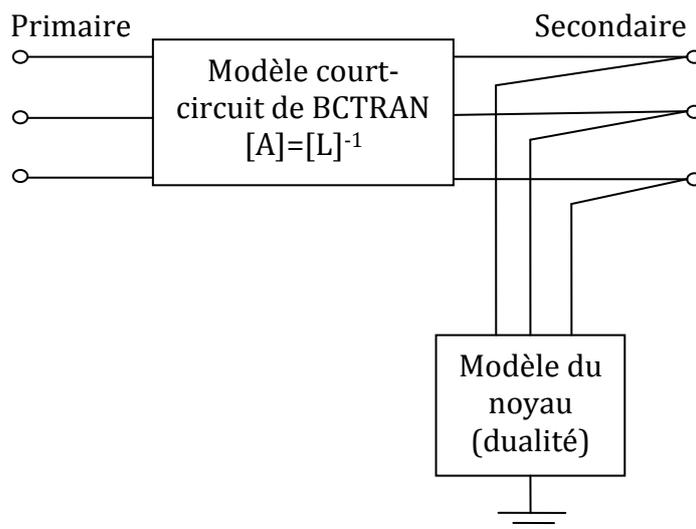
$$[v] = [R][i] + [L][di/dt] \quad (2.2)$$

Avec  $[R]$  et  $\omega[L]$  sont, respectivement, la partie réelle et la partie imaginaire de  $[Z]$ , dont les éléments peuvent être dérivés à partir des essais de la mise en service. Cette approche inclut le couplage entre phases, modélise les caractéristiques des terminaux, mais ne prend pas en compte les différences de topologie de noyau ou d'enroulement, car toutes les conceptions de noyau reçoivent le même traitement mathématique.

Il pourrait y avoir des problèmes de précision avec les calculs ci-dessus car la matrice d'impédance de branche  $[Z]$  peut devenir mal conditionnée pour de très faibles courants d'excitation ou lorsque ces courants sont totalement ignorés [9]. De plus, les impédances de court-circuit, qui décrivent les caractéristiques de transfert les plus importantes d'un transformateur, se perdent dans de telles mesures d'excitation. Pour résoudre ces problèmes, une représentation matricielle par admittance doit être utilisée.

$$[I] = [Y][V] \quad (2.3)$$

Où la matrice  $[Y]$  existe toujours et ses éléments peuvent être obtenus directement à partir des essais standards de court-circuit. Pour les études transitoires, la matrice  $[Y]$  doit être divisée en composants résistifs et inductifs.



**Figure 2.2.** Modèle BCTRAN de transformateur (noyau attaché à l'extérieur) [32].

Le transformateur peut également être décrit par l'équation suivante:

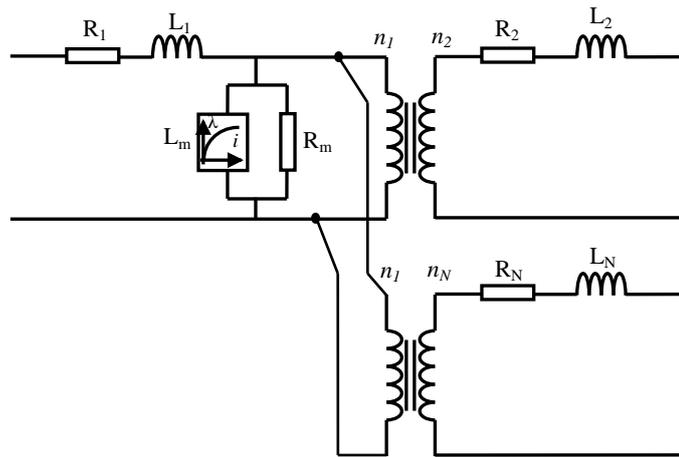
$$[di/dt] = [L]^{-1}[v] + [L]^{-1}[R][i] \quad (2.4)$$

Tous ces modèles sont linéaires; cependant, pour de nombreuses études transitoires, il est nécessaire d'inclure les effets de saturation et d'hystérésis. Des effets de courant d'excitation peuvent être linéarisés et laissés dans la description de la matrice, ce qui peut entraîner des erreurs de simulation lorsque le noyau se sature. Alternativement, l'excitation peut être omise de la description de la matrice et attachée extérieurement aux bornes du modèle sous la forme d'éléments non linéaires (voir figure 2.2). Un tel noyau attaché à l'extérieur n'est pas toujours topologiquement correct, mais assez bon dans de nombreux cas [32].

Bien que ces modèles ne soient théoriquement valables que pour la fréquence à laquelle les données de la plaque signalétique ont été obtenues, ils sont raisonnablement précis pour des fréquences inférieures.

### 2.3.2. Modèle du transformateur saturable (modèle STC)

Le modèle du transformateur saturable (STC, Saturable Transformer Component) [10, 11] représente le transformateur monophasé à deux et trois enroulements. Il s'agit de la version non linéaire du modèle classique de Steinmetz [12]. Il représente les impédances de court-circuit entre les enroulements, les pertes de charge et de magnétisation inductive non linéaire. Lorsqu'il est utilisé pour modéliser des transformateurs triphasés, le couplage magnétique entre phases n'est pas représenté dans ce modèle.



**Figure 2.3.** Représentation des transformateurs monophasés à  $N$  enroulement.

Le modèle STC est basé sur un circuit équivalent en étoile montrée sur la figure 2.3, où la représentation du noyau peut être connectée soit au point étoile, soit à la borne de l'enroulement le plus proche du noyau. Ce modèle peut souffrir d'un problème d'instabilité lorsque trois enroulements sont modélisés et que le noyau est connecté au point étoile [11, 13]. Comme prouvé dans [4], ce modèle n'est pas valable pour plus de trois enroulements par phase. Le modèle STC est mis en œuvre à la fois dans l'ATP (Alternative Transients Program) et dans l'EMTP-RV. Il est disponible dans le logiciel PSCAD en tant que modèle de transformateur basé sur «l'approche de modélisation classique (non idéale)».

### 2.3.3. Modèles basés sur la topologie

Ce groupe a été divisé en deux sous-groupes: les modèles dérivés en utilisant la dualité (c'est-à-dire les modèles construits avec une approche basée sur les circuits magnétique sans aucune description mathématique précédente), et les modèles géométriques, pour lesquels une topologie de base est considérée, mais la description de leur solution passe par une approche mathématique.

#### 2.3.3.1. Modèles basés sur la dualité

Des modèles de circuits équivalents topologiquement corrects peuvent dérivés d'un modèle de circuit magnétique en utilisant le principe de dualité [14, 15]. Cette approche donne des modèles qui incluent les effets de la saturation dans chaque colonne individuelle du noyau, couplage magnétique interphase et effets de fuite. Dans le circuit magnétique équivalent, les enroulements apparaissent comme des sources de force magnétomotrice

(MMF), les chemins de fuite apparaissent comme des réluctances linéaires et les noyaux magnétiques apparaissent comme des réluctances saturables. Les équations de maillage et de nœud du circuit magnétique sont des duels des équations électriques équivalentes de nœud et de maillage, respectivement.

Les principaux travaux effectués sur ce type de modèles sont énumérés ci-dessous.

- En 1981, Dick et Watson ont présentés la dérivation du modèle d'un transformateur avec 3 colonnes à noyau empilé [16]. Les principales contributions de leurs travaux ont été la proposition d'un nouveau modèle d'hystérésis et la détermination des paramètres du transformateur à partir des mesures.
- En 1991, Arturi a appliqué cette technique pour représenter un transformateur élévateur à cinq colonnes fonctionnant dans des conditions très saturées [17].
- En 1994, De León et Semlyen ont proposés un modèle de transformateur très complet dérivé d'une approche hybride, une combinaison de dualité, qui a été utilisée pour obtenir le modèle de noyau de fer, et leur propre technique de calcul des inductances de fuite [18].
- En 1994, Narang et Brierley ont utilisés la dualité pour dériver le circuit équivalent du noyau magnétique, qui est interfacé au moyen d'un enroulement fictif triphasé à une matrice d'admittance qui représente le couplage magnétique correct entre les enroulements [19].
- En 1999, Mork a présenté la dérivation d'un modèle de transformateur à noyau bobiné à cinq colonnes, qui ont été validé en dupliquant les phénomènes ferrorésonants [20].
- En 2015, Jazebi et De León ont présentés une méthode générale pour la construction du circuit électrique équivalent de transformateur de puissance, y compris les effets des courants de Foucault dans les enroulements et le noyau. Aussi dans le travail un modèle double équivalent haute fréquence pour les transformateurs monophasés et triphasés à deux enroulements multicouches est dérivé de l'application du principe de dualité. Le modèle est construit à partir d'éléments disponibles dans les programmes de simulation de circuits, tels qu'ATP-EMTP, PSCAD et PSpice. Le principal objectif des auteurs est d'obtenir une approche de modélisation générale des transformateurs à partir de l'application du principe de la dualité [21].

### 2.3.3.2. Modèles géométriques

Les modèles topologiquement corrects peuvent être basés sur la formulation suivante:

$$[v] = [R][i] + [d\lambda/dt] \quad (2.5)$$

Dans lequel le couplage entre les équations magnétiques et électriques est effectué en tenant compte de la topologie du noyau.

Un bref résumé de certains des modèles est présenté ci-dessous.

1) Le modèle magnétique couplé a été développé par Yacamini et Bronzeado pour simuler des transitoires d'appel [22]. Du fait que la perméabilité des éléments ferromagnétiques varie avec la densité de flux, le matériau magnétique est divisé en sections, chacune ayant une densité de flux sensiblement uniforme. Le lien entre l'équation magnétique (2.6) et l'équation (2.5) est la loi de circuit de l'Ampère (2.7):

$$\mathfrak{S} = \mathfrak{R}\Phi \quad (2.6)$$

$$\mathfrak{S} = Ni \quad (2.7)$$

2) Le modèle de circuit équivalent magnétique unifié a été proposé par Arrillaga et al. [23]. Ce modèle utilise le concept de noyau normalisé pour la dérivation de la matrice d'inductances. Les perméabilités de fuite peuvent être obtenues à partir d'essais en circuit ouvert et en court-circuit; les longueurs efficaces et les sections transversales de leurs chemins de fuite ne sont pas nécessaires.

3) GMTRAN a été développé par Hatziargyriou et al. [24]. Les équations magnétiques ont été incluses dans (2.5) au moyen de la matrice d'inductances de l'équation (2.8). La contribution la plus importante de ce modèle a été la dérivation de la matrice  $[L]$  de la topologie centrale.

$$[\lambda] = [L][i] \quad (2.8)$$

4) SEATTLE XFORMER a été développé et implémenté dans l'ATP par Chen [25]. Les flux de liaison ont été choisis dans ce modèle comme variables d'état. Autrement dit, les équations magnétiques de (2.5) sont incluses au moyen de la relation (2.9). La principale contribution de ce modèle est donc la dérivation de la matrice  $[\Gamma]$ .

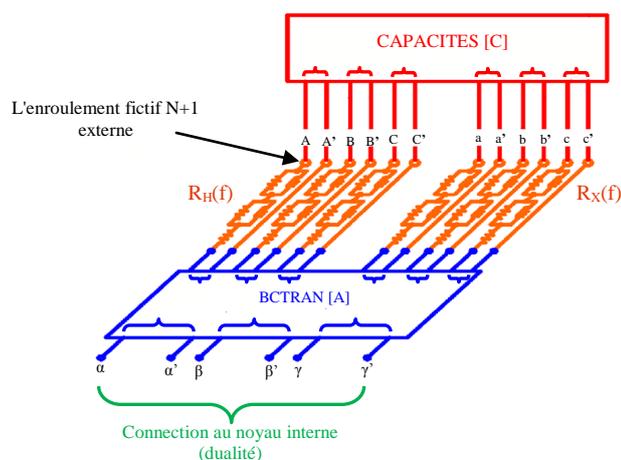
$$[i] = [\Gamma][\lambda] \quad (2.9)$$

De nombreux autres modèles de représentation des transformateurs lors de transitoires basse et moyenne fréquence ont été proposés, voir [26-30]; comme ils sont tous basés sur une

description mathématique de la topologie de base, ils peuvent être inclus dans le deuxième groupe de modèles basés sur la topologie.

### 2.3.4. Modèle hybride de transformateur

Le modèle de transformateur hybride [31-34] est un modèle de transformateur d'ingénierie basé sur des données limitées, disponible dans ATPDraw. La modélisation du transformateur est basée sur le circuit magnétique transformé à un circuit électrique par l'application du principe de la dualité [31,32]. Les flux principaux et de fuites sont ensuite séparés en un modèle central pour le flux principal et une matrice d'inductances inverse pour le flux de fuite. Les pertes de cuivre et les capacités des bobines sont ajoutées aux bornes du transformateur. Le circuit électrique résultant est illustré sur la figure 2.4 et la figure 2.5. Seuls les éléments EMTP standard sont utilisés dans la simulation de ce modèle. Le modèle peut être basé sur trois sources de données: conception (spécifiez la géométrie et les paramètres des matériaux du noyau et des enroulements), rapport de test, et type (valeurs typiques basées sur les tensions et les puissances). Ce modèle permet de traiter les transformateurs triphasés à deux ou trois enroulements. Les autotransformateurs et tous les couplages étoile et triangle sont pris en considération. Le modèle comprend une matrice d'inductances inverse pour la description des fuites, une résistance d'enroulement dépendante de la fréquence, un couplage capacitif et un modèle de noyau topologiquement correct avec une saturation individuelle et des pertes dans les colonnes et les culasses. Les noyaux de transformateur triplex, à 3 et 5 colonnes et en forme cuirassé sont aussi traités.



**Figure 2.4.** Modèle hybride d'un transformateur [35].

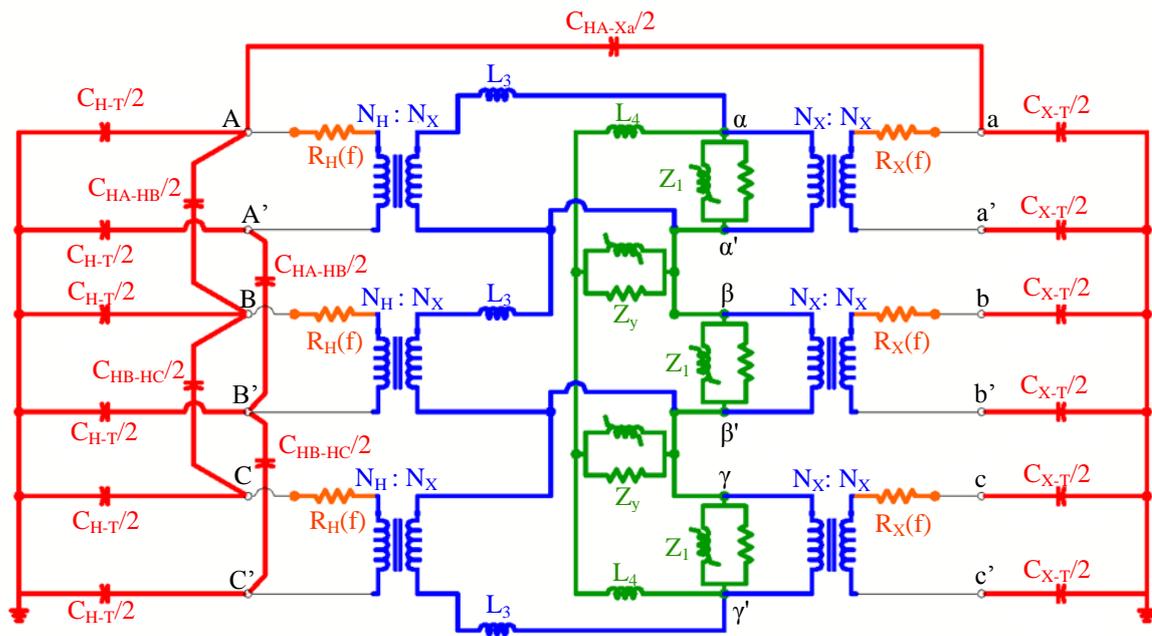


Figure 2.5. Modèle électrique de transformateur hybride [36].

#### 2.4. Modélisation de transformateur à haute fréquence

La nécessité d'établir un modèle de transformateur fiable pour prédire la réponse de ses enroulements aux transitoires, fait l'objet de recherches constantes depuis près de 100 ans [37]. Ces modèles peuvent être classés en trois catégories:

- Modèle de boîte noire
- Modèle de boîte blanche
- Modèle de boîte grise

Le modèle de boîte noire traite le transformateur comme une "boîte noire" avec des entrées et des sorties construites sur des mesures qui aident à construire et à calculer la structure et les paramètres requis, mais le modèle n'a aucune signification physique ou structurelle et il peut être uniquement basé sur des équations mathématiques [38]. Le modèle de boîte noire est généralement adopté par les services publics (utilitaires) ou les propriétaires de transformateurs.

Le modèle à boîte blanche est le modèle que seuls les fabricants de transformateurs peuvent généralement produire. Elle nécessite une connaissance complète de la disposition géométrique du transformateur [39]. Le modèle ne dépend d'aucune mesure ou test et peut être construit lors de l'étape de la conception.

Un compromis entre les modèles à boîte blanche et noire est le modèle à boîte grise. Les connaissances physiques et les mesures sont utilisées pour dériver un modèle qui représente étroitement une version simplifiée du modèle de boîte blanche. Les paramètres sont généralement optimisés à l'aide d'algorithmes qui contraignent la sortie à un modèle approprié [40].

#### **2.4.1. Modèle de boîte noire**

Les modèles à boîte noire comprennent des circuits équivalents du transformateur vus de ses bornes et aucune connaissance réelle de la géométrie du transformateur n'est nécessaire. Les méthodes utilisées pour modéliser le transformateur utilisent généralement des outils tels que les mesures du domaine fréquentiel ou l'analyse de réponse en fréquence de balayage (SFRA) pour établir un modèle équivalent terminal. Ces modèles sont utilisés par les services publics pour étudier les réflexions de divers équipements dans les centrales électriques afin de prédire les tensions et les courants au niveau des traversées (*bushings*) du transformateur [40].

Gustavsen [38, 41, 42] a caractérisé un comportement de transformateur par l'utilisation des mesures de fréquence de balayage pour déterminer la matrice d'admittances du transformateur. Le modèle ne détermine pas les paramètres de la géométrie de conception électrique du transformateur et aucune donnée de transformateur n'est requise pour produire le modèle. La méthode utilise un analyseur de réseau pour mesurer les courants et les tensions d'entrée / sortie et caractérise les matrices d'admittances. L'avantage de ce modèle est qu'il est plus simple que le modèle à boîte blanche et peut être facilement implémenté dans des programmes de simulation pour déterminer les surtensions excessives aux bornes du transformateur en raison des changements du système ou de fonctionnement. Malheureusement, les modèles à boîte noire ne donnent pas un aperçu des surtensions présentes dans les enroulements.

#### **2.4.2. Modèle de boîte grise**

Le modèle à boîte grise est un intermédiaire entre les modèles à boîte noire et blanche. Ils peuvent être construits sur la base des mesures FRA, des pratiques de conception de fabrication typiques, des mesures de résistance des bornes, des détails de la plaque signalétique, des mesures des réservoirs externes et, si nécessaire, des informations du

fabricant qui ne sont pas considérées comme une propriété intellectuelle restreinte. Le modèle peut faciliter la réponse interne des enroulements du transformateur et déterminera si la résonance interne (ferrorésonance) est présente dans le transformateur [41].

Une chose qui distingue le modèle de boîte grise du modèle noir est l'algorithme d'estimation des paramètres par unité, qui est utilisé pour résoudre les paramètres par unité requis. Si les limites de ces paramètres ne sont pas correctement définies, l'estimation peut converger vers des paramètres qui ne sont pas représentatifs du transformateur réel [43]. Par conséquent, il est important de définir des limites ou des contraintes précises pour le calcul des paramètres.

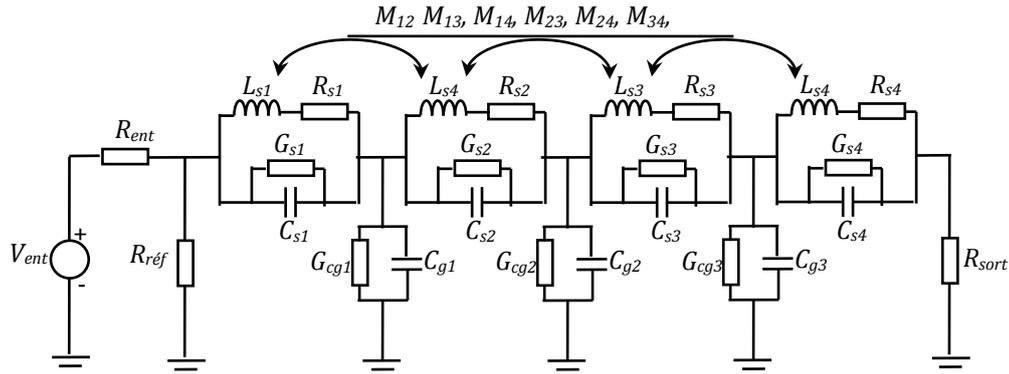
Dans [43] et [44], Mitchell a réussi à extraire un modèle avec une large bande de fréquence d'un transformateur de distribution triphasé en utilisant des mesures FRA et des connaissances et mesures de base sur les transformateurs. Dans [43], neuf mesures FRA ont été utilisées pour modéliser avec précision la fonction de transfert du transformateur. Plus tard, il a utilisé des mesures de base et des connaissances générales sur la conception pour contraindre ses résultats à un processus d'estimation serré [44].

### **2.4.3. Modèle de boîte blanche**

Un modèle de boîte blanche est le modèle le plus détaillé d'un transformateur. Il se compose de matrices de résistance  $R$ , d'inductance  $L$ , de capacité  $C$  et de conductance  $G$  qui représentent l'enroulement dans un circuit équivalent. Il est très efficace pour déterminer les contraintes de tension internes et est couramment utilisé par les concepteurs de transformateurs pour concevoir le système d'isolation. Certains modèles tiennent compte du comportement non linéaire du noyau tout en conservant sa fréquence à large bande. Le modèle de boîte blanche peut être catégorisé comme suit: paramètres localisés, ligne de transmission (paramètres distribués) et modèles hybrides. Les détails de chaque type sont fournis dans ce qui suit.

#### **2.4.3.1. Modèle de réseau en échelle mutuellement couplé d'un enroulement de transformateur**

L'une des méthodes largement utilisées pour modéliser l'enroulement du transformateur est le modèle de réseau en échelle.



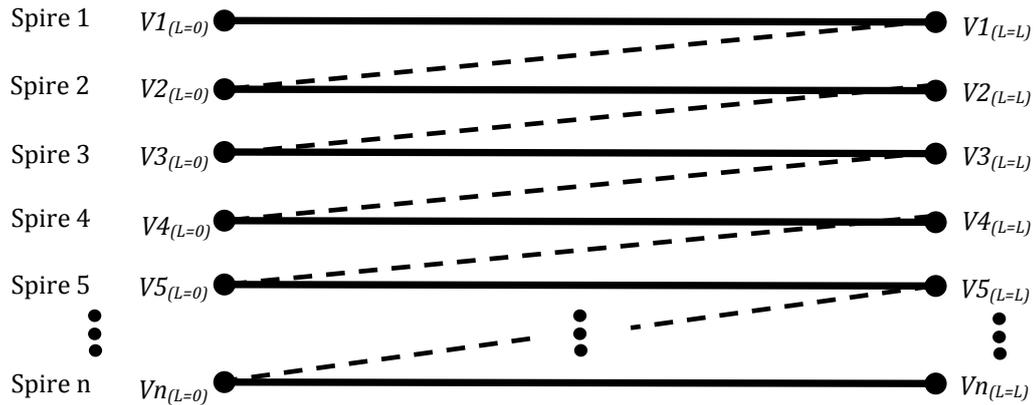
**Figure 2.6.** Modèle HF mutuellement couplé d'un enroulement.

Dans ce modèle, les composants électriques  $R$ ,  $L$ ,  $C$  et  $G$  sont regroupés pour former une seule unité de réseau qui représente un seul disque de l'enroulement. Du fait que l'enroulement est uniformément structuré, une répétition de cette unité de réseau connectée en série se traduit par un enroulement complet. Ceci est illustré à la figure 2.6. Sur la figure,  $C_s$  et  $G_{cs}$  sont respectivement la capacité et la conductance en série totales d'un disque de l'enroulement.  $C_g$  et  $G_{cg}$  sont respectivement la capacité de masse et la conductance entre un disque et la masse.  $L_s$  est inductance propre d'un disque et en série avec la résistance du conducteur  $R_s$ , tandis que  $M_{ij}$  est l'inductance mutuelle entre deux disques. La modélisation de l'enroulement du transformateur à l'aide du circuit de réseau en échelle est une méthode simple. Cependant, la construction du circuit est un processus fastidieux car un enroulement de transformateur a un grand nombre de disques, donc le circuit sera également énorme.

En d'autres termes, ce modèle est appelé aussi: Modèle de réseau en échelle.

#### 2.4.3.2. Modèle de ligne de transmission (MTL)

Le modèle de ligne de transmission, également appelé modèle de boîte blanche distribuée, représente les enroulements en modélisant chaque parties des spires comme une ligne de transmission séparé. Ce modèle est plus précis car le couplage entre les multiples lignes de transmission est considéré [40]. La figure 2.7 montre une disposition typique du modèle de la ligne de transmission multiconducteur pour un enroulement de disque continu. Chaque spire dans un disque est représentée comme une ligne de transmission et connecté à la spire suivant dans une configuration en zigzag.



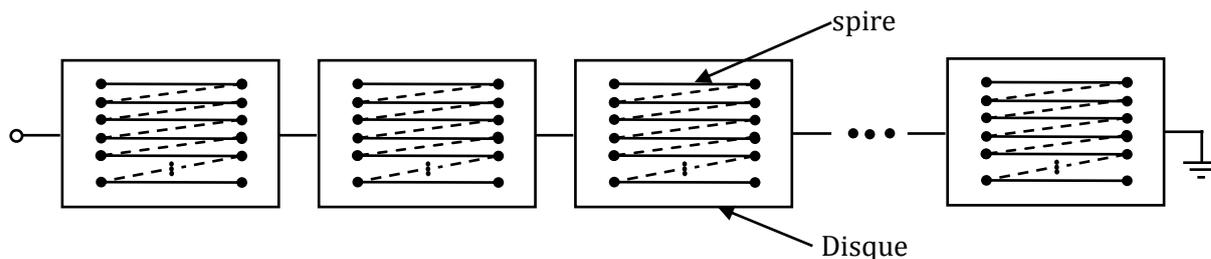
**Figure 2.7.** Schéma représentatif du modèle MTL.

La recherche dans ce domaine est en cours en raison des défaillances signalées des transformateurs causées par des surtensions transitoires très rapides (Very Fast Transient Overvoltages (VFTO)). L'utilisation réussie de l'approche de MTL a été mise en œuvre par Shibuya sur les enroulements de forme cuirassée [45,46] et par Popov sur les enroulements de couche des transformateurs de distribution [47,48]. Ces dernières années, le modèle MTL a été utilisé pour modéliser les enroulements des transformateurs de puissance [49].

Le modèle MTL est de nature complexe, en raison du grand nombre de spires à représenter. Par conséquent, ils nécessitent un effort et un temps de calcul important. Des techniques de programmation efficaces sont utilisées pour réduire le temps nécessaire au calcul de grandes matrices contenant des éléments complexes. De nombreux modèles MTL incluent une optimisation ou des algorithmes sophistiqués pour réduire l'effort de calcul requis [50,51].

#### 2.4.3.3. Modèle hybride

Le modèle hybride a été développé pour réduire efficacement le temps de calcul et les exigences matérielles. Le modèle hybride calcule la surtension par étapes. Tout d'abord, l'enroulement est modélisé à l'aide d'une seule ligne de transmission par disque (Single Transmission line) afin que la tension de chaque disque soit déterminée. Deuxièmement, les disques qui sont intéressants sont ensuite représentés par un modèle MTL pour calculer les tensions de chaque spire [52]. Cette méthodologie a été utilisée dans [53]. Un schéma typique du modèle hybride est présenté dans la figure 2.8, montrant comment un disque est d'abord modélisé comme une seule ligne de transmission, puis, si nécessaire, chaque disque est évalué en faisant à chaque spire une ligne de transmission.



**Figure 2.8.** *Modèle hybride en HF d'un enroulement.*

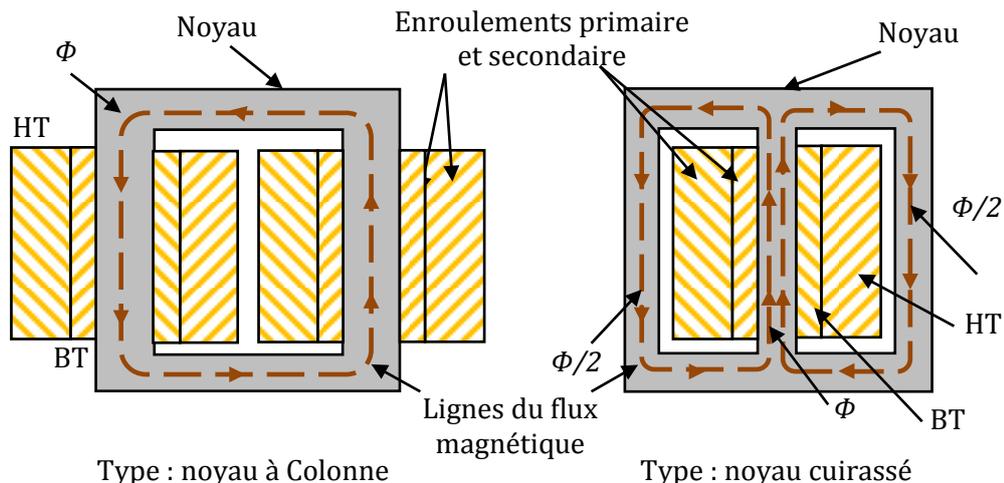
## 2.5. Modélisation du noyau de transformateur

Dans un transformateur de puissance électrique, il y a des enroulements primaires, secondaires et parfois aussi tertiaires. Les performances d'un transformateur dépendent principalement des liaisons de flux entre ces enroulements. Pour une liaison de flux efficace entre ces enroulements, un chemin magnétique à faible réluctance commun à tous les enroulements doit être prévu dans le transformateur. Ce chemin magnétique à faible réluctance dans le transformateur est connu comme le noyau d'un transformateur.

En plus de fournir un chemin de réluctance faible pour le champ magnétique, le noyau est conçu pour empêcher la circulation de courants électriques à l'intérieur du noyau de fer lui-même. Les courants de circulation, appelés «courants de Foucault», provoquent des pertes de chaleur et d'énergie à l'intérieur du noyau, diminuant l'efficacité du transformateur.

Ces pertes sont principalement dues aux tensions induites dans le circuit de fer, qui est constamment soumis aux champs magnétiques alternatifs créés par la tension d'alimentation sinusoïdale externe. Une façon de réduire ces pertes de puissance indésirables est de construire le noyau du transformateur à partir de tôles d'acier minces électriquement isolées les unes des autres.

Dans tous les types de construction de transformateurs, le noyau central en fer est fabriqué à partir d'un matériau hautement perméable constitué de fines tôles d'acier au silicium. Ces tôles minces sont assemblées pour fournir le chemin magnétique requis avec le minimum de pertes magnétiques. La résistivité de la tôle d'acier elle-même est élevée, réduisant ainsi toute perte par courants de Foucault en rendant les tôles très minces.



**Figure 2.9.** Types de noyau de transformateur.

### 2.5.1. Construction du noyau

Généralement, le nom associé à la construction d'un transformateur dépend de la façon dont les enroulements primaire et secondaire sont enroulés autour du noyau central en acier laminé. Les deux conceptions les plus courantes et les plus élémentaires de la construction de transformateurs sont le transformateur de noyau à colonne et le transformateur de noyau cuirassé.

Dans le transformateur de type noyau à colonne, les enroulements primaire et secondaire sont enroulés à l'extérieur et entourent l'anneau de noyau. Dans le transformateur de type cuirassé, les enroulements primaire et secondaire passent à l'intérieur du circuit magnétique en acier (noyau) qui forme une coque autour des enroulements comme illustré dans la figure 2.9.

### 2.5.2. Matériau pour noyau de transformateur

Le principal problème avec le noyau du transformateur est son hystérésis et ses pertes par courants de Foucault. La perte d'hystérésis dans le transformateur dépend principalement de ses matériaux de base. On constate qu'une petite quantité de silicium allié à l'acier à faible teneur en carbone produit un matériau pour le noyau du transformateur, qui présente une faible perte d'hystérésis et une perméabilité élevée. En raison de l'augmentation de la demande de puissance, il est nécessaire de réduire davantage les pertes de noyau et pour cela, une autre technique est utilisée sur l'acier, connue sous le nom de laminage à froid. Cette

technique organise l'orientation du grain dans l'acier ferromagnétique dans le sens du laminage.

L'acier du noyau qui a subi à la fois l'alliage de silicium et les traitements de laminage à froid est communément appelé CRGOS (Cold Rolled Grain Oriented Silicon Steel) ou acier au silicium à grains orientés laminés à froid. Ce matériau est désormais universellement utilisé pour la fabrication de noyau de transformateur. Bien que ce matériau ait une faible perte de fer spécifique mais quand même; il présente certains inconvénients, par exemple, il est susceptible d'augmenter les pertes dues à l'écoulement de flux dans une direction autre que l'orientation du grain et il est également susceptible de réduire les performances en raison de l'impact du pliage des feuilles de CRGOS. Les deux surfaces de la feuille sont pourvues d'un revêtement isolant d'oxyde.

### **2.5.3. Modélisation du noyau de transformateur (revue de littérature)**

Pour les études et la simulation des régimes transitoires à basse fréquence sur les transformateurs tel que : courant d'appel, surtension due à la ferrorésonance etc..., la partie essentielle qui doit être modélisée dans un transformateur, est la branche magnétisante qui représente le noyau de fer. Les modèles linéaires actuels ne donnent pas des résultats de simulation qui peuvent être corroborés par des résultats ou des mesures pratiques, que ce soit en régime permanent ou en régime transitoire.

Cela ne signifie pas que nous ignorons d'autres paramètres, tels que: l'inductance de fuite, la résistance des enroulements, rapport de la transformation, la puissance nominale ...

Avant d'expliquer et de détailler le modèle proposé dans cette thèse, des diverses méthodes et modèles disponible dans la littérature seront présentés en revue. La plupart des études dans ce domaine se concentrent sur la modélisation du noyau par une courbe de saturation flux-courant, donc le cycle d'hystérésis, et parmi ces travaux, l'algorithme proposé par les auteurs de [54-56], où cet algorithme utilise principalement comme données, les pertes de puissance actives, la tension et le courant pour l'essai à vide du transformateur, aussi était basé sur une inductance linéarisée par morceaux. Les auteurs ont souligné l'efficacité de l'algorithme et la simplicité de son intégration dans l'EMTP. Une technique simple pour estimer les caractéristiques de saturation des transformateurs a été proposée dans [57].

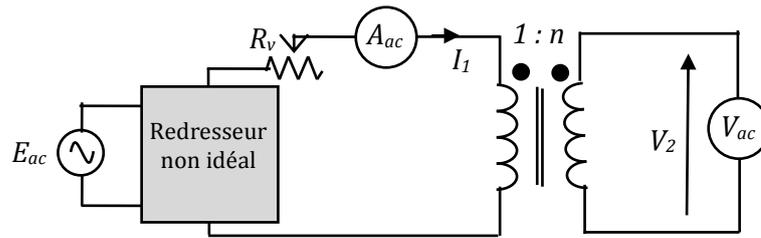


Figure 2.10. Banc d'essai utilisé pour estimer la caractéristique flux-courant [57]

$$L_{air} = \frac{V_{2f}}{2\pi f n I_{1f}} \tag{2.10}$$

Les auteurs ont développés un banc d'essai pour mesurer directement la caractéristique flux – courant (Figure 2.10), qui représente l'inductance du noyau d'air  $L_{air}$  (équation (2.10)), à l'aide d'un simple redresseur statique de faible puissance.

Dans [58], les auteurs ont proposé un modèle qui dépend principalement de la substitution du cycle d'hystérésis du transformateur par une courbe de saturation linéaire par morceaux, et incluant la rémanence dans la simulation. Dans [59], les auteurs ont démontré l'avantage d'utiliser le circuit équivalent représenté par flux-courant (qui contient peu d'éléments), dans l'analyse du courant et du flux dans le transformateur, par rapport à l'utilisation du circuit équivalent représenté par tension-courant (Figure 2.11). Certaines formules analytiques ont également été dérivées pour estimer l'enveloppe de courant d'appel, le flux de noyau et le pic maximal de courant d'appel (MPIC). Les formules et le modèle proposé ont été validés par la comparaison des résultats expérimentaux et celles de simulation par l'EMTP. Selon les auteurs, les formules et le modèle peuvent facilement prédire les formes d'onde du courant d'appel, ainsi l'amélioration de la protection du transformateur.

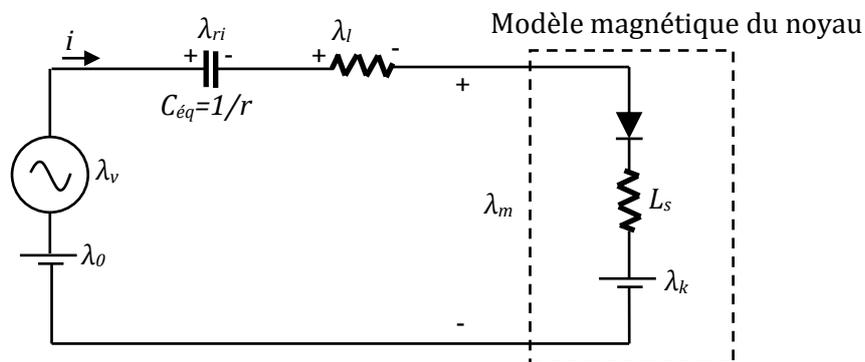
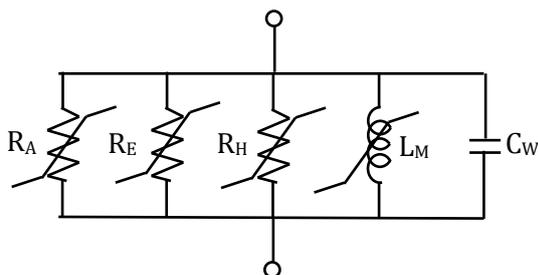


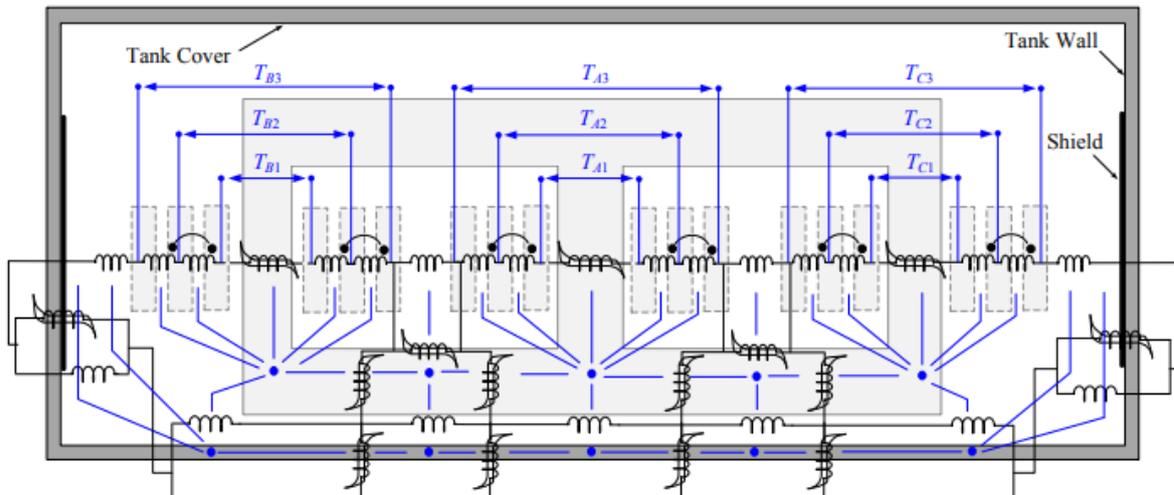
Figure 2.11. Modèle de transformateur utilisé dans [59]



**Figure 2.12.** Représentation avancée du noyau [36]

Dans [36], les auteurs ont proposé un modèle avancé du noyau de fer, dans lequel chaque perte dans le noyau de fer (pertes par courants de Foucault et pertes d'hystérésis) est représentée par une résistance non linéaire tandis que la saturation magnétique est modélisée par une inductance non linéaire (Figure 2.12).

Martinez-Velasco et al. dans [60] a présenté en revue les principaux modèles de transformateurs existants jusqu'en 2003 utilisés pour la simulation des régimes transitoires de moyenne et basse fréquence. Dans [61], les auteurs proposent une nouvelle méthode d'estimation de la courbe de saturation à partir des données de forme d'onde du courant d'appel du transformateur, et ont affirmé qu'il y avait un accord étroit entre les résultats de simulation et de mesure du courant de magnétisation et d'appel avec l'utilisation de la courbe estimée. Dans [62], les auteurs ont proposé une méthode pour convertir la courbe courant en fonction du temps à la caractéristique courant-flux, ce qui est important pour l'analyse transitoire. La méthode est essentiellement basée sur la mesure du courant de crête et du flux magnétique dans le noyau de fer. Dans [63], une nouvelle méthode pour étudier la saturation à l'instant de la mise sous tension du transformateur triphasé en charge a été présentée, en tenant compte de son effet sur la protection différentielle. Le phénomène d'ultra-saturation a été modélisé avec la prise en considération du flux résiduel et de la non-linéarité de la courbe de saturation. Les auteurs de [64,65] se sont concentrés sur la modélisation de branche magnétisante par l'utilisation du principe de dualité (Figure 2.13).

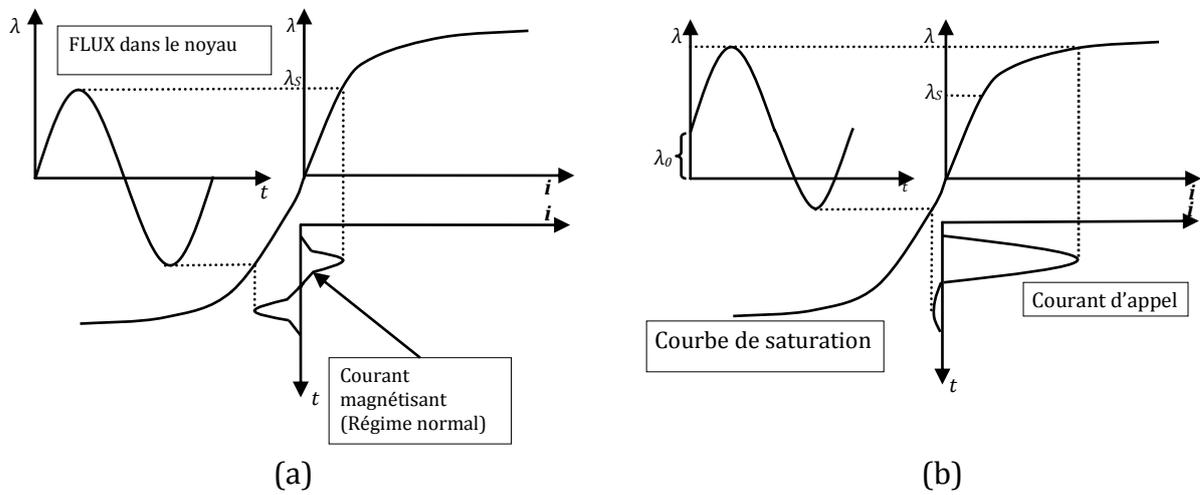


**Figure 2.13.** *Modèle de transformateur par le principe de la dualité [65].*

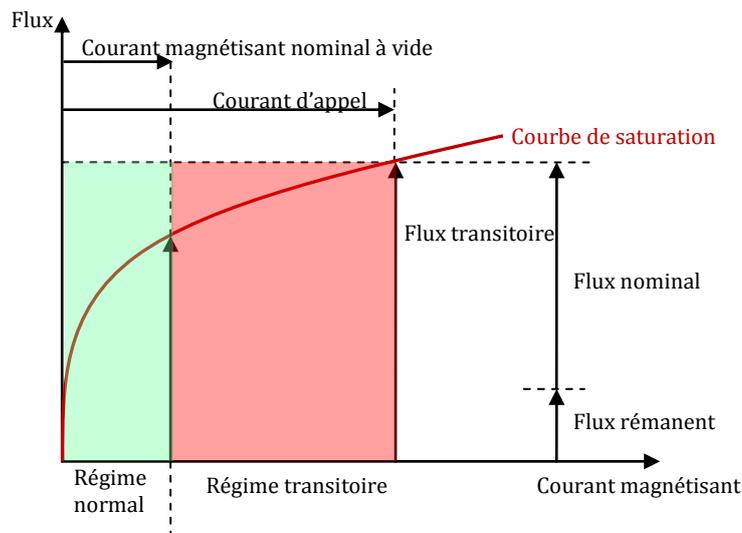
Dans [66], la méthode présentée dans [54] a été exploitée pour l'implémentation et la vérification dans le langage de programmation Digsilent (DPL). Dans [67], les auteurs ont proposé une méthode basée sur l'algorithme d'évolution différentielle (ED) pour identifier les paramètres du noyau de fer, dans laquelle l'ED a été utilisée pour minimiser la différence entre le courant d'appel mesuré et calculé. Une méthode d'estimation correcte du courant d'appel dans le transformateur a également été présentée. Selon les auteurs, le modèle peut être utilisé pour des études transitoires telles que le courant d'appel et la ferrorésonance. Les auteurs de [68] ont proposé une nouvelle méthode pour calculer le cycle d'hystérésis majeure d'un transformateur triphasé; les informations nécessaires ont été mesurées par des tests standards aux bornes du transformateur et également par une instrumentation numérique. Les deux couplages Y-Y et Y-D ont été illustrées. Dans la simulation, le cycle d'hystérésis obtenue a été mise en œuvre dans le modèle réversible, et ce dernier a été validé avec des mesures. Un bon accord entre les mesures et la simulation a été trouvé. Dans [69], l'auteur a proposé une méthode d'enseignement et introduit un déphasage entre les composantes harmoniques et fondamentales de la tension source sur la caractéristique B-H par des travaux expérimentaux effectués sur un transformateur toroïdal. La méthode s'est avérée très efficace et utile pour acquérir de l'expérience sur les effets des harmoniques sur les noyaux des transformateurs.

**2.6. Courant d'appel**

La saturation du noyau magnétique d'un transformateur est la principale cause d'un transitoire de courant d'appel. La saturation du noyau est due à un changement brusque de la tension du système qui peut être provoqué par des commutations transitoires, la synchronisation hors phase d'un générateur, des défauts externes et la restauration des défauts. La mise sous tension d'un transformateur donne le cas le plus grave de courant d'appel et le flux dans le noyau peut atteindre une valeur théorique maximale de deux à trois fois le pic du flux nominal [4]. Les Figure 2.14 et Figure 2.15 illustre la relation entre le flux et le courant.



**Figure 2.14.** Caractéristiques flux, courant magnétisant  
 (a) Régime permanent  $\lambda < \lambda_s$ , (b) Régime transitoire  $\lambda > \lambda_s$



**Figure 2.15.** Deux régimes sur la courbe de saturation.

Il n'y a aucune preuve directe que la mise sous tension d'un transformateur peut provoquer une panne immédiate en raison de courants d'appel élevés. Cependant, les défaillances d'isolement dans les transformateurs de puissance qui sont fréquemment alimentés à vide ou faiblement chargé, soutiennent un soupçon que les courants d'appel ont un effet dangereux [70]. Un problème plus typique causé par la mise sous tension des transformateurs est dû à l'interaction des harmoniques avec d'autres composants du système qui se transforme en surtensions et en phénomènes de résonance. L'étude de la mise sous tension d'un transformateur installé dans un établissement industrielle réalisée en [71] met en évidence des problèmes dus aux harmoniques, aux surtensions et aux résonances. Dans [72], les auteurs montrent comment les distorsions harmoniques provoquées par la commutation de transformateurs légèrement chargés ou non chargés peuvent être amplifiées au cours d'un processus de restauration d'un système électrique, créant des surtensions harmoniques élevées. En particulier, lorsque des transformateurs sont déjà connectés au jeu de barre, les perturbations causées par la mise sous tension d'un autre transformateur ont une durée et une intensité plus importantes. Dans [73], la mise sous tension de transformateurs de grande taille dans les stations électriques de haute tension avec de longues lignes de transmission est découverte pour provoquer des perturbations temporaires importantes lorsque les résonances harmoniques sont atteintes. Dans [74], les auteurs ont expliqué comment le courant d'appel du transformateur peut exciter les fréquences de résonance dans les systèmes d'alimentation offshore interconnectés.

Pour surmonter ces situations imprévisibles et d'autres possibles, la possibilité de modéliser les transitoires d'excitation du transformateur en détail et avec une bonne précision est d'une grande valeur et représente un déficit. Une liste sélectionnée de références est présentée dans les sections suivantes pour mettre en évidence les principaux problèmes liés à la modélisation des transitoires de courant d'appel. L'investigation se limite au courant d'appel généré lors de la mise sous tension d'un transformateur à vide. Les principaux sujets abordés dans cette section concernent la simulation et l'atténuation des transitoires d'excitation.

### **2.6.1. Simulation du courant d'appel**

Il est bien connu que les transformateurs de puissance sont l'un des composants les plus cruciaux des systèmes d'énergie électrique, et des courants transitoires tels que des

courants d'appel sont fréquemment rencontrés lors de la mise sous tension des transformateurs [64]. En conséquence, le courant d'appel doit être étudié, pour modéliser ce phénomène transitoire.

En raison de son importance, de nombreux articles ont été publiés sur la nature du courant d'appel dans les transformateurs de puissance. Certaines de ces méthodes ont été appliquées pour formuler des équations différentielles qui régissent le transitoire [75–79]. À cet égard, deux méthodes principales ont été proposées généralement, les techniques basées sur des méthodes analytiques et les procédures basées sur des méthodes numériques [80].

La modélisation numérique est bien établie pour permettre la représentation des transitoires de courant d'appel du transformateur. Ils peuvent être appliqués pour résoudre des équations différentielles complexes grâce à des méthodologies approximatives, une fois qu'il est difficile de suivre le comportement non linéaire du transformateur par des équations analytiques. Certaines des méthodes numériques dans les domaines temporels et fréquentiels ont été appliquées [81-83], où des algorithmes itératifs ont été appliqués pour évaluer les transitoires de courant d'appel.

Les méthodes analytiques sont des méthodes conventionnelles pour résoudre des problèmes et possèdent la capacité d'atteindre des solutions utiles pour modéliser le comportement du système. Dans, [84] Les auteurs ont utilisé une méthode analytique efficace pour modéliser le courant d'appel d'un transformateur monophasé. Une méthode analytique améliorée a été proposée dans [85], et les courants d'appel maximum ont été estimés pour différentes courbes hystérétiques. Récemment, une méthodologie a été introduite dans [61] où de nouvelles équations analytiques ont été dérivées pour estimer le courant d'appel. Un schéma semi-analytique a été utilisé pour modéliser le courant d'appel dans un petit transformateur dans [86], cependant, une approche développée peut être mise en œuvre pour calculer les grands courants d'appel des transformateurs triphasés.

### **2.6.2. Atténuation du courant d'appel**

Les principaux facteurs affectant le courant magnétisant d'appel sont identifiés dans [87] et sont:

- Point sur l'onde de la tension (POW, Point-On-Wave) l'instant de la mise sous tension,

- amplitude et polarité du flux rémanent,
- résistance totale de l'enroulement primaire,
- inductance de la source d'alimentation,
- inductance air-noyau entre l'enroulement excité et le noyau,
- géométrie du noyau du transformateur,
- la capacité de transport de flux maximale du matériau de noyau.

Sur la base de ces considérations, diverses techniques d'atténuation ont été proposées pour supprimer ou atténuer le phénomène de courant d'appel tel que (d'une façon générale):

- Méthode de commutation de point sur onde,
- Méthode de pré-fluxage,
- Méthode de résistance à la terre,
- Méthode de résistance de pré-insertion,
- Résistance de pré-insertion avec méthode de condensateur,
- Méthode d'excitation de phase séquentielle.
- Méthode de commutation séquentielle.

Dans la littérature, plusieurs méthodes ont été proposées et développées pour atténuer et éliminer les courants d'appel transitoires dans les transformateurs monophasés et triphasés. Parmi ces techniques, la méthode proposée dans l'article [88] où les auteurs ont analysé un processus d'excitation d'un transformateur à vide dans un réseau électrique. Ils ont également présenté un nouveau schéma de commutation contrôlée pour atténuer le courant d'appel magnétisant des transformateurs connectés en triangle et connectés en étoile avec le neutre isolé, en tenant compte du déphasage entre les trois phases. La stratégie a été vérifiée par le programme transitoire électromagnétique (EMTP). Une comparaison détaillée entre quatre stratégies peut être trouvée dans l'article de Cano-González et al. [89], qui ont identifié que ces stratégies sont le résultat de la combinaison de deux options: celle des disjoncteurs à pôles indépendants et celle dans laquelle le flux résiduel dans le noyau du transformateur est pris en compte. Brunke et al. [90, 91] ont été parmi les premiers à proposer une technique pour atténuer le courant d'appel des transformateurs monophasés et triphasés. La technique repose principalement sur trois stratégies: Rapide, Retardée et une stratégie de fermeture

simultanée tenant compte du flux résiduel. Une nouvelle approche a été présentée dans [92] basée sur le changement de la distribution des enroulements de la bobine pour augmenter l'inductance transitoire et donc limiter le courant d'appel. Les auteurs de [93-96] ont proposé une méthode simple basée sur l'insertion d'une résistance dans le neutre du transformateur, et avec l'excitation séquentielle de chaque phase. Les auteurs de [97] ont étudié la réduction du courant d'appel par la source photovoltaïque existante; la réduction a été obtenue par l'application d'un flux opposé, en tenant compte de l'instant de manœuvre du disjoncteur. Dans [98], une méthode pour isoler le neutre du transformateur triphasé par une commutation contrôlée a été présentée, avec la prise en considération du flux résiduel et la séquence entre les phases. Pires et al. [99] ont proposés un schéma pour atténuer le courant d'appel dans le transformateur, par l'utilisation d'un circuit basé sur le démarrage progressif avec une rampe de tension contrôlée. La méthode a également utilisé le PLL (Phase-Locked Loop) pour synchroniser l'angle de la ligne et des impulsions données (dans la rampe, l'angle des impulsions données est diminué de  $180^\circ$  à  $0^\circ$ ). Plusieurs configurations d'enroulement du transformateur ont été simulées et assemblées. Pour la configuration Yn-D, un courant d'appel persistant a été observé. Selon les auteurs, la simulation et les résultats expérimentaux ont prouvé l'efficacité de la stratégie proposée.

## 2.7. Conclusion

Dans ce chapitre, l'état de l'art associé aux questions abordées dans cette thèse est présenté. Des détails sont donnés sur les différents modèles de transformateurs pour les études transitoires basses fréquence, ainsi que les études hautes fréquences. Ensuite, une étude sur l'élément important qui influence directement l'intensité du courant transitoire d'appel, qui est le noyau, a été abordée. Les différentes techniques présentées dans la littérature sur la modélisation du noyau du transformateur ont été présentées. Finalement, après une brève définition du courant d'appel, leur simulation et les différentes méthodes existant dans la littérature pour leur atténuation sont présentées. La méthode de base sur laquelle s'appuiera pour modéliser le noyau de transformateur est la méthode présentée dans les références [54-56, 66]. Cette modélisation sera effectuée par une méthode proposée pour calculer la courbe de saturation et sera détaillée dans le troisième chapitre.

---

# Chapitre 03

---

## MODELISATION DU TRANSFORMATEUR

---

### 3.1. Introduction

La modélisation des transformateurs est aussi ancienne que l'art de concevoir et de construire ces composants de base de tout système d'énergie électrique, mais le développement de modèles de transformateurs pour le calcul des transitoires électromagnétiques a pris du retard par rapport au développement de modèles de lignes de transmission.

La difficulté majeure dans la modélisation des transformateurs pour les transitoires électromagnétiques provient de la non-linéarité du comportement du noyau de fer.

Ce chapitre présente un nouveau modèle pour l'analyse des transitoires basses fréquences d'un transformateur, avec une équation modifiée pour le calcul de la caractéristique flux-courant qui représente l'inductance de saturation du noyau de fer de transformateur. La conversion de la courbe  $V - I$  (tension - courant) mesurée à la courbe  $\lambda - i$  (Flux - courant) est le principe de modèle calculé. Le modèle utilise la puissance réactive à vide comme des données d'entrées. La méthode de base pour cette modélisation est celle présentée dans les références [54-56, 66].

### 3.2. Description du transformateur à modéliser

Le transformateur monophasé utilisé dans cette thèse, que ce soit dans l'expérimentale ou bien dans les simulations, est un transformateur, fabriqué par l'entreprise DELORENZO, Italie, il est disponible au niveau des Laboratoires du Département Electrotechnique, Université de Sétif 1, de plus, tous les essais expérimentaux de cette thèse ont été réalisés dans ce laboratoire. La figure 3.1 montre ce transformateur et sa plaque signalétique.



(a)

transformateur 1 phasé			
type	DL 2 093	n°	89137-1
an	1992		
refroid.	AN/TROP	e	- 6,2 %
puissance	2 KVA	frequence	50 H Z
tension	220-440 / 25 - 50V / FASE PS		
courants	- 9,1-4,54 / 80-40 / FASE P-S		
classe	E	c.n.i.	NORM

(b)

**Figure 3.1.** Transformateur utilisé.  
(a) Photo, (b) Plaque signalétique

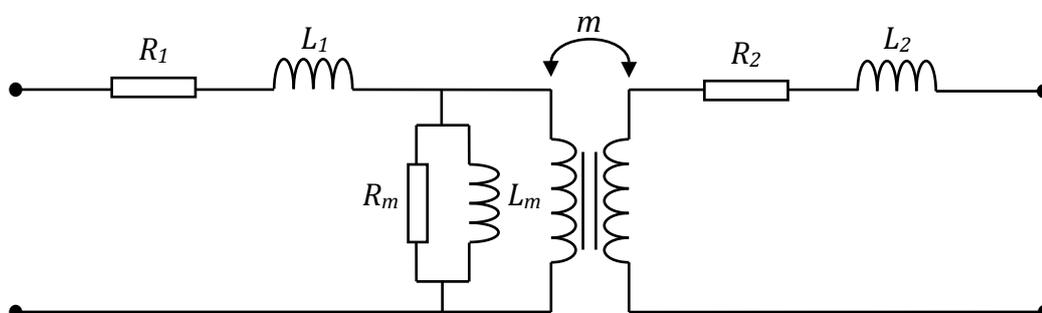
Le tableau 3.1 montre les caractéristiques du transformateur monophasé indiqué dans la plaque signalétique.

**Tableau 3.1.** Données de la plaque signalétique du transformateur.

Puissance	Fréquence	Nombre de phase	Rapport de Tension	Rapport de spire	Rapport de courant	Classe d'isolation
2 kVA	50 Hz	1	220/25 (V)	330/37	9.1/80 (A)	E

### 3.3. Identification des paramètres du transformateur d'essai

Les données des essais classiques, à vide et en court-circuit, permettent de calculer les paramètres linéaires du circuit équivalent du transformateur représenté dans la figure 3.2 (même que la figure 2.1) [100].



**Figure 3.2.** Modèle linéaire du transformateur monophasé (basse fréquence).

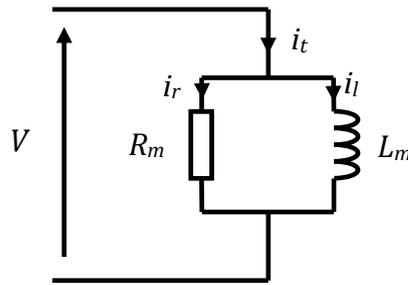


Figure 3.3. Circuit équivalent de transformateur sous l'essai à vide.

3.3.1. Essai à vide

Dans le cas linéaire le circuit équivalent d'un transformateur soumis à l'essai à vide peut être réduit à une résistance  $R_m$  en parallèle avec une inductance  $L_m$  [101] comme il est montré dans la figure 3.3.

La signification de cette réduction dans le modèle à vide peut être expliquée par : bien qu'il n'y ait pas de charge (l'inexistence du courant secondaire), il y a un léger courant magnétisant électrique qui traverse le coté primaire du transformateur, cela explique que le noyau du transformateur est considéré dans ce cas comme une charge par rapport à la source, la puissance est prise comme des pertes à vide (Hystérésis et courant de Foucault), et ces pertes ont une relation directe avec le noyau, par conséquent, le modèle est réduit comme le montre la figure 3.3.

La mesure pour l'essai à vide du courant, de la puissance et de la tension permet la détermination des paramètres shunts du circuit équivalent. La méthode de calcul de ces paramètres et le montage de mesure utilisé sont résumés dans le tableau 3.2.

Tableau 3.2. Essai à vide.

Circuit de test	
Facteur de puissance	$\cos(\varphi) = \frac{P_0}{V_0 I_0}$
Résistance shunt	$\frac{1}{R_m} = \frac{I_0}{V_0} \cos(\varphi)$
Réactance shunt	$\frac{1}{X_m} = \frac{I_0}{V_0} \sin(\varphi)$

➤ Matériels utilisées :

- Transformateur monophasé.
- Source d'alimentation alternative (Autotransformateur).
- Appareils de mesure : Voltmètre, Ampèremètre, Wattmètre.

La figure 3.4 montre une photo du montage réalisé pour l'essai à vide. La figure 3.5 représente le code de simulation MATLAB du même essai.

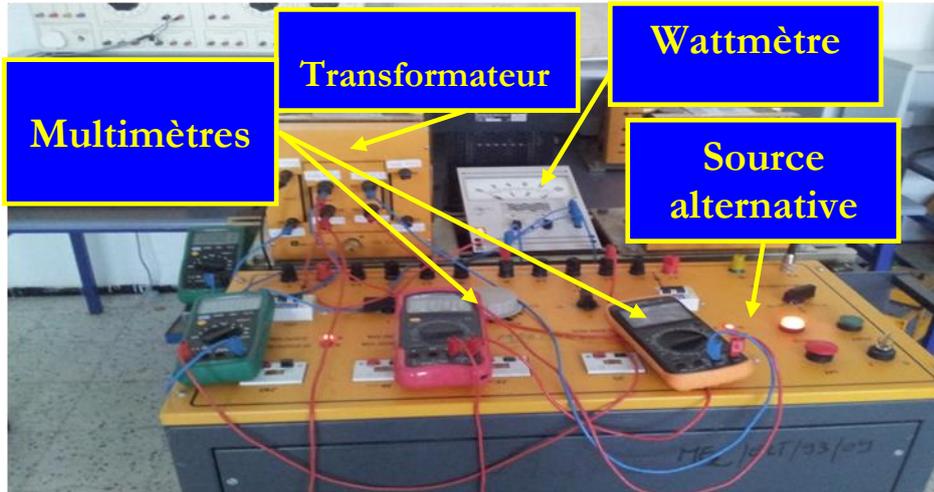


Figure 3.4. Montage de l'essai à vide.

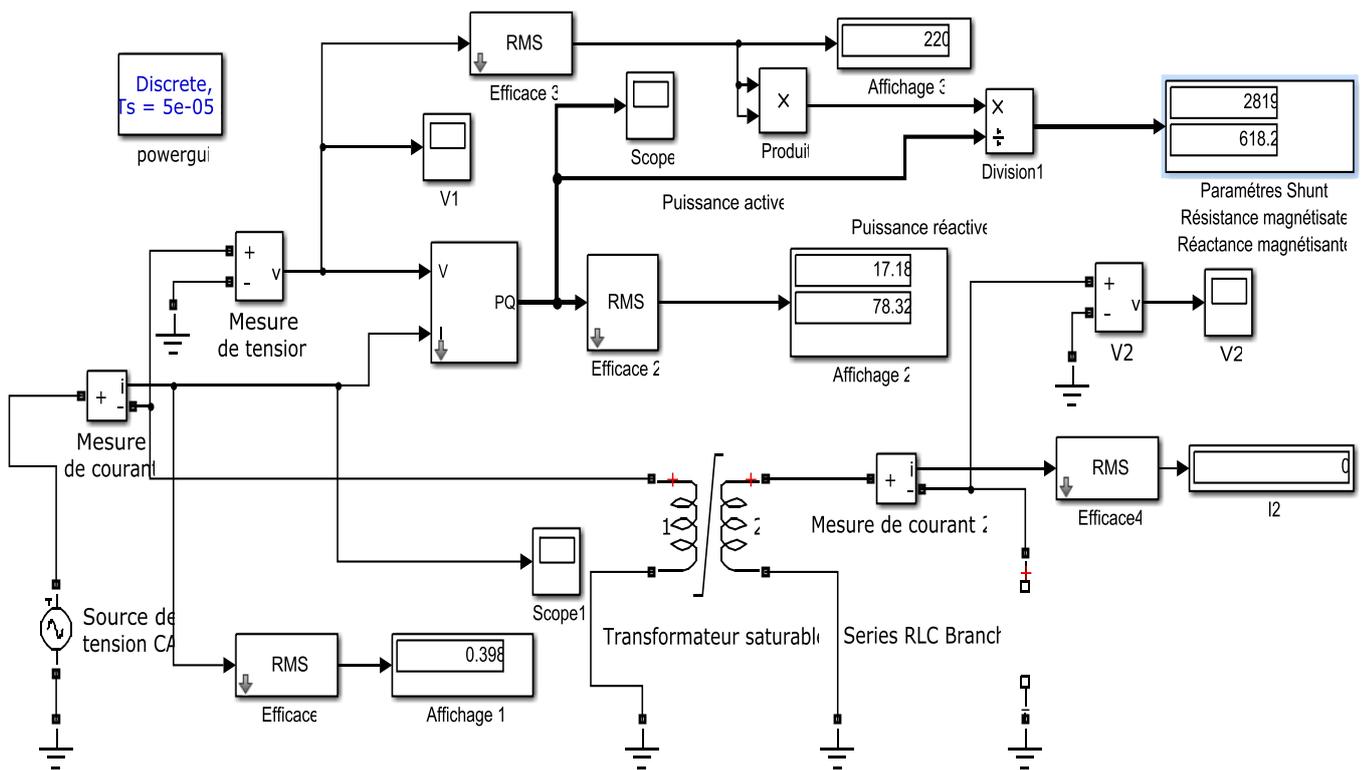
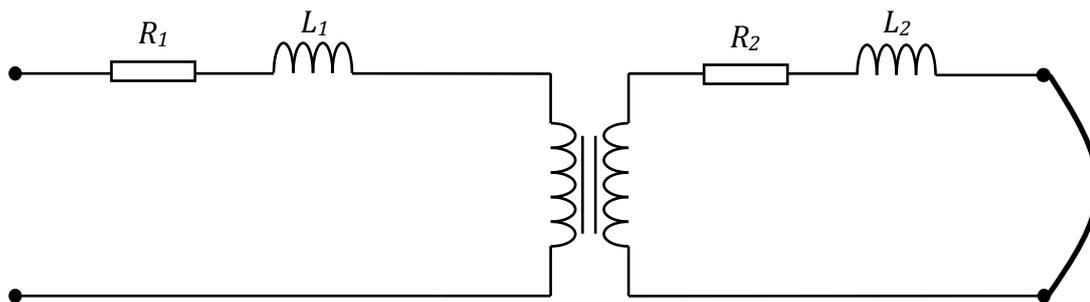
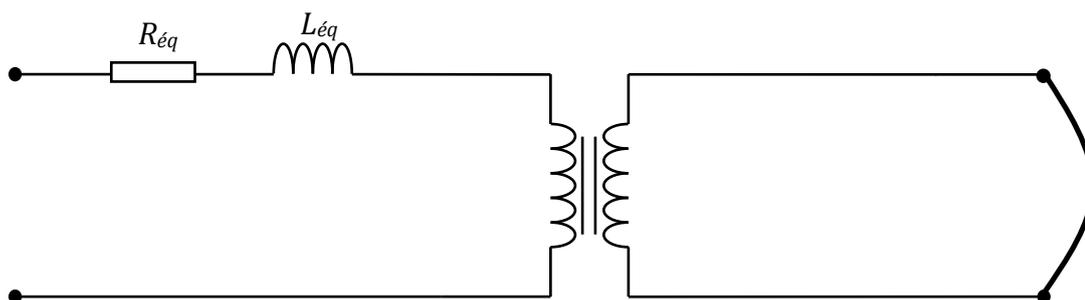


Figure 3.5. Code de simulation MATLAB: Cas de l'essai à vide.



**Figure 3.6.** Circuit équivalent de transformateur sous l'essai en court-circuit.



**Figure 3.7.** Circuit équivalent à paramètres ramenés au primaire.

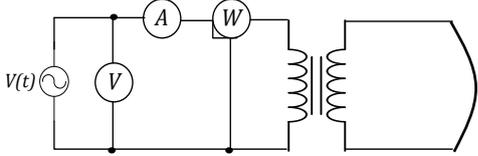
### 3.3.2. Essai en court-circuit

Dans le cas linéaire le circuit équivalent d'un transformateur soumis à l'essai en court-circuit peut être réduit à une résistance  $R_1$ , une inductance  $L_1$  (enroulement primaire), avec une résistance  $R_2$ , une inductance  $L_2$  (enroulement secondaire) comme il est montré dans la figure 3.6 et 3.7.

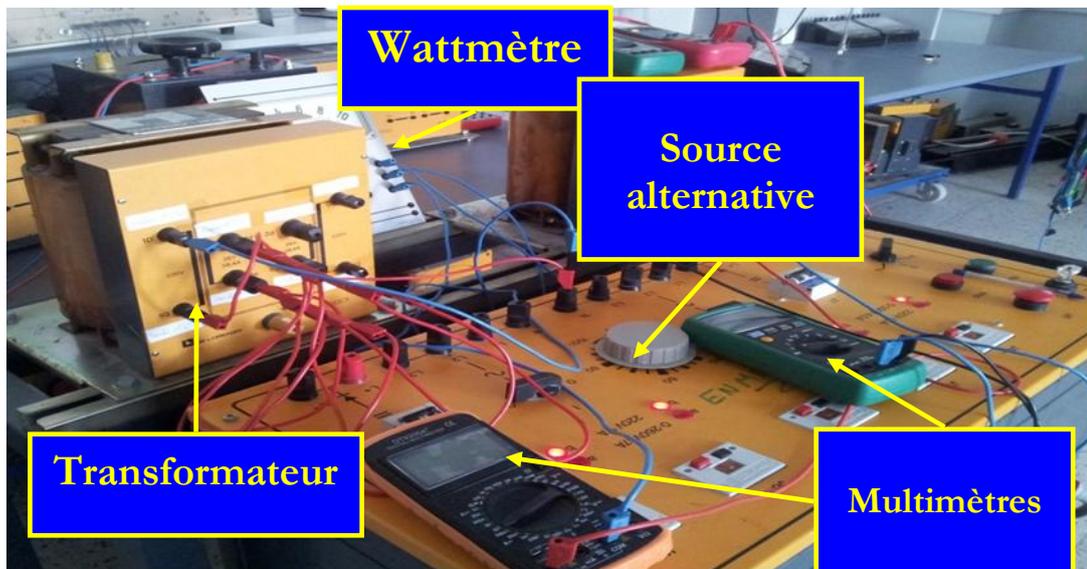
Cela s'explique par le fait que dans cet essai, le courant de court circuit est beaucoup plus grand que le courant magnétisant, et bien sûr il y a un passage de ce courant au côté secondaire, ce qui nous permet de négliger la branche magnétisante.

L'essai en court-circuit consiste à appliquer une tension réduite (valeur minimale) au primaire en gardant le secondaire en court-circuit. Puis on augmente la tension primaire jusqu'à le courant secondaire atteint sa valeur nominale. On mesure la tension, le courant et la puissance de court-circuit. La méthode de calcul de ces paramètres et le montage de mesure utilisés sont résumés dans le tableau 3.3.

**Tableau 3.3. Essai en court-circuit.**

Circuit de test	
Facteur de puissance	$\cos(\varphi) = \frac{P_{cc}}{V_{cc}I_{cc}}$
L'impédance équivalente	$R_{eq} = \frac{V_{cc}}{I_{cc}} \cos(\varphi)$
Réactance série	$X_{eq} = \frac{V_{cc}}{I_{cc}} \sin(\varphi)$

La figure 3.8 montre une photo du montage réalisé pour l'essai en court-circuit. La figure 3.9 représente le code de simulation MATLAB du même essai.



**Figure 3.8. Montage de l'essai en court-circuit.**

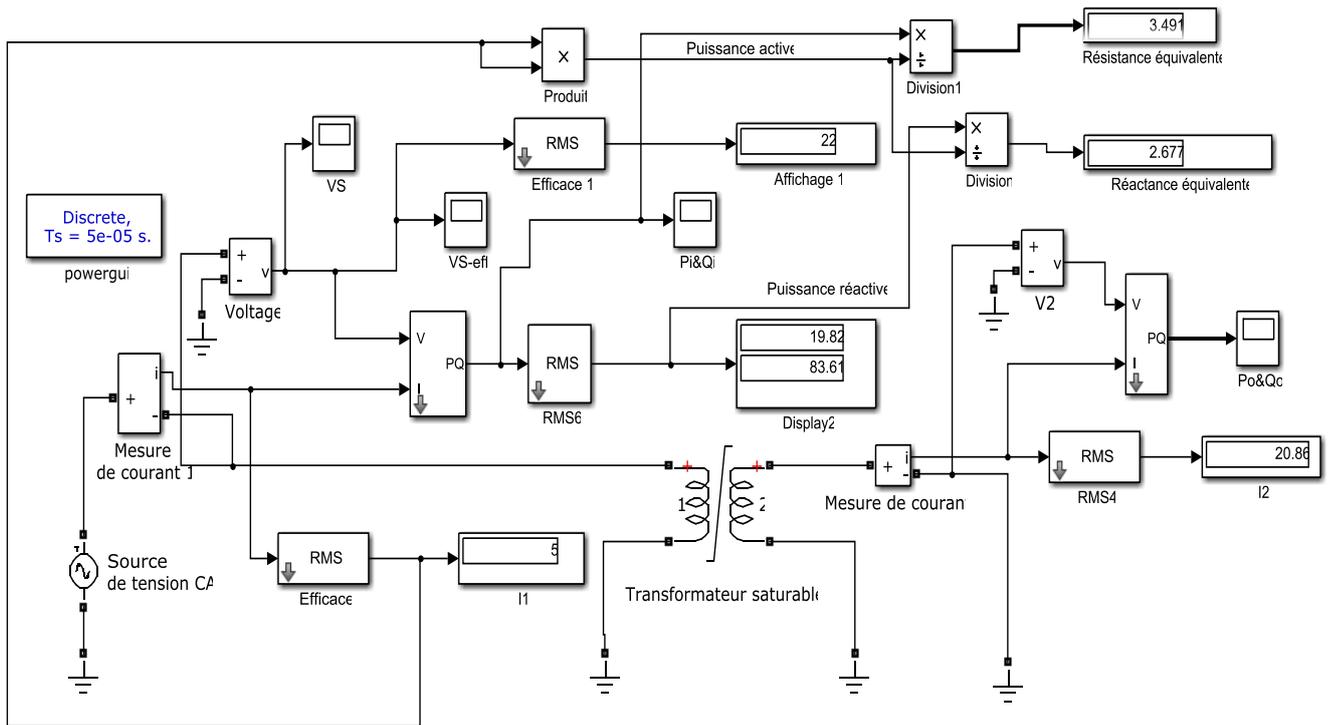


Figure 3.9. Code de simulation MATLAB: Cas de l'essai en court-circuit.

### 3.3.3. Résultats

Les paramètres des circuits équivalents obtenus en appliquant les équations des tableaux 3.2 et 3.3 sont présentés dans le tableau suivant:

Tableau 3.4. Paramètres calculés.

Paramètre	Valeur
Résistance shunt $R_m$	<b>2847,05 <math>\Omega</math></b>
Réactance shunt $X_m$	<b>609,72 <math>\Omega</math></b>
Résistance équivalente $R_{\text{éq}}$	<b>3,48 <math>\Omega</math></b>
Réactance équivalente $X_{\text{éq}}$	<b>2,69 <math>\Omega</math></b>

La précision dans l'estimation des paramètres du circuit équivalent du transformateur et dans la présentation des non-linéarités du transformateur est essentielle, en raison de leur influence directe sur certaines conditions transitoires telles que le courant d'appel et la ferrorésonance dans les simulations [100, 102].

Dans la section suivante la méthode proposée pour modéliser la non-linéarité du noyau de fer de transformateur sera détaillée.

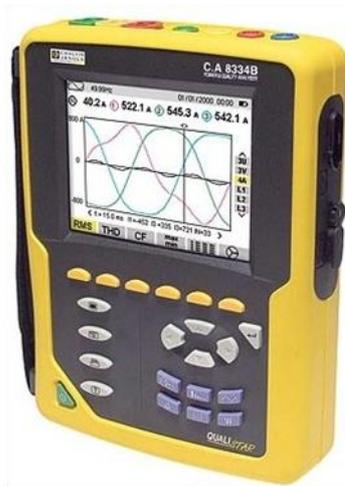
### 3.4. Modélisation de la non-linéarité du noyau

Comme il a été bien détaillé dans la section 2.3.3, plusieurs méthodes ont été proposées dans la littérature pour modéliser le noyau du transformateur, mais ce domaine de recherche reste encore un déficit, et les chercheurs s'efforcent toujours de trouver un modèle plus développé qui reflète le comportement réel de transformateur pour démontrer et traduire les phénomènes transitoires qui caractérisent le transformateur soit en basse, moyenne ou haute fréquence. Parmi ces recherches, la méthode proposée dans cette thèse. Elle est basée sur le même principe de la méthode présentée dans les références [54-56, 66].

#### 3.4.1. Courbe de tension-courant mesurée

En utilisant le montage expérimental de l'essai à vide (figure 3.4), et en ajoutant l'analyseur montré dans la figure 3.10, il a été possible de mesurer la caractéristique à vide Tension – courant du transformateur. Bien sûr, cette caractéristique est transformée en caractéristique de saturation Flux-courant.

La tension de la source  $V_{eff}$  est variée d'une façon progressive de zéro jusqu'à ce que la saturation, à l'aide des instruments de mesure, les valeurs de courant efficace  $I_{eff}$  et la puissance correspondante ( $P_0$ ) sont mesurés. Le tableau 3.5 montre les valeurs mesurées de la caractéristique à vide tension – courant. La figure 3.11 représente le tracé de cette courbe.



**Figure 3.10.** Analyseur de puissance.

**Tableau 3.5.** Résultats de l'essai à vide du transformateur.

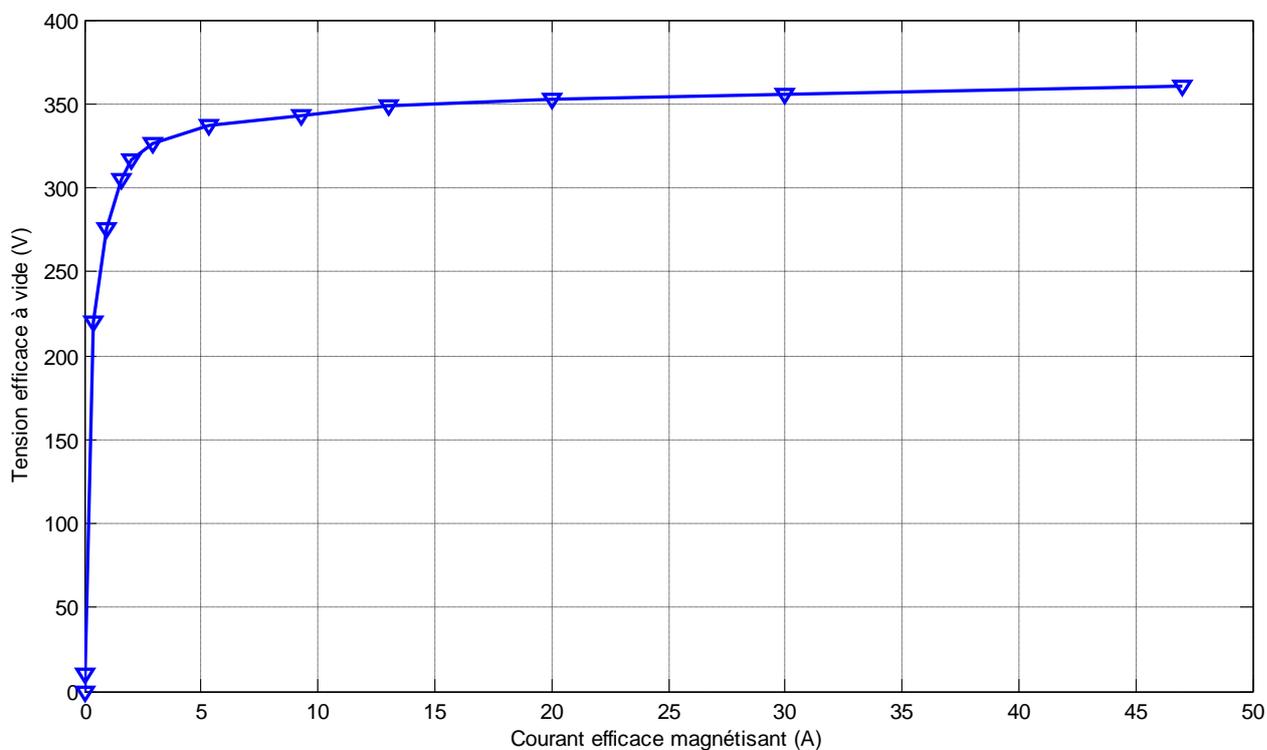
$V_0$ (Volts)	$I_0$ (A)	$P_0$ (W)
00,00	00,00	00,00
9,90	0,005	0,025
220,00	0,369	17,00
275,60	0,978	37,30
305,30	1,591	52,50
316,50	2,033	60,00
326,50	2,908	88,00
343,20	9,30	110,0
348,40	13,00	150,0
352,30	20,00	195,0
356,00	30,00	270,0
360,10	47,00	500,0

$V_0$ : Tension primaire à vide.

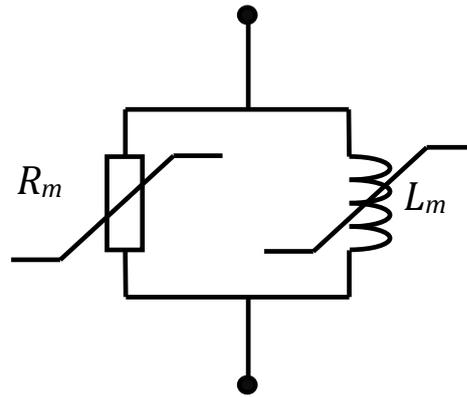
$I_0$ : Courant magnétisant.

$P_0$ : Pertes actives à vide.

Le comportement réel du noyau du transformateur est obtenu en incluant les non-linéarités pour représenter les effets de saturation et les pertes fer. Dans ce but, une méthode modifiée pour transférer la courbe tension-courant vers la courbe de saturation flux-courant a été développée et présentée.



**Figure 3.11.** Caractéristique à vide  $V_{eff} = f(I_{eff})$  mesurée.



**Figure 3.12.** *Modèle non-linéaire du noyau.*

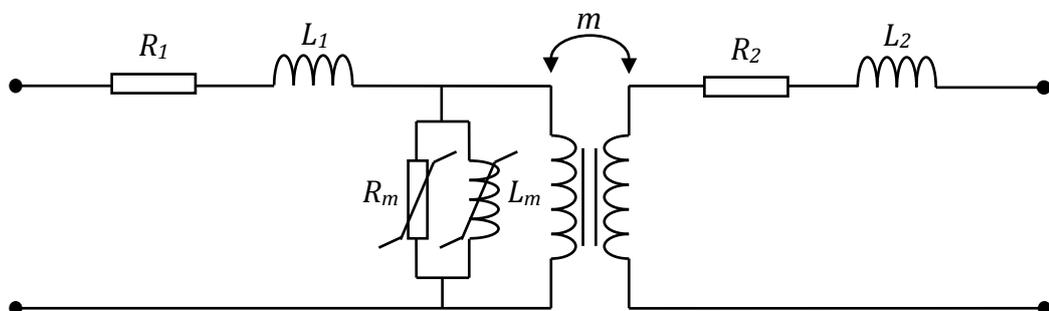
Dans la figure 3.3, la modèle linéaire de la branche magnétisante est représentée, cependant, cette représentation ne produit pas le comportement réel du transformateur pour les simulations des régimes transitoires à basse fréquence. Il est donc nécessaire d'inclure les effets de saturation et d'hystérésis par l'utilisation des éléments ( $R$  et  $L$ ) de branche non linéaires parallèles, comme le montre la figure 3.12.

Le circuit équivalent d'un transformateur monophasé est illustré sur la figure 3.13.

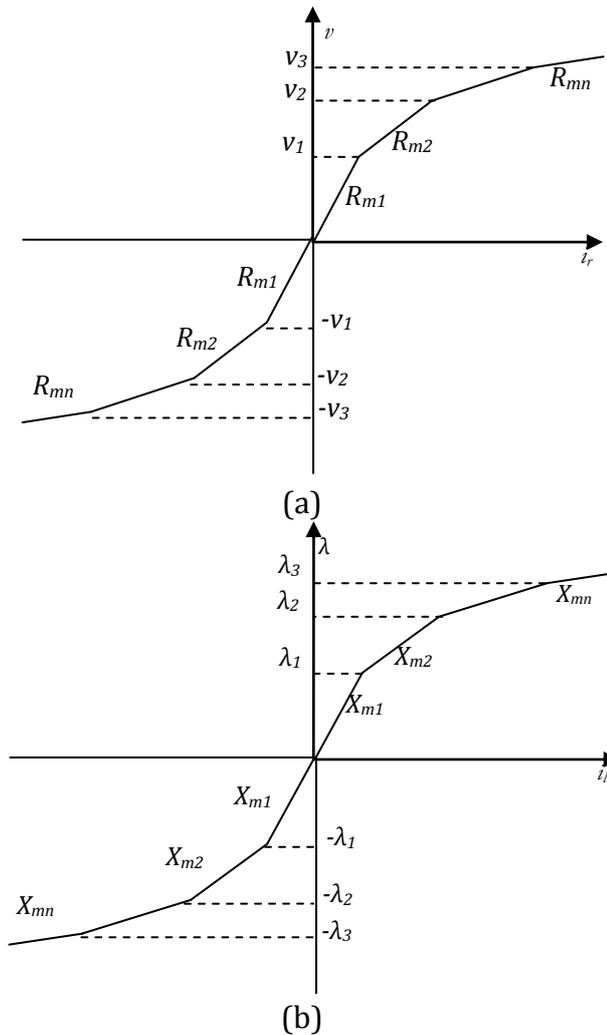
$R_m$  et  $L_m$  sont modélisés à l'aide des courbes linéaires par morceaux, comme le montrent respectivement les figures 3.14 (a) et (b),

Où  $R_{mk}$  et  $L_{mk}$  ( $k=1, 2, \dots, N$ ) sont la pente des segments pour chaque courbe.

La résistance non linéaire  $R_m$  décrit deux effets: les courants de Foucault et les pertes d'hystérésis non linéaires [58, 66, 103] et l'inductance non linéaire  $L_m$  ne représente que la saturation.



**Figure 3.13.** *Modèle non-linéaire du transformateur.*



**Figure 3.14.** Courbes non linéaires (a) Caractéristique  $v = f(i_r)$ , (b) Caractéristique  $\lambda = f(i_l)$

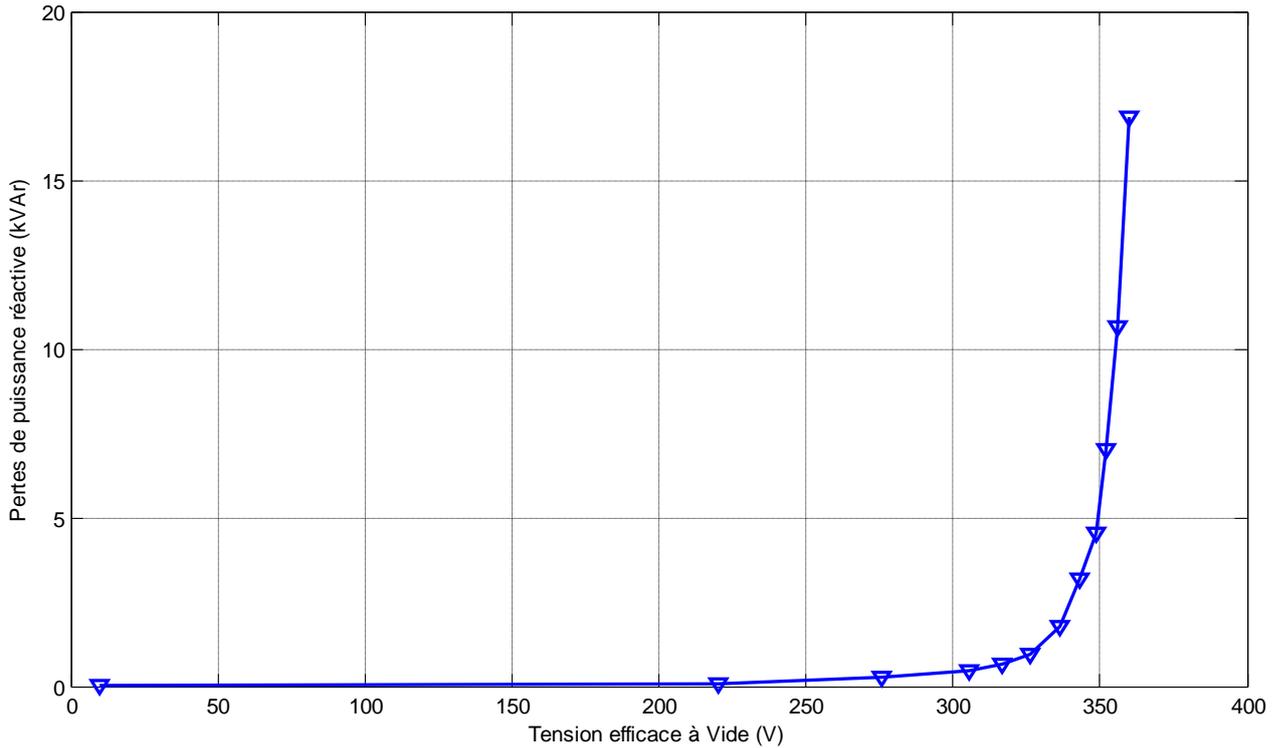
La caractéristique qui représente la résistance non-linéaire  $R_m$  est estimée de la même manière que dans la référence [54-56, 66]

### 3.4.2. Nouvelle méthode pour le calcul de caractéristique Flux-Courant

Dans les références [54-56, 66], les auteurs ont déterminés la caractéristique  $v = f(i_r)$  avant de calculer la caractéristique  $\lambda = f(i_l)$  en utilisant les pertes de puissance active. Cependant, la méthode proposée dans ce travail utilise la puissance réactive à vide, et ne nécessite pas le passage par caractéristique  $v = f(i_r)$  [104, 105].

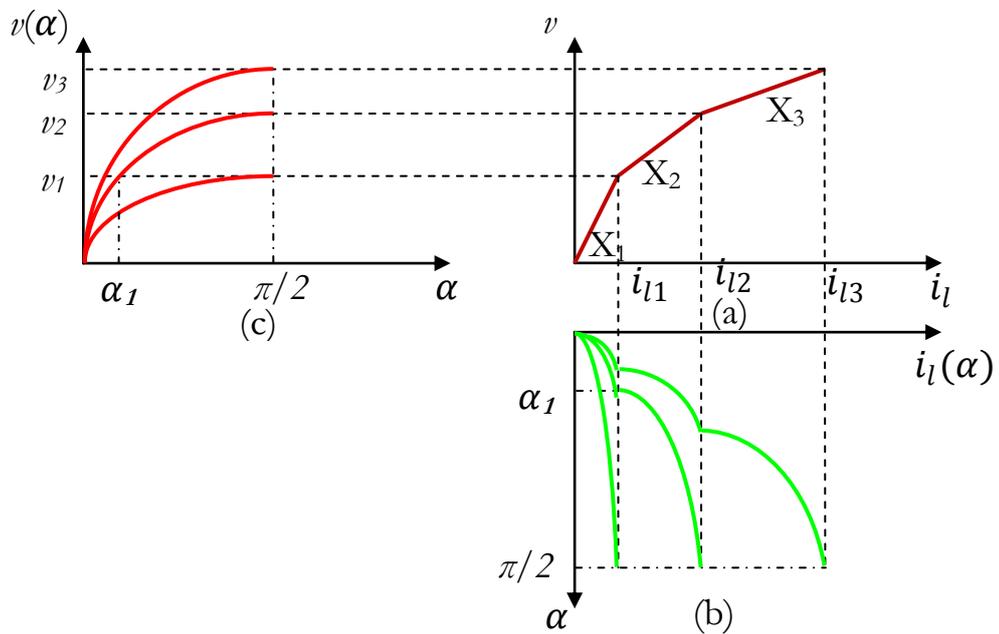
Supposons que la puissance réactive à vide  $Q_1, Q_2, Q_3, \dots, Q_n$  sont exprimées en fonction des tensions appliquées  $V_{rms-1}, V_{rms-2}, V_{rms-3} \dots V_{rms-n}$ , comme le montre la figure 3.15.

Les valeurs de  $Q_1, Q_2, Q_3, \dots, Q_n$  sont calculées en utilisant les pertes de puissance active à vide  $P_1, P_2, P_3, \dots, P_n$  du tableau 3.5.



**Figure 3.15.** Caractéristique des puissances réactives en fonction des tensions  $Q_i = f(V_{eff})$ .

En raison de la symétrie de la courbe de saturation, il suffit de prendre un quart de cycle de la forme d'onde de tension comme le montre la figure 3.16.



**Figure 3.16.** Un 1/4 de la période du signal de la tension.

(a) Caractéristique de la tension, (b) Courant inductif  $i_l$ , (c) Tension de la source.

En général,  $i_l(\alpha)$  peut être trouvé pour chaque  $v(\alpha)$  via la caractéristique non linéaire  $v = f(i_l)$ , ou graphiquement comme indiqué par les lignes pointillées de la figure

3.16. Cela nous donnera la courbe  $i_l(\alpha)$  sur un quart de cycle, de laquelle on retrouve la puissance réactives à vide :

$$Q = \frac{2}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} v(\alpha) i_l(\alpha) d\alpha \quad (3.1)$$

L'équation modifiée (3.1) est basée sur l'équation trouvée dans [54-56, 66] suivante :

$$P = \frac{2}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} v(\alpha) i_r(\alpha) d\alpha \quad (3.2)$$

Dans cette équation (3.1), la quantité  $P$  est remplacée par la quantité  $Q$ , et aussi la quantité  $i_r$  est remplacée par la quantité  $i_l$ .

Tous les calculs sont effectués en considérant les valeurs maximales de chaque grandeur (courant ou tension).

Dans le premier segment (c'est-à-dire pour  $k = 1$ ), la caractéristique est supposée linéaire. La pente est calculée par:

$$X_1 = \frac{V_{rms1}^2}{Q_1} \quad (3.3)$$

$X_i$ : Réactance de la pente  $L_{mi}$

Le courant magnétisant pour  $k = 1$ :

$$i_{l1} = \frac{V_{rms1} \sqrt{2}}{X_1} \quad (3.4)$$

À partir du deuxième segment ( $k \geq 2$ ), la caractéristique est non linéaire et il est nécessaire d'utiliser la définition de la puissance réactive de l'équation (3.1). Dans la méthode modifiée, les pertes de puissance active  $P_k$ , le courant actif  $i_r$  et la résistance  $R_k$  (équation (3.5) selon les références [54-56, 66]) sont remplacés par la puissance réactive  $Q_k$  de chaque segment  $k$ , le courant réactif  $i_l$  et la réactance  $X_k$  respectivement (équation (3.6)).

$$P_k = \frac{2}{\pi} \left[ \int_0^{\alpha_1} V_k \sin(\alpha) \left( \frac{V_k \sin(\alpha)}{R_1} \right) d\alpha + \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} V_k \sin(\alpha) \left( i_{r1} + \frac{V_k \sin(\alpha) - V_1}{R_2} \right) d\alpha + \dots + \int_{\alpha_{k-1}}^{\frac{\pi}{2}} V_{k-1} \sin(\alpha) \left( i_{rk-1} + \frac{V_k \sin(\alpha) - V_{k-1}}{R_k} \right) d\alpha \right] \quad (3.5)$$

$$Q_k = \frac{2}{\pi} \left[ \int_0^{\alpha_1} V_k \sin(\alpha) \left( \frac{V_k \sin(\alpha)}{X_1} \right) d\alpha + \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} V_k \sin(\alpha) \left( i_{l1} + \frac{V_k \sin(\alpha) - V_1}{X_2} \right) d\alpha + \dots + \int_{\alpha_{k-1}}^{\frac{\pi}{2}} V_{k-1} \sin(\alpha) \left( i_{lk-1} + \frac{V_k \sin(\alpha) - V_{k-1}}{X_k} \right) d\alpha \right] \quad (3.6)$$

Où:

$Q_k$ : Puissance réactive du segment  $k$ .

La tension maximale est calculée par :

$$V_k = V_{rms-k} \times \sqrt{2} \quad (3.7)$$

Les  $\alpha_j$  sont donnés par:

$$\alpha_j = \sin^{-1} \frac{V_j}{V_k} \quad (3.8)$$

Dans l'équation (3.6), le seul paramètre inconnu est la réactance  $X_k$  pour le segment  $k$  au moment du calcul en cours. L'équation (3.6) peut être réécrite comme suit:

$$Q_k = a_{lk} + \frac{b_{lk}}{X_k} \quad (3.9)$$

Avec les quantités connues  $a_{lk}$ ,  $b_{lk}$  et  $Q_k$ , la pente  $X_k$  pour chaque segment  $k$  peut être facilement calculée. Le courant réactif  $i_{lk}$  est alors déterminé à partir de:

$$i_{lk} = i_{lk-1} + \frac{V_k - V_{k-1}}{X_k} \quad (3.10)$$

Dans un transformateur de puissance, le flux  $\phi$  dans le noyau de fer est proportionnel à la tension appliquée  $V_k$  de l'enroulement primaire. Selon la loi de Faraday:

$$v_k = V_k \sin(\omega t) = n_1 \frac{d\phi}{dt} = \frac{d\lambda}{dt} \quad (3.11)$$

$$\lambda(t) = \int V_k \sin(\omega t) dt = \frac{V_k}{\omega} \cos(\omega t) = \lambda_k \cos(\omega t) \quad (3.12)$$

$n_1$ : Nombre de spire.

En considérant l'équation (3.12), le flux maximal du segment  $k$  est:

$$\lambda_k = \frac{V_k}{\omega} \quad (3.13)$$

Où:

$\omega = 2\pi f$ : Pulsation angulaire du signal de tension, et  $f$ : fréquence du réseau électrique.

La figure 3.17 montre l'organigramme pour calculer la courbe de saturation  $\lambda = f(i_l)$ .

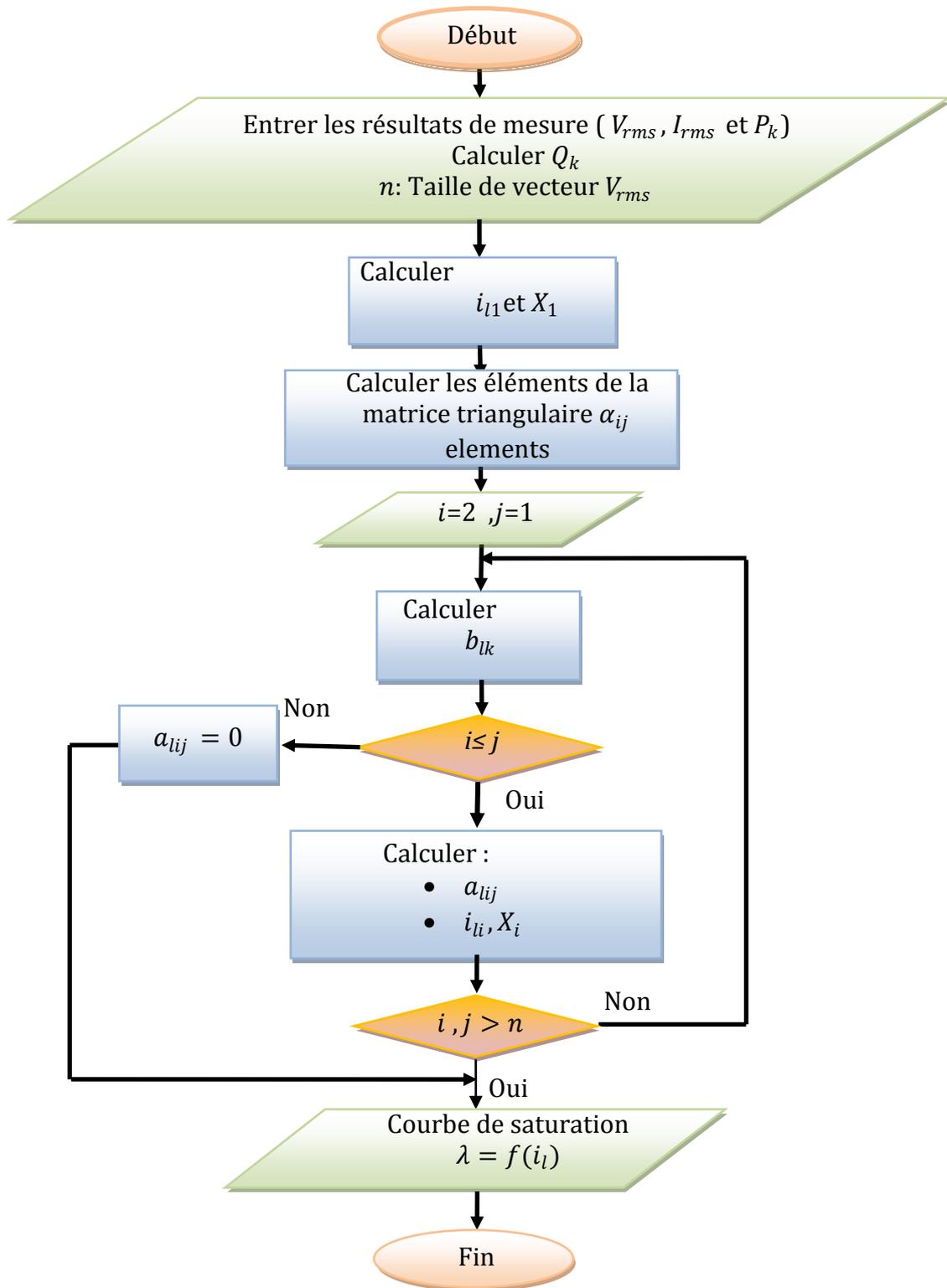


Figure 3.17. Organigramme de calcul.

Les étapes suivantes de l'algorithme pour calculer la courbe de saturation  $\lambda = f(i_l)$  sont résumées comme suit :

**Etape 1 :** Entrer les résultats de mesure pour l'essai à vide ( $V_{rms}$ ,  $I_{rms}$  et  $P_k$ ), et aussi  $n$ : Taille de vecteur  $V_{rms}$  ;

**Etape 2 :** Calculer le courant  $i_{l1}$  et la réactance  $X_1$  pour le premier segment ;

**Etape 3 :** Calculer la matrice triangulaire des éléments  $\alpha_{ij}$  ;

**Etape 4 :** Calculer le courant  $i_{li}$  et la réactance  $X_i$  pour les autres segments ( $i \geq 2$ ) ;

**Etape 5 :** Tracer la caractéristique de saturation  $\lambda = f(i_l)$ .

La caractéristique  $v = f(i_r)$  et la conversion en valeurs de flux-courant pour la caractéristique de saturation  $\lambda = f(i_l)$  sont effectuées en utilisant la méthode proposée dans ce travail. Les résultats obtenus sont présentés dans le tableau 3.6. Le  $\lambda = f(i_l)$  obtenu par l'utilisation de la méthode trouvée dans [54-56, 66] a été inclus uniquement pour le but de comparaison.

**Tableau 3.6.** Caractéristiques calculées en valeurs.

$V_{max}$ (V)	$i_r$ (A)	$\lambda$ (V.s)	$i_l$ (A) [54-56, 66]	$i_l$ (A)
0	0	0	0	0
14	0,0036	0,0446	0,0061	0,0061
311,13	0,1097	0,9903	0,5150	0,5152
389,75	0,2412	1,2406	1,8607	2,0369
431,76	0,2965	1,3743	3,1256	3,4671
447,59	0,3414	1,4248	4,3861	5,0670
461,74	0,3842	1,4698	7,1129	8,9173
447,60	0,3414	1,4248	4,3861	5,0670
461,74	0,3842	1,4698	7,1129	8,9173
476,02	0,6495	1,5152	14,6989	20,6989
485,35	0,9004	1,5449	28,4246	43,7268
492,71	1,6083	1,5684	37,1205	54,7964
498,22	2,2172	1,5859	66,4507	109,397
503,46	3,5504	1,6026	98,2100	162,631
509,25	8,5901	1,6210	154,672	259,742

Dans ce qui suit sont tous les résultats du tableau 3.6 seront représentées graphiquement sous forme de courbes. D'une part, la figure 3.18 représente la variation de tension  $V_{max}$  en fonction du courant actif  $i_r$  qui passe à travers la résistance de la branche magnétisante  $R_m$ . Cette courbe  $v = f(i_r)$  représente la résistance non linéaire du modèle de la branche magnétisante, mentionnée dans la figure 3.14 (a). D'autre part, la figure 3.19 représente la variation du flux de liaison magnétique  $\lambda$  en fonction de courant électrique  $i_l$  qui traverse la bobine (soit calculé par la méthode proposée et celle trouvée dans [54-56, 66]). Cette courbe  $\lambda = f(i_l)$  représente l'inductance non linéaire du modèle de la branche magnétisante, mentionnée dans la figure 3.14 (b).

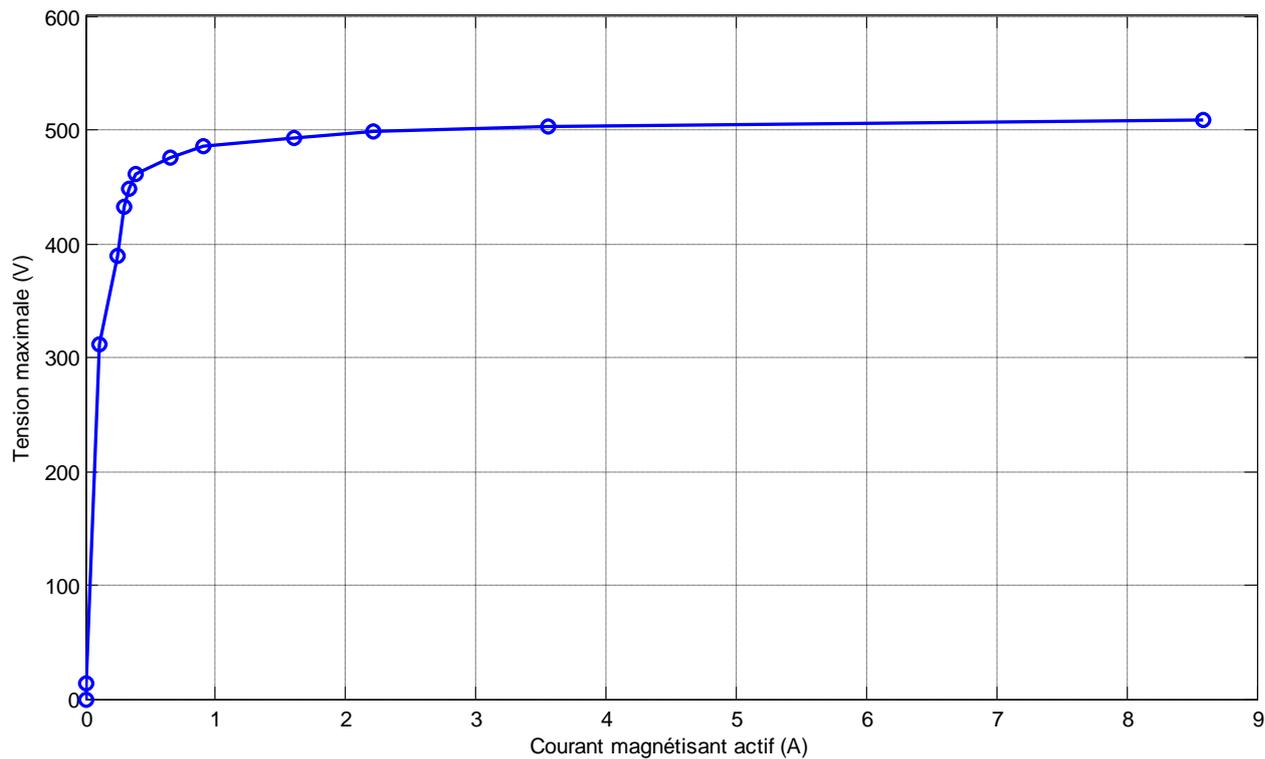


Figure 3.18. Partie positive de la courbe pour la résistance non linéaire  $v = f(i_r)$

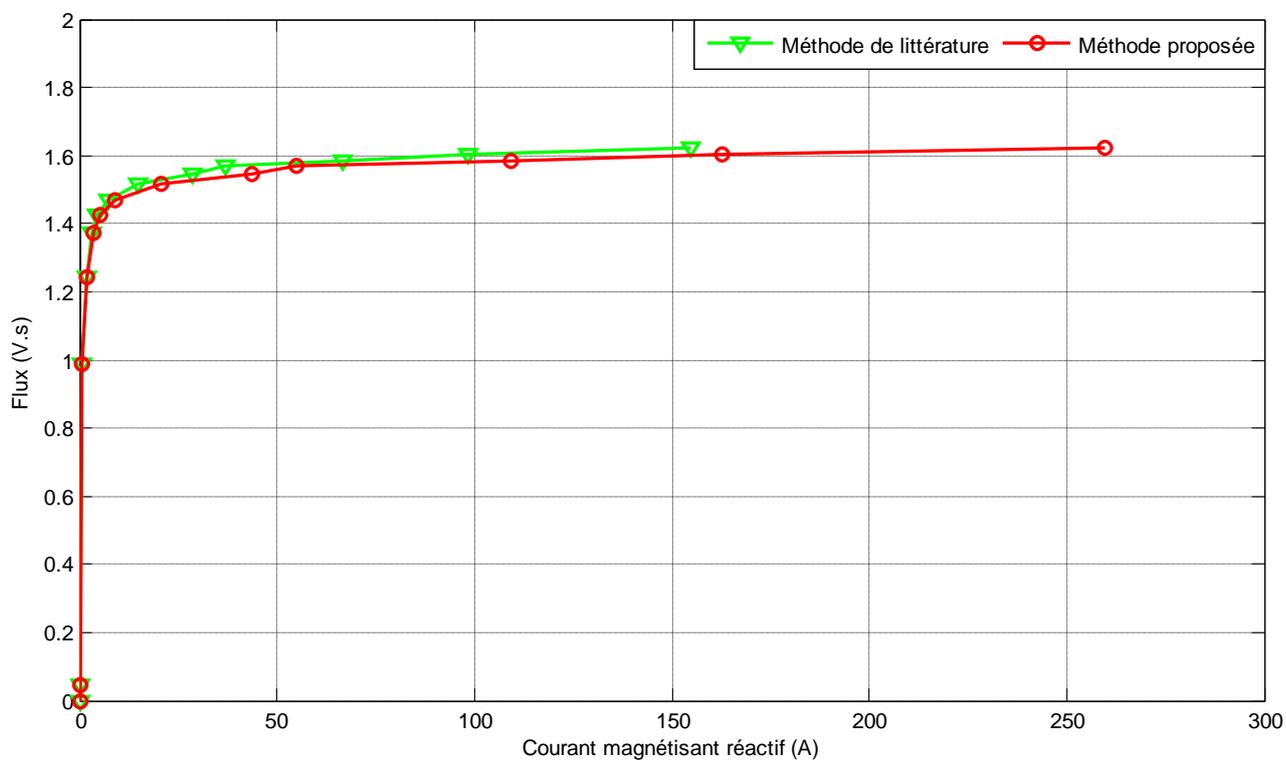


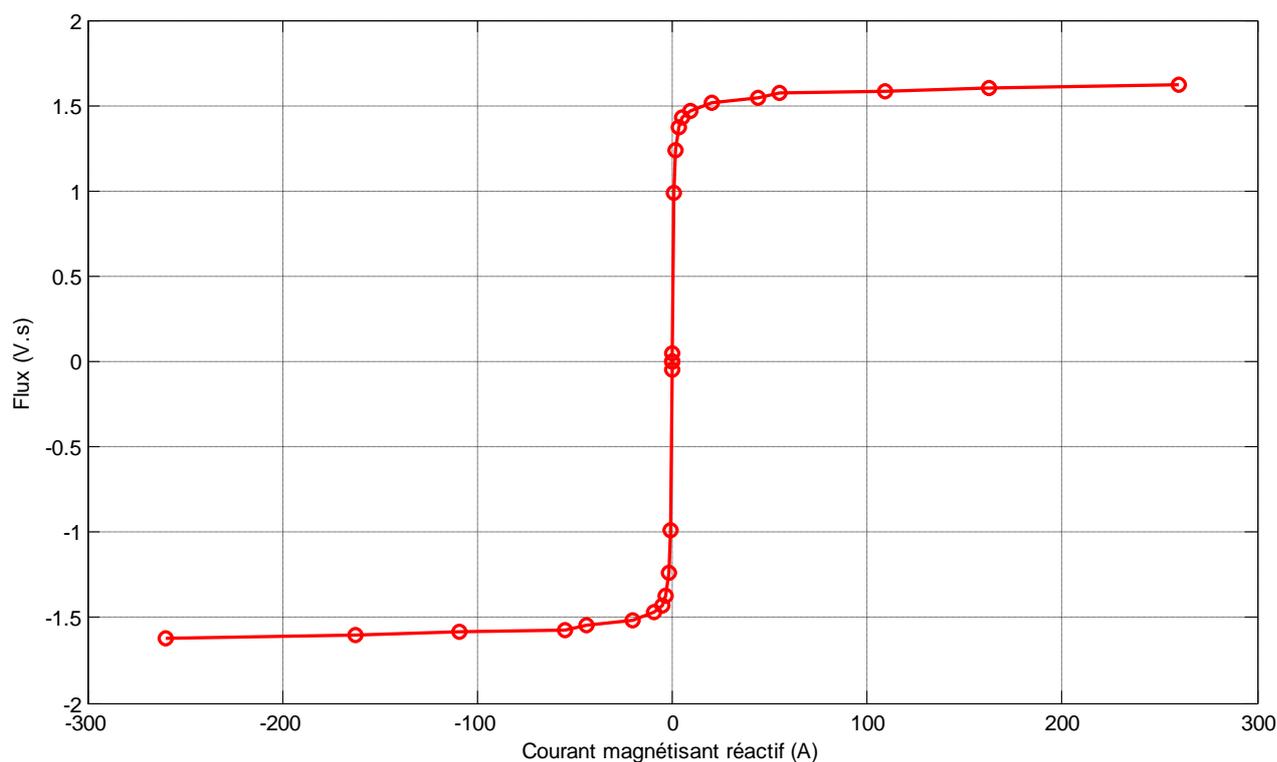
Figure 3.19. Partie positive de la courbe de saturation  $\lambda = f(i_l)$

Pour la courbe de la figure 3.18, le résultat obtenu est le même car il a été calculé selon la méthode trouvée dans [54-56, 66].

La figure 3.19 montre que les deux courbes sont presque superposées, sauf pour les dernières valeurs du flux, et surtout pour la dernière valeur, où pour une même valeur de flux (c-à-d.  $\lambda = 1,6210$  Vs) le courant calculé par les deux méthodes est différent: le courant calculé par la méthode proposée est supérieur à celui calculé par [54-56, 66]. Cela permettra d'estimer correctement le courant de magnétisation à vide en régime permanent, puis de simuler le courant d'appel transitoire, pour un transformateur monophasé.

Les caractéristiques de saturation données dans les figures 3.18 et figure 3.19 ont été introduites dans le modèle du transformateur pour simuler le courant d'appel transitoire. L'inductance du noyau d'air présente la pente de la courbe de magnétisation lorsque le noyau est complètement saturé, sa valeur est: 258,53  $\mu\text{H}$ .

Il est possible de tracer la courbe de saturation complète du transformateur par la prise en considération du symétrique par rapport à l'origine de la courbe  $\lambda = f(i_l)$  (figure 3.20).



**Figure 3.20.** Les deux parties de la courbe de saturation  $\lambda = f(i_l)$  (symétrie par rapport à l'origine)

### 3.5. Cycle d'hystérésis pour le transformateur

Comme le montre la courbe de la figure 3.21, l'intensité du courant électrique total  $i_t$  qui coule dans la branche magnétisante (courant à vide) est considéré comme la somme vectorielle de courant  $i_r$  et le courant  $i_l$ , donc :

$$i_t^2 = i_r^2 + i_l^2 \tag{3.14}$$

Par conséquent, la représentation du cycle d'hystérésis est basée sur le tracé de la courbe de flux magnétique en fonction de courant total.

La courbe représentée dans la figure 3.22 (simulé par l'utilisation du logiciel ATPDraw) montre le cycle d'hystérésis du transformateur monophasé utilisé dans les expériences de cette thèse.

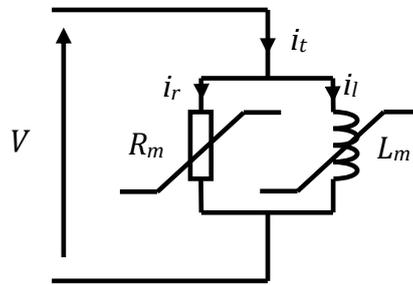


Figure 3.21. Courant total de la branche magnétisante

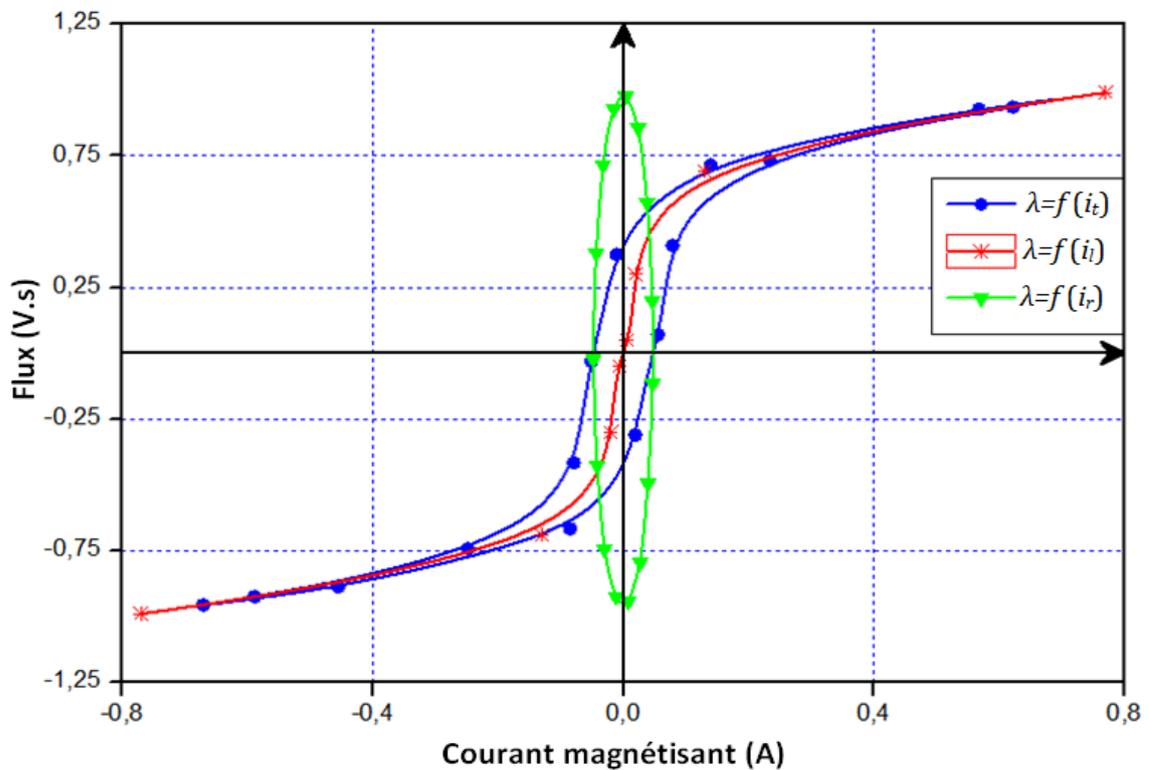


Figure 3.22. Flux en fonction du Courant total de la branche magnétisante (Cycle d'hystérésis)

Comme il est montré dans la figure 3.22, la représentation est limitée uniquement pour le fonctionnement du transformateur dans le régime nominale, où le flux magnétique est tracé en fonction de courant  $i_r$  sous forme d'un ellipse vertical (la courbe en vert), tandis que la flux magnétique en fonction du courant réactif a la même la forme de la courbe de la figure 3.20 (la courbe en rouge), par sommation de deux courbes on obtient le cycle d'hystérésis de transformateur représenté par le bleu.

Parmi les objectifs futurs de ce travail réalisé est de créer une interface graphique dans un logiciel spécifique (ATPDraw, Matlab ...) qui permet de faire tous les calculs pour extraire directement le cycle d'hystérésis en temps réel pour n'importe quel transformateur monophasé à partir des données de mesure direct.

### **3.6. Conclusion**

Dans ce chapitre, la méthode présentée dans la littérature a été modifiée et développée pour calculer la courbe de saturation qui représente l'inductance (non linéaires) de saturation du noyau en fer du transformateur, qui est basée sur les puissances réactives à vide expérimentales.

Après avoir identifié les paramètres du circuit équivalent du transformateur et décrit la méthode trouvée dans la littérature, la méthode modifiée de cette thèse est présentée en détail. De plus, les résultats obtenus par les deux méthodes, proposée et trouvée dans la littérature, sont illustrés. Le modèle obtenu donne l'impression qu'ils fourniront de bons résultats de simulation du courant magnétisant (régime permanent ou transitoire) par rapport à la méthode de la littérature.

---

# Chapitre 04

---

## TECHNIQUE D'ATTENUATION DU COURANT D'APPEL

---

### 4.1. Introduction

Dans le présent chapitre, la configuration de mesure de courant d'appel réalisée dans le laboratoire, le système d'acquisition des données avec les commandes en temps réel seront présentés. De plus, pour confirmer et valider l'approche présentée dans le chapitre 3, les résultats de simulation obtenus à l'aide de l'introduction de la courbe de saturation calculée par la méthode proposée et par la méthode de la littérature sont comparés aux résultats expérimentaux obtenus à l'aide de la configuration de mesure réalisée. La comparaison est effectuée pour les régimes de fonctionnement permanents (courant magnétisant à vide) et transitoires (Courant d'appel).

Dans la deuxième partie de ce chapitre, pour minimiser ou éliminer le courant d'appel transitoire, une stratégie de contrôle basée sur l'estimation de la forme d'onde du flux selon la loi de Faraday, avec extraction de la valeur du flux rémanent à l'instant d'ouverture du disjoncteur est présentée. Cette commande a été exploitée dans les simulations ainsi que dans les expériences pratiques.

### 4.2. Dispositif expérimental et procédure de mesure

Le schéma synoptique montré dans la figure 4.1, est une illustration générale de banc de mesure utilisé, avec le système d'acquisition de données. Où, en plus des éléments de base utilisés dans le circuit, qui sont: source de courant alternative et continue, disjoncteur, transformateur, appareils de mesure et un IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) on trouve: une carte dSPACE et un ordinateur.

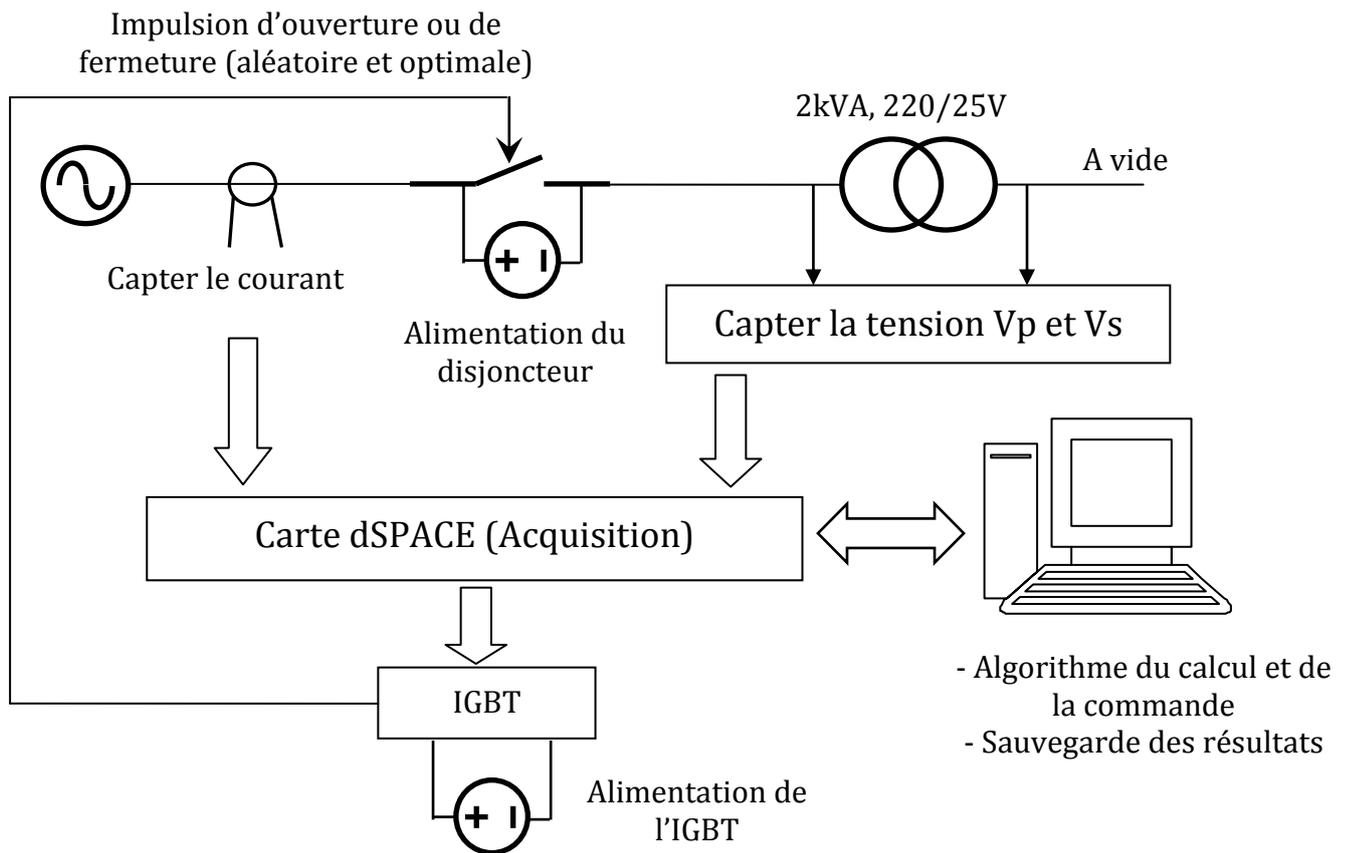


Figure 4.1. Schéma synoptique de banc de la mesure.

La figure 4.2 montre une photo de l'installation expérimentale réalisée dans le laboratoire, avec l'indication de chaque appareil utilisé dans la mesure.

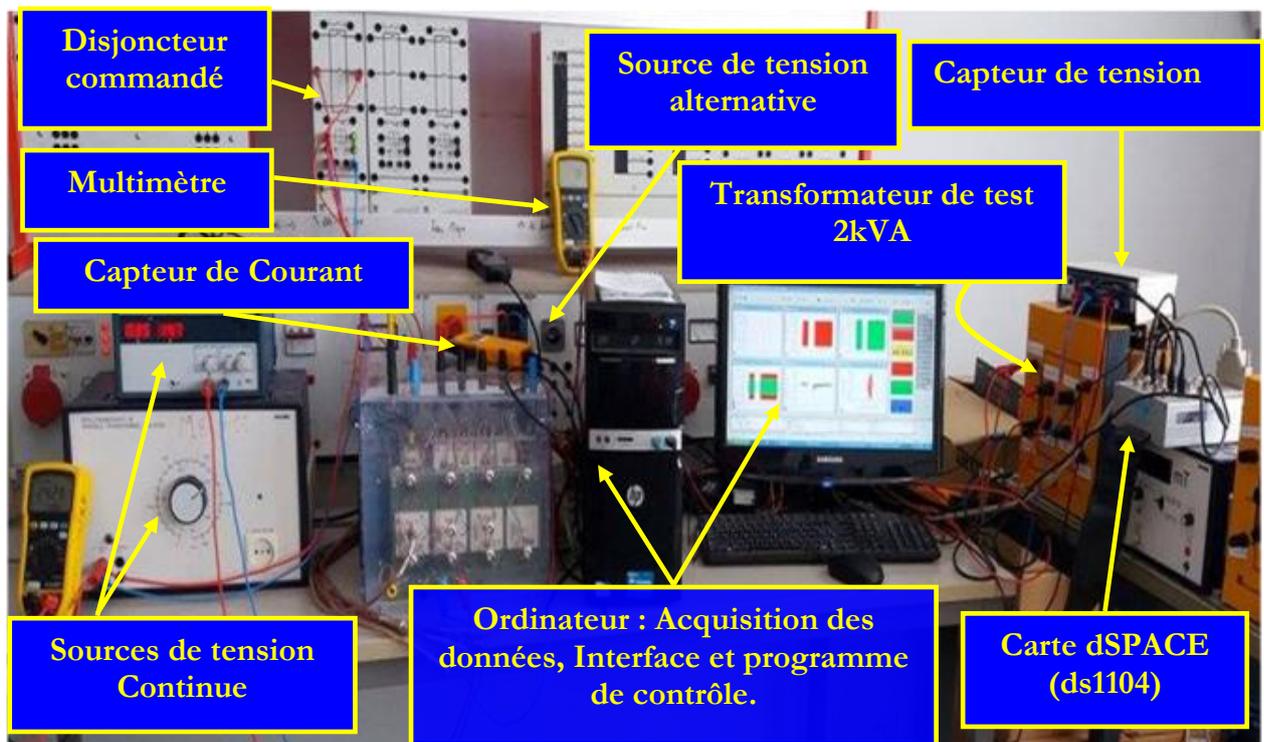


Figure 4.2. Photo de banc de la mesure du courant d'appel.

Le transformateur est alimenté par une source 220 V AC. Dans le cas d'un régime permanent, le transformateur est alimenté via le disjoncteur et les résultats sera analysées une fois ce régime est établi. Par contre dans le cas transitoire crée par la fermeture du disjoncteur, on concentre sur l'instant de la mise en service du transformateur via le disjoncteur et les résultats sera analysées juste à cet instant. Ainsi une source de courant continu (DC) 24 V a été utilisée pour alimenter le disjoncteur, également une source de courant continu (DC) 15 V a été exploitée pour alimenter un circuit qui donne une impulsion de l'ouverture ou de la fermeture du disjoncteur, ce signal d'impulsion de 5 V est donné par l'ordinateur via la carte dSPACE (ds 1104). C'est pourquoi un système d'acquisition de données (carte dSPACE 1140, capteurs de courant et de tension et ordinateur) est utilisé pour acquérir les différents signaux électriques (courant et tension). Une interface graphique a été créée, en utilisant le logiciel universel d'expérimentation et d'instrumentation modulaire dSPACE pour le développement d'unité de commande électronique (UCE) appelé bureau de contrôle (*ControlDesk*), pour cette acquisition. Le bureau de contrôle (*ControlDesk*) effectue toutes les tâches nécessaires et offre un environnement de travail unique, du début à la fin de l'expérimentation. Cette interface est illustrée dans la figure 4.3.

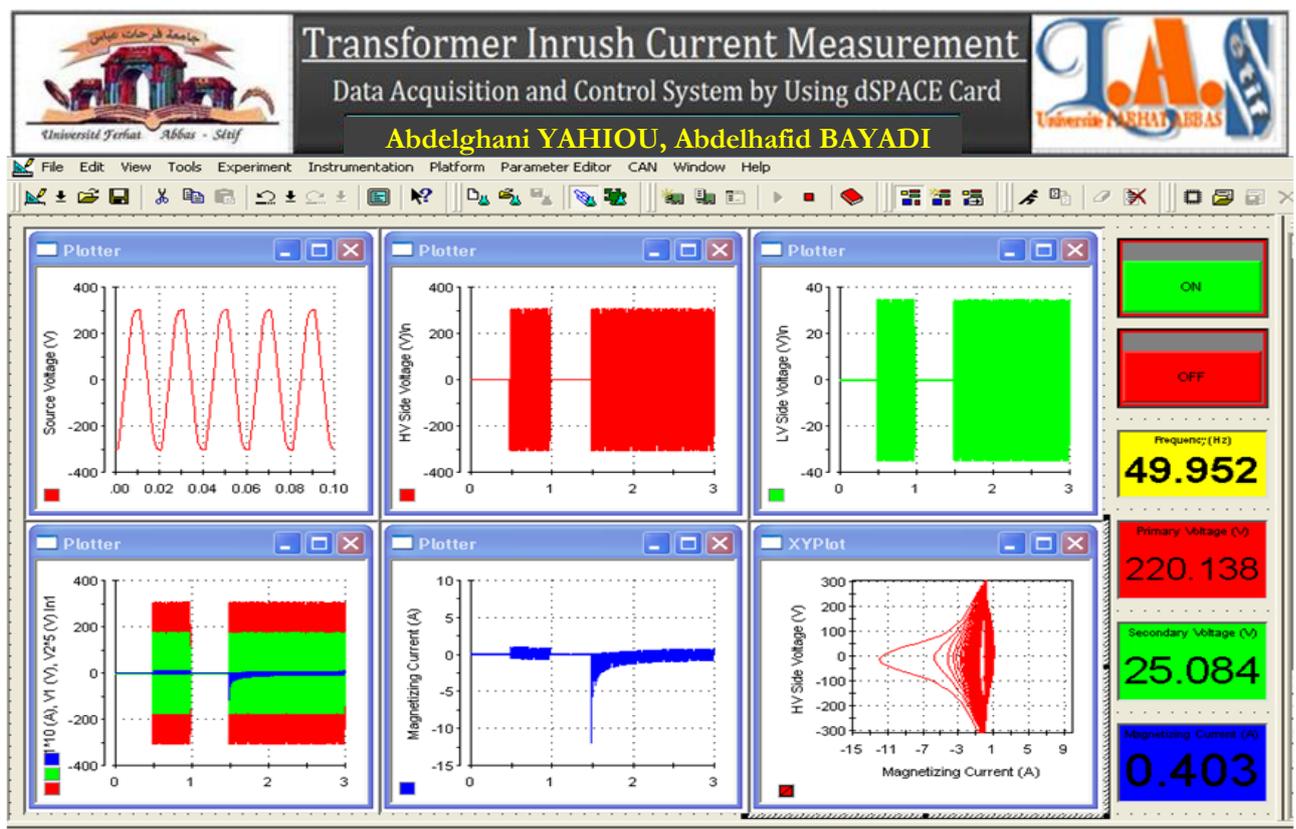


Figure 4.3. Interface de l'acquisition des données utilisée.

### 4.2.1. Mesure de courant magnétisant en régime permanent

En premier lieu, nous montrons la méthode de mesure du courant magnétisant. On utilise un autotransformateur qui permet d'augmenter la valeur de la tension d'une façon progressive jusqu'à la valeur nominale de côté haute tension égale à 220 V pour alimenter le transformateur, avec le côté basse tension est mis en circuit ouvert. A l'aide d'un oscilloscope numérique et d'une carte dSPACE 1104 qui est connectée à un ordinateur et son logiciel d'expérimentation bureau de contrôle (*ControlDesk*), l'allure de courant magnétisant (avec une valeur efficace de 0,369 A) est acquise une fois le régime permanent est établi par un capteur de courant.

### 4.2.2. Mesure de courant d'appel en régime transitoire

Le courant d'appel est mesuré de la même manière que le courant magnétisant dans le régime permanent, Cependant, dans ce cas, l'accent est entièrement mis sur l'instant de l'ouverture et de la fermeture du disjoncteur. De plus, la valeur de la tension efficace d'alimentation est fixée à la valeur nominale du côté HT 220 V. Dans un premier temps, le transformateur est à vide et hors tension, ensuite le disjoncteur fermera à un instant  $t$  à travers une impulsion appliquée par ordinateur à l'aide d'un programme développé sous environnement MATLAB. Comme mentionné dans la section ci-dessus, les signaux sont acquis par le système d'acquisition de données.

### 4.3. Validation du modèle

Pour valider le modèle proposé, les deux courbes calculées avec les paramètres du transformateur identifiés sont introduits dans le modèle de simulation. Pour le but de prouver la précision du modèle proposé par rapport au modèle de littérature, les résultats de simulation en utilisant les deux modèles sont comparés avec les résultats expérimentaux.

Les signaux de courant magnétisant mesurés et de simulation pour le régime permanent sont présentés sur la figure 4.4. En comparant ces signaux, il est évident que l'utilisation du modèle proposé améliore les résultats et un bon accord avec le courant magnétisant expérimental enregistré est observé. Cette constatation est bien étayée par l'erreur calculée illustrée sur la figure 4.5.

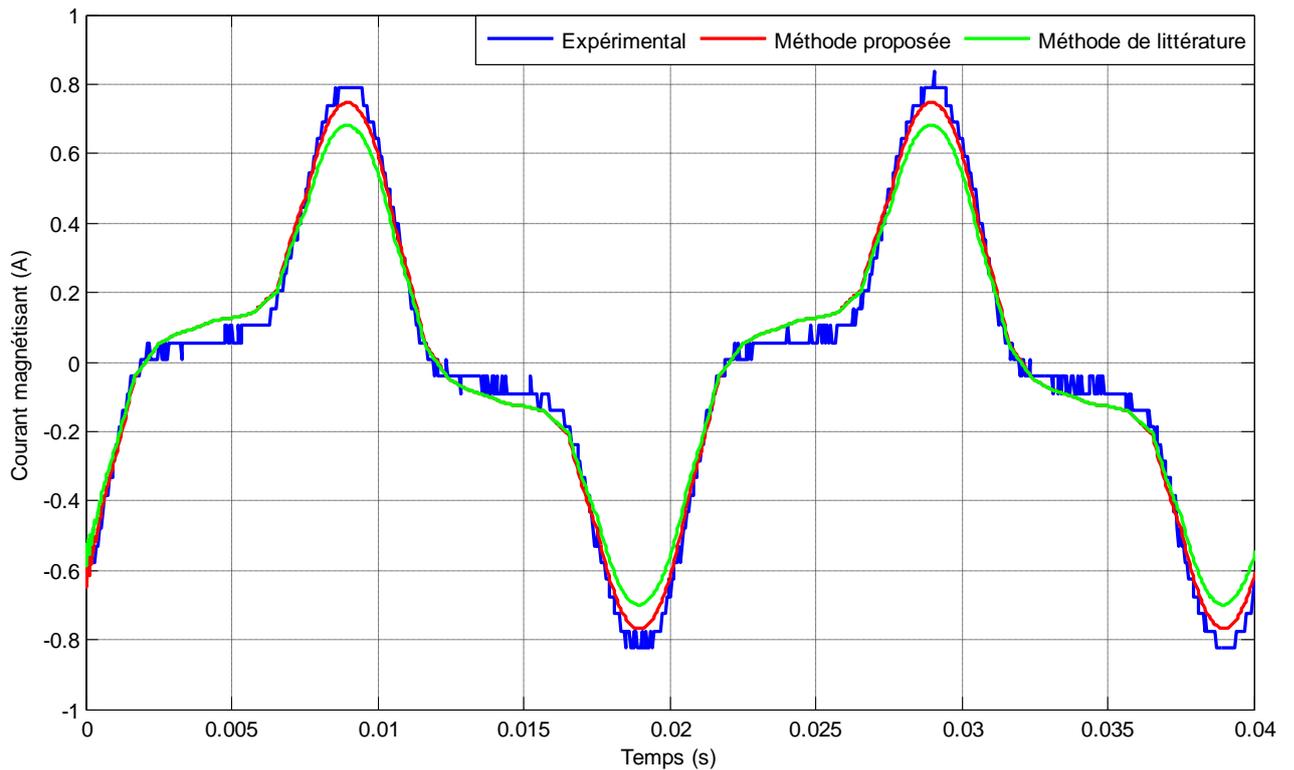


Figure 4.4. Courant magnétisant en régime permanent.

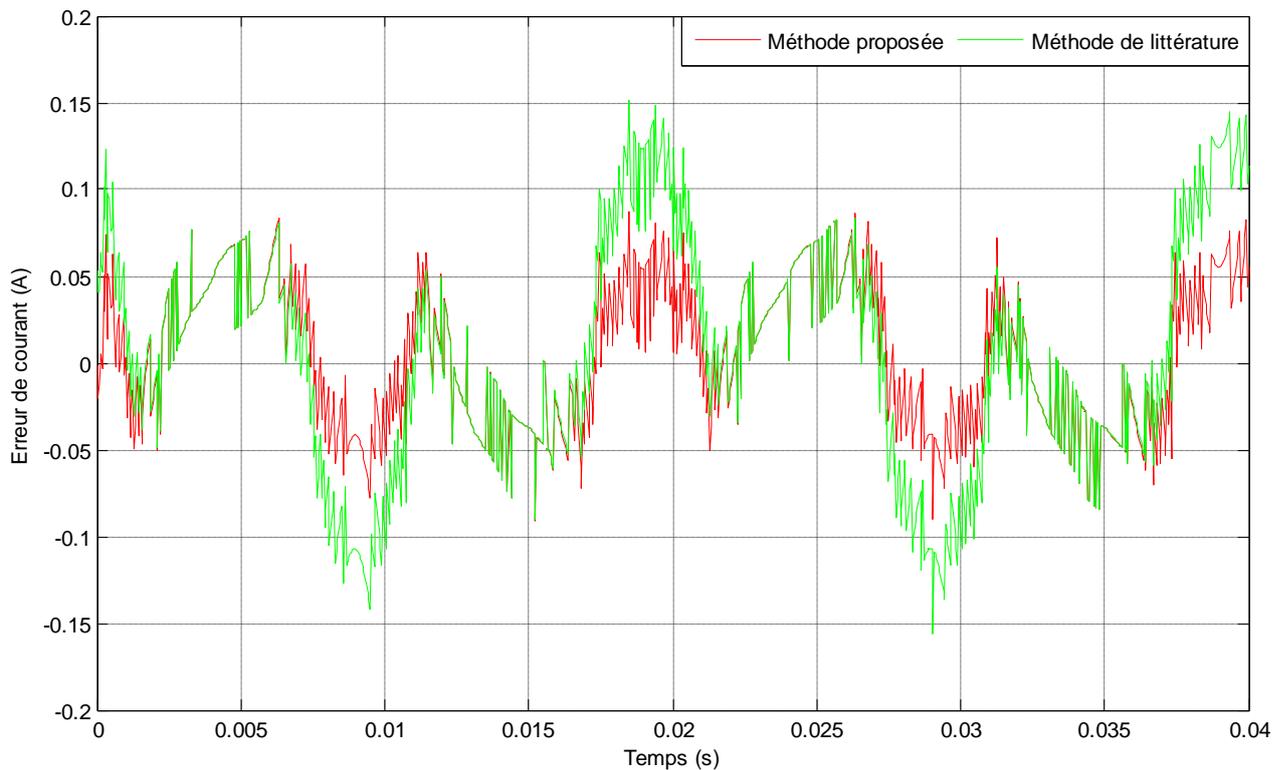


Figure 4.5. Différences entre l'expérimental et les simulations.

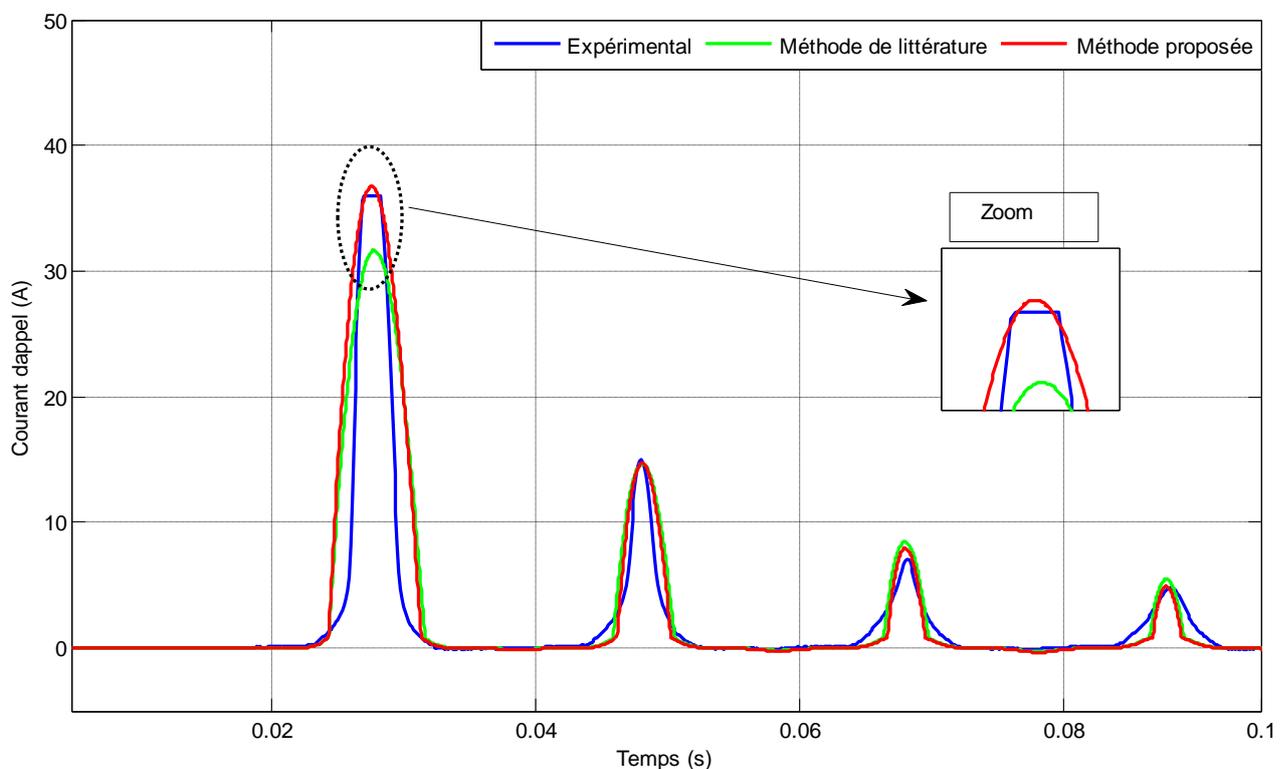
Numériquement parlant, la crête maximale simulée en utilisant le présent modèle est de 0,7475 A qui est très proche de celle mesurée (0,7889 A), par contre celle simulée en

utilisant le modèle de la référence [54-56, 66], (0,6818 A), est plus éloignée de celle obtenue expérimentalement, ce qui signifie que la présente méthode proposée est plus proche pour une présentation réelle du comportement du noyau de fer et pour calculer du courant dans le régime permanent.

Dans la comparaison des formes d'onde des courants d'appel magnétisants pour le cas de régime transitoire, nous concentrons uniquement sur les premiers pics, car, représentent des valeurs de courant les plus élevées par rapport aux autres pics, ce qui pose également des problèmes et des anomalies sur les transformateurs et leur protection.

La figure 4.6 montre la comparaison entre les formes d'onde de courant d'appel magnétisant mesurées et calculées pour le cas du régime transitoire. Comme le montre la figure, une bonne concordance entre les résultats mesurés et calculés en utilisant l'approche proposée est obtenue. Le premier courant de crête calculé est de 36,76 A, ce qui est très proche de celui mesuré qui est d'environ 36,05 A, alors qu'une différence nette peut être observée (figure 4.7) entre les résultats mesurés et calculés en utilisant l'approche de [54-56, 66]. Dans ce cas, la valeur calculée est 31,68 A.

Les résultats ci-dessus montrent que l'approche proposée est extrêmement bonne pour modéliser les transformateurs de puissance avec différentes techniques de commande pour simuler des conditions transitoires à basse fréquence telles que le courant d'appel.



**Figure 4.6.** Courant d'appel en régime transitoire.

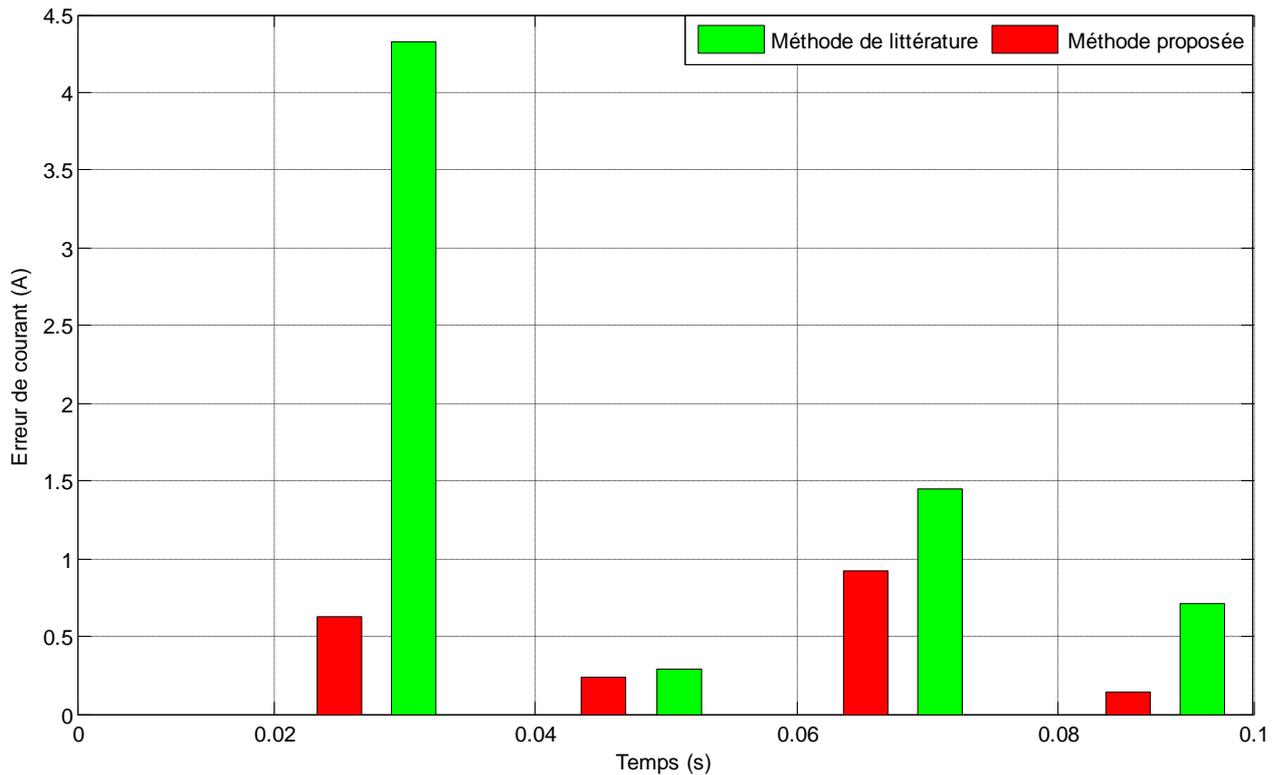


Figure 4.7. Erreur entre les crêtes de courant d'appel.

#### 4.4. Technique d'atténuation du courant d'appel

Dans la suite du travail, toutes les simulations seront effectuées en utilisant uniquement la méthode proposée.

Plusieurs méthodes publiées dont le but principal est de réduire ou éliminer le courant d'appel transitoire ont été présentées dans le deuxième chapitre. La plupart des méthodes sont centrées sur le même axe, qui est la méthode d'estimation et d'élimination du flux résiduel dans le noyau du transformateur.

Dans cette thèse, nous proposons un algorithme travaillant en temps réel et dans les simulations. Il dépend principalement de la valeur du flux magnétique rémanent dans le noyau du transformateur, et sa relation avec la valeur instantané du flux magnétique pendant la remise en service du transformateur. Cela signifie qu'après avoir estimé la valeur du flux magnétique rémanent, il est possible de choisir un instant optimal sur l'onde de la tension (point-on-wave of voltage) pendant la remise en service du transformateur [105].

##### 4.4.1. Equations de la technique

Dans un transformateur, le flux du noyau  $\phi$  est proportionnel à la tension  $v$  appliquée dans l'enroulement primaire, et selon la loi de Faraday en considérant que la tension

appliquée est sinusoïdale, on peut écrire:

$$v(t) = V_{max} \sin(\omega t) = n_1 \frac{d\phi}{dt} = \frac{d\lambda}{dt} \quad (4.1)$$

Où

$V_{max}$  : Amplitude maximale de la tension appliquée.

$\lambda$ : Flux de liaison.

Par l'application de l'intégrale sur les deux membres de l'équation (4.1), il est possible de décrire l'expression suivante :

$$\lambda(t) = \int V_{max} \sin(\omega t) dt = -\frac{V_{max}}{\omega} \cos(\omega t) + K = -\lambda_{max} \cos(\omega t) + K \quad (4.2)$$

A l'instant de fermeture, la valeur du flux est égale au flux rémanent  $\lambda_R$ . Par conséquent, l'équation (4.2) peut être réécrite comme suit:

$$\lambda_R = -\frac{V_{max}}{\omega} \cos(\omega t_{f-opt}) + K \quad (4.3)$$

$t_{f-opt}$  : Temps de fermeture optimal.

$\lambda_R$ : Flux rémanent.

Donc il est possible d'extraire la valeur de  $K$  :

$$K = \lambda_R + \frac{V_{max}}{\omega} \cos(\omega t_{f-opt}) \quad (4.4)$$

Donc l'équation (4.2) devient:

$$\lambda(t) = -\frac{V_{max}}{\omega} \cos(\omega t) + \frac{V_{max}}{\omega} \cos(\omega t_{f-opt}) + \lambda_R \quad (4.5)$$

Pour que le courant d'appel n'apparaisse pas, il est nécessaire que la somme du flux instantané à l'instant de la fermeture et le flux résiduel soit égale à zéro, de sorte que le flux total soit égal au flux en régime permanent.

$$\lambda(t) = -\frac{V_{max}}{\omega} \cos(\omega t) \quad (4.6)$$

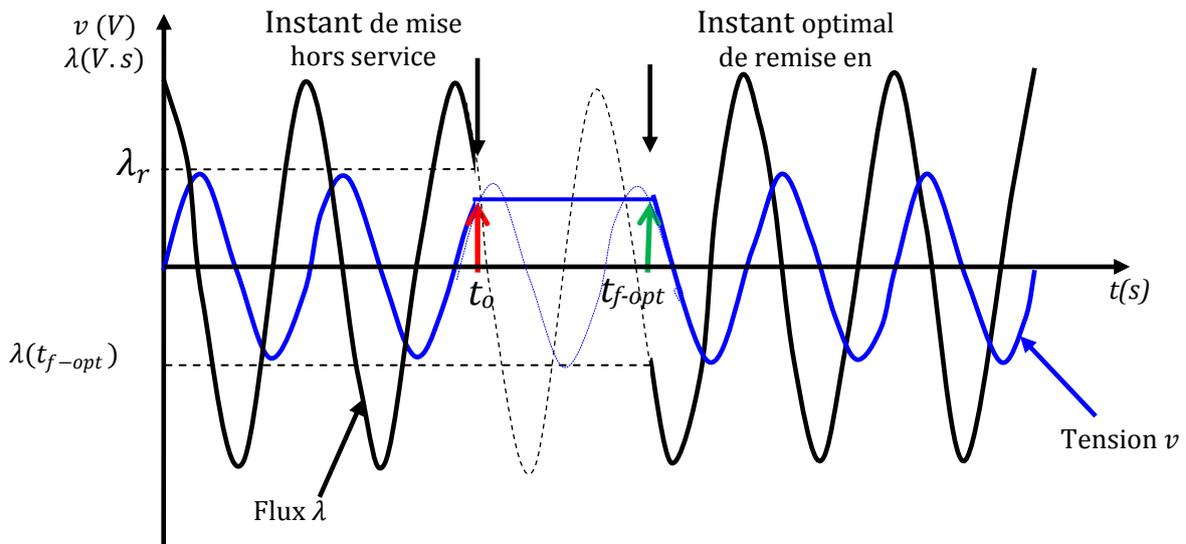
Pour atteindre l'égalité entre les équations (4.5) et (4.6), il faut que:

$$\lambda_R + \frac{V_{max}}{\omega} \cos(\omega t_{f-opt}) = 0 \quad (6.7)$$

Par conséquent

$$\lambda_R = -\frac{V_{max}}{\omega} \cos(\omega t_{f-opt}) = \lambda(t_{f-opt}) \quad (4.8)$$

L'équation (4.8) permet de calculer l'instant optimal pour garantir une fermeture du disjoncteur sur le transformateur sans apparition du courant d'appel transitoire, cet instant est en fonction de la valeur du flux magnétique rémanent dans le noyau du transformateur.



**Figure 4.8.** Mise sous tension optimale du transformateur.

La figure 4.8 présente une explication de la relation entre la tension appliquée  $v$  et le flux  $\lambda$  à l'instant de l'ouverture et de la fermeture contrôlée du disjoncteur. Comme on le sait, lorsque la tension est sinusoïdale, il existe une relation intégrale entre le signal du flux et le signal de la tension, de sorte que l'utilisation du signal de tension pour faire face à l'ouverture ou la fermeture du disjoncteur est la même que l'utilisation du signal de flux.

#### 4.4.2. Procédure de la technique de contrôle

La méthode par laquelle le disjoncteur est ouvert ou fermé, de manière aléatoire ou encore par commande, est le but de cette section. D'abord, le transformateur est mis hors tension ( $t = 0 - 0,5725$  s) (le disjoncteur est ouvert), un ordre aléatoire de fermeture du disjoncteur est donné (environ à  $t = 0,5725$  s), puis, après une certaine période de fermeture, le disjoncteur est réouvert d'une manière aussi aléatoire (environ à  $t = 0,6231$  s). Enfin, le disjoncteur se ferme, mais cette fois-ci, avec une commutation contrôlée prenant en compte les données de la dernière ouverture et le point sur l'onde de la tension lors de la fermeture.

Pour valider et confirmer que cette procédure de contrôle fonctionnent correctement, et est efficaces en reproduisant les bons et les mêmes résultats, il est nécessaire de répéter plusieurs fois la procédure (Fermeture Aléatoire - Ouverture - Fermeture contrôlée).

La figure 4.9 suivante résume la procédure de contrôle pendant les tests au laboratoire.

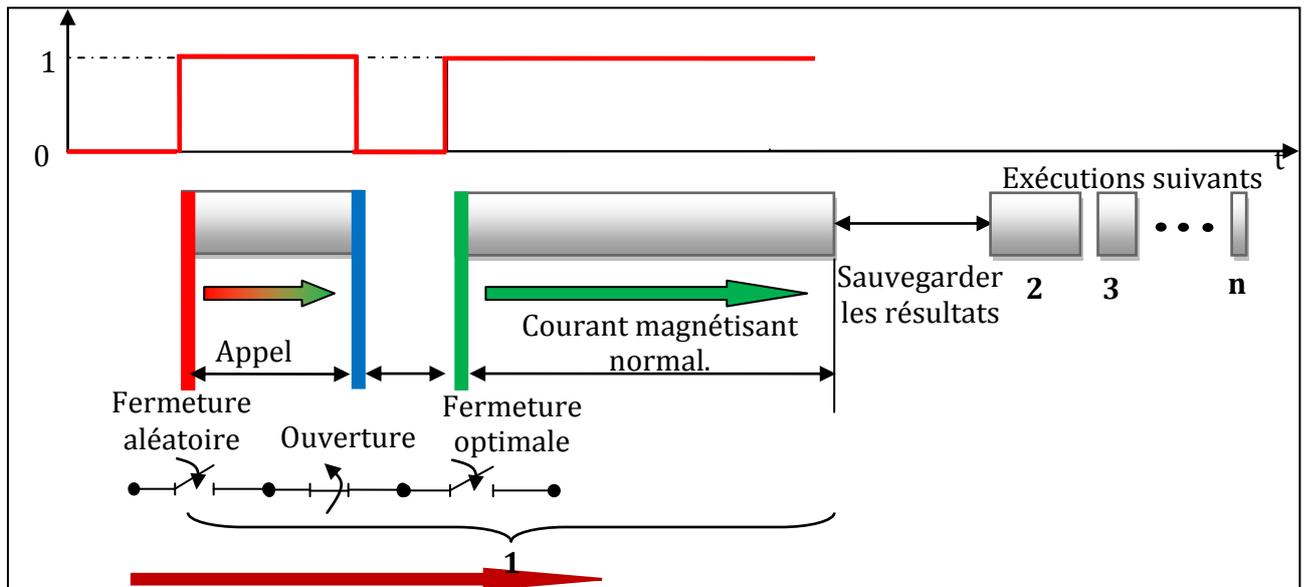


Figure 4.9. Procédure de la commande pour la commutation du disjoncteur.

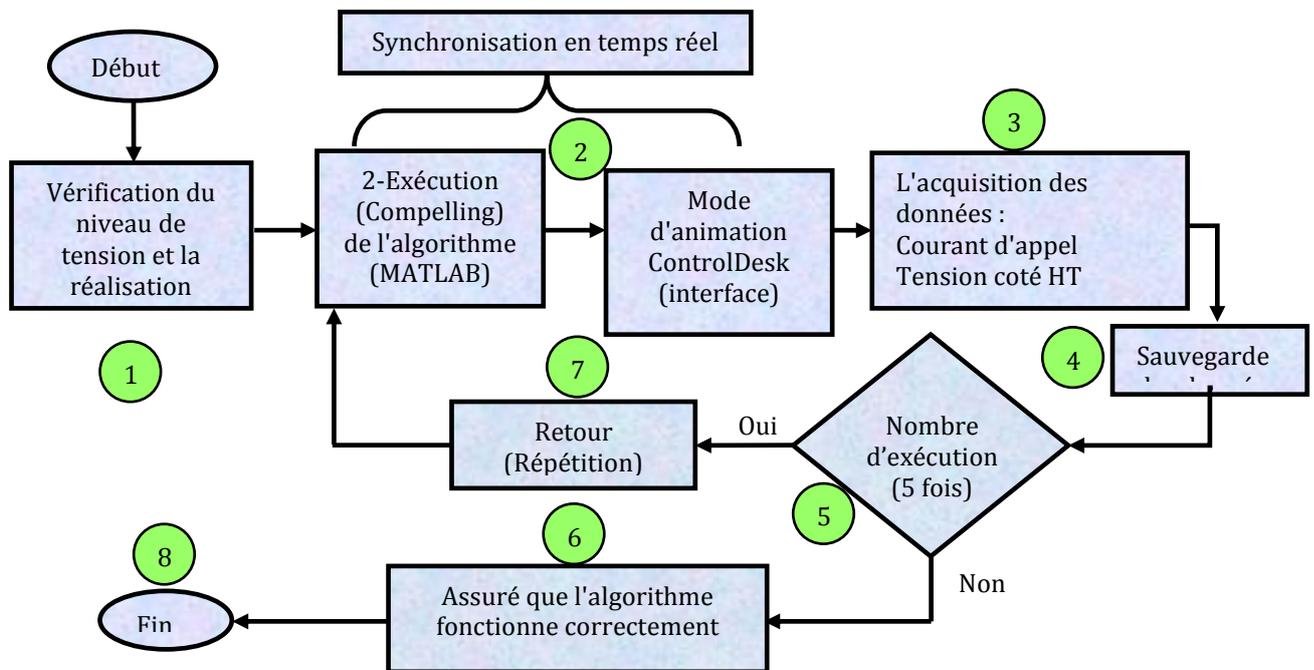


Figure 4.10. Organigramme du système d'acquisition de données (étapes à suivre).

Le programme de commande réalisé dans ce travail est basé essentiellement sur l'équation (4.8) et suit les étapes de l'organigramme présenté sur la figure 4.10 qui présente également l'acquisition de données à l'aide de la dSPACE.

**Etapes :**

Toutes les étapes suivantes sont appliquées automatiquement:

- 1- Vérifier que le niveau de tension est fixé à la tension nominale (220 V);

- 2- L'algorithme pour le calcul d'instant optimal est exécuté en même temps avec la synchronisation des manœuvres du disjoncteur;
- 3- Acquisition des formes d'ondes de tension et de courant ;
- 4- Sauvegarde des résultats ;
- 5- Assurer que le nombre de test est supérieur à 5 fois ;
- 6- Si oui : l'algorithme fonctionne correctement et afficher les résultats ;
- 7- Sinon : retourner à l'étape 2
- 8- Fin de l'algorithme

#### 4.5. Stratégie de mesure et de contrôle en temps réel

Dans cette approche, nous cherchons à estimer le flux résiduel par l'intégration de l'onde de tension. La stratégie envisagée est toujours d'éliminer le courant d'appel transitoire lors de la mise sous tension brusque du transformateur.

La figure 4.11 montre la stratégie de mesure et de contrôle, la source de tension est fixée à la tension nominale du transformateur, il est nécessaire d'acquérir les signaux de courant et de tension primaire, ces derniers sont très importants pour l'estimation du signal de flux.

Les étapes pour estimer le flux et contrôler le disjoncteur sont:

1. La source de tension est fixée à la valeur nominale, les signaux de courant et de tension sont acquis.
2. Le disjoncteur est programmé pour se fermer (première fermeture représentée sur la figure 4.9) à l'instant du passage par des zéros (signal de tension), quelle que soit la valeur du flux résiduel.
3. L'intégration de la tension donne le signal approximatif du flux.
4. Estimez le flux résiduel à l'instant d'ouverture du disjoncteur.
5. Calcul de l'instant optimal.
6. Répétez les étapes 1 à 5 plusieurs fois afin de s'assurer du bon fonctionnement de la commande.
7. Pour confirmer que la stratégie de contrôle donne les mêmes résultats, le point sur l'onde de la tension est modifié lors de l'ouverture du disjoncteur (les angles varient entre 0 et  $2\pi$  rad avec un pas de  $\pi/6$ ) pour balayer toute la période du signal de tension.

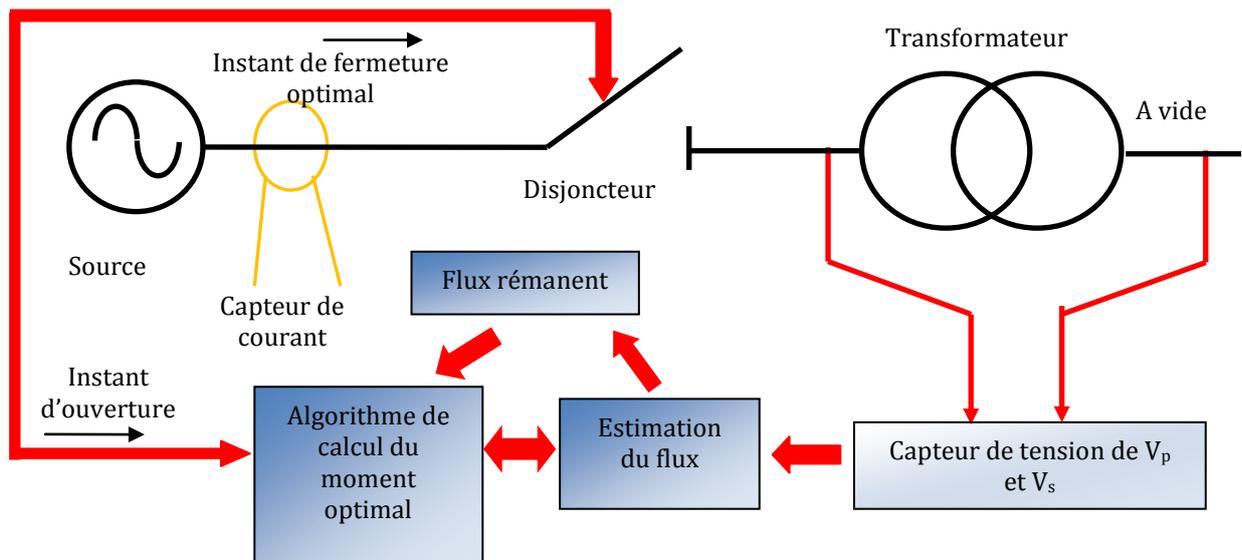


Figure 4.11. Stratégie de contrôle et de mesure du flux.

La figure 4.11 présente la méthode d'estimation du flux résiduel et comment se fait le calcul de l'instant de fermeture optimal.

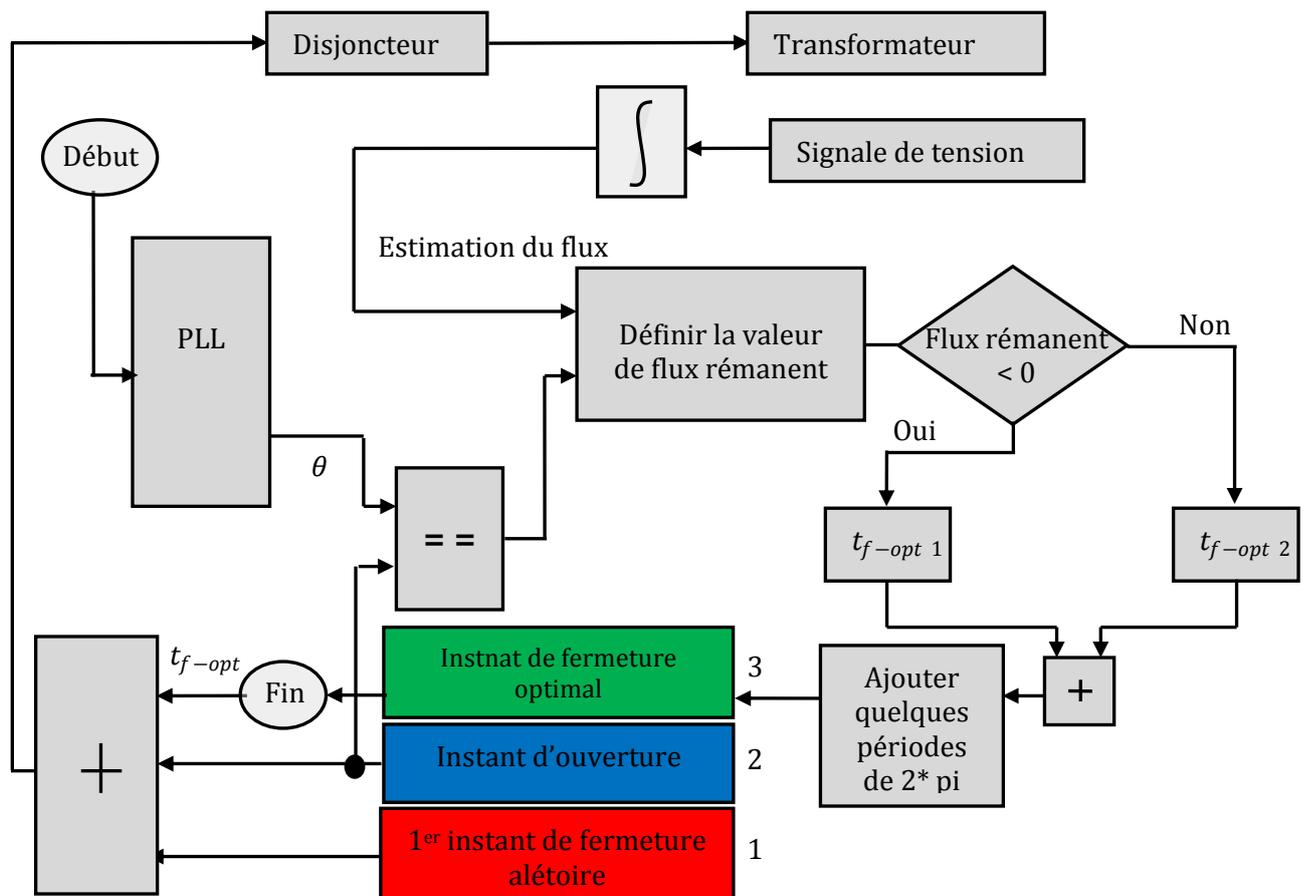
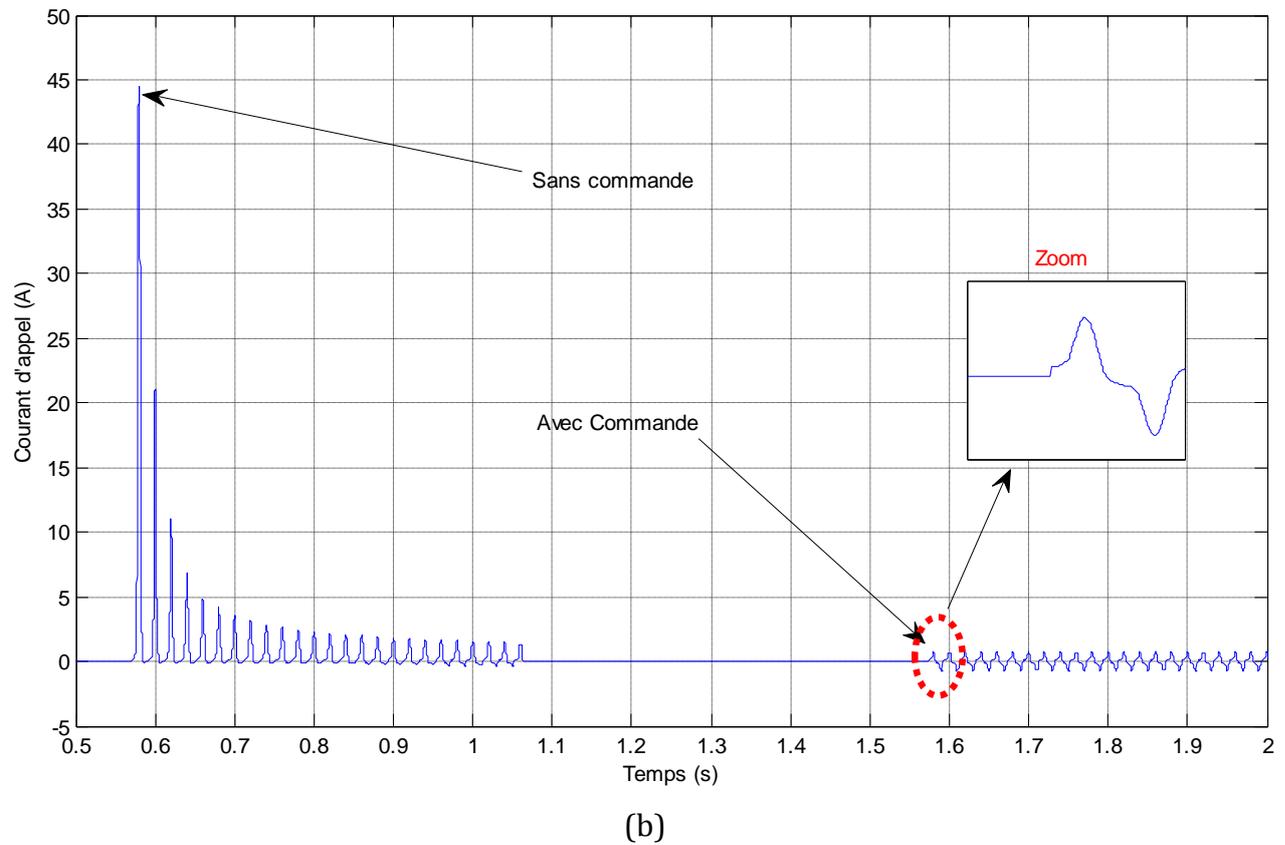
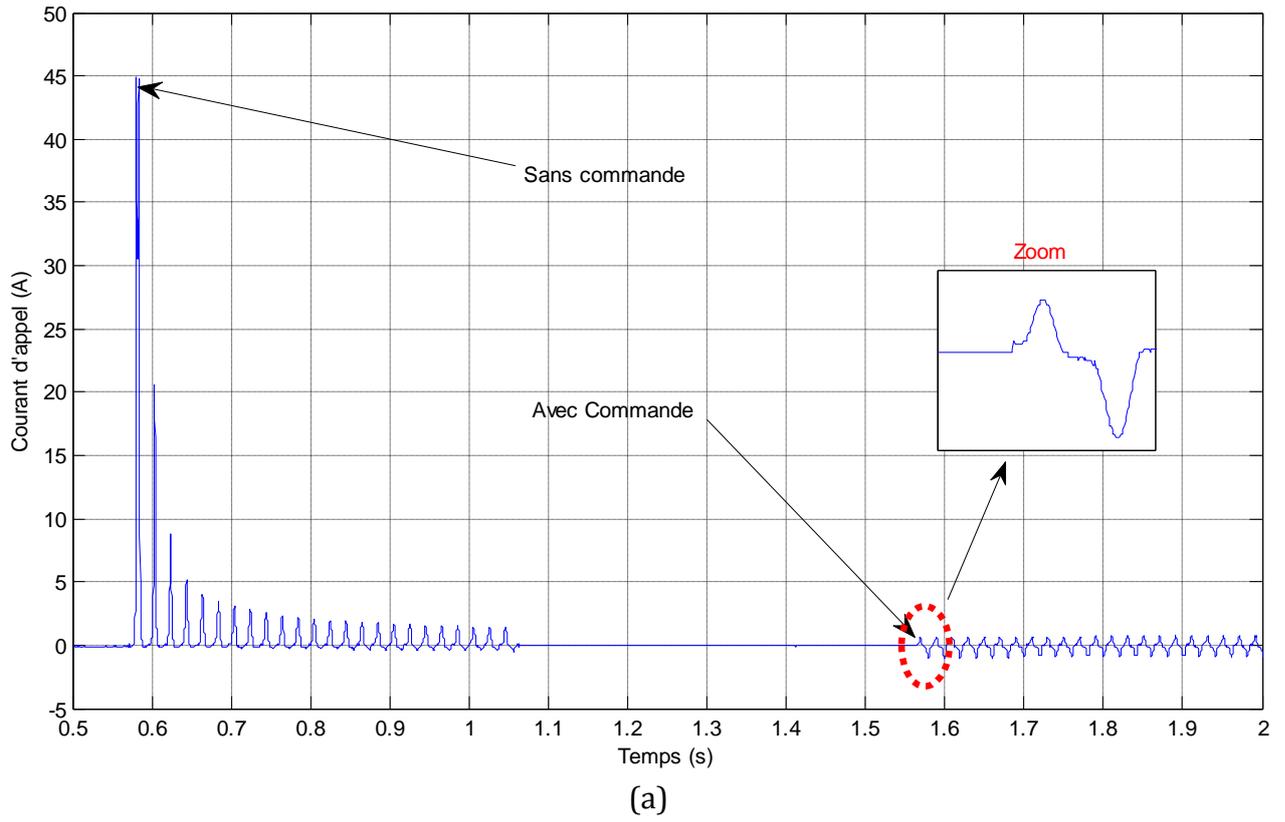


Figure 4.12. Algorithme de calcul du temps de fermeture optimal.

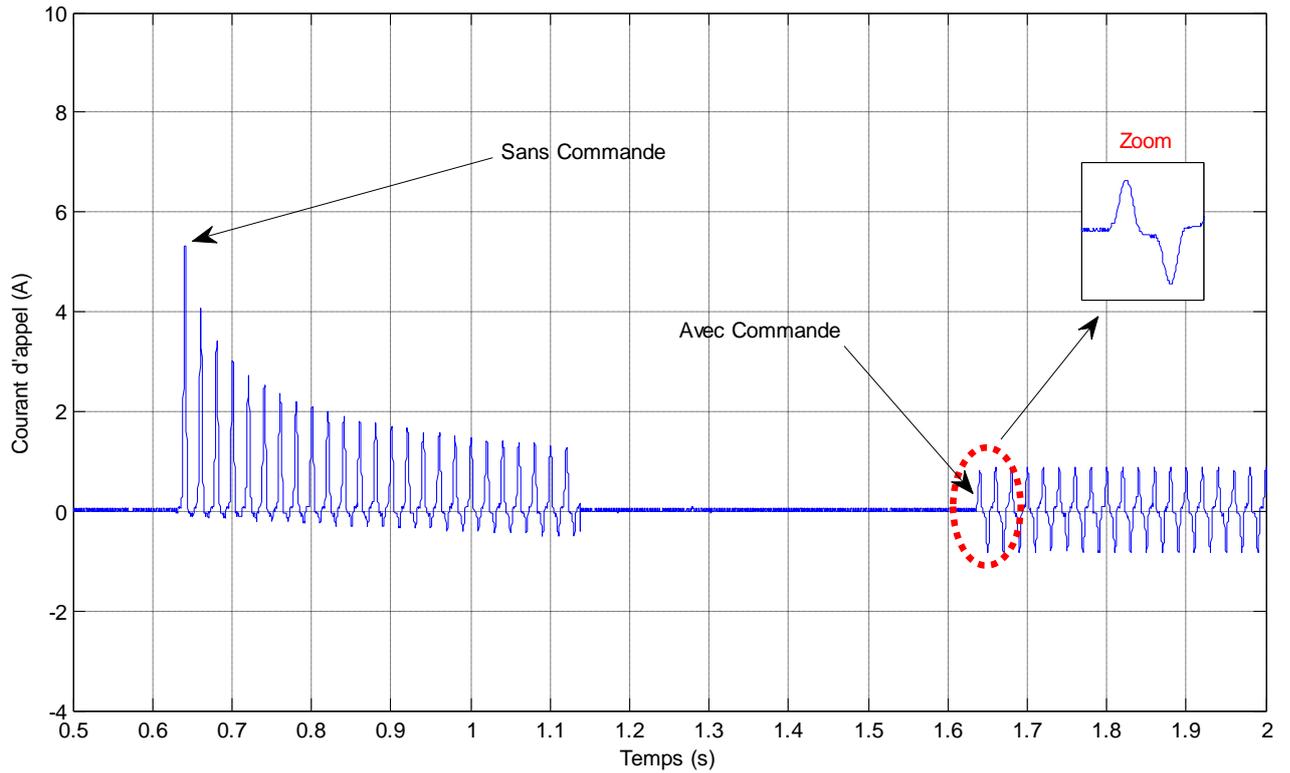
- Le PLL est utilisé pour synchroniser le signal de la simulation (MATLAB) avec le signal de la source expérimentale.
- Intégration du signal de la tension captée pour définir le signal de flux.
- La valeur du flux rémanent est estimée lorsque l'angle  $\theta$  pour le signal de la simulation est égal à la valeur l'angle à l'instant d'ouverture de disjoncteur.
- L'algorithme de calcul prend en considération le signe de flux résiduel pour calculer l'instant optimal.
- Pour que l'instant optimal de fermeture soit très bien observé, il est souhaitable d'ajouter quelques périodes du temps, de sorte que l'instant optimal soit loin de l'instant de l'ouverture de disjoncteur.

#### 4.6. Résultats obtenues

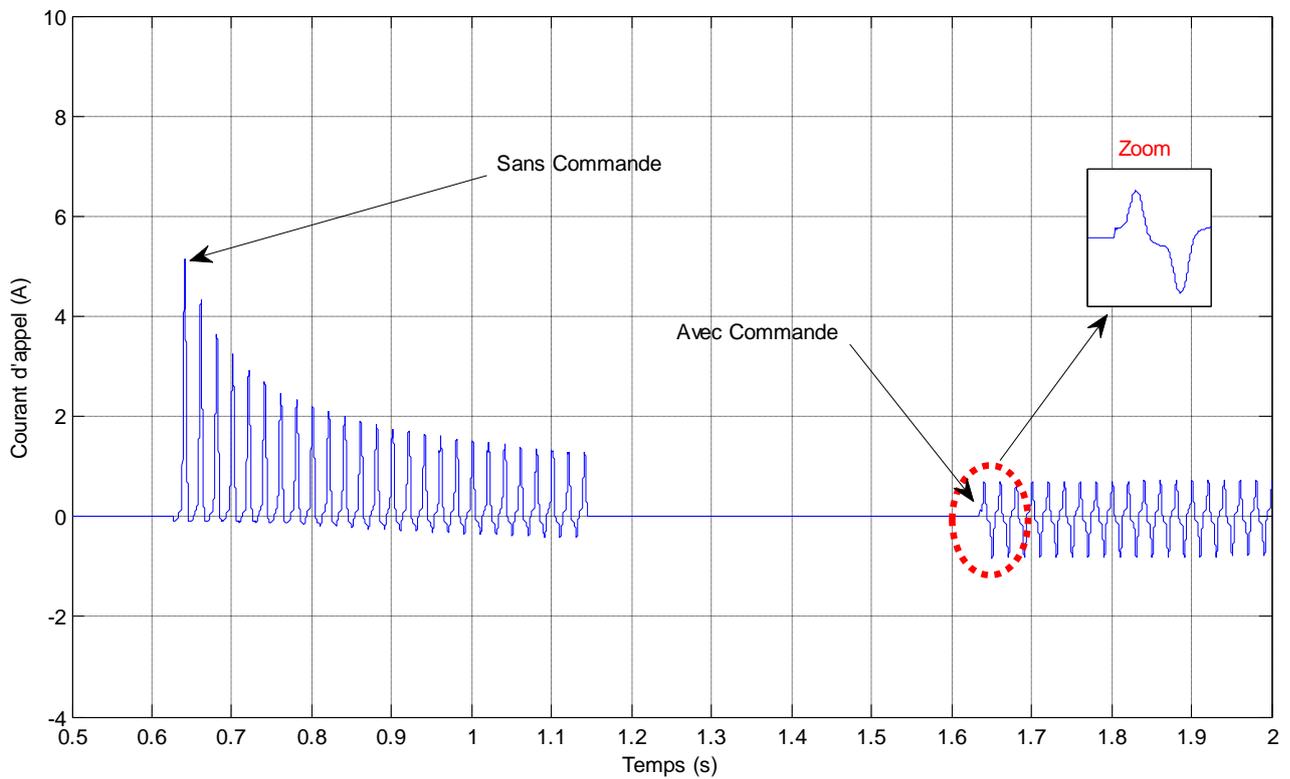
Dans cette section, les résultats expérimentaux et de la simulation obtenus par l'application de la stratégie de commande du disjoncteur pour réduire et atténuer le courant d'appel transitoire sont présentés dans les figures 4.12 à 4.14. Tout d'abord, le transformateur est alimenté pendant une durée d'environ 0,50962 s. Ensuite, le transformateur est mis hors tension pendant une durée d'environ 0,49885 s pour tenir compte du flux résiduel. Enfin, le disjoncteur est à nouveau fermé à l'aide de l'algorithme de commande proposé. Cette procédure est effectuée à la fois pour les simulations et les mesures expérimentales. Les résultats sont obtenus en considérant trois valeurs de l'angle  $\alpha$  ( $\alpha = \pi$ ,  $\alpha = \frac{7\pi}{6}$ , and et  $\alpha = \frac{11\pi}{6}$ ).



**Figure 4.13.** Atténuation du courant d'appel par commutation contrôlée avec  $\alpha = \pi$   
 (a) Expérimental, (b) Simulation

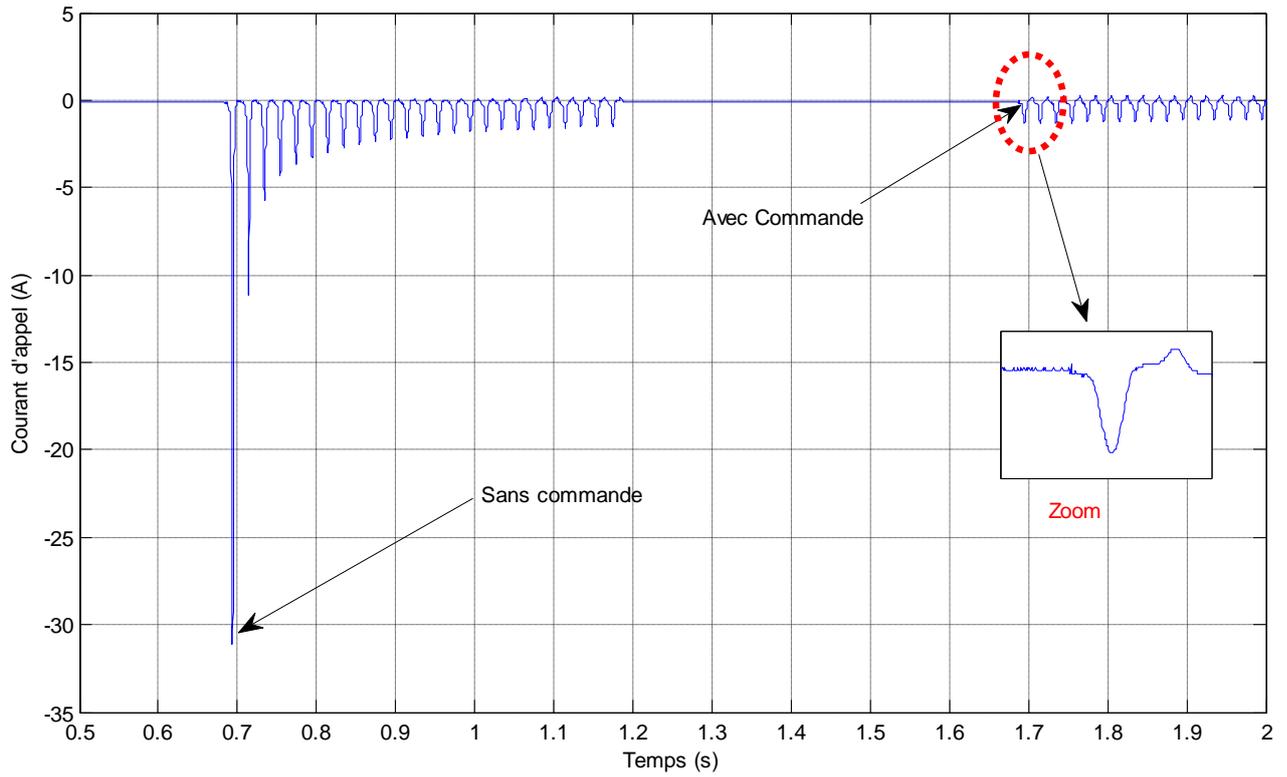


(a)

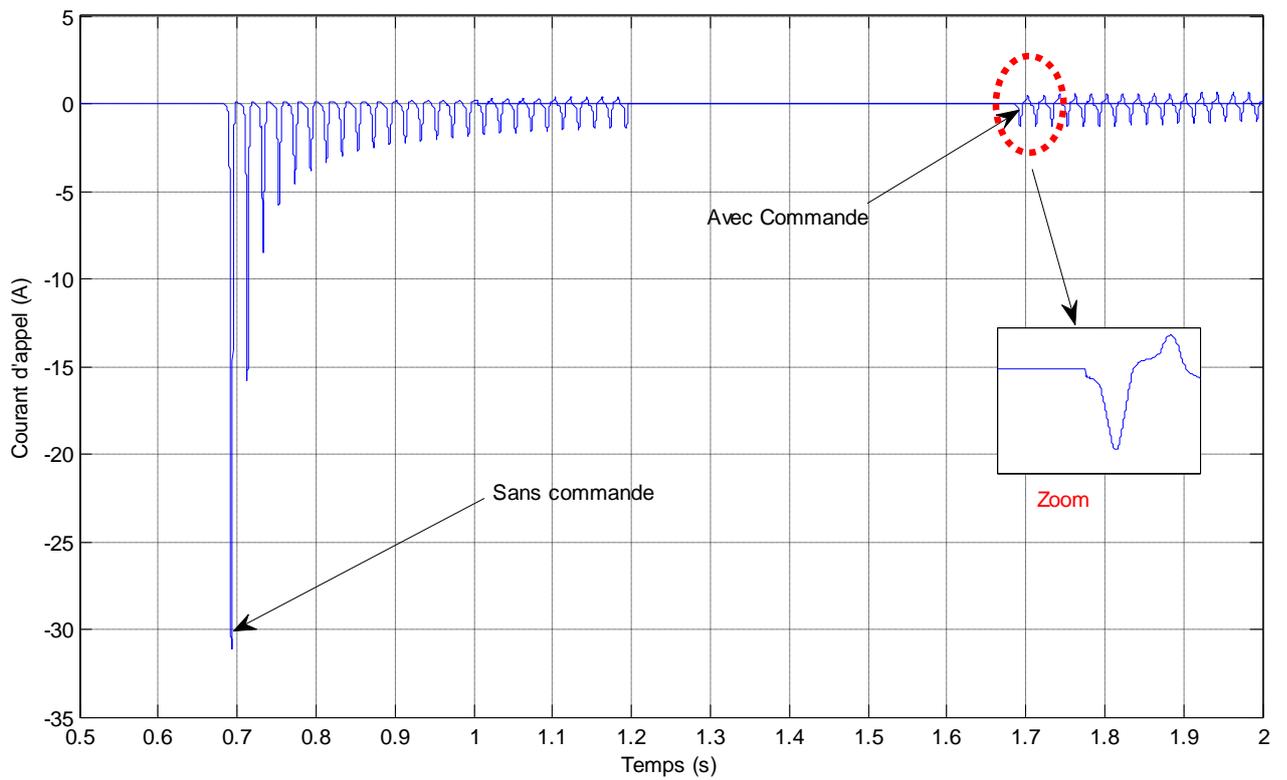


(b)

**Figure 4.14.** Atténuation du courant d'appel par commutation contrôlée avec  $\alpha = 7 \frac{\pi}{6}$   
 (a) Expérimental, (b) Simulation.



(a)



(b)

**Figure 4.15.** Atténuation du courant d'appel par commutation contrôlée avec  $\alpha = 11 \frac{\pi}{6}$   
 (a) Expérimental, (b) Simulation

Comme le montre les figures 4.12 à 4.14, il est clair que courant d'appel transitoire est réduit juste après l'application de la commande présentée dans cette thèse, que ce soit pour les résultats expérimentaux ou de simulation. En comparant entre les simulations et les mesures, on peut facilement voir l'accord entre eux. Les formes d'onde de courant d'appel ont la même forme que ce soit quantitativement ou qualitativement. En effet, la première fermeture du disjoncteur se fait d'une façon aléatoire, sans appliquer aucune commande, ce qui explique les crêtes importantes du courant d'appel, elles peuvent atteindre les valeurs de: 44,82 A, 5,322 A et -31,1 A pour les trois valeurs de l'angle sur l'onde de la tension choisies. Le régime transitoire dure une période d'environ 0,50962 s. On ouvre le disjoncteur pour mettre hors tension le transformateur. Puis On ferme le disjoncteur en utilisant la commande réalisée. En examinant les figures 4.12.b à 4.14.b on remarque l'absence du courant d'appel transitoire. Dans ce cas il n'existe que le courant magnétisant à vide en régime permanent.

La commutation contrôlée traitée dans cet thèse donne de bons résultats dans la technique d'atténuation du courant d'appel transitoire, donc en conclusion de cette partie, avant la mise hors tension d'un tel transformateur, il est souhaitable de prendre soit la tension, soit la valeur du flux instantané (flux résiduel), car il a une influence directe sur la remise en service à nouveau du transformateur.

#### **4.7. Conclusion**

Comme il a été montré dans ce chapitre, le modèle proposé dans le chapitre 3 est validé et donne de bons résultats par rapport au modèle de littérature, cette validation est confirmée aussi bien pour le régime permanent que pour le régime transitoire à basse fréquence. De plus une technique de réduction de courant d'appel a été présentée.

Les résultats ont prouvé que l'utilisation du modèle proposé dans les simulations est plus proche des résultats expérimentaux par rapport à l'utilisation du modèle de la littérature, ces comparaisons ont été faites en calculant la valeur d'erreur entre les courbes.

La technique présentée calcule l'instant optimal auquel le disjoncteur ferme sur un transformateur à vide sans l'appariation de courant d'appel, l'instant optimal est calculé en fonction de flux rémanent et en fonction de flux instantané juste à l'instant de la fermeture. Des bons résultats sont obtenus par l'application de cette technique, où il a été observé que le courant d'appel a été fortement réduit.

---

# Chapitre 05

---

## COURANT D'APPEL SYMPATHETIQUE

---

### 5.1. Introduction

Dans ce chapitre, la technique présentée dans le chapitre précédent sera appliquée pour atténuer le courant d'appel dans le transformateur triphasé et aussi pour réduire le courant d'appel sympathétique due à l'interaction entre des transformateur seront réalisés. Ce qui soutiendra l'efficacité de la méthode proposée.

Après une brève définition du phénomène d'interaction entre deux transformateurs où un premier est mis en service pendant que l'autre est en marche, et la présentation du montage expérimental, on applique la technique de calcul d'instant optimal pour réduire en même temps les deux phénomènes transitoires à savoir le courant d'appel et le courant d'appel sympathétique.

Cette technique est élargie pour le cas d'un transformateur triphasé. Les étapes de mesure du courant d'appel dans ce cas tiennent compte du déphasage entre les trois phases.

### 5.2. Définition du courant d'appel sympathétique

Le courant d'appel magnétisant se produit souvent dans les réseaux électriques lors de la mise sous tension d'un transformateur à vide ou légèrement chargé, qui a également une grande inductance, et peut entraîner un flux dynamique énorme conduisant à la saturation du noyau du transformateur. Ce flux peut résulter en un courant de grande amplitude, appelé courant d'appel magnétisant. Ce courant d'appel contient un grand nombre d'harmoniques d'ordre élevé et un courant continu de grande amplitude. Il a généralement une crête initiale très élevée et une vitesse de décroissance rapide. Le principal risque dû à ce courant d'appel est la surintensité. Cette surintensité peut causer des dégâts importants au noyau du transformateur et aux autres dispositifs dans le réseau si elle se produit pendant une condition magnétique fortement non linéaire [1].

Le courant d'appel diffère du courant d'appel sympathétique. Ce dernier fait référence à une situation où deux transformateurs sont adjacents l'un à l'autre avec l'un des

transformateurs déjà en fonctionnement [106]. Ce dernier subira une saturation inattendue causée par les courants d'appel générés par le transformateur qui vient d'être mis en service.

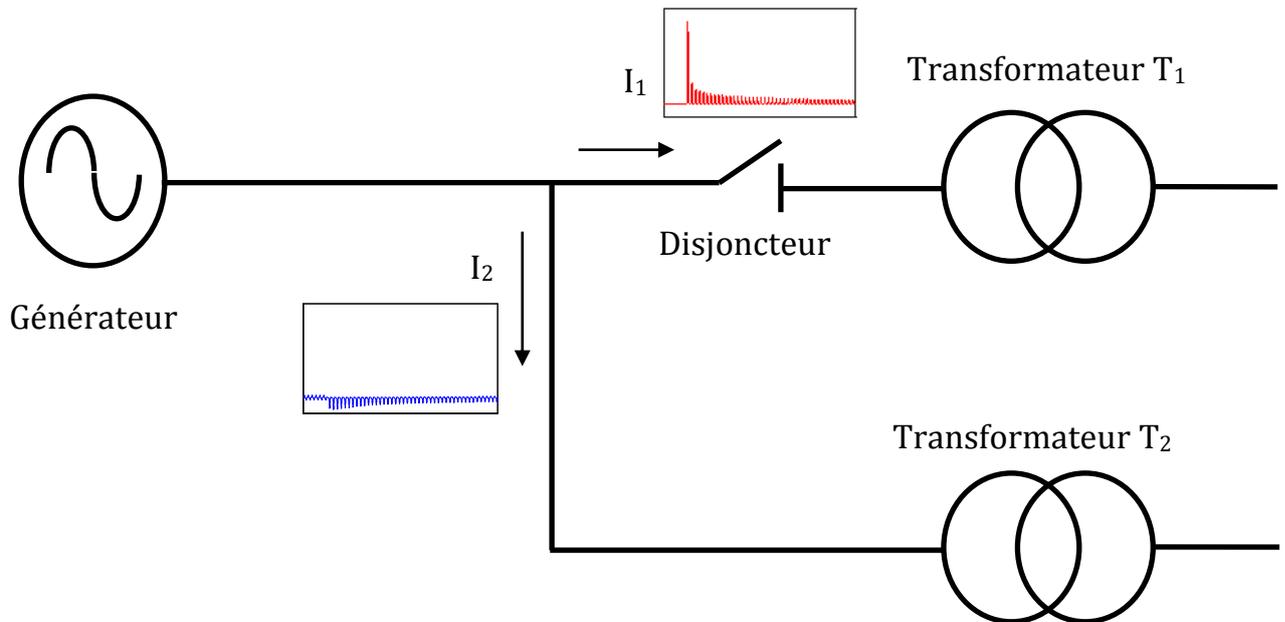
Par rapport au courant d'appel normal, le pic du courant d'appel de démarrage de l'excitation d'un seul transformateur est plus sévère. Cependant, en raison de ses caractéristiques inhabituelles, lorsque deux ou plusieurs transformateurs sont connectés et que les transformateurs sont sous tension alors que l'un des transformateurs est déjà en fonctionnement, le courant d'appel sympathétique peut se produire [107].

Le courant d'appel sympathétique est généré par d'autres transformateurs connectés en série ou en parallèle avec le transformateur concerné par le courant d'appel. La raison en est que lorsqu'un transformateur non chargé est mis en marche, il y aura un fort courant d'appel magnétisant produit, comme décrit précédemment. Ce courant circulera vers le réseau et provoquera une variation de la tension du jeu de barre, conduisant par conséquent à la saturation du noyau du transformateur affecté et produisant un courant transitoire élevé indésirable dans le transformateur adjacent. Ceci est défini comme un courant d'appel sympathétique. Bien que la valeur de crête du courant d'appel sympathétique soit relativement plus petite que le courant d'appel magnétisant, la première dure plus longtemps. Parfois, le courant d'appel sympathétique peut continuer à osciller [1]. Des études de cas expliquant le phénomène d'appel sympathétique sont rapportées dans [108, 109].

En raison de l'appel sympathétique produisant sur une durée plus longue, d'autres problèmes du système électrique peuvent survenir, tels qu'une surtension harmonique prolongée. Parfois, le relais différentiel du transformateur peut également se déclencher d'une manière intempestive. De plus, le niveau de bruit des autres transformateurs liés au réseau pourrait également augmenter en conséquence [106]. D'autres problèmes tels qu'une chute de tension, des contraintes mécaniques et électriques excessives et même des dommages matériels ont été rapportés dans des recherches antérieures [107,110- 112].

D'après la méthode conventionnelle de calcul du courant d'appel, il est supposé que le transformateur sous tension ne soit pas connecté à l'autre transformateur. Il est clair que cette hypothèse est inexacte, car il devrait y avoir des effets de saturation inattendus de la part d'autres transformateurs connectés [113].

La figure 5.1 montre un schéma explicatif du phénomène de l'interaction du courant d'appel sympathétique entre deux transformateurs connectés en parallèle.

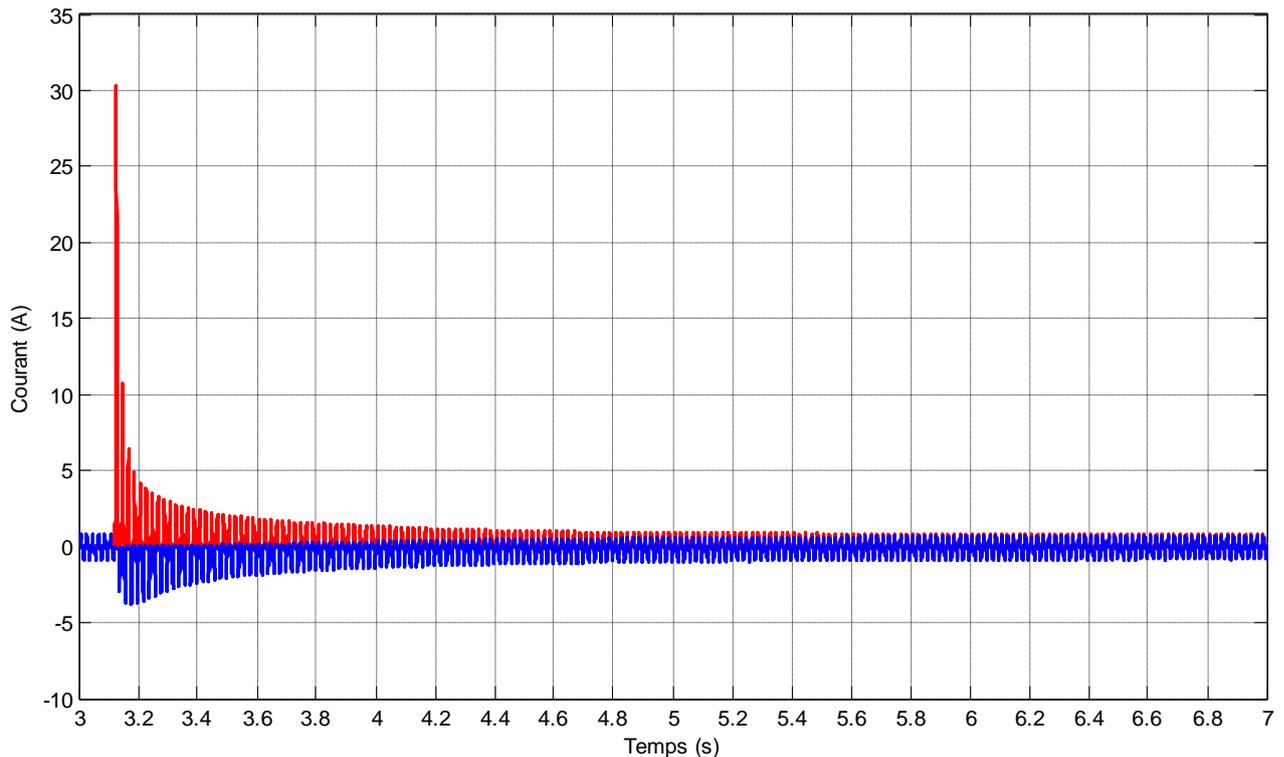


**Figure 5.1.** Interaction sympathétique entre deux transformateurs connectés en parallèle

Comme il est montré dans la figure 5.1, le transformateur  $T_2$  est le transformateur déjà en fonctionnement tandis que le transformateur  $T_1$  est le transformateur en parallèle avec  $T_2$  et qui va être mis en service. Ici,  $T_2$  connaîtra une saturation imprévue pendant le transitoire d'appel de  $T_1$ . En d'autres termes, il existe un courant d'appel sympathétique en  $T_2$  initié par le courant d'appel en  $T_1$ . Cet effet de couplage est attribué à la chute de tension asymétrique dans la résistance du système de la ligne de transmission (câbles, jeux de barres) reliant ces transformateurs [107].

Supposant que  $T_1$  a une valeur élevée de flux rémanent et peut être commuté à n'importe quelle phase de tension, le courant d'appel important peut être générer dans le transformateur. Par conséquent, la composante continue décroissante entraînera une forte chute de tension au niveau du jeu de barre commun reliant ces transformateurs [114]. Cette chute de tension entraînera une baisse de la saturation de  $T_2$  et une diminution du courant d'appel en  $T_1$ . De plus,  $T_2$  est exposé à ce même changement brusque de tension qui induira son propre courant d'appel dans le sens inverse [114].

Par une comparaison avec le courant d'appel magnétisant lui-même, qui se produit en même temps que le courant d'appel sympathétique, celui-ci persiste dans le réseau pendant une durée plus longue [8], allant même jusqu'à quelques minutes [4]. Dans le cas de courant



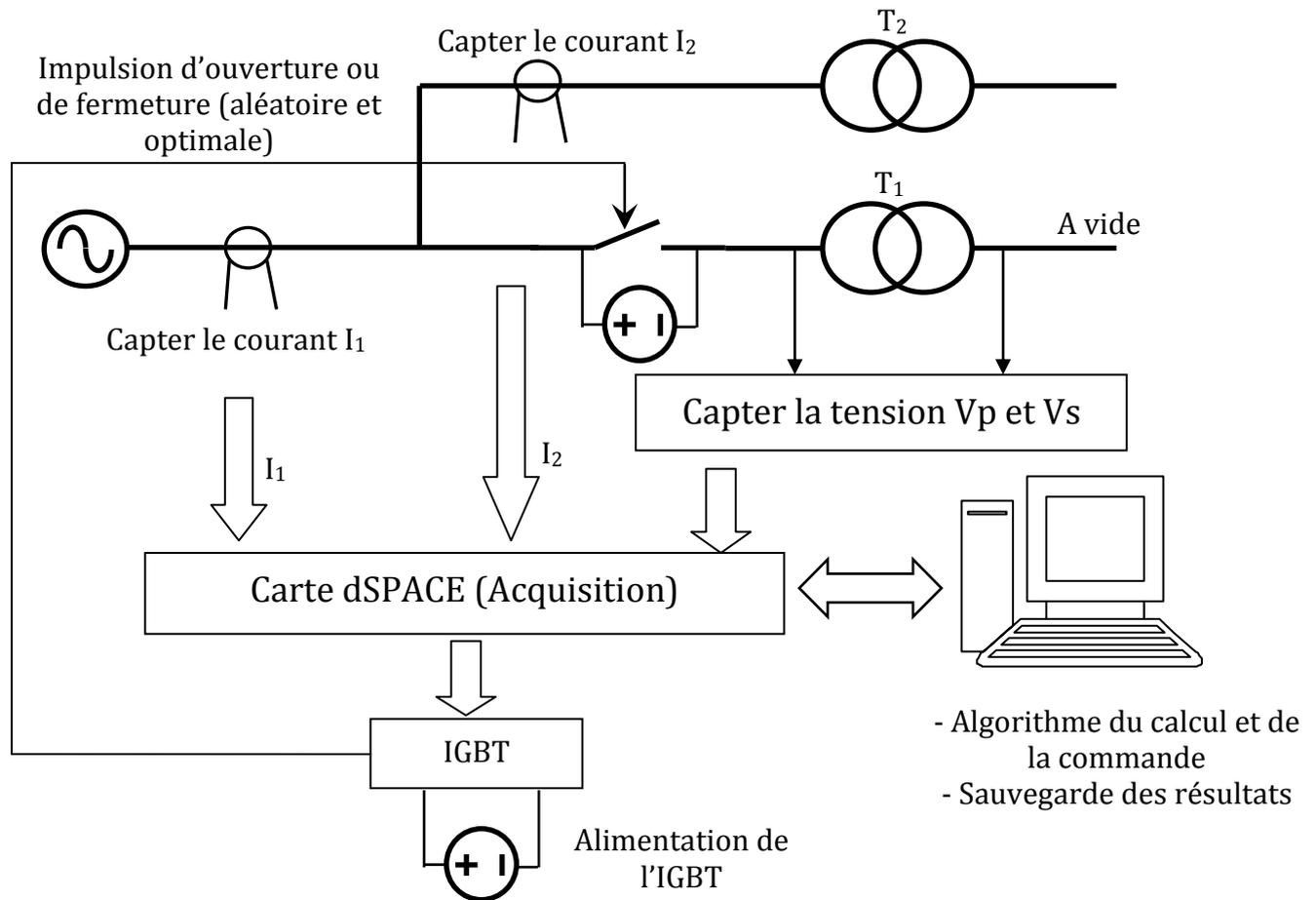
**Figure 5.2.** *Forme d'onde du courant d'appel sympathétique dans le transformateur*

d'appel uniquement, le pic de courant est très élevé ; cependant, il se désintègre également rapidement, en quelques cycles seulement, et revient généralement à zéro. La figure 5.2 montre la forme d'onde du courant d'appel sympathétique dans le transformateur.

### 5.3. Mesure et simulation du courant d'appel sympathétique

La méthode de mesure du courant d'appel sympathétique adoptée dans ce chapitre est la même que celle qui a été présentée pour mesurer le courant d'appel de chapitre précédent (4), la différence ici est l'ajout d'un deuxième transformateur connecté en parallèle avec le premier transformateur, l'ajout de quelques outils de mesure et une adaptation du programme sous MATLAB avec l'interface du ControlDesk.

Le schéma synoptique montré dans la figure 5.3, est une illustration générale de banc de mesure utilisé, avec le système d'acquisition de données. Où, en plus des éléments de base utilisés dans le circuit, qui sont: source de courant alternative et continue, disjoncteur, deux transformateurs identiques 2kVA, appareils de mesure et un IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) on trouve: une carte dSPACE et un ordinateur.



**Figure 5.3.** Schéma synoptique de banc de la mesure.

Tout d'abord, le transformateur  $T_1$  est alimenté d'une manière aléatoire, et le disjoncteur reste fermé pendant une période, puis il s'ouvre aussi d'une manière aléatoire. Enfin, le disjoncteur sera refermé avec l'application de la stratégie de la mise en service contrôlée en tenant compte des données de la dernière ouverture et du point sur l'onde de tension primaire du transformateur  $T_1$  à l'instant de la fermeture. Dans toutes ces étapes, le transformateur  $T_2$  est toujours sous tension. Pour confirmer que cette stratégie de contrôle fonctionne correctement et continue efficacement à donner les bons et les mêmes résultats, la procédure est répétée plusieurs fois.

La méthode utilisée dans cette section 4.2 pour l'acquisition des données est la même que celle utilisée dans mesurer le courant d'appel sympathétique.

La figure 5.4 montre une photo de l'installation de mesure réalisée en laboratoire, avec l'indication de chaque appareil utilisé dans la mesure.

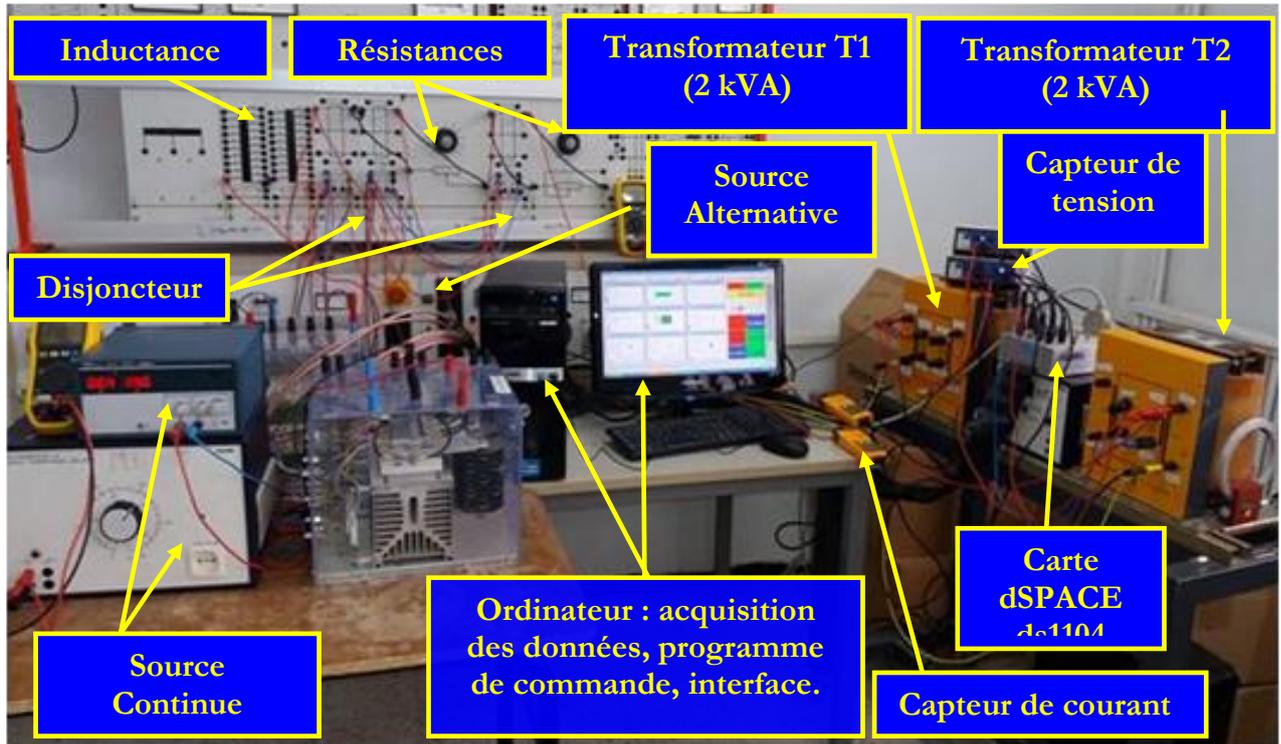


Figure 5.4. Photo du montage de mesure du courant d'appel sympathétique.

L'interface sous le logiciel ControlDesk réalisée pour l'acquisition des données de mesure du courant d'appel sympathétique est présentée dans la figure 5.5 suivante.

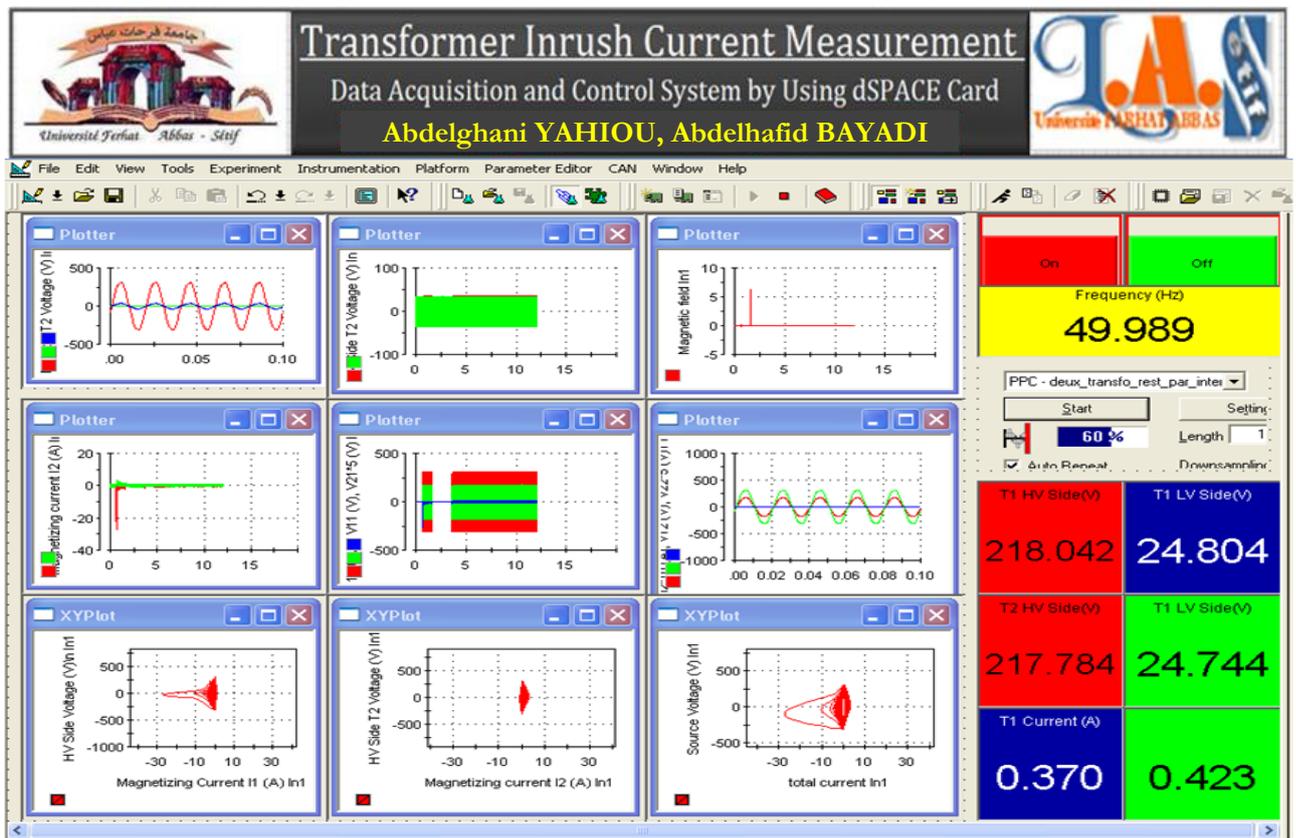
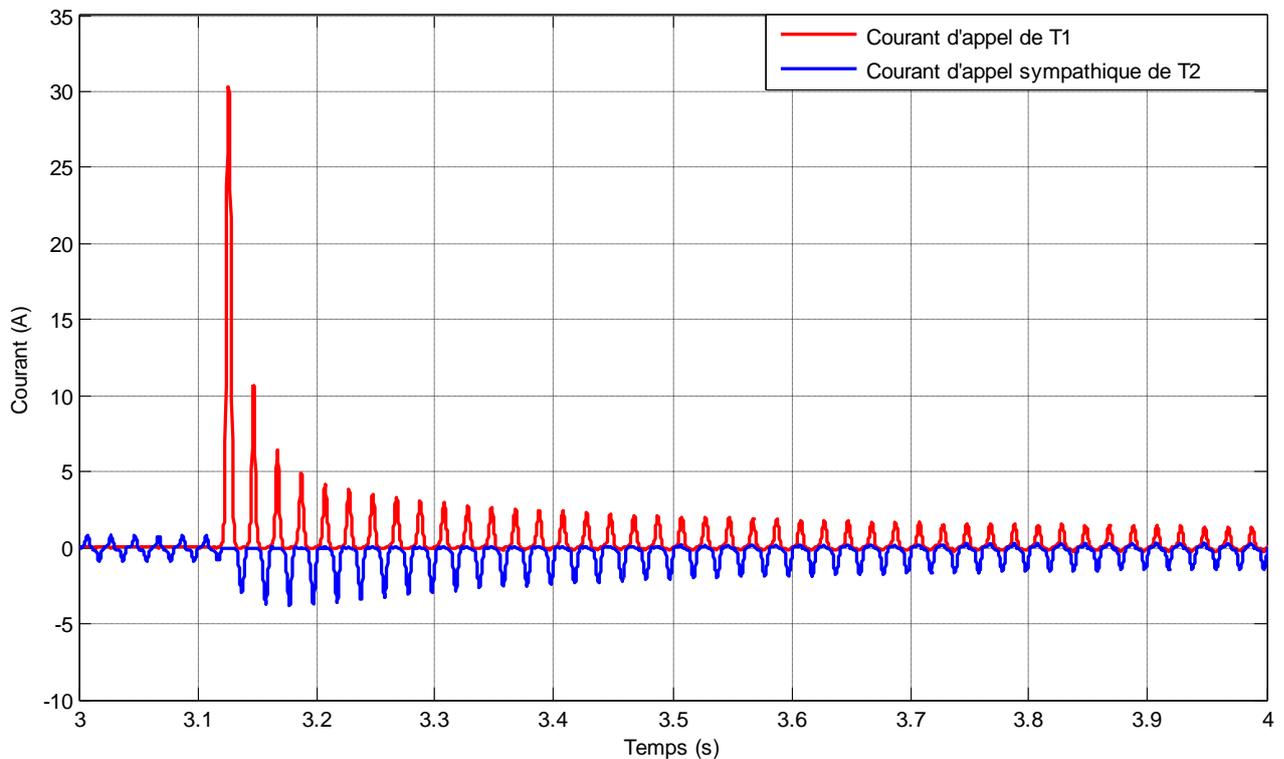


Figure 5.5. Interface de ControlDesk utilisée pour l'acquisition de données.

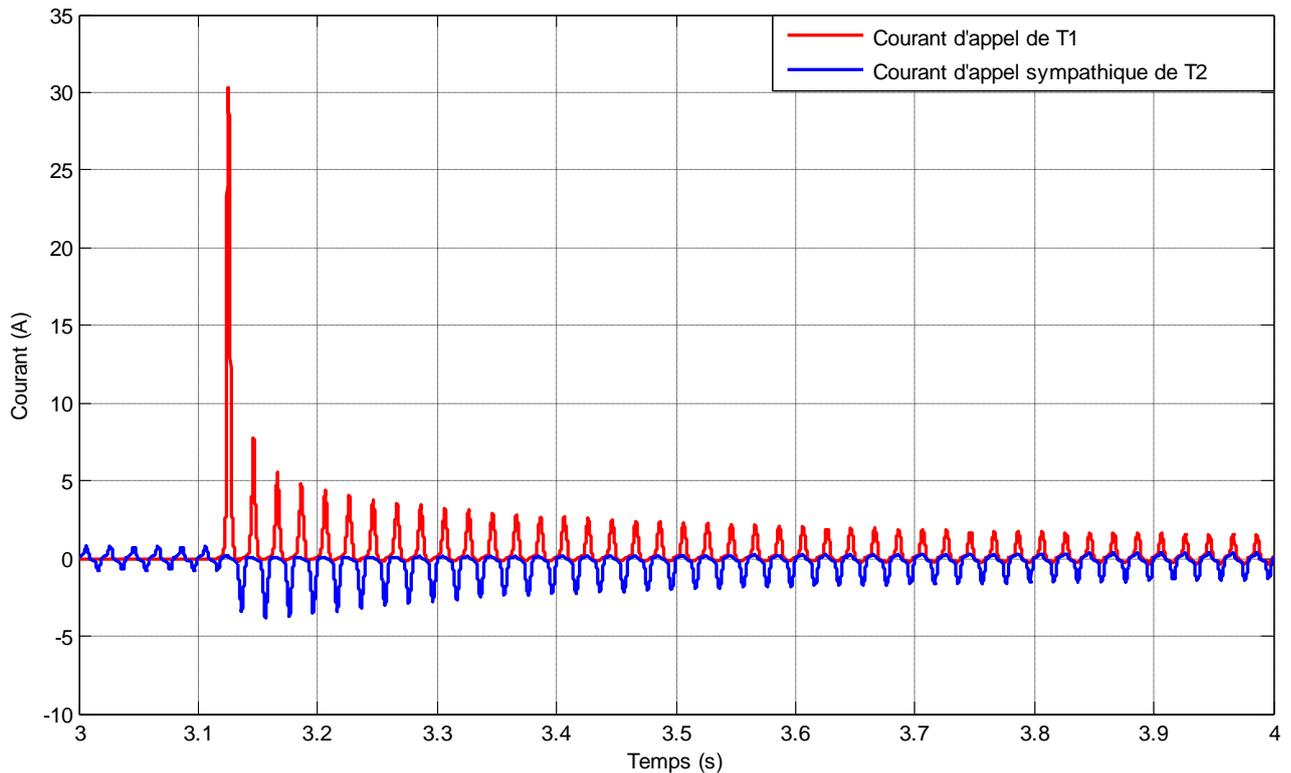
Pour les simulations, deux transformateurs similaires (2 kVA) ont été utilisés dans le programme MATLAB, portant les mêmes caractéristiques que celles déterminés dans le troisième chapitre, le régime transitoire de commutation est appliqué au premier transformateur, par contre le deuxième transformateur est connecté directement à source de tension.

#### 5.4. Résultats

La figure 5.6 et la figure 5.7 représente la forme d'onde expérimentale et de la simulation pour le courant d'appel et l'interaction du courant d'appel sympathétique avec une fermeture aléatoire du disjoncteur.



**Figure 5.6.** Interaction du courant d'appel sympathétique (expérimental)



**Figure 5.7.** Interaction du courant d'appel sympathétique (simulation)

Comme il est montré dans les deux figures 5.6 et 5.7 ; il est clair que la courbe expérimentale et la courbe de simulation, ce qui confirme que le modèle proposé donne de bon résultats également pour ce phénomène d'interaction. On estime aussi qu'il sera capable de simuler d'autre phénomène du régime transitoires à basse fréquence autre que le courant d'appel sympathétique.

### 5.5. Atténuation du courant d'appel sympathétique par commutation contrôlée

Dans cette section, la technique appliquée dans le chapitre 4 est exploitée pour réduire le courant d'appel sympathétique dans un transformateur monophasé [115, 116]. Des comparaisons détaillées des résultats de la simulation avec les résultats pratiques sont effectuées montrant la validité de l'approche pour atténuer un autre phénomène transitoire à basse fréquence. Comme il est bien expliqué dans le chapitre 4, la méthode d'atténuation est basée sur la détermination du temps de fermeture optimal sur l'onde de tension.

#### 5.5.1. Procédure de la commande

Tout d'abord, le transformateur  $T_1$  est alimenté de manière aléatoire et maintenu fermé durant quelques cycles de temps. Puis on ouvre le disjoncteur aussi d'une manière

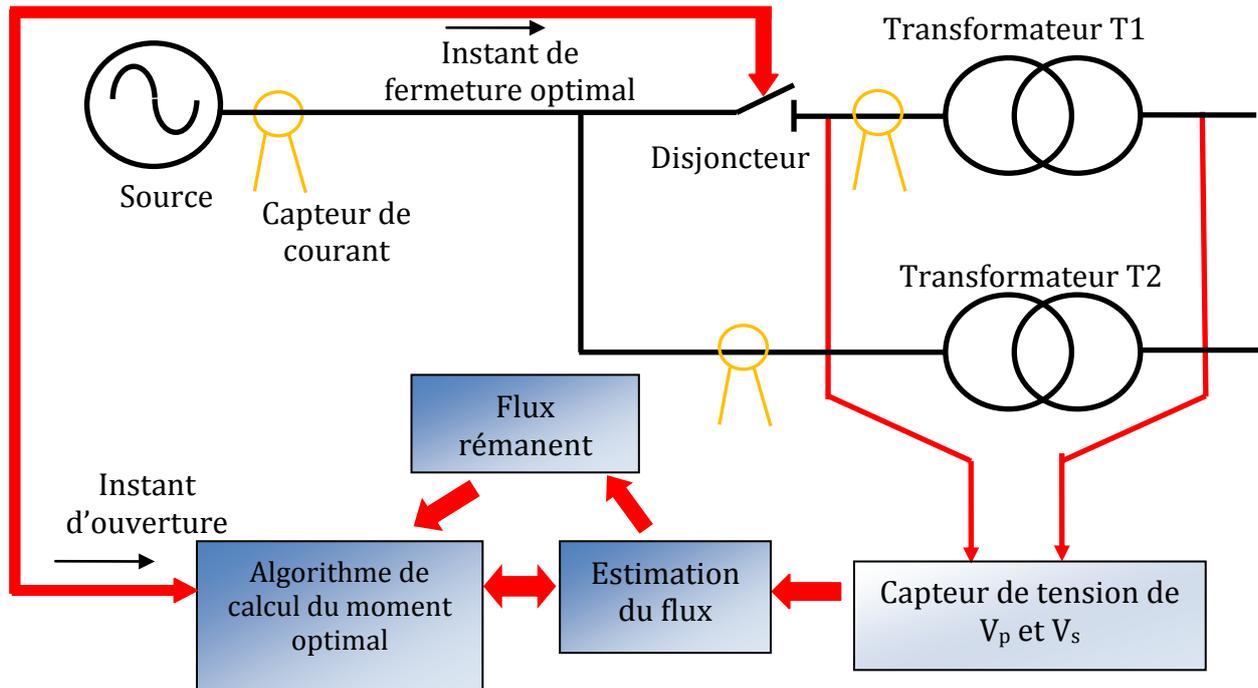


Figure 5.8. Stratégie de commande et de mesure du flux.

aléatoire et on le referme à un instant déterminé par la stratégie de commutation contrôlée. Cette étape prend en compte les données de la dernière ouverture et le point sur l'onde de tension primaire du transformateur  $T_1$  à la fermeture. Dans toutes ces étapes, le transformateur  $T_2$  est toujours sous tension.

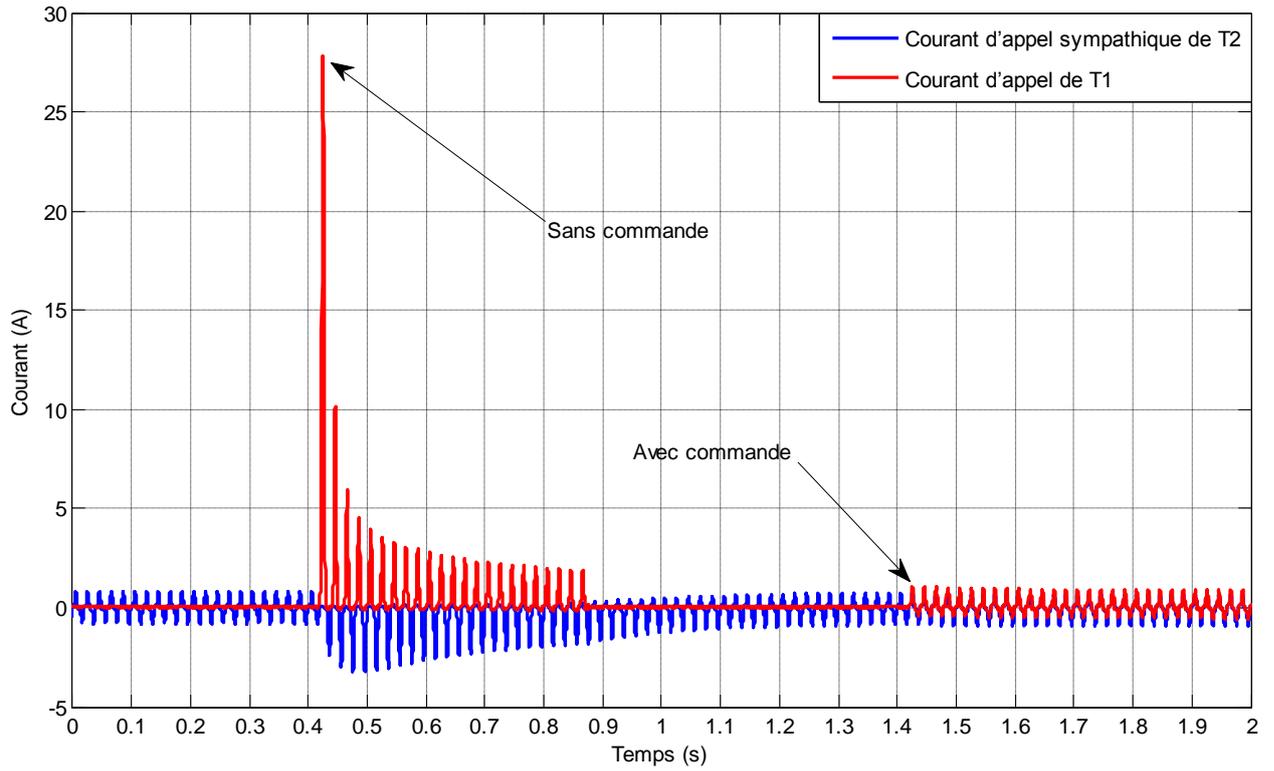
La procédure est répétée plusieurs fois pour confirmer que cette stratégie de contrôle fonctionne correctement et que les résultats sont corrects et reproductibles.

La figure 5.8 présente la procédure pour estimer le flux résiduel et comment calculer l'instant de fermeture optimal.

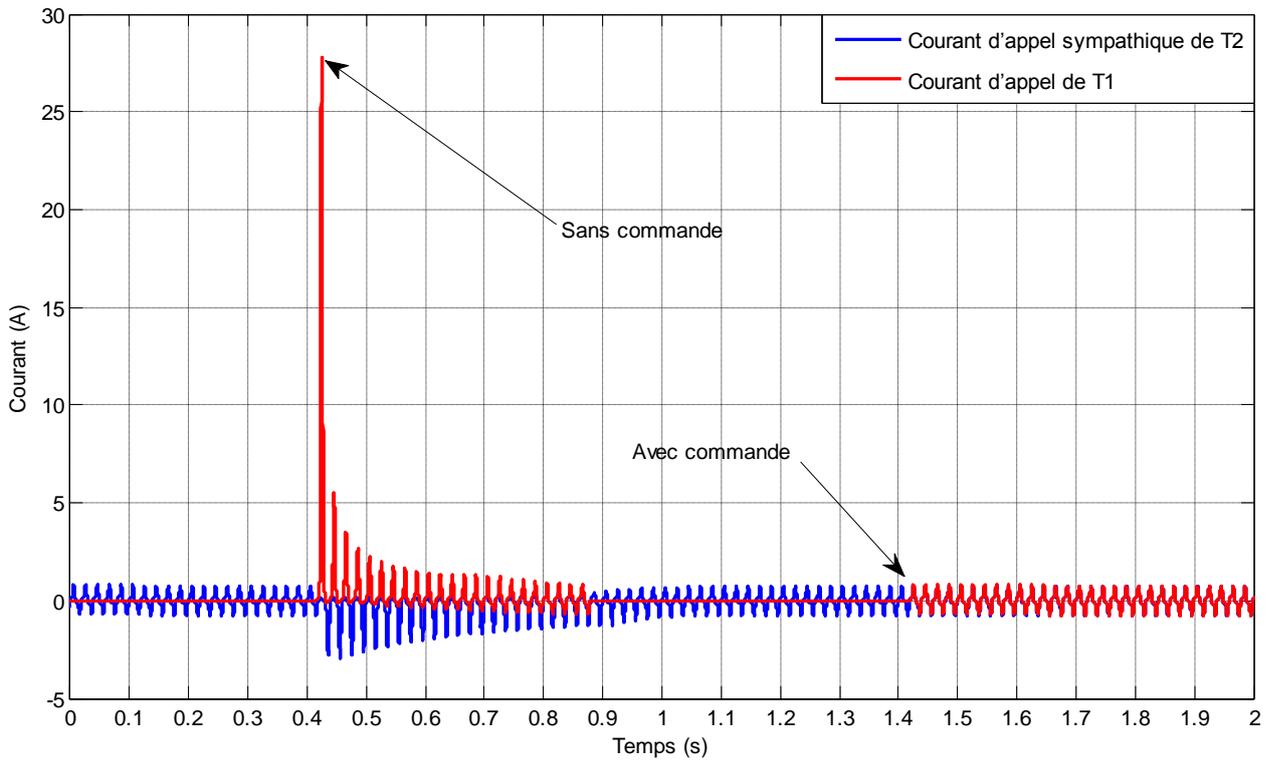
L'instant de fermeture optimal est calculé de la même manière que la méthode précédente adoptée dans la figure 4.12 du chapitre précédent.

### 5.5.2. Résultats

Les résultats expérimentaux et de simulation pendant tout le processus de mise sous tension en utilisant la stratégie actuelle sont présentés sur la figure 5.9 et sur la figure 5.10. Les résultats sont obtenus en considérant deux valeurs de l'angle  $\alpha$  ( $\alpha = \frac{\pi}{6}$ , et  $\alpha = \frac{5\pi}{6}$ ).

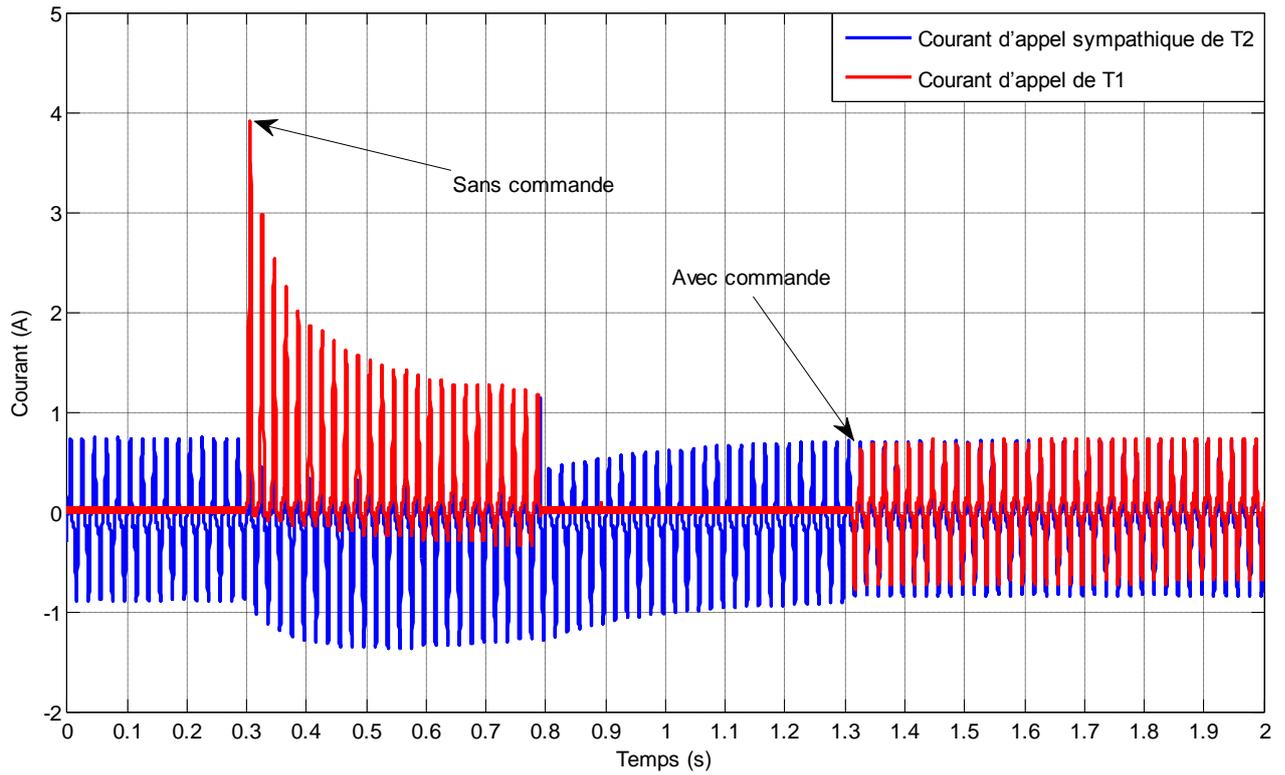


(a) Expérimental

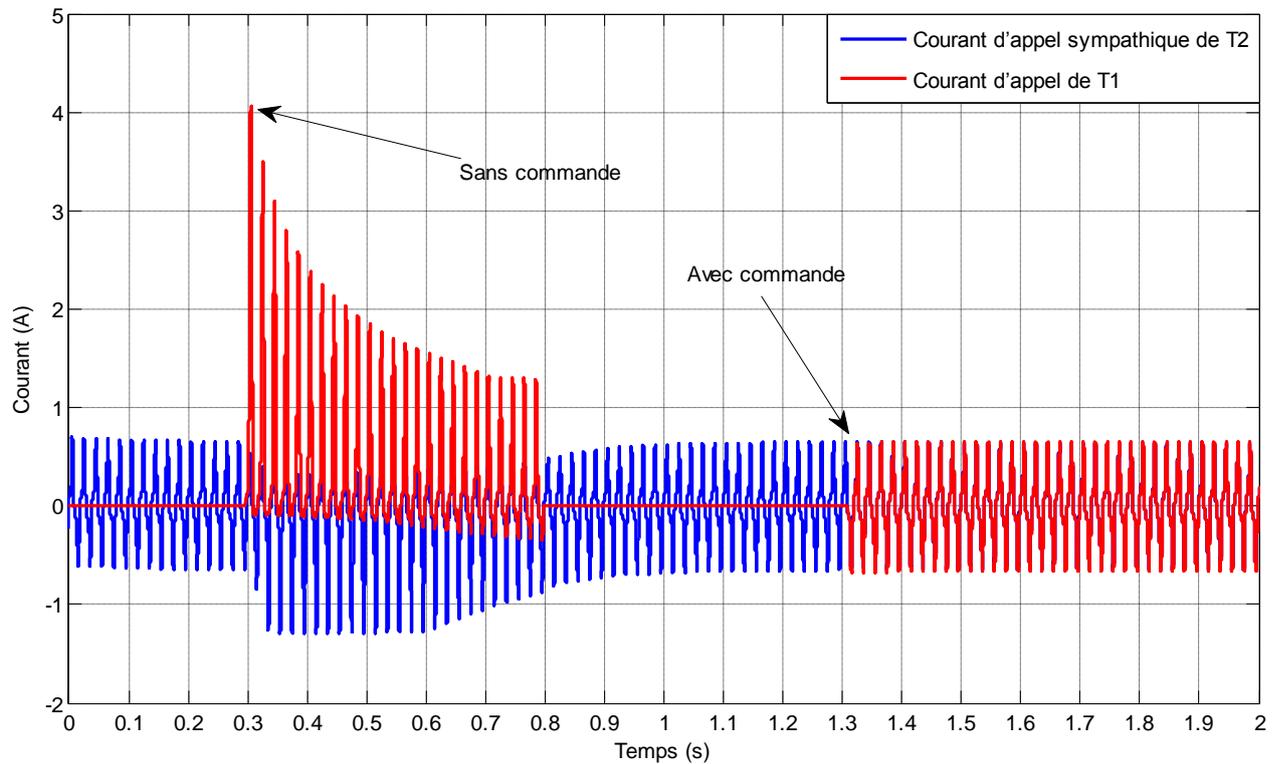


(b) Simulation

**Figure 5.9.** Atténuation du courant d'appel sympathétique par commutation contrôlée pour l'angle  $\alpha = \frac{\pi}{6}$ .



(a) Expérimental



(b) Simulation

**Figure 5.10.** Atténuation du courant d'appel sympathétique par commutation contrôlée pour l'angle  $\alpha = 5\frac{\pi}{6}$ .

Comme le montre la figures 5.9 et la figure 5.10, il est claire que dans les résultats expérimentaux concordent avec ceux de la simulation et que le courant d'appel sympathétique est bien réduit.

Comme prévu, les courants d'appel enregistrés sur le transformateur  $T_1$  sont générés par une mise sous tension non contrôlée et dépassent le courant nominal indépendamment de la valeur de l'angle  $\alpha$ . On peut aussi voir que le courant d'appel sympathétique est réduit à la valeur du courant magnétisant à vide quel que soit la valeur du flux rémanent. L'atténuation significative du courant sympathétique a été atteinte vu que la mise en service était contrôlée. En effet, l'ouverture et la fermeture du disjoncteur se font au même point sur l'onde de tension.

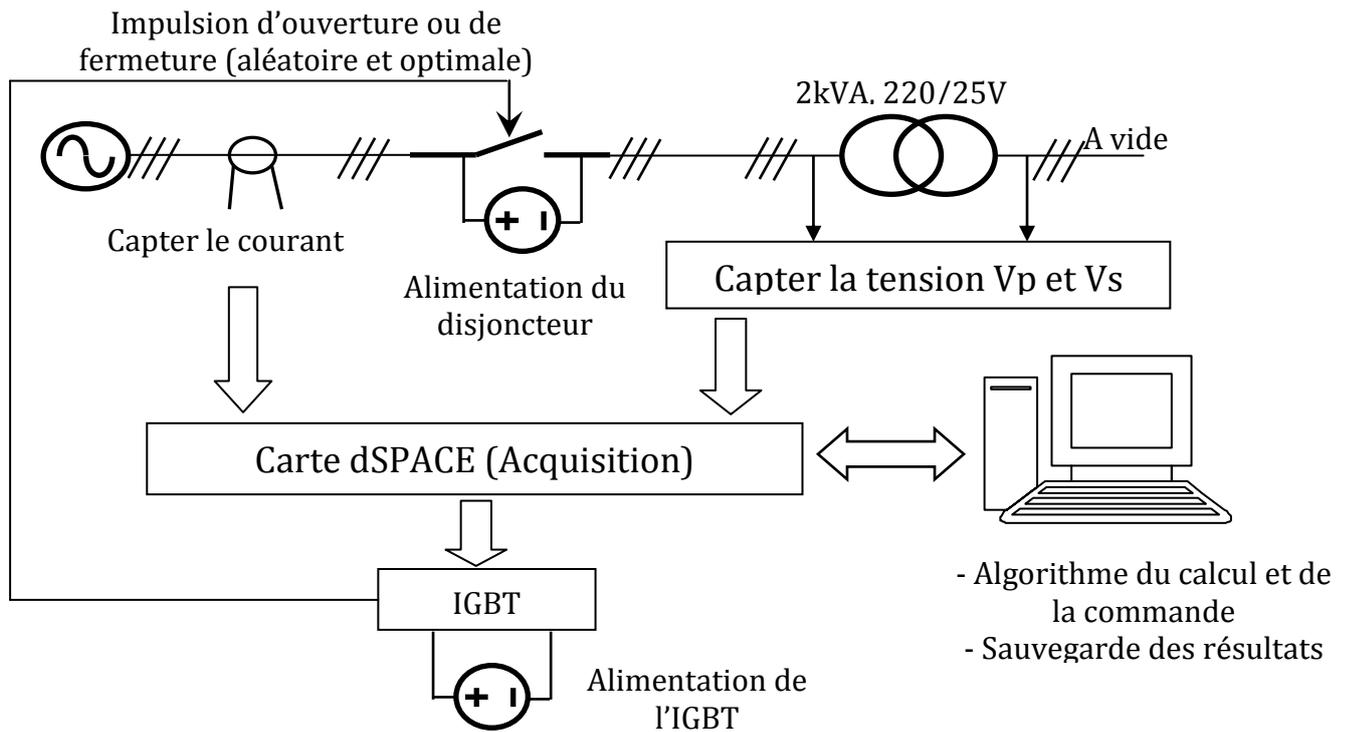
En conclusion, l'efficacité de la commutation contrôlée proposée est confirmée et a une influence directe sur la remise sous tension du transformateur.

### **5.6. Courant d'appel dans un transformateur triphasé**

Cette section a pour objectif de la mesure du courant d'appel et l'application de la technique proposée pour atténuer ce courant d'appel dans un transformateur triphasé. Le montage de mesure est celui montré sur la figure 5.11 [117].

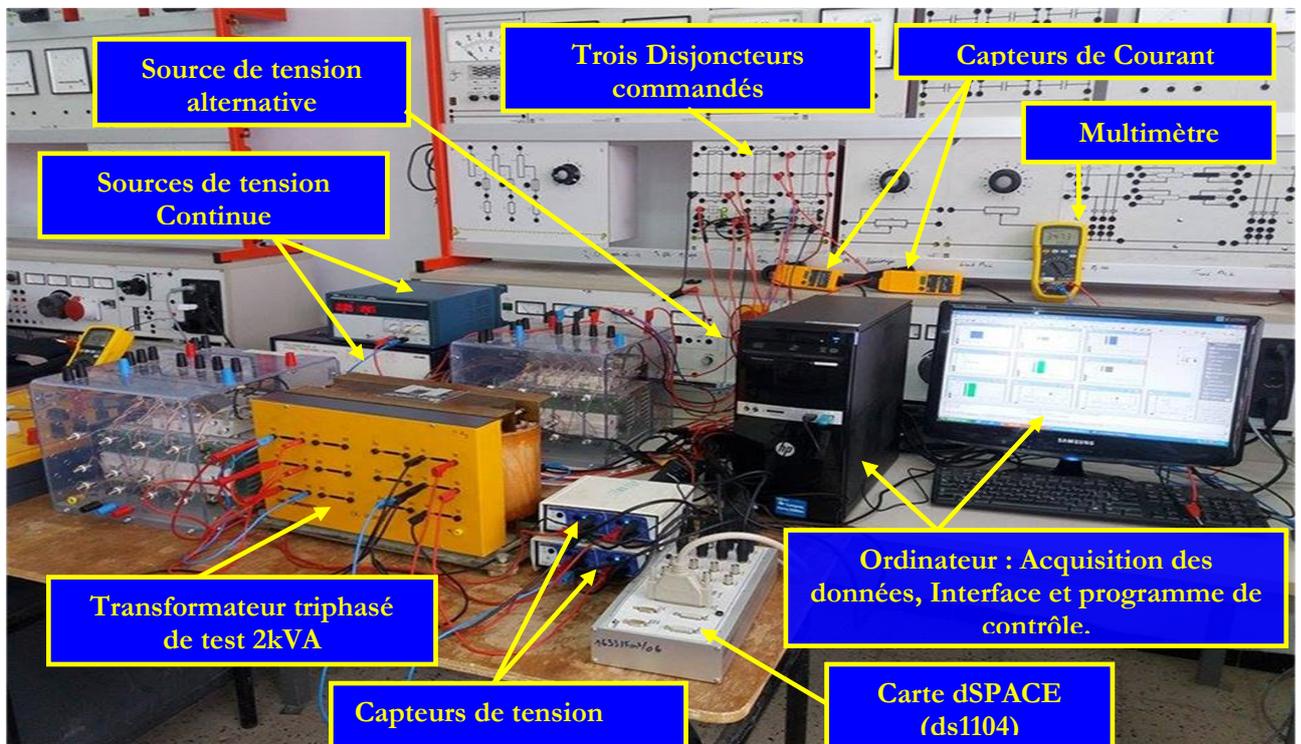
La même méthode utilisée précédemment pour mesurer le courant d'appel est utilisée dans cette partie, mais avec le changement du transformateur monophasé par un transformateur triphasé, l'ajout de deux disjoncteurs commandés, utilisation d'un générateur triphasé et ajout d'instruments de mesure pour les autres phases V et W.

Une source de tension triphasée 220 V alimente le transformateur triphasé 2 kVA. Les capteurs de courant et les capteurs de tension sont utilisés pour mesurer respectivement les formes d'onde de courant magnétisant et la tension appliquée. Les formes d'onde sont acquises à l'aide du système d'acquisition de données développé et également par un oscilloscope numérique simultanément. Dans l'environnement MATLAB et en utilisant le logiciel expérimental de dSPACE, le stockage, la commande et l'analyse de données ont été effectués.



**Figure 5.11.** Schéma synoptique de banc de la mesure.

La figure 5.12 montre une photo de l'installation de mesure réalisée en laboratoire, avec l'indication de chaque appareil utilisé dans la mesure.



**Figure 5.12.** Photo de banc de la mesure.

L'interface sous le logiciel ControlDesk réalisée pour l'acquisition des données de mesure du courant d'appel dans un transformateur triphasé est présentée dans la figure 5.13 suivante.

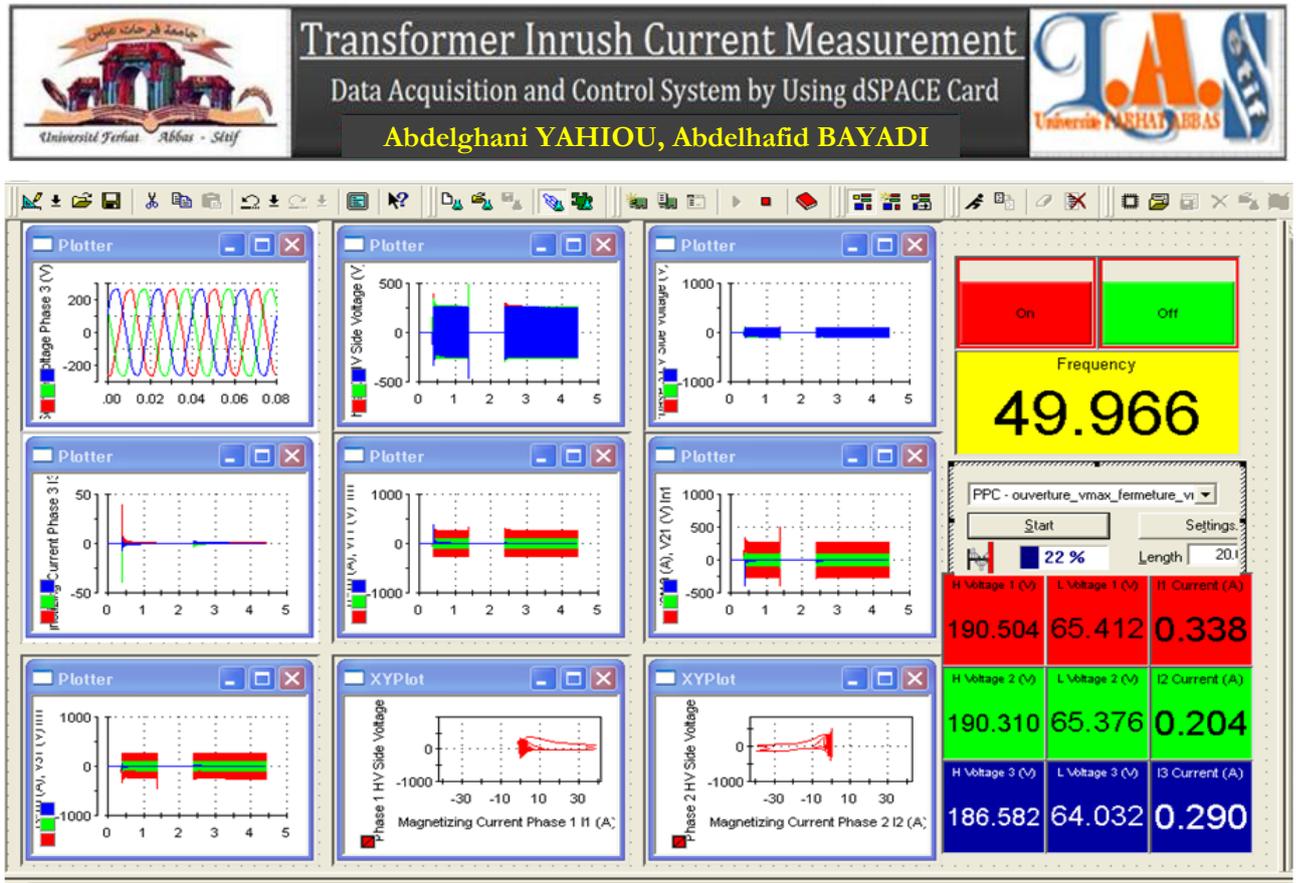


Figure 5.13. Interface de ControlDesk utilisée pour l'acquisition de données.

### 5.6.1. Courant d'appel mesuré

La figure 5.15 montre le courant d'appel du transformateur triphasé présenté dans la figure 5.14. Le couplage du transformateur sous l'essai à vide est un couplage Y-Y. La tension de la source triphasée est fixée sur la valeur nominale de l'enroulement primaire 220 V. Dans un premier test, le disjoncteur est fermé d'une façon aléatoire, pour visualiser la forme d'onde du courant d'appel triphasé. La figure 5.15 présente un exemple où des crêtes du courant atteignent une intensité de 30 A.



Figure 5.14. Transformateur triphasé de test

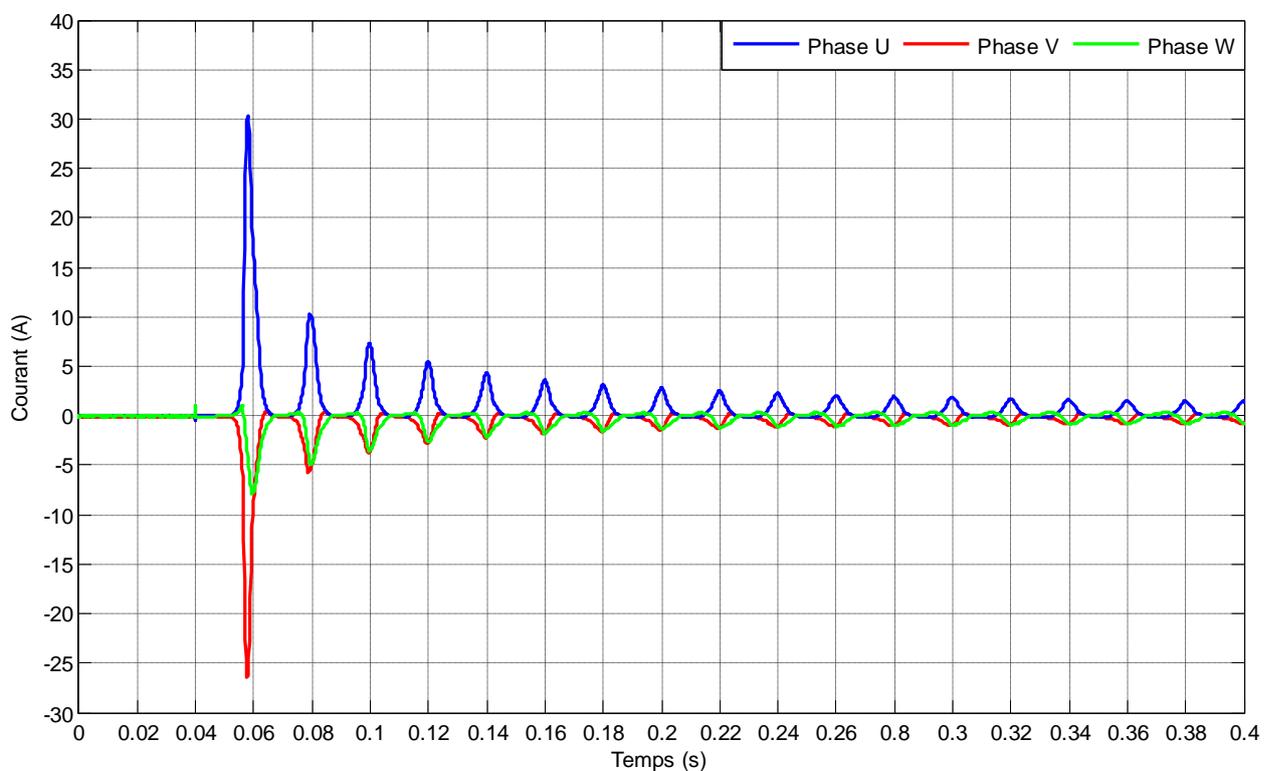


Figure 5.15. Courant d'appel d'un transformateur triphasé.

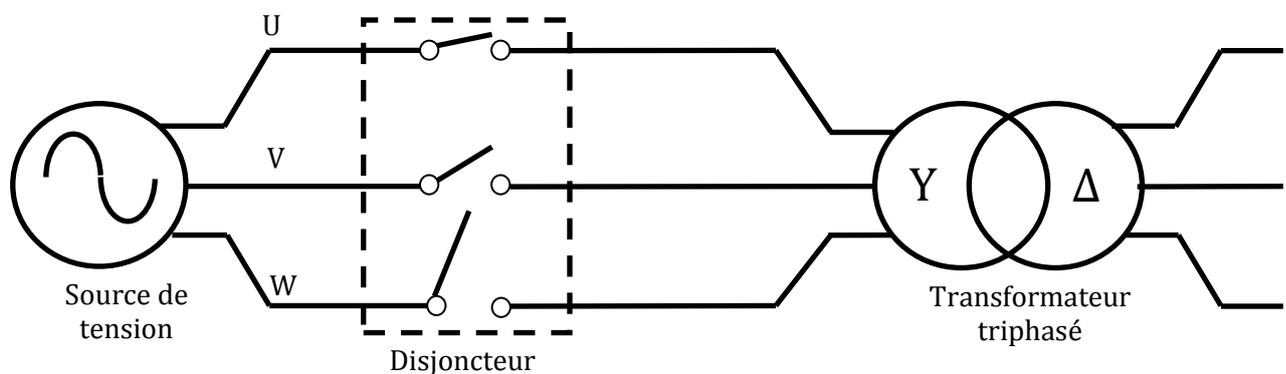
### 5.6.2. Application de la commande dans un transformateur triphasé

En utilisant trois disjoncteurs identiques et programmables, la même méthode et les mêmes équations utilisées pour réduire le courant d'appel dans le cas du transformateur monophasé, où le programme prend en considération le signal de tension électrique de la phase U, le flux rémanent est calculé en fonction des données de la phase U, et l'impulsion de fermeture optimal est envoyé au premier disjoncteur. Pour les autres phases, il n'est pas nécessaire de calculer l'instant de fermeture pour chaque phase séparément, pour la phase V,

l'instant de fermeture optimal égale à l'instant de fermeture de la phase U plus un déphasage de  $2\pi/3$ . En ce moment un signal est envoyé au second disjoncteur pour fermer la phase V, tandis que pour la phase W, l'instant de fermeture optimal est égal à l'instant de fermeture de la phase U plus un déphasage de  $4\pi/3$ . Une fois de plus en ce moment, un signal est envoyé au troisième disjoncteur pour fermer la phase W. (Figure 5.17) [118].

La figure 5.16 présente la méthode d'estimation du flux résiduel et comment calculer l'instant de fermeture optimal pour les trois phases U, V et W.

**Figure 5.16.** *Algorithme de calcul du temps de fermeture optimal.*



**Figure 5.17.** *Schéma explicatif de la mise sous tension séquentielle d'un transformateur triphasé.*

Les figures 5.16 et la figure 5.17 présentent les résultats obtenus par l'application de la technique de réduction de courant d'appel pour le transformateur triphasé, comme le montrent ces résultats, la technique utilisée dans cette thèse est également valable pour une application pour l'atténuation de ce courant d'appel dans les transformateurs triphasés, en tenant compte du déphasage entre les trois phases. Le calcul de l'instant optimal pour chaque phase séparément n'est pas nécessaire. De plus, il est à noter qu'il n'y a pas d'émergence entière du courant d'appel du après l'application de la technique proposée. Comme prévu, lors de la première mise sous tension du transformateur, des valeurs élevées du courant d'appel sont remarquées, et cela est dû à l'impulsion aléatoire donnée au disjoncteur pour se fermer à tout moment sans calculer l'instant approprié et optimal, et quelle que soit la valeur de l'angle ( $\alpha$ ). En revanche, à la deuxième mise sous tension du transformateur, selon la technique proposée, qui calcule l'instant optimal pour la fermeture du disjoncteur, on remarque qu'il n'y a pas d'apparition du courant d'appel (il n'y a que l'apparition de le courant magnétisant), car

le disjoncteur est fermé au même point de l'onde de tension où il a été ouvert. Cela prouve l'efficacité de la technique proposée pour contrôler et atténuer le courant d'appel pour les transformateurs triphasés.

**Figure 5.18.** *Atténuation du courant d'appel par commutation contrôlée avec  $\alpha = \frac{\pi}{2}$*

**Figure 5.19.** *Atténuation du courant d'appel par commutation contrôlée avec  $\alpha = 0$*

## 5.7. Conclusion

Dans ce chapitre, un système d'acquisition de données et un montage expérimental pour la mesure du courant d'appel sympathétique et le courant d'appel dans le transformateur triphasé ont été présentés. De plus, la technique de commande présentée dans le chapitre 4 est exploitée et appliquée en temps réel pour atténuer le courant d'appel sympathétique dans un transformateur monophasé ayant une puissance apparente de 2 kVA et le courant d'appel dans un transformateur triphasé. Dans le cas triphasé l'instant optimal calculé pour la première phase 1 est suffisant. Pour la deuxième et la troisième phase il est important de respecter le déphasage entre eux ( $2\pi/3$ ).

Une étude comparative est réalisée montrant la validité de la technique d'atténuation. De bons résultats sont obtenus aussi bien pour atténuer le courant d'appel sympathétique que pour le courant d'appel dans un transformateur triphasé. Ce qui garantit la fiabilité au modèle et à la commande réalisée.

---

# Chapitre 06

---

## CONCLUSIONS ET PERSPECTIVES

---

L'objectif principal de cette thèse était de développer une méthode pour calculer la courbe de saturation du noyau du transformateur pour le but de simuler des phénomènes transitoires tel que le courant d'appel, de réaliser une configuration expérimentale pour mesurer le courant d'appel avec un système d'acquisition de données, et comme dernier but, l'application d'une technique pour réduire ce courant d'appel.

Cette conclusion générale est un bref résumé du travail accompli, où nous montrerons les résultats tirés de cette thèse, et nous offrons quelques suggestions et idées qui soutiennent ce travail comme perspectives.

### 6.1. Travaux réalisés

Dans cette thèse, l'état d'art associé aux questions abordées dans cette thèse et les différents modèles en basse et haute fréquence trouvés dans la littérature sont illustrés dans le chapitre 1. De plus, une analyse des travaux sur les méthodes par lesquelles le noyau de transformateur peut être modélisé a été présentée ainsi que quelques techniques existantes pour atténuer ce courant.

Dans le présent travail, une nouvelle méthode pour le calcul de la courbe de saturation du transformateur basée sur les puissances réactives à vide expérimentales a été développée.

En premier lieu, on a présenté le banc de mesure avec le système d'acquisition de données, aussi on a montré les étapes pour mesurer le courant à vide et le courant d'appel. Après, pour le but de validation, on a utilisé le modèle proposé dans les simulations et les résultats obtenus sont comparés avec les résultats de mesure, soit pour le régime permanent soit pour le régime transitoire à basses fréquence.

En suite, une technique de réduction de courant d'appel a été utilisée dans la simulation et l'expérimentation en temps réel. La technique présentée calcule l'instant optimal auquel le disjoncteur reçoit l'ordre de se fermer sur un transformateur à vide sans l'apparition du courant d'appel. L'instant optimal est calculé en fonction de flux rémanent et du flux instantané juste à l'instant de la fermeture.

En fin, un système d'acquisition de données en utilisant la dSPACE 1104 et un montage de mesure du courant d'appel sympathétique et le courant d'appel dans le transformateur triphasé ont été présentés. Pour une autre validation de la technique d'atténuation de courant d'appel développée, cette dernière est exploitée et appliquée en temps réel pour atténuer le courant d'appel sympathétique dans un transformateur de 2 kVA et le courant d'appel dans un transformateur triphasé.

## 6.2. Résultats et conclusions

Les conclusions et les résultats obtenus dans ce travail peuvent être résumés comme suit:

- Modélisation du noyau d'un transformateur qui a permis d'extraire le cycle hystérésis du circuit magnétique en se basant sur le test à vide.
- Validation du modèle pour le régime permanent et transitoire à basse fréquence. Cette validation est réalisée par la comparaison avec les résultats expérimentaux, où le modèle développé donne des résultats en très bonne adéquation avec l'expérimental par rapport au modèle de littérature.
- Dans le montage de mesure la réponse du disjoncteur est très rapide aux ordres qui lui sont donnés d'ouvrir ou de fermer sans aucun retard.
- Lors de la remise en service des transformateurs, la technique pour réduire le courant d'appel est appliquée, où il est remarquable que le courant d'appel a disparu, il reste seulement le courant magnétisant à vide. L'algorithme proposé basé principalement sur le processus de compensation de la valeur de flux résiduel dans le noyau du transformateur par la valeur instantanée du flux à l'instant de fermeture du disjoncteur s'est montré très efficace. En effet une bonne investigation l'interaction entre un transformateur mise en service avec un transformateur déjà connecté (courant d'appel sympathétique).
- Par ailleurs, Une étude comparative est réalisée montrant la validité de la technique d'atténuation. De bons résultats ont été aussi obtenus pour atténuer le courant d'appel sympathétique, et le courant d'appel dans un transformateur triphasé. Ce qui a permis d'élargir le domaine d'application du modèle et de la commande réalisée.

## 6.3. Perspectives

Comme tous les travaux de recherche, malgré l'achèvement de certains travaux, il y a encore des points de friction, et le chercheur aspire à les aborder et à y trouver des solutions, et parmi les travaux futurs de cette thèse, nous proposons ce qui suit:

- Application de la méthode pour modéliser le noyau d'un transformateur triphasé
- Élargir la recherche à d'autres phénomènes qui se produisent dans le système d'énergie électrique à basses fréquences, tels que la ferrorésonance.
- Modélisation des transformateurs pour les régimes transitoires en haute fréquence.
- Influence de la nonlinéarité en haute fréquence (FRA).

# REFERENCES

---

- [1] CIGRÉ Working Group. C4.307, "*Transformer Energization in Power Systems: A Study Guide*" vol. 568, edition. France: CIGRÉ Publication, pp. 8-73, February. 2014
  - [2] L. Cipcigan, X. Wilsun, and V. Dinavahi, "*A new technique to mitigate inrush current caused by transformer energization*", Power Engineering Society Summer Meeting, pp. 570-574, July 2002, IEEE Xplore 2005.
  - [3] Nicola Chiesa, "*Power Transformer Modeling for Inrush Current Calculation*" Doctoral theses at NTNU. Norwegian University of Science and Technology. June 2010
  - [4] L. F. Blume, "*Transformer engineering : a treatise on the theory, operation, and application of transformers*", 2nd ed. New York, N.Y.: John Wiley and Sons, Inc., 1951.
  - [5] A. Greenwood, "*Electrical Transients in Power Systems*", 2nd edition. Troy, N.Y.: John Wiley and Sons, Inc., 1991.
  - [6] M. J. Heathcote, "*J&P Transformer Book*", 12th edition. Newnes, ISBN-13: 978-0750611589, 1998.
  - [7] A. Gole, J. A. Martinez-Velasco, and K. A. J. F. Keri., "*Modeling and Analysis of System Transients Using Digital Programs*", IEEE PES Special Publication, no. TP-133-0, January 1999.
  - [8] S. V. Kulkarni, S. A. Khaparde and K. Kulkarni "*Transformer engineering: design and practice*", Indian Institute of Technology, Bombay Mumbai, India, ser. Power engineering, New York, N.Y.: Marcel Dekker, Inc, vol. 25, 2004.
  - [9] V. Brandwajn, H. W. Dommel, and I. I. Dommel, "*Matrix representation of three-phase n-winding transformers for steady-state and transient studies*", IEEE Transaction on Power Application and System, vol. PAS-101, no. 6, pp. 1369–1378, June 1982.
  - [10] J. A. Martinez and B. A. Mork, "*Transformer modeling for low- and mid-frequency transients - a review*" IEEE Transaction Power Delivery, vol. 20, no. 2 II, pp. 1625–1632, April 2005.
  - [11] H. W. Dommel and et al., "*Electromagnetic Transients Program Reference Manual (EMTP Theory Book)*", Published by Bonneville Power Administration, Portland, OR, August 1986.
  - [12] C. P. Steinmetz and E. J. Berg, "*Theory and calculation of alternating current phenomena*", New York: Electrical World and Engineer, inc., ISBN: 978-1-4510-1533-1, 1897.
  - [13] T. Henriksen, "*How to avoid unstable time domain responses caused by transformer models*", IEEE Transaction on Power Delivery, vol. 17, no. 2, pp. 516–522, April 2002.
  - [14] E. C. Cherry, "*The duality between interlinked electric and magnetic circuits and the formation of transformer equivalent circuits*", in Proceedings of the Physical Society, Section B, vol. 62, no. 2, pp. 101–111, 1949
  - [15] G. R. Slemon, "*Equivalent circuits for transformers and machines including non-linear effects*" in Proceedings of the IEE - Part IV: Institution Monographs, vol. 100, no. 5, pp. 129–143, October 1953
  - [16] E. P. Dick and W. Watson, "*Transformer models for transient studies based on field measurement*" IEEE Transaction on Power Application and System, vol. PAS- 100, no. 1, pp. 401–419, January 1981.
  - [17] C. M. Arturi, "*Transient simulation and analysis of a five-limb generator step-up transformer following an out-of-phase synchronization*", IEEE Transaction on Power Delivery, vol. 6, no. 1, pp. 196–207, January 1991.
  - [18] F. de León and A. Semlyen, "*Complete transformer model for electro- magnetic transients*", IEEE Transaction on Power Delivery, vol. 9, no. 1, pp. 231–239, January 1994.
-

- 
- [19] A. Narang and R. H. Brierley, "Topology based magnetic model for steady-state and transient studies for three phase core type transformers", *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 9, no. 3, pp. 1337–1349, August 1994.
- [22] B. A. Mork, "Five-legged wound-core transformer model: Derivation, parameters, implementation, and evaluation", *IEEE Transaction on Power Delivery*, vol. 14, no. 4, pp. 1519–1526, October 1999.
- [21] S. Jazebi and F. de León, "Duality-Based Transformer Model Including Eddy Current Effects in the Windings", *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 30, no. 5, pp. 2312–2320, October 2015
- [22] R. Yacamini and H. Bronzeado, "Transformer inrush calculations using a coupled electromagnetic model", in *IEE Proceedings - Science, Measurement and Technology*, vol. 141, pp. 491–498, November 1994.
- [23] J. Arrillaga, W. Enright, N. R. Watson, and A. R. Wood, "Improved simulation of HVDC converter transformers in electromagnetic transient programs", in *IEE Proceedings - Generation, Transmission and Distribution*, vol. 144, pp. 100–106, March 1997.
- [24] N. D. Hatziargyriou, J. M. Prousalidis, and B. C. Papadias, "Generalised transformer model based on the analysis of its magnetic core circuit", in *IEE Proceedings C-Generation, Transmission and Distribution*, vol. 140, pp. 269–278, July 1993.
- [25] X. Chen, "A three-phase multi-legged transformer model in ATP using the directly-formed inverse inductance matrix", *IEEE Transaction on Power Delivery*, vol. 11, no. 3, pp. 1554–1562, July 1996.
- [26] D. Dolinar, J. Pihler, and B. Grcar, "Dynamic model of a three-phase power transformer", *IEEE Transaction on Power Delivery*, vol. 8, no. 4, pp. 1811–1819, October 1993.
- [27] C. E. Lin, J. C. Yeh, C. L. Huang, and C. L. Cheng, "Transient model and simulation in three-phase three-limb transformers", *IEEE Transaction on Power Delivery*, vol. 10, no. 2, pp. 896–905, April 1995.
- [28] M. Elleuch and M. Poloujadoff, "A contribution to the modeling of three phase transformers using reluctances", *IEEE Transaction on Magnetic*, vol. 32, no. 2, pp. 335–343, March 1996.
- [29] X. Chen and S. S. Venkata, "A three-phase three-winding core-type transformer model for low-frequency transient studies", *IEEE Transaction on Power Delivery*, vol. 12, no. 3, pp. 775–782, April 1997.
- [30] C. Hatziantoniou, G. D. Galanos, and J. Miliadis-Argitis, "An incremental transformer model for the study of harmonic overvoltages in weak AC/DC systems", *IEEE Transaction Power Delivery*, vol. 3, no. 3, pp. 1111–1121, July 1988.
- [31] B. A. Mork, F. Gonzalez, and D. Ishchenko, "Parameter estimation and advancements in transformer models for EMTP simulations. Task MTU- 7: Model performance and sensitivity analysis", Published by Bonneville Power Administration, Portland, OR, 2004.
- [32] B.A. Mork, F. Gonzalez, D. Ishchenko, D. L. Stuehm and J. Mitra, "Hybrid Transformer Model for Transient Simulation-Part I: Development and Parameters", *IEEE Transaction on Power Delivery*, Vol. 22, pp. 248-255, January 2007.
- [33] B.A. Mork, F. Gonzalez, D. Ishchenko, D. L. Stuehm and J. Mitra, "Hybrid Transformer Model for Transient Simulation-Part II: Laboratory Measurements and Benchmarking", *IEEE Transaction on Power Delivery*, Vol. 22, pp. 256- 262, January 2007.
- [34] H. K. Høidalen, B. A. Mork, F. Gonzalez, D. Ishchenko and N. Chiesa, "Implementation and verification of the Hybrid Transformer model in ATPDraw", *Proceeding of International Conference on Power Systems Transients, IPST'07, Lyon, France, June 2007*.
- [35] Nicola Chiesa, "Power Transformer Modelling, Advanced Core Model", Master Thesis, Polytechnic school of Milano, Italy, 2005.
-

- 
- [36] H. K. Høidalen, B. A. Mork, F. Gonzalez, D. Ishchenko and N. Chiesa, *"Implementation and verification of the Hybrid Transformer model in ATPDraw"*, Electric Power Systems Research, Elsevier, vol.79, pp.454–459, October 2009.
- [37] J. H. Harlow, *"Electric Power Transformer Engineering"*, Third Edition, ser. The electric power engineering handbook, Taylor & Francis, 2012, no. 2, Available on: <https://books.google.ca/books?id=h2Es9vpaKhQC>
- [38] B. Gustavsen, *"Study of transformer resonant overvoltages caused by cable-transformer high-frequency interaction"*, IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 25, no. 2, pp. 770–779, April 2010.
- [39] CIGRE, *"Brochure, 577A Electrical transient interaction between transformers and the power system—part 1: Expertise, joint working group a2/c4. 39"*, CIGRE, vol. 176, April 2014.
- [40] R. Aghmasheh, V. Rashtchi, and E. Rahimpour, *"Gray box modeling of power transformer windings for transient studies"*, IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 32, no. 5, pp. 2350 - 2359, January 2017.
- [41] B. Gustavsen, *"Wideband transformer modeling including core nonlinear effects"*, IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 31, no. 1, pp. 219–227, February 2016.
- [42] B. Gustavsen, M. Runde, and T. M. Ohnstad, *"Wideband modeling, field measurement, and simulation of a 420-kv variable shunt reactor"*, IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 30, no. 3, pp. 1594–1601, June 2015.
- [43] S. D. Mitchell and J. S. Welsh, *"Modeling power transformers to support the interpretation of frequency-response analysis"*, IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 26, no. 4, pp. 2705–2717, October 2011.
- [44] S. Mitchell and J. Welsh, *"Initial parameter estimates and constraints to support gray box modeling of power transformers"*, IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 28, no. 4, pp. 2411–2418, October 2013.
- [45] Y. Shibuya, S. Fujita, and E. Tamaki, *"Analysis of very fast transients in transformers"*, IEE Proceedings - Generation, Transmission and Distribution, vol. 148, no. 5, pp. 377– 383, September 2001.
- [46] Y. Shibuya and S. Fujita, *"High frequency model and transient response of transformer windings"*, in IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exhibition, vol. 3, pp. 1839–1844, Oct 2002.
- [47] M. Popov, L. V. D. Sluis, R. P. P. Smeets, J. L. Roldan, and V. V. Terzija, *"Modelling, simulation and measurement of fast transients in transformer windings with consideration of frequency-dependent losses"*, IET Electric Power Applications, vol. 1,no. 1, pp. 29–35, January 2007.
- [48] M. Popov, L. V.D. Sluis, R. P. P. Smeets, and J. L. Roldan, *"Analysis of very fast transients in layer-type transformer windings"*, IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 22, no. 1, pp. 238–247, January 2007.
- [49] M. M. Kane and S. V. Kulkarni, *"Mtl-based analysis to distinguish high-frequency behavior of interleaved windings in power transformers"*, IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 28, no. 4, pp. 2291–2299, October 2013.
- [50] G. Liang, H. Sun, X. Zhang, and X. Cui, *"Modeling of transformer windings under very fast transient overvoltages"*, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 48, no. 4, pp. 621–627, November 2006.
- [51] Y. Shibuya, T. Matsumoto, and T. Teranishi, *"Modelling and analysis of transformer winding at high frequencies"*, in Proceeding of International Conference on Power Systems Transients, IPST'05, Montreal, Canada, June 2005.
-

- 
- [52] A. T. Chadwick, J. M. Ferguson, D. H. Ryder, and G. F. Stearn, "Design of power transformers to withstand surges due to lightning, with special reference to a new type of winding", in Proceedings of the IEE - Part II: Power Engineering, vol. 97, no. 60, pp. 737 - 744, December 1950.
- [53] A. Shintemirov, W. H. Tang, and Q. H. Wu, "A hybrid winding model of disc-type power transformers for frequency response analysis", IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 24, no. 2, pp. 730–739, April 2009.
- [54] W. L. A. Neves, H. W. Dommel, "On Modelling Iron Core Nonlinearities", IEEE Transaction on Power System, Vol. 8 ,no. 2, pp. 417–425. May 1993
- [55] W. L. A. Neves, "Transformer modelling for transient studies" , British Columbia University- Canada 1994.
- [56] S. Prusty, M. V. S. Rao, "A direct piecewise linearized approach to convert rms saturation characteristic to instantaneous saturation curve", IEEE Transaction on Magnetic, vol. 16, no.1, pp. 156–160, January 1980.
- [57] F. de León, S. Jazebi, "Accurate measurement of the air-core inductance of iron-core transformers with a non-ideal low-power rectifier", IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 29, no. 1, pp. 294–296, February 2014.
- [58] J. Stenzel, T. Weber, " Model Representing The Nonlinear Behaviour Of Three-Phase Transformers", Electrical Engineering Journal, vol. 77, pp. 143–150, 1994.
- [59] Moradi, S. M. Madani, " Technique for inrush current modelling of power transformers based on core saturation analysis", IET Generation, Transmission & Distribution, vol. 12, no. 10, pp. 2317–2324, May 2018;
- [60] J. A. M. Velasco, B. A. Mork, " Transformer Modeling for Low Frequency Transients - The State of the Art", in Proceeding of International Conference on Power Systems Transients, IPST'03, New Orleans, Louisiana, USA, September 28 - October 2, 2003.
- [67] S.G. Abdulsalam, W. Xu, W.L.A. Neves and X. Liu, " Estimation of Transformer Saturation Characteristics From Inrush Current Waveforms", IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 21, no. 1, pp. 170–177, January 2006.
- [62] R. Oyanagi, T. Noda and M. Ichikawa, "A Method for Estimating the Current–Flux Curve of a Single-Phase Transformer for Electromagnetic Transient Simulations of Inrush Currents", Electrical Engineering in Japan, vol. 204, no. 2, pp. 183–192, April 2018..
- [63] B. Noshad, S. Tabatabaee, B. Ghanavati and S. Mohammadzadeh, " A new model to study ultra-saturation phenomenon during then ergization of a loaded three-phase power transformer and its effects on differential protection", International Transaction on Electrical Engineering System, vol. 25, no. 12, pp. 3681–3703, February 2015.
- [64] S. Jazebi et al., "Duality derived transformer models for low-frequency electromagnetic transients—part I: topological models", IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 31, no. 5, pp. 2410–2419, October 2016.
- [65] S. Jazebi et al., "Duality derived transformer models for low-frequency electromagnetic transients—Part II: Complementary Modeling Guidelines", IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 31, no. 5, pp. 2420–2430, October 2016.
- [66] W. Wiechowski, B. B. Jensen, C. L. Bak and J. Lykkegaard, "Harmonic Domain Modelling of Transformer Core Nonlinearities Using the DIgSILENT Power Factory Software", Electrical Power Quality and Utilisation Journal, vol. 14, no. 1, pp. 3–12, 2008.
- [67] Ketabim and M. Naseh, "Single-phase transformer modeling for inrush currents simulation using differential evolution", European Transactions on Electrical Power, vol. 22, no. 3, pp. 402–411, April 2012.
-

- 
- [68] Q. Wu, T. Hong, S. Jazebi, F. de León, "Experimentally Validated Method to Measure the  $\lambda$ - $i$  Characteristics of Asymmetric Three-Phase Transformers", IEEE Transaction on Magnetic, vol. 55, no. 4, April 2019, 10.1109/TMAG.2019.2897962
- [69] A. Donuk "A laboratory application for teaching the effect of harmonics on transformer core saturation", International Journal of Electrical, Engineering & Education, pp. 1–11, March 2019, <https://doi.org/10.1177/0020720919837852>
- [70] 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, vol. 17, no. 1, pp. 155–160, January 2002.
- [71] J. F. Witte, F. P. DeCesaro, and S. R. Mendis, "Damaging long-term over voltages on industrial capacitor banks due to transformer energization inrush currents", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 30, no. 4, pp. 1107–1115, Jul. 1994.
- [72] G. H. Cheng and Z. Xu, "Analysis and control of harmonic overvoltages during power system restoration", in proceeding of the 2005 IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exhibition: Asia and Pacific, pp. 1–7, August 2005.
- [73] V. L. C. Soares, F. Reichert, R. L. Manenti, R. Zenker, J. L. Rosa, A. G. Teixeira, O. Borges, G. Gil, and A. Mena, "Disturbances related to the effects of the energization transients of large autotransformer banks", in Proceedings of the 35th Session of the International Conference on Large High Voltage Electric Systems, vol. 2, Paris, France, pp. 36 – 302, 1995.
- [74] R. A. Turner and K. S. Smith, "Resonance excited by transformer inrush current in inter-connected offshore power systems", in Proceeding of the IEEE Industry Applications Society Annual Meeting IAS '08, pp. 1–7, October 2008, 10.1109/08IAS.2008.369
- [75] A. Tokic, V. Milardic, I. Uglesic and A. Jukan, "Simulation of three-phase transformer inrush currents by using backward and numerical differentiation formulae", Electric Power System Research, vol. 127, pp. 177–185, October 2015.
- [76] E. Cardelli, A. Faba, "Numerical modeling of transformer inrush currents", 2012 IEEE International Energy Conference and Exhibition (ENERGYCON), 10.1109/EnergyCon.2012.6347768, September 2012.
- [77] 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 Transaction on Magnetic, vol. 44, no. 5, pp. 590–597, May 2008.
- [78] E. Cardelli, A. Faba and F. Tissi, "Prediction and control of transformer inrush currents". IEEE Transaction on Magnetic, vol. 51, no. 3, pp. 590–597, Art. no. 8400304, March 2015.
- [79] A.A. Adly, H.H. Hanafy and S.E. Abu-Shady, "Utilizing Preisach models of hysteresis in the computation of three-phase transformer inrush currents", Electric Power System Research, vol. 65, no. 3, pp. 233–238, June 2003.
- [80] G. Diaz and E. Mombello, "Semianalytic integral method for fast solution of current distribution in foil winding transformers", IEEE Transaction on Magnetic, vol. 51, no. 9, Art. no. 8401209, September 2015.
- [81] J.J. Rico, E. Acha and M. Madrigal, "The study of inrush current phenomenon using operational matrices", IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 16, no 2, pp. 231 – 237, April 2001.
- [82] M.A. Taghikhani, A. Sheikholeslami and Z. Taghikhani, "Harmonic modeling of inrush current in core type power transformers using Hartley transform". Iranian Journal of Electrical and Electronic Engineering, vol. 11, no. 2, pp. 174–183, July 2015.
-

- 
- [83] M.A. Taghikhani and Z. Taghikhani, "Comparison of Hartley and Fourier transforms in harmonic modelling of five-limb core transformer inrush current", IETE Journal of Research, vol. 62, no. 6, pp. 745–751, April 2016.
- [84] J. Faiz and S. Saffari, "Inrush current modeling in a single-phase transformer", IEEE Transaction on Magnetic, vol. 46, no. 2, pp. 578–581, February 2010.
- [85] S. Jazebi, F. de León and N. Wu, "Enhanced analytical method for the calculation of the maximum inrush currents of single-phase power transformers", IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 30, no 6, pp. 2590–2599, December 2015.
- [86] M.G. Vanti, S.L. Bertoli, S.H.L. Cabral, A. G. Gerent and P. K. Peng, "Semi analytic solution for a simple model of inrush currents in transformers", IEEE Transaction on Magnetic, vol. 44, no. 6, pp. 1270–1273, June 2008.
- [87] P. C. Y. Ling and A. Basak, "Investigation of magnetizing inrush current in a single-phase transformer", IEEE Transaction on Magnetic, vol. 24, no. 6, pp. 3217–3222, November 1988.
- [88] B. Huang, N. Tai and W. Huang, "Novel inrush current restraining method for transformers of shipboard power system", International Transaction on Electrical Engineering System, vol. 25, no. 5, pp. 817–826, February 2014.
- [89] R. Cano-González, A. B. Soler, J. A. R. Macías and G. Á. Cordero, "Controlled switching strategies for transformer inrush current reduction: A comparative study", Electric Power System Research, vol. 145, , pp. 12–18, April 2017.
- [90] J. H. Brunke and K. J. Fröhlich, "Elimination of Transformer Inrush Currents by Controlled Switching—Part I: Theoretical Considerations", IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 16, no 2, pp. 276–280, April 2001.
- [91] J. H. Brunke and K. J. Fröhlich, "Elimination of Transformer Inrush Currents by Controlled Switching—Part II: Application and Performance Considerations", IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 16, no 2, pp. 281–285, April 2001.
- [92] C. K. Cheng, T. J. Liang, J. F. Chen, S. D. Chen and W. H. Yang, "Novel approach to reducing the inrush current of a power transformer", IEE Proceedings - Electric Power Applications, vol.151, no. 3, pp. 289–295, May 2004.
- [93] S. J. Arand and M. Saeedi, S. Masoudi, "Transformer inrush current mitigation using controlled switching and magnetic flux shunts", International Journal of Energy and Power Engineering, vol.2, no. 2, pp. 46–53, January 2013.
- [94] S. G. Abdulsalam and W. Xu, "A sequential phase energization method for transformer inrush current reduction—transient performance and practical considerations", IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 22, no. 1, pp. 2008–2016, January 2007.
- [95] Y. Cui, S. G. Abdulsalam, S. Chen and W. Xu, "A Sequential Phase Energization Technique for Transformer Inrush Current Reduction-Part I: Simulation and Experimental Results", IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 20, no. 2, pp. 943–949, April 2005.
- [96] W. Xu, S. G. Abdulsalam, Y. Cui and X Liu, "A Sequential Phase Energization Technique for Transformer Inrush Current Reduction-Part II: Theoretical Analysis and Design Guide". IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 20, no. 2, pp. 950–957, April 2005.
- [97] H. A. Abdelsalam and A. Y. Abdelaziz, "A New Strategy for Selection of Switching Instant to Reduce Transformer Inrush Current in a Single-phase Grid-connected Photovoltaic System", Electric Power. Components and System, vol. 43, no. 11, pp. 1297–1306, June 2015.
-

- 
- [98] R. Cano-González, A. B. Soler, J. A. R. Macías and G. Á. Cordero, " *Inrush current mitigation in three-phase transformers with isolated neutral*", *Electric Power System Research*, vol. 121, pp. 14-19, April 2015.
- [99] I. A. Pires, A. A. P. Machado and B. de J. C. Filho, " *Mitigation of Electric Arc Furnace Transformer Inrush Current Using Soft-Starter-Based Controlled Energization*", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 54, no. 4, pp. 3909–3918, August 2018.
- [100] International Electrotechnical Commission Standards (IEC), " *Power transformers - Part 11: Dry-type transformers*". IEC 60076-1, Edition 2.12000-04.
- [101] J. Mitra, " *Advanced transformer modeling for transients simulation* ", Departement of Electrical and Computer Engineering, North Dakota state University, Fargo, North Dakota 58105, July 21, 2003.
- [102] R.S. Bayless, J.D. Selman, D.E. Truax and W.E. Reid, " *Capacitor Switching And Transformer Transients*", *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 3, no. 1, pp. 349–357, January 1988.
- [103] G. Bertotti, " *General properties of power losses in soft ferromagnetic materials*", *IEEE Transaction on Magnetic*, vol. 24, no. 1, pp. 621–631, January 1988.
- [104] A.YAHIOU, A. BAYADI and B. BABES, " *Modified method for transformer magnetizing characteristic computation and point-on-wave control switching for inrush current mitigation*", *International Journal of Circuit Theory and Applications*, vol. 47, no. 10, pp. 1664–1679, October 2019, DOI: <https://doi.org/10.1002/cta.2682>
- [105] A.YAHIOU and A. BAYADI, " *Transformer core modeling for magnetizing inrush current investigation*" Article de Mediterranean Journal of Modeling and Simulation (MJMS), vol. 1, no. 1, pp. 77–88, 2014.
- [106] S. V. Kulkarni, " *Influence of System Operating Conditions on Magnetizing Inrush Phenomenon on Transformers*", in *International Conference on Transformers, TRAFOTECH-94*, Bangalore, India, pp. 19–23, 1994.
- [107] G. B. Kumbhar and S. V. Kulkarni, " *Analysis of Sympathetic Inrush Phenomena in Transformers Using Coupled Field-Circuit Approach*", *IEEE Power Engineering Society General Meeting*, Tampa, Florida, USA, pp. 1–6, June 2007.
- [108] G. Tsourakis, I. Milis, and J. Prousalidis, " *Transformer sympathetic inrush: A case study* ", 8th Mediterranean Conference on Power Generation, Transmission, Distribution and Energy Conversion (MEDPOWER 2012), Cagliari, Italy, October 2012.
- [109] V. Vaddeboina, G. Taylor, and C. Proudfoot, " *Switching large transformers on weak transmission networks 2014; A real time case study* ", 47th International Universities Power Engineering Conference (UPEC), Uxbridge, Middlesex, United Kingdom, pp. 1-6, September 2012.
- [110] P. Jinsheng, A. Swee Peng, L. Haiyu, and W. Zhongdong, " *Comparisons of normal and sympathetic inrush and their implications toward system voltage depression* ", 45th International Universities Power Engineering Conference (UPEC), Cardiff, United Kingdom, pp. 1-5, September 2010.
- [111] J. P. Bickford, N. Mullineux, and J. R. Reed, " *Computation of Power System Transients*", UK and NY: Stevenage: Peter Peregrinus Ltd. on behalf of the IEEE, April 1980.
- [112] H. A. Halim, N. S. Noorpi, M. Amirruddin, and N. M. Mukhtar, " *Analysis of Cross Blocking Method Implementation for Overcoming Sympathetic Inrush Current Phenomena* ", Fourth International Conference on Computational Intelligence, Modelling and Simulation (CIMSIM), Kuantan, Malaysia, pp. 288-293, September 2012.
- [113] B. A. M. Sengul, S. Ozturk and H. B. Cetinkaya, " *Case Study of Sympathetic Interaction between Transformers Caused by Inrush Transients* ", *International Conference on Power Systems Transient*, IPST05, Montreal, Canada, pp. 19-23, June 2005.
-

- [114] B. Kasztenny and A. Kulidjian, "*An Improved Transformer Inrush Restraint Algorithm Increases Security while Maintaining Fault Response Performance*", presented at the 53rd Annual Conference for Protective Relay Engineers, Texas, USA, 2000.
  - [115] A.YAHIOU, A. BAYADI and B. BABES, "*Point on Voltage Wave Switching for Sympathetic Inrush Current Reduction*", International Conference on Applied Smart Systems (ICASS), Médéa, Algeria, November 2019, IEEE digital library, no. 18490188, DOI: 10.1109/ICASS.2018.8651972.
  - [116] A. YAHIOU, A. BAYADI and B. BABES, "*Mitigation of Sympathetic Inrush Current in Transformer Using the Technique of Point on Voltage Wave Control Switching* ", International Conference on Communications and Electrical Engineering (ICCEE), El-Oued, Algeria, December 2019, IEEE digital library, no. 18457910, DOI: 10.1109/CCEE.2018.8634501.
  - [117] A.YAHIOU and A. BAYADI, "*Data Acquisition System for Magnetizing Inrush Current Measurement in Three Phase Transformer*, International Conference on Electrical. Engineering and Automatic Control ICEEAC13, Sétif, Algeria, November 2013
  - [118] A. YAHIOU, A. BAYADI and X. M. LOPEZ-FERNANDEZ, "*Inrush Current Reduction by a Point-on-Wave Energization Strategy and Sequential Phase Shifting in Three-Phase Transformer*", 2nd International Conference On Electronics & Electrical Engineering (IC3E'2020); Bouira, Algeria, November, 2020.
  - [119] CIGRE, "*Guidelines for representation of network elements when calculating transients*", CIGRE Technical Brochures, Réf, 039, WG 33.02, 1990
-

## ملخص

تقترح أطروحة الدكتوراه هذه نموذجًا جديدًا لتحليل عابرات التردد المنخفض للمحولات الكهربائية، مع معادلة معدلة لحساب المنحنى التدفق المغناطيسي-التيار الكهربائي والتي تمثل وشيعة التشبع الخاصة بنواة المحولات. يعتمد النموذج على المنحنى المقاس بدون حمل  $V - I$  (الجهد - التيار) ويستخدم الطاقة الضائعة التفاعلية بدون حمل. للتحقق من صحة النموذج، تم استخدامه لمحاكاة تيار عدم الحمل الممغنط في الحالة المستقرة، بالإضافة إلى تيار التدفق العابر عند تردد الشبكة الكهربائية. تم الحصول على النتائج التجريبية المقدمة في هذه الرسالة من خلال إعداد تجريبي مع نظام الحصول على البيانات بناءً على بطاقة dSPACE 1104.

بالإضافة إلى ذلك، تم تطوير تقنية تحكم لتخفيف التيار المنادى العابر في المحولات وتطبيقها تجريبياً في المخبر وكذلك في عمليات المحاكاة. تم تنفيذ إستراتيجية التحكم هذه مع مراعاة التدفق المغناطيسي المتبقي في لحظة فتح قاطعة الدائرة المرتبط. بالإضافة إلى ذلك، بالنسبة لعمليات التحقق الأخرى من التقنية المقترحة، تم إجراء تطبيقات للتخفيف من التيار المنادى الناتج عن ظاهرة التفاعل بين محولين (أحدهما يخضع لظاهرة عابرة والآخر دائماً تحت التشغيل)، وكذلك التيار المنادى في محول ثلاثي الطور، مع مراعاة التغير في الطور بين الأطوار الثلاثة.

## كلمات مفتاحية

محول كهربائي، dSPACE، اكتساب، نمذجة، اللاخطية، التشبع، تيار منادى، تعاطف، التحكم، تشغيل.

## Résumé

Cette thèse de doctorat propose un nouveau modèle pour l'analyse des transitoires basses fréquences d'un transformateur, avec une équation modifiée pour le calcul de la caractéristique flux-courant qui représente l'inductance de saturation du noyau de transformateur. Le modèle est basé sur les courbes à vide  $V - I$  (tension - courant) et utilise les pertes de puissance réactive à vide. Pour valider le modèle, il a été utilisé pour simuler le courant magnétisant à vide en régime permanent, ainsi que le courant d'appel transitoire à la fréquence du réseau. Les résultats expérimentaux présentés dans cette thèse ont été obtenus via une installation expérimentale avec un système d'acquisition de données basé sur la carte dSPACE 1104.

De plus, une technique de commande pour atténuer le courant d'appel transitoire dans un transformateur a été développée et appliquée expérimentalement en laboratoire et également dans les simulations. Cette stratégie de commande a été réalisée en tenant compte du flux résiduel à l'instant d'ouverture du disjoncteur associé. De plus pour d'autres validations de la technique proposée, des applications ont été réalisées pour atténuer le courant d'appel sympathétique (phénomène d'interaction entre deux transformateurs, l'un est soumis au phénomène transitoire et l'autre est déjà alimenté), et aussi le courant d'appel dans un transformateur triphasé en tenant compte le déphasage entre les trois phases.

## Mots-clés

Transformateur, dSPACE, acquisition, modélisation, nonlinéarité, saturation, courant d'appel, sympathétique, contrôle, mise en service.

## Abstract

This PhD thesis proposes a new model for the analysis of low frequency transients for transformer, with a modified equation to compute the flux-current saturation characteristic which represents the iron core inductance of the transformer. The model based on the  $V - I$  (voltage - current) no-load curves and uses the no-load reactive power losses. To validate the model, it was used to simulate the magnetizing no-load current in the steady state, as well as the transient inrush current at the network frequency. The experimental results presented in this thesis were obtained through a laboratory setup and a data acquisition system based on the dSPACE 1104 card.

Moreover, a control technique to mitigate the transient inrush current in a transformer has been developed and applied experimentally in the laboratory and also in simulations. This control strategy was carried out taking into account the residual flux at the opening instant of the associated circuit breaker. In addition, for other validations of the proposed technique, an applications have been made to mitigate the sympathetic inrush current (interaction phenomenon between two transformers, one is subject to the transient phenomenon and the other is already supplied), and also the inrush current in a three-phase transformer, taking into account the phase shifting between the three phases.

## Key Words

Transformer, dSPACE, acquisition, modeling, nonlinearity inrush current, sympathetic, control, energization.